

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

Silvia Helena Pini

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM FILTRO ATIVO
PARALELO DE DOIS QUADRANTES CONECTADO NO LADO DE
CORRENTE CONTÍNUA DE UM RETIFICADOR MONOFÁSICO
COM FILTRO INDUTIVO**

Florianópolis

2010

Silvia Helena Pini

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM FILTRO ATIVO
PARALELO DE DOIS QUADRANTES CONECTADO NO LADO DE
CORRENTE CONTÍNUA DE UM RETIFICADOR MONOFÁSICO
COM FILTRO INDUTIVO**

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

Florianópolis
2010

Catálogo na fonte pela Biblioteca Universitária da
Universidade Federal de Santa Catarina

P654e Pini, Silvia Helena
Estudo e implementação de um filtro ativo paralelo
de dois quadrantes conectado no lado de corrente contínua
de um retificador monofásico com filtro indutivo
[dissertação] / Silvia Helena Pini ; orientador, Ivo Barbi.
- Florianópolis, SC, 2010.
198 p.: il., tabs.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia elétrica. 2. Filtro ativo. 3. Fator de
potência. 4. Retificador indutivo. 5. Dois quadrantes. I.
Barbi, Ivo. II. Universidade Federal de Santa Catarina.
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III.
Título.

CDU 621.3

Silvia Helena Pini

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM FILTRO ATIVO
PARALELO DE DOIS QUADRANTES CONECTADO NO LADO DE
CORRENTE CONTÍNUA DE UM RETIFICADOR MONOFÁSICO
COM FILTRO INDUTIVO**

‘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 Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador

Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph.D.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Eng. Dirk Lindeke, MSc. Ing

Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.

Aos meus pais.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Adenir e Maria Helena, por terem sempre me apoiado nas minhas decisões e me incentivado a lutar pelos meus objetivos.

A Deus, pela minha vida, saúde, capacidade e oportunidades que, graças a Ele, tive na vida.

Ao professor Ivo Barbi, por sua orientação dedicada ao longo de todo o trabalho, estando sempre muito presente, visando o bom aprendizado e a qualidade do trabalho.

Aos demais professores e funcionários do Instituto de Eletrônica de Potência, pela amizade, apoio e convívio. Em especial ao Luiz Marcellus Coelho, pela paciência e colaboração no desenvolvimento do protótipo.

Aos colegas André L. Fuerback e Alessandro Batschauer, pelas sugestões e pela permanente disponibilidade em compartilhar o conhecimento e experiência adquiridos. Aos vários colegas do laboratório, pelas discussões proveitosas sobre o trabalho que, de alguma forma, puderam agregar no desenvolvimento do mesmo.

Aos meus colegas mais próximos, Gleyson L. Piazza, Rodrigo da Silva e Roberto F. Coelho, pela amizade e proveitosa convivência durante o mestrado.

Aos meus amigos Gabriel Tibola e Larissa Bittencourt, pela paciência, pelo apoio, e por estarem muito presentes na minha vida, ao longo desses dois anos de mestrado.

Ao CNPQ pelo apoio financeiro, sem o qual não seria possível a realização desta pesquisa.

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

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM FILTRO ATIVO
PARALELO DE DOIS QUADRANTES CONECTADO NO LADO DE
CORRENTE CONTÍNUA DE UM RETIFICADOR COM FILTRO
INDUTIVO**

Silvia Helena Pini

Abril/2010

Orientador: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de Concentração : Eletrônica de Potência.

Palavras-chave: Filtro Ativo, Fator de Potência, Retificador com Filtro Indutivo, Dois Quadrantes.

Número de Páginas: 198.

O presente trabalho aborda o estudo e a implementação de um filtro ativo paralelo de dois quadrantes aplicado a um retificador monofásico com filtro indutivo. Seu propósito principal é de corrigir o fator de potência e reduzir o conteúdo harmônico da corrente de entrada desse retificador. Outra motivação, para a aplicação do filtro ativo no retificador com filtro indutivo, é a ampliação de sua faixa de operação no modo de condução contínua. Primeiramente, o estudo do retificador é apresentado, juntamente com uma análise da corrente de entrada. Conhecidas as características do retificador, o funcionamento e o equacionamento da estrutura, com o filtro ativo proposto, são detalhados. De posse das funções de transferência do sistema, a estratégia de controle é proposta e o procedimento para a determinação dos compensadores analógicos é desenvolvido. O projeto de todos os circuitos necessários para a implementação prática da estrutura, com a finalidade de confirmar a teoria, também é apresentado. Os resultados obtidos por simulação e experimentalmente validam toda a análise e modelagem realizada e, ainda, comprovam os objetivos do trabalho.

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

**STUDY AND IMPLEMENTATION OF A TWO QUADRANTS
SHUNT ACTIVE POWER FILTER CONECTED ON THE DC SIDE
OF AN RECTIFIER WITH INDUCTOR FILTER**

Silvia Helena Pini

April/2010

Advisor: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics.

Keywords: Active Power Filters, Power Factor, Rectifier with Inductor Filter, Two Quadrants.

Number of Pages: 198.

This work presents the study and implementation of a two quadrants shunt active power filter (APF) applied in a single phase rectifier with DC-side inductor filter. The main purpose of this APF is the input side power factor correction and the input current harmonic contents reduction. Another motivation for this application is the increasing of the operation range on continuous conduction mode of this rectifier. Initially, the rectifier study is presented, along with the input current analysis. Once the rectifier characteristics are established, the operation and the mathematical analysis of the system including the APF are detailed. After the derivation of the system transfer functions, a control strategy is proposed and the procedure for determination of the analog compensators is developed. The design of all the circuits necessary for practical implementation, intended to confirm theory, is also presented. Simulation and experimental results validate the performed analysis and modeling, justifying the work goals.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Retificador em ponte completa a diodos com saída LC	3	Figura 3.4 – Circuito equivalente do filtro ativo para um período de chaveamento	43
Figura 1.2 - Circuito completo do retificador	4	Figura 3.5 – Circuito equivalente da primeira etapa de operação	44
Figura 1.3 – Principais formas de onda para o MCC	6	Figura 3.6 – Circuito equivalente do filtro ativo para a segunda etapa de operação	45
Figura 1.4 – Circuito para 1ª etapa e 2ª etapa	7	Figura 3.7 – Curva da razão cíclica	47
Figura 1.5 – Circuito da 3ª etapa	8	Figura 3.8 – Ondulação de corrente do filtro parametrizada	49
Figura 1.6 – Formas de onda do retificador em MCD	9	Figura 3.9 – Principais formas de onda do retificador com indutância CC operando no MCC	51
Figura 1.7 – Circuito do retificador indutivo, considerando a tensão de saída constante	10	Figura 3.10 – Forma de onda da corrente no indutor de carga obtida a partir da expressão (3.57)	54
Figura 1.8 – Circuito equivalente	10	Figura 3.11 – Forma de onda da corrente no indutor do filtro obtida a partir da expressão (3.66)	56
Figura 1.9 – Circuito simplificado do retificador para o MCC	16	Figura 3.12 – Circuito do filtro ativo	57
Figura 1.10 – Característica de carga do retificador	21	Figura 3.13 – Estrutura de potência completa do sistema	58
Figura 1.11 – Harmônicos da corrente de entrada	22	Figura 3.14 – Circuito equivalente do filtro ativo para valores médios instantâneos	59
Figura 1.12 – Fator de potência, taxa de distorção harmônica e fator de deslocamento em função da variação da carga	23	Figura 3.15 - Circuito equivalente para as correntes do filtro ativo	61
Figura 1.13 - Detalhe das curvas de Fator de potência, taxa de distorção harmônica e fator de deslocamento em função da variação da carga	23	Figura 3.16 – Circuito equivalente do sistema, operando com o filtro ativo	64
Figura 2.1 – Conversor fonte de tensão (VSI)	26	Figura 3.17 – Forma de onda da corrente de entrada retificada	65
Figura 2.2 – Conversor fonte de corrente (CSI)	26	Figura 3.18 – Forma de onda da tensão na saída da ponte retificadora	66
Figura 2.3 – Filtro ativo paralelo	27	Figura 3.19 – Estrutura de controle proposta	68
Figura 2.4 – Filtro ativo série	28	Figura 3.20 – Circuito de compensadores avanço-atraso (a) simétrico; (b) assimétrico	69
Figura 2.5 – Filtro ativo híbrido	29	Figura 3.21 - Diagrama assintótico de $H_a(s)$	70
Figura 2.6 – Associação de filtros ativos série e paralelo	30	Figura 3.22 - Formas de onda da corrente de entrada, tensão na saída da ponte retificadora, e tensão de carga com $f_s=10$ kHz (a) carga nominal ; (b) 15% de carga nominal	73
Figura 2.7 – Filtro ativo paralelo em sistema monofásico	31	Figura 3.23 - Formas de onda da corrente de entrada, tensão na saída da ponte retificadora, e tensão de carga com $f_s=30$ kHz (a) carga nominal ; (b) 15% de carga nominal	74
Figura 2.8 – Filtro ativo paralelo em sistema trifásico a três fios	31	Figura 3.24 - Formas de onda da corrente de entrada, tensão na saída da ponte retificadora, e tensão de carga com $f_s=60$ kHz (a) carga nominal ; (b) 15% de carga nominal	75
Figura 2.9 – Filtro ativo paralelo em sistema trifásico a 4 fios com barramento CC tipo ponto médio	32	Figura 3.25 - Formas de onda da corrente de entrada, tensão na saída da ponte retificadora, e tensão de carga com $f_s=100$ kHz (a) carga nominal ; (b) 15% de carga nominal	76
Figura 2.10 – Filtro ativo paralelo em sistema a 4 fios com três pontes monofásicas	33	Figura 3.26 – Curvas de fator de potência da estrutura, para o conversor operando sem o filtro ativo, e com o filtro ativo em diferentes frequências de chaveamento	78
Figura 2.11 – Filtro ativo paralelo em sistema a 4 fios com quatro braços	33		
Figura 2.12 – Fonte de harmônico de corrente	35		
Figura 2.13 – Fonte de harmônico de tensão	35		
Figura 2.14 – Estratégia por monitoramento de corrente de carga e de filtro	37		
Figura 2.15 – Estratégia por monitoramento da corrente da rede	38		
Figura 3.1 – Estrutura de potência proposta	42		
Figura 3.2 – Conversor do filtro ativo	42		
Figura 3.3 – Circuito equivalente do filtro ativo	43		

Figura 3.27 - Curvas de taxa de distorção harmônica da corrente de entrada da estrutura, para o conversor operando sem o filtro ativo, e com o filtro ativo em diferentes frequências de chaveamento	79	Figura 5.4 – Sensor de Corrente	127
Figura 3.28 – Curvas da tensão de carga em função do valor de carga, para o conversor operando sem o filtro ativo, e com o filtro ativo em diferentes frequências de chaveamento	81	Figura 5.5 – Divisor resistivo	128
Figura 4.1 – Estrutura de potência proposta	83	Figura 5.6 – Circuito do sensor de tensão a partir de divisor resistivo	129
Figura 4.2 – Forma de onda da corrente no capacitor de carga	86	Figura 5.7 – Esquemático do circuito das fontes auxiliares	130
Figura 4.3 – Diagrama de blocos da estrutura de controle do filtro ativo	90	Figura 5.8 – Circuito equivalente das fontes auxiliares	130
Figura 4.4 – Curva da razão cíclica do retificador	91	Figura 5.9 – Circuito do Sinal de Sincronismo	131
Figura 4.5 - Diagrama de blocos da malha de corrente	92	Figura 5.10 – Circuito do comparador de histerese	132
Figura 4.6 - Diagrama de Bode da planta de corrente	92	Figura 5.11 – Característica do comparador de histerese	133
Figura 4.7 - Diagrama de Bode da FTMA de corrente	93	Figura 5.12- Circuito de proteção contra sobretensão	134
Figura 4.8 - Diagrama de Bode do compensador de corrente	96	Figura 5.13 – Configuração da fonte SKHIPS2	135
Figura 4.9 - Diagrama de Bode da FTMA do sistema compensado	96	Figura 5.14 – Configuração do <i>driver</i> SKHI 20opA	135
Figura 4.10 – Circuito do Compensador de Corrente	97	Figura 5.15 - Tensão e corrente de entrada e tensão de barramento CC da carga com potência nominal (a) sem o filtro ativo; (b) com o filtro ativo	138
Figura 4.11 – Diagrama de Bode das funções de transferência do compensador de corrente	99	Figura 5.16 – Espectro harmônico da corrente de entrada (a) sem filtro ativo; (b) com filtro ativo	139
Figura 4.12 – Diagrama de blocos simplificado da estrutura de controle	99	Figura 5.17 – Tensão da rede e (a) corrente de entrada; (b) corrente de entrada retificada; (c) corrente no indutor de carga; (d) corrente no indutor do filtro ativo	140
Figura 4.13 – Diagrama de Bode da planta de tensão	100	Figura 5.18 – Tensão de barramento CC do filtro ativo	140
Figura 4.14– Diagrama de Bode do filtro rejeita-faixa	102	Figura 5.19 - Tensão e corrente de entrada e tensão de barramento CC da carga com 10% de potência nominal (a) sem o filtro ativo; (b) com o filtro ativo	141
Figura 4.15 – Diagrama de Bode da FTMA da malha de tensão não compensada	102	Figura 5.20 - Transitório de carga de 65% para 100% de potência nominal (a) tensão e corrente de entrada; (b) tensões de barramento CC do filtro ativo e de carga	142
Figura 4.16 - Diagrama de Bode da FTMA do compensador de tensão projetado	104	Figura 5.21 – Foto do protótipo implementado	143
Figura 4.17 - Diagrama de Bode da FTMA da malha de tensão compensada	104	Figura 5.22 – Tensão e corrente de entrada e tensão de barramento CC da carga com potência nominal (a) sem o filtro ativo; (b) com o filtro ativo	145
Figura 4.18 – Circuito do Compensador de Tensão	105	Figura 5.23 – Espectro harmônico da corrente de entrada (a) sem filtro ativo; (b) com filtro ativo	146
Figura 4.19 – Diagrama de Bode das funções de transferência do compensador de tensão	107	Figura 5.24 – Tensão da rede e (a) corrente de entrada; (b) corrente de entrada retificada; (c) corrente no indutor de carga; (d) corrente no indutor do filtro ativo	146
Figura 4.20 – Diagramas de bloco da estrutura interna do CI UC3854A/B. Fonte [18]	109	Figura 5.25 – Tensão de barramento CC do filtro ativo	147
Figura 4.21 – Diagrama básico do controle do UC3854B	110	Figura 5.26 - Tensão e corrente de entrada e tensão de barramento CC da carga com 10% de potência nominal (a) sem o filtro ativo; (b) com o filtro ativo	148
Figura 4.22 – Configuração dos parâmetros externos do UC3854B	110	Figura 5.27 – Transitório de carga de 65% para 100% de potência nominal (a) tensão e corrente de entrada; (b) tensões de barramento CC do filtro ativo e de carga	149
Figura 4.23 – Filtro passa-baixas de segunda ordem	112		
Figura 5.1 – Diagrama de blocos da geração do sinal da entrada A do multiplicador	122		
Figura 5.2 – Circuito para geração da entrada A do multiplicador	123		
Figura 5.3 – Circuito do filtro rejeita-faixas	124		

Figura 5.28 – Rendimento da estrutura com o FAP em função da carga nominal

151

SIMBOLOGIA

Principais Símbolos Utilizados		
<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
t	Tempo	s
θ	Ângulo elétrico	rad
ω	Frequência angular	rad/s
f	Frequência elétrica	Hz
α	Ângulo de condução	rad
β	Ângulo de bloqueio	rad
$V_1(\theta)$	Tensão da rede	V
$I_1(\theta)$	Corrente da rede	A
$V_2(\theta)$	Tensão na saída da ponte retificadora	V
$I_2(\theta)$	Corrente na saída da ponte retificadora	A
$V_{Lo}(\theta)$	Tensão na indutância de carga	V
$I_{Lo}(\theta)$	Corrente na indutância de carga	A
$I_{Co}(\theta)$	Corrente no capacitor de carga	A
V_{Cf}	Tensão de barramento CC do filtro ativo	V
$I_{Lf}(\theta)$	Corrente na indutância do filtro ativo	A
$\Delta i_{Lf}(\theta)$	Ondulação de corrente em alta frequência na indutância do filtro ativo	A
$\overline{\Delta i_{Lf}(\theta)}$	Ondulação de corrente parametrizada em alta frequência na indutância do filtro ativo	
$I_{Cf}(\theta)$	Corrente no capacitor de barramento CC do filtro ativo	A
I_{Cfef}	Corrente eficaz em período de rede no capacitor de barramento CC do filtro ativo	A
$I_{S1}(\theta)$	Corrente na chave superior do braço do filtro ativo	A

$I_{S2}(\theta)$	Corrente na chave inferior do braço do filtro ativo	A
V_o	Tensão de carga	V
I_o	Corrente de carga	A
L_o	Indutor de carga	H
C_o	Capacitor de carga	F
R_o	Resistor de carga	Ω
L_{oCR}	Valor crítico da indutância de carga	H
R_{oCR}	Valor crítico da resistência de carga	Ω
L_f	Indutor do filtro ativo	H
C_f	Capacitor do filtro ativo	F
P_1	Potência ativa de entrada	W
P_o	Potência ativa de saída	W
Q_o	Potência reativa da carga	VAr
V_{1p}	Tensão de pico de entrada	V
I_{1p}	Corrente de pico de entrada	A
V_{1ef}	Tensão de entrada eficaz	V
I_{1ef}	Corrente de eficaz de entrada	A
X_o	Parametrização da carga	
X_{oCR}	Parametrização da carga crítica	
$\overline{I_o}$	Corrente de carga parametrizada	
$\overline{I_{oCR}}$	Corrente de carga crítica parametrizada	
$d(\theta)$	Razão cíclica	
D_{med}	Razão cíclica média em período de rede	
f_{rede}	Frequência elétrica da tensão de rede	Hz
f_s	Frequência de comutação dos interruptores	Hz
T_s	Período elétrico da tensão de rede	s

f_z	Frequência do zero	Hz	V_{ci}	Sinal do compensador de corrente	
f_p	Frequência do pólo	Hz	V_{Io}	Sinal medido da corrente de carga	V
f_c	Frequência de corte	Hz	V_{ds}	Amplitude da portadora dente-de-serra	V
$H_v(s)$	Função de transferência da planta de tensão		G_{PWM}	Ganho do modulador PWM	1/V
$H_I(s)$	Função de transferência da planta de corrente		G_{mult}	Ganho do multiplicador	
$C_v(s)$	Função de transferência do compensador de tensão		G_{FP}	Ganho de faixa plana	
$C_I(s)$	Função de transferência do compensador de corrente		G_{Mi}	Ganho da malha de corrente	A/V
K_{Io}	Ganho da malha de corrente de carga		V_{prot}	Tensão do circuito de proteção de sobretensão	V
$F_N(s)$	Função de transferência do filtro rejeita-faixas		V_{vea}	Entrada A do multiplicador do UC3854B	V
$T_{ui}(s)$	Função de transferência de malha aberta de corrente para o sistema não compensado		$I_{AC}(\theta)$	Entrada B do multiplicador do UC3854B	A
$T_i(s)$	Função de transferência de malha aberta de corrente para o sistema compensado		V_{ff}	Entrada C do multiplicador do UC3854B	V
$T_{iv}(s)$	Função de transferência de malha aberta de tensão para o sistema não compensado				
$T_v(s)$	Função de transferência de malha aberta de tensão para o sistema compensado				
MF_{NC}	Margem de fase do sistema não compensado	graus			
MF_C	Margem de fase do sistema compensado	graus			
K_{ihall}, G_i	Ganho do sensor de corrente	V/A			
K_{vhall}, G_v	Ganho do sensor de tensão				
ε_v	Erro da tensão de barramento CC do filtro ativo	V			
ε_i	Erro da corrente de entrada retificada	A			
V_{cv}	Sinal do compensador de tensão				

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Principais Acrônimos e Abreviaturas

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
FA	Filtro Ativo
FAP	Filtro Ativo Paralelo
FAS	Filtro Ativo Série
FPP	Filtro Passivo Paralelo
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
THD	Taxa de Distorção Harmônica
FP	Fator de Potência
FDesl	Fator de Deslocamento
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
PCC	Ponto de Conexão Comum
PLC	<i>Power Line Conditioner</i>
LC	Indutivo-Capacitivo

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO	1
CAPÍTULO I	3
ANÁLISE DO RETIFICADOR CLÁSSICO COM CARGA INDUTIVA	3
1.1. INTRODUÇÃO	3
1.2. OPERAÇÃO NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA	4
1.2.1. Análise Matemática	4
1.2.2. Formas de Onda	5
1.3. MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA	6
1.3.1. Etapas de Operação	6
1.3.2. Formas de Onda	8
1.3.3. Expressão da Corrente no Indutor	9
1.3.4. Expressão da Corrente Média no Indutor	13
1.4. CÁLCULO DA CARGA CRÍTICA	15
1.5. CURVA DA CARACTERÍSTICA DE CARGA DO RETIFICADOR	19
1.6. CARACTERÍSTICAS DA CORRENTE DE ENTRADA	21
1.7. CONCLUSÕES	24
CAPÍTULO II	25
REVISÃO DE FILTROS ATIVOS	25
2.1. INTRODUÇÃO	25
2.2. CLASSIFICAÇÃO DOS FILTROS ATIVOS	25
2.2.1. Classificação por Conversor	25
2.2.2. Classificação por Topologia	27
2.2.3. Classificação Quanto ao Sistema de Suprimento de Energia	30
2.2.4. Fontes de Harmônicos	34
2.3. ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DA CORRENTE PARA FILTROS ATIVOS PARALELOS	35
2.3.1. Estratégia por Monitoramento das Correntes de Carga e do FAP	36
2.3.2. Estratégia por Monitoramento da Corrente da Rede	37
2.4. CONCLUSÕES	38
CAPÍTULO III	41

ESTRUTURA DE POTÊNCIA DO FILTRO ATIVO PARALELO CONECTADO NO LADO CC DE UM RETIFICADOR INDUTIVO	41
3.1. INTRODUÇÃO	41
3.2. ANÁLISE MATEMÁTICA	42
3.2.1. Etapas de Operação	44
3.2.2. Cálculo da Razão Cíclica	45
3.2.3. Cálculo da Ondulação de Corrente no Indutor do Filtro Ativo	47
3.2.4. Expressão da Corrente na Indutância de Carga	49
3.2.5. Expressão da Corrente de Baixa-Freqüência na Indutância do Filtro Ativo	55
3.3. CÁLCULO DA CORRENTE EFICAZ NO CAPACITOR DO BARRAMENTO CC DO FILTRO ATIVO	57
3.4. MODELAGEM DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA DO SISTEMA	58
3.4.1. Modelo para Controle da Corrente	59
3.4.2. Modelo para Controle da Tensão	61
3.5. ESTRATÉGIA DE CONTROLE E PROJETO DOS COMPENSADORES	63
3.6. PROJETO DOS COMPENSADORES	69
3.7. ANÁLISE DO COMPORTAMENTO DO FILTRO ATIVO EM REGIME PERMANENTE	71
3.7.1. Formas de Onda Analisadas	72
3.7.2. Curva de Fator de Potência	77
3.7.3. Curva da Taxa de Distorção Harmônica da Corrente de Entrada	79
3.7.4. Curvas de Tensão de Carga	80
3.8. CONCLUSÕES	82
CAPÍTULO IV	83
PROJETO DOS COMPONENTES PASSIVOS DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA E DOS COMPENSADORES	83
4.1. INTRODUÇÃO	83
4.2. ESPECIFICAÇÕES DO SISTEMA	83
4.2.1. Cálculo dos Componentes Passivos da Carga	84
4.3. CÁLCULO DOS COMPONENTES PASSIVOS DO FILTRO ATIVO	88
4.4. PROJETO DOS CIRCUITOS DE CONTROLE	90
4.4.1. Compensador de Corrente	91

4.4.2.	Compensador de Tensão	99
4.4.3.	O Circuito Integrado UC3854B	108
4.5.	CONCLUSÕES	117
CAPÍTULO V		119
DIMENSIONAMENTO DOS SEMICONDUTORES E DOS CIRCUITOS		
AUXILIARES, SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS		119
5.1.	INTRODUÇÃO	119
5.2.	SEMICONDUTORES	119
5.3.	CIRCUITOS AUXILIARES	121
5.3.1.	Circuito para Geração da Entrada A do Multiplicador do UC3854B	121
5.3.2.	Circuito do Filtro Rejeita-Faixa	124
5.3.3.	Sensores	125
5.3.4.	Fontes Auxiliares	129
5.3.5.	Circuito de Sincronismo	131
5.3.6.	Circuito de Proteção Contra Sobretensão	132
5.3.7.	Driver	135
5.4.	SIMULAÇÕES	137
5.4.1.	Formas de Onda	137
5.5.	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	143
5.5.1.	Fotos do Protótipo	143
5.5.2.	Formas de Onda	144
5.6.	CONCLUSÕES	151
CONCLUSÃO GERAL		153
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS		155
APÊNDICE A		157
PROJETO DOS COMPENSADORES DE TENSÃO E CORRENTE		157
APÊNDICE B		175
PROJETO DO TRANSFORMADOR DA FONTE AUXILIAR		175
APÊNDICE C		181
PROJETO DO TRANSFORMADOR PARA GERAÇÃO DO SINAL DE SINCRONISMO		181
APÊNDICE D		187
LISTA DE COMPONENTES		187
APÊNDICE E		195
ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO		195



INTRODUÇÃO

Com o aumento de cargas não-lineares no sistema elétrico, o problema de qualidade de energia tem se tornado mais preocupante. Esse tipo de carga é composto, em grande parte, pelos equipamentos que contêm um circuito de entrada especial, como fontes chaveadas, retificadores, gradadores, entre outros. Essas cargas não-lineares podem causar a injeção de harmônicos e de potência reativa no sistema, o desbalanceamento de fases com correntes de neutro excessivas causando uma baixa eficiência do sistema, além de um baixo fator de potência [1].

Como solução, os filtros passivos, que são formados por combinações de capacitores, indutores e resistores, foram inicialmente usados para redução de harmônicos do sistema. Suas principais vantagens incluem a simplicidade, o baixo custo, a robustez e o bom rendimento. Dentre suas desvantagens, pode-se citar o fato de que as frequências harmônicas de compensação são fixas, grande volume do filtro, e a susceptibilidade a ressonâncias entre o filtro e a impedância do sistema.

O desenvolvimento dos filtros ativos de potência (FA) veio da necessidade de uma solução dinâmica e ajustável aos problemas de qualidade de energia. Esses filtros oferecem um melhor desempenho na compensação de harmônicos de corrente ou tensão, de correntes de neutro e desbalanceamento, promovendo a correção do fator de potência. Os filtros ativos são capazes de ações corretivas eficazes, mesmo com mudanças dinâmicas nas cargas não lineares. Sua grande desvantagem está no custo e na complexidade.

Uma topologia bastante usual em ambientes industriais é o retificador a diodos com filtro capacitivo, estando este presente no estágio de entrada de vários equipamentos, como nos sistemas de alimentação ininterrupta de energia (UPS) ou inversores de frequência. Outro tipo de retificador bem conhecido é o com filtro indutivo-capacitivo, o qual é bastante utilizado em situações que demandam corrente elevada na saída do retificador, como em aplicações industriais. Sua desvantagem em relação ao retificador capacitivo é o volume e o custo que o indutor adiciona à estrutura, além da restrição de sua operação com cargas leves. Este retificador, operando no modo de condução descontínua tem sua tensão de barramento dependente do valor da carga, podendo alcançar o valor da tensão de pico da rede. Quando este retificador opera no modo de condução contínua, sua tensão de saída é fixa e independente do valor da carga, sendo proporcional à tensão eficaz de entrada. A vantagem do retificador com filtro indutivo ao com

filtro capacitivo é o fato de a sua corrente ser menos distorcida e, portanto, processar menor energia reativa. Ao aplicar um filtro ativo à estrutura do retificador, para se obter fator de potência unitário de entrada, um filtro ativo paralelo conectado a um retificador indutivo processa menos potência, e o esforço de controle é menor, quando comparado à aplicação do filtro ativo em um retificador capacitivo.

O trabalho é iniciado com a análise do retificador clássico com carga indutiva. No capítulo seguinte, uma introdução sobre filtros ativos é apresentada, na qual as diferentes classificações existentes são descritas. No capítulo três, o estudo do filtro ativo conectado ao retificador indutivo, objetivo de estudo deste trabalho, é realizado. A estrutura de potência, etapas de operação e análise matemática são desenvolvidas neste capítulo. No quarto capítulo o projeto do filtro ativo que foi implementado é iniciado com o cálculo dos componentes passivos e dos compensadores. Por fim, no capítulo cinco, são apresentados os projetos dos circuitos auxiliares, dimensionamento dos semicondutores, simulações e, finalmente, os resultados experimentais obtidos, comprovando a metodologia de projeto.

O foco deste trabalho está no estudo e implementação de um filtro ativo paralelo conectado no lado CC de uma carga do tipo retificador com filtro indutivo-capacitivo, com o objetivo de reduzir o conteúdo harmônico da corrente de entrada, obter um fator de potência unitário, e ampliar a faixa de operação deste retificador no modo de condução contínua.



CAPÍTULO I

ANÁLISE DO RETIFICADOR CLÁSSICO COM CARGA INDUTIVA

1.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo será realizada a análise do retificador em ponte completa a diodos com filtro indutivo-capacitivo (LC), o qual é objeto de estudos deste trabalho, cujo circuito é apresentado na Figura 1.1.

Essa estrutura possui fator de potência maior que o retificador em ponte completa com filtro capacitivo, cuja corrente de entrada com característica impulsiva, apresenta distorção harmônica, fator de crista e picos elevados, [5]. A adição de um indutor após a ponte retificadora é uma solução para a redução dos picos de corrente, diminuindo a sua taxa de distorção harmônica e elevando o fator de potência da estrutura. Porém, essa solução possui algumas desvantagens, como o grande volume do indutor e a possibilidade de ressonância entre o indutor e o capacitor.

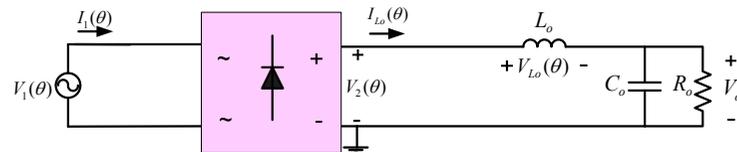


Figura 1.1 – Retificador em ponte completa a diodos com saída LC

O referido retificador pode operar no modo de condução contínua (MCC), quando a corrente do indutor é contínua, não se anulando em nenhum instante; ou ainda no modo de condução descontínua (MCD), sendo que a combinação dos valores da indutância e da carga define o modo de operação.

O modo de condução contínua garante um nível de tensão na saída fixo, e independente da carga, enquanto o modo de condução descontínua não é desejável, devido aos motivos apresentados no decorrer deste capítulo.

1.2. OPERAÇÃO NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

O retificador da Figura 1.1 operando no modo de condução contínua possui a vantagem de ter sua tensão de saída sempre mantida em um valor fixo e independente do valor da carga, sendo função exclusiva do valor eficaz da tensão da rede. As etapas de operação deste conversor são apresentadas a seguir, assim como as suas principais formas de onda e equações.

1.2.1. Análise Matemática

Como já comentado, quando o retificador da Figura 1.1 opera no MCC a corrente no indutor nunca se anula. Portanto, há condução da ponte retificadora de diodos e em sua saída tem-se uma senóide retificada.

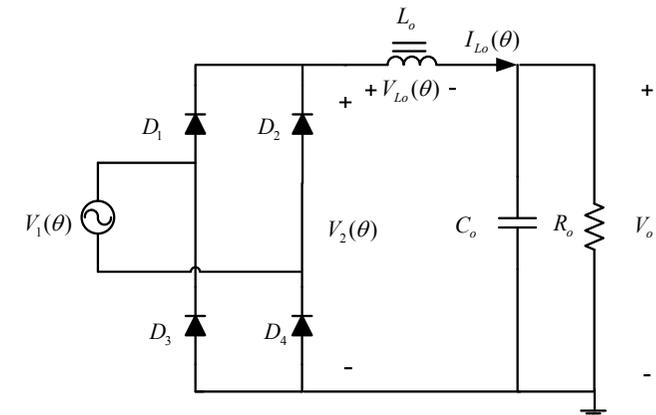


Figura 1.2 - Circuito completo do retificador

No MCC, os diodos D_1 e D_4 conduzem no semi-ciclo positivo da rede, e os diodos D_2 e D_3 conduzem no semi-ciclo negativo da rede.

$$V_1(\theta) = V_{1p} \cdot \text{sen}(\theta) \quad (1.1)$$

Aplicando a lei das malhas no circuito da Figura 1.2, tem-se a equação (1.2):

$$-V_2(\theta) + V_{L_o}(\theta) + V_o = 0 \tag{1.2}$$

Partindo-se do pressuposto que o valor médio da tensão no indutor em um período de rede é nulo, então o valor médio da tensão de carga é igual ao valor médio da tensão na saída da ponte retificadora, como mostra a expressão (1.3).

$$V_o = \overline{V_2}(\theta) \tag{1.3}$$

A partir das formas de onda, apresentadas na Figura 1.3, é possível obter a expressão da tensão média de saída:

$$V_o = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_{1p} \cdot \text{sen}(\theta) \cdot d\theta \tag{1.4}$$

$$V_o = 0,9 \cdot V_{1ef} = \frac{2}{\pi} \cdot V_{1p} \tag{1.5}$$

Este resultado comprova, desta forma, que, independente do valor de carga, a tensão média de saída é constante e depende apenas da tensão eficaz/pico de entrada.

1.2.2. Formas de Onda

Na Figura 1.3 é possível verificar as principais formas de onda para o circuito retificador analisado. Essas formas de onda valem para o MCC sob baixa ondulação da tensão de saída. Na Figura 1.3 são apresentadas as formas de onda da tensão de entrada, tensão de saída do retificador e tensão na carga, além da tensão e corrente no indutor respectivamente.

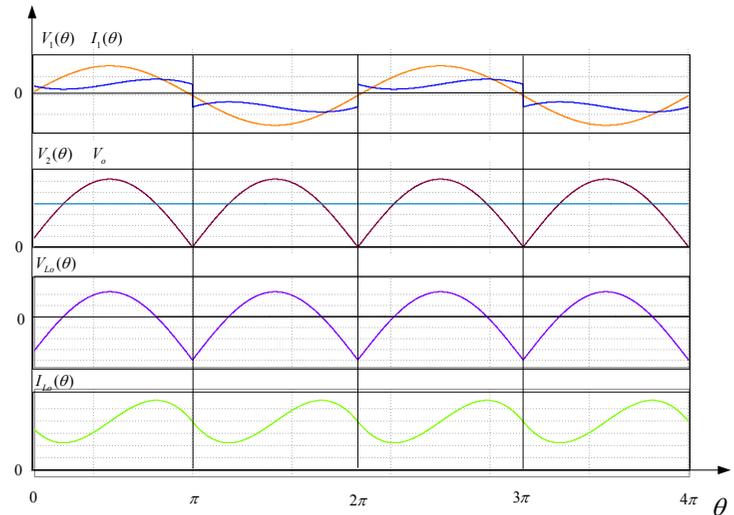


Figura 1.3 – Principais formas de onda para o MCC

1.3. MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

Quando o conversor opera no modo de condução descontínua, a corrente no indutor anula em cada semi-ciclo da rede, e a tensão média de saída passa a depender do valor da carga.

1.3.1. Etapas de Operação

As etapas de operação, descritas a seguir, são válidas para o semi-ciclo positivo da rede, quando os diodos D_1 e D_4 conduzem. Resultados análogos podem ser obtidos no semi-ciclo negativo, porém, com a condução dos diodos D_2 e D_3 . Nesta análise será considerada que a tensão de saída possui uma ondulação muito pequena, podendo ser desprezada.

1ª etapa: $|V_1(\theta)| > V_o$

Neste caso, a tensão no indutor é positiva e, portanto, a corrente neste elemento cresce. O circuito que representa esta etapa de operação é mostrado na Figura 1.4.

$$V_2(\theta) = |V_1(\theta)| \quad (1.6)$$

$$V_{L_o}(\theta) = V_2(\theta) - V_o > 0 \quad (1.7)$$

$$\frac{di_{L_o}(t)}{dt} > 0 \quad (1.8)$$

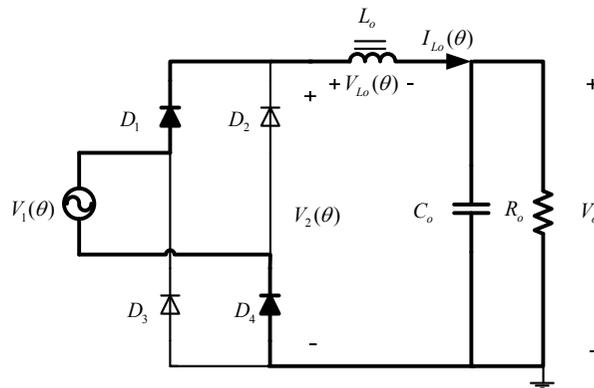


Figura 1.4 – Circuito para 1ª etapa e 2ª etapa

2ª etapa: $|V_1(\theta)| < V_o; i_{L_o}(\theta) \neq 0$

A Figura 1.4 também representa a operação do circuito nesta etapa, contudo, neste caso, o módulo da tensão de entrada é menor que a tensão média de saída, a tensão no indutor é negativa e, portanto, a sua corrente decresce.

$$V_2(\theta) = |V_1(\theta)| \quad (1.9)$$

$$V_{L_o}(\theta) = V_2(\theta) - V_o < 0 \quad (1.10)$$

$$\frac{di_{L_o}(t)}{dt} < 0 \quad (1.11)$$

3ª etapa: $|V_1(\theta)| < V_o; i_{L_o}(\theta) = 0$

Nesta etapa a corrente no indutor é nula, portanto nenhum dos diodos da ponte retificadora conduz. Com corrente nula no elemento, em um intervalo de tempo, a tensão sobre seus terminais é nula.

Aplicando a lei das malhas no circuito, obtém-se as seguintes equações de (1.14).

$$-V_2(\theta) + V_{L_o}(\theta) + V_o = 0 \quad (1.12)$$

$$V_{L_o}(\theta) = 0 \quad (1.13)$$

$$V_o = V_2(\theta) \quad (1.14)$$

Então, nesta etapa, a tensão na saída da ponte retificadora é igual à tensão média de carga.

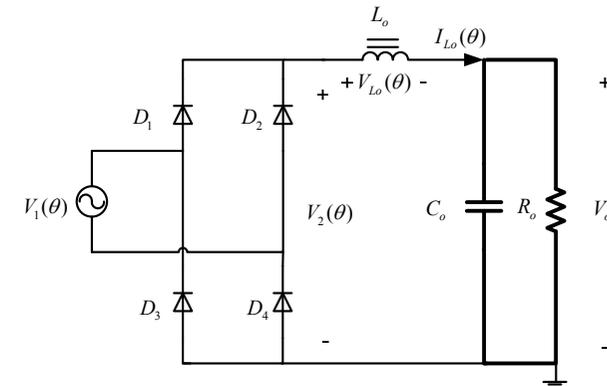


Figura 1.5 – Circuito da 3ª etapa

1.3.2. Formas de Onda

As principais formas de onda da estrutura analisada operando em MCD estão apresentadas na Figura 1.6 e retratam, respectivamente, a tensão e corrente de entrada, tensão de saída da ponte retificadora e tensão na carga, além da tensão e corrente no indutor.

Sejam consideradas as seguintes variáveis:

α : ângulo de condução;

β : ângulo de bloqueio.

O ângulo de condução refere-se ao instante em que a corrente no indutor torna-se não nula, e o ângulo de bloqueio condiz com o instante em que esta corrente se anula.

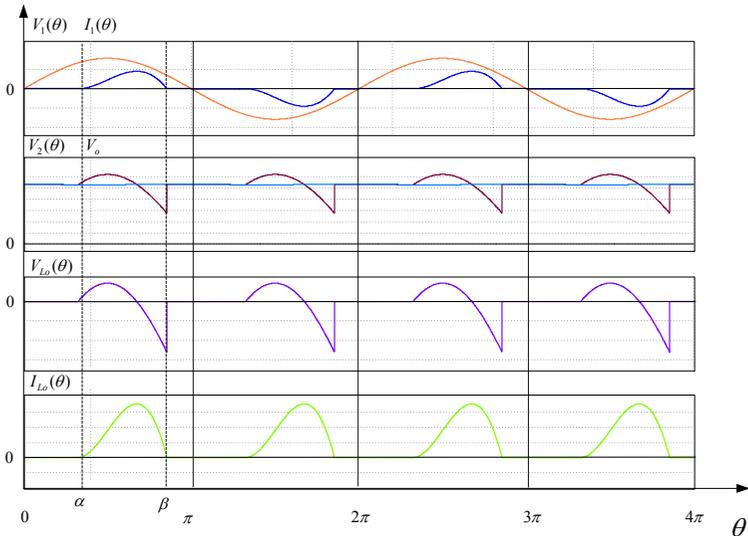


Figura 1.6 – Formas de onda do retificador em MCD

1.3.3. Expressão da Corrente no Indutor

Para a operação no MCD, a análise da expressão da corrente no indutor $I_{Lo}(\theta)$ depende do ângulo β .

No caso em que $\beta > \pi$, a análise deve ser realizada através de dois sistemas, baseados no intervalo de condução, que é dado por $\alpha < \theta < \beta$.

Caso $\beta < \pi$, a análise se resume apenas ao primeiro dos dois sistemas.

Os sistemas são divididos da seguinte forma:

Sistema 1: $\alpha < \theta < \pi$;

Sistema 2: $\pi < \theta < \beta$.

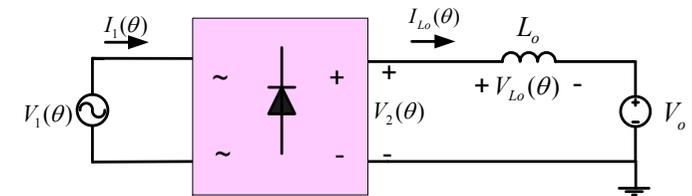


Figura 1.7 – Circuito do retificador indutivo, considerando a tensão de saída constante

a) Sistema 1: $\alpha < \theta < \pi$:

A Figura 1.8 apresenta o circuito equivalente para a operação analisada. Para o cálculo da expressão da corrente no indutor, utiliza-se a equação da malha do circuito da Figura 1.8, (1.15).

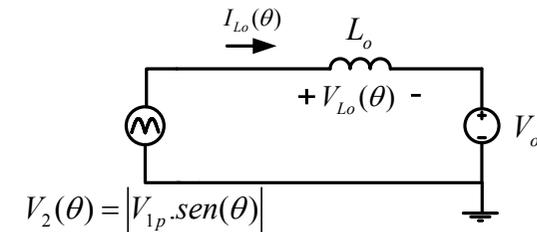


Figura 1.8 – Circuito equivalente

$$V_2(\omega.t) = V_{Lo}(\omega.t) + V_o \tag{1.15}$$

$$V_2(\omega.t) = L_o \cdot \frac{di_{Lo}}{dt}(\omega.t) + V_o \tag{1.16}$$

Para esta situação, na qual $\theta < \pi$, a tensão retificada é $V_2(\theta) = |V_{1p} \cdot \text{sen}(\theta)|$, e este valor é maior que zero. Dessa forma, obtém-se:

$$V_{1p} \cdot \text{sen}(\omega.t) = L_o \cdot \frac{di_{Lo}}{dt}(\omega.t) + V_o \tag{1.17}$$

$$\frac{di_{L_o}(\omega t)}{dt} = \frac{V_{1p}}{L_o} \cdot \text{sen}(\omega t) - \frac{V_o}{L_o} \quad (1.18)$$

Escrevendo a equação em função do ângulo θ , determina-se:

$$\theta = \omega t; \quad (1.19)$$

$$t = \frac{\theta}{\omega} \quad (1.20)$$

Dessa forma, substituindo (1.20) em (1.18), encontra-se (1.21).

$$\frac{di_L(\theta)}{d\left(\frac{\theta}{\omega}\right)} = \frac{V_{1p}}{L_o} \cdot \text{sen}(\omega t) - \frac{V_o}{L_o} \quad (1.21)$$

Como a frequência angular ω é constante, tem-se:

$$\frac{di_{L_o}(\theta)}{d\theta} = \frac{V_{1p}}{\omega L_o} \cdot \text{sen}(\theta) - \frac{V_o}{\omega L_o} \quad (1.22)$$

Integrando a expressão (1.22), obtém-se (1.24).

$$\int di_{L_o}(\theta) = \int \frac{V_{1p}}{\omega L_o} \cdot \text{sen}(\theta) \cdot d\theta - \int \frac{V_o}{\omega L_o} \cdot d\theta \quad (1.23)$$

$$I_{L1}(\theta) = -\frac{V_{1p}}{\omega L_o} \cdot \cos(\theta) - \frac{V_o}{\omega L_o} \cdot \theta + K_{i1} \quad (1.24)$$

Pelas formas de onda da Figura 1.6, pode-se determinar a seguinte condição inicial:

$$I_L(\alpha) = 0 \quad (1.25)$$

Então, a constante K_{i1} é encontrada.

$$I_{L1}(\alpha) = -\frac{V_{1p}}{\omega L_o} \cdot \cos(\alpha) - \frac{V_o}{\omega L_o} \cdot \alpha + K_{i1} = 0 \quad (1.26)$$

$$K_{i1} = \frac{V_{1p}}{\omega L_o} \cdot \cos(\alpha) + \frac{V_o}{\omega L_o} \cdot \alpha \quad (1.27)$$

Mediante o exposto, pode-se escrever a expressão final da corrente no indutor para operação na região do Sistema 1, apresentada na equação (1.28):

$$I_{L1}(\theta) = \frac{V_{1p}}{\omega L_o} \cdot (\cos(\alpha) - \cos(\theta)) + \frac{V_o}{\omega L_o} \cdot (\alpha - \theta) \quad (1.28)$$

Para $\beta < \pi$, pode-se obter a expressão da tensão média de carga. Conhecendo-se outro ponto de operação da corrente no indutor $I_L(\beta) = 0$ é possível escrever a expressão (1.29), referente à tensão de carga.

$$V_o = V_{1p} \cdot \frac{(\cos(\alpha) - \cos(\beta))}{\beta - \alpha} \quad (1.29)$$

b) Sistema 2: $\pi < \theta < \beta$:

A Figura 1.8 também representa o circuito equivalente para a operação na condição de Sistema 2. Para o cálculo da expressão da corrente no indutor, utiliza-se a equação da malha do circuito da Figura 1.8.

$$\begin{aligned} V_2(\omega t) &= V_{L_o}(\omega t) + V_o \\ V_2(\omega t) &= L_o \cdot \frac{di_L(\omega t)}{dt} + V_o \end{aligned} \quad (1.30)$$

Nesta situação, quando $\theta > \pi$, a tensão na entrada da ponte retificadora é negativa. Dessa forma, tem-se:

$$-V_{1p} \cdot \text{sen}(\omega t) = L_o \cdot \frac{di_L(\omega t)}{dt} + V_o \quad (1.31)$$

$$\frac{di_L(\omega t)}{dt} = \frac{-V_{1p}}{L_o} \cdot \text{sen}(\omega t) - \frac{V_o}{L_o} \quad (1.32)$$

Realizando o mesmo procedimento aplicado na obtenção da corrente no indutor do Sistema 1, obtém-se a seguinte expressão para o Sistema 2:

$$I_{L2}(\theta) = \frac{V_{1p}}{\omega L_o} \cdot \cos(\theta) - \frac{V_o}{\omega L_o} \cdot \theta + K_{i2} \quad (1.33)$$

Pelas formas de onda da Figura 1.6, pode-se determinar a seguinte condição inicial:

$$I_{L2}(\pi) = I_{L1}(\pi) \quad (1.34)$$

Sendo:

$$I_{L1}(\pi) = \frac{V_{1p}}{\omega L_o} \cdot (\cos(\alpha) + 1) + \frac{V_o}{\omega L_o} \cdot (\alpha - \pi) \quad (1.35)$$

$$I_{L2}(\pi) = -\frac{V_{1p}}{\omega L_o} - \frac{V_o}{\omega L_o} \cdot \pi + K_{i2} \quad (1.36)$$

Substituindo (1.35) e (1.36) em (1.34), a expressão (1.37) é obtida.

$$K_{i2} = \frac{V_{1p}}{\omega L_o} \cdot (\cos(\alpha) + 2) + \frac{V_o}{\omega L_o} \cdot \alpha \quad (1.37)$$

E a expressão da corrente na indutância para este sistema é dada por (1.38):

$$I_{L2}(\theta) = \frac{V_{1p}}{\omega L_o} \cdot (\cos(\theta) + \cos(\alpha) + 2) + \frac{V_o}{\omega L_o} \cdot (\alpha - \theta) \quad (1.38)$$

Conhecendo o ponto de operação $I_{L2}(\beta) = 0$, pode-se obter a equação (1.39), referente à tensão média de carga, para $\beta > \pi$:

$$V_o = V_{1p} \cdot \frac{(\cos(\alpha) + \cos(\beta) + 2)}{\beta - \alpha} \quad (1.39)$$

1.3.4. Expressão da Corrente Média no Indutor

A partir do circuito da Figura 1.1, é possível escrever a seguinte equação referente à lei dos nós:

$$I_{L_o}(\theta) = I_{co}(\theta) + I_o(\theta) \quad (1.40)$$

Aplicando valores médios em (1.40), tem-se (1.41):

$$I_{L_o} = I_{co} + I_o \quad (1.41)$$

Sabendo-se que, em regime permanente, a corrente média no capacitor é nula, então:

$$I_{L_o} = I_o \quad (1.42)$$

Conhecida a expressão da corrente instantânea no indutor, pode-se encontrar seu valor médio, igualando-a à corrente média da carga.

$$I_o = I_{L_o} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} I_{L_o}(\theta) \cdot d\theta \quad (1.43)$$

a) Caso I: $\beta < \pi$.

Resolvendo a integral (1.43):

$$I_o = \frac{1}{\pi} \left[\frac{V_{1p}}{\omega L_o} \cdot ((\beta - \alpha) \cdot \cos(\alpha) - \text{sen}(\beta) + \text{sen}(\alpha)) + \frac{V_o}{\omega L_o} \left((\beta - \alpha) \cdot \alpha - \frac{\beta^2}{2} + \frac{\alpha^2}{2} \right) \right] \quad (1.44)$$

b) Caso II: $\pi < \beta < \pi + \alpha$.

Para este caso, a equação (1.43) deve ser dividida em duas partes, obtendo-se:

$$I_{L_o} = \underbrace{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_{L1}(\theta) \cdot d\theta}_A + \underbrace{\frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{\beta} I_{L2}(\theta) \cdot d\theta}_B \quad (1.45)$$

Resolvendo cada integral, encontram-se:

$$\begin{aligned} A &\rightarrow \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_{L1}(\theta) \cdot d\theta = \\ &= \frac{1}{\pi} \left[\frac{V_{1p}}{\omega L_o} \cdot ((\pi - \alpha) \cdot \cos(\alpha) + \text{sen}(\alpha)) + \right. \\ &\quad \left. + \frac{V_o}{\omega L_o} \left((\pi - \alpha) \cdot \alpha - \frac{\pi^2}{2} + \frac{\alpha^2}{2} \right) \right] \end{aligned} \quad (1.46)$$

$$\begin{aligned}
 B &\rightarrow \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{\beta} I_{L2}(\theta).d\theta = \\
 &= \frac{1}{\pi} \left[\frac{V_{1p}}{\omega.L_o} . (\text{sen}(\beta) + (\beta - \pi) . \cos(\alpha) + 2 . (\beta - \pi)) + \right. \\
 &\quad \left. + \frac{V_o}{\omega.L_o} \left((\beta - \pi) . \alpha - \frac{\beta^2}{2} + \frac{\pi^2}{2} \right) \right] \quad (1.47)
 \end{aligned}$$

Fazendo as simplificações devidas, obtém-se a expressão da corrente média no indutor quando o ângulo de bloqueio β é maior que π , apresentada em (1.48):

$$\boxed{
 \begin{aligned}
 I_o = I_{L_o} &= \frac{1}{\pi} \left[\frac{V_{1p}}{\omega.L_o} . (\text{sen}(\alpha) + \text{sen}(\beta) + \right. \\
 &\quad \left. + (\beta - \pi) . \cos(\alpha) + 2 . (\beta - \pi)) + \right. \\
 &\quad \left. + \frac{V_o}{\omega.L_o} \left((\beta - \alpha) . \alpha - \frac{\beta^2}{2} + \frac{\alpha^2}{2} \right) \right] \quad (1.48)
 \end{aligned}
 }$$

A partir das expressões (1.44) e (1.48), que representam as correntes médias de carga para os casos I e II do modo de condução descontínua, é possível definir a corrente de carga parametrizada, dada por (1.49).

$$\boxed{
 \frac{I_o}{I_p} = \frac{I_o . \pi . \omega . L_o}{V_{1p}} \quad (1.49)
 }$$

1.4. CÁLCULO DA CARGA CRÍTICA

O cálculo do valor da carga crítica é desenvolvido no domínio da frequência, necessitando de algumas simplificações, mas sendo uma solução simples.

Seja o circuito da Figura 1.9, representando o retificador operando no MCC.

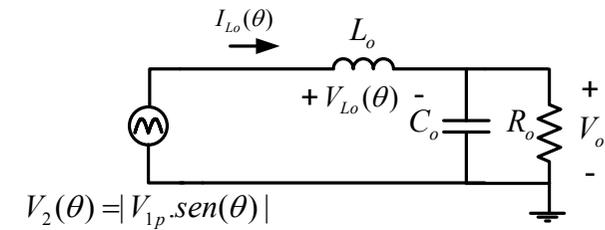


Figura 1.9 – Circuito simplificado do retificador para o MCC

A partir desse circuito, pode-se calcular a impedância equivalente de saída (1.52):

$$Z_{eq}(s) = Z_{L_o}(s) + (Z_{C_o}(s) \parallel Z_{R_o}(s)) \quad (1.50)$$

$$Z_{eq}(s) = s.L_o + \frac{\frac{1}{s.C_o} . R_o}{\frac{1}{s.C_o} + R_o} \quad (1.51)$$

$$\boxed{
 Z_{eq}(s) = \frac{s^2 . L_o . C_o . R_o + s . L_o + R_o}{1 + s . C_o . R_o} \quad (1.52)
 }$$

No MCC, a tensão na saída da ponte de retificadora é sempre igual à senóide de entrada retificada.

A tensão retificada $V_2(\theta)$ pode ser decomposta em série de Fourier:

$$V_2(\theta) = V_{1p} . | \text{sen}(\theta) | \sim \frac{a_o}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n . \cos\left(\frac{n.\pi.\theta}{T/2}\right) + b_n . \text{sen}\left(\frac{n.\pi.\theta}{T/2}\right) \quad (1.53)$$

Como a função do módulo de seno é uma função par, os coeficientes b_n da série de Fourier da expressão (1.53) são todos nulos, resultando em (1.54).

$$V_2(\theta) = \frac{2}{\pi} . V_{1p} . \left(1 - \frac{2}{3} . \cos(2\theta) - \frac{2}{15} . \cos(4\theta) - \dots \right) \quad (1.54)$$

A partir da decomposição da tensão $V_2(\theta)$ em série de Fourier (1.54), é possível verificar que as amplitudes das componentes CC e de 120 Hz são as mais consideráveis. As harmônicas de ordem mais elevadas são descartadas a fim de simplificar a análise do problema, de forma que o resultado não é prejudicado. Assim, pode-se escrever a tensão $V_2(\theta)$ da seguinte forma:

$$V_2(\theta) \cong V_{2CC} + V_{2AC}(\theta) \quad (1.55)$$

$$V_2(\theta) \cong \frac{2}{\pi} \cdot V_{1p} \cdot \left(1 - \frac{2}{3} \cdot \cos(2\theta) \right) \quad (1.56)$$

A amplitude da componente da tensão $V_2(\theta)$ em 120 Hz é dada por (1.57).

$$|V_2(120 \text{ Hz})| = \frac{4}{3\pi} \cdot V_{1p} \quad (1.57)$$

O módulo da componente de 120 Hz da impedância de saída (Z_{eq}) é calculado considerando-se o valor da capacitância elevado, e é dado por (1.58).

$$|Z_{eq}(120 \text{ Hz})| = \omega_{120} \cdot L_o \quad (1.58)$$

De forma que:

$$\omega_{120} = 2 \cdot \pi \cdot 120 \quad (1.59)$$

O valor da amplitude, da componente de 120 Hz da corrente no indutor pode, portanto, ser expressa por:

$$|I_{Lo}(120 \text{ Hz})| = \frac{|V_2(120 \text{ Hz})|}{|Z_{eq}(120 \text{ Hz})|} \quad (1.60)$$

$$|I_{Lo}(120 \text{ Hz})| = \frac{4 \cdot V_{1p}}{3 \cdot \pi \cdot \omega_{120} \cdot L_o} \quad (1.61)$$

Para garantir que a condução seja contínua, a amplitude da componente média da corrente no indutor deve ser maior ou igual à amplitude da componente de 120 Hz (ondulação de corrente).

Sabendo-se que a amplitude da componente média da corrente no indutor é dada por (1.63):

$$|I_{LoCC}| = \frac{|V_{2CC}|}{|Z_{eqCC}|} \quad (1.62)$$

$$|I_{LoCC}| = \frac{2 \cdot V_{1p}}{\pi \cdot R_o} \quad (1.63)$$

Então, a condição (1.65) deve ser satisfeita para que a condução seja contínua.

$$|I_{LoCC}| \geq |I_{Lo}(120 \text{ Hz})| \quad (1.64)$$

$$\frac{2 \cdot V_{1p}}{\pi \cdot R_o} \geq \frac{4 \cdot V_{1p}}{3 \cdot \pi \cdot \omega_{120} \cdot L_o} \quad (1.65)$$

Portanto, a condição de valor de indutância que garante condução contínua é dada pela expressão (1.67).

$$|I_{LoCC}| \geq |I_{Lo}(120 \text{ Hz})| \quad (1.66)$$

$$L_o \geq \frac{2 \cdot R_o}{3 \cdot \omega_{120}} \quad (1.67)$$

E, dessa forma, a indutância crítica é obtida pela expressão (1.68).

$$I_{cr} = \frac{2 \cdot R_o}{3 \cdot \omega_{120}} = \frac{R_o}{360\pi} \quad (1.68)$$

A partir dessa expressão, pode-se determinar a faixa de corrente de carga parametrizada que garante condução contínua, sendo a expressão desta corrente dada por (1.69).

$$\bar{I}_o = \frac{I_o \cdot \pi \cdot \omega_{120} \cdot L_o}{2 \cdot V_{1p}} \quad (1.69)$$

E ainda:

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} \quad (1.70)$$

Define-se a razão entre tensão de saída e tensão de pico de entrada através de (1.71).

$$a = \frac{V_o}{V_{1p}} \quad (1.71)$$

Ainda, se a indutância da expressão da corrente parametrizada for substituída pelo valor de indutância crítica, pode-se obter a corrente de carga parametrizada crítica, apresentada em (1.72).

$$\overline{I_{oCR}} = \frac{V_o \cdot \pi \cdot \omega_{120} \cdot L_{cr}}{2 \cdot V_{1p} \cdot R_o}$$

$$\boxed{\overline{I_{oCR}} = \frac{\pi}{3} \cdot \frac{V_o}{V_{1p}} = \frac{\pi}{3} \cdot a} \quad (1.72)$$

1.5. CURVA DA CARACTERÍSTICA DE CARGA DO RETIFICADOR

De posse das equações que regem a operação no MCD, da equação para o MCC, e da expressão que determina a carga crítica do retificador, é possível traçar a curva de característica de carga do retificador indutivo. Esta relaciona a razão entre a tensão de saída e tensão de entrada, e com corrente de carga parametrizada, dada pela expressão (1.69).

Essa curva foi obtida a partir de métodos numéricos, já que a sua solução é dada pela resolução de sistemas não lineares com três incógnitas. Para gerá-la, implementou-se um algoritmo no software Matlab. As equações utilizadas para o MCD estão apresentadas em (1.73) e (1.74).

Sistema 1: $\beta \leq \pi$

$$\begin{cases} a - \text{sen}(\alpha) = 0; \\ a - \frac{(\cos(\alpha) - \cos(\beta))}{\beta - \alpha} = 0 \\ \overline{I_o} - (\cos(\alpha) \cdot (\beta - \alpha) + \text{sen}(\beta) - \text{sen}(\alpha)) - a \cdot \left(\alpha \cdot (\beta - \alpha) - \frac{\beta^2}{2} + \frac{\alpha^2}{2} \right) = 0 \end{cases} \quad (1.73)$$

Sistema 2: $\pi \leq \beta \leq \pi + \alpha$

$$\begin{cases} a - \text{sen}(\alpha) = 0; \\ a - \frac{(\cos(\alpha) - \cos(\beta) + 2)}{\beta - \alpha} = 0 \\ \overline{I_o} - (\cos(\alpha) \cdot (\beta - \alpha) + \text{sen}(\beta) + \text{sen}(\alpha) + 2 \cdot (\beta - \alpha)) + \\ - a \cdot \left(\alpha \cdot (\beta - \alpha) - \frac{\beta^2}{2} + \frac{\alpha^2}{2} \right) = 0 \end{cases} \quad (1.74)$$

Sendo que cada sistema tem a sua região de operação definida pelo valor do ângulo de bloqueio β .

Para o MCC, uma única equação é utilizada, conforme (1.75).

$$a = \frac{2}{\pi} \quad (1.75)$$

De posse de (1.72), o valor de carga crítica é encontrado quando a expressão abaixo for satisfeita:

$$a = \frac{3 \cdot \overline{I_{oCR}}}{\pi} \quad (1.76)$$

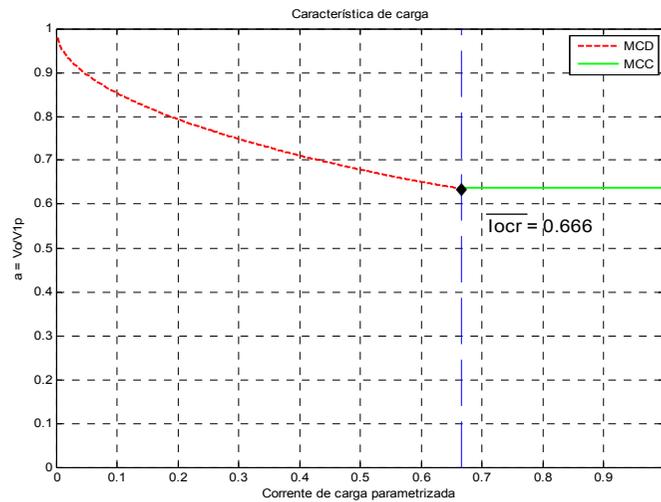


Figura 1.10 – Característica de carga do retificador

A Figura 1.10 mostra a faixa de corrente de carga para a operação do retificador no MCD, representado pela linha tracejada, enquanto a faixa de operação no MCC é representada pela linha contínua. Observa-se que quando o retificador opera no MCD, a tensão média na carga varia com a carga, podendo alcançar o valor da tensão de pico de entrada. Para a maior parte das aplicações práticas, esta é uma forma indesejada de funcionamento, pois o controle do sistema se torna mais difícil devido a não linearidade que a variação da tensão na carga introduz.

1.6. CARACTERÍSTICAS DA CORRENTE DE ENTRADA

A análise da característica da corrente de entrada do circuito é fundamental, e muda com a mudança do valor de carga.

O indutor na saída do retificador faz com que a taxa de distorção harmônica (THD) da corrente em análise seja menor do que no caso do retificador com filtro capacitivo puro, no qual a THD pode ser maior que a unidade. Com isso, o fator de potência da estrutura em estudo também será maior que no caso onde não é empregado indutor na saída do retificador.



Para este retificador, a operação com o valor da corrente de carga parametrizada muito baixa se aproxima do caso do retificador com filtro capacitivo puro, como pode ser observado nas figuras a seguir.

A Figura 1.11 mostra o espectro harmônico da corrente de entrada do retificador estudado. O eixo vertical apresenta os valores da razão entre a amplitude de cada componente harmônica e a fundamental.

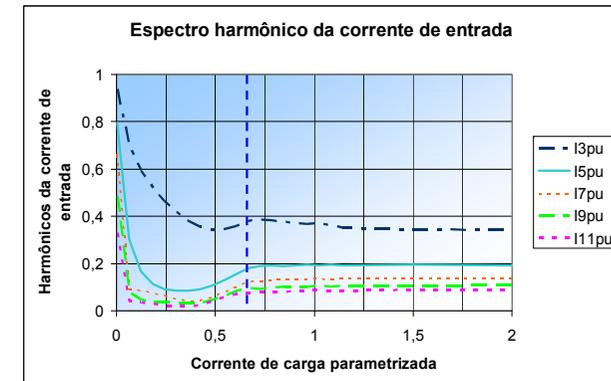


Figura 1.11 – Harmônicos da corrente de entrada

Verifica-se que, em geral, com o aumento do valor da corrente de carga parametrizada, as componentes harmônicas da corrente de entrada diminuem, ou seja, a corrente é menos distorcida. A linha vertical tracejada nos gráficos delimita a região do MCD, à esquerda, e do MCC, à direita.

Na Figura 1.12 é possível verificar a variação do fator de potência (FP) da estrutura, a taxa de distorção harmônica (THD) e fator de deslocamento (FDesl) da corrente de entrada, em função da variação da corrente de carga parametrizada.

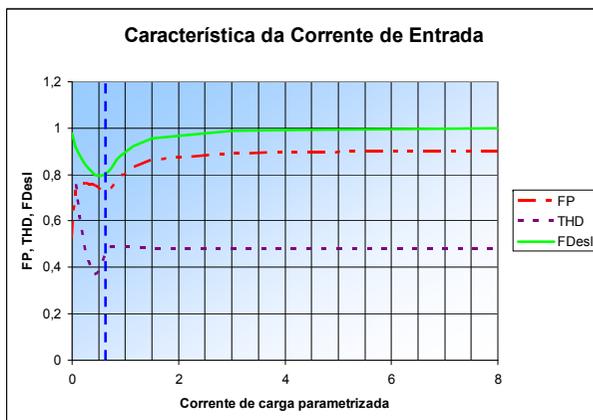


Figura 1.12 – Fator de potência, taxa de distorção harmônica e fator de deslocamento em função da variação da carga

Perante tais resultados, pode-se observar a melhoria da qualidade da corrente de entrada com o aumento do valor da corrente de carga parametrizada, obtida pela elevação do valor do indutor de saída, ou pelo aumento da corrente média de carga.

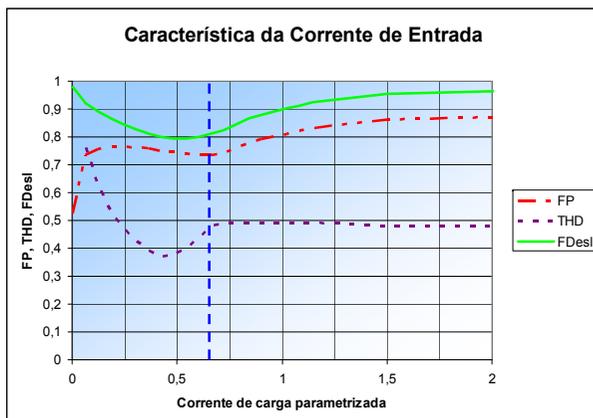


Figura 1.13 - Detalhe das curvas de Fator de potência, taxa de distorção harmônica e fator de deslocamento em função da variação da carga

1.7. CONCLUSÕES

A análise do retificador de ponte completa a diodos com filtro LC, foi apresentada neste capítulo.

Este retificador possui um fator de potência maior que o retificador com filtro capacitivo puro, existindo uma faixa de operação em que a tensão de saída é constante e independente da carga.

Foi realizado um estudo da característica do conversor operando tanto no modo de condução contínua quanto descontínua. Foram analisadas as características da corrente de entrada e da tensão de saída para toda a faixa de operação. Também foi definida a expressão para o valor de corrente no indutor no MCD e da indutância crítica, que delimita os dois modos de operação.

O funcionamento deste conversor em MCC é bastante conhecido na literatura, pois esta é a região de operação desejada para esta estrutura, já que suas características são favoráveis às do modo de condução descontínua. A tensão de saída é um valor conhecido constante, que independe da carga, e a estrutura opera com um fator de potência de entrada maior que no caso do MCD. Como desvantagem, cita-se o fato de para se obter operação no MCC com cargas leves o valor da indutância de saída torna-se elevado, implicando em maior volume e custo.



CAPÍTULO II

REVISÃO DE FILTROS ATIVOS

2.1. INTRODUÇÃO

O desenvolvimento dos filtros ativos de potência (FA) veio da necessidade de uma solução dinâmica e ajustável aos problemas de qualidade de energia. Esses filtros oferecem um bom desempenho na compensação de harmônicos de corrente ou tensão, de correntes de neutro e desbalanceamento, promovendo a correção do fator de potência. Os filtros ativos são capazes de ações corretivas eficazes, mesmo com mudanças dinâmicas nas cargas não lineares. Sua grande desvantagem está no custo e na complexidade.

Nesta seção será apresentada uma breve revisão dos filtros ativos, destacando as diferentes classificações existentes, a partir de [1], [2], [3], [4] e [7].

2.2. CLASSIFICAÇÃO DOS FILTROS ATIVOS

As principais classificações dos filtros ativos podem ser definidas pelo tipo de conversor, topologia, e número de fases do sistema, sendo apresentadas a seguir, [4].

2.2.1. Classificação por Conversor

Os conversores normalmente utilizados em filtros ativos são os inversores fonte de tensão (*VSI – Voltage Source Inverter*) e os inversores fonte de corrente (*CSI – Current Source Inverter*).

a) Inversor Fonte de Tensão

No VSI, o barramento CC comporta-se como uma fonte de tensão contínua e controlada, de forma que a energia é armazenada no capacitor C_f . Conforme o comando dos interruptores, o filtro injeta ou drena corrente da rede através dos indutores. O valor médio da tensão de

barramento CC deve sempre ser superior ao valor de pico da tensão da rede. A Figura 2.1 apresenta a estrutura VSI trifásica.

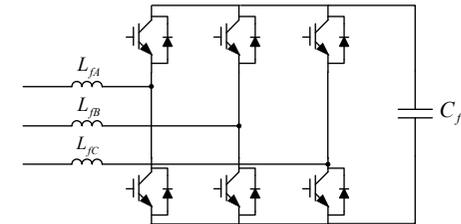


Figura 2.1 – Conversor fonte de tensão (VSI)

b) Inversor Fonte de Corrente

Já no CSI, o barramento é constituído por um indutor L_{cc} , que opera como uma fonte de corrente contínua. Da mesma forma que no VSI, os interruptores modulam a corrente que é drenada ou suprida pela fonte. Neste caso, a corrente no indutor L_{cc} deve ser sempre maior que a corrente de pico que se deseja impor na rede, o que leva a perdas significativas no indutor L_{cc} .

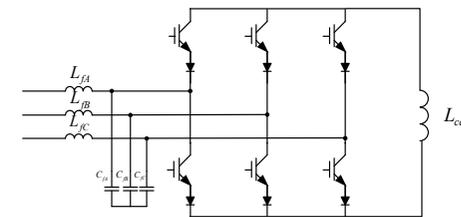


Figura 2.2 – Conversor fonte de corrente (CSI)

Apesar de o conversor CSI ser suficientemente confiável, o conversor VSI tem sido preferido, pois em geral apresenta menores perdas, peso, volume e custo inicial. As perdas nos semicondutores para esta estrutura também são maiores, devido ao maior número de interruptores, em comparação ao VSI.

Mesmo que os filtros ativos tipo fonte de corrente e fonte de tensão sejam similares aos inversores de corrente e de tensão convencionais, eles se diferenciam no seu comportamento, pois atuam como fonte de tensão e corrente não-senoidais.

2.2.2. Classificação por Topologia

Os filtros ativos também podem ser do tipo série, paralelo, híbridos, ou condicionadores de qualidade de energia unificados.

a) Filtro Ativo Paralelo

Este tipo de conexão coloca o filtro ativo em paralelo com o sistema de energia elétrica. Geralmente é conectado ao ponto de conexão comum (PCC), entre a carga e a rede elétrica.

O princípio de funcionamento do filtro ativo paralelo consiste na injeção de harmônicos de corrente na rede, com mesma amplitude e oposição de fase das componentes harmônicas de corrente da carga, eliminando assim os harmônicos de corrente que circulam pela fonte.

O filtro ativo paralelo (FAP) não processa potência ativa, apenas potência reativa, de forma a compensar os harmônicos de corrente da carga ou o reativo de deslocamento da mesma. Dessa forma, as perdas no FAP são menores que no filtro ativo série, que será visto a seguir, uma vez que este último processa toda a corrente de carga, inclusive a parcela referente à potência ativa.

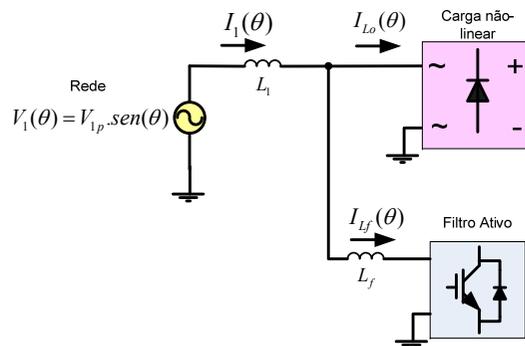


Figura 2.3 – Filtro ativo paralelo

Como o FAP é conectado em paralelo à carga, não há necessidade de alterar a carga para a sua adição no sistema. Outra vantagem é que no caso de falha no filtro, a carga continua sendo alimentada normalmente pela rede, porém com baixo fator de potência.

b) Filtro Ativo Série

A conexão deste filtro é feita conectando-o em série com a via principal de energia elétrica, entre a rede e a carga. Geralmente usa-se um transformador de acoplamento entre o conversor estático e o sistema elétrico. A compensação série atua como uma fonte de tensão alternada (CA) controlada. A tensão do filtro somada com a tensão da rede distorcida resulta em uma tensão puramente senoidal na carga.

Esse tipo de compensação é empregado na regulação e balanceamento de tensão próxima à carga ou na linha. Também é utilizada para atenuar ou eliminar os harmônicos de tensão, e diminuir a propagação de harmônicos causados pelo efeito de ressonância entre as impedâncias da fonte e filtro passivos instalados no sistema elétrico.

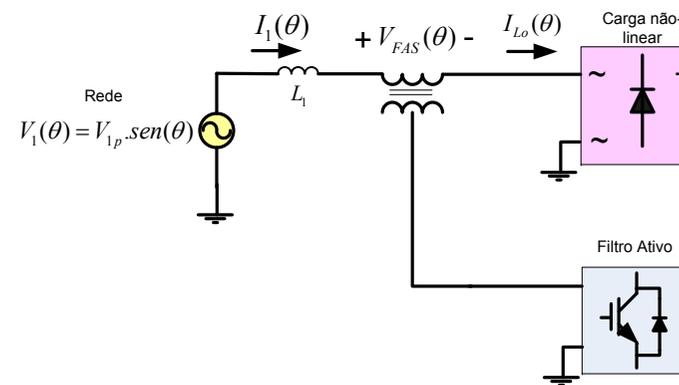


Figura 2.4 – Filtro ativo série

Uma grande desvantagem do filtro ativo série é que no caso de falha do filtro, a operação da carga também é comprometida.

c) Filtros Híbridos

São combinações de filtros ativos com filtros passivos. Essas configurações têm como principal objetivo compensar as limitações de cada filtro quando aplicados isoladamente.

Os filtros híbridos têm uma melhor característica de filtragem em relação aos filtros passivos, diminuindo a possibilidade de aparecimento de ressonâncias devido às variações na impedância da fonte e da carga, além de diminuir os custos, já que o filtro ativo irá processar uma menor potência reativa.

A associação paralela de filtros ativos e passivos é interessante, pois o FAP é mais eficiente para a compensação de harmônicos de baixa ordem, devido à limitação da frequência de chaveamento, enquanto o filtro passivo paralelo (FPP) é melhor para a compensação de harmônicos de altas frequências, além de ser mais compacto. Neste sistema, o FAP compensa os harmônicos de corrente de baixa ordem, enquanto o FPP compensa os harmônicos de corrente de alta ordem. E, ainda, o FAP possibilita a eliminação da ressonância entre a fonte e o FPP [2].

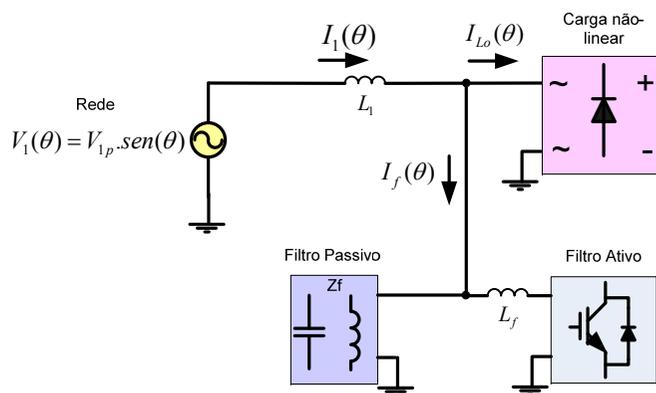


Figura 2.5 – Filtro ativo híbrido

d) Associação de Filtros Ativos Série e Paralelo

Uma configuração ideal para cargas não lineares é a utilização de um FAS juntamente com um FAP, que é conhecida como PLC (*Power Line Conditioner*). Nessa topologia, o FAP injeta harmônicos de corrente para cancelar os harmônicos da corrente de carga, enquanto o FAS bloqueia os harmônicos de corrente de circularem pela linha. Esse sistema de filtro não apenas consegue eliminar os harmônicos de corrente, mas também pode



prover uma tensão puramente senoidal à carga, mesmo quando a fonte de tensão é distorcida [2].

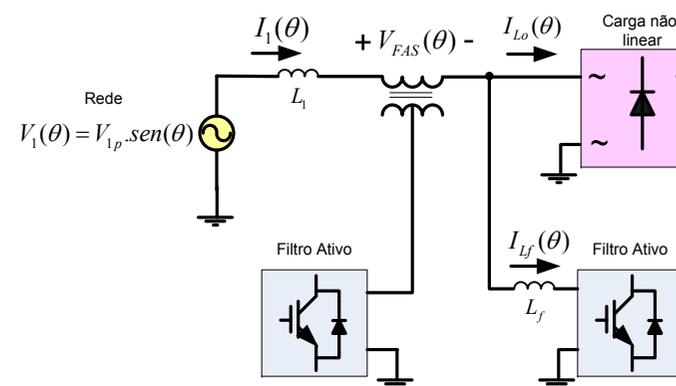


Figura 2.6 – Associação de filtros ativos série e paralelo

Essa topologia é considerada o filtro ativo ideal, pois elimina harmônicos de tensão e corrente. Suas desvantagens estão associadas ao seu custo elevado e sua complexidade de controle, devido ao elevado número de interruptores comandados envolvidos.

2.2.3. Classificação Quanto ao Sistema de Suprimento de Energia

a) Sistema Monofásico

Há muitas cargas não lineares conectadas ao sistema monofásico, como as de aplicações domésticas.

Os FA para esse tipo de sistema podem ser implementados em todas as topologias de filtros ativos e, também, em ambas as configurações de conversores, CSI ou VSI. Um exemplo de implementação de filtro ativo para o sistema monofásico usando a topologia VSI é apresentado na Figura 2.7.

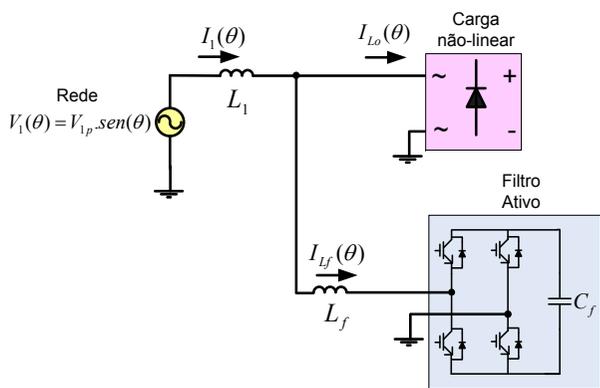


Figura 2.7 – Filtro ativo paralelo em sistema monofásico

b) Sistema Trifásico

Os filtros ativos podem ser aplicados a sistemas trifásicos configurados a três fios condutores ou quatro fios (três condutores, e um neutro).

- **Sistemas a três fios:** É empregado principalmente em sistemas de transmissão, distribuição e na presença de cargas trifásicas a três fios. Um exemplo de FAP conectado ao sistema a três fios é mostrado na Figura 2.8.

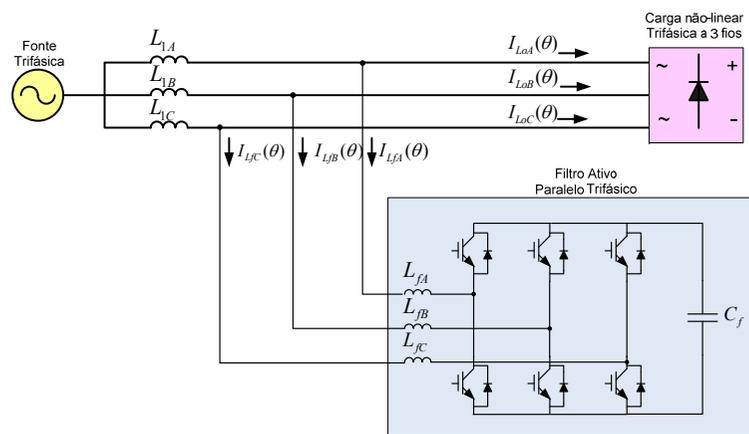


Figura 2.8 – Filtro ativo paralelo em sistema trifásico a três fios



- **Sistemas a quatro fios:** Um grande número de cargas monofásicas é alimentado pelo sistema trifásico com condutor neutro. Essas cargas causam corrente excessiva no neutro, circulação de harmônicos, potência reativa, e o desbalanceamento do sistema. Os FAs a quatro fios foram desenvolvidos com a intenção de minimizar esses problemas.

Existem três possíveis configurações conhecidas para esse tipo de sistema:

- **Barramento CC com ponto médio:** Usado para potências menores. Toda a corrente de neutro flui pelos capacitores CC do filtro ativo, que são de valores elevados, e sua conexão é mostrada na Figura 2.9.

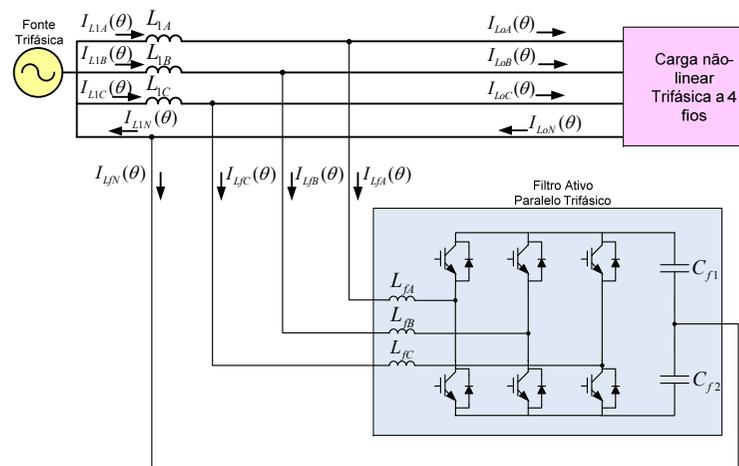


Figura 2.9 – Filtro ativo paralelo em sistema trifásico a 4 fios com barramento CC tipo ponto médio

- **Três FAs monofásicos:** Permite a regulação independente da corrente em cada fase. Porém, apresenta um número elevados de componentes, como pode-se verificar na Figura 2.10.

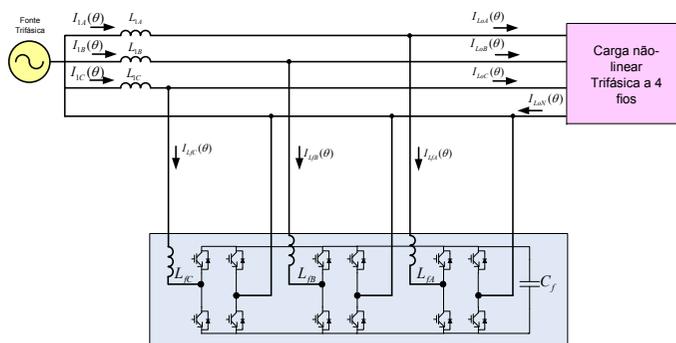


Figura 2.10 – Filtro ativo paralelo em sistema a 4 fios com três pontes monofásicas

- *Inversor a quatro braços*: O quarto braço do inversor provê um caminho para as correntes de neutro do filtro ativo. A estrutura desta configuração é apresentada na Figura 2.11.

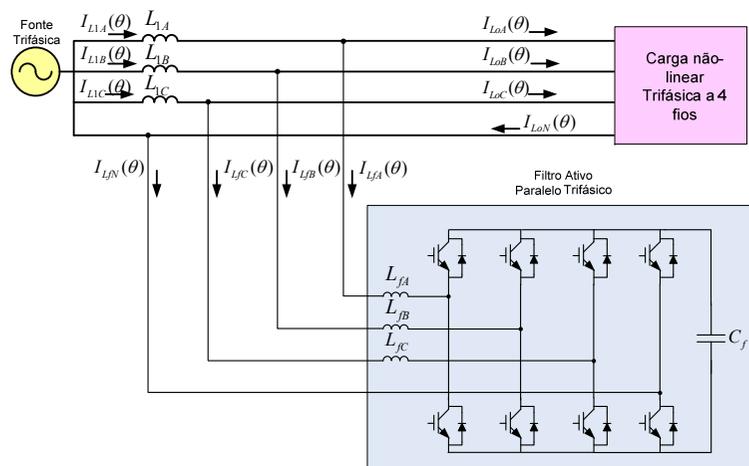


Figura 2.11 – Filtro ativo paralelo em sistema a 4 fios com quatro braços

2.2.4. Fontes de Harmônicos

Os filtros ativos têm sido vistos como uma solução efetiva para os problemas relacionados a harmônicos no sistema de energia elétrica.

Durante algum tempo, acreditou-se erroneamente que o filtro ativo fosse um compensador ideal de harmônicos com as características de compensação não influenciáveis pela impedância de carga.

Alguns estudos, contudo, como apresentado em [2] e [3], mostram que o filtro ativo paralelo só é eficiente para cargas não lineares com características de fontes de harmônicos de corrente, como retificadores com indutância elevada no lado de corrente contínua (CC). De fato, os filtros paralelos - ativo e passivo - são efetivos na compensação de cargas não lineares do tipo fonte de corrente.

São poucos os estudos da característica e aplicação do filtro ativo paralelo quando aplicado a cargas não-lineares com característica de fonte de harmônicos de tensão, como é o caso de retificadores com filtro capacitivo. É mostrado em [3] que o uso de filtro ativo paralelo para compensação deste tipo de carga, além de não realizar o cancelamento dos harmônicos completamente, também cria novos problemas, como o aumento das ondulações da tensão CC e o pico da corrente CA do retificador. Ainda, em [3] é mostrado que para compensação desse tipo de carga não-linear, o filtro ativo série é uma boa solução.

a) Fontes de harmônicos de corrente:

Uma carga não-linear se comporta como fonte de harmônicos de corrente quando esses harmônicos são pouco dependentes do lado CA, e dependem fortemente das características da carga. A distorção da corrente resulta da comutação dos semicondutores.

Podem-se destacar os retificadores com indutância CC, como exemplo desse tipo de fonte de harmônicos, conforme o circuito apresentado na Figura 1.11.

O filtro ativo paralelo é capaz de compensar os harmônicos desse tipo de carga de forma efetiva.

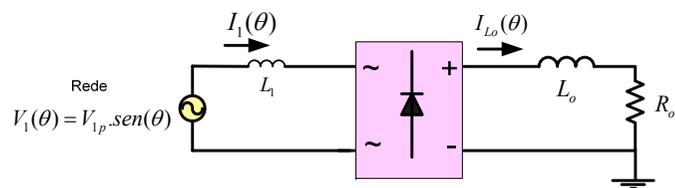


Figura 2.12 – Fonte de harmônico de corrente

b) Fontes de harmônicos de tensão:

Como exemplo desse tipo de carga, pode-se citar retificadores com capacitor de barramento na saída, como o da Figura 2.13. Mesmo que a corrente seja altamente deformada, as amplitudes dos harmônicos são fortemente afetadas pelas impedâncias do lado CA, e pelo desbalanceamento da fonte de tensão. Já a tensão de entrada da carga é característica e menos dependente da impedância CA. Esse tipo de circuito se comporta como uma fonte de tensão e não como uma fonte de corrente.

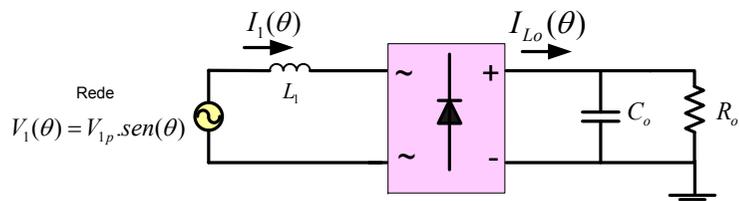


Figura 2.13 – Fonte de harmônico de tensão

Esse tipo de carga tem os seus harmônicos efetivamente compensados pelo filtro ativo série, [2] e [3]. A aplicação de um filtro ativo paralelo, além de não atuar de forma satisfatória para a compensação dos harmônicos, ainda pode gerar sobrecorrente no sistema, pela injeção de corrente no mesmo.

2.3. ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DA CORRENTE PARA FILTROS ATIVOS PARALELOS

Pode-se destacar como principais estratégias de controle para o filtro ativo paralelo a estratégia baseada no monitoramento das correntes de carga



e do filtro ativo, e a estratégia baseada no monitoramento da corrente drenada da rede, como é apresentado em [6] e [7].

Quando o conversor do filtro ativo é do tipo VSI, o mais usual, ambas as estratégias de controle requerem uma malha de tensão e uma malha de corrente. A malha de tensão tem como objetivo controlar o valor médio da tensão no barramento CC do filtro ativo, de forma que esta seja constante e superior ao valor de pico da tensão da rede. A malha de tensão é responsável pelo controle de fluxo de potência ativa do filtro ativo. Se a tensão de barramento estiver variando e divergindo do valor de referência, haverá fluxo de potência ativa no filtro ativo, o que não é desejado. Então, o compensador de tensão atua de forma a manter a tensão de barramento CC do filtro constante no valor definido por projeto, minimizando o fluxo de potência ativa no filtro ativo em regime permanente. A malha de tensão deve ser lenta, pois é responsável pela amplitude da referência de corrente. Já a malha de corrente, que difere para cada uma das estratégias, é responsável pelo controle da corrente que é gerada pelo filtro ativo, garantindo a compensação dos harmônicos de corrente de carga e resultando numa corrente de rede puramente senoidal.

2.3.1. Estratégia por Monitoramento das Correntes de Carga e do FAP

Como pode se observar na Figura 2.14, para esta estratégia são necessários quatro sensores, sendo dois de corrente e dois de tensão.

A corrente controlada é a corrente do filtro, mas tanto esta corrente quanto a de carga são monitoradas. É necessário extrair-se a componente fundamental da corrente de carga monitorada para obter-se a corrente de referência. Para isso, é preciso observar ao menos um período da rede, o que compromete o desempenho dinâmico do filtro ativo.

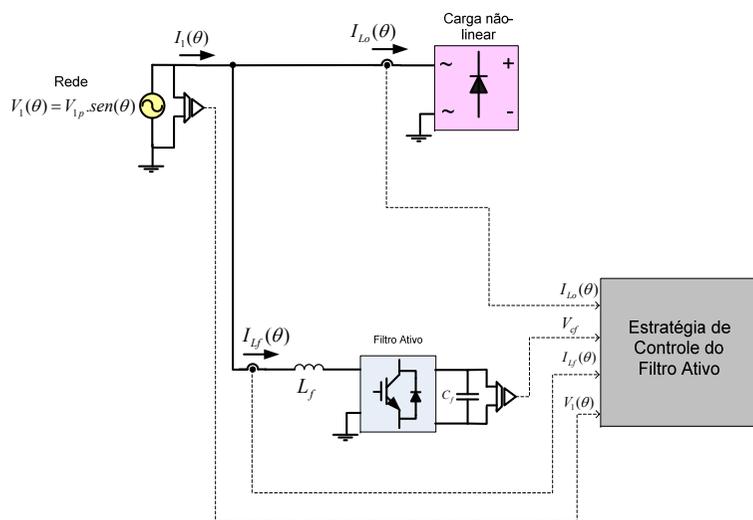


Figura 2.14 – Estratégia por monitoramento de corrente de carga e de filtro

2.3.2. Estratégia por Monitoramento da Corrente da Rede

O filtro ativo pode ser controlado monitorando apenas a corrente da rede e as tensões da rede e do barramento CC do filtro ativo, sem haver a necessidade de se realizar qualquer cálculo, melhorando o desempenho dinâmico. A Figura 2.15 mostra a estrutura dessa estratégia de controle.

A tensão do barramento CC é monitorada e comparada com uma tensão de referência. O sinal de erro é a entrada do compensador de tensão, e sua saída é multiplicada por uma amostra de tensão de rede. O sinal resultante é a corrente de referência senoidal da malha de corrente.

Esse sinal de referência de corrente é comparado com a corrente monitorada da rede. O sinal de erro passa pela malha de corrente, gerando os sinais de comando das chaves do filtro.

Para esta estrutura, utilizam-se apenas três sensores - um de corrente, e dois de tensão – isto é, um sensor a menos que a estrutura anterior, o que representa um menor custo para o filtro. Além disso, a estratégia de controle para este caso é mais simples que a anterior.

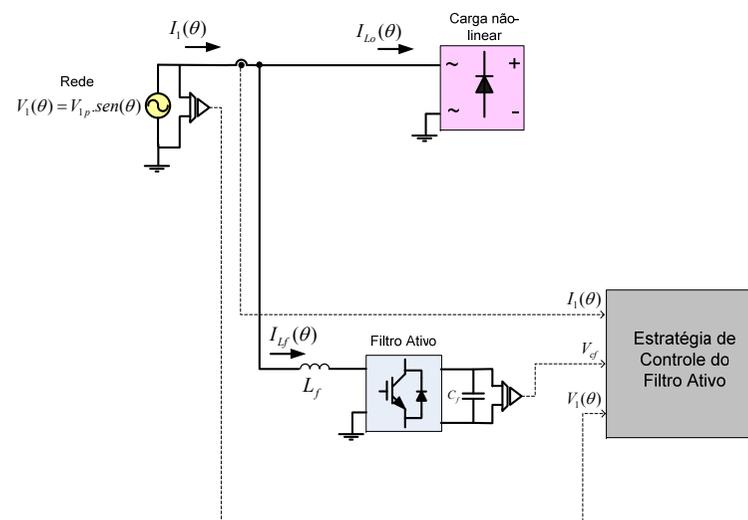


Figura 2.15 – Estratégia por monitoramento da corrente da rede

2.4. CONCLUSÕES

Neste capítulo foi realizada uma revisão dos fundamentos do filtro ativo, tais como as suas principais características, vantagens e desvantagens entre si e em relação aos filtros passivos, além do cenário das suas aplicações.

Os filtros ativos têm se apresentado como uma boa solução para os problemas atuais de qualidade de energia que, em geral, são causados por cargas não-lineares.

As principais classificações dos filtros ativos foram descritas, com base no conversor utilizado, na topologia e no sistema de energia. Suas características, assim como as aplicações, foram comentadas para cada configuração.

Outro ponto importante que foi destacado nesse estudo diz respeito à classificação dos tipos de carga não lineares em fontes de harmônicos de corrente e de tensão. Com essas diferenças, verifica-se a necessidade de analisar o filtro adequado a ser utilizado em cada tipo carga. O filtro ativo paralelo é mais eficiente na compensação de harmônicos de corrente.

Também foram apresentadas as duas principais estratégias de controle do filtro ativo paralelo monofásico, mostrando que a estratégia

baseada no monitoramento da corrente da rede é mais dinâmica e possui menor custo.

Com base neste estudo geral introdutório de filtros ativos, é possível selecionar a melhor configuração de filtro e sua estratégia, dado o cenário da sua aplicação.



CAPÍTULO III

ESTRUTURA DE POTÊNCIA DO FILTRO ATIVO PARALELO CONECTADO NO LADO CC DE UM RETIFICADOR INDUTIVO

3.1. INTRODUÇÃO

As estruturas de filtro ativo mais conhecidas foram apresentadas no capítulo anterior. Neste capítulo, será apresentada a aplicação de um filtro ativo paralelo conectado no lado CC de uma ponte retificadora indutiva, diferente das aplicações de FAP conhecidas até então.

A vantagem de se utilizar um retificador com carga indutiva está na diminuição de harmônicos de corrente e, portanto, de potência reativa no sistema. Com isso, o filtro ativo processa menos potência reativa comparado ao retificador capacitivo puro.

No primeiro capítulo, verificou-se que o retificador com carga indutiva possui uma faixa de operação, referente ao modo de condução contínua, na qual a tensão de carga é constante e dependente apenas do valor eficaz da tensão de entrada. Será analisada a aplicação do filtro ativo neste sistema, que, além de garantir fator de potência unitário à estrutura, também amplia a faixa de operação deste retificador no modo de condução contínua.

Ainda, o filtro ativo conectado no lado CC da carga tem a vantagem de trabalhar em apenas dois quadrantes: bidirecional em corrente e unidirecional em tensão. Essa característica facilita o controle da estrutura, além de necessitar de menos componentes ativos, quando comparado ao filtro ativo aplicado no lado de corrente-alternada (CA) da carga, que opera nos quatro quadrantes.

Neste capítulo, a estrutura de potência é apresentada, junto com suas etapas de operação e análise matemática. A modelagem do sistema, assim como a característica dos compensadores necessários, também é detalhada. Ainda, é realizada uma análise do comportamento do sistema em regime permanente para diferentes frequências de comutação, a fim de se avaliar a influência da escolha desta frequência na operação do sistema.

3.2. ANÁLISE MATEMÁTICA

O circuito de potência da estrutura é apresentado na Figura 3.1. Como primeira característica deste filtro ativo, pode-se destacar a configuração do conversor. Como o filtro está conectado no lado CC da carga, o conversor bidirecional em corrente irá operar apenas nos dois quadrantes referentes ao eixo positivo de tensão, conforme outrora comentado. Dessa forma, o conversor do filtro é composto apenas por um braço com duas chaves ativas e bidirecionais em corrente, como mostra Figura 3.2.

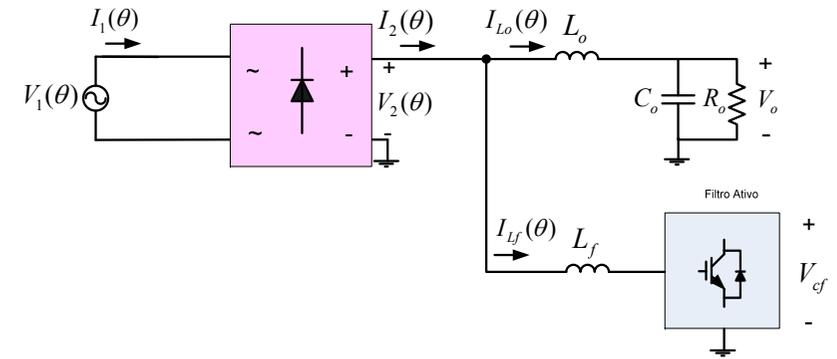


Figura 3.1 – Estrutura de potência proposta

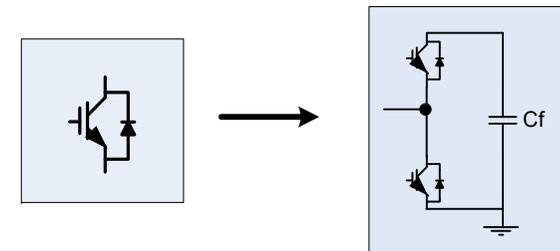


Figura 3.2 – Conversor do filtro ativo

Para o sistema da Figura 3.1, o filtro ativo pode ser analisado separadamente da carga, sendo representado pelo circuito equivalente da Figura 3.3.

Em virtude de a frequência de chaveamento dos interruptores do filtro ser muito maior que a frequência da rede, para um período de chaveamento pode-se considerar que a tensão de entrada é constante [9]. Dessa forma, o circuito do filtro ativo pode ser representado pelo circuito equivalente apresentado na Figura 3.4.

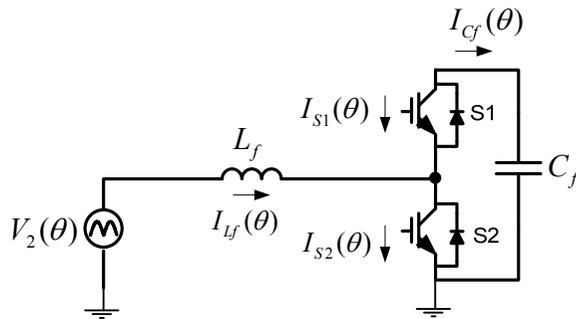


Figura 3.3 – Circuito equivalente do filtro ativo

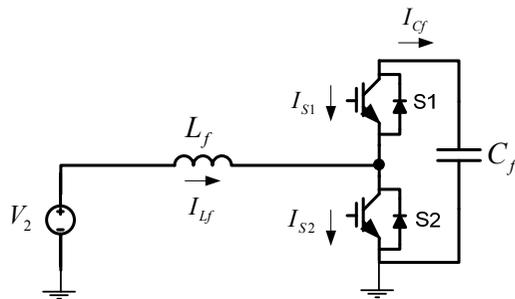


Figura 3.4 – Circuito equivalente do filtro ativo para um período de chaveamento

3.2.1. Etapas de Operação

Nesta seção, o circuito da Figura 3.4 é analisado, e suas etapas de operação, para um período de chaveamento, considerando a corrente no indutor do filtro ativa, e são descritas a seguir.

1ª etapa: ($\Delta t = D.T_s$).

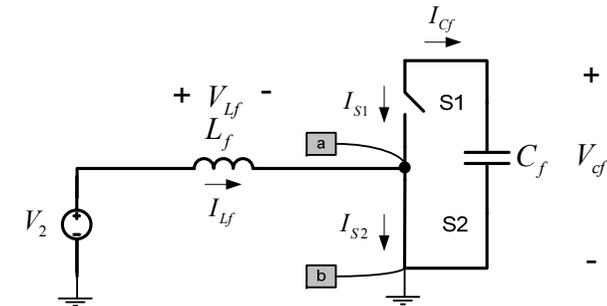


Figura 3.5 – Circuito equivalente da primeira etapa de operação

Nesta etapa, a chave S_2 conduz e a chave S_1 é mantida bloqueada. A tensão sobre o indutor do filtro é dada pela tensão da rede retificada.

$$V_{L_f} = V_2 \quad (3.1)$$

$$V_{L_f} > 0 \quad (3.2)$$

$$V_{ab} = 0 \quad (3.3)$$

$$I_{S1} = 0 \quad (3.4)$$

$$I_{C_f} = 0 \quad (3.5)$$

$$I_{S2} = I_{L_f} \quad (3.6)$$

Assim, nesta etapa a tensão sobre o indutor do filtro é positiva e energia é armazenada neste elemento.

2ª etapa: ($\Delta t = (1 - D).T_s$).

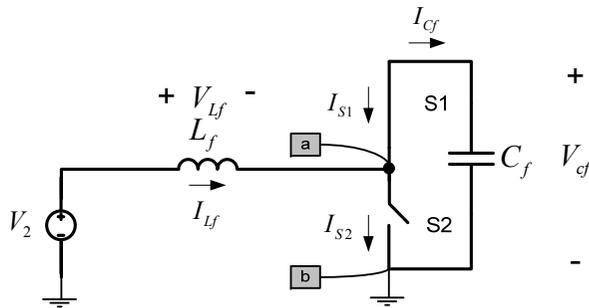


Figura 3.6 – Circuito equivalente do filtro ativo para a segunda etapa de operação

Nesta etapa, a chave S_1 conduz e a chave S_2 é mantida bloqueada. A tensão sobre o indutor do filtro é dada pela diferença da tensão da rede retificada e a tensão no barramento CC do filtro.

$$V_{L_f} = V_2 - V_{cf} < 0 \quad (3.7)$$

$$V_{ab} = V_{cf} \quad (3.8)$$

$$I_{S1} = -I_{L_f} \quad (3.9)$$

$$I_{C_f} = I_{L_f} \quad (3.10)$$

$$I_{S2} = 0 \quad (3.11)$$

Devido ao fato de o conversor do filtro ativo operar como um elevador de tensão bidirecional em corrente, a tensão do barramento CC é sempre maior que a tensão de entrada [5]. Portanto, a tensão no indutor do filtro, nesta etapa, será sempre negativa, e a energia armazenada no indutor é transferida para o capacitor do filtro.

3.2.2. Cálculo da Razão Cíclica

Pelas etapas de operação, sabe-se que a tensão média entre os pontos a-b em um período de chaveamento, denominada $V_{ab}(\theta)$, é dada por (3.12).

$$V_{ab}(\theta) = (1 - d(\theta)) \cdot V_{cf} \quad (3.12)$$

O cálculo correto desta tensão é realizado a partir da expressão (3.13).

$$V_{ab}(\theta) = V_2(\theta) - V_{L_f}(\theta) \quad (3.13)$$

Sendo a tensão média instantânea sobre a indutância do filtro ativo definida por (3.14).

$$V_{L_f}(\theta) = L_f \cdot \frac{dI_{L_f}(\omega t)}{dt} \quad (3.14)$$

A corrente na indutância do filtro ativo, $I_{L_f}(\theta)$, em baixa frequência, será deduzida adiante neste trabalho. O termo de (3.14) pode ser desprezado para o cálculo de (3.13), já que o valor da indutância é baixo e, ainda, a ondulação em baixa frequência também é baixa.

Para a obtenção da função da razão cíclica em retificadores monofásicos com correção de fator de potência, esta simplificação na análise é realizada, aproximando, então, a expressão da tensão $V_{ab}(\theta)$ pela tensão na saída da ponte retificadora, $V_2(\theta)$. Assim, a tensão $V_{ab}(\theta)$ possui uma componente fundamental de mesma amplitude, frequência e fase que a tensão da rede, para $0 \leq \theta \leq \pi$, [6].

$$V_{ab}(\theta) = V_2(\theta) = V_{1p} \cdot \text{sen}(\theta) \quad (3.15)$$

A expressão (3.15) é válida apenas para $0 \leq \theta \leq \pi$.

Para este sistema, verificou-se que esta aproximação é válida, ao comparar as curvas de $V_{ab}(\theta)$ e, portanto, $d(\theta)$, obtidas por (3.13) e (3.15).

Dessa forma, essa simplificação foi utilizada para a obtenção da função da razão cíclica, podendo-se escrever a seguinte expressão de ganho

$$\frac{V_{cf}}{V_2(\theta)} = \frac{1}{(1 - d(\theta))} \quad (3.16)$$

A partir de (3.16), pode-se obter a expressão da razão cíclica, (3.17), sendo a o índice de modulação, definido em (3.18).

$$d(\theta) = 1 - a \cdot \text{sen}(\theta) \quad (3.17)$$

$$a = \frac{V_{1p}}{V_{cf}} \quad (3.18)$$

Pela expressão da razão cíclica, em função do ângulo da tensão da rede, pode-se traçar a curva da razão cíclica, mostrada na Figura 3.7.

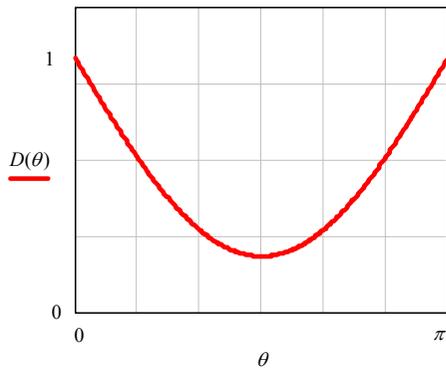


Figura 3.7 – Curva da razão cíclica

Os valores da razão cíclica em função de θ dependem do índice de modulação especificado no projeto.

3.2.3. Cálculo da Ondulação de Corrente no Indutor do Filtro Ativo

A ondulação da corrente do indutor do filtro ativo, L_f , em alta frequência pode ser obtida analisando-se um período de chaveamento.

Quando a chave S_2 conduz, tem-se:

$$V_2(\theta) = L_f \cdot \frac{di_{L_f}}{dt} \quad (3.19)$$

Se o intervalo em que a chave S_2 conduz é dado por $\Delta t = d(\theta) \cdot T_s$, pode-se obter a ondulação de corrente na indutância L_f , (3.22).

$$V_2(\theta) = L_f \cdot \frac{\Delta i_{L_f}(\theta)}{d(\theta) \cdot T_s} \quad (3.20)$$

$$V_2(\theta) = L_f \cdot \frac{\Delta i_{L_f}(\theta)}{(1 - a \cdot \text{sen}(\theta)) \cdot T_s} \quad (3.21)$$

$$\Delta i_{L_f}(\theta) = \frac{V_2(\theta) \cdot T_s}{L_f} \cdot (1 - a \cdot \text{sen}(\theta)) \quad (3.22)$$

Pode-se parametrizar a expressão da ondulação de corrente obtida em (3.22), como mostrado em (3.23) e (3.24).

$$\overline{\Delta i_{L_f}(\theta)} = \frac{\Delta i_f(\theta) \cdot L_f \cdot f_s}{V_{1p}} \quad (3.23)$$

$$\overline{\Delta i_{L_f}(\theta)} = \text{sen}(\theta) \cdot (1 - a \cdot \text{sen}(\theta)) \quad (3.24)$$

A expressão (3.23) é válida para $0 \leq \theta \leq \pi$.

A partir da expressão (3.24), é possível gerar a curva da ondulação de corrente parametrizada na indutância do filtro, apresentada na Figura 3.8.

A partir da expressão (3.24), pode-se obter o valor da máxima ondulação de corrente no indutor L_f . Definindo o valor desta corrente máxima permitida (Δi_{fESP}) no projeto, o valor da indutância do filtro é calculado por (3.25).

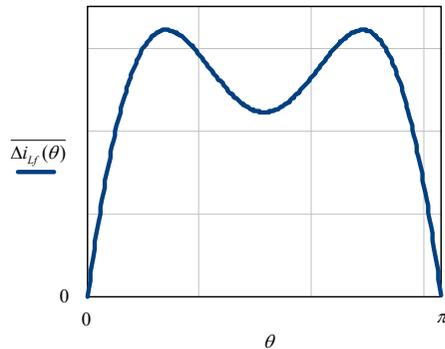


Figura 3.8 – Ondulação de corrente do filtro parametrizada

Novamente, os valores da curva dependem do índice de modulação utilizado.

$$L_f = \frac{\overline{\Delta i_{Lf \max}} \cdot V_{1p}}{\Delta i_{L/ESP} \cdot f_s} \quad (3.25)$$

3.2.4. Expressão da Corrente na Indutância de Carga

No primeiro capítulo, foram apresentadas as principais formas de onda do retificador com filtro indutivo-capacitivo operando no modo de condução contínua. Da forma como está sendo proposto neste trabalho, o retificador, com o filtro ativo, irá operar no modo de condução contínua para toda a faixa de operação do filtro. Então, as formas de onda da estrutura estudada são iguais às apresentadas do retificador indutivo em operação no modo de condução contínua, e são re-apresentadas na Figura 3.9.

Desconsiderando a ondulação da tensão de saída, sabe-se que a tensão de carga e a tensão na saída da ponte retificadora são dadas pelas expressões abaixo.

$$V_o = \frac{2}{\pi} V_{1p} \quad (3.26)$$

$$V_2(\theta) = V_{1p} \cdot \text{sen}(\theta); \quad 0 \leq \theta \leq \pi \quad (3.27)$$

E, observando o circuito da Figura 3.1, pode-se obter a seguinte expressão para a tensão no indutor de carga:

$$\begin{aligned} V_{Lo}(\theta) &= V_2(\theta) - V_o \\ V_{Lo}(\theta) &= V_{1p} \cdot \left(\text{sen}(\theta) - \frac{2}{\pi} \right) \end{aligned} \quad (3.28)$$

Através da Figura 3.9, verifica-se que o indutor, a cada período, armazena energia no intervalo de (α, β) , quando sua tensão é positiva. Assim equacionando a corrente do indutor nesse intervalo, pode-se determinar a sua ondulação.

É possível observar que os ângulos (α, β) são os pontos em que a tensão $V_2(\theta)$ é igual à tensão V_o . A partir disso, é possível determinar esses ângulos da seguinte forma:

$$V_2(\alpha) = V_o \quad (3.29)$$

$$V_{1p} \cdot \text{sen}(\alpha) = \frac{2}{\pi} V_{1p} \quad (3.30)$$

$$\alpha = \text{sen}^{-1}\left(\frac{2}{\pi}\right) = 0,69\text{rad} \quad (3.31)$$

E ainda:

$$\beta = \pi - \alpha \quad (3.32)$$

$$\beta = 2,45\text{rad} \quad (3.33)$$

De posse destes valores, determina-se a ondulação de corrente no indutor de carga a partir da energia armazenada no mesmo, a cada período $(0, \pi)$.

Sabe-se que a tensão no indutor é dada por (3.34).

$$V_{Lo} = L_o \cdot \frac{di_{Lo}}{dt} \quad (3.34)$$

Ou ainda:

$$V_{Lo} = L_o \cdot \frac{\Delta i_{Lo}}{\Delta t} \quad (3.35)$$

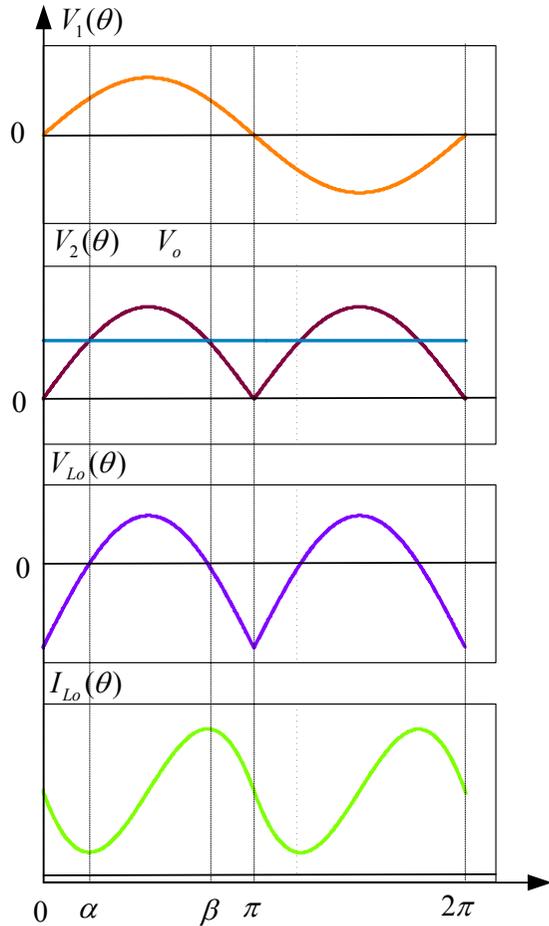


Figura 3.9 – Principais formas de onda do retificador com indutância CC operando no MCC

Então, a tensão média no indutor de carga, no intervalo (α, β) , é dada por (3.36).

$$\bar{V}_{Lo(\alpha-\beta)} = \frac{1}{\beta - \alpha} \int_{\alpha}^{\beta} V_{Lo}(\theta).d\theta \quad (3.36)$$

Substituindo (3.28) em (3.36), obtém-se (3.38).

$$\bar{V}_{Lo(\alpha-\beta)} = \frac{1}{\beta - \alpha} \int_{\alpha}^{\beta} V_{1p} \left(\text{sen}(\theta) - \frac{2}{\pi} \right) d\theta \quad (3.37)$$

$$\bar{V}_{Lo(\alpha-\beta)} = \frac{V_{1p}}{\beta - \alpha} \left(\cos(\alpha) - \cos(\beta) - \frac{2}{\pi} \cdot (\beta - \alpha) \right) \quad (3.38)$$

Substituindo (3.38) em (3.35):

$$\Delta i_{Lo} = \frac{\bar{V}_{Lo(\alpha-\beta)}}{L_o} \cdot \Delta t \quad (3.39)$$

Sendo conhecido que:

$$\theta = \omega t \quad (3.40)$$

$$\Delta \theta = \omega \cdot \Delta t \quad (3.41)$$

$$\Delta t = \frac{\Delta \theta}{\omega} \quad (3.42)$$

Desta forma, pode-se escrever a expressão (3.39) da seguinte maneira:

$$\Delta i_{Lo} = \frac{\bar{V}_{Lo(\alpha-\beta)}}{L_o} \cdot \frac{\Delta \theta}{\omega} \quad (3.43)$$

$$\Delta i_{Lo} = \frac{\bar{V}_{Lo(\alpha-\beta)}}{L_o} \cdot \frac{(\beta - \alpha)}{\omega} \quad (3.44)$$

Substituindo (3.38) em (3.44), obtém-se a expressão (3.45), referente à ondulação de corrente no indutor da carga.

$$\Delta i_{Lo} = \frac{V_{1p}}{\omega \cdot L_o} \cdot \left(\cos(\alpha) - \cos(\beta) - \frac{2}{\pi} \cdot (\beta - \alpha) \right) \quad (3.45)$$

A expressão da corrente no indutor da carga pode ser obtida da seguinte forma:

$$V_{Lo}(\theta) = L_o \cdot \frac{di_{Lo}(\theta)}{dt} \quad (3.46)$$

$$V_2(\theta) - V_o = L_o \cdot \frac{di_{L_o}(\theta)}{dt} \quad (3.47)$$

$$\frac{V_{1p}}{L_o} \text{sen}(\theta) - \frac{V_o}{L_o} = \frac{di_{L_o}(\theta)}{dt} \quad (3.48)$$

Substituindo (3.42) em (3.48), a expressão de $I_{L_o}(\theta)$ pode ser obtida:

$$\int di_{L_o}(\theta) = \int \frac{V_{1p}}{\omega L_o} \text{sen}(\theta) \cdot d\theta - \int \frac{V_o}{\omega L_o} \quad (3.49)$$

$$\int di_{L_o}(\theta) = \int \frac{V_{1p}}{\omega L_o} \text{sen}(\theta) \cdot d\theta - \int \frac{V_o}{\omega L_o} \quad (3.50)$$

$$I_{L_o}(\theta) = \frac{V_{1p}}{\omega L_o} (-\cos(\theta)) - \frac{V_o}{\omega L_o} \theta + K_{io} \quad (3.51)$$

Para obter o valor da constante K_{io} da expressão (3.51), é necessário conhecer o valor da corrente no indutor de carga em algum instante do período. Sabe-se que em $t = \alpha$, a corrente no indutor de carga é definida por (3.53).

$$I_{L_o}(\alpha) = I_o - \frac{\Delta i_{L_o}}{2} \quad (3.52)$$

$$I_{L_o}(\alpha) = I_o - \frac{V_{1p}}{2 \cdot \omega L_o} \cdot \left(\cos(\alpha) - \cos(\beta) - \frac{2}{\pi} \cdot (\beta - \alpha) \right) \quad (3.53)$$

Sendo I_o a componente média da corrente no indutor de carga, que equivale à corrente de carga, e é dada por (3.54).

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} \quad (3.54)$$

Substituindo (3.53) e (3.54) em (3.51):

$$\begin{aligned} I_{L_o}(\alpha) &= \frac{V_{1p}}{\omega L_o} (-\cos(\alpha)) - \frac{V_o}{\omega L_o} \alpha + K_{io} = \\ &= \frac{V_o}{R_o} - \frac{V_{1p}}{2 \cdot \omega L_o} \cdot \left(\cos(\alpha) - \cos(\beta) - \frac{2}{\pi} \cdot (\beta - \alpha) \right) \end{aligned} \quad (3.55)$$

Então, a constante K_{io} é dada por (3.56).

$$\begin{aligned} K_{io} &= \frac{V_o}{R_o} - \frac{V_{1p}}{2 \cdot \omega L_o} \cdot \left(\cos(\alpha) - \cos(\beta) - \frac{2}{\pi} \cdot (\beta - \alpha) \right) + \\ &+ \frac{V_{1p}}{\omega L_o} (\cos(\alpha)) + \frac{V_o}{\omega L_o} \alpha \end{aligned} \quad (3.56)$$

Ainda, substituindo (3.56) em (3.51), obtém-se a expressão da corrente no indutor de carga, apresentada em (3.57).

A Figura 3.10 apresenta a forma de onda obtida pela expressão (3.57) para uma combinação de parâmetros do circuito.

$$\begin{aligned} I_{L_o}(\theta) &= \frac{V_{1p}}{\omega L_o} (\cos(\alpha) - \cos(\theta)) + \frac{V_o}{\omega L_o} (\alpha - \theta) + \\ &+ \frac{V_o}{R_o} - \frac{V_{1p}}{2 \cdot \omega L_o} \cdot \left(\cos(\alpha) - \cos(\beta) - \frac{2}{\pi} \cdot (\beta - \alpha) \right) \end{aligned} \quad (3.57)$$

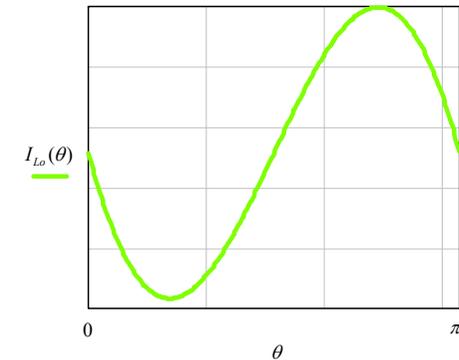


Figura 3.10 – Forma de onda da corrente no indutor de carga obtida a partir da expressão (3.57)

3.2.5. Expressão da Corrente de Baixa-Freqüência na Indutância do Filtro Ativo

Com a inserção do filtro ativo no sistema, sabe-se que a corrente de entrada deve ser uma senóide pura. A corrente na saída da ponte retificadora, portanto, deve ser uma senóide retificada, dada por (3.58).

$$I_2(\theta) = I_{1p} \cdot \text{sen}(\theta); \quad 0 \leq \theta \leq \pi \quad (3.58)$$

O valor de pico da corrente de entrada pode ser obtido pela relação de potência de entrada e de saída. Desprezando as perdas nos componentes, pode-se assumir que a potência de entrada é igual à de saída.

$$P_1 = P_o \quad (3.59)$$

Como a tensão e corrente de entrada são assumidas senoidais e em fase, obtém-se a seguinte igualdade:

$$\frac{V_{1p} \cdot I_{1p}}{2} = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (3.60)$$

$$I_{1p} = 2 \frac{V_o^2}{V_{1p} \cdot R_o} \quad (3.61)$$

Dessa forma, tem-se a seguinte expressão para corrente na saída da ponte retificadora apresentada em (3.62).

$$I_2(\theta) = 2 \frac{V_o^2}{V_{1p} \cdot R_o} \text{sen}(\theta); \quad 0 \leq \theta \leq \pi \quad (3.62)$$

Aplicando a lei de Kirchhoff dos nós no ponto em que o filtro ativo foi inserido no sistema, tem-se a expressão (3.63), como pode ser verificado na Figura 3.1.

$$I_2(\theta) = I_{Lf}(\theta) + I_{Lo}(\theta) \quad (3.63)$$

De posse das expressões da corrente na saída da ponte retificadora e da corrente no indutor de carga, é possível obter uma expressão para a corrente de baixa freqüência na indutância do filtro ativo, conforme apresentado em (3.65).

$$I_{Lf}(\theta) = I_2(\theta) - I_{Lo}(\theta) \quad (3.64)$$

$$I_{Lf}(\theta) = 2 \frac{V_o^2}{V_{1p} \cdot R_o} \cdot \text{sen}(\theta) - \frac{V_{1p}}{\omega \cdot L_o} (\cos(\alpha) - \cos(\theta)) + \frac{V_o}{\omega \cdot L_o} (\alpha - \theta) - \frac{V_o}{R_o} + \frac{V_{1p}}{2 \cdot \omega \cdot L_o} \cdot \left(\cos(\alpha) - \cos(\beta) - \frac{2}{\pi} \cdot (\beta - \alpha) \right) \quad (3.65)$$

Ou ainda:

$$I_{Lf}(\theta) = 2 \frac{V_o^2}{V_{1p} \cdot R_o} \cdot \text{sen}(\theta) + \frac{V_{1p}}{\omega \cdot L_o} \cos(\theta) + \frac{V_o}{\omega \cdot L_o} \theta + K_{yf} \quad (3.66)$$

Para $0 \leq \theta \leq \pi$, de forma que K_{yf} é dado pela expressão (3.67).

$$K_{yf} = -\frac{V_{1p}}{\omega \cdot L_o} \cos(\alpha) - \frac{V_o}{\omega \cdot L_o} \alpha - \frac{V_o}{R_o} + \frac{V_{1p} \cdot (\pi - 2\alpha)}{2 \cdot \omega \cdot L_o \cdot (\beta - \alpha)} \cdot \left(\cos(\alpha) - \cos(\beta) - \frac{2}{\pi} \cdot (\beta - \alpha) \right) \quad (3.67)$$

A forma de onda gerada pela expressão (3.66), para certa combinação de parâmetros do circuito, é apresentada na Figura 3.11.

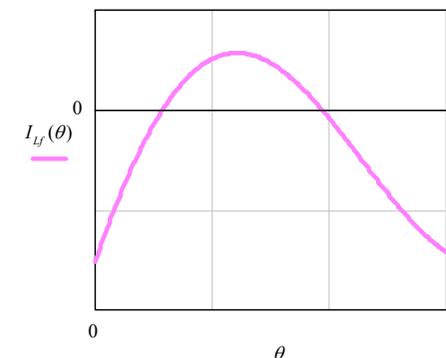


Figura 3.11 – Forma de onda da corrente no indutor do filtro obtida a partir da expressão (3.66)

3.3. CÁLCULO DA CORRENTE EFICAZ NO CAPACITOR DO BARRAMENTO CC DO FILTRO ATIVO

A Figura 3.12 apresenta o circuito equivalente do filtro ativo. Sabe-se que a chave S_1 é comandada no intervalo $\Delta t = (1 - D(\theta))T_s$, e a chave S_2 em $\Delta t = D(\theta)T_s$.

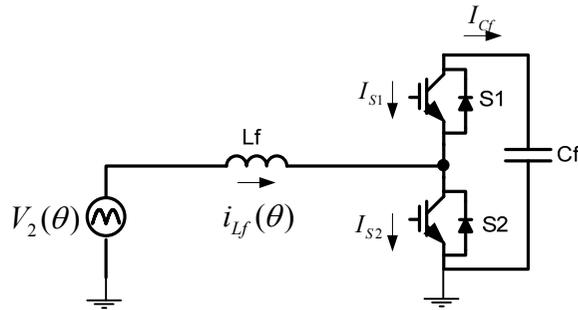


Figura 3.12 – Circuito do filtro ativo

Para um período de chaveamento, a corrente eficaz no capacitor de barramento CC é dada pela expressão (3.68).

$$i_{c_{ef}}(\theta) = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D(\theta))T_s} I_{L_f}^2(\theta).dt} \quad (3.68)$$

Desprezando a componente de alta frequência, considera-se que a corrente no indutor do filtro é constante para cada período de chaveamento, e dada pela expressão (3.66). Portanto, a expressão (3.68) resulta em (3.69).

$$i_{c_{ef}}(\theta) = I_{L_f}(\theta) \cdot \sqrt{1 - d(\theta)} \quad (3.69)$$

Em um período da rede, a corrente eficaz do capacitor é expressa por (3.71). Como tanto a corrente no indutor do filtro quanto a razão cíclica têm seus períodos definidos por $0 \leq \theta \leq \pi$, então o cálculo da corrente eficaz no capacitor pode ser feito para meio período da rede, conforme segue.

$$I_{C_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_{c_{ef}}^2(\theta).d\theta} \quad (3.70)$$

$$I_{C_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_{L_f}(\theta) \cdot \sqrt{1 - d(\theta)})^2 .d\theta} \quad (3.71)$$

O valor obtido por (3.71) é bastante próximo do real quando a ondulação de alta-freqüência da corrente do filtro ativo é pequena.

3.4. MODELAGEM DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA DO SISTEMA

A estrutura de potência completa do sistema pode ser verificada na Figura 3.13.

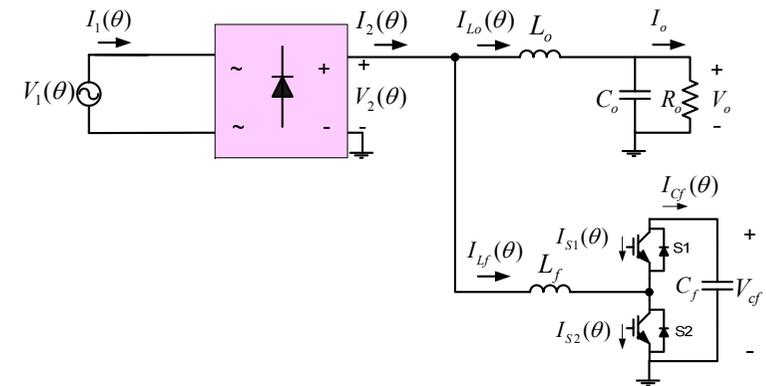


Figura 3.13 – Estrutura de potência completa do sistema

Para o funcionamento adequado da estrutura, deve-se realizar o controle de duas variáveis: corrente de entrada, para garantir que essa corrente seja senoidal e em fase com a tensão de entrada, obtendo fator de potência unitário para estrutura - e tensão de barramento CC do filtro ativo - garantindo o fluxo de potência ativa necessário para a alimentação da carga, [6] e [7]. Se essas duas variáveis forem controladas de forma adequada, o sistema funcionará satisfatoriamente.

Para realizar o controle de ambas as grandezas há necessidade de se modelar as funções de transferência do sistema.

3.4.1. Modelo para Controle da Corrente

A técnica de modelagem aplicada para a obtenção do modelo da malha de corrente é baseada nos valores médios quase instantâneos [9].

Para a obtenção deste modelo, considera-se os valores médios quase instantâneos das grandezas de interesse, ou seja, os valores médios em período de comutação. Para um período de comutação, a tensão de rede é assumida constante, já que a sua frequência é muito menor que a frequência de comutação.

Sabe-se que:

$$I_2(\theta) = I_{L_f}(\theta) + I_{L_o}(\theta) \quad (3.72)$$

No ponto de operação, a variação da razão cíclica implica em uma variação da corrente do filtro, resultando na variação da corrente na saída da ponte retificadora. Isso ocorre porque a dinâmica da corrente do filtro é muito mais rápida que a dinâmica da carga. Desta forma, pode-se fazer a seguinte simplificação:

$$\frac{\Delta I_2(\theta)}{\Delta d(\theta)} = \frac{\Delta I_{L_f}(\theta)}{\Delta d(\theta)} \quad (3.73)$$

Então, pode-se assumir que:

$$\frac{\Delta I_2(s)}{\Delta D(s)} = \frac{\Delta I_{L_f}(s)}{\Delta D(s)} \quad (3.74)$$

A Figura 3.14 apresenta o circuito equivalente do filtro ativo em valores médios para um período de chaveamento.

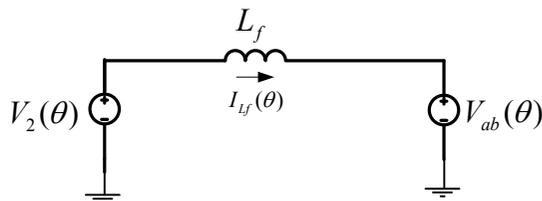


Figura 3.14 – Circuito equivalente do filtro ativo para valores médios instantâneos

Aplicando a lei de Kirchhoff das malhas, obtém-se a equação (3.77).

$$-V_2(\theta) + V_{L_f}(\theta) + V_{ab}(\theta) = 0 \quad (3.75)$$

$$V_{L_f}(\theta) = V_2(\theta) - V_{ab}(\theta) \quad (3.76)$$

$$L_f \cdot \frac{di_{L_f}(\theta)}{dt} = V_2(\theta) - (1 - d(\theta)) \cdot V_{cf} \quad (3.77)$$

Sendo $V_2(\theta)$ e $d(\theta)$ constantes para um período de chaveamento, e $V_{L_f}(\theta)$ é o valor médio no período de comutação da tensão no indutor L_f .

Aplicando uma pequena perturbação nas variáveis de razão cíclica e corrente do filtro, tem-se:

$$i_{L_f}(\theta) = I_{L_{fo}}(\theta) + \Delta i_{L_f}(t) \quad (3.78)$$

$$d(\theta) = D_o(\theta) + \Delta d(t) \quad (3.79)$$

As variáveis perturbadas são compostas por uma componente média e uma componente de ondulação, como mostrado em (3.79).

Aplicando as equações (3.79) em (3.77), obtém-se:

$$L_f \cdot \frac{d(I_{L_{fo}}(\theta) + \Delta i_{L_f}(t))}{dt} = V_2(\theta) - (1 - (D_o(\theta) + \Delta d(t))) \cdot V_{cf} \quad (3.80)$$

Extraíndo apenas as parcelas alternadas de primeira ordem da equação (3.80), obtém-se (3.81).

$$L_f \cdot \frac{d\Delta i_{L_f}(t)}{dt} = (1 - \Delta d(t)) \cdot V_{cf} \quad (3.81)$$

Aplicando a transformada de Laplace na equação (3.81), determina-se (3.82).

$$s \cdot L_f \cdot \Delta I_{L_f}(s) = V_{cf} \cdot \Delta D(s) \quad (3.82)$$

Então, a função de transferência que relaciona a variação da corrente do filtro com a variação de razão cíclica é dada por (3.83).

$$\frac{\Delta I_{L_f}(s)}{\Delta D(s)} = \frac{V_{cf}}{s \cdot L_f} \quad (3.83)$$

Ou seja:

$$\frac{\Delta I_2(s)}{\Delta D(s)} = \frac{V_{cf}}{s \cdot L_f} \quad (3.84)$$

3.4.2. Modelo para Controle da Tensão

Como a malha de tensão deve ser lenta, ainda mais lenta que a frequência da rede, o modelo da planta é realizado baseado nos valores médios das grandezas em um período da rede.

O circuito da Figura 3.15 retrata o modelo equivalente para as correntes do filtro ativo.

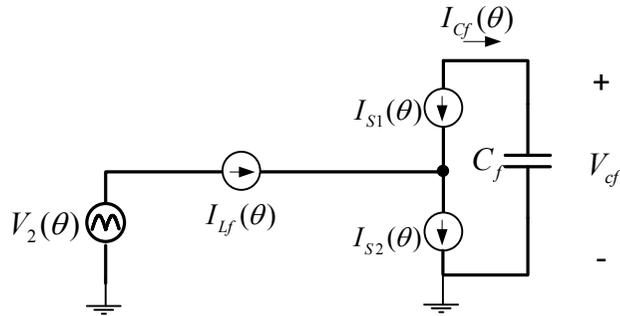


Figura 3.15 - Circuito equivalente para as correntes do filtro ativo

Os intervalos de condução de cada chave para um período de chaveamento são dados por (3.85) e (3.86).

$$\Delta t_{s1} = (1 - d(\theta)) \cdot T_s \quad (3.85)$$

$$\Delta t_{s2} = d(\theta) \cdot T_s \quad (3.86)$$

Então, para um período de chaveamento tem-se a seguinte relação de correntes médias instantâneas:

$$i_{s1}(\theta) = -(1 - d(\theta)) \cdot i_{Lf}(\theta) \quad (3.87)$$

$$i_{s2}(\theta) = d(\theta) \cdot i_{Lf}(\theta) \quad (3.88)$$

Pela Figura 3.15 observa-se que a corrente do capacitor é igual à corrente na chave S_2 .

$$i_{cf}(\theta) = -i_{s2}(\theta) \quad (3.89)$$

Pode-se calcular um valor de razão cíclica médio por período de rede como mostrado em (3.90).

$$D_{med} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} d(\theta) \cdot d\theta \quad (3.90)$$

Usando a expressão (3.90) em (3.88) é possível obter o valor médio das correntes nas chaves em um período da rede, resultando nas expressões de (3.91) e (3.92), com todas as grandezas sendo valores médios em período de rede.

$$I_{s1} = (1 - D_{med}) \cdot I_{Lf} \quad (3.91)$$

$$I_{s2} = D_{med} \cdot I_{Lf} \quad (3.92)$$

Dessa forma, obtém-se a expressão que relaciona a corrente média do capacitor e do indutor do filtro ativo, em um período de rede.

$$I_{cf} = (1 - D_{med}) \cdot I_{Lf} \quad (3.93)$$

Conhece-se também a expressão que relaciona tensão e corrente no capacitor:

$$i_{cf}(t) = C_f \cdot \frac{dV_{cf}(t)}{dt} \quad (3.94)$$

Substituindo (3.93) em (3.94), obtém-se (3.95).

$$(1 - D_{med}) \cdot I_{Lf}(t) = C_f \cdot \frac{dV_{cf}(t)}{dt} \quad (3.95)$$

Lembrando que as variáveis de (3.95) são valores médios em período de rede. Aplicando uma perturbação na tensão de barramento e na corrente do indutor, a expressão (3.95) resulta em (3.96).

$$(1 - D_{med}) \cdot (I_{Lfo} + \Delta i_{Lf}(t)) = C_f \cdot \frac{d(V_{cfo} + \Delta V_{cf}(t))}{dt} \quad (3.96)$$

A equação com as componentes alternadas da expressão (3.96) é apresentada em (3.97).

$$(1 - D_{med}) \cdot (\Delta I_{Lf}(t)) = C_f \cdot \frac{d(\Delta V_{cf}(t))}{dt} \quad (3.97)$$

Aplicando a transformada de Laplace na expressão (3.97), é possível obter a função de transferência que relaciona a tensão do barramento CC do filtro e a corrente no indutor do filtro ativo, apresentada em (3.98).

$$\frac{\Delta V_{cf}}{\Delta I_{Lf}} = \frac{1 - D_{med}}{s \cdot C_f} \quad (3.98)$$

3.5. ESTRATÉGIA DE CONTROLE E PROJETO DOS COMPENSADORES

Uma das principais estratégias de controle para filtros ativos paralelos monofásicos, já comentada no capítulo dois, utiliza uma malha de tensão do barramento CC do filtro ativo para gerar a amplitude da corrente de referência da malha da corrente de entrada.

Para a estrutura de potência proposta neste trabalho, tentou-se inicialmente aplicar esta técnica de controle, mas apesar do funcionamento satisfatório em regime permanente, para transitórios de carga observou-se o fenômeno de ressonância do par LC da carga (L_o, C_o). Na ocorrência de transitório de carga, a tensão de carga V_o oscilava na frequência de ressonância, assim como a corrente no indutor de carga I_{L_o} e, portanto, a corrente no indutor do filtro I_{L_f} e a tensão de barramento CC do filtro ativo V_{cf} . Na tentativa de compensar estas oscilações de tensão de barramento CC do filtro ativo, o compensador acabava por desestabilizar o sistema.

Uma tentativa de reduzir a frequência de corte do compensador de tensão foi realizada, de tal forma a atenuar a frequência de ressonância de carga. Como resultado, obteve-se um sistema estável para transitórios de carga, mas com uma resposta bastante lenta. A resposta lenta da malha de tensão em transitórios de carga acarretava em certo atraso para controlar o fluxo da potência ativa do sistema, e a tensão de barramento variava demasiadamente, atingindo valores muito altos, no caso de redução de carga, ou muito baixos, no aumento da carga do sistema.

Tendo em vista os problemas de transitórios de carga, observou-se a necessidade de pesquisar uma nova estratégia de controle que permitisse uma atuação mais rápida da malha de tensão e, ainda, que pudesse rejeitar as oscilações da frequência de ressonância de carga. Também foi verificada a necessidade de se utilizar um filtro rejeita-faixas no sinal medido da tensão V_{cf} , a fim de se atenuar a frequência de ressonância de carga, que se reflete neste sinal. O sinal resultante do filtro rejeita-faixas é utilizado como entrada da malha de controle de tensão.

Como já discutido, a malha de tensão é responsável por gerar a amplitude da corrente de referência, ou seja, é a malha de tensão que define a potência ativa a ser drenada da rede. A partir da variação da tensão de barramento CC do filtro ativo, é possível definir o valor da potência ativa a ser drenada. Sabe-se que o filtro ativo não consome potência ativa, salvo as perdas nos componentes. Então, praticamente toda a potência ativa drenada da rede é consumida pela carga. Analisando o circuito equivalente da Figura 3.16, pode-se obter uma relação entre o valor da corrente de pico de entrada e a corrente média de carga.

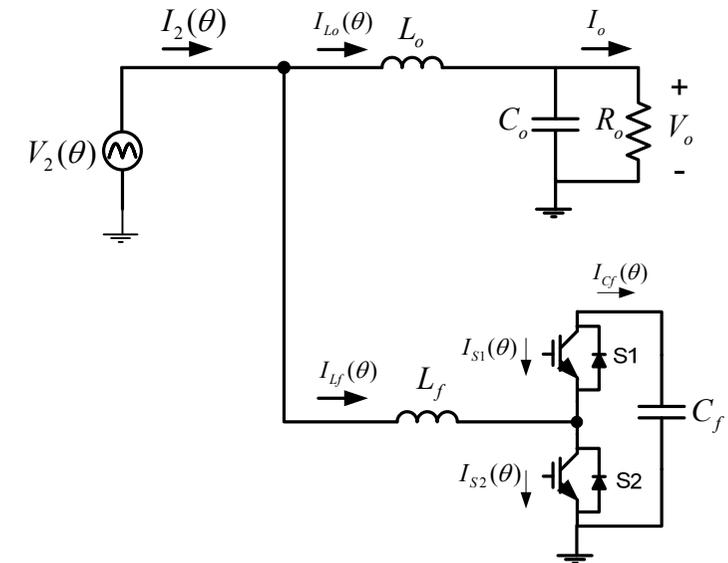


Figura 3.16 – Circuito equivalente do sistema, operando com o filtro ativo

Com o filtro ativo, a tensão na saída da ponte retificadora $V_2(\theta)$ será a tensão senoidal da rede retificada, e a corrente $I_2(\theta)$ terá o mesmo formato desta tensão e estará em fase com a mesma.

A forma de onda da corrente $I_2(\theta)$ é apresentada na Figura 3.17.

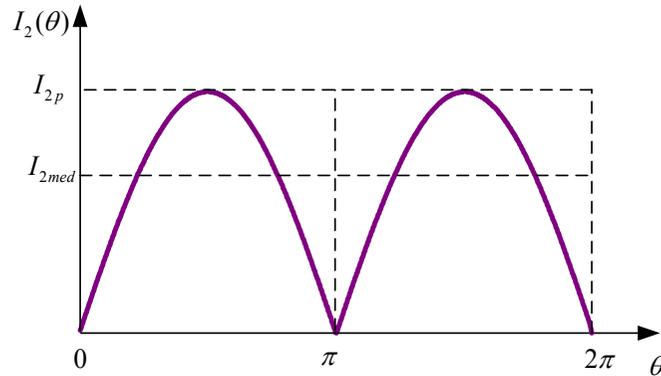


Figura 3.17 – Forma de onda da corrente de entrada retificada

A partir desta forma de onda, é possível calcular a relação entre o valor médio e o valor de pico da corrente $I_2(\theta)$.

$$I_{2med} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{2p} \cdot \text{sen}(\theta) d\theta \quad (3.99)$$

$$I_{2med} = \frac{2}{\pi} I_{2p} \quad (3.100)$$

Um fator interessante de ser obtida refere-se à relação entre a corrente média da carga e a corrente de pico da rede. Sabe-se que a potência ativa média fornecida pela rede é praticamente a mesma potência média consumida pela carga, como mostra a expressão (3.101).

$$P_1 = P_0 \quad (3.101)$$

Como com a operação do filtro ativo obtém-se a corrente de entrada senoidal pura, e em fase com a tensão da rede, a potência média de entrada

pode ser calculada pela expressão (3.102), e a potência de carga é dada pela expressão (3.103).

$$P_1 = \frac{V_{1p} \cdot I_{1p}}{2} \quad (3.102)$$

$$P_o = V_o \cdot I_o \quad (3.103)$$

A tensão média de carga possui o mesmo valor da tensão média na saída da ponte retificadora. A forma de onda da tensão na saída da ponte retificadora $V_2(\theta)$ é apresentada na Figura 3.18.

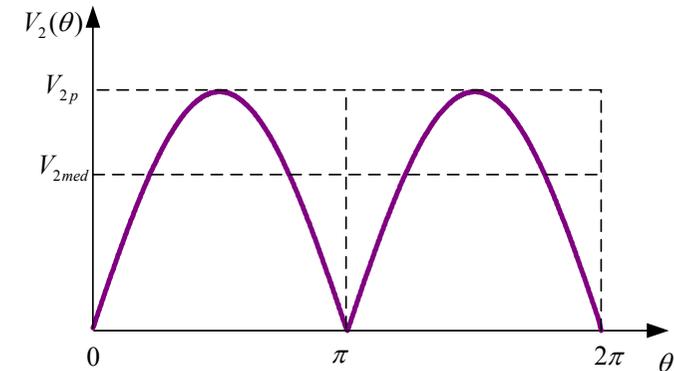


Figura 3.18 – Forma de onda da tensão na saída da ponte retificadora

A partir desta forma de onda, é possível calcular a relação entre o valor médio e o valor de pico da tensão $V_2(\theta)$.

$$V_{2med} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_{2p} \cdot \text{sen}(\theta) d\theta \quad (3.104)$$

$$V_{2med} = \frac{2}{\pi} V_{2p} \quad (3.105)$$

Sabe-se que a tensão de pico na saída da ponte retificadora é igual à tensão de pico de entrada, assim como os valores de pico da corrente de entrada e da corrente retificada são iguais.

Dessa forma, a expressão (3.101) pode ser escrita da seguinte forma:

$$\frac{V_{1p} \cdot I_{1p}}{2} = V_o \cdot I_o \quad (3.106)$$

$$\frac{V_{1p} \cdot I_{1p}}{2} = \frac{2}{\pi} V_{1p} \cdot I_o \quad (3.107)$$

Portanto, é possível obter a relação entre a corrente média de carga e a corrente de pico de entrada que é apresentada na expressão (3.108).

$$I_o = \frac{\pi}{4} I_{1p} \quad (3.108)$$

A partir desta análise, a primeira conclusão obtida é que as correntes médias na saída da ponte retificadora e na carga são diferentes. Isto implica na existência de um valor médio não nulo de corrente no indutor do filtro ativo.

Analisando o circuito apresentado na Figura 3.16, pode-se obter a seguinte equação:

$$I_2(\theta) = I_{Lo}(\theta) + I_{Lf}(\theta) \quad (3.109)$$

Aplicando integral com limites de um período, e dividindo a equação pelo período, pode-se obter a relação entre os valores médios de corrente:

$$\frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_2(\theta) \cdot d\theta = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_{Lo}(\theta) \cdot d\theta + \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_{Lf}(\theta) \cdot d\theta \quad (3.110)$$

$$I_{2med} = I_{Lomed} + I_{Lfmed}$$

Ou seja, o valor médio da corrente no indutor do filtro ativo é dada por (3.113).

$$I_{Lfmed} = I_{2med} - I_{Lomed} \quad (3.111)$$

$$I_{Lfmed} = \frac{2}{\pi} I_{1p} - \frac{\pi}{4} I_{1p} \quad (3.112)$$

$$I_{Lfmed} = -0,148 \cdot I_{1p} \quad (3.113)$$

Verifica-se que a partir do valor da corrente de carga pode-se obter o valor da corrente de pico de entrada necessária para drenar a potência ativa

necessária da rede. Para tanto, basta multiplicar a corrente média de carga por uma constante dada por (3.114).

$$K_{Io} = \frac{4}{\pi} \quad (3.114)$$

A estrutura de controle do filtro ativo proposto é mostrada na Figura 3.19. Como pode ser observado, a corrente de referência é gerada pela soma dos sinais resultantes do compensador de tensão e da corrente de carga, multiplicada por um sinal de sincronismo, que é a imagem da tensão da rede retificada.

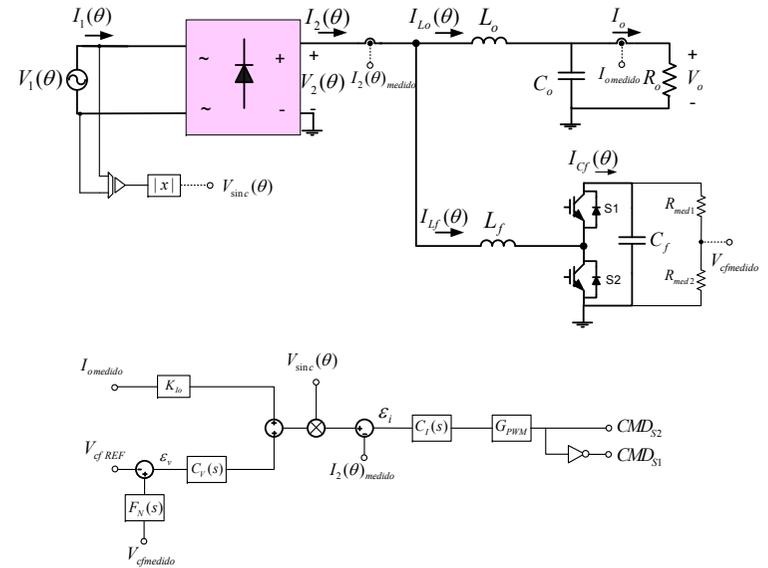


Figura 3.19 – Estrutura de controle proposta

De forma que:

$C_v(s)$: compensador de tensão;

$C_I(s)$: compensador de corrente;

$F_N(s)$: filtro rejeita faixa;

G_{PWM} : ganho do modulador PWM.

A partir da corrente média de carga é possível definir a amplitude da corrente de entrada necessária para gerar a potência ativa requerida pela carga. Mas, ainda, o sinal resultante do compensador de tensão é somado, a fim de compensar as perdas existentes no sistema e os erros de medições.

3.6. PROJETO DOS COMPENSADORES

Os compensadores de tensão e de corrente devem possuir as mesmas características em regime permanente que incluem: ganho elevado em baixa frequência, para obtenção de erro estático nulo; margem de fase maior que zero, garantindo estabilidade do sistema; filtragem das componentes de alta-frequência, para atuação adequada dos compensadores.

A frequência de corte de cada compensador deve ser diferente, pois a malha de corrente possui uma dinâmica rápida, de mesma grandeza da frequência de chaveamento, enquanto a malha de tensão deve ter uma dinâmica lenta, com uma frequência de corte menor que 120Hz e, ainda, menor que a frequência de ressonância da carga, a fim de se obter uma atenuação nesta frequência para que as oscilações causadas pela ressonância de carga não influenciem no controle de tensão.

Dois circuitos analógicos que proporcionam uma função de transferência com as características desejadas são apresentado na Figura 3.20.

Os compensadores da Figura 3.20 possuem: dois pólos, um na origem, e outro alocado pela combinação dos parâmetros do circuito; e um zero, também alocado pela combinação dos parâmetros, [8] e [9].

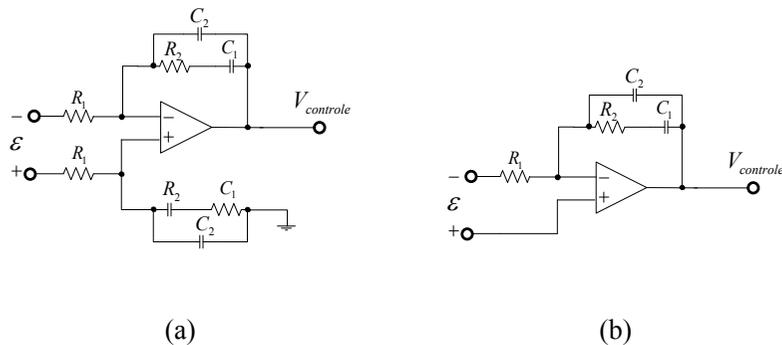


Figura 3.20 – Circuito de compensadores avanço-atraso (a) simétrico; (b) assimétrico

O pólo na origem irá garantir um ganho elevado em baixa frequência, resultando em erro estático nulo. O segundo pólo proporciona uma atenuação maior às altas frequências, o que é desejado. Já o zero é alocado de forma definir a margem de fase do sistema, garantindo estabilidade.

A estrutura da Figura 3.20 (b), compensador assimétrico, é mais utilizada na literatura e atende às especificações citadas, porém a função de transferência dessa estrutura é dada por (3.116).

$$H_b(s) = \frac{V_{controle}}{\varepsilon} \tag{3.115}$$

$$H_b(s) = \frac{s.R_2.C_1 + 1}{s.R_1.(C_1 + C_2) \left[s \left(\frac{R_2.C_1.C_2}{C_1 + C_2} \right) + 1 \right]} + 1 \tag{3.116}$$

Já o circuito Figura 3.20 (a) é um compensador simétrico com a seguinte função de transferência:

$$H_a(s) = \frac{s.R_2.C_1 + 1}{s.R_1.(C_1 + C_2) \left[s \left(\frac{R_2.C_1.C_2}{C_1 + C_2} \right) + 1 \right]} \tag{3.117}$$

A estrutura simétrica possui uma atenuação maior para as frequências elevadas, a partir de certa frequência definida pelo segundo pólo, por essa razão pode ser preferível à estrutura assimétrica. A adição de quatro componentes ao circuito pode trazer essa característica vantajosa.

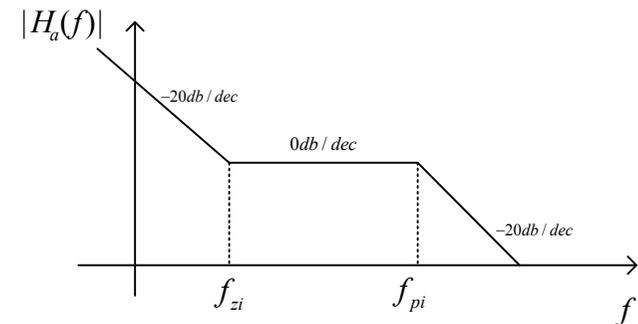


Figura 3.21 - Diagrama assintótico de $H_a(s)$

Mediante o exposto, para ambos os compensadores, de tensão e corrente, pode-se utilizar os circuitos da Figura 3.20, configurados de forma a atender as especificações dinâmicas de cada compensador.

3.7. ANÁLISE DO COMPORTAMENTO DO FILTRO ATIVO EM REGIME PERMANENTE

A especificação de ondulação de corrente em alta frequência no filtro é muito importante pois acaba se refletindo na corrente de entrada. Uma ondulação de corrente, especificada de forma a se obter um comportamento da estrutura satisfatório para carga nominal, não terá o mesmo comportamento para cargas leves.

Sabe-se que, quando a corrente de entrada se anula, a ponte de diodos bloqueia e, portanto, a tensão imposta em $V_2(\theta)$ é dada pela tensão do filtro ativo, alterando o valor médio da tensão de carga, como é possível verificar pelo circuito da Figura 3.13.

Visto isso, observa-se a necessidade de diminuir a ondulação de corrente especificada no filtro, a fim de que o conversor tenha uma operação satisfatória para cargas menores que a nominal.

A expressão (3.118) determina a ondulação de corrente no filtro ativo, em alta frequência.

$$\Delta i_{L_f} = \frac{V_{1p} \cdot \text{sen}(\theta)}{f_s \cdot L_f} \cdot \left(1 - \frac{V_o}{V_{1p}} \cdot \text{sen}(\theta) \right) \quad (3.118)$$

Como a ondulação da corrente de entrada em alta frequência é determinada unicamente pela ondulação da corrente no filtro ativo, essas ondulações são as mesmas. Portanto, obtém-se a expressão de ondulação de alta frequência da corrente de entrada apresentada em (3.119).

$$\Delta i_1 = \frac{V_{1p} \cdot \text{sen}(\theta)}{f_s \cdot L_f} \cdot \left(1 - \frac{V_o}{V_{1p}} \cdot \text{sen}(\theta) \right) \quad (3.119)$$

Pela expressão (3.119) pode-se observar que a ondulação de alta frequência pode ser ajustada basicamente pela escolha do indutor do filtro L_f e pela escolha da frequência de chaveamento f_s .



Um valor de indutância de filtro elevado é indesejado, pelo seu peso e volume, além de introduzir deformações na corrente de entrada, causadas pela saturação da razão cíclica.

Por essa razão, decidiu-se verificar o comportamento do sistema, para certa combinação de parâmetros do circuito de potência, variando a frequência de comutação, e assim analisar qual a melhor frequência a ser utilizada. Serão apresentadas as formas de onda da corrente de entrada, da tensão na saída da ponte retificadora e da tensão de barramento CC da carga.

Todas as simulações realizadas utilizaram os mesmos parâmetros do circuito de potência, e os compensadores foram projetados para ter o mesmo comportamento dinâmico e estático para cada frequência de comutação.

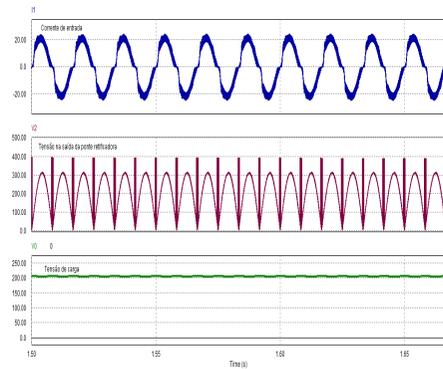
3.7.1. Formas de Onda Analisadas

a) Frequência de Chaveamento 10 kHz

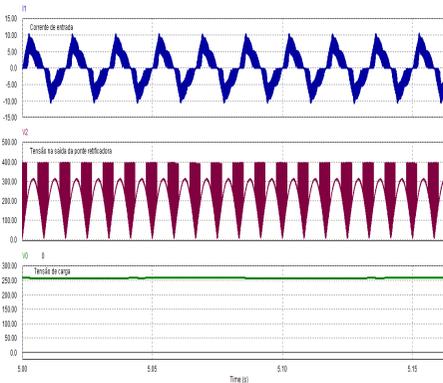
São apresentadas na Figura 3.22 (a) e (b) as formas de onda da corrente de entrada, tensão na saída da ponte retificadora, e tensão de carga, para carga nominal e carga em 15% do valor nominal, respectivamente, com operação em frequência de chaveamento de 10 kHz.

Observa-se que a forma de onda da corrente de entrada é bastante deformada, mesmo para carga nominal. Para 15% de carga nominal, a tensão de carga está 25% acima do valor desejado para regime. Isso se dá pela elevada ondulação de alta frequência da corrente de entrada.

Pela análise da tensão na saída de ponte retificadora $V_2(\theta)$, é possível observar que na passagem desta corrente por zero, sua ondulação causa o bloqueio da ponte retificadora, e a tensão neste ponto é imposta pelo filtro ativo.



(a)



(b)

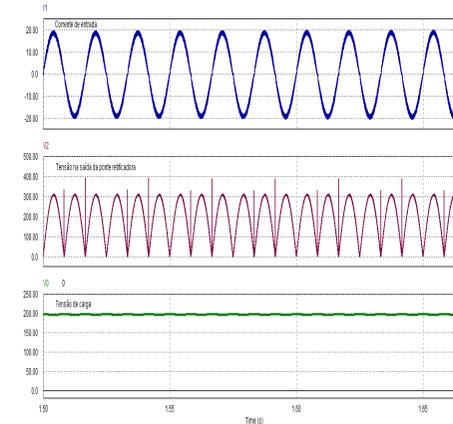
Figura 3.22 - Formas de onda da corrente de entrada, tensão na saída da ponte retificadora, e tensão de carga com $f_s=10$ kHz (a) carga nominal ; (b) 15% de carga nominal

b) Frequência de chaveamento 30 kHz

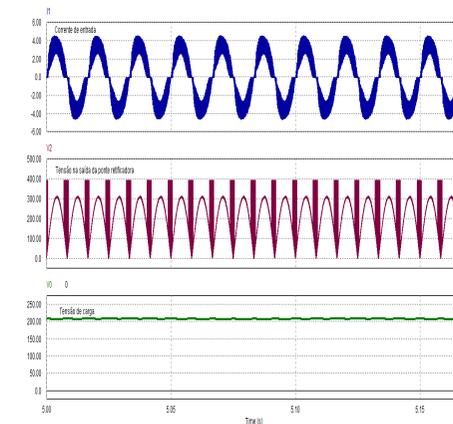
São apresentadas na Figura 3.23 (a) e (b) as formas de onda da corrente de entrada, tensão na saída da ponte retificadora, e tensão de carga, para carga nominal e carga em 15% de carga nominal, respectivamente, com operação em frequência de chaveamento de 30 kHz.

Observa-se que a forma de onda da corrente de entrada é bem melhor que no caso anterior. Mas para 15% de carga nominal, a tensão de carga está 10% acima do valor desejado para regime. Isso se dá pelo fato de a

ondulação de alta frequência da corrente de entrada ainda bloquear os diodos da ponte retificadora.



(a)



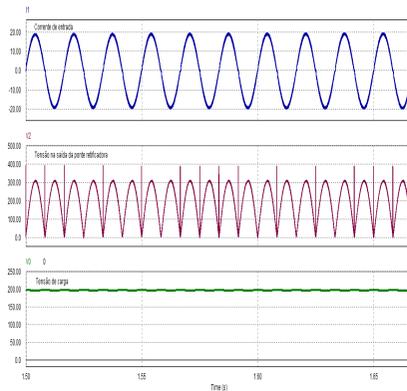
(b)

Figura 3.23 - Formas de onda da corrente de entrada, tensão na saída da ponte retificadora, e tensão de carga com $f_s=30$ kHz (a) carga nominal ; (b) 15% de carga nominal

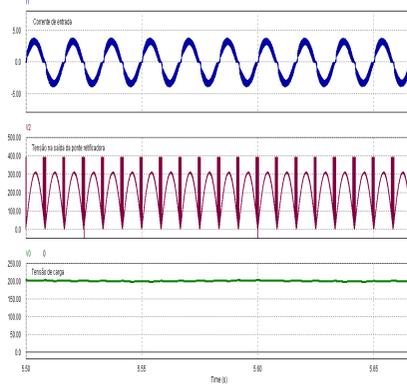
c) Frequência de chaveamento 60 kHz

São apresentadas na Figura 3.24 (a) e (b) as formas de onda da corrente de entrada, tensão na saída da ponte retificadora, e tensão de carga,

para carga nominal, e carga em 15% de carga nominal, respectivamente, com operação em frequência de chaveamento de 60kHz.



(a)



(b)

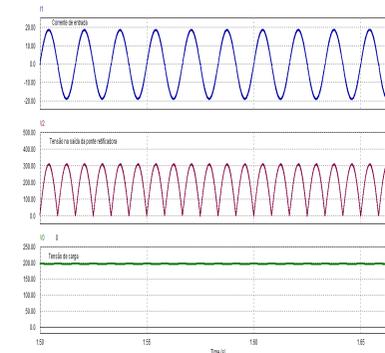
Figura 3.24 - Formas de onda da corrente de entrada, tensão na saída da ponte retificadora, e tensão de carga com $f_s=60$ kHz (a) carga nominal ; (b) 15% de carga nominal

Observa-se que a forma de onda da corrente de entrada é ainda melhor que no caso anterior. Para carga nominal, a tensão na saída da ponte retificadora passa a ser imposta pelo filtro ativo em intervalos menores de

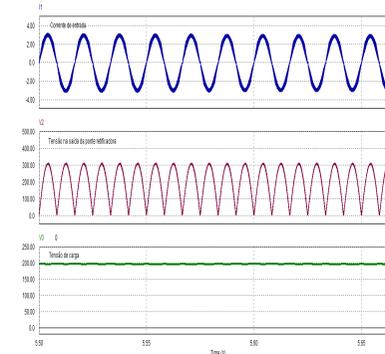
tempo. Verifica-se que para 15% de carga nominal, a tensão de carga está praticamente na tensão desejada.

d) Frequência de chaveamento 100 kHz

Nas Figura 3.25 (a) e (b) as formas de onda da corrente de entrada, tensão na saída da ponte retificadora, e tensão de carga, para carga nominal e carga em 15% da carga nominal, com operação em frequência de chaveamento de 100 kHz, são apresentadas.



(a)



(b)

Figura 3.25 - Formas de onda da corrente de entrada, tensão na saída da ponte retificadora, e tensão de carga com $f_s=100$ kHz (a) carga nominal ; (b) 15% de carga nominal

Observa-se que a forma de onda da corrente de entrada é ainda melhor que no caso anterior, tanto para carga nominal quanto para carga leve.

Para esta frequência de chaveamento, com o valor de indutância do filtro utilizada, verifica-se que a tensão na saída da ponte retificadora é sempre imposta pela fonte de alimentação, nos valores de carga simulados. Ou seja, a ponte de diodos não bloqueia em intervalo algum. Tanto para carga nominal quanto para 15% de carga nominal, a tensão de carga é regulada nos 198 V desejados.

3.7.2. Curva de Fator de Potência

Foi analisado o comportamento do fator de potência da estrutura, para o retificador operando sem o filtro ativo e com o filtro ativo nas diferentes frequências de chaveamento propostas.

A Figura 3.26 apresenta o comportamento do fator de potência da estrutura para as diferentes situações analisadas em função da carga. Uma parametrização do valor de carga é dada por (3.120).

$$X_o = \omega \cdot \frac{L_o}{R_o} \quad (3.120)$$

A linha vertical da Figura 3.26 representa o limite entre o modo de condução contínuo e descontínuo do retificador original. Observa-se que este retificador, operando sem o filtro ativo, atinge um fator de potência máximo em torno de 0,88 na faixa de operação no modo de condução contínua.

Com a aplicação do filtro ativo no sistema, mostra-se que, para todas as frequências de chaveamento, o fator de potência da estrutura foi aumentado, atendendo à funcionalidade principal do filtro ativo, que é a de melhorar o fator de potência da estrutura.

Pela Figura 3.26 é possível observar que, para a frequência de chaveamento de 100 kHz, o fator de potência é unitário para uma faixa bastante ampla de carga.

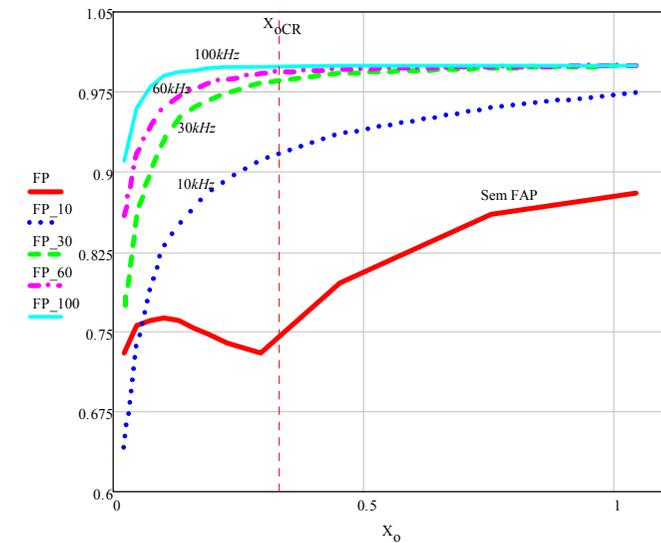


Figura 3.26 – Curvas de fator de potência da estrutura, para o conversor operando sem o filtro ativo, e com o filtro ativo em diferentes frequências de chaveamento

Sendo:

FP: Fator de potência da estrutura para o retificador operando sem o filtro ativo;

FP_10: Fator de potência da estrutura para o conversor operando com o filtro ativo com frequência de chaveamento em 10 kHz;

FP_30: Fator de potência da estrutura para o conversor operando com o filtro ativo com frequência de chaveamento em 30 kHz;

FP_60: Fator de potência da estrutura para o conversor operando com o filtro ativo com frequência de chaveamento em 60 kHz;

FP_100: Fator de potência da estrutura para o conversor operando com o filtro ativo com frequência de chaveamento em 100 kHz;

XoCR: Valor de carga crítica para o retificador original.

3.7.3. Curva da Taxa de Distorção Harmônica da Corrente de Entrada

O comportamento da taxa de distorção harmônica da corrente de entrada também foi analisado para todas as situações citadas anteriormente.

Pela Figura 3.27 pode-se observar que a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada está acima de 0,5 para praticamente toda a faixa de operação do retificador indutivo operando sem o filtro ativo.

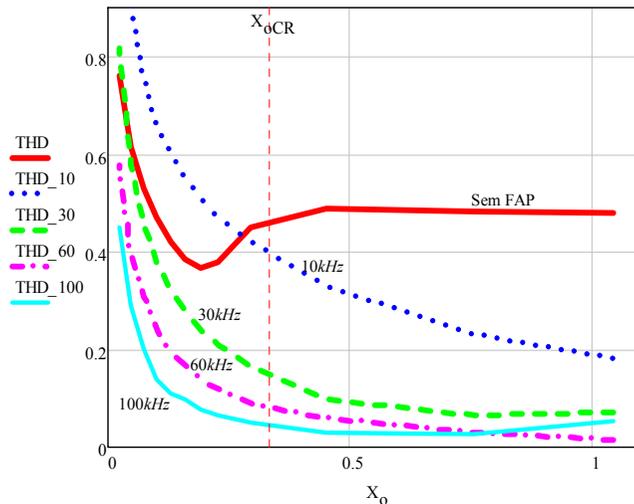


Figura 3.27 - Curvas de taxa de distorção harmônica da corrente de entrada da estrutura, para o conversor operando sem o filtro ativo, e com o filtro ativo em diferentes frequências de chaveamento

Sendo:

THD: Fator de potência da estrutura para o retificador operando sem o filtro ativo;

THD_10: Fator de potência da estrutura para o conversor operando com o filtro ativo com frequência de chaveamento em 10 kHz;

THD_30: Fator de potência da estrutura para o conversor operando com o filtro ativo com frequência de chaveamento em 30 kHz;

THD_60: Fator de potência da estrutura para o conversor operando com o filtro ativo com frequência de chaveamento em 60 kHz;

THD_100: Fator de potência da estrutura para o conversor operando com o filtro ativo com frequência de chaveamento em 100 kHz;

XoCR: Valor de carga crítica para o sistema sem o filtro ativo.

Para o sistema operando com o filtro ativo e frequência de chaveamento de 10 kHz, verifica-se que para a faixa de carga abaixo da carga crítica, a taxa de distorção harmônica é maior que no caso original. Mas para todas as outras frequências de chaveamento analisadas, a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada foi melhorada para toda a faixa de operação, de forma que quanto maior esta frequência, melhor é o resultado, sendo otimizado em toda a faixa de carga analisada na frequência de 100 kHz.

3.7.4. Curvas de Tensão de Carga

Foram obtidas as curvas da tensão de carga em função da potência, para vários valores de carga.

Pela Figura 3.28, é possível verificar o comportamento da tensão de carga para o retificador original sem o filtro ativo e com o filtro ativo funcionando em diferentes frequências de chaveamento.

Sabe-se que o retificador sem o filtro ativo tem uma tensão constante e regulada na saída quando operando no modo de condução contínua. Quando o retificador passa a operar no modo de condução descontínua, a tensão de saída depende do valor da carga, de forma que a operação nesta região é indesejada.

Observa-se que para o valor de indutância utilizado, a operação do sistema com frequência de chaveamento de 10 kHz é insatisfatória, pois a ondulação de corrente em alta frequência é elevada, fazendo com que a tensão de carga seja sempre maior que a tensão obtida sem o filtro ativo, além de a corrente de entrada ser bastante deformada.

Já para 30 kHz, obtém-se um resultado melhor, de forma que a faixa de operação no modo de condução contínua do retificador se estende um pouco, e quando a tensão de carga deixa de ser constante e regulada, ainda tem-se uma tensão menor que no caso do retificador sem o FAP.

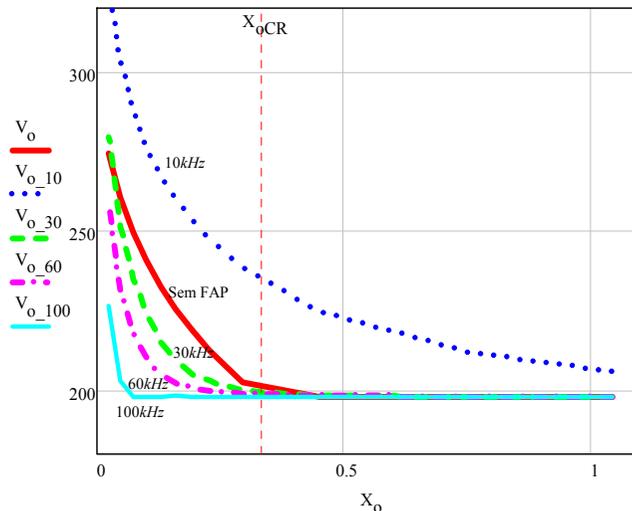


Figura 3.28 – Curvas da tensão de carga em função do valor de carga, para o conversor operando sem o filtro ativo, e com o filtro ativo em diferentes frequências de chaveamento

Sendo:

V_o : Tensão de carga para o retificador operando sem o filtro ativo;

V_{o_10} : Tensão de carga para o conversor operando com o filtro ativo com frequência de chaveamento em 10 kHz;

V_{o_30} : Tensão de carga para o conversor operando com o filtro ativo com frequência de chaveamento em 30 kHz;

V_{o_60} : Tensão de carga para o conversor operando com o filtro ativo com frequência de chaveamento em 60 kHz;

V_{o_100} : Tensão de carga para o conversor operando com o filtro ativo com frequência de chaveamento em 100 kHz;

X_{oCR} : Valor de carga crítica para o sistema sem o filtro ativo.

Na situação em que a frequência de chaveamento é igual a 60 kHz, tem-se uma ampliação ainda maior da faixa de operação no modo de condução contínua do retificador. E abaixo deste valor de carga, a tensão ainda é menor que no caso do retificador sem o FAP.

É possível observar que para a frequência de chaveamento de 100 kHz, a resposta da tensão de carga é ainda melhor. A faixa de operação no

modo de condução contínua deste retificador se estende para valores de carga bastante pequenos e, para cargas fora desta faixa, o valor a tensão de carga é muito menor que nos casos citados anteriormente.

Com esta análise, é possível concluir que a aplicação do filtro ativo com o ajuste correto da frequência de chaveamento pode melhorar o comportamento da tensão de carga, estendendo a faixa de operação do modo de condução contínua consideravelmente, o fator de potência da estrutura e a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada.

3.8. CONCLUSÕES

Neste capítulo foram realizadas análises importantes do FAP conectado no retificador indutivo. O filtro ativo aplicado ao retificador com carga indutiva CC foi apresentado, e a análise matemática do sistema foi realizada. Ainda foram levantados os modelos de planta de tensão e de corrente, além de se apresentar os circuitos dos compensadores que atendem às necessidades de comportamento estático e dinâmico do sistema.

Outro ponto que deve ser destacado é o comportamento em regime permanente das principais grandezas do sistema que o filtro ativo tem por objetivo controlar. O fator de potência da estrutura, a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada e a tensão de barramento CC da carga foram analisadas para diferentes frequências de comutação, verificando-se a sua influência da escolha nas grandezas analisadas.

Compreendido o funcionamento do filtro ativo proposto aplicado ao retificador indutivo, e com toda a análise matemática e modelagem do sistema, parte-se para o projeto do filtro ativo, tanto dos elementos de potência quanto do sistema de controle, que será realizado nos próximos capítulos, a partir da especificação do sistema.



CAPÍTULO IV

PROJETO DOS COMPONENTES PASSIVOS DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA E DOS COMPENSADORES

4.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentadas as especificações da carga e do filtro ativo e, além disso, o dimensionamento do capacitor e do indutor do FAP será realizado.

A metodologia de projeto do circuito de controle a ser utilizado também é detalhada neste capítulo.

4.2. ESPECIFICAÇÕES DO SISTEMA

Novamente, a estrutura de potência do circuito proposto é apresentada na Figura 4.1.

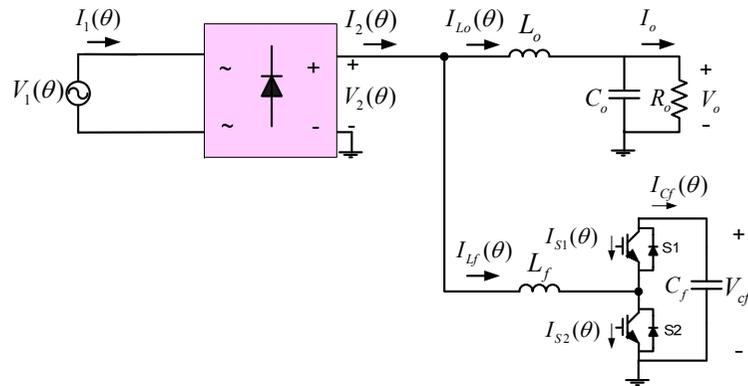


Figura 4.1 – Estrutura de potência proposta

As especificações do sistema são apresentadas na Tabela 4.1. A partir desses dados os parâmetros de carga serão especificados e, em seguida, o projeto dos valores do indutor e do capacitor do filtro ativo é realizado.

Tabela 4.1 – Especificação do sistema

Especificações	Valores
Tensão eficaz da rede (V_{1ef})	220 V
Tensão de barramento CC do FAP (V_{cf})	400 V
Potência ativa nominal de carga (P_o)	3 kW
Potência reativa processada pelo FAP (Q_o)	1,8 kVA
Frequência da rede (f_{rede})	60 Hz
Frequência de comutação dos interruptores (f_s)	100 kHz

4.2.1. Cálculo dos Componentes Passivos da Carga

Conhecida a potência ativa e a tensão de barramento CC da carga, pode-se calcular o valor de resistência de carga a ser utilizada no projeto.

Sabe-se que para a operação desejada, com o retificador operando no modo de condução contínua, a tensão de barramento CC de carga é dada por (4.1).

$$V_o = \frac{2}{\pi} V_{1p} = 198V \quad (4.1)$$

Desse modo, a resistência de carga é determinada por (4.3).

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} \quad (4.2)$$

$$R_o = 13\Omega \quad (4.3)$$

a) Indutância de Carga

A indutância de carga foi especificada de forma a se obter a operação no modo de condução contínua no retificador original, sem a aplicação do filtro ativo, de 30% a 100% de carga nominal.

Dessa forma, a indutância crítica seria dada para 30% de carga nominal. Como já visto no primeiro capítulo, a indutância crítica é dada pela expressão (4.4).

$$L_{oCR} = \frac{R_{oCR}}{360\pi} \quad (4.4)$$

$$R_{oCR} = 0,3.R_o \quad (4.5)$$

$$\boxed{L_{oCR} \approx 35mH} \quad (4.6)$$

Um indutor com as especificações de corrente e indutância calculados foi encomendado e, na prática, verificou-se que o valor real da indutância obtida difere do valor teórico, e é dado por (4.7).

$$\boxed{L_o = 30mH} \quad (4.7)$$

b) Capacitância de Carga

A capacitância de carga deve atender a dois critérios: ondulação de tensão e corrente eficaz.

A ondulação de tensão é especificada em 2% de tensão nominal do barramento CC, ou seja:

$$\begin{aligned} \Delta V_{co} &= 0,02.V_o \\ \Delta V_{co} &= 3,96V \end{aligned} \quad (4.8)$$

Sabe-se que a corrente no capacitor de carga é dada por (4.9), sendo que a corrente de carga tem seu valor definido por (4.10).

$$I_{co}(\theta) = I_{Lo}(\theta) - I_o \quad (4.9)$$

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} \quad (4.10)$$

A forma de onda da corrente no capacitor é representada na Figura 4.2.

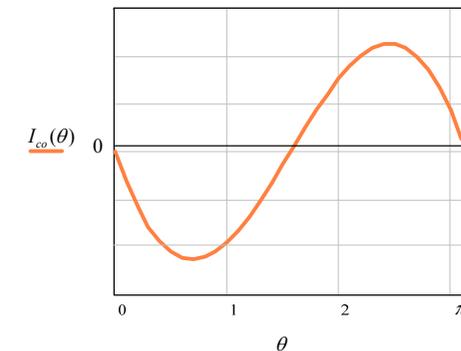


Figura 4.2 – Forma de onda da corrente no capacitor de carga

Segundo a forma de onda da Figura 4.2, a corrente do capacitor de carga possui valor médio nulo para cada semi-ciclo de rede. O crescimento da tensão de carga ocorre quando a corrente no capacitor é positiva, e o decréscimo ocorre para corrente negativa.

Sabe-se que a expressão que relaciona tensão e corrente no capacitor é dada por (4.11).

$$I_{co} = C_o \cdot \frac{dV_{co}}{dt} \quad (4.11)$$

Ou seja:

$$\Delta V_{co} = \frac{I_{co}}{C_o} \cdot \Delta t \quad (4.12)$$

Ou ainda, se a ondulação de tensão for especificada em projeto, pode-se calcular o valor da capacitância necessária pela expressão (4.13).

$$C_o = \frac{I_{co}}{\Delta V_{co}} \cdot \Delta t \quad (4.13)$$

De forma que:

$$\Delta t = \omega \cdot \Delta \theta \quad (4.14)$$

$$I_{co} = \frac{1}{\left(\frac{\pi}{2}\right)} \int_0^{\pi/2} I_{co}(\theta) \cdot d\theta \quad (4.15)$$

$$I_{co} = \frac{1}{\left(\frac{\pi}{2}\right)} \int_0^{\pi/2} (I_{Lo}(\theta) - I_o) \cdot d\theta \quad (4.16)$$

A expressão de $I_{Lo}(\theta)$ foi deduzida no capítulo três. Com isso, pode-se obter o resultado da expressão (4.16).

$$I_{co} = \frac{2}{\pi} \cdot \left[\frac{V_{1p}}{\omega L_o} \cdot \left(\cos(\alpha) \cdot \frac{\pi}{2} - 1 \right) + \frac{V_o}{\omega L_o} \cdot \left(\alpha \cdot \frac{\pi}{2} - \frac{\pi^2}{8} \right) + \frac{V_{1p} \cdot \pi}{4 \cdot \omega L_o} \cdot \left(\cos(\alpha) - \cos(\beta) - \frac{2}{\pi} (\beta - \alpha) \right) \right] \quad (4.17)$$

E, ainda:

$$\Delta t = 2 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot \left(\frac{\pi}{2} \right) \quad (4.18)$$

Aplicando (4.8), (4.17) e (4.18) em (4.13), o valor da capacitância necessária para atender à máxima ondulação de tensão de barramento CC, para a carga especificada, pode ser obtido, e é apresentado em (4.19).

$$C_{o\min} = 4000 \mu F \quad (4.19)$$

A corrente eficaz no capacitor de carga também deve ser calculada, de forma a se analisar no catálogo do capacitor se o componente suportará este valor de corrente imposta em operação nominal.

$$I_{coef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{co}(\theta) \cdot d\theta} \quad (4.20)$$

$$I_{coef} = 4,15 A \quad (4.21)$$

Analisando catálogos de capacitores eletrolíticos para tensões acima de 300 Volts, que atenda à capacitância mínima para o critério da ondulação de tensão e, ainda, aos critérios de corrente eficaz e resistência série equivalente, escolheu-se um capacitor com as especificações de catálogo apresentadas na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Dados do capacitor de carga

Componente Capacitor Epcos B43875-A5478-Q5	Especificação	Valores de Catálogo
	Capacitância	$C = 4700 \mu F$
	Tensão Máxima	$V_{\max} = 450 V$
	Resistência Série Equivalente (120Hz)	$RSE_{120Hz} = 31 m\Omega$
	Corrente Eficaz (120Hz)	$I_{ef120Hz} = 15,68 A$

4.3. CÁLCULO DOS COMPONENTES PASSIVOS DO FILTRO ATIVO

Os valores da indutância e da capacitância do filtro ativo também precisam ser definidos. A indutância é calculada a partir da especificação da ondulação de alta frequência da corrente de entrada. Já a capacitância do filtro ativo também deve atender aos mesmos critérios utilizados para a especificação do capacitor de carga.

a) Indutância do Filtro Ativo

Apesar de possuir uma expressão da ondulação de corrente de alta frequência, a escolha do valor da indutância do filtro ativo (L_f) foi definida por simulação. Buscou-se um valor de indutância que, para a frequência de comutação do projeto, atenda a um limite de ondulação de alta frequência da corrente de entrada, a fim de garantir a operação adequada do sistema para carga nominal e carga leve em regime permanente e transitórios de carga.

É desejável utilizar a menor indutância possível que proporcione o funcionamento adequado ao sistema. Observou-se que para valores de indutâncias baixos, o sistema opera satisfatoriamente em regime permanente com carga nominal, mas nos transitórios de carga torna-se instável. Verificou-se por simulações que um bom valor de indutância do filtro, capaz de garantir o funcionamento desejado em regime permanente para carga nominal e carga leve, e ainda para transitórios de carga, estabeleceu-se em 1,2 mH. Dessa forma, a indutância mínima do filtro utilizada neste projeto é dada por (4.22).

$$L_{f\min} = 1,2 mH \quad (4.22)$$

A ondulação máxima de corrente em alta-freqüência no indutor do filtro, obtida com o valor de indutância de (4.22), é apresentada em (4.23), e foi calculada a partir da expressão (3.22).

$$\Delta i_{L_{fmax}} = 0,83A \quad (4.23)$$

No laboratório, encontrou-se um indutor de alta freqüência que atende a todos os quesitos de esforços de corrente deste projeto, com um valor de 1,4mH, próximo do valor especificado. Por essa razão, este indutor foi reaproveitado e utilizado como indutância do filtro ativo.

$$L_f = 1,4mH \quad (4.24)$$

b) Capacitância do Filtro Ativo

Com o auxílio de simulação numérica, observou-se que um valor adequado para a capacitância do filtro ativo estaria em torno de 5000 µF, garantindo uma baixa ondulação da tensão CC do barramento do filtro ativo. Foi verificado que em transitórios de carga a oscilação causada pela ressonância de carga afeta fortemente a tensão de barramento CC do filtro ativo. Quanto menor o valor desse capacitor, maior será a ondulação da tensão de barramento CC do filtro em transitórios de carga, podendo desestabilizar o sistema.

A tensão suportada por este capacitor deve estar em torno dos 500 Volts, para trabalhar em segurança, já que a tensão nominal do barramento CC do filtro ativo é 400 Volts e oscila com transitórios de carga.

Como a ondulação de alta freqüência da corrente do filtro ativo foi definida para ser baixa, a corrente eficaz do capacitor do filtro ativo pode ser calculada pela expressão apresentada no capítulo anterior, que despreza a componente de alta freqüência e é repetida em (4.25), sem acarretar em um erro elevado.

$$I_{C_{ref}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_{L_f}(\theta) \cdot \sqrt{1-d(\theta)})^2 \cdot d\theta} \quad (4.25)$$

$$I_{C_{ref}} = 4,2A \quad (4.26)$$

Por simulação, o valor obtido é mostrado em (4.27).

$$I_{coefSIM} = 4,8A \quad (4.27)$$



O capacitor disponível que atende aos requisitos necessários tem suas características detalhadas na Tabela 4.3.

Como é possível verificar, as especificações do capacitor da Tabela 4.3 atendem às necessidades do projeto e, portanto, o capacitor B43586-S6478-M1 da EPCOS será utilizado como capacitor de barramento CC do filtro ativo.

Tabela 4.3 – Dados do capacitor do filtro ativo

Componente Capacitor Epcos B43586-S6478-M1	Especificação	Valores de Catálogo
	Capacitância	$C = 4700\mu F$
	Tensão Máxima	$V_{max} = 500V$
	Resistência Série Equivalente (120Hz)	$RSE_{100Hz} = 43m\Omega$
	Corrente Eficaz (120Hz)	$I_{ef100Hz} = 12A$

4.4. PROJETO DOS CIRCUITOS DE CONTROLE

De posse dos modelos da planta de corrente e de tensão do sistema em análise, o diagrama de blocos da estrutura de controle proposta é apresentado na Figura 4.3.

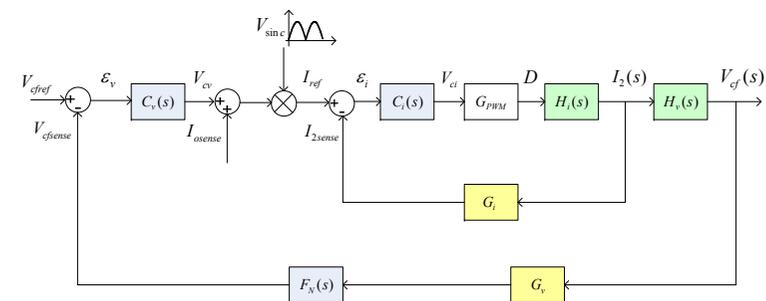


Figura 4.3 – Diagrama de blocos da estrutura de controle do filtro ativo

Como já foi demonstrado no capítulo anterior, a razão cíclica é uma função do ângulo θ da tensão da rede e é dada pela expressão (4.28). A curva da razão cíclica do sistema é apresentada na Figura 4.4.

$$d(\theta) = 1 - \frac{V_{1p}}{V_o} \cdot \text{sen}(\theta) \quad (4.28)$$

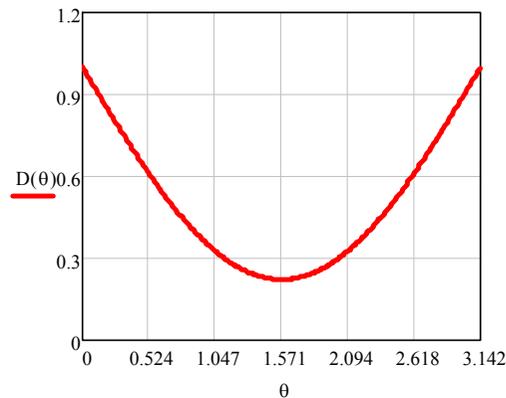


Figura 4.4 – Curva da razão cíclica do retificador

4.4.1. Compensador de Corrente

A Figura 4.5 apresenta o diagrama de blocos da malha de corrente do circuito. A corrente de entrada retificada é monitorada e comparada com a corrente de referência do sistema. O sinal de erro resultante é a entrada do compensador de corrente e sua saída é o sinal de controle para o modulador PWM, determinando o comando da chave S_2 do filtro ativo da Figura 4.1.

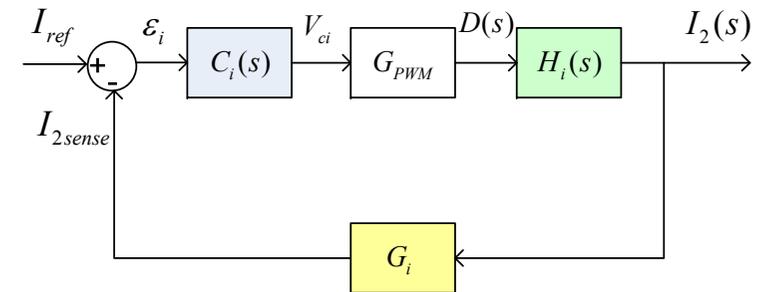


Figura 4.5 - Diagrama de blocos da malha de corrente

Com a expressão do modelo matemático da planta de corrente do sistema baseada em valores médios instantâneos deduzida no capítulo anterior, é possível projetar um compensador que atenda às especificações de resposta dinâmica e estática desejadas para o sistema.

a) Função de Transferência do Compensador de Corrente

A função de transferência $H_i(s)$ é calculada de acordo com a expressão abaixo:

$$H_i(s) = \frac{\Delta I_2(s)}{\Delta D(s)} = \frac{V_{cf}}{s \cdot L_f} = \frac{3,33 \cdot 10^5}{s} \quad (4.29)$$

O diagrama de Bode do modelo da planta de corrente é apresentado na Figura 4.6.

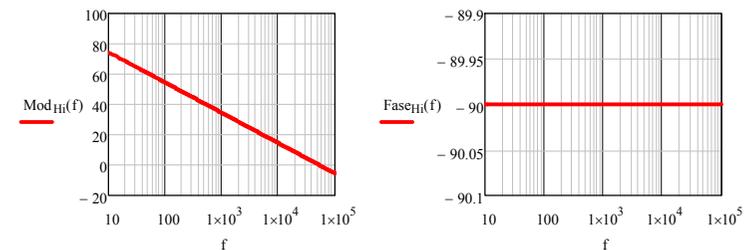


Figura 4.6 - Diagrama de Bode da planta de corrente

A função de transferência de malha aberta do sistema não compensado é dada pela expressão (4.30), como pode ser verificado pelo diagrama de blocos da malha de corrente, na Figura 4.5.

$$T_{ui}(s) = H_i(s) \cdot G_{pwm} \cdot G_i \quad (4.30)$$

Sendo:

G_i : ganho do sensor de corrente;

G_{pwm} : ganho do modulador PWM;

Neste sistema tem-se:

$$G_i = 0,1 \quad (4.31)$$

$$G_{pwm} = \frac{1}{V_{ds}} = \frac{1}{4V} = \frac{0,25}{V} \quad (4.32)$$

V_{ds} : amplitude do sinal portador;

$$V_{ds} = 4V \quad (4.33)$$

Com isso, pode-se obter o diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta (FTMA) de corrente, apresentada na Figura 4.7.

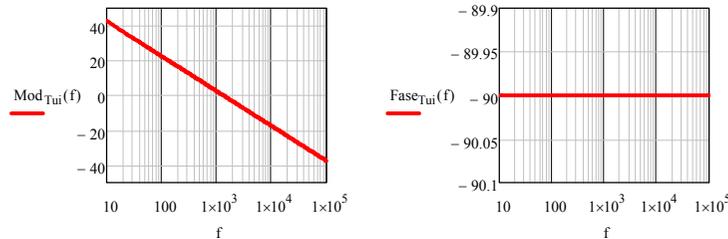


Figura 4.7 - Diagrama de Bode da FTMA de corrente

Para o controle da malha de corrente será usado um compensador proporcional-integral (PI) com filtro: dois pólos, sendo um deles na origem, e um zero.



Especifica-se a frequência de corte, a frequência do zero, e a frequência do segundo pólo, e então a estabilidade do sistema é verificada para esta combinação.

$$f_c = \frac{f_s}{10} = 10kHz; \quad (4.34)$$

$$f_z = \frac{f_c}{2} = 5kHz; \quad (4.35)$$

$$f_{p2} = 2 \cdot f_c = 20kHz. \quad (4.36)$$

O segundo pólo foi alocado acima da frequência de corte, pois o sistema possuía uma margem de fase elevada, não tendo o risco de este pólo afetar a estabilidade do sistema. Dessa forma, as frequências mais elevadas, como a de chaveamento e suas harmônicas, têm uma atenuação considerável.

Para a frequência de corte desejada, a função de transferência de malha aberta (FTMA) do sistema não compensado apresenta a seguinte margem de fase:

$$MF_{nc} = 90^\circ. \quad (4.37)$$

A fase que o compensador adiciona ao sistema, com pólos e zero alocados como descrito, é verificada.

$$\theta_{comp} = \theta_z - \theta_{p1} - \theta_{p2} \quad (4.38)$$

$$\theta_z = \arg(j\omega_c + \omega_z) = 63,43^\circ \quad (4.39)$$

$$\theta_{p1} = \arg(j\omega_c) = 90^\circ \quad (4.40)$$

$$\theta_{p2} = \arg(j\omega_c + \omega_{p2}) = -26,56^\circ \quad (4.41)$$

$$\theta_{comp} = -53,13^\circ \quad (4.42)$$

A fase da função de transferência de malha aberta com o compensador especificado, na frequência de corte estipulada é dada por (4.44).

$$\theta_{T_i} = \theta_{T_{ui}} + \theta_{comp} \quad (4.43)$$

$$\theta_{T_i} = -143,13^\circ \quad (4.44)$$

A margem de fase do sistema compensado é obtida em (4.46).

$$MF_c = 180^\circ + \theta_{T_i} \quad (4.45)$$

$$MF_c = 36,87^\circ \quad (4.46)$$

Com isso, verifica-se que o sistema é estável com o compensador projetado.

A função de transferência do compensador especificado é dada pela expressão (4.47). Conhecidas as frequências dos pólos e do zero do compensador, necessita-se encontrar o valor do ganho do compensador.

$$C_i(s) = k_{ci} \frac{(s + 2\pi \cdot f_z)}{s \cdot (s + 2\pi \cdot f_{p2})} \quad (4.47)$$

O ganho do compensador é calculado de forma a se obter a frequência de corte desejada no sistema:

$$|C_i(s) \cdot T_{\mu i}(s)| = 1 \quad (4.48)$$

$$20 \cdot \log |C_i(s) \cdot T_{\mu i}(s)| = 0 \quad (4.49)$$

Dessa forma, o ganho do compensador de corrente é dado por (4.50).

$$k_{ci} = 9,5 \cdot 10^5 \quad (4.50)$$

Então, a função de transferência final do compensador de corrente para o sistema projetado é apresentada em (4.51).

$$C_i(s) = 9,5 \cdot 10^5 \frac{(s + 2\pi \cdot 5 \cdot 10^3)}{s \cdot (s + 2\pi \cdot 20 \cdot 10^3)} \quad (4.51)$$

A Figura 4.8 apresenta o diagrama de Bode do compensador de corrente da expressão (4.51).

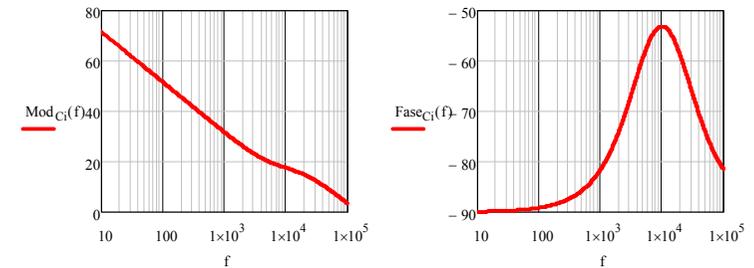


Figura 4.8 - Diagrama de Bode do compensador de corrente

O diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta do sistema compensado, dado pela expressão (4.52), é mostrado na Figura 4.9.

$$T_i(s) = C_i(s) \cdot T_{\mu i}(s) \quad (4.52)$$

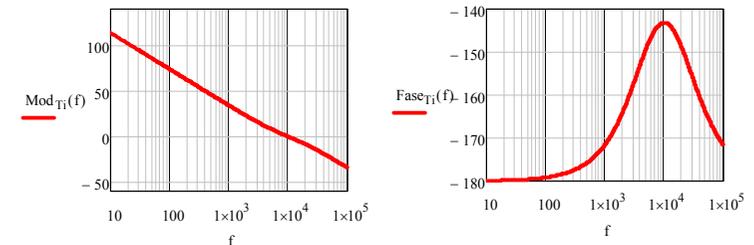


Figura 4.9 - Diagrama de Bode da FTMA do sistema compensado

Pela Figura 4.9, é possível verificar que a função transferência de malha aberta do sistema compensado, com o controlador de corrente projetado, atende à especificação de frequência de corte e é estável.

b) Projeto do Circuito do Compensador de Corrente

A função de transferência do circuito apresentado na Figura 4.10 possui dois pólos, sendo um deles na origem, e um zero, atendendo à especificação desejada do compensador de corrente projetado.

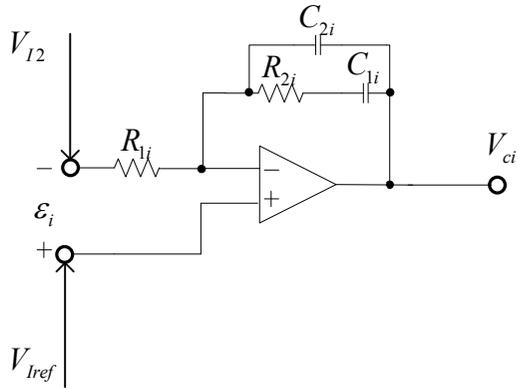


Figura 4.10 – Circuito do Compensador de Corrente

A função de transferência que relaciona a saída e o erro dos sinais de entrada e apresentada na equação (4.54).

$$C_i(s) = \frac{V_{ci}}{\varepsilon_i} \quad (4.53)$$

$$C_i(s) = \frac{s \cdot R_{2i} \cdot C_{1i} + 1}{s \cdot R_{1i} \cdot (C_{1i} + C_{2i}) \cdot \left[s \cdot \left(\frac{R_{2i} \cdot C_{1i} \cdot C_{2i}}{C_{1i} + C_{2i}} \right) + 1 \right]} + 1 \quad (4.54)$$

O ganho do sensor foi apresentado anteriormente, e é mostrado abaixo.

$$K_{ihall} = G_i = 0,1 \quad (4.55)$$

Define-se:

$$R_{1i} = 8,2k\Omega \quad (4.56)$$

Como já apresentado, os pólos e o zero do compensador de corrente projetado foram alocados da seguinte forma:

$$\begin{aligned} f_{zi} &= 5kHz; \\ f_{pi1} &= 0Hz; \\ f_{pi2} &= 20kHz. \end{aligned}$$

Deseja-se que na frequência de cruzamento do sistema, o compensador esteja na faixa plana. Para tanto, a seguinte condição deve ser satisfeita:

$$|G_{FP} \cdot G_{PWM} \cdot H_i(j\omega_c) \cdot K_{ihall}| = 1 \quad (4.57)$$

Com isso, obtém-se o valor do ganho de faixa plana do compensador de corrente, (4.58).

$$G_{FP} = 17,5dB \quad (4.58)$$

A partir de (4.58), é possível calcular os outros componentes do circuito do compensador de corrente:

$$R_{3i} = R_{1i} \cdot 10^{\frac{G_{FP}}{20}} = 61,5k\Omega \quad (4.59)$$

O valor comercial de resistência escolhido é mostrado em (4.60).

$$R_{3i} = 56k\Omega \quad (4.60)$$

$$C_{1i} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{zi} \cdot R_{3i}} = 570pF \quad (4.61)$$

O valor comercial de capacitância escolhido equivale a (4.62).

$$C_{1i} = 680pF \quad (4.62)$$

$$C_{2i} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{3i} \cdot (f_{pi2} - f_{zi})} = 190pF \quad (4.63)$$

O valor comercial de capacitância escolhido é dado por (4.64).

$$C_{2i} = 220pF \quad (4.64)$$

A Figura 4.11 apresenta o diagrama de Bode da função de transferência deste circuito, e do compensador projetado na sessão anterior. As curvas tracejadas referem-se à função de transferência do circuito da Figura 4.10.

Observa-se que a dinâmica do sistema com o circuito projetado será praticamente igual à do sistema com o compensador calculado na sessão anterior, e a característica de estabilidade é um pouco melhorada nesse caso, já que a margem de fase do sistema é um pouco maior que no caso anterior.

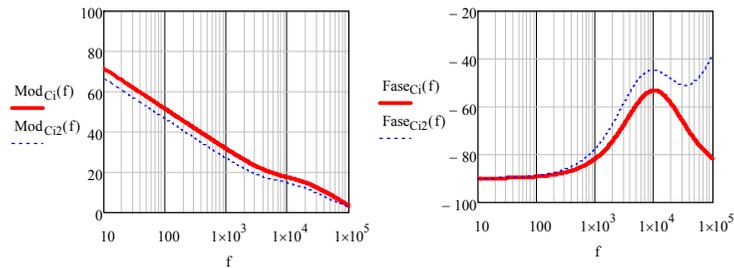


Figura 4.11 – Diagrama de Bode das funções de transferência do compensador de corrente

4.4.2. Compensador de Tensão

O diagrama de blocos da Figura 4.3 pode ser simplificado para a análise da estrutura de controle de tensão, como é apresentado na Figura 4.12.

Observa-se que um filtro rejeita-faixa é utilizado após a leitura da tensão do barramento CC do filtro, com sua frequência central sintonizada na frequência de ressonância da carga, a fim de se obter uma rejeição ainda maior nesta frequência, de forma que as oscilações no transitório de carga prejudiquem menos o controle do filtro ativo.

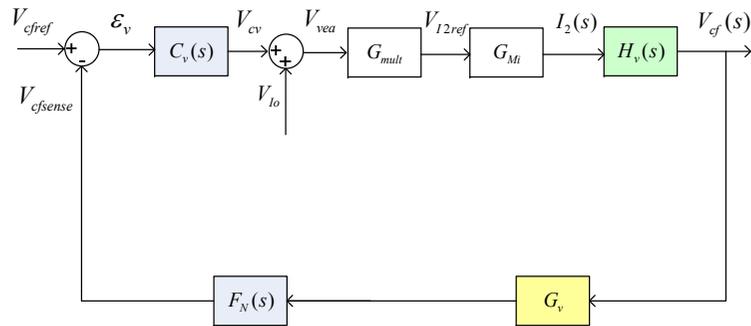


Figura 4.12 – Diagrama de blocos simplificado da estrutura de controle

a) Função de Transferência do Compensador de Tensão

A função de transferência da planta de tensão foi deduzida no capítulo anterior e é dada pela expressão abaixo.

$$H_v(s) = \frac{\Delta V_{cf}}{\Delta I_f} = \frac{1 - D_{med}}{s \cdot C_f} = \frac{105,3}{s} \quad (4.65)$$

O diagrama de Bode referente à função de transferência da planta de tensão apresentado na Figura 4.13.

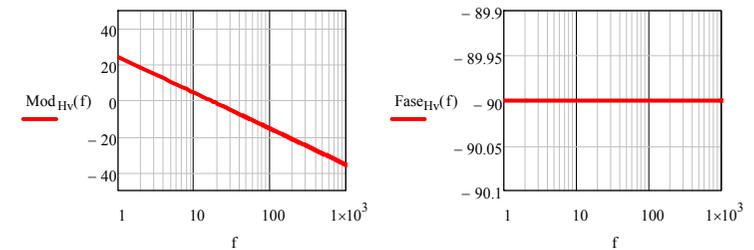


Figura 4.13 – Diagrama de Bode da planta de tensão

A função de transferência de malha aberta é dada pela expressão (4.66), e é extraída da Figura 4.12.

$$T_{\mu v}(s) = H_v(s) \cdot G_{mult} \cdot G_{Mi} \cdot G_v \cdot F_N(s) \quad (4.66)$$

Sendo:

G_{mult} : ganho do multiplicador;

G_{Mi} : ganho da malha de corrente;

G_v : ganho do sensor de tensão;

$F_N(s)$: função de transferência do filtro rejeita-faixa.

O ganho do multiplicador é dado pela relação (4.67).

$$G_{mult} = \frac{V_{I2,refpico}}{V_{vea}} \quad (4.67)$$

Neste caso, o ganho do multiplicador é unitário, e o ganho da malha de tensão é definido por (4.69).

$$G_{mult} = 1 \quad (4.68)$$

$$G_{Mi} = \frac{I_{2pico}}{V_{Irefpico}} = \frac{1}{G_i} \quad (4.69)$$

Tem-se os ganhos dos sensores de corrente e tensão:

$$G_i = 0,1 \quad (4.70)$$

$$G_v = \frac{1V}{400V} = 0,0025 \quad (4.71)$$

A função de transferência do filtro rejeita-faixas é definida pela expressão (4.72).

$$F_N(s) = k_{FN} \frac{s^2 + 2\omega_{c1} \cdot s + \omega_{c1} \cdot \omega_{c2}}{(s + \omega_{c1}) \cdot (s + \omega_{c2})} \quad (4.72)$$

A frequência central do filtro rejeita-faixas é dada pela expressão (4.73) e o ganho por (4.74), sendo ω_o a frequência de sintonia de rejeição.

$$\omega_o = \sqrt{\omega_{c1} \cdot \omega_{c2}} \quad (4.73)$$

$$k_{FN} = \frac{R_f}{R_i} \quad (4.74)$$

O filtro foi ajustado com os seguintes parâmetros:

$$f_o = f_{ress} = 11,9Hz \quad (4.75)$$

$$f_{c1} = 2Hz \quad (4.76)$$

$$k_{FN} = 1 \quad (4.77)$$

Com isso calcula-se f_{c2} :

$$f_{c2} = 70,8Hz \quad (4.78)$$

A partir dessas especificações, obtém-se o diagrama de Bode do filtro rejeita-faixa, mostrado na Figura 4.14.

O diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta do sistema não compensado é apresentado na Figura 4.15.

O compensador de tensão projetado é do tipo proporcional-integral (PI) com filtro: um pólo na origem, um zero, e outro pólo acima da frequência de cruzamento, para atenuação das frequências mais elevadas.

As frequências dos pólos e do zero foram alocadas da seguinte maneira:

$$f_{p2} = \frac{f_{ress}}{5} = 2,17Hz \quad (4.79)$$

$$f_c = \frac{f_{p2}}{5} = 0,476Hz; \quad (4.80)$$

$$f_z = \frac{f_c}{4} = 0,119Hz \quad (4.81)$$

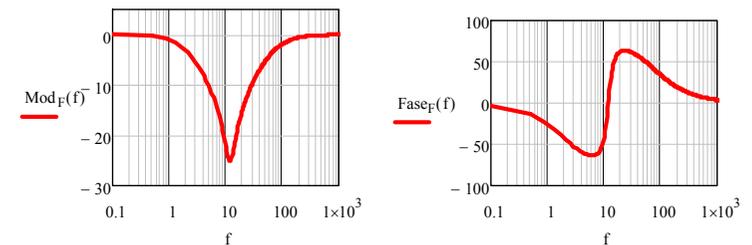


Figura 4.14– Diagrama de Bode do filtro rejeita-faixa

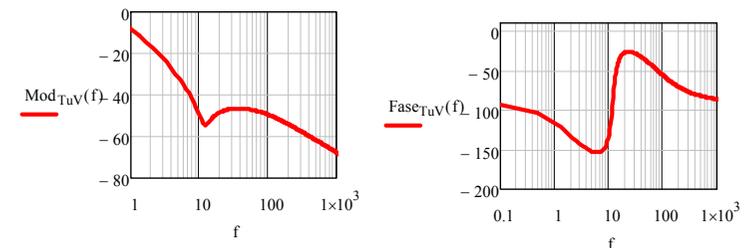


Figura 4.15 – Diagrama de Bode da FTMA da malha de tensão não compensada

Estes valores foram ajustados de forma a se obter uma margem de fase adequada do sistema, garantindo sua estabilidade, e ainda de forma que o compensador de tensão atenua a frequência de ressonância de carga, não causando instabilidade no sistema em transitórios de carga.

Verifica-se a fase que o compensador, com os pólos e zero especificados, adiciona ao sistema:

$$\theta_{comp} = 2.\theta_z - \theta_{p1} - \theta_{p2} \quad (4.82)$$

$$\theta_z = \arg(j\omega_c + \omega_z) = 76^\circ \quad (4.83)$$

$$\theta_{p1} = \arg(j\omega_c) = 90^\circ \quad (4.84)$$

$$\theta_{p2} = \arg(j\omega_c + \omega_{p2}) = 11,3^\circ \quad (4.85)$$

$$\theta_{comp} = -25,34^\circ \quad (4.86)$$

A fase da função de transferência do sistema compensado em malha aberta, na frequência de corte estipulada, é dada por:

$$\theta_{T_i} = \theta_{T_{\mu}} + \theta_{comp} \quad (4.87)$$

$$\theta_{T_i} = -128,36^\circ \quad (4.88)$$

A margem de fase do sistema compensado tem o seguinte valor:

$$MF_c = 180^\circ + \theta_{T_i} \quad (4.89)$$

$$MF_c = 51,6^\circ \quad (4.90)$$

A função de transferência do compensador de tensão é dada por (4.91).

$$C_v(s) = k_{cv} \frac{(s + 2.\pi.f_z)}{s.(s + 2.\pi.f_{p2})} \quad (4.91)$$

O ganho do compensador é calculado de forma a se obter a frequência de corte desejada no sistema:

$$|C_v(s).T_{\mu}(s)| = 1 \quad (4.92)$$

$$20.\log|C_v(s).T_{\mu}(s)| = 0 \quad (4.93)$$

Com isso, o ganho do compensador de tensão tem o seguinte valor:

$$k_{cv} = 17,33 \quad (4.94)$$

O diagrama de Bode da função de transferência do compensador de tensão projetado, expressão (4.91), e da função de transferência de malha aberta do sistema compensado, dado por (4.95), são mostrados na Figura 4.16 e na Figura 4.17, respectivamente.

$$T_v(s) = C_v(s).T_{\mu}(s) \quad (4.95)$$

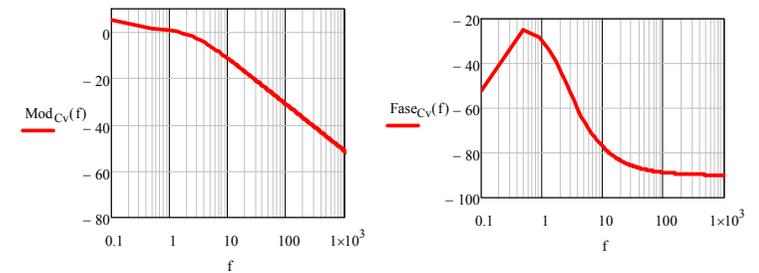


Figura 4.16 - Diagrama de Bode da FTMA do compensador de tensão projetado

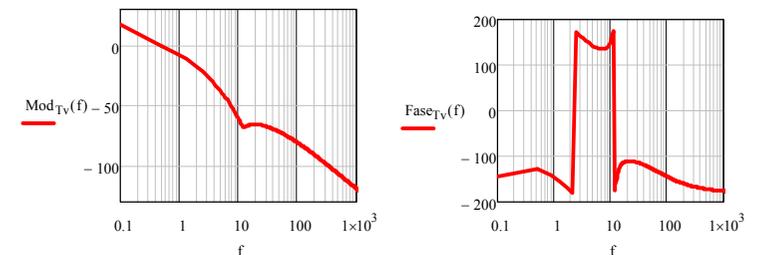


Figura 4.17 - Diagrama de Bode da FTMA da malha de tensão compensada

Pela Figura 4.17, é possível verificar a frequência de corte do sistema compensado e a margem de fase obtida, permitindo concluir que o sistema é estável.

Como o sinal de saída do controle de tensão é o responsável pelo sinal de referência da malha de corrente de entrada, é necessário que este controlador atenuie a frequência de ressonância, assim como a componente de 120Hz, que são oscilações que ocorrem na tensão de barramento e não devem se refletir na corrente de entrada. Pela Figura 4.16, pode-se observar os ganhos do controlador nessas frequências:

$$C_v(2\pi f_{ress}) = -12,9dB \quad (4.96)$$

$$C_v(2\pi \cdot 120Hz) = -32,8dB \quad (4.97)$$

Com isso, espera-se que as oscilações ocasionadas pelo transitório de carga, na frequência de ressonância de carga, sejam bastante atenuadas, e não prejudiquem a operação do controle do filtro ativo.

b) Projeto do Circuito do Compensador de Tensão

Como foi analisado no capítulo anterior, um circuito que possui a função de transferência da expressão (4.91) é apresentado na Figura 4.18.

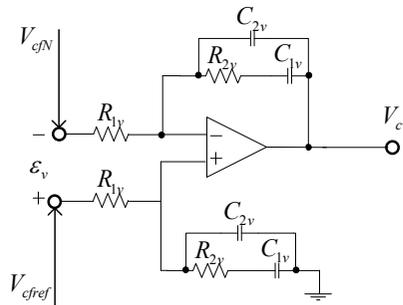


Figura 4.18 – Circuito do Compensador de Tensão

Este circuito é similar àquele utilizado como compensador de corrente, possuindo dois pólos e um zero, sendo um dos pólos na origem. Mas sua simetria garante um funcionamento mais adequado neste caso, já que o sinal de saída deste compensador pode ser positivo ou negativo. A função de transferência do circuito da Figura 4.18 é dada pela expressão (4.98).

$$\frac{V_{cv}}{\varepsilon_v} = \frac{V_{cv}}{V_{cNref} - V_{cN}} = \frac{s \cdot C_{1v} \cdot R_{3v} + 1}{s \cdot R_{1v} \cdot (C_{1v} + C_{2v}) \cdot \left(1 + s \cdot R_{3v} \cdot \frac{C_{1v} \cdot C_{2v}}{C_{1v} + C_{2v}} \right)} \quad (4.98)$$

O ganho do sensor de tensão foi especificado anteriormente.

$$K_{vhall} = G_v = 0,0025 \quad (4.99)$$

Define-se o seguinte valor de resistência:

$$R_{1v} = 470k\Omega \quad (4.100)$$

Os pólos e zero do compensador de tensão foram projetados anteriormente, e são apresentados abaixo:

$$f_{zv} = 0,119Hz;$$

$$f_{pv1} = 0Hz;$$

$$f_{pv2} = 2,382Hz.$$

Deseja-se que na frequência de cruzamento do sistema, o compensador esteja na faixa plana de ganho. Para tanto, a seguinte condição deve ser satisfeita:

$$\left| G_{FP} \cdot F_N \cdot H_v(j\omega_c) \cdot \frac{G_v}{G_i} \right| = 1 \quad (4.101)$$

Com isso obtém-se o valor do ganho de faixa plana do compensador de tensão:

$$G_{FP} = 1,367dB \quad (4.102)$$

A partir deste valor, é possível calcular os outros componentes do circuito do compensador de tensão:

$$R_{3v} = R_{1v} \cdot 10^{\frac{G_{FP}}{20}} \quad (4.103)$$

$$R_{3v} = 550,1k\Omega \quad (4.104)$$

O valor comercial escolhido para este resistor é:

$$R_{3v} = 560k\Omega \quad (4.105)$$

A capacitância C_{1v} é calculada pela expressão (4.106).

$$C_{1v} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{zv} \cdot R_{3v}} \quad (4.106)$$

$$C_{1v} = 2,386 \mu F \quad (4.107)$$

O valor comercial de capacitância escolhido é:

$$C_{1v} = 2 \mu F \quad (4.108)$$

A capacitância C_{2v} é calculada pela expressão (4.109).

$$C_{2v} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{3v} \cdot (f_{pv2} - f_{zv})} \quad (4.109)$$

$$C_{2v} = 126 nF \quad (4.110)$$

O valor comercial de capacitância escolhido é:

$$C_{2v} = 100 nF \quad (4.111)$$

A Figura 4.19 apresenta o diagrama de Bode da função de transferência do circuito em análise e do compensador projetado na sessão anterior, a fim de verificar se são coincidentes e se o circuito atende às especificações desejadas. As curvas tracejadas são referentes à função de transferência do circuito da Figura 4.18.

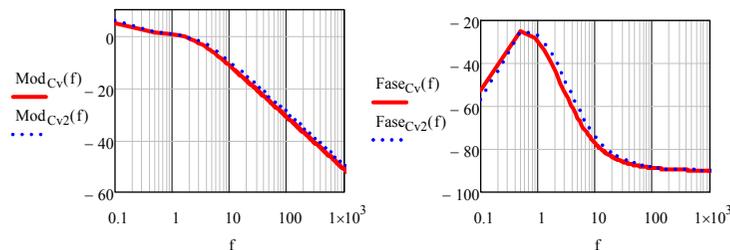


Figura 4.19 – Diagrama de Bode das funções de transferência do compensador de tensão

Observa-se que as funções de transferência (4.91) e (4.98) com os parâmetros projetados, possuem as mesmas curvas do diagrama de Bode, concluindo que o circuito da Figura 4.18 atende às especificações desejadas para o compensador de tensão.

4.4.3. O Circuito Integrado UC3854B

Dentre os circuitos integrados existentes no mercado que realizam o controle por valores médios instantâneos aplicado à correção de fator de potência, o UC3854B [18] é bastante difundido e utilizado.

Analisando as principais funcionalidades do integrado UC3854B, verifica-se que este pode ser utilizado para o controle da estrutura do filtro ativo em análise, de forma a se aproveitar as suas principais características: proteções, modulador PWM, multiplicador de um quadrante e compensador de corrente.

Alguns ajustes deverão ser realizados, já que a entrada A do multiplicador não provém apenas do regulador de tensão, e sim da soma do sinal de controle do regulador de tensão e de um sinal proporcional à corrente de carga. Foi verificado que se no pino 11, entrada do compensador de tensão, for conectado um capacitor, e um sinal de tensão externo for imposto no pino 7, o multiplicador funciona adequadamente, tendo como entrada A do multiplicador o sinal imposto no pino 7.

Na Figura 4.20 pode ser observado o diagrama de bloco da estrutura interna do integrado UC3854B.

A corrente de referência é gerada através de um bloco multiplicador/divisor que terá os seguintes parâmetros de entrada:

- *Sinal do Regulador de Tensão (Entrada A)*: O regulador de tensão proporcionará o controle da tensão de barramento CC do filtro ativo através do aumento ou da diminuição do sinal de erro compensado conforme a variação de carga. O sinal do compensador de tensão ajustará a amplitude da corrente de referência de acordo com a variação de carga.

- *Sinal de Sincronismo (Entrada B)*: Através de uma amostra da tensão de entrada retificada define-se o formato, a frequência e a fase da corrente de referência.

- *Malha de Controle Direto da Tensão de Entrada (Entrada C)*: A tensão de entrada é retificada, atenuada, e filtrada, resultando em um valor de tensão CC proporcional ao valor eficaz da tensão de entrada. Assim, conforme a variação da tensão eficaz de entrada, a corrente de referência é ajustada.

A corrente de entrada retificada é amostrada por um sensor (resistivo ou de efeito Hall). O sinal de tensão que representa a corrente de entrada retificada será regulado de acordo com a corrente de referência através da malha de corrente. O monitoramento da corrente por sensor resistivo é o método mais barato e é mais apropriado para circuitos de baixa potência e baixos níveis de corrente. Para níveis de corrente elevados, a dissipação de potência pode se tornar muito elevada, e então o sensor de efeito Hall é recomendado, como é o caso da estrutura em estudo.

O bloco PWM é composto por um comparador, um gerador de onda dente-de-serra e um circuito de comando para *Mosfet*.

A Figura 4.21 apresenta um diagrama de bloco do uso do integrado UC3854B para o controle da estrutura do filtro ativo.

A expressão que define o valor da corrente de saída do multiplicador, em função de suas entradas do integrado UC3854A/B, é dada por (4.112).

$$I_{mo}(\theta) = \frac{K_m \cdot I_{AC}(\theta) \cdot (V_{vea} - 1,5V)}{V_{ff}^2} \quad (4.112)$$

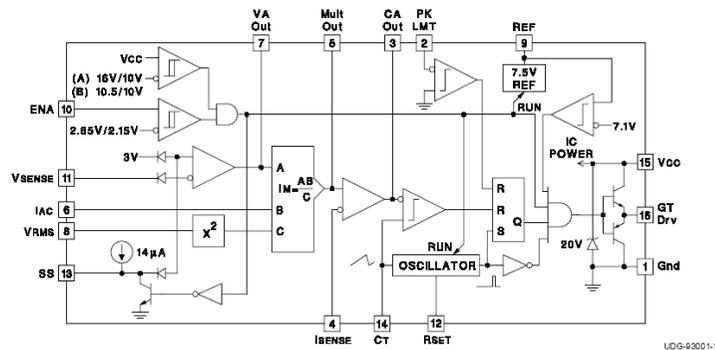


Figura 4.20 – Diagramas de bloco da estrutura interna do CI UC3854A/B. Fonte [18]

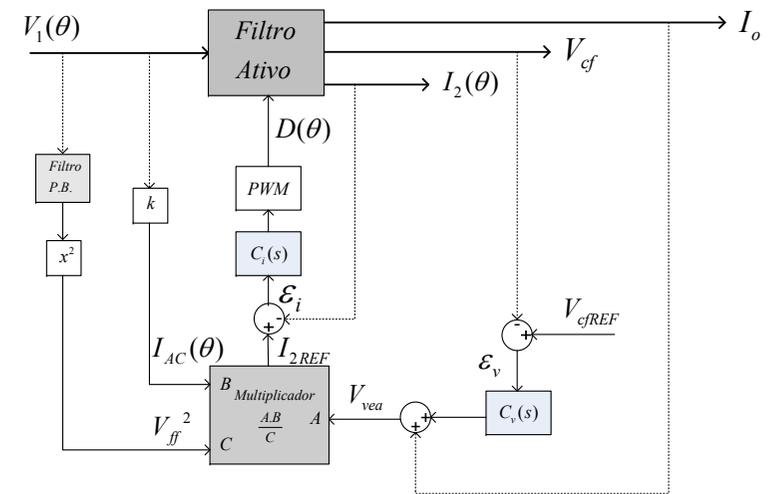


Figura 4.21 – Diagrama básico do controle do UC3854B

A Figura 4.22 apresenta as conexões externas necessárias para a configuração desejada do UC3854B.

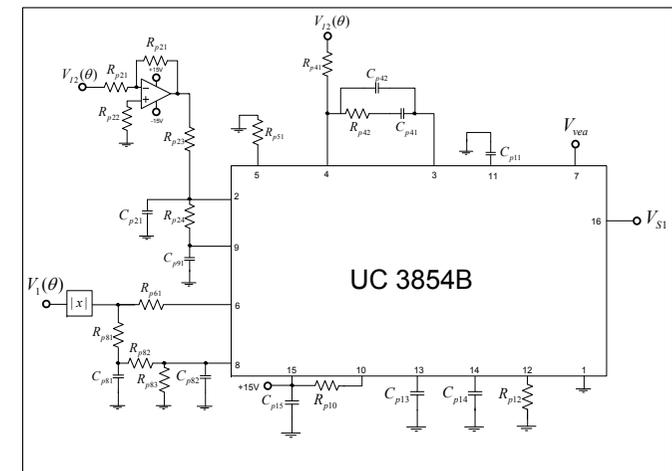


Figura 4.22 – Configuração dos parâmetros externos do UC3854B

a) Entradas do Multiplicador

Foi verificado pelo catálogo do integrado UC3854B que o ganho do multiplicador é praticamente unitário para certas combinações das entradas A, B e C do multiplicador.

Para o projeto, decidiu-se utilizar os seguintes parâmetros fixos para tensão de rede nominal ($V_{1p} = 311V$):

$$B_{\max} = I_{AC\max} = 200\mu A; \tag{4.113}$$

$$C = V_{ff} = 3V. \tag{4.114}$$

A entrada A é definida pelo ajuste da malha de tensão e da malha de corrente de carga.

As entradas B e C são definidas pelo sinal de sincronismo gerado, que é uma imagem da tensão de rede retificada.

O circuito que define a corrente $I_{AC}(\theta)$ é dado por um resistor conectado entre a tensão de sincronismo e o pino 6 do integrado. O resistor R_{61} é calculado de forma a limitar sua corrente no valor desejado.

$$R_{61} = \frac{V_{\sin c}(\theta)}{I_{AC}(\theta)} \tag{4.115}$$

$$R_{61} = \frac{V_{SINCp}}{I_{ACp}} = \frac{311V}{200\mu A} = 1,55M\Omega \tag{4.116}$$

Já o circuito que define o valor da tensão V_{ff} consiste de um filtro passa-baixas de segunda ordem, obtendo-se uma tensão constante com pouca ondulação, proporcional ao valor médio da tensão de rede retificada, no pino 8, como o mostrado na Figura 4.23.

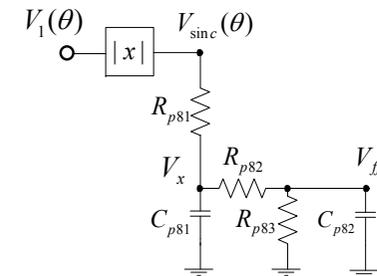


Figura 4.23 – Filtro passa-baixas de segunda ordem

Pelas seguintes equações é possível definir os parâmetros do circuito da Figura 4.23.

$$\frac{V_{SINCmed} \cdot R_{83}}{R_{81} + R_{82} + R_{83}} = V_{ff}; \tag{4.117}$$

$$\frac{V_{SINCmed} \cdot (R_{82} + R_{83})}{R_{81} + R_{82} + R_{83}} = V_x. \tag{4.118}$$

$$V_{SINCmed} = \frac{2}{\pi} \cdot V_{1p} \tag{4.119}$$

Estipulando os seguintes parâmetros:

$$V_{ff} = 3V; \tag{4.120}$$

$$V_x = 7,5V; \tag{4.121}$$

$$V_{1p} = 311V. \tag{4.122}$$

O sistema das equações (4.117), (4.118) e (4.119) resulta nos seguintes valores:

$$R_{81} = 820k\Omega; \tag{4.123}$$

$$R_{82} = 19,37k\Omega; \tag{4.124}$$

$$R_{83} = 12,91k\Omega. \tag{4.125}$$

Os valores comerciais de resistências que mais se aproximam dos valores calculados são:

$$R_{81} = 820k\Omega; \quad (4.126)$$

$$R_{82} = 18k\Omega; \quad (4.127)$$

$$R_{83} = 12k\Omega. \quad (4.128)$$

Com esses valores comerciais utilizados, obtém-se a seguinte tensão V_{ff} para tensão de rede nominal:

$$V_{ff} = 2,79V \quad (4.129)$$

Os capacitores do filtro passa-baixas são calculados de forma a atenuar certa frequência, neste caso 120 Hz. Escolhe-se como frequência de corte do filtro passa-baixas o valor de 12 Hz.

$$f_{corte} = 12Hz; \quad (4.130)$$

$$C_{81} = \frac{1}{2\pi f_{corte} R_{82}}; \quad (4.131)$$

$$C_{82} = \frac{1}{2\pi f_{corte} R_{83}}. \quad (4.132)$$

Os valores obtidos para os capacitores são:

$$C_{81} = 684,7nF; \quad (4.133)$$

$$C_{82} = 1\mu F. \quad (4.134)$$

Valores comerciais de capacitores que se aproximam dos calculados:

$$C_{81} = 680nF; \quad (4.135)$$

$$C_{82} = 1\mu F. \quad (4.136)$$

A entrada A do multiplicador é referente ao controle de fluxo de potência ativa drenado da rede, e este sinal é gerado pela soma do sinal do compensador de tensão e da corrente de carga escalonada.

O sinal em forma de tensão que define a corrente de referência, da malha de corrente, é dado pela queda de tensão sobre o resistor do pino 5 causada pela corrente da saída do multiplicador. A expressão desta corrente é definida em (4.112), e o sinal da corrente de referência é dado por (4.137).

$$V_{Iref}(\theta) = \frac{K_m \cdot I_{AC}(\theta) \cdot (V_{vea} - 1,5V)}{V_{ff}^2} \cdot R_{51} \quad (4.137)$$

De forma que:

K_m : ganho do multiplicador;

V_{vea} : entrada A do multiplicador;

$I_{AC}(\theta)$: entrada B do multiplicador;

V_{ff} : entrada C do multiplicador;

R_{51} : resistor do pino 5 do UC3854B.

O ganho do multiplicador é assumido constante e unitário para a faixa de operação escolhida. Os valores das entradas B e C foram definidos anteriormente. Agora, deve-se definir o sinal da entrada A.

Sabe-se que o valor de pico da corrente de referência tem uma relação direta com a corrente de carga, como já foi analisado em capítulos anteriores. Tal valor é dado pela expressão (4.138).

$$I_{1p} = \frac{4}{\pi} \cdot I_o \quad (4.138)$$

Substituindo (4.138) em (4.137), pode-se escrever a expressão (4.139), sendo V_{Io} o sinal resultante do sensor que monitora a corrente de carga I_o .

$$\frac{4}{\pi} V_{Io} = \frac{K_m \cdot I_{ACpico} \cdot (V_{vea} - 1,5V)}{V_{ff}^2} \cdot R_{51} \quad (4.139)$$

A partir disso, é possível definir a relação entre a corrente de carga monitorada e o sinal da entrada A, como na expressão (4.140).

$$V_{vea} = \frac{4 \cdot V_{ff}^2}{\pi \cdot R_{51} \cdot I_{ACpico}} V_{Io} + 1,5V \quad (4.140)$$

Então, a corrente de carga monitorada é multiplicada por um ganho definido a partir de valores conhecidos e somada a um valor constante, seu resultado é o sinal necessário da entrada A do multiplicador que, por sua vez, irá gerar a corrente de referência da malha de corrente. Como o sistema possui perdas, e todos os componentes na prática não são exatos, o sinal de

controle do compensador de tensão do barramento CC do filtro ativo é somado ao valor anterior, a fim de se ajustar corretamente o valor de referência de corrente, controlando o fluxo de potência ativa drenada da rede.

Dessa forma, o sinal da entrada A do multiplicador é gerado pela seguinte expressão (4.141), sendo V_{cv} a saída do compensador de tensão do barramento CC do filtro ativo. O ganho da corrente de carga é dado por (4.142).

$$V_{vea} = K_x \cdot V_{Io} + 1,5V + V_{cv} \quad (4.141)$$

$$K_x = \frac{4 \cdot V_{ff}^2}{\pi \cdot R_{51} \cdot I_{ACpico}} \quad (4.142)$$

Como os valores dos parâmetros da expressão (4.142) foram todos definidos em projeto, é possível conhecer o valor do ganho K_x .

$$R_{51} = 22k\Omega; \quad (4.143)$$

$$K_x = 2,27 \quad (4.144)$$

b) Proteção Contra Sobrecorrente

O pino 2 é responsável pela proteção do circuito de potência contra sobrecorrente. Se a tensão no pino 2 for nula, o integrado desabilita os pulsos de comando do interruptor. O valor limite de corrente é configurado por um simples divisor resistivo a partir da tensão de referência. O circuito pode ser observado na Figura 4.22, de forma que três componentes são configurados para se obter o funcionamento desejado: R_{p23} , R_{p24} , C_{21} .

Estipula-se a corrente máxima permitida pelo circuito de proteção.

$$I_{prot} = 1,1 \cdot I_{1p} \quad (4.145)$$

O ganho do sensor de corrente é conhecido:

$$K_{ihall} = 0,1 \quad (4.146)$$

A tensão obtida pelo sensor de corrente, na ocorrência da corrente máxima permitida pelo circuito de proteção, é dada por:

$$V_{prot} = K_{ihall} \cdot I_{prot} \quad (4.147)$$

Usando um circuito inversor, obtém-se o sinal $-V_{prot}$. Arbitrando-se o valor de R_{24} , é possível calcular o valor de R_{pk2} .

$$R_{24} = 10k\Omega \quad (4.148)$$

Sabe-se que a tensão de referência do pino 9 é 7,5 Volts, com isso, calcula-se R_{23} .

$$R_{23} = \frac{V_{prot} \cdot R_{24}}{V_{ref}} \quad (4.149)$$

$$R_{23} = 3,7k\Omega \quad (4.150)$$

Um valor típico, recomendado pelo fabricante, de C_{21} é:

$$C_{21} = 470pF \quad (4.151)$$

c) Ajuste da Freqüência do Oscilador

A freqüência do oscilador é ajustada através de dois parâmetros, um resistor e um capacitor, relacionados pela seguinte expressão:

$$f_s = \frac{1,25}{C_T \cdot R_T} \quad (4.152)$$

O valor do capacitor é escolhido:

$$C_{14} = 1nF \quad (4.153)$$

Com isso, o resistor pode ser calculado:

$$R_{12} = 12,5k\Omega \quad (4.154)$$

Como este valor comercial de resistência não existe, optou-se pelo emprego de um resistor em série com um potenciômetro.

d) Demais Componentes

Os capacitores C_{91} , C_{11} , C_{13} , C_{15} e o resistor R_{10} são valores sugeridos pelo fabricante.

$$C_{91} = 100nF \quad (4.155)$$

$$C_{11} = 1nF \quad (4.156)$$

$$C_{13} = 1pF \quad (4.157)$$

$$C_{15} = 100nF \quad (4.158)$$

$$R_{10} = 22k\Omega \quad (4.159)$$

4.5. CONCLUSÕES

Este capítulo teve como objetivos o cálculo dos componentes passivos de carga (L_o, C_o) e do filtro ativo (L_f, C_f), bem como o projeto da estrutura de controle do sistema.

O dimensionamento do compensador de corrente foi detalhado, e foi verificada a possibilidade da aplicação do integrado UC3854B, que é difundido em aplicações de controle por valores médios instantâneos para correção de fator de potência. Também foram desenvolvidos os projetos do compensador de tensão e a configuração do UC3854B.

No próximo capítulo serão realizados os projetos dos demais circuitos necessários para o funcionamento da estrutura. Por fim, simulações e resultados experimentais também serão apresentados.



CAPÍTULO V

DIMENSIONAMENTO DOS SEMICONDUTORES E DOS CIRCUITOS AUXILIARES, SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Tabela 5.1 – Esforços nos componentes

5.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo será realizada uma análise dos níveis de corrente e tensão nos semicondutores da estrutura, e estes serão definidos com base nos dados obtidos.

Também serão descritos os projetos dos circuitos auxiliares para o funcionamento satisfatório do sistema: circuito gerador do sinal da entrada A do multiplicador do UC3854B, filtro rejeita-faixas, sensores, fontes auxiliares, circuito de sincronismo, *driver* de comando dos semicondutores ativos e circuito de proteção contra sobretensão.

Ainda neste capítulo, são apresentadas as principais formas de onda de simulação e resultados experimentais obtidos nos ensaios em bancada.

5.2. SEMICONDUTORES

Para o dimensionamento dos semicondutores: interruptores comandados e ponte retificadora, uma análise das correntes e tensões envolvidas na estrutura faz-se necessária.

Na Tabela 5.1 estão relacionados os valores de corrente e tensão necessários para o dimensionamento dos semicondutores. Estes valores foram obtidos por simulação

Especificações	Valor Eficaz	Valor de Pico	Valor Médio
Corrente da rede (I_1)	14,3A	20,73A	-
Corrente no indutor do filtro (I_{Lf})	8,4A	7,42A	-2,93A
Corrente no indutor da carga (I_{Lo})	16A	21A	15,5A
Corrente nos diodos da ponte retificadora (I_D)	10A	20,7A	6,28A
Corrente no interruptor 1 (I_{s1})	6,89A	16,8A	-2,91A
Corrente no interruptor 2 (I_{s2})	4,8A	16,8A	-
Tensão nos diodos (V_D)	155V	311V	99V
Tensão nos interruptores (V_s)	280V	400V	200V

O componente selecionado para o interruptor comandado foi o Mosfet IRFP31N50L, da International Rectifier. Suas características de corrente e tensão atendem às necessidades do circuito e, ainda, seu tempo de comutação e características do diodo interno são satisfatórios. Seus principais dados são apresentados na Tabela 5.2, extraídos de [19].

A ponte retificadora selecionada foi a SKB30/08 da *Semikron*, a qual possui características que atendem aos esforços de corrente e tensão, e podem ser verificadas em [21].

Tabela 5.2 – Características do Mosfet IRFP31N50L

Especificações IRGP50B60PD	Dados (@ 25°C)
Corrente de pico repetitivo do Mosfet	124A
Corrente contínua do Mosfet	31A
Tensão máxima do Mosfet	500V
Tempo de subida	115ns
Tempo de descida	53ns
Corrente de pico repetitiva do diodo	124A
Corrente contínua do diodo	31A
Tensão reversa do diodo	500V

5.3. CIRCUITOS AUXILIARES

Para a implementação da estrutura, faz-se necessário o uso de alguns circuitos auxiliares que serão descritos nesta seção.

Para completar o projeto dos circuitos de comando deste sistema, ainda deve-se projetar o circuito do filtro rejeita-faixa e o circuito condicionador de sinal, que irá gerar o sinal de entrada A do multiplicador do UC3854B, a partir do sinal da corrente de carga e do sinal do compensador de tensão.

5.3.1. Circuito para Geração da Entrada A do Multiplicador do UC3854B

Como foi visto anteriormente, a corrente de referência gerada pelo UC3854B, a partir de suas entradas, é dada pela expressão (5.1).

$$V_{ref}(\theta) = \frac{K_m \cdot I_{AC}(\theta) \cdot (V_{vea} - 1,5V)}{V_{ff}^2} \cdot R_{51} \tag{5.1}$$

Também foi verificado que o sinal desejado na entrada A, para gerar a corrente de referência correta, é definido pela expressão (5.2).



$$V_{vea} = \frac{4 \cdot V_{ff}^2}{\pi \cdot R_{51} \cdot I_{ACpico}} V_{lo} + 1,5V \tag{5.2}$$

Como já discutido, pelo fato de o sistema possuir perdas, e todos os componentes na prática não serem exatos, o sinal de controle do compensador de tensão do barramento CC do filtro ativo é somado ao sinal resultante da malha de corrente de carga, a fim de ajustar corretamente o valor de referência de corrente, controlando o fluxo de potência ativa drenada da rede.

Então, definiu-se que o sinal da entrada A do multiplicador seria gerado a partir da expressão (5.3), e o ganho da corrente de carga dado por (5.4).

$$V_{vea} = K_x \cdot V_{lo} + 1,5V + V_{cv} \tag{5.3}$$

$$K_x = \frac{4 \cdot V_{ff}^2}{\pi \cdot R_{51} \cdot I_{ACpico}} \tag{5.4}$$

Como os valores desta última expressão foram todos definidos em projeto, é possível conhecer o valor do ganho K_x .

$$I_{ACpico} = 200 \mu A;$$

$$V_{ff} = 2,79V;$$

$$R_{51} = 22k\Omega;$$

$$K_x = 2,27$$

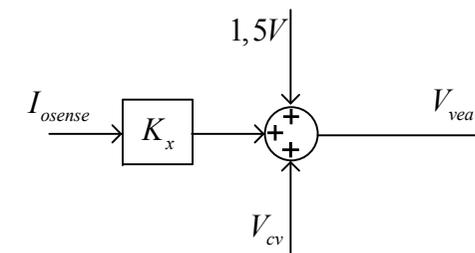


Figura 5.1 – Diagrama de blocos da geração do sinal da entrada A do multiplicador

O circuito que atende a funcionalidade do diagrama de blocos da Figura 5.1 é um circuito somador inversor [11], podendo ter várias entradas, seguido por um circuito inversor de sinal, como é apresentado na Figura 5.2.

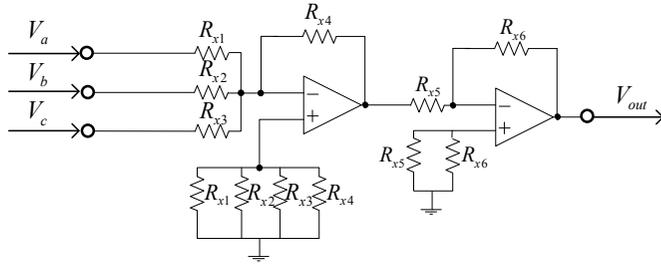


Figura 5.2 – Circuito para geração da entrada A do multiplicador

O circuito da Figura 5.2 tem a seguinte função de transferência:

$$V_o = \frac{R_{x6}}{R_{x5}} \left(\frac{R_{x4}}{R_{x1}} \cdot V_a + \frac{R_{x4}}{R_{x2}} \cdot V_b + \frac{R_{x4}}{R_{x3}} \cdot V_c \right) \quad (5.5)$$

Dessa forma, é possível gerar o sinal desejado na entrada A do multiplicador a partir do sinal monitorado da corrente de carga, da tensão da fonte auxiliar e do sinal de controle do compensador de tensão.

$$V_a = V_{lo}; \quad (5.6)$$

$$V_b = 15V; \quad (5.7)$$

$$V_c = V_{cv}. \quad (5.8)$$

Estipulando um valor de R_{x4} , os outros resistores podem ser calculados a partir dos ganhos desejados.

$$R_{x4} = 10k\Omega; \quad (5.9)$$

$$R_{x1} = 1,2k\Omega + 3,3k\Omega; \quad (5.10)$$

$$R_{x2} = 100k\Omega; \quad (5.11)$$

$$R_{x3} = 10k\Omega; \quad (5.12)$$

$$R_{x5} = 100k\Omega; \quad (5.13)$$

$$R_{x6} = 100k\Omega. \quad (5.14)$$

Assim, a saída do circuito da Figura 5.2 resulta no sinal de entrada A do multiplicador do UC3854B, como desejado.

5.3.2. Circuito do Filtro Rejeita-Faixa

A função de transferência do filtro rejeita-faixa foi apresentada no capítulo quatro e é dada pela expressão (5.15), com os seguintes parâmetros especificados:

$$F_N(s) = k_{FN} \frac{s^2 + 2\omega_{c1} \cdot s + \omega_{c1} \cdot \omega_{c2}}{(s + \omega_{c1}) \cdot (s + \omega_{c2})} \quad (5.15)$$

$$f_o = f_{ress} = 11,9Hz$$

$$f_{c1} = 2Hz$$

$$f_{c2} = 70,8Hz$$

$$k_{FN} = 1$$

O diagrama de Bode da função de transferência do filtro rejeita-faixa foi apresentado no capítulo anterior.

O circuito que possui a função de transferência da expressão (5.15) é apresentado na Figura 5.3, [12].

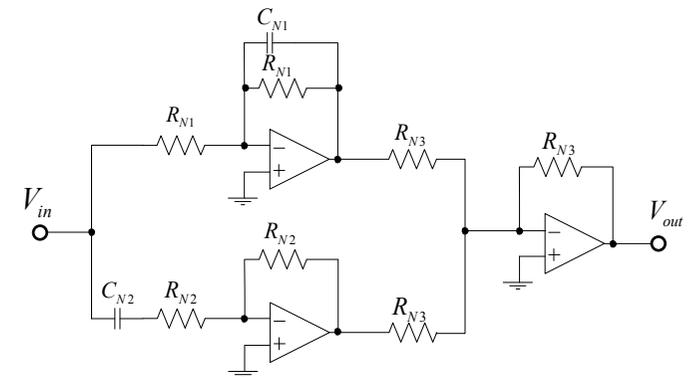


Figura 5.3 – Circuito do filtro rejeita-faixas

As frequências do filtro são dadas pelas seguintes relações de parâmetros do circuito:

$$\omega_{c1} = \frac{1}{R_{N1} \cdot C_{N1}} \quad (5.16)$$

$$\omega_{c2} = \frac{1}{R_{N2} \cdot C_{N2}} \quad (5.17)$$

Definindo os capacitores C_{N1} e C_{N2} , as resistências R_{N1} e R_{N2} são calculadas:

$$C_{N1} = 100nF \quad (5.18)$$

$$R_{N1} = 800k\Omega \quad (5.19)$$

$$C_{N2} = 100nF \quad (5.20)$$

$$R_{N2} = 22,5k\Omega \quad (5.21)$$

Escolhe-se os valores comerciais mais próximos das resistências calculadas:

$$R_{N1} = 820k\Omega \quad (5.22)$$

$$R_{N2} = 22k\Omega \quad (5.23)$$

5.3.3. Sensores

São necessários dois sensores de corrente e um sensor de tensão para o controle adequado da estrutura, como foi verificado.

a) Sensores de Corrente

A função de um dos sensores de corrente é fornecer uma amostra da corrente de entrada retificada, para que esta possa ser controlada pela malha de controle de corrente.

O outro sensor fornece a amostra da corrente de carga, para o ajuste da referência de corrente.

Os sensores de efeito Hall da LEM são disponíveis em duas tecnologias: sem realimentação (*open-loop*), no qual a saída é fornecida em

tensão e são mais suscetíveis a ruídos, e o sensor com realimentação (*closed-loop*), o qual possui uma alta imunidade a interferências externas.

O modelo de sensor escolhido para a aplicação é o LA 55-P [20], com saída em corrente, cujas principais características são apresentadas na Tabela 5.3.

A relação de conversão do sensor é dada por (5.24).

$$K_{Ni} = \frac{I_s}{I_p} \quad (5.24)$$

Tabela 5.3 – Dados do sensor de corrente LA 55-P

Especificações LA 55-P	Dados
Corrente eficaz nominal de entrada (I_{NP})	50A
Corrente máxima de entrada	70A
Corrente nominal eficaz de saída (I_{NS})	50mA
Relação de conversão (K_{Ni})	1:1000
Tensão de alimentação	$\pm 12V, \dots, \pm 15V$
Resistência de medida (R_{Mi})	50 $\Omega, \dots, 160\Omega$

A tensão sobre o resistor R_{Mi} , que é a tensão medida na saída do sensor é dada por (5.25).

$$V_{RMi} = I_s \cdot R_{Mi} = K_{Ni} \cdot I_p \cdot R_{Mi} \quad (5.25)$$

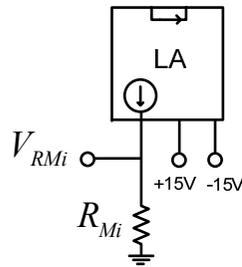


Figura 5.4 – Sensor de Corrente

O ganho desejado do sensor é obtido pela relação entre o valor da tensão sobre o resistor R_{Mi} e o valor da corrente monitorada, dada pela expressão (5.26).

$$K_{ihall} = \frac{V_{RMi}}{I_p} \quad (5.26)$$

Dessa forma, é possível ajustar o valor de R_{Mi} de forma a se obter o ganho de sensor desejado.

$$R_{Mi} = \frac{K_{ihall}}{K_{Ni}} \quad (5.27)$$

Para ambos os sensores de corrente utilizados, o de corrente de entrada retificada e o de corrente de carga, o ganho definido do sensor definido é o mesmo, (5.28).

$$K_{ihall} = 0,1 \quad (5.28)$$

Então, o valor da resistência R_{Mi} para ambos os sensores é dado por (5.29).

$$R_{Mi} = 100\Omega \quad (5.29)$$

b) Sensor de Tensão

O sensor de tensão é responsável pelo monitoramento da tensão de barramento CC do filtro ativo. Como a referência desta tensão é o referencial de todo o circuito de controle, o sensor de tensão não tem

necessidade de ser isolado. Optou-se por utilizar um sensor de tensão resistivo, pela sua simplicidade e praticidade.

O ganho do sensor de tensão é definido por (5.30).

$$K_v = \frac{1V}{400V} = 0,025 \quad (5.30)$$

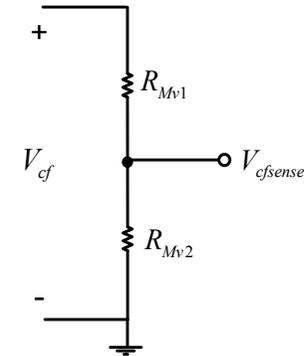


Figura 5.5 – Divisor resistivo

Conhecido o ganho do sensor, pode-se calcular a relação entre os resistores da Figura 5.5.

$$V_{cfsense} = \frac{V_{cf} \cdot R_{Mv2}}{R_{Mv1} + R_{Mv2}} \quad (5.31)$$

Os valores das resistências também devem ser escolhidos de forma que as perdas no sensor sejam bastante baixas.

O circuito final é apresentado na Figura 5.6 e os seguintes valores de resistências foram escolhidos, de forma a atender (5.30) e (5.31):

$$R_{Mv1} = 330k\Omega \quad (5.32)$$

$$R_{Mv2} = 470\Omega \quad (5.33)$$

$$R_{Mv3} = 1k\Omega \quad (5.34)$$

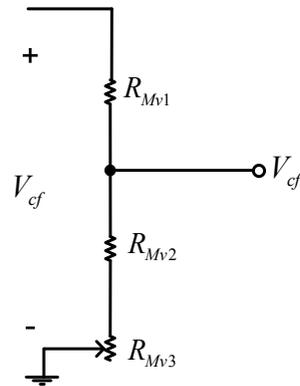


Figura 5.6 – Circuito do sensor de tensão a partir de divisor resistivo

O potenciômetro é adicionado de forma a possibilitar o ajuste fino experimentalmente do ganho.

5.3.4. Fontes Auxiliares

São necessárias fontes de +15 Volts e -15 Volts, para a alimentação de circuitos integrados, sensores de corrente e amplificadores operacionais. Ambas as fontes foram projetadas para a potência de 15 Watts, que é a potência máxima dos reguladores de tensão utilizados.

O esquemático do circuito é apresentado na Figura 5.7. Os reguladores de tensão LM7819 e LM7915, detalhados em [22] e [23], são utilizados.

Os diodos da ponte retificadora são do modelo 1N4006, pois atendem às especificações necessárias e por sua disponibilidade.

Os capacitores C_{filtro} são necessários para filtragem de alta frequência e podem ser capacitores cerâmicos de $100nF / 63V$.

Os capacitores C_{15} são eletrolíticos de $10\mu F / 50V$.

Os capacitores da tensão retificada, C_{fa1} e C_{fa2} , são calculados a partir da corrente eficaz de carga. Seja o circuito equivalente de cada fonte auxiliar mostrado na Figura 5.8.

Os capacitores C_{fa1} e C_{fa2} são calculados pela expressão (5.35), sendo V_{ond} a ondulação de tensão desejada no capacitor, que neste caso foi especificada por (5.36).

$$C_{fa1,2} = \frac{I_{carga1,2}}{2 \cdot f_{rede} \cdot V_{ond}} \tag{5.35}$$

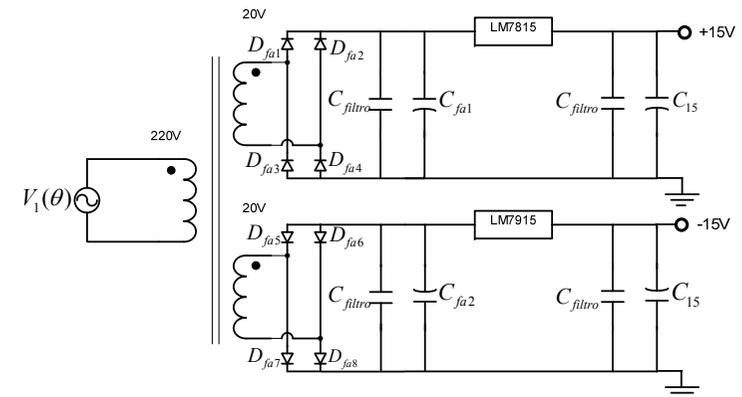


Figura 5.7 – Esquemático do circuito das fontes auxiliares

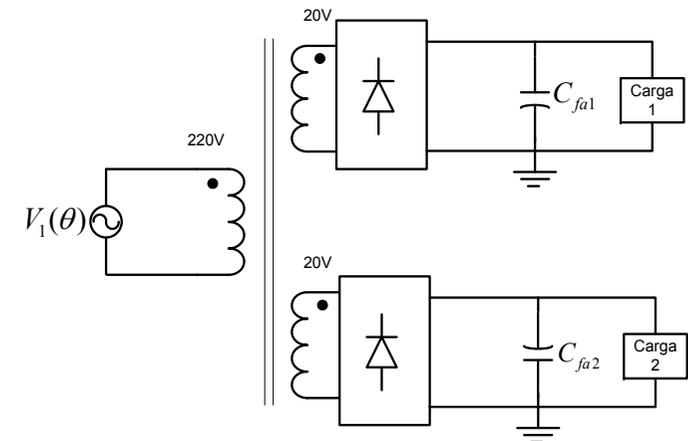


Figura 5.8 – Circuito equivalente das fontes auxiliares

$$V_{ond} = 2V \quad (5.36)$$

$$C_{fa1} = C_{fa2} = 2200\mu F \quad (5.37)$$

O projeto físico do transformador da fonte auxiliar foi realizado, através de uma planilha presente no apêndice do trabalho.

5.3.5. Circuito de Sincronismo

O circuito de sincronismo tem como objetivo gerar um sinal que seja a imagem da tensão da rede retificada. Decidiu-se por utilizar um transformador isolador seguido por uma ponte retificadora. O circuito é apresentado pela Figura 5.9.

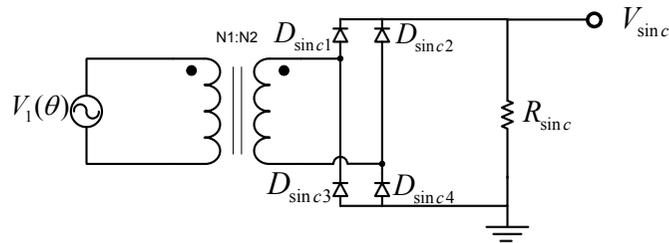


Figura 5.9 – Circuito do Sinal de Sincronismo

A relação de espiras do transformador definirá o ganho do valor da tensão obtida em relação ao da rede. A tensão de sincronismo é responsável por gerar a corrente de sincronismo, $I_{AC}(\theta)$, para o controle do integrado UC3854B, além de ajustar o valor da entrada C do multiplicador do integrado, responsável pelo controle *feed-forward* do valor eficaz da tensão de rede.

A resistência R_{sinc} é elevada e é utilizada para garantir a condução contínua da ponte retificadora.

$$R_{sinc} = 820k\Omega \quad (5.38)$$

Os diodos da ponte retificadora serão do modelo 1N4006, por atender às características desejadas e por sua disponibilidade.

Selecionando uma relação de transformação 1:1 do transformador utilizado, é possível realizar o seu projeto. A potência deste transformador é

bastante baixa, pois é responsável apenas por gerar a corrente de sincronismo, entrada B do multiplicador, e gerar o sinal de *feed-forward*, entrada C do multiplicador do UC3854B. O projeto físico do transformador consta no apêndice do trabalho.

5.3.6. Circuito de Proteção Contra Sobretensão

Para garantir que a tensão de barramento CC do filtro ativo não ultrapasse o limite suportado pelo capacitor, projetou-se um circuito de proteção que limite esta tensão, de forma que quando a tensão atingir um valor estipulado, os pulsos de comando dos *Mosfets* sejam desabilitados.

O circuito utilizado é um comparador de histerese. Quando a tensão ultrapassa um limite definido, os pulsos de comando são desabilitados, sendo ativados novamente quando a tensão atinge outro valor definido.

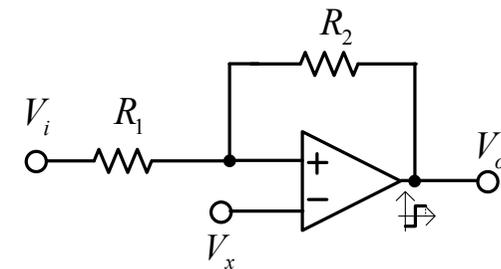


Figura 5.10 – Circuito do comparador de histerese

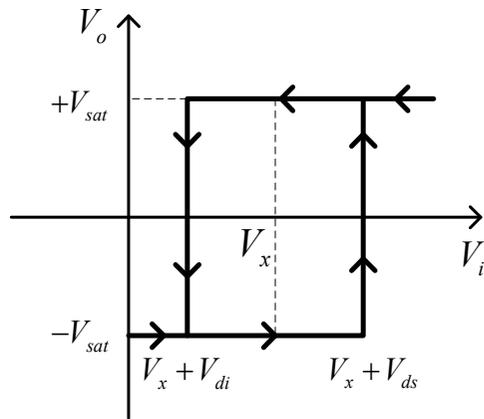


Figura 5.11 – Característica do comparador de histerese

O comparador de histerese possui a característica tensão de entrada por tensão de saída apresentada na Figura 5.11. A tensão de saída satura positivamente a partir do valor $V_x + V_{ds}$ de entrada, e passa a saturar negativamente somente quando a tensão de entrada decresce e atinge $V_x + V_{di}$, em que $\pm V_{sat}$ é a tensão de alimentação do amplificador operacional.

$$V_{ds} = \frac{R_1}{R_2} (+V_{sat}) \quad (5.39)$$

$$V_{di} = \frac{R_1}{R_2} (-V_{sat}) \quad (5.40)$$

O circuito completo de proteção contra sobretensão é apresentado na Figura 5.12. O sinal de tensão do barramento CC do filtro ativo é monitorado, sendo usado no comparador de histerese, como o mostrado na Figura 5.12.

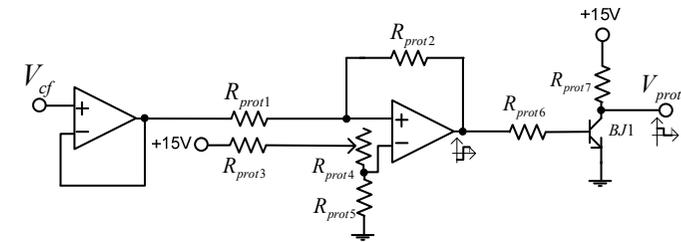


Figura 5.12- Circuito de proteção contra sobretensão

A faixa de proteção da tensão do barramento CC do filtro ativo ficou definida acima de 500 Volts e abaixo de 230 Volts. Dessa forma, tem-se os seguintes valores definidos:

$$V_x = 0,92V \quad (5.41)$$

$$V_x + V_{ds} = 1,25V \quad (5.42)$$

$$V_x + V_{di} = 0,75V \quad (5.43)$$

Com isso, pode-se definir o valor dos resistores do circuito:

$$R_{prot1} = 2,2k\Omega \quad (5.44)$$

$$R_{prot2} = 100k\Omega \quad (5.45)$$

$$R_{prot3} = 8,2k\Omega \quad (5.46)$$

$$R_{prot4} = 10k\Omega \quad (5.47)$$

$$R_{prot5} = 1k\Omega \quad (5.48)$$

Como é desejável que o sinal de proteção seja nulo quando o limite superior ou inferior da tensão de barramento é atingido, e positivo dentro da faixa permitida, faz-se necessário o uso de um transistor NPN para gerá-lo.

Para esta finalidade, empregou-se o transistor 2N2222, e os resistores de base e coletor foram calculados a partir do ganho de corrente desejado e analisado em catálogo.

$$R_{prot6} = 27k\Omega \quad (5.49)$$

$$R_{prot7} = 3,3k\Omega \quad (5.50)$$

5.3.7. Driver

O *driver* utilizado para enviar os pulsos de comando para os *Mosfets* é o SKHI 20opA, da *Semikron*. Este *driver* comanda dois interruptores do mesmo braço, de forma complementar, e com pulsos isolados. Uma fonte especial é necessária para alimentar o *driver*, a SKHI PS2, também do fabricante *Semikron*.

A configuração dos pinos da fonte e do *driver* são apresentadas abaixo, na Figura 5.13 e na Figura 5.14.

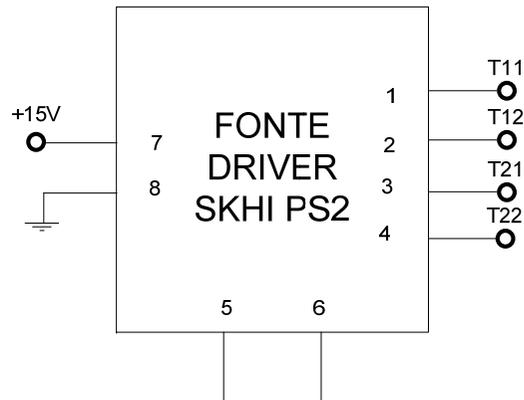


Figura 5.13 – Configuração da fonte SKHIPS2

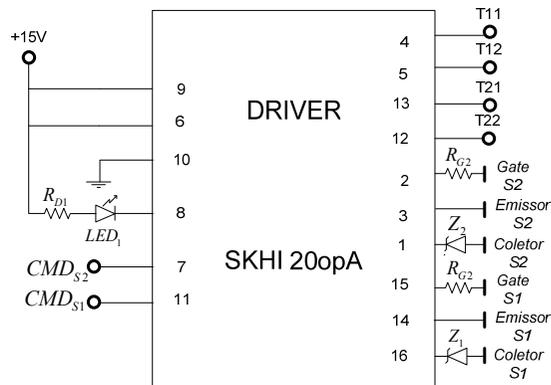


Figura 5.14 – Configuração do *driver* SKHI 20opA



A fonte do *driver*, SKHI PS2, possui apenas os terminais para a alimentação e os terminais de saída, que alimentam o *driver*.

Já o *driver* foi configurado como mostra a Figura 5.14, sendo alimentado por uma tensão de +15 Volts, provida pela fonte auxiliar, e com entradas para as tensões isoladas da fonte SKHI PS2.

O pino 8 é referente à saída de erro do *driver*. Quando o *driver* detecta algum erro, como sobrecorrente ou curto-circuito de braço, o sinal neste pino é comutado para o nível lógico baixo. Configurando a saída deste pino como é apresentado na Figura 5.14, o *led* acende na ocorrência de um erro, sinalizando-o. O resistor R_{D1} foi calculado de forma a atender à máxima corrente suportada pelo pino, 15 miliampères.

$$R_{D1} = \frac{15V}{15mA} = 1k\Omega \tag{5.51}$$

Outro parâmetro a ser calculado é o valor da resistência de *gate*. Esta resistência limita a corrente máxima de *gate* e, dessa forma, também determina a derivada de tensão entre *gate-source*.

Conhece-se a seguinte expressão de corrente no capacitor:

$$i_c = C \cdot \frac{dV_c}{dt} \tag{5.52}$$

No bloqueio da chave, a tensão de *gate* passa de +15 Volts para -8 Volts, e na condução da chave de -8 Volts para +15 Volts, possuindo um ΔV_{GS} de 23 Volts na comutação do *Mosfet*. Essa variação de tensão ocorre sobre um capacitor intrínseco do *Mosfet*, C_{gs} . Dessa forma, pode-se escrever a seguinte expressão:

$$i_G = C_{gs} \cdot \frac{\Delta V_{GS}}{t_{f,r}} \tag{5.53}$$

Os tempos de subida e descida da chave são dados no catálogo, e estão próximos de 50 nanosegundos. Assim, pode-se calcular a corrente de *gate* necessária para se obter este tempo de subida, ou descida.

$$i_G = 2,3A \tag{5.54}$$

Como esta corrente, especificada a partir dos tempos de subida e descida nominais da chave, é menor que a corrente máxima suportada pelo *driver*, a corrente de *gate* pode ser limitada por este valor.

$$i_{G\max} = 2,3A \quad (5.55)$$

$$R_{G\min} = \frac{23V}{2,3A} = 10\Omega \quad (5.56)$$

Este é o mínimo valor de resistência necessário para que o *driver* opere de forma adequada. Pode-se então utilizar um resistor com valor de 10Ω .

Na prática, foi observado que um valor de resistência de *gate* tão pequeno não oferece um funcionamento adequado, devido às capacitâncias internas do *Mosfet* e do diodo interno que no momento do bloqueio podem causar sobretensão nas chaves. Experimentalmente, verificou-se que um valor adequado para esta resistência é o valor apresentado por (5.57).

$$R_G = 47\Omega \quad (5.57)$$

5.4. SIMULAÇÕES

Simulações do sistema com os parâmetros do circuito de potência e controle foram realizadas no *software* PSIM (versão 6.0) a fim de validar todo o projeto desenvolvido e, ainda, possibilitar a comparação com os resultados experimentais.

A simulação inclui o uso do integrado UC3854B, modelo existente na biblioteca do PSIM, com toda a configuração de seus parâmetros conforme calculados.

As principais formas de onda obtidas, mostrando o funcionamento do sistema em regime permanente, para carga nominal e leve, e sua operação em transitórios de carga., serão apresentadas nessa seção.

5.4.1. Formas de Onda

A Figura 5.15 apresenta as formas de onda da tensão e corrente de entrada, e a tensão de barramento de carga, sem e com a operação do filtro ativo, para carga nominal de projeto, 3kW.

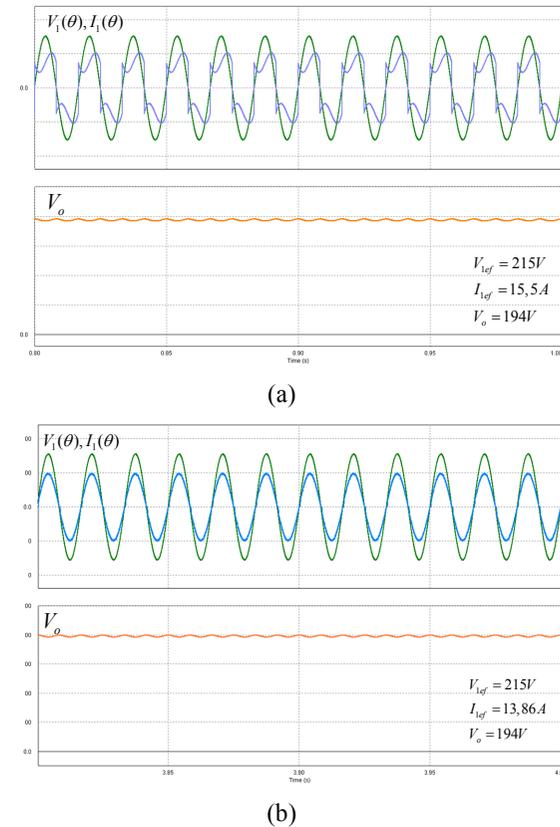


Figura 5.15 - Tensão e corrente de entrada e tensão de barramento CC da carga com potência nominal (a) sem o filtro ativo; (b) com o filtro ativo

Observa-se que, na operação com a FAP, a corrente de entrada possui o formato senoidal e em fase com a tensão de entrada, comprovando o funcionamento esperado. A corrente de entrada do retificador indutivo é distorcida, de forma que a THD desta corrente é maior que 40%, e o fator de potência da estrutura é estimado próximo de 87%. Na operação da carga com o FAP projetado, verifica-se que a corrente de entrada é senoidal e em fase com a tensão de entrada, obtendo um fator de potência unitário e uma THD da corrente de entrada praticamente nula. A Figura 5.16 mostra o espectro harmônico da corrente de entrada do sistema, com o retificador

indutivo operando sem e com a aplicação do filtro ativo proposto, para potência nominal.

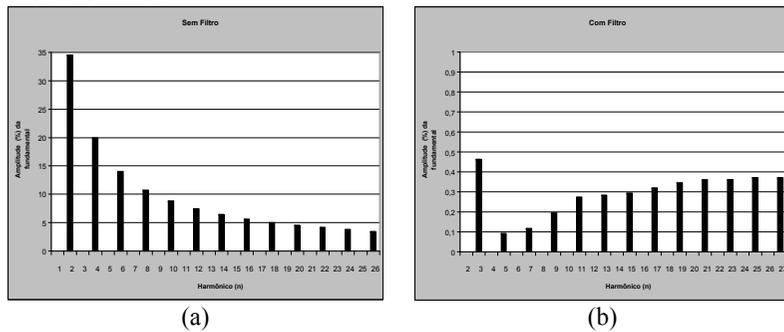


Figura 5.16 – Espectro harmônico da corrente de entrada (a) sem filtro ativo; (b) com filtro ativo

Pode-se verificar que os níveis das componentes harmônicas da corrente de entrada com a operação do filtro ativo são bastante pequenos, menores que 1%.

As formas de onda da tensão de rede juntamente com a corrente de entrada, corrente de entrada retificada, corrente no indutor de carga e do filtro ativo, podem ser observadas na Figura 5.17.

Na Figura 5.19 a tensão de barramento CC do filtro ativo é apresentada, podendo-se observar seu valor se estabilizou próximo de 400 Volts, conforme previa o projeto

Formas de onda da tensão e corrente de entrada, e da tensão de barramento CC da carga, para operação da carga sem e com o filtro ativo em 10% de potência nominal são apresentadas na Figura 5.19, a fim de comprovar o funcionamento adequado do filtro ativo proposto, inclusive para carga leve.

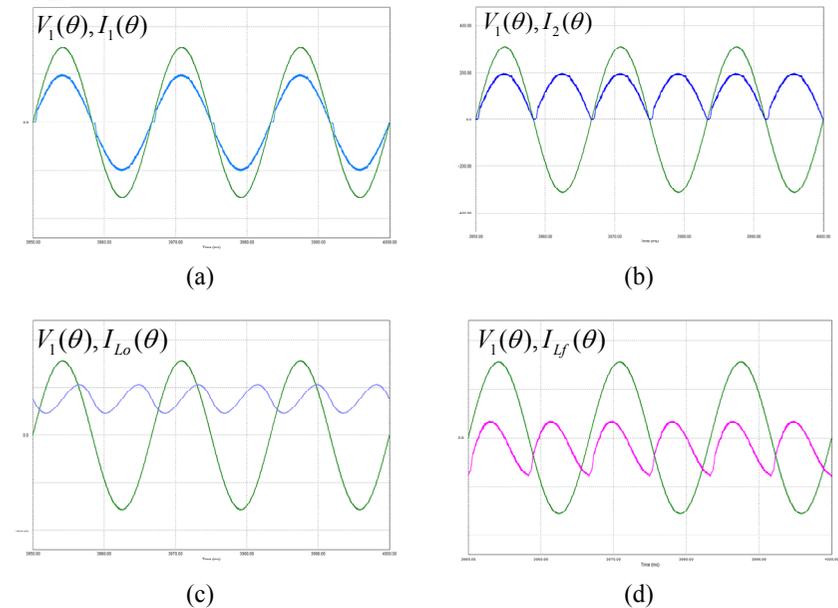


Figura 5.17 – Tensão da rede e (a) corrente de entrada; (b) corrente de entrada retificada; (c) corrente no indutor de carga; (d) corrente no indutor do filtro ativo

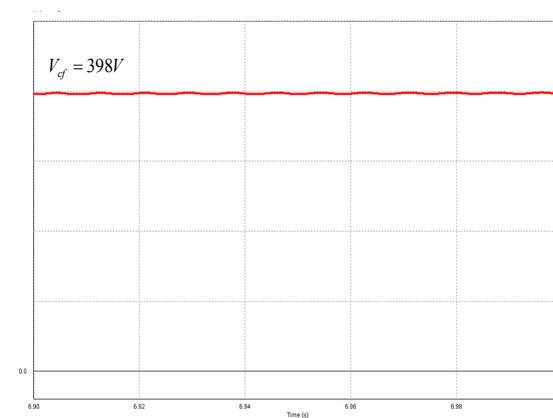
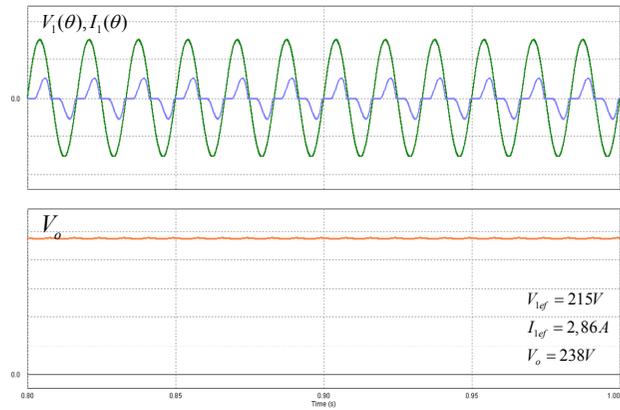
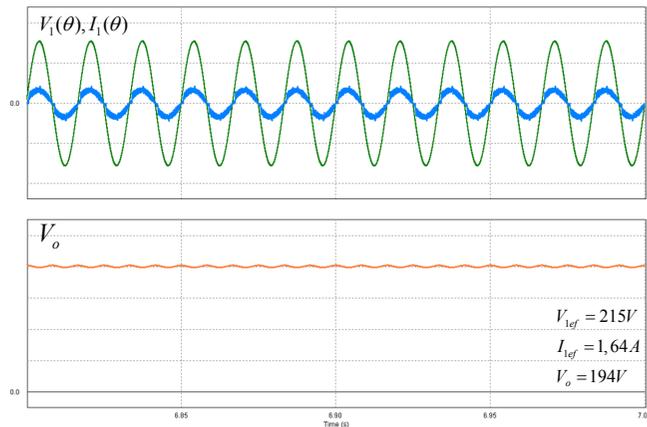


Figura 5.18 – Tensão de barramento CC do filtro ativo



(a)

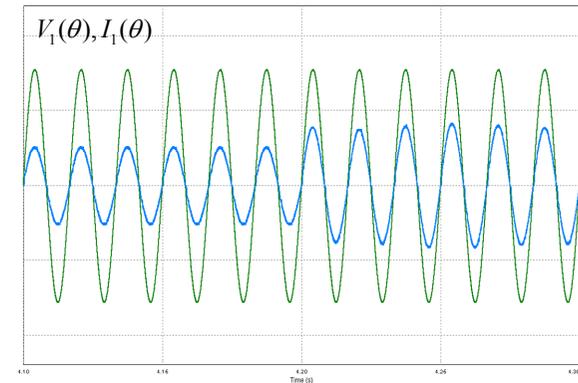


(b)

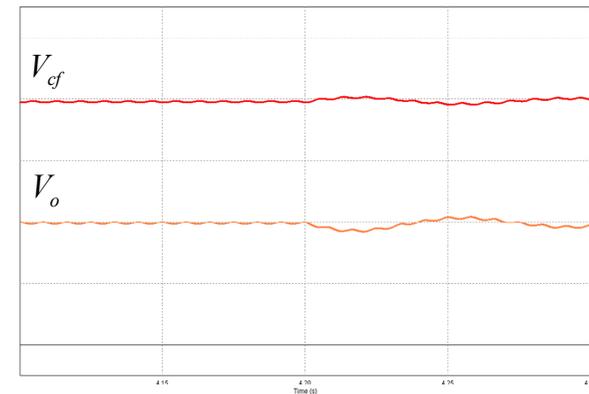
Figura 5.19 - Tensão e corrente de entrada e tensão de barramento CC da carga com 10% de potência nominal (a) sem o filtro ativo; (b) com o filtro ativo

Também foi realizada uma simulação de transitório de carga, a fim de verificar a dinâmica do sistema e se os compensadores atuam de forma adequada, assegurando os valores das tensões de carga e filtro próximas do valor de regime, de forma a manter o sistema estável. Um degrau de carga de 65% para 100% de potência nominal foi aplicado e as formas de onda da

tensão e corrente de entrada, tensões de barramento CC e do filtro ativo são apresentadas na Figura 5.20.



(a)



(b)

Figura 5.20 - Transitório de carga de 65% para 100% de potência nominal (a) tensão e corrente de entrada; (b) tensões de barramento CC do filtro ativo e de carga

Verifica-se que o sistema se manteve estável, e teve um comportamento dinâmico satisfatório, havendo pouca variação nos níveis de tensão dos barramentos de carga e do filtro.

5.5. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta sessão as principais formas de onda obtidas experimentalmente em regime permanente - em potência nominal e carga leve - e transitório de carga são apresentadas e podem ser comparadas com as formas de onda obtidas por simulação.

Para a implementação da estrutura, utilizou-se os valores de componentes passivos calculados no capítulo quatro, assim como os compensadores definidos no capítulo anterior e os circuitos auxiliares apresentados neste capítulo. O esquemático do circuito completo, juntamente com a lista de componentes, está apresentado no apêndice deste trabalho.

5.5.1. Fotos do Protótipo

O protótipo desenvolvido e implementado pode ser visualizado na foto apresentada na Figura 5.21, e seus principais componentes aparecem em destaque.

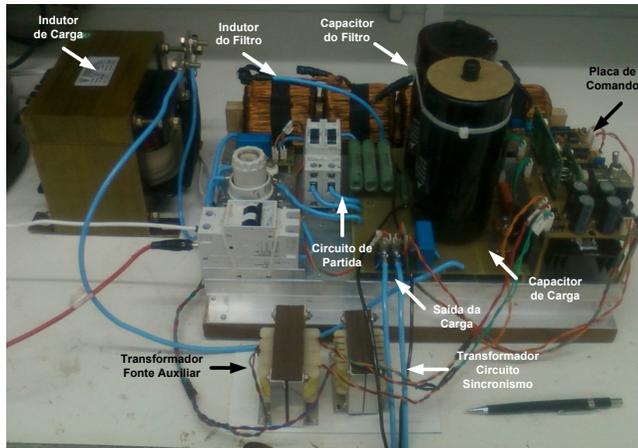


Figura 5.21 – Foto do protótipo implementado

Todo o circuito foi fixado no mesmo suporte, de forma que o dissipador, além de dissipar o calor gerado, também foi utilizado com esta finalidade. Observa-se que os componentes de potência do filtro e da carga

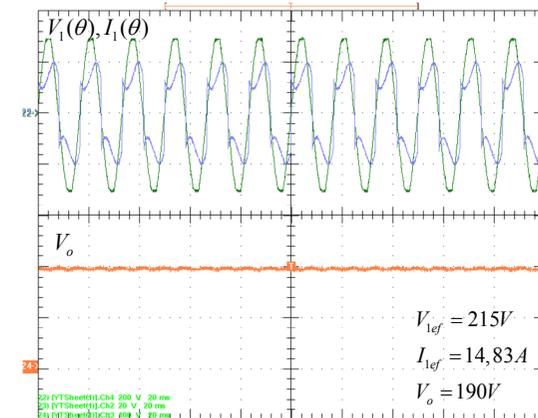
estão bastante próximos, e apenas o indutor da carga não foi fixado no suporte, devido ao seu volume e peso. Do lado direito do protótipo, encontra-se a placa com todo o circuito de comando, incluindo as fontes auxiliares.

A tensão de entrada foi obtida a partir de um variador de tensão. Na partida a tensão de entrada é elevada até o valor nominal, progressivamente. Como carga, utilizaram-se dois bancos de resistores de potência.

5.5.2. Formas de Onda

O filtro ativo foi testado em vários valores distintos de carga, variando de 10% a 100% da potência nominal de projeto (3 kW).

A Figura 5.22 apresenta as formas de onda da tensão e corrente de entrada, juntamente com a tensão de barramento de carga, sem e com a operação do filtro ativo, para carga nominal de projeto.



(a)

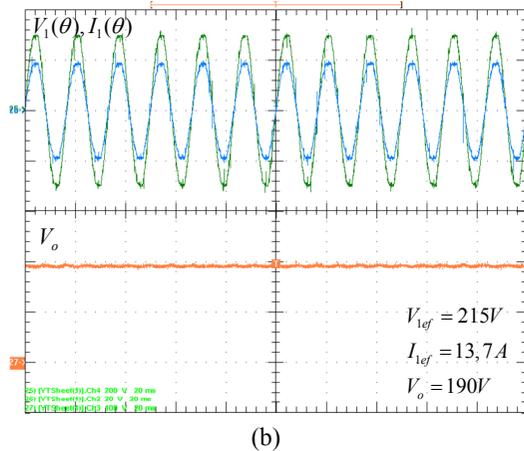


Figura 5.22 – Tensão e corrente de entrada e tensão de barramento CC da carga com potência nominal (a) sem o filtro ativo; (b) com o filtro ativo

A partir da Figura 5.22, pode-se observar a forma de onda da corrente de entrada, para a carga ensaiada, sem e com a inserção do filtro ativo no sistema. Além disso, os valores eficazes da tensão e corrente de entrada, e a tensão média de barramento CC da carga também são apresentados. As formas de onda e os níveis de tensão e corrente obtidos experimentalmente podem ser comparados com os valores resultantes da simulação, Figura 5.15 - Tensão e corrente de entrada e tensão de barramento CC da carga com potência nominal (a) sem o filtro ativo; (b) com o filtro ativo, verificando-se que são bastante próximos.

A THD da corrente de entrada do retificador indutivo para este valor de carga foi calculada em aproximadamente 43%, e o fator de potência da estrutura em 88%. Com o filtro ativo proposto inserido no sistema, obtém-se uma corrente de entrada senoidal e em fase com a tensão de entrada, resultando em um fator de potência unitário e uma THD da corrente de entrada menor que 4%. A Figura 5.23 mostra o espectro harmônico da corrente de entrada do sistema, sem e com a aplicação do filtro ativo proposto, para potência nominal.

Pode-se verificar que os níveis dos harmônicos da corrente de entrada com a operação do filtro ativo são bastante pequenos, de forma que a maioria encontra-se abaixo de 1% do valor da fundamental, com exceção da 5ª harmônica, que é menor que 2,5%.

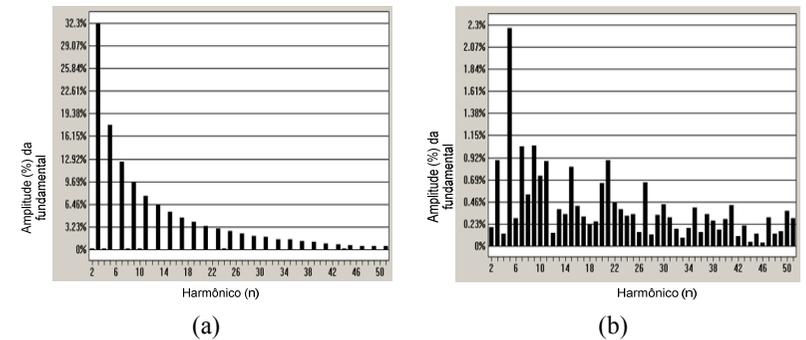


Figura 5.23 – Espectro harmônico da corrente de entrada (a) sem filtro ativo; (b) com filtro ativo

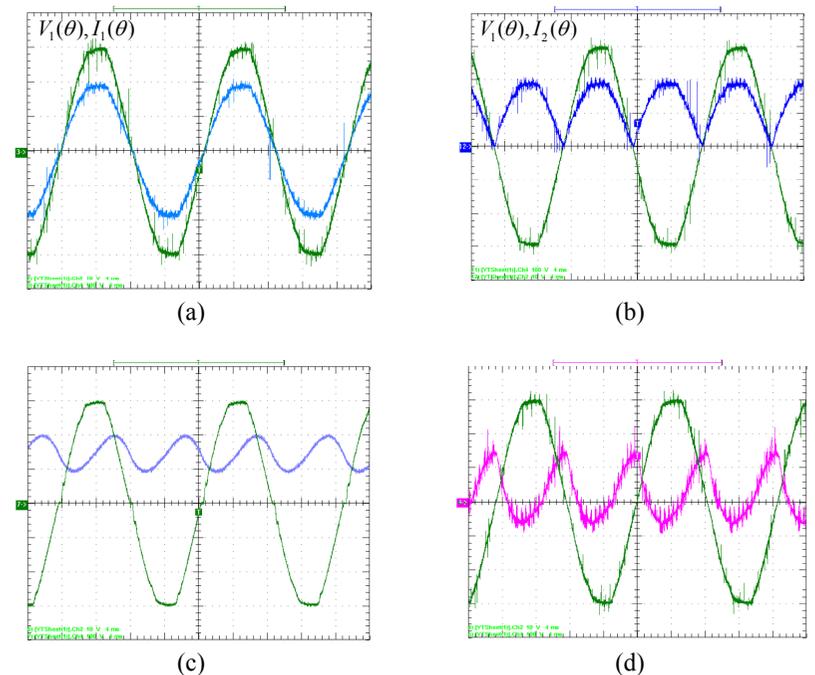


Figura 5.24 – Tensão da rede e (a) corrente de entrada; (b) corrente de entrada retificada; (c) corrente no indutor de carga; (d) corrente no indutor do filtro ativo

As formas de onda da tensão de rede juntamente com a corrente de entrada, corrente de entrada retificada, corrente no indutor de carga e do filtro ativo, podem ser analisadas na Figura 5.24.

Na Figura 5.25 visualiza-se a tensão de barramento CC do filtro ativo, com operação em regime permanente. Observa-se que o valor desta tensão se estabilizou em 403 Volts, sendo a tensão de barramento CC do filtro ativo de projeto foi definida em 400 Volts. Com isso, pode-se concluir que a estrutura de controle de potência do filtro ativo funcionou de forma satisfatória.

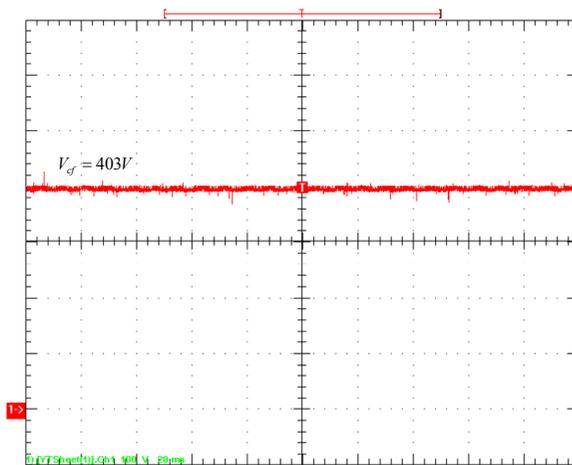
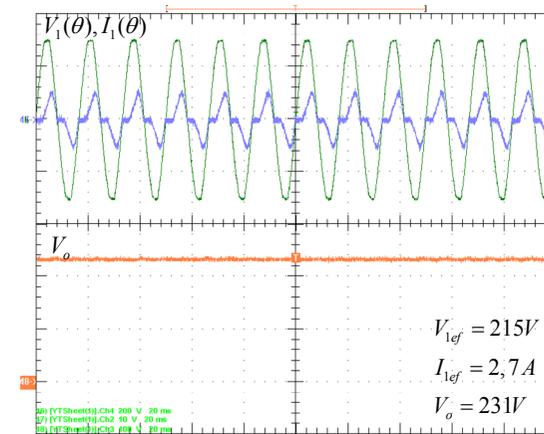
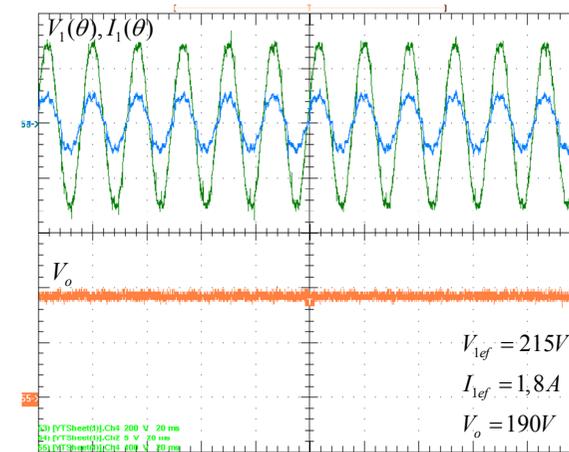


Figura 5.25 – Tensão de barramento CC do filtro ativo

Formas de onda da tensão e corrente de entrada e da tensão de barramento CC da carga, para operação da carga sem e com o filtro ativo em 10% de potência nominal, estão apresentadas na Figura 5.26, a fim de comprovar o funcionamento adequado do filtro ativo proposto inclusive para cargas leves.



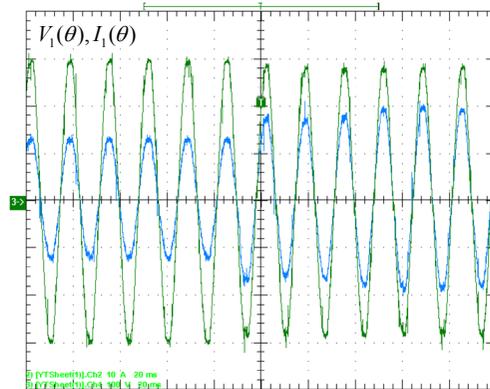
(a)



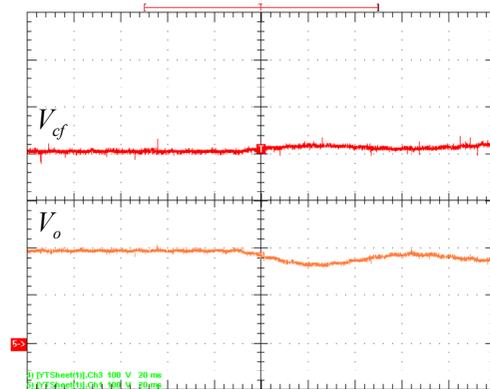
(b)

Figura 5.26 - Tensão e corrente de entrada e tensão de barramento CC da carga com 10% de potência nominal (a) sem o filtro ativo; (b) com o filtro ativo

Ainda, em um transitório de carga, de 65% para 100% de carga nominal, foi realizado, a fim de se comprovar as formas de onda obtidas por simulação e apresentadas na Figura 5.20. As formas de onda de tensão e corrente de entrada, tensões de barramento CC de carga e do FAP são mostradas na Figura 5.27.



(a)



(b)

Figura 5.27 – Transitório de carga de 65% para 100% de potência nominal (a) tensão e corrente de entrada; (b) tensões de barramento CC do filtro ativo e de carga

Verifica-se que a corrente se manteve senoidal, mesmo no transitório, e as tensões de barramento de carga e do filtro variaram pouco, tendendo rapidamente ao valor de regime permanente.

Tabela 5.4 – Fator de potência, THD da corrente de entrada e rendimento da estrutura, para diferentes valores de carga, sem e com o filtro ativo

Potência em relação à potência nominal com operação do FAP	Sem FAP			Com FAP		
	FP	THD _{I1}	η	FP	THD _{I1}	η
100%	0,88	42,7%	98,6%	1	3,87%	95,1%
70%	0,86	42,9%	98,9%	1	3,33%	97,1%
60%	0,85	43%	98,8%	1	4%	96,86%
30%	0,74	44%	97,8%	1	4,5%	93,97%
20%	0,74	38%	97,2%	0,99	7,7%	90,38%
10%	0,75	45%	95%	0,96	15%	79,25%

A partir das formas de onda obtidas pela operação do sistema com e sem o filtro ativo para diferentes valores de carga, os resultados de fator de potência, THD da corrente de entrada, calculados a partir das formas de onda pelo software *WaveStar*, e rendimento da estrutura, medido com um analisador de potência digital, foram resumidos na Tabela 5.4.

Com as formas de onda apresentadas, em regime permanente e transitório de carga, e com os resultados apresentados na Tabela 5.4, é possível concluir que o filtro ativo teve uma operação satisfatória para uma faixa ampla de potência.

A THD da corrente de entrada se encontrou abaixo de 10% para a faixa de 20% a 100% de potência nominal, e o fator de potência nesta faixa se manteve unitário. Também verificou-se que o rendimento da estrutura não ficou tão degradado dentro de certa faixa de potência, lembrando que a eficiência não foi uma preocupação na definição do projeto.

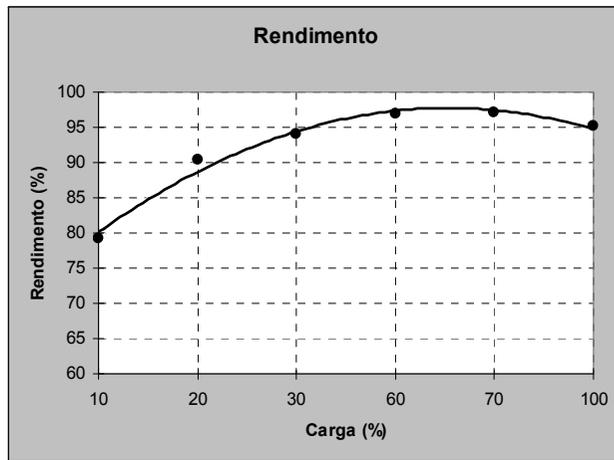


Figura 5.28 – Rendimento da estrutura com o FAP em função da carga nominal

Para 10% de carga nominal, o filtro ainda teve um resultado bom, melhorando bastante a característica da corrente de entrada, mas o rendimento foi baixo. Como a frequência de comutação é bastante elevada, as perdas por comutação são bastante consideráveis. O emprego de comutação suave neste conversor pode melhorar muito a eficiência do mesmo.

5.6. CONCLUSÕES

Neste capítulo, a especificação dos semicondutores e os projetos dos circuitos auxiliares foram realizados. As formas de onda obtidas por simulação e experimentalmente, com os circuitos e componentes projetados, foram apresentadas.

O conversor foi testado em regime permanente, para uma faixa ampla de potência, e em transitório de carga, obtendo-se resultados que comprovam o funcionamento correto e eficiente do filtro ativo e validam o projeto desenvolvido. O comportamento adequado do sistema de controle também qualifica toda a modelagem e projeto desenvolvido neste trabalho, e as várias melhorias que a inclusão do filtro ativo pode trazer à carga analisada foram comprovadas.



CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho, o estudo da aplicação de um filtro ativo paralelo conectado no lado CC de uma carga retificadora com filtro indutivo-capacitivo foi realizado. O objetivo principal deste trabalho foi apresentar o princípio de funcionamento da estrutura, uma metodologia de projeto, e comprová-los experimentalmente.

A semelhança obtida entre os resultados de simulação e experimentais validam o projeto realizado, aproximando a teoria da prática, salvo as não idealidades e simplificações adotadas. Os resultados obtidos experimentalmente comprovaram a eficácia da estrutura de filtro ativo paralelo proposta para a correção da carga estudada.

Com a aplicação do FAP proposto no retificador indutivo, verificou-se que é possível operar no MCC, para uma mesma faixa de valores de carga, utilizando-se uma indutância menor que no caso em que o FAP não é utilizado. Esta característica acarreta em uma economia de custo do indutor empregado, além da redução de volume do mesmo e, conseqüentemente, da estrutura.

A utilização deste tipo de carga com o FAP resulta em uma tensão de saída constante e independente do valor de carga, em uma corrente de entrada com taxa de distorção harmônica bastante baixa, e em fator de potência unitário.

As vantagens do conjunto carga e FAP estudado, em relação à estrutura retificador capacitivo com FAP, incluem o menor processamento de potência reativa do FAP – resultando em menores esforços nos componentes de potência do filtro – e uma operação controle adequada sem necessidade de técnicas muito avançadas, já que a corrente de carga é menos distorcida para o retificador indutivo.

A conexão do filtro ativo no lado CC da carga implicou na operação do conversor em dois quadrantes – bidirecional em corrente e unidirecional em tensão. Esta característica possibilitou o uso do integrado UC3854B, bastante difundido para controle de corrente por valores médios instantâneos, para o controle da corrente de entrada retificada. O uso deste integrado para o controle de um FAP é algo interessante, já que reflete simplicidade e redução de custo. Várias funcionalidades deste integrado foram utilizadas: proteções, modulador PWM, multiplicador de um quadrante e compensador de corrente.

O maior problema encontrado no estudo da estrutura foi a ressonância de carga. Como os valores de indutância e capacitância de

carga eram elevados, a frequência de ressonância de carga era baixa, e interferia na operação do compensador de tensão, desestabilizando o sistema. Algumas tentativas para solucionar este problema e obter uma operação satisfatória, em transitórios e regime permanente, foram realizadas. Por fim, chegou-se à solução proposta neste trabalho, a qual garantiu as respostas desejadas. Diferente da estrutura de controle convencional aplicada aos FAP monofásicos, o sinal da corrente de referência é gerado por uma soma de um sinal proporcional à corrente de carga e do compensador de tensão, resultando na adição de um sensor de corrente. O estudo de outras estruturas de controle do FAP para este tipo de carga é sugerido, podendo acarretar em resultados dinâmicos melhores e na redução de componentes do circuito de controle.

Outra característica da estrutura proposta é o uso da frequência de comutação elevada. Este valor foi definido por simulação, de forma a se obter uma corrente de entrada pouco distorcida para a operação em uma ampla faixa de valores de carga. O estudo da aplicação de comutação suave neste FAP é sugerido, pois pelo ensaio de rendimento verificou-se que as maiores perdas são devido à comutação, como já era esperado. O uso de comutação suave tornará a eficiência da estrutura elevada.



REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Akagi, H. *Active Harmonic Filters*. Proceedings of the IEEE, VOL. 93, NO.12, Dec. 2005.
- [2] Peng, F. Z. *Harmonic and Filtering Approaches*. IEEE Industry Application Magazine, Jul. 2001;
- [3] Peng F. Z. *Application Issues of Active Power Filters*. IEEE Industry Application Magazine, Sep. 1998;
- [4] Bhim, S.; Al-Haddad, K.; Chandra, A. *A Review of Active Filters for Power Quality Improvement*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL. 46, NO. 5, Oct. 1999;
- [5] Ortamann, M. S. *Filtro Ativo Trifásico com Controle Vetorial Utilizando DSP: Projeto e Implementação*. Florianópolis, 2008. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina;
- [6] Souza, F. P. *Correção de Fator de Potência para Instalações de Baixa Potência Empregando Filtros Ativos*. Florianópolis, 2000. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina;
- [7] Lindeke, D. *Projeto de um Filtro Ativo Paralelo de 1kVA Usando Técnicas de Controle Analógico e Digital*. Florianópolis, 2003. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [8] Fenili, M. P. *Estudo e Implementação de um Filtro Ativo Paralelo Monofásico de 8kVA*. Florianópolis, 2007. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [9] Erickson, Robert W. *Fundamentals of Power Electronics*. Chapman & Hall, 1997
- [10] Fuerback, A. L.; Postiglione, C. Silveira; Gonçalves, O. H.; Lazzarin, T. B. *Análise da Topologia Tradicional do Retificador Boost*. Relatório Interno. INEP, Florianópolis 2004.
- [11] Pertence Junior, Antonio. *Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos*. Bookman, 2007.
- [12] Nilsson, James W.; Riedel, Susan A. *Circuitos Elétricos*. LTC, 2003.
- [13] Barbi, I., Martins, D. C.; 2000. *Eletrônica de Potência - Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*. 3. ed. Editora: Edição do Autor;
- [14] Barbi, I.; 2005. *Eletrônica de Potência*. 5. ed. Editora: Edição do Autor;
- [15] Ortmann, M. S.; 2008. *Análise do Impacto da Natureza e Parâmetros da Carga na Especificação do Filtro Ativo*. Florianópolis. Publicação Interna, curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Instituto de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina;
- [16] Tarter, R. E; 1993. *Solid-State Power Conversion Handbook*. 1. ed. Editora: Wiley-Interscience;
- [17] Kassick, E. V.; 2008. *Harmônicas em Sistemas Industriais de baixa Tensão*. Florianópolis. Publicação Interna, curso de Engenharia Elétrica, Instituto de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina;
- [18] Datasheet, Texas Instrument: “UC3854A/B”, www.ti.com.
- [19] Datasheet, International Rectifier: “IRF31N50L”, www.irf.com;
- [20] Datasheet, LEM: “Current Transducer LA55-P”, www.lem.com;
- [21] Datasheet, Semikron: “SKB 30”, www.semikron.com
- [22] Datasheet, National Semiconductor: “LM78XX”, www.national.com
- [23] Datasheet, National Semiconductor: “LM79XX”, www.national.com

PROJETO DOS COMPENSADORES DE TENSÃO E CORRENTE



FILTRO ATIVO
Projeto dos Compensadores

Professor: Ivo Barbi
Aluna: Sílvia Helena Pini

Florianópolis

1 - Malha de Corrente:

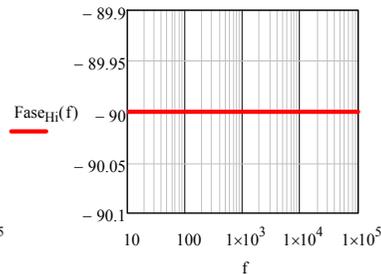
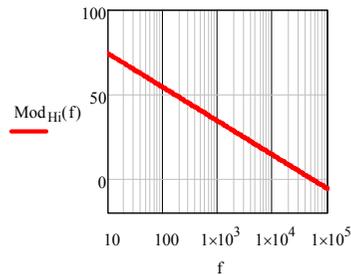
a) Função de Transferência da Planta:

$$\frac{\Delta I_L(s)}{\Delta D(s)} = H_I(s)$$

$$H_I(f) := \frac{V_{cf}}{sI(f) \cdot L_f}$$

$$\text{Mod}_{H_I}(f) := 20 \cdot \log\left(\frac{|H_I(f)|}{A}\right) \quad \text{sem unidade}$$

$$\text{Fase}_{H_I}(f) := \arg(H_I(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$



b) Cálculo do Compensador de Corrente:

Ganho do sensor de corrente:

$$G_{\text{sensorI}} := \frac{1}{10}$$

$$G_{\text{sensorI}} = 0.1$$

$$R_{\text{sh}} := G_{\text{sensorI}}$$

Ganho do modulador PWM:

$$V_{\text{ds}} := 4 \cdot V$$

$$G_{\text{pwm}} := \frac{1}{V_{\text{ds}}}$$

$$G_{\text{pwm}} = 0.25 \frac{1}{V}$$

amplitude da dente de serra do integrado UC3854B

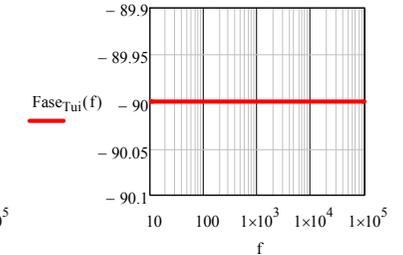
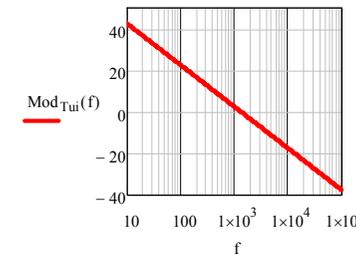
FTMA do sistema não compensado:

$$T_{\text{ui}}(f) := H_I(f) \cdot G_{\text{sensorI}} \cdot G_{\text{pwm}} \cdot \left(\frac{V}{A}\right)$$

Diagrama de Bode:

$$\text{Mod}_{T_{\text{ui}}}(f) := 20 \cdot \log(|T_{\text{ui}}(f)|)$$

$$\text{Fase}_{T_{\text{ui}}}(f) := \arg(T_{\text{ui}}(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$



c) Especificações do Sistema Compensado:

$$f_{\text{cides}} := \frac{f_s}{10}$$

$$f_{\text{cides}} = 10 \cdot \text{kHz}$$

frequência de corte

$$f_{\text{zi}} := \frac{f_{\text{cides}}}{2}$$

$$f_{\text{zi}} = 5 \times 10^3 \cdot \text{Hz}$$

frequência do zero

Verificar qual é o ganho e a fase do sistema não compensado para f_{cides} :

$$\text{Mod}_{T_{ui}}(f_{cides}) = -17.547 \text{ dB}$$

$$\text{Fase}_{T_{ui}}(f_{cides}) = -90$$

$$\text{MF}_{T_{ui}} := |-180 - \text{Fase}_{T_{ui}}(f_{cides})|$$

$$\text{MF}_{T_{ui}} = 90$$

Cálculo dos pólos e zeros do compensador:

$$f_{p2i} := 2 \cdot f_{cides} \quad \boxed{f_{p2i} = 2 \times 10^4 \cdot \text{Hz}} \quad \text{freqüência do segundo pólo}$$

$$\theta_{zi} := \arg(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{cides} + 2 \cdot \pi \cdot f_{zi}) \cdot \frac{180}{\pi}$$

$$\boxed{\theta_{zi} = 63.435} \quad \text{ângulo referente ao zero, na freqüência de cruzamento}$$

$$\boxed{\theta_{p1i} := -90} \quad \text{ângulo referente ao pólo na origem, na freq. de cruzamento}$$

$$\theta_{p2i} := -\arg(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{cides} + 2 \cdot \pi \cdot f_{p2i}) \cdot \frac{180}{\pi}$$

$$\boxed{\theta_{p2i} = -26.565} \quad \text{ângulo referente ao segundo pólo, na freqüência de cruzamento}$$

$$\theta_{comp2i} := \theta_{zi} - 90 + \theta_{p2i} \quad \boxed{\theta_{comp2i} = -53.13} \quad \text{fase do compensador na, freqüência de cruzamento}$$

$$\theta_{MA} := \text{Fase}_{T_{ui}}(f_{cides}) + \theta_{comp2i} \quad \boxed{\theta_{MA} = -143.13} \quad \text{fase do sistema em malha aberta na freqüência de cruzamento especificada}$$



d) Cálculo do ganho do compensador:

$$C_1(f) := 20 \cdot \log \left[\frac{(s1(f) + 2 \cdot \pi \cdot f_{zi})}{s1(f) \cdot (s1(f) + 2 \cdot \pi \cdot f_{p2i}) \cdot s} \right] \quad \text{Módulo do compensador, sem o ganho}$$

Sabe-se que na freqüência de cruzamento a seguinte equação deve ser verdadeira:

$$|K_c \cdot C(f_c) \cdot T_u(f_c)| = 1 \quad \text{ou} \quad |K_c \cdot C(f_c) \cdot T_u(f_c)| \text{ dB} = 0\text{dB}$$

$$K_{dB} = -C(f_c) \text{ dB} - T_u(f_c) \cdot \text{dB}$$

Dessa forma:

$$K_{dB} := -C_1(f_{cides}) - \text{Mod}_{T_{ui}}(f_{cides})$$

$$\boxed{K_{dB} = 119.531} \quad \text{dB} \quad \text{Ganho do compensador de corrente}$$

$$K_{Ci} := 10^{\frac{K_{dB}}{20}} \quad \boxed{K_{Ci} = 9.475 \times 10^5}$$

Parâmetros para simulação em blocos PSIM:

$$(2 \cdot \pi \cdot f_{zi}) = 3.142 \times 10^4 \text{ s}^{-1}$$

$$2 \cdot \pi \cdot f_{p2i} = 1.257 \times 10^5 \text{ s}^{-1}$$

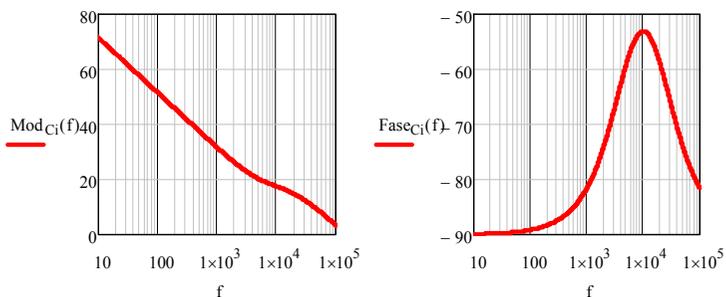
e) Compensador PI com filtro:

$$C_1(f) := K_{Ci} \cdot \frac{(s1(f) + 2 \cdot \pi \cdot f_{zi})}{s1(f) \cdot (s1(f) + 2 \cdot \pi \cdot f_{p2i})}$$

Diagrama de Bode:

$$\text{Mod}_{C_1}(f) := 20 \cdot \log \left(\frac{|C_1(f)|}{s} \right)$$

$$\text{Fase}_{C_1}(f) := \arg(C_1(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$

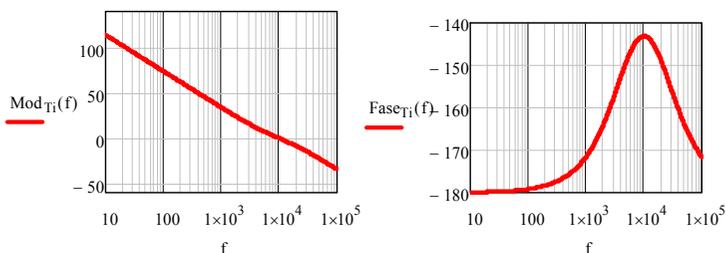


f) Função Transferência de Malha Aberta do Sistema Compensado:

$$T_i(f) := T_{ui}(f) \cdot C_i(f)$$

$$\text{Mod}_{T_i}(f) := 20 \cdot \log\left(\frac{|T_i(f)|}{s}\right)$$

$$\text{Fase}_{T_i}(f) := \arg(T_i(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$



g) Verificação dos parâmetros especificados:

$$\text{Mod}_{T_i}(f_{cides}) = 3.857 \times 10^{-15}$$

$$\theta_{fci} := \text{Fase}_{T_i}(f_{cides})$$

$$\theta_{fci} = -143.13$$

fase da FTMA na frequência de corte

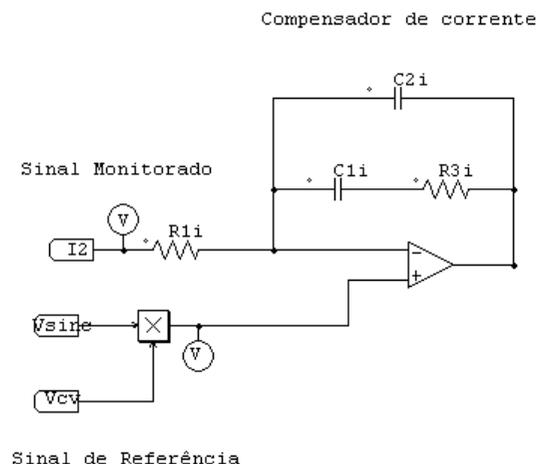
$$MF_{fci} := 180 + \theta_{fci}$$

$$MF_{fci} = 36.87$$

margem de fase da FTMA de corrente, como é maior que zero, o sistema é estável



h) Circuito do Compensador de Corrente:



A função de transferência desse circuito é dada por:

$$\frac{V_{Ci}(s)}{\varepsilon_i(s)} = \frac{V_{Ci}(s)}{V_{iREF} - V_{imed}} = \frac{s \cdot C_1 \cdot R_3 + 1}{s \cdot R_1 \cdot (C_1 + C_2) \cdot \left(1 + s \cdot R_3 \cdot \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}\right)} + 1$$

Arbitra-se:

$$K_{ihall} := G_{sensor1}$$

$$K_{ihall} = 0.1$$

Ganho do sensor de corrente

$$R_{1i} := 8.2k\Omega$$

Sabe-se que os pólos e zeros definidos são:

$$f_{zi} = 5 \cdot \text{kHz}$$

zero do compensador de corrente

$$f_{p1i} := 0$$

pólo do compensador de corrente

$$f_{p2i} = 20 \cdot \text{kHz}$$

segundo pólo do compensador de corrente

Sabe-se que para a frequência de cruzamento:

$$|C_1(s) \cdot G_{PWM} \cdot H_1(s) \cdot K_{ihall}| = 1 \quad \text{para} \quad s = i \cdot \omega_c$$

Deseja-se que o compensador de corrente, na frequência de cruzamento, esteja no ganho de faixa plana, dessa forma:

$$|G_{FP} \cdot \frac{1}{V_{ds}} \cdot H_1(\omega_c) \cdot K_{ihall}| = 1$$

$$G_{FP} := 20 \cdot \log \left(\frac{\left(\frac{V_{ds}}{V_{cf}} \right) \cdot K_{ihall} \cdot s1(f_{cides}) \cdot L_f}{\Omega} \right)$$

$$G_{FP} = 17.547$$

Ganho de faixa plana do compensador de corrente

$$R_{3i} := R_{1i} \cdot 10^{\frac{G_{FP}}{20}} \quad R_{3i} = 61.827 \cdot k\Omega$$

$$R_{3i} = 56k\Omega$$

$$C_{1i} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{zi} \cdot R_{3i}} \quad C_{1i} = 568.411 \cdot pF$$

$$C_{1i} = 570pF$$

$$C_{2i} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{3i} \cdot (f_{p2i} - f_{zi})} \quad C_{2i} = 189.47 \cdot pF$$

$$C_{2i} = 220pF$$



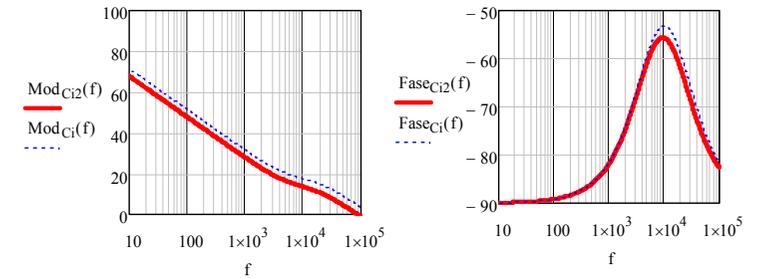
i) Função Transferência do Compensador de Corrente

$$C_{12}(f) := \frac{R_{3i} \cdot C_{1i} \cdot i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f + 1}{R_{1i} \cdot (C_{1i} + C_{2i}) \cdot i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \left(\frac{R_{3i} \cdot C_{1i} \cdot C_{2i}}{C_{1i} + C_{2i}} \cdot i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f + 1 \right)}$$

Diagrama de Bode:

$$\text{Mod}_{C_{12}}(f) := 20 \cdot \log(|C_{12}(f)|)$$

$$\text{Fase}_{C_{12}}(f) := \arg(C_{12}(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$

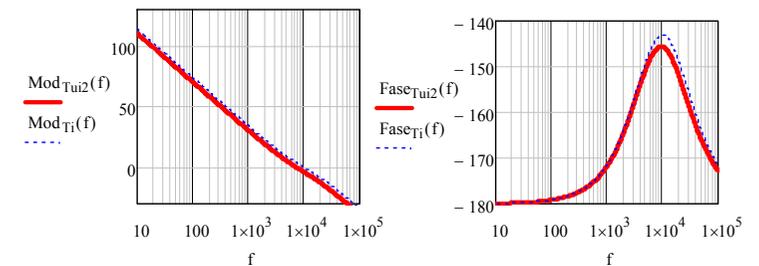


j) Função Transferência de Malha Aberta:

$$T_{ui2}(f) := (C_{12}(f) \cdot G_{pwm} \cdot H_1(f) \cdot K_{ihall})$$

$$\text{Mod}_{T_{ui2}}(f) := 20 \cdot \log(|T_{ui2}(f)| \cdot \Omega)$$

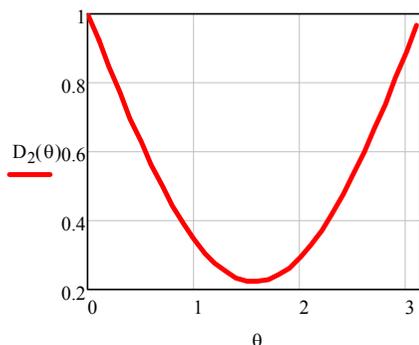
$$\text{Fase}_{T_{ui2}}(f) := \arg(T_{ui2}(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$



2 - Malha de Tensão

a) Função de razão cíclica

$$D_2(\theta) := 1 - \frac{V_{1p}}{V_{cf}} \cdot \sin(\theta)$$



$$D_{med} := \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} D_2(\theta) d\theta \quad \boxed{D_{med} = 0.505}$$

Razão cíclica média, por período de rede

b) Função de transferência da planta:

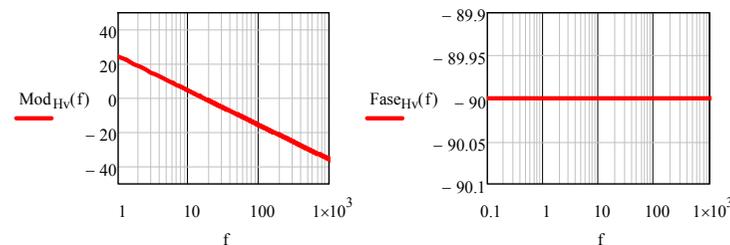
$$\frac{V_{cf}(f)}{I_f(f)} = H_V(f)$$

$$H_V(f) := \frac{1 - D_{med}}{s1(f) \cdot C_f}$$

Diagrama de Bode:

$$\text{Mod}_{H_V}(f) := 20 \cdot \log \left(|H_V(f)| \cdot \frac{\Lambda}{V} \right) \quad \text{sem unidade}$$

$$\text{Fase}_{H_V}(f) := \arg(H_V(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$



c) Filtro Notch:

$$f_1 := 2\text{Hz}$$

$$f_2 := \frac{(11.9\text{kHz})^2}{f_1}$$

$$f_2 = 70.805\text{s}^{-1}$$

$$G_0 := 20 \cdot \log \left(2 \cdot \frac{f_1}{f_2} \right)$$

$$G_0 = -24.96$$

$$w_{c1} := 2 \cdot \pi \cdot f_1$$

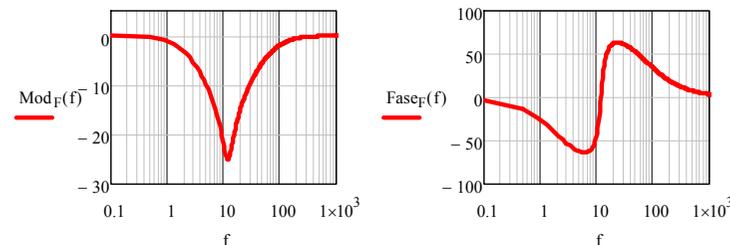
$$w_{c2} := 2 \cdot \pi \cdot f_2$$

$$F_{NOT}(f) := \frac{(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f)^2 + 2 \cdot w_{c1} \cdot (i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f) + w_{c1} \cdot w_{c2}}{[(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f) + w_{c1}] \cdot [(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f) + w_{c2}]}$$

Diagrama de Bode:

$$\text{Mod}_F(f) := 20 \cdot \log(|F_{NOT}(f)|)$$

$$\text{Fase}_F(f) := \begin{cases} \arg(F_{NOT}(f)) \cdot \frac{180}{\pi} & \text{if } \arg(F_{NOT}(f)) \cdot \frac{180}{\pi} < 180 \\ \arg(F_{NOT}(f)) \cdot \frac{180}{\pi} - 360 & \text{otherwise} \end{cases}$$



$$C_L := 100\text{nF}$$

$$R_L := \frac{1}{C_L \cdot \omega_{c1}}$$

$$R_L = 7.958 \times 10^5 \cdot \Omega$$

$$R_L := 820\text{k}\Omega$$

$$C_H := 100\text{nF}$$

$$R_H := \frac{1}{C_H \cdot \omega_{c2}}$$

$$R_H = 22.478 \cdot \text{k}\Omega$$

$$R_H := 22\text{k}\Omega$$

$$R_f := 10\text{k}\Omega$$

$$R_i := R_f$$

$$R_i = 1 \times 10^4 \cdot \Omega$$

d) Função Transferência de Malha Aberta:

Ganho do sensor de tensão:

$$G_{\text{sensorV}} := \frac{1V}{V_{cf}}$$

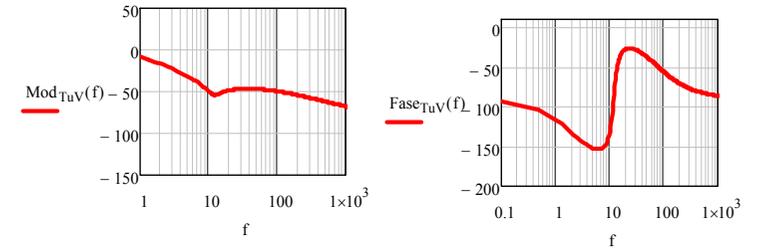
$$G_{\text{sensorV}} = 2.5 \times 10^{-3}$$

$$T_{uV}(f) := H_v(f) \cdot \frac{G_{\text{sensorV}}}{G_{\text{sensorI}}} \cdot F_{\text{NOT}}(f)$$

Diagrama de Bode:

$$\text{Mod}_{T_{uV}}(f) := 20 \cdot \log \left(\left| T_{uV}(f) \right| \frac{\text{A}}{\text{V}} \right)$$

$$\text{Fase}_{T_{uV}}(f) := \begin{cases} \arg(T_{uV}(f)) \cdot \frac{180}{\pi} & \text{if } \arg(T_{uV}(f)) \cdot \frac{180}{\pi} < 180 \\ \arg(T_{uV}(f)) \cdot \frac{180}{\pi} - 360 & \text{otherwise} \end{cases}$$



e) Especificações do Sistema Compensado:

$$f_{\text{res}} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_o \cdot C_o}} \quad f_{\text{res}} = 11.909 \cdot \text{Hz}$$

$$f_{p2v} := \frac{f_{\text{res}}}{5} \quad f_{p2v} = 2.382\text{s}^{-1} \quad \text{frequência do pólo de alta frequência}$$

$$f_{\text{cvdes}} := \frac{f_{p2v}}{5} \quad f_{\text{cvdes}} = 0.476\text{s}^{-1} \quad \text{frequência de corte}$$

$$f_{zV} := \frac{f_{\text{cvdes}}}{4} \quad f_{zV} = 0.119 \cdot \text{Hz} \quad \text{frequência do zero}$$

Verificação dos ângulos:

$$\theta_{zV} := \arg(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{cvdes}} + 2 \cdot \pi \cdot f_{zV}) \cdot \frac{180}{\pi}$$

$$\theta_{zV} = 75.964$$

ângulo referente ao zero na frequência de cruzamento

$$\theta_{p1v} := -90$$

ângulo referente ao pólo na origem na frequência de cruzamento

$$\theta_{p2v} := -\arg(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{cvdes}} + 2 \cdot \pi \cdot f_{p2v}) \cdot \frac{180}{\pi}$$

$$\theta_{p2v} = -11.31$$

ângulo referente ao segundo pólo na frequência de cruzamento

$$\theta_{\text{compv}} := \theta_{zV} - 90 + \theta_{p2v} \quad \theta_{\text{compv}} = -25.346$$

fase referente ao compensador de tensão projetado, na frequência de cruzamento

$$\theta_{\text{MA}} := \text{Fase}_{T_{uV}}(f_{\text{cvdes}}) + \theta_{\text{compv}} \quad \theta_{\text{MA}} = -128.357$$

fase do sistema em malha aberta compensado

f) Cálculo do ganho do compensador:

$$C_{vdes}(f) := 20 \cdot \log \left[\frac{(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{cvdes} + 2 \cdot \pi \cdot f_{zv})}{i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{cvdes} \cdot ((i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{cvdes} + 2 \cdot \pi \cdot f_{p2v})) \cdot s} \right]$$

Sabe-se que na frequência de cruzamento a seguinte expressão é válida:

$$|K_c \cdot C(f_c) \cdot T_u(f_c)| = 1 \quad \text{ou} \quad |K_c \cdot C(f_c) \cdot T_u(f_c)| \text{ dB} = 0 \text{ dB}$$

$$K_{dB} = -C(f_c) \text{ dB} - T_u(f_c) \cdot \text{dB}$$

$$K_{vdB} := -C(f_{cvdes}) - \text{Mod}_{T_uV}(f_{cvdes}) \quad \text{Ganho do compensador de tensão}$$

$$K_{vdB} = 24.776 \quad \text{dB}$$

$$K_{Cv} := 10^{\frac{K_{vdB}}{20}} \quad K_{Cv} = 17.33$$

Parâmetros para simulação em blocos PSIM:

$$(2 \cdot \pi \cdot f_{zv}) = 0.748 \text{ s}^{-1}$$

$$2 \cdot \pi \cdot f_{p2v} = 14.965 \text{ s}^{-1}$$

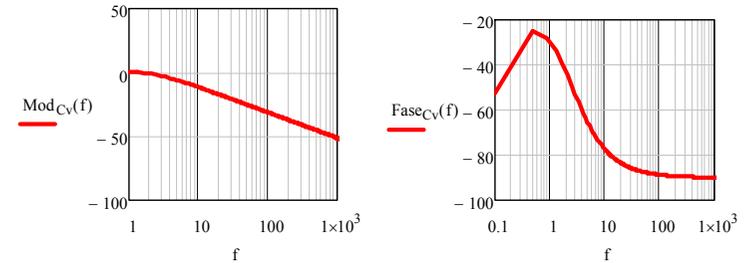
g) Compensador PI com Filtro:

$$C_v(f) := K_{Cv} \cdot \frac{(s1(f) + 2 \cdot \pi \cdot f_{zv})}{s1(f) \cdot (s1(f) + 2 \cdot \pi \cdot f_{p2v})}$$

Diagrama de Bode:

$$\text{Mod}_{Cv}(f) := 20 \cdot \log \left(\frac{|C_v(f)|}{s} \right)$$

$$\text{Fase}_{Cv}(f) := \arg(C_v(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$



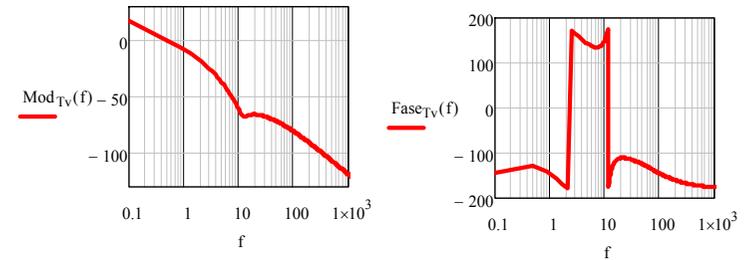
h) Função Transferência de Malha Aberta do Sistema Compensado:

$$T_v(f) := T_{uV}(f) \cdot C_v(f)$$

Diagrama de Bode:

$$\text{Mod}_{T_v}(f) := 20 \cdot \log \left(\left| T_v(f) \right| \frac{\text{A}}{\text{s} \cdot \text{V}} \right)$$

$$\text{Fase}_{T_v}(f) := \arg(T_v(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$



g) Verificação dos parâmetros especificados:

$$\text{Mod}_{T_v}(f_{cvdes}) = 0$$

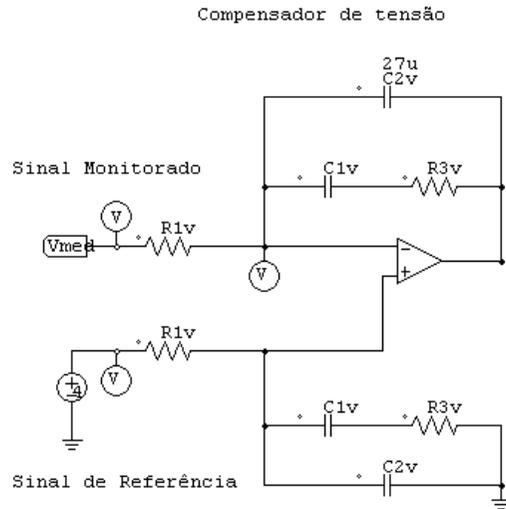
$$\theta_{fcv} := \text{Fase}_{T_v}(f_{cvdes}) \quad \theta_{fcv} = -128.357$$

$$\text{MF}_{fcv} := 180 + \theta_{fcv} \quad \text{MF}_{fcv} = 51.643$$

fase da FTMA compensada na frequência de cruzamento estipulada

Margem de fase do sistema, maior que zero, sistema estável

h) Circuito do Compensador de Tensão:



A função de transferência desse circuito é dada por:

$$\frac{V_{Cv}(s)}{\varepsilon_v(s)} = \frac{V_{Cv}(s)}{V_{REF} - V_{vmed}} = \frac{s \cdot C_1 \cdot R_3 + 1}{s \cdot R_1 \cdot (C_1 + C_2) \cdot \left(1 + s \cdot R_3 \cdot \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}\right)}$$

Arbitra-se:

$$V_{REF} := 1V$$

sinal de referência do compensador

$$R_{1v} := 470k\Omega$$

$$K_{vhall} := G_{sensorV}$$

$$K_{vhall} = 2.5 \times 10^{-3}$$

Ganho do sensor de tensão



Sabe-se que os pólos e zero projetados para este compensador são:

$$f_{zv} = 0.119 \cdot \text{Hz}$$

$$f_{p1v} := 0\text{Hz}$$

$$f_{p2v} = 2.382 \cdot \text{Hz}$$

Sabe-se que para a frequência de cruzamento:

$$\left| C_v(s) \cdot H_v(s) \cdot FT_{not}(s) \cdot \frac{K_{vhall}}{K_{ihall}} \right| = 1 \quad \text{para} \quad s = i \cdot \omega_c$$

Deseja-se que o compensador de tensão, na frequência de cruzamento, esteja no ganho de faixa plana, dessa forma:

$$G_{FPv} := 20 \cdot \log \left(\left| \frac{K_{ihall} \cdot \Omega}{K_{vhall} \cdot F_{NOT}(f_{cvdes}) \cdot H_v(f_{cvdes})} \right| \right)$$

$$G_{FPv} = 1.367$$

Ganho de faixa plana do compensador de tensão

$$R_{3v} := R_{1v} \cdot 10^{20}$$

$$R_{3v} = 550.102 \cdot k\Omega$$

$$R_{3v} := 560k\Omega$$

$$C_{1v} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{zv} \cdot R_{3v}}$$

$$C_{1v} = 2.386 \cdot \mu\text{F}$$

$$C_{1v} := 2\mu\text{F}$$

$$C_{2v} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{3v} \cdot (f_{p2v} - f_{zv})}$$

$$C_{2v} = 0.126 \cdot \mu\text{F}$$

$$C_{2v} := 100\text{nF}$$

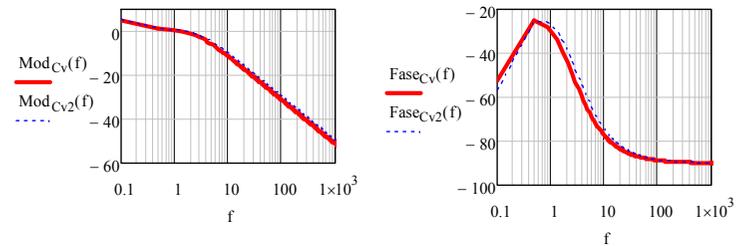
i) Função Transferência do Compensador de Corrente

$$C_{v2}(f) := \frac{R_{3v} \cdot C_{1v} \cdot i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f + 1}{R_{1v} \cdot (C_{1v} + C_{2v}) \cdot i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \left(\frac{R_{3v} \cdot C_{1v} \cdot C_{2v}}{C_{1v} + C_{2v}} \cdot i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f + 1 \right)}$$

Diagrama de Bode:

$$\text{Mod}_{C_{v2}}(f) := 20 \cdot \log(|C_{v2}(f)|)$$

$$\text{Fase}_{C_{v2}}(f) := \arg(C_{v2}(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$



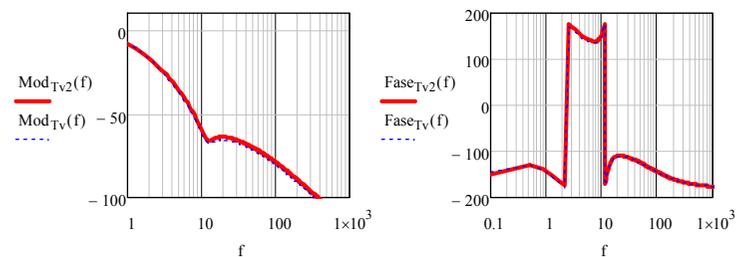
j) Função Transferência de Malha Aberta:

$$T_{v2}(f) := \left(C_{v2}(f) \cdot F_{NO1}(f) \cdot H_v(f) \cdot \frac{K_{v\text{hall}}}{K_{i\text{hall}}} \right)$$

Diagrama de Bode:

$$\text{Mod}_{T_{v2}}(f) := 20 \cdot \log\left(\frac{|T_{v2}(f)|}{\Omega}\right)$$

$$\text{Fase}_{T_{v2}}(f) := \arg(T_{v2}(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$



PROJETO DO TRANSFORMADOR DA FONTE AUXILIAR



FILTRO ATIVO
Projeto do Transformador
da Fonte Auxiliar

Professor: Ivo Barbi
Aluna : Sílvia Helena Pini

Florianópolis

Legenda:

- Grandeza de entrada
- Grandeza de Saída

Resumo:

Projeto de transformadores monofásicos com múltiplos enrolamentos secundários de baixa potência baseado na metodologia de Alfonço Martignoni para projeto das fontes auxiliares

a) Dados de entrada

Densidade de fluxo magnético máximo para a lâmina escolhida

$B_{max} := 1.1T$

Rendimento esperado

$\eta := 90\%$

Rendimento do retificador

$\eta_{ret} := 0.8$

Frequência de Operação

$f := 60Hz$

Tensão Primária:

$V_1 := 220V$

Tensões Secundárias:

$V_{21} := 20V$

$V_{22} := 20V$



VALORES MÉDIOS NA SAÍDA DA PONTE RETIFICADORA

Tensões	Correntes		Potências
$V_{ret1} := 29V$	$I_{ret1} := 0.5A$	$P_{ret1} := V_{ret1} \cdot I_{ret1}$	$P_{ret1} = 14.5W$
$V_{ret2} := 29V$	$I_{ret2} := 0.5A$	$P_{ret2} := V_{ret2} \cdot I_{ret2}$	$P_{ret2} = 14.5W$
Potências secundários		$P_{21} := \frac{P_{ret1}}{\eta_{ret}}$	$P_{21} = 18.125W$
		$P_{22} := \frac{P_{ret2}}{\eta_{ret}}$	$P_{22} = 18.125W$
Potência secundária total		$P_{2_tot} := P_{21} + P_{22}$	$P_{2_tot} = 36.25W$
Potência primária total		$P_1 := \frac{P_{2_tot}}{\eta}$	$P_1 = 40.278W$

b) Correntes Eficazes Primária e Secundárias

Corrente primária eficaz total	$I_1 := \frac{P_1}{V_1}$	$I_1 = 0.183A$
Correntes secundárias eficaz total:	$I_{21} := \frac{P_{21}}{V_{21}}$	$I_{21} = 0.906A$
	$I_{22} := \frac{P_{22}}{V_{22}}$	$I_{22} = 0.906A$

c) Seção e bitola AWG dos condutores

Densidade de corrente	$d := \begin{cases} 3 \frac{A}{mm^2} & \text{if } 0W \leq P_1 \leq 500W \\ 2.5 \frac{A}{mm^2} & \text{if } 500W < P_1 \leq 1000W \\ 2 \frac{A}{mm^2} & \text{if } 1000W < P_1 \leq 3000W \end{cases}$	$d = 300 \frac{A}{cm^2}$												
fios :=	<table border="1"> <tr><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>Fio Nú (mm)</td></tr> <tr><td>2</td><td>"AWG"</td></tr> <tr><td>3</td><td>" "</td></tr> <tr><td>4</td><td>52</td></tr> <tr><td>5</td><td>...</td></tr> </table>	0	0	1	Fio Nú (mm)	2	"AWG"	3	" "	4	52	5	...	
0	0													
1	Fio Nú (mm)													
2	"AWG"													
3	" "													
4	52													
5	...													
Seção do primário:	$S_{1min} := \frac{I_1}{d}$	$S_{1min} = 0.06103mm^2$												

Seção dos secundários: $S_{21min} := \frac{I_{21}}{d}$ $S_{21min} = 0.302 \text{ mm}^2$

$S_{22min} := \frac{I_{22}}{d}$ $S_{22min} = 0.302 \text{ mm}^2$

$S_1 := \left| \begin{array}{l} i \leftarrow 52 \\ \text{while } S_{1min} < \text{fios}_{i,4} \cdot 1 \cdot \text{mm}^2 \\ i \leftarrow i - 1 \\ \text{fios}_{i+1,4} \cdot (1 \cdot \text{mm}^2) \end{array} \right.$ $AWG_{S1} := i \leftarrow 52$
 $\text{while } S_{1min} < \text{fios}_{i,4} \cdot 1 \cdot \text{mm}^2$
 $i \leftarrow i - 1$
 $\text{fios}_{i+1,4} \cdot (1 \cdot \text{mm}^2)$
 $AWG_{S1} := i \leftarrow 52$
 $\text{while } S_{1min} < \text{fios}_{i,4} \cdot 1 \cdot \text{mm}^2$
 $i \leftarrow i - 1$
 $\text{fios}_{i+1,4} \cdot (1 \cdot \text{mm}^2)$

$S_1 = 0.065 \text{ mm}^2$

$AWG_{S1} = 29$

$S_{21} := \left| \begin{array}{l} i \leftarrow 52 \\ \text{while } S_{21min} < \text{fios}_{i,4} \cdot 1 \cdot \text{mm}^2 \\ i \leftarrow i - 1 \\ \text{fios}_{i+1,4} \cdot (1 \cdot \text{mm}^2) \end{array} \right.$ $AWG_{S21} := i \leftarrow 4$
 $\text{while } S_{21min} < \text{fios}_{i,4} \cdot 1 \cdot \text{mm}^2$
 $i \leftarrow i - 1$
 $\text{fios}_{i+1,4} \cdot (1 \cdot \text{mm}^2)$
 $AWG_{S21} := i \leftarrow 4$
 $\text{while } S_{21min} \geq (\text{fios}_{i,4} \cdot 1 \cdot \text{mm}^2)$
 $i \leftarrow i + 1$
 $\text{fios}_{i,0}$

$S_{21} = 0.325 \text{ mm}^2$

$AWG_{S21} = 22$

$S_{22} := \left| \begin{array}{l} i \leftarrow 52 \\ \text{while } S_{22min} < \text{fios}_{i,4} \cdot 1 \cdot \text{mm}^2 \\ i \leftarrow i - 1 \\ \text{fios}_{i+1,4} \cdot (1 \cdot \text{mm}^2) \end{array} \right.$ $AWG_{S22} := i \leftarrow 4$
 $\text{while } S_{22min} < \text{fios}_{i,4} \cdot 1 \cdot \text{mm}^2$
 $i \leftarrow i - 1$
 $\text{fios}_{i+1,4} \cdot (1 \cdot \text{mm}^2)$
 $AWG_{S22} := i \leftarrow 4$
 $\text{while } S_{22min} \geq (\text{fios}_{i,4} \cdot 1 \cdot \text{mm}^2)$
 $i \leftarrow i + 1$
 $\text{fios}_{i,0}$

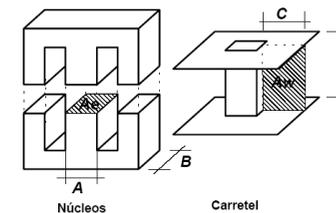
$S_{22} = 0.325 \text{ mm}^2$

$AWG_{S22} = 22$

d) Seção Magnética do Núcleo

Lamina :=

	0	1	2	3
0	"N°"	"a cm"	"v mm²"	"p kg/cm"
1	0	1.6	192	0.108
2	1	1.9	270	0.152
3	2	2.2	363	0.204
4	3	2.6	507	0.285
5	4	2.9	630	0.355
6	5	3.2	768	0.432
7	6	3.5	918	0.517
8	7	3.8	1083	0.609
9	8	4	1270	0.675
10	9	4.5	1519	0.855
11	10	5	1875	1.055
12	11	6	2370	1.519



Escolha prévia das seções geométricas

Considerando um primário e vários secundários, sempre ativos tem-se:

$S_m := 7.5 \cdot \sqrt{\frac{P_{2tot} \cdot \text{Hz}}{f \cdot W}} \cdot \text{cm}^2$ $S_m = 5.83 \text{ cm}^2$

$z := \left| \begin{array}{l} i \leftarrow 12 \\ \text{while } S_m < (\text{Lamina}_{i,1} \cdot \text{cm})^2 \\ i \leftarrow i - 1 \\ z \leftarrow i + 1 \end{array} \right.$ $z = 4$

$A_m := \text{Lamina}_{z,1} \cdot \text{cm}$ $A = 2.6 \text{ cm}$

Imposição da seção geométrica por carretel existente:

Largura do carretel: $l_c := A$ $l_c = 2.6 \text{ cm}$

Comprimento do carretel: $c_c := 2.6 \text{ cm}$ $c_c = 2.6 \text{ cm}$

Nova seção geométrica: $S_g := l_c \cdot c_c$ $S_g = 6.76 \text{ cm}^2$

Nova seção magnética: $S_{max} := \frac{S_g}{1.1}$ $S_m = 6.145 \text{ cm}^2$

e) Cálculo de espiras do primário:

Número se espiras do primário: $N_1 := \text{ceil} \left(\frac{\sqrt{2} \cdot V_1}{2\pi \cdot S_m \cdot B_{max} \cdot f} \right)$ $N_1 = 1.221 \times 10^3$

f) Cálculo de espiras dos secundários:

Número se espiras dos secundários: $N_{21} := \text{ceil} \left(\frac{N_1}{V_1} \cdot 1.1 \cdot V_{21} \right)$ $N_{21} = 123$

$N_{22} := \text{ceil} \left(\frac{N_1}{V_1} \cdot 1.1 \cdot V_{22} \right)$ $N_{22} = 123$

g) Possibilidade de execução e geometria final

Área do cobre

$$S_{cu} := N_1 \cdot S_1 + N_{21} \cdot S_{21} + N_{22} \cdot S_{22}$$

$$S_{cu} = 158.9 \text{ mm}^2$$

Área da janela:

$$A_w := \text{Lamina}_{z,2} \cdot \text{mm}^2$$

$$A_w = 507 \text{ mm}^2$$

$$\begin{aligned} z := & \left\{ \begin{array}{l} \text{while } \frac{A_w}{S_{cu}} < 3 \\ \quad \left\{ \begin{array}{l} z \leftarrow z + 1 \\ A_w \leftarrow \text{Lamina}_{z,2} \cdot \text{mm}^2 \\ z \leftarrow z \end{array} \right. \end{array} \right. \end{aligned}$$

$$A := \text{Lamina}_{z,1} \cdot \text{cm}$$

$$B := \frac{S_m \cdot 1.1}{A}$$

$$A = 2.6 \text{ cm}$$

$$B = 2.6 \text{ cm}$$

$$A_{ww} := \text{Lamina}_{z,2} \cdot \text{mm}^2$$

$$A_w = 5.07 \text{ cm}^2$$

$$\frac{S_{cu}}{A_w} = 0.313$$

$$\text{Execução} := \left\{ \begin{array}{l} \text{"Ok"} \text{ if } \frac{A_w}{S_{cu}} \geq 3 \\ \text{"Impossível de executar!!!" otherwise} \end{array} \right.$$

$$\text{Execução} = \text{"Ok"}$$

Espessura da lâmina:

$$e := 0.50 \text{ mm}$$

Número de lâminas:

$$n := \text{ceil} \left(\frac{B}{e} \right)$$

$$n = 53$$

h) Peso do ferro

Peso do ferro

$$P_{fe} := \text{Lamina}_{z,3} \cdot n \cdot e \cdot \frac{\text{kg}}{\text{cm}}$$

$$P_{fe} = 0.755 \text{ kg}$$

i) Peso do Cobre

Peso do cobre

$$P_{cu} := S_{cu} \cdot [2 \cdot A + 2(n \cdot e) + 0.5 \cdot A \cdot \pi] \cdot 9 \frac{\text{kg}}{\text{L}}$$

$$P_{cu} = 0.209 \text{ kg}$$

Peso total

$$P_{tot} := P_{fe} + P_{cu}$$

$$P_{tot} = 0.964 \text{ kg}$$



j) Resumo

Espiras do primário e bitola:

$$N_1 = 1221$$

$$\text{AWG}_{S1} = 29$$

Espiras dos secundários e bitolas:

$$N_{21} = 123$$

$$\text{AWG}_{S21} = 22$$

$$N_{22} = 123$$

$$\text{AWG}_{S22} = 22$$

Comprimento da coluna central (Lâmina):

$$A = 2.6 \text{ cm}$$

Comprimento do pacote laminado

$$B = 2.6 \text{ cm}$$

Número de lâminas:

$$n = 53$$

Peso total

$$P_{tot} = 0.964 \text{ kg}$$

Execução:

$$\frac{S_{cu}}{A_w} = 0.313$$

PROJETO DO TRANSFORMADOR PARA GERAÇÃO DO SINAL DE SINCRONISMO



FILTRO ATIVO
Projeto do Transformador para
Geração do Sinal de Sincronismo

Professor: Ivo Barbi
Aluna : Sílvia Helena Pini

Florianópolis

Legenda:

- Grandeza de entrada
- Grandeza de Saída

Resumo:

Projeto de transformadores monofásicos com múltiplos enrolamentos secundários de baixa potência baseado na metodologia de Alfonço Martignoni para projeto das fontes auxiliares

Relação de transformação 311Vp:311Vp

a) Dados de entrada

Densidade de fluxo magnético máximo para a lâmina escolhida

$B_{max} := 1.1T$

Rendimento esperado

$\eta := 90\%$

Rendimento do retificador

$\eta_{ret} := 0.8$

Frequência de Operação

$f := 60Hz$

Tensão Primária:

$V_1 := 220V$

Tensões Secundárias:

$V_{21} := 220V$



VALORES MÉDIOS NA SAÍDA DA PONTE RETIFICADORA

Potências

$P_{ret1} := 160mW$

Potências secundários $P_{21} := \frac{P_{ret1}}{\eta_{ret}}$ $P_{21} = 0.2W$

Potência secundária total $P_{2_tot} := P_{21}$ $P_{2_tot} = 0.2W$

Potência primária total $P_1 := \frac{P_{2_tot}}{\eta}$ $P_1 = 0.222W$

Superdimensionando, escolha-se:

$P_{ww} := 1W$

b) Correntes Eficazes Primária e Secundárias

Corrente primária eficaz total $I_1 := \frac{P_1}{V_1}$ $I_1 = 4.545 \times 10^{-3} A$

Correntes secundárias eficaz total: $I_{21} := \frac{P_{21}}{V_{21}}$ $I_{21} = 9.091 \times 10^{-4} A$

c) Seção e bitola AWG dos condutores

Densidade de corrente

$d := \begin{cases} 3 \frac{A}{mm^2} & \text{if } 0W \leq P_1 \leq 500W \\ 2.5 \frac{A}{mm^2} & \text{if } 500W < P_1 \leq 1000W \\ 2 \frac{A}{mm^2} & \text{if } 1000W < P_1 \leq 3000W \end{cases}$ $d = 300 \frac{A}{cm^2}$

fios :=

	0
0	0
1	Fio Nú (mm)"
2	"AWG"
3	" "
4	52
5	...

Seção do primário:

$S_{1min} := \frac{I_1}{d}$ $S_{1min} = 1.51515 \times 10^{-3} \cdot mm^2$

Seção dos secundários:

$$S_{21min} := \frac{I_{21}}{d} \quad S_{21min} = 3.03 \times 10^{-4} \cdot \text{mm}^2$$

Esolhe-se o AWG33 pois com fios mais finos que este, fica bastante difícil fazer o enrolamento.

$$i := 21$$

$$S_1 := \text{fios}_{i+1,4} \cdot (1 \cdot \text{mm}^2)$$

$$S_1 = 0.025 \text{mm}^2$$

$$\text{AWG}_{S1} := \text{fios}_{i+1,0}$$

$$\text{AWG}_{S1} = 33$$

$$i := 21$$

$$S_{21} := \text{fios}_{i+1,4} \cdot (1 \cdot \text{mm}^2)$$

$$S_{21} = 0.025 \text{mm}^2$$

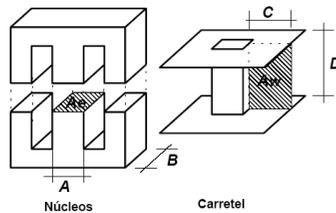
$$\text{AWG}_{S21} := \text{fios}_{i+1,0}$$

$$\text{AWG}_{S21} = 33$$

d) Seção Magnética do Núcleo

Lamina :=

	0	1	2	3
0	"N"	"a cm"	"v mm^2"	"p kg/cm"
1	0	1.6	192	0.108
2	1	1.9	270	0.152
3	2	2.2	363	0.204
4	3	2.6	507	0.285
5	4	2.9	630	0.355
6	5	3.2	768	0.432
7	6	3.5	918	0.517
8	7	3.8	1083	0.609
9	8	4	1260	0.675
10	9	4.5	1455	0.855
11	10	5	1680	1.055
12	11	6	2010	1.519



Escolha prévia das seções geométricas

Considerando um primário e vários secundários, sempre ativos tem-se:

$$S_m := 7.5 \cdot \sqrt{\frac{P_{2_tot} \cdot Hz}{f \cdot W}} \cdot \text{cm}^2 \quad S_m = 0.433 \text{cm}^2$$

$$z := 3$$

$$A_w := \text{Lamina}_{z,1} \cdot \text{cm} \quad A = 2.2 \text{cm}$$



Imposição da seção geométrica por carretel existente:

Largura do carretel: $l_c := A \quad l_c = 2.2 \text{cm}$

Comprimento do carretel: $c_c := 2.4 \text{cm}$

Nova seção geométrica: $S_g := l_c \cdot c_c \quad S_g = 5.28 \text{cm}^2$

Nova seção magnética: $S_m := \frac{S_g}{1.1} \quad S_m = 4.8 \text{cm}^2$

e) Cálculo de espiras do primário:

Número se espiras do primário: $N_1 := \text{ceil} \left(\frac{\sqrt{2} \cdot V_1}{2\pi \cdot S_m \cdot B_{max} \cdot f} \right) \quad N_1 = 1.564 \times 10^3$

f) Cálculo de espiras dos secundários:

Número se espiras dos secundários: $N_{21} := \text{ceil} \left(\frac{N_1}{V_1} \cdot 1.1 \cdot V_{21} \right) \quad N_{21} = 1.721 \times 10^3$

g) Possibilidade de execução e geometria final

Área do cobre $S_{cu} := N_1 \cdot S_1 + N_{21} \cdot S_{21}$

$$S_{cu} = 83.6 \text{mm}^2$$

Área da janela: $A_w := \text{Lamina}_{z,2} \cdot \text{mm}^2 \quad A_w = 363 \text{mm}^2$

$$z := \begin{cases} \text{while } \frac{A_w}{S_{cu}} < 3 \\ z \leftarrow z + 1 \\ A_w \leftarrow \text{Lamina}_{z,2} \cdot \text{mm}^2 \\ z \leftarrow z \end{cases}$$

$$A := \text{Lamina}_{z,1} \cdot \text{cm} \quad A = 2.2 \text{cm}$$

$$B := \frac{S_m \cdot 1.1}{A} \quad B = 2.4 \text{cm}$$

$$A_w := \text{Lamina}_{z,2} \cdot \text{mm}^2 \quad A_w = 3.63 \text{cm}^2$$

$$\frac{S_{cu}}{A_w} = 0.23$$

Execução := "Ok" if $\frac{A_w}{S_{cu}} \geq 3$ otherwise "Impossível de executar!!!"
Execução = "Ok"

Espessura da lâmina: $e := 0.50 \text{mm}$

Número de lâminas: $n := \text{ceil} \left(\frac{B}{e} \right) \quad n = 48$

h) Peso do ferro

Peso do ferro

$$P_{fe} := \text{Lamina}_{z,3} \cdot n \cdot e \cdot \frac{\text{kg}}{\text{cm}} \quad P_{fe} = 0.49\text{kg}$$

i) Peso do Cobre

Peso do cobre

$$P_{cu} := S_{cu} \cdot [2 \cdot A + 2(n \cdot e) + 0.5 \cdot A \cdot \pi] \cdot 9 \cdot \frac{\text{kg}}{\text{L}} \quad P_{cu} = 0.095\text{kg}$$

Peso total

$$P_{tot} := P_{fe} + P_{cu} \quad P_{tot} = 0.585\text{kg}$$

j) Resumo

Espiras do primário e bitola:

$$N_1 = 1564 \quad \text{AWG}_{S1} = 33$$

Espiras dos secundários e bitolas:

$$N_{21} = 1.721 \times 10^3 \quad \text{AWG}_{S21} = 33$$

Comprimento da coluna central (Lâmina):

$$A = 2.2 \text{ cm}$$

Comprimento do pacote laminado

$$B = 2.4 \text{ cm}$$

Número de lâminas:

$$n = 48$$

Peso total

$$P_{tot} = 0.585\text{kg}$$

Execução:

$$\frac{S_{cu}}{A_w} = 0.23$$



APÊNDICE D

LISTA DE COMPONENTES

Circuito de Potência			
Componentes	Especificações	Valores	Quantidade
Disjuntor (DJ_1)	Siemens C63A		1
Disjuntor (DJ_2, DJ_3)	Siemens B32		2
Fusível	25A		1
Ponte Retificadora a Diodos (PD)	SKB30/08 - Semikron		1
Indutor (L_o)	Monofásico - Blutrafos	30mH	1
Capacitor (C_o)	Eletrolítico	4700 μ F / 450V	1
Indutor (L_f)	Monofásico	1,4mH	1
Capacitor (C_f)	Eletrolítico	4700 μ F / 500V	1
Mosfet (S_1, S_2)	IRFP31N50L International Rectifier		2
Resistor (R_{inrush})		50 Ω / 30W	3
Resistor (R_f)		27k Ω / 10W	1
Dissipador	HS19334		40cm

Circuitos de Sensoriamento			
Componentes	Especificações	Valores	Quantidade
Sensor de Corrente (LA_1, LA_2)	LA 55-P/LEM		2
Resistor (R_{M1}, R_{M2})	1/4W, 5% precisão	100 Ω	2
Resistor (R_{Mv1})	1/4W, 5% precisão	330k Ω	1
Resistor (R_{Mv2})	1/4W, 5% precisão	470 Ω	1
Potenciômetro (R_{Mv3})	1/4W	1k Ω	1

Circuitos de Sincronismo			
Componentes	Especificações	Valores	Quantidade
Transformador (T_1)	220V:220V/1W/ Lâmina 2,2		1
Diodos Retificadores ($D_{sinc1}, D_{sinc2}, D_{sinc3}, D_{sinc4}$)	1N4006		4
Fusível (FUS_3)	1A		1
Resistor (R_{sinc})	1W, 5% precisão	820k Ω	1
Interruptor			

Circuitos de Fontes Auxiliares			
Componentes	Especificações	Valores	Quantidade
Transformador (T_2)	220V:20V:20V/40W/ Lâmina 2,6		1
Diodos Retificadores ($D_{fa1}, D_{fa2}, D_{fa3}, D_{fa4}, D_{fa5}, D_{fa6}, D_{fa7}, D_{fa8}$)	1N4006		8
Capacitor (C_{filtro})	cerâmico	100nF / 63V	4
Capacitor (C_{15})	eletrolítico	10 μ F / 35V	2
Capacitor (C_{fa1}, C_{fa2})	eletrolítico	2200 μ F / 35V	2
Regulador de Tensão	LM 7815		1
Regulador de Tensão	LM 7915		1
Fusível (FUS_2, FUS_3)	2A		2
Interruptor			1
Circuitos do Filtro Rejeita-Faixas			
Componentes	Especificações	Valores	Quantidade
Resistor (R_{N1})	1/4W, 5% precisão	820k Ω	2
Resistor (R_{N2})	1/4W, 5% precisão	22k Ω	2
Capacitor (C_{N1})	cerâmico	100nF	1
Capacitor (C_{N2})	cerâmico	100nF	1
Resistor (R_{N3})	1/4W, 5% precisão	10k Ω	3
AmpOp	LF347		3

Circuitos do Compensador de Tensão			
Componentes	Especificações	Valores	Quantidade
Resistor (R_{CV1})	1/4W, 5% precisão	470k Ω	2
Resistor (R_{CV2})	1/4W, 5% precisão	560k Ω	2
Resistor (R_{CV3})	1/4W, 5% precisão	8,2k Ω	1
Potenciômetro (R_{CV4})	1/4W, 5% precisão	10k Ω	1
Resistor (R_{CV5})	1/4W, 5% precisão	1k Ω	1
Capacitor (C_{CV1})	cerâmico	2,2 μ F	2
Capacitor (C_{CV2})	cerâmico	100nF	2
AmpOp	LF347		1

Circuitos Condicionador de Sinal			
Componentes	Especificações	Valores	Quantidade
Resistor (R_{x1})	1/4W, 5% precisão	1,2k Ω	2
Resistor (R_{x2})	1/4W, 5% precisão	3,3k Ω	2
Resistor (R_{x3}, R_{x5})	1/4W, 5% precisão	100k Ω	4
Resistor (R_{x4})	1/4W, 5% precisão	10k Ω	4
Resistor (R_{x6})	1/4W, 5% precisão	47k Ω	1
AmpOp	LF347		2

Circuitos da Malha de Corrente			
Componentes	Especificações	Valores	Quantidade
UC3854B	Texas Instrument		1
Resistor (R_{p21})	1/4W, 5% precisão	100k Ω	2
Resistor (R_{p22})	1/4W, 5% precisão	47k Ω	1
Resistor (R_{p23})	1/4W, 5% precisão	3,9k Ω	1
Resistor (R_{p24})	1/4W, 5% precisão	10k Ω	1
Resistor (R_{p51})	1/4W, 5% precisão	22k Ω	1
Resistor (R_{p61})	1/4W, 5% precisão	1,5M Ω	1
Resistor (R_{p81})	1/4W, 5% precisão	820k Ω	1
Resistor (R_{p82})	1/4W, 5% precisão	18k Ω	1
Resistor (R_{p83})	1/4W, 5% precisão	12k Ω	1
Resistor (R_{p41})	1/4W, 5% precisão	8,2k Ω	1
Resistor (R_{p42})	1/4W, 5% precisão	47k Ω	1
Resistor (R_{p10})	1/4W, 5% precisão	22k Ω	1
Resistor (R_{p121})	1/4W, 5% precisão	8,2k Ω	1
Potenciômetro (R_{p62})		100k Ω	1
Potenciômetro (R_{p122})		10k Ω	1

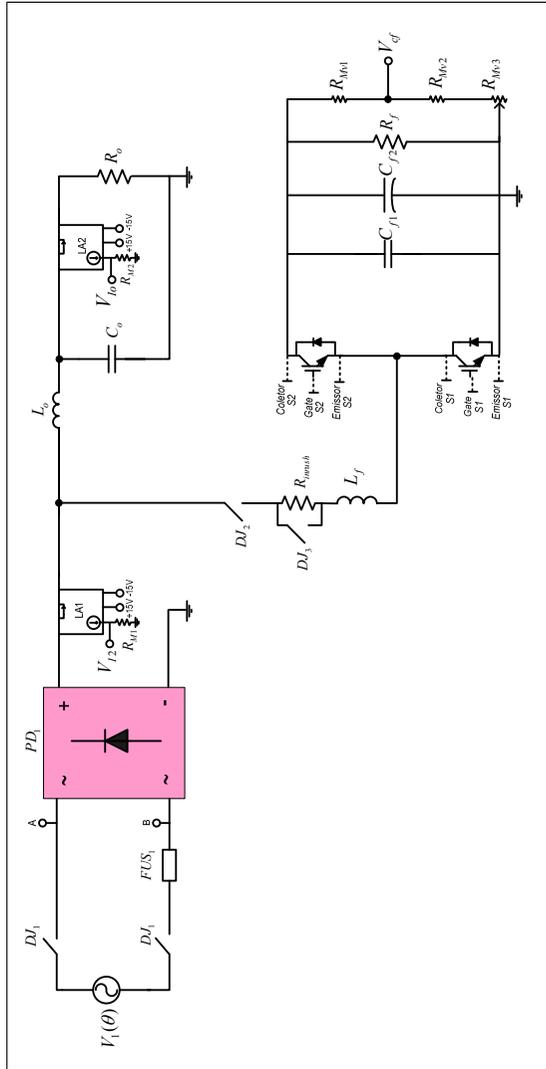


Capacitor (C_{p21})	cerâmico	470pF	1
Capacitor (C_{p91})	cerâmico	100nF	1
Capacitor (C_{p81})	cerâmico	680nF	1
Capacitor (C_{p82})	cerâmico	1 μ F	1
Capacitor (C_{p15})	cerâmico	100nF	1
Capacitor (C_{p14})	cerâmico	1nF	1
Capacitor (C_{p13})	cerâmico	1pF	1
Capacitor (C_{p11})	cerâmico	1nF	1
Capacitor (C_{p41})	cerâmico	680pF	1
Capacitor (C_{p42})	cerâmico	220pF	1
Porta Inversora CMOS	HEX 4069UB		1
Porta AND CMOS	4081		1
AmpOp	LF347		1

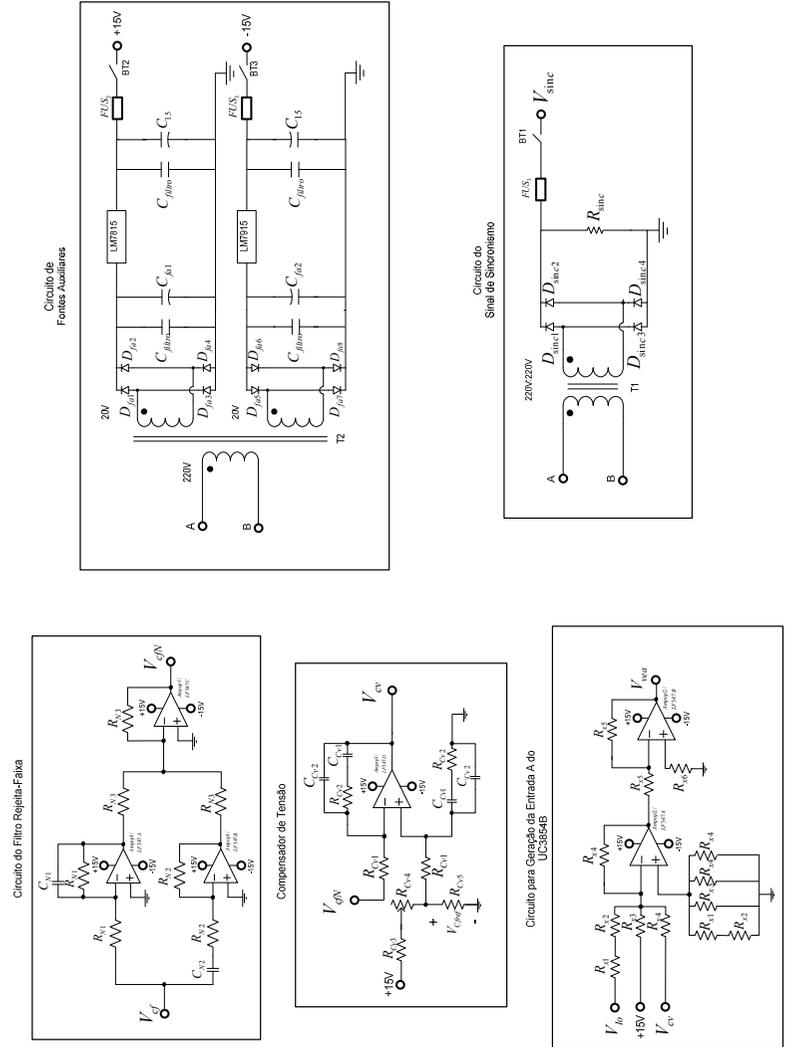
Circuitos de Proteção			
<i>Componentes</i>	<i>Especificações</i>	<i>Valores</i>	<i>Quantidade</i>
Resistor (R_{prot1})	1/4W, 5% precisão	$2,2k\Omega$	1
Resistor (R_{prot2})	1/4W, 5% precisão	$100k\Omega$	1
Resistor (R_{prot3})	1/4W, 5% precisão	$8,2k\Omega$	1
Potenciômetro (R_{prot4})	1/4W, 5% precisão	$10k\Omega$	1
Resistor (R_{prot5})	1/4W, 5% precisão	$1k\Omega$	1
Resistor (R_{prot6})	1/4W, 5% precisão	$27k\Omega$	1
Resistor (R_{prot7})	1/4W, 5% precisão	$3,3k\Omega$	1
Transistor Bipolar NPN	2N2222		1
AmpOp	LF347		2

Circuitos de Driver dos Mosfets			
<i>Componentes</i>	<i>Especificações</i>	<i>Valores</i>	<i>Quantidade</i>
Driver IGBT	SKHI 20opA - Semikron		1
Fonte Driver	SKHI PS2 - Semikron		1
Resistor (R_{G1}, R_{G2})	1W, 5% precisão	47Ω	2
Resistor (R_{D1})	1/4W, 5% precisão	$1k\Omega$	1
Diodo Zener (Z_1, Z_2)	3,6V		2
Led			1

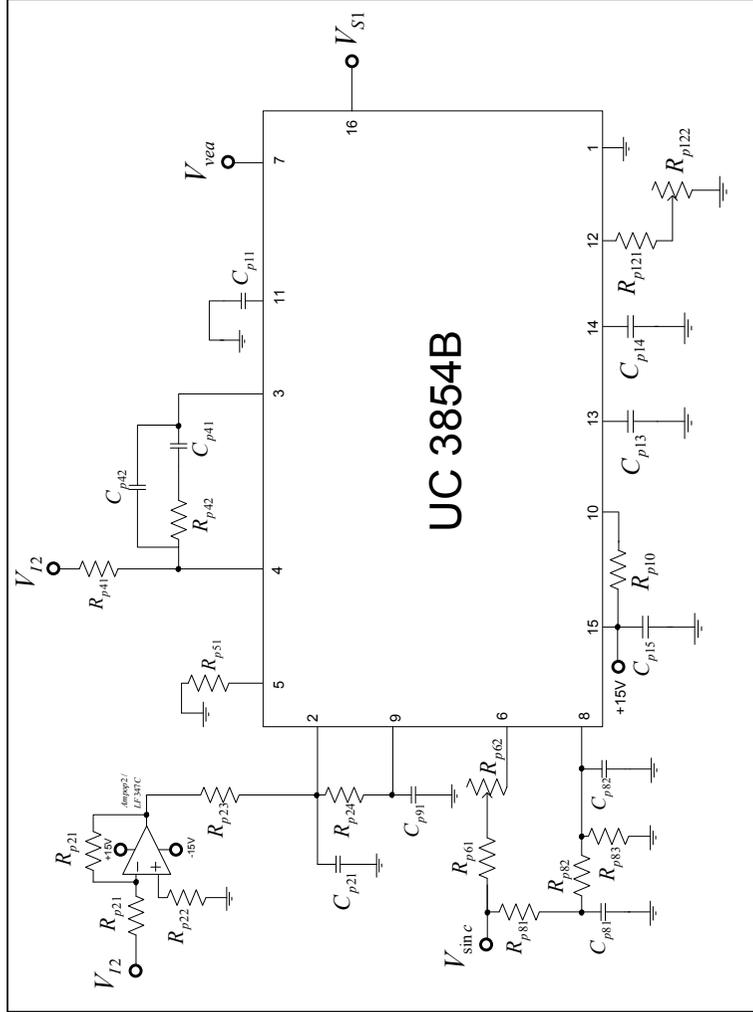
Estágio de Potência



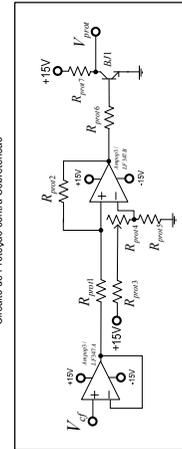
ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO



Circuito da Malha de Corrente de Entrada Retificada



Circuito de Proteção contra Subtensão



Fontes Lógicas

