

RICARDO LUIZ ALVES

**CONCEPÇÃO E ANÁLISE DE RETIFICADORES
HÍBRIDOS TRIFÁSICOS UNIDIRECIONAIS**

FLORIANÓPOLIS

2008

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**CONCEPÇÃO E ANÁLISE DE RETIFICADORES
HÍBRIDOS TRIFÁSICOS UNIDIRECIONAIS**

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

RICARDO LUIZ ALVES

Florianópolis, Julho de 2008

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

CONCEPÇÃO E ANÁLISE DE RETIFICADORES HÍBRIDOS TRIFÁSICOS UNIDIRECIONAIS

Ricardo Luiz Alves

Julho/2008

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras chave: Retificador, conversores híbridos, conversão AC/DC, qualidade da energia.

Número de páginas: 251

RESUMO: Neste trabalho aborda-se o estudo de retificadores híbridos trifásicos unidirecionais para aplicações em potências elevadas. O conversor proposto é constituído a partir da associação paralela de uma ponte de diodos e um retificador PWM. O objetivo é obter uma estrutura capaz de drenar da rede elétrica correntes sinusoidais, com baixo conteúdo harmônico, além de propiciar a regulação da tensão de saída.

Segundo a proposta apresentada, a ponte de diodos opera em baixas frequências e é concebida para processar a maior parte da potência exigida pela carga. Desta forma, o retificador PWM processa uma parcela menor de potência, podendo assim operar com frequências mais elevadas.

A Taxa de Distorção Harmônica obtida com a estrutura proposta varia entre 0 e 32%, dependendo da parcela de potência processada pelo retificador PWM.

São apresentados neste trabalho análise, projeto e simulação de três topologias, bem como uma análise comparativa destas estruturas. Os resultados experimentais da topologia com melhor desempenho teórico também são apresentados.

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

***ANALYSIS AND CONCEPTION OF HYBRID HIGH POWER
FACTOR THREE-PHASE UNIDIRECTIONAL RECTIFIERS***

Ricardo Luiz Alves

July/2008

Advisor: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Concentration Area: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: Rectifier, hybrid converter, AC/DC conversion, Power Quality.

Number of pages: 251

ABSTRACT: This work describes the conception and analysis of a unidirectional hybrid three-phase rectifiers suitable for medium and high power applications. These rectifiers composed of a three-phase diode bridge in parallel with a PWM three-phase unidirectional boost rectifier. The objective is to obtain a converter capable of providing sinusoidal input currents with low harmonic distortion and DC output voltage regulation. The diode rectifier operates at low frequency and has a higher output power rating. Therefore, the PWM unidirectional rectifier is designed to operate with a small power rating and at a high switching frequency.

The THD of the proposed structure varies between 0 and 32%, depending only on the amount of power processed by the PWM three-phase unidirectional rectifier.

The rectifiers topologies conception, principle of operation, control scheme, and simulation and experimental results of a 20kW laboratory prototype are also presented in this paper.

CONCEPÇÃO E ANÁLISE DE RETIFICADORES HÍBRIDOS TRIFÁSICOS UNIDIRECIONAIS

RICARDO LUIZ ALVES

'Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico*, 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.^a Katia Campos de Almeida, Ph.D.

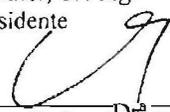
Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

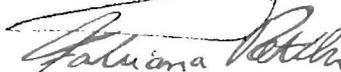


Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

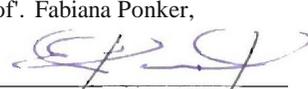
Presidente



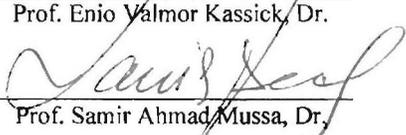
Prof. Guillermo O. Garcia Jr.



Prof. Fabiana Ponker,



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.



Prof. Samir Ahmad Mussa, Dr.

SUMÁRIO

Capítulo 1 – INTRODUÇÃO GERAL.....	1
1.1. Introdução à qualidade da energia	1
1.1.1. Aspectos gerais da norma IEC 61000.....	7
1.1.2. Aspectos gerais da norma IEEE-519.....	8
1.2. Panorama atual das Técnicas de retificação Trifásicas.	9
1.3. Conclusões	13
Capítulo 2 – RETIFICADORES TRIFÁSICOS COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA	15
2.1. Classificação Geral dos retificadores trifásicos sem neutro operando com reduzido conteúdo harmônico de corrente.	15
2.2. Revisão das topologias não isoladas mais encontradas na literatura	19
2.2.1. Ponte trifásica de diodos com filtro de saída.	19
2.2.2. Ponte trifásica de diodos em série com conversor Boost.....	20
2.2.3. Retificador com Filtro de Injeção de Terceira Harmônica.....	22
2.2.4. Retificador Unidirecional Três Níveis.....	24
2.2.5. Ponte completa trifásica (retificador bidirecional).....	26
2.3. Revisão das topologias isoladas mais encontradas na literatura	27
2.3.1. Retificadores de pulsos múltiplos.	27
2.3.2. Retificador Trifásico do tipo Boost utilizando transformador do tipo Scott.	30
2.4. Análise comparativa das estruturas não isoladas apresentadas.....	31
2.4.1. Critérios utilizados na avaliação.	32
2.5. Conclusões	34
Capítulo 3 - ANÁLISE DAS TOPOLOGIAS SELECIONADAS.....	36
3.1. Introdução.....	36
3.2. Ponte trifásica em série com o conversor boost.....	36
3.2.1. Etapas de Operação.....	37
3.2.2. Obtenção da Função de Transferência $I(s)/D(s)$	39
3.2.3. Obtenção da Função de transferência $V(s)/I(s)$	40

3.2.4. Dimensionamento do Indutor boost.....	40
3.2.5. Dimensionamento do Capacitor de Saída	43
3.2.6. Expressão do Fator de Potência	43
3.2.7. Taxa de Distorção Harmônica Total da corrente	45
3.2.8. Potência total comutada	46
3.2.9. Esforços sobre os diodos da ponte retificadora.....	47
3.2.10. Dimensionamento do Interruptor	48
3.2.11. Dimensionamento do diodo boost	48
3.2.12. Controle de tensão e corrente	49
3.2.13. Exemplo de projeto.....	50
3.2.14. Resultados de simulação.....	51
3.2.15. Análise de desempenho (simulação).....	56
3.2.16. Conclusões	57
3.3. Retificador PWM Unidirecional dois níveis	57
3.3.1. Etapas de operação.....	57
3.3.2. Equacionamento Preliminar.....	62
3.3.3. Obtenção da Função de transferência $I(s)/D(s)$	64
3.3.4. Obtenção da Função de transferência $V(s)/I(s)$	66
3.3.5. Dimensionamento dos Indutores de entrada.....	67
3.3.6. Dimensionamento do Capacitor de Filtragem	70
3.3.7. Dimensionamento dos Interruptores.....	71
3.3.8. Dimensionamento dos diodos D_1 e D_4	72
3.3.9. Dimensionamento dos diodos D_{1b} e D_{1d}	72
3.3.10. Dimensionamento dos diodos D_{1a} e D_{1c}	73
3.3.11. Potência Comutada Total	73
3.3.12. Projeto e simulação	74
3.3.13. Análise de desempenho:	83
3.3.14. Conclusões	84
3.4. Conclusões	84

Capítulo 4 – RETIFICADORES HÍBRIDOS TRIFÁSICOS UNIDIRECIONAIS	85
4.1. Introdução.....	85
4.2. Topologia Empregando Conversor CC-CC Tipo Boost.....	87
4.2.1. Etapas de Operação.....	88
4.2.2. Equacionamento Preliminar:.....	92
4.2.3. Obtenção da Função de transferência $V(s)/I(s)$:.....	94
4.2.4. Distribuição de potência	97
4.2.5. Dimensionamento dos indutores do conversor CC-CC tipo boost	101
4.2.6. Dimensionamento dos indutores de entrada do retificador unidirecional	103
4.2.7. Dimensionamento do Capacitor de Filtragem	106
4.2.8. Esforços sobre os diodos da ponte retificadora.....	106
4.2.9. Dimensionamento do Interruptor do conversor boost.....	107
4.2.10. Dimensionamento dos diodos do boost.....	108
4.2.11. Dimensionamento dos Interruptores do retificador unidirecional.....	109
4.2.12. Dimensionamento dos diodos D_1 e D_4	111
4.2.13. Dimensionamento dos diodos D_{1b} e D_{1d}	111
4.2.14. Dimensionamento dos diodos D_{1a} e D_{1c}	112
4.2.15. Cálculo da potência total comutada.....	112
4.2.16. Projeto e simulação	113
4.2.17. Análise de desempenho:	120
4.2.18. Conclusões	121
4.3. Topologia empregando autotransformador redutor de tensão.	123
4.3.1. Etapas de Operação.....	124
4.3.2. Equacionamento Preliminar.....	124
4.3.3. Considerações a respeito do emprego de autotransformadores.....	126
4.3.4. Estratégia de controle.....	127
4.3.5. Dimensionamento dos elementos do estágio de potência do retificador unidirecional.....	131
4.3.6. Cálculo da potência total comutada.....	131

4.3.7. Projeto e simulação	132
4.3.8. Análise de desempenho	138
4.3.9. Conclusões	139
4.4. Topologia empregando autotransformador elevador de tensão.....	141
4.4.1. Cálculo da potência total comutada.....	142
4.4.2. Projeto e simulação	142
4.4.3. Análise de desempenho	147
4.4.4. Conclusões	148
4.5. Conclusões	148
Capítulo 5 – IMPLEMENTAÇÃO DO PROTÓTIPO	150
5.1. Introdução.....	150
5.2. Estágio de potência.....	150
5.2.1. Especificações.....	151
5.2.2. Diagrama esquemático.....	151
5.3. Circuito de controle.....	153
5.3.1. Multiplicador/divisor.....	155
5.3.2. Limite de potência.....	158
5.3.3. Controle de Corrente.....	159
5.3.4. Controle de tensão.....	160
5.3.5. Diagrama esquemático da placa de controle.....	160
5.4. Resultados experimentais.....	162
5.4.1. Ponte retificadora em série com o conversor boost.....	162
5.4.2. Retificador Unidirecional.....	169
5.4.3. Retificador Híbrido.....	176
5.5. - Conclusões.....	186
CONCLUSÃO GERAL	187
ANEXO A	190
A. DEFINIÇÃO MATEMÁTICA E INTERPRETAÇÃO DO CONCEITO DE POTÊNCIA COMUTADA.....	191

A.1. Introdução	191
A.2. O conceito de Potência comutada	192
A.3. Análise para o conversor BOOST	197
A.4. Análise para o conversor BUCK-BOOST	199
A.5. Análise para comparativa Das estruturas apresentadas.....	200
A.6. Conclusões.....	202
ANEXO B – Planilhas de Cálculo para Projeto Dos Conversores Implementados.....	204
Referências Bibliográficas.....	247

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO GERAL

1.1. INTRODUÇÃO À QUALIDADE DA ENERGIA

O Século XVIII ficou conhecido pelos historiadores como o século das luzes. Neste período a revolução intelectual que se efetivou na Europa, especialmente na França, representou o auge das transformações culturais iniciadas no século XIV pelo movimento renascentista. Surgia então o Iluminismo.

Naquele século ocorreram profundas modificações no modo de pensar, sentir e agir do homem. O passo inicial para estas alterações foi a separação gradativa entre o campo da fé (religião) e o campo da razão (ciência), que ocorreu incentivada pelas idéias renascentistas do individualismo e do antropocentrismo (teoria que considera o Homem o centro do Universo).

Os iluministas acreditavam que somente através da razão é que o homem seria capaz de alcançar a convivência harmoniosa em sociedade, a liberdade individual e a felicidade. A razão era, portanto, o único guia da sabedoria capaz de esclarecer qualquer problema, possibilitando ao homem a compreensão e o domínio da natureza.

Incentivado pelo movimento da época, em 1799 o italiano Alessandro Volta constrói a primeira pilha elétrica iniciando assim a era da utilização da eletricidade.

A exploração comercial da energia elétrica relaciona-se diretamente com a figura de Thomas Alva Edison. Após inventar a lâmpada elétrica em 1879, Edison tornou-se instantaneamente famoso. Tinha já fundado a Edison Electric Light Company em outubro de 1878, a fim de desenvolver um sistema de iluminação comercialmente viável. Em 1822, Edison inaugurou o primeiro serviço de distribuição elétrica da história, que inicialmente contava com 85 utilizadores. Nessa época, na Europa também já se observavam avanços na utilização de corrente alternada. Edison defendia a transmissão de energia em corrente contínua. Em 1886 já havia instalado cerca de 60 centrais de corrente contínua alimentando aproximadamente 150.000 lâmpadas.

De maneira resumida, os fatos marcantes na evolução dos sistemas de potência se concentram na época da realização da concorrência para a construção do complexo de *Niagara Falls*, o maior do mundo até então, que se iniciou em 1876. A evolução dos conceitos sobre os sistemas de potência foi marcante dentro de um período de 15 anos, praticamente definindo as características dos sistemas elétricos atuais.

As máquinas de corrente contínua apresentavam vantagens em relação às máquinas a vapor, à roda d'água e à força animal. Entretanto, o alto custo de fabricação e a sua vulnerabilidade em serviço (por causa do comutador) marcaram-na de tal modo

que muitos cientistas dirigiram sua atenção para o desenvolvimento de um motor elétrico mais barato, mais robusto e de menor custo de manutenção. Entre os pesquisadores preocupados com esta idéia, destacam-se o croata Nikola Tesla, o italiano Galileo Ferraris e o russo Mikhail Dolivo-Dobrovolsky. Os esforços não se restringiram somente ao aperfeiçoamento do motor de corrente contínua, mas também se cogitou de sistemas de corrente alternada, cujas vantagens já eram conhecidas em 1881.

Em 1882, Tesla fora contratado pela Companhia Continental Edison em Paris, distinguindo-se como um excelente engenheiro. Dois anos mais tarde, viajou à Nova York para conhecer o presidente da companhia que era o próprio Thomas Edison.

Este encontro não foi bom como Tesla havia sonhado. Edison o observou com desprezo e certamente não tinha intenção em colaborar com qualquer esquema AC. Edison via os sistemas de corrente alternada como uma ameaça a seu império DC. Tesla prometeu aumentar a eficiência de dínamos em 25% em dois meses. Edison disse a ele que se assim conseguisse, ele lhe pagaria cinquenta mil dólares. Cumprindo a promessa, Tesla aprimora os dínamos com uma margem superior àquela prometida a Edison. Mas, quando pediu por seu pagamento, Edison recusou-se a honrar o acordo, dizendo que estava apenas 'brincando'. Tesla demitiu-se e nunca mais trabalhou com Edison.

Tesla foi contatado por um grupo de investidores que desejavam vender a lâmpada de arco que ele havia inventado e assim, nasceu a Companhia Elétrica Tesla. Tesla estava ansioso por esta oportunidade de trazer a corrente alternada ao mundo, mas seus investidores nada queriam com ela. Assim, Tesla foi rejeitado pela companhia que tinha seu próprio nome.

Após este acontecimento Nikola Tesla passou a enfrentar sérias dificuldades financeiras, realizando trabalhos braçais faturando um dólar por dia, planejando até mesmo cometer suicídio no seu trigésimo aniversário, à meia noite em ponto, hora do seu nascimento. Porém, antes que isso acontecesse A. K. Brown, da Western Union, soube da situação de Tesla e ofereceu-lhe um laboratório próprio, e a chance de pesquisar a corrente alternada. Tesla imediatamente começou a trabalhar em seu dínamo AC baseando-se no motor de corrente alternada de duas fases proposto por Galileo Ferraris.

Ferraris, apesar de ter inventado o motor de campo girante, concluiu erroneamente que os motores construídos segundo este princípio poderiam, no máximo, obter um rendimento de 50% em relação à potência consumida.

Tesla apresentou, em 1887, um pequeno protótipo de motor de indução bifásico com rotor em curto-circuito, e logo se tornou a sensação da comunidade de engenheiros. Dentre os convertidos por suas palestras à corrente alternada, estava George Westinghouse, quem negociou com Tesla a fabricação dos dínamos.

Westinghouse venceu a concorrência para fornecer os equipamentos para *Niagara Falls*, oferecendo metade do valor sugerido por Edison para a instalação de um sistema DC. Em 1895, o sistema de energia AC de *Niagara* foi inaugurado sem uma única falha, transmitindo energia até *Buffalo*, a aproximadamente trinta e três quilômetros de distância, uma total impossibilidade com corrente contínua. Não mais uma comodidade luxuosa reservada aos ricos, a energia elétrica agora era para todos.

Pouco tempo depois, na Alemanha, é colocado em funcionamento um sistema de 100 HP (74,6 kW) com transmissão de 160 km, em corrente alternada, operando em 30.000 V. A empresa de Edison, a Edson General Electric Company, junta-se com a Thomson-Houston, formando a General Electric que passa a produzir em larga escala transformadores e alternadores.

Nikola Tesla é considerado o responsável pela adoção na América de Norte do sistema elétrico trifásico de 60Hz, tornado-se mais tarde modelo para os sistemas adotados até hoje por quase todos os países do mundo.

Os sistemas de corrente alternada se multiplicaram rapidamente e, já em 1897, existiam 121 sistemas desse tipo em funcionamento, alimentando cerca de 325.000 lâmpadas.

Por volta do ano de 1900, Cooper Hewitt [1] descobriu os fundamentos da retificação realizando experiências com eletrodos de mercúrio em tubos de vidro hermeticamente fechados. Em 1902 desenvolveu um dispositivo retificador a arco de mercúrio, recebendo além de uma patente alemã, grande reconhecimento por sua descoberta, pois até então a retificação era realizada através de conversores eletromecânicos (motor de corrente alternada acoplado ao eixo de um gerador de corrente contínua).

Ainda nos primórdios da eletrônica, dois dispositivos eram utilizados para retificar uma corrente alternada: o primeiro deles era a válvula-diodo e, o outro, o diodo de óxido de cobre ou óxido de selênio. Porém logo descobriu-se que colocando uma grade metálica entre o catodo e o anodo de uma válvula diodo, uma nova espécie de válvula, chamada "triado", podia ser obtida, permitindo o controle do fluxo de corrente através deste dispositivo.

No entanto, somente em 1948, quando houve a primeira revolução ligada aos componentes eletrônicos, com a invenção do diodo e do transistor de silício nos laboratórios da Bell Telephone, é que surge a eletrônica de potência. Em 1960, foi anunciado o lançamento comercial do primeiro diodo retificador capaz de conduzir uma corrente da ordem de 100kA e, dez anos mais tarde, o primeiro tiristor desta categoria já estava disponível.

Foram necessárias apenas duas décadas para que a utilização de certos equipamentos, tais como retificadores, controle de motores e fontes de alimentação provocassem o crescimento do conteúdo harmônico nos sistemas elétricos e trouxessem as primeiras preocupações com respeito a este assunto para os engenheiros da área. Por volta de 1980, o avanço da utilização dos controladores de velocidade para motores, do crescente número de microcomputadores e da grande utilização de *ballasts* de iluminação, tanto por parte dos consumidores residenciais quanto industriais, provocou um aumento ainda mais significativo do conteúdo harmônico circulando no sistema de potência [2].

Desde então o interesse, tanto das Empresas Concessionárias dos Serviços de Eletricidade como dos usuários de energia elétrica, a respeito da Qualidade de Energia (ou *Power Quality*) vem crescendo bastante. O conceito de Qualidade de Energia é bastante abrangente e envolve vários tipos de distúrbios que ocorrem no sistema elétrico. Tais distúrbios não são necessariamente novos, alguns deles até já eram conhecidos logo após a implantação dos primeiros sistemas elétricos. O que há de novo é o fato de que os engenheiros estão começando a tratar o assunto não como um problema individual, isolado, mas como um tema bastante abrangente e que precisa ser resolvido de forma sistêmica.

Existem algumas razões importantes que contribuem para o crescimento do interesse à cerca da Qualidade de Energia. Os equipamentos eletroeletrônicos atuais estão mais sensíveis às variações da Qualidade da Energia do que os equipamentos usados no passado. Muitos desses novos equipamentos contêm sistemas controlados através de microprocessadores e outros componentes eletrônicos que são sensíveis aos diversos tipos de distúrbios que ocorrem no sistema elétrico. Também se destaca a conscientização dos usuários finais de energia elétrica a respeito dos problemas relacionados com a Qualidade da Energia. Cada vez mais os consumidores procuram tornar-se melhor informados à respeito dos efeitos causados em seus equipamentos por distúrbios oriundos dos sistema elétrico, tais como mergulho de tensão (Sag), salto de tensão (Swell) e transitórios provocados por chaveamentos e estão interpelando as concessionárias dos serviços de eletricidade no sentido de que seja melhorada a qualidade da energia fornecida.

O fato de os sistemas elétricos estarem interconectados aumenta ainda mais a preocupação com a Qualidade da Energia. A interconexão implica no fato de que uma falha em qualquer ponto da rede tenha uma conseqüência muito mais importante agora do que no passado, quando os sistemas eram isolados.

Na Tabela 1.1 estão apresentados e classificados os principais aspectos analisados pelas Concessionárias norte-americanas dos Serviços de Eletricidade no que diz respeito à qualidade do fornecimento de energia elétrica [3].

Tabela 1.1. - Classificação dos distúrbios de tensão observados no sistema elétrico.

Categorias		Conteúdo Espectral Típico	Duração Típica	Magnitude Típica	
Transientes	Impulsivo	nanosegundo	5ns rise	< 50ns	-
		microsegundo	1 μ s rise	50ns – 1ms	-
		milisegundo	0,1ms rise	> 1ms	-
	Oscilatório	Baixa frequência	< 5 kHz	0,3ms – 50ms	0 – 4 pu
		Média frequência	5 – 500 kHz	20 μ s	0 – 8 pu
Alta frequência		0,5 – 5 MHz	5 μ s	0 – 4 pu	
Variações de Curta Duração	Instantâneas	Interrupção	-	0,5 – 30 ciclos	< 0,1 pu
		Sag	-	0,5 – 30 ciclos	0,1 – 0,9 pu
		Swell	-	0,5 – 30 ciclos	1,1 – 1,8 pu
	Momentâneas	Interrupção	-	30 ciclos – 3s	< 0,1 pu
		Sag	-	30 ciclos – 3s	0,1 – 0,9 pu
		Swell	-	30 ciclos – 3s	0,1 – 1,4 pu
	Temporárias	Interrupção	-	3s - 1 min	< 0,1 pu
		Sag	-	3s - 1 min	0,1 – 0,9 pu
		Swell	-	3s - 1 min	1,1 – 1,2 pu
Variações de Longa Duração	Interrupção	-	> 1 min	0,0 pu	
	Subtensão	-	> 1 min	0,8 – 0,9 pu	
	Sobretensão	-	> 1min	1,1 – 1,2 pu	
Desequilíbrio de Tensão		-	Regime Permanente	0,5 – 2%	
Distorções na Forma de Onda	Componente DC		-	Regime Permanente	0 – 0,1%
	Harmônicas		0 – 100ª ordem	Regime Permanente	0 – 20%
	Inter-Harmônicas		0 – 6kHz	Regime Permanente	0 – 2%
	Notching		-	Regime Permanente	-
	Ruídos		Broadband	Regime Permanente	0 – 1%
Flutuação de Tensão		< 25Hz	Intermitente	0,1 – 7%	
Variações de Frequência		-	< 10s	-	

Alguns dos fatores apresentados na Tabela 1.1 não dependem somente da concessionária, mas dependem também do tipo de carga que é instalada ou ligada ao sistema. Um bom exemplo é a conexão de equipamentos tais como retificadores com filtro capacitivo, ou fontes chaveadas no sistema elétrico. Tais equipamentos apresentam características não lineares, drenando correntes distorcidas com elevado conteúdo harmônico.

A presença de harmônicas de corrente, responsável pela distorção da forma de onda de corrente, além de reduzir o fator de potência do equipamento, causa outros problemas, tais como interferência eletromagnética, perdas nas linhas de transmissão, distorção nas tensões da rede de alimentação devido às impedâncias da linha de transmissão [2 - 6]. Em sistemas trifásicos, a presença de correntes harmônicas também pode conduzir a alguns problemas especiais. Em um sistema trifásico a quatro fios as

harmônicas podem produzir correntes elevadas no condutor neutro, o que pode exceder a capacidade de condução do fio utilizado caso o efeito das harmônicas não seja levado em consideração [6 - 7]. Outro problema sério encontrado nos sistemas trifásicos aparece nos capacitores para compensação de energia reativa. Neste caso, o valor eficaz de corrente sobre os capacitores pode sofrer um aumento bastante significativo, levando à diminuição da vida útil e até à destruição do dispositivo [5].

Em geral a presença de elevados níveis de conteúdo harmônico tem maior efeito sobre o sistema de potência do que sobre as cargas [2]. Entretanto, conforme já mencionado anteriormente, os equipamentos mais modernos estão se tornando cada vez mais susceptíveis aos efeitos das harmônicas devido à utilização de microcontroladores e de vários dispositivos eletrônicos sensíveis aos diversos tipos de distúrbios que possam estar presentes no sistema elétrico [4].

Sabe-se bem que os equipamentos eletrônicos, incluindo as fontes de alimentação chaveadas, podem ser projetados para operar com elevado fator de potência, ou seja, produzindo conteúdo harmônico reduzido. Os avanços na eletrônica de potência, sobretudo nas estratégias de controle e modulação e no desenvolvimento de novas topologias, têm propiciado a elaboração de equipamentos economicamente viáveis e bastante eficientes no que diz respeito à qualidade da energia por eles processada. Todavia, à medida que os níveis de potência se elevam, aumentam também os efeitos das harmônicas geradas por estes equipamentos sobre o sistema elétrico e, conseqüentemente, tornam a tarefa de projetar e desenvolver conversores com elevado fator de potência um processo bastante trabalhoso e muitas vezes praticamente inviável, pois somente eficiência e reduzido conteúdo harmônico não são suficientes para garantir que equipamentos com elevada qualidade sejam produzidos e comercializados. Muitas vezes o custo é o fator determinante, o que deixa a preocupação com a qualidade da energia processada em segundo plano.

Para preservar a natureza senoidal das tensões do sistema elétrico, mantendo assim a qualidade da energia fornecida, foram criadas algumas normas de caráter internacional estabelecendo certas diretrizes a respeito da produção de harmônicas por determinados equipamentos. As duas importantes normas que limitam o conteúdo harmônico foram estabelecidas pela IEC (*International Electrotechnical Commission*) e pelo IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) e são conhecidas respectivamente por IEC/EN 61000 [7,8] e IEEE-519 [9]. Na elaboração de tais normas, diferentes critérios foram analisados.

1.1.1. Aspectos gerais da norma IEC 61000.

As primeiras resoluções normativas com relação ao conteúdo harmônico de corrente datam de 1982. Inicialmente foi criada a IEC-555, sendo adotada no ano de 1991 como a norma a ser seguida pela comunidade europeia. Desde então vem sofrendo várias revisões e alterações que visam seu aperfeiçoamento. Com a revisão de 1997 a IEC-555 passou a ser denominada IEC 61000, sendo que atualmente já sofreu outras três revisões. Adotar ou não esta, ou qualquer outra norma, é uma prerrogativa individual de cada país, assim, conseqüentemente, é difícil dizer onde cada uma delas tem validade. No entanto, a IEC 61000 é obrigatória na Europa, sendo que, todo equipamento precisa estar em conformidade com esta norma para que possa ser comercializado nos países que fazem parte da CEE (Comunidade Econômica Europeia).

A IEC 61000-3-2 cobre vários tipos diferentes de equipamento, estabelecendo os limites aceitáveis de harmônicas para cada caso. Envolve os equipamentos cuja corrente nominal de entrada não ultrapasse 16A por fase, conectados à rede de 50Hz ou 60Hz, operando com tensões de fase entre 220V e 240V para circuitos monofásicos e com tensões entre 380V e 415V para circuitos trifásicos.

Os limites para os equipamentos da “classe A” ditados pela IEC61000-3-2 são apresentados na Tabela 1.2.

Tabela 1.2. - Limites das Harmônicas de corrente de acordo com a norma IEC 61000-3-2

Limites para o conteúdo Harmônico			
Harmônicas ímpares		Harmônicas Pares	
Ordem da Harmônica (n)	Máximo Valor Admissível $I_n/I_1\%$	Ordem da Harmônica (n)	Máximo Valor Admissível $I_n/I_1\%$
3	2,30	2	1,08
5	1,14	4	0,43
7	0,77	6	0,30
9	0,40	$8 \leq n \leq 40$	$0,23 \cdot (8/n)$
11	0,33	-	-
13	0,21	-	-
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \cdot (15/n)$	-	-

A título de curiosidade, o enquadramento de um equipamento na norma IEC 61000-3-2 traz como impacto, um incremento de custo da ordem de U\$0,10 a U\$0,30 (dólares americanos) por Watt processado, bem como um aumento da ordem de 10% a 30% do volume final do equipamento [6].

Para equipamentos cuja corrente nominal ultrapasse o limite de 16A por fase, deve ser utilizada IEC61000-3-4 cujos limites estabelecidos são mostrados na Tabela 1.3.

Tabela 1.3. - Limites Amplitudes das Harmônicas de corrente de acordo com a norma IEC 61000-3-4

Limites para o conteúdo Harmônico			
Ordem da Harmônica (n)	Máximo Valor Admissível $I_n/I_1\%$	Ordem da Harmônica (n)	Máximo Valor Admissível $I_n/I_1\%$
3	21,6	21	$\leq 0,6$
5	10,7	23	0,9
7	7,2	25	0,8
9	3,8	27	$\leq 0,6$
11	3,1	29	0,7
13	2,0	31	0,7
15	0,7	≥ 33	$\leq 0,6$
17	1,2	Harmônicas Pares	
19	1,1	n (par)	$8/n$ ou $\leq 0,6$

O foco deste trabalho são os equipamentos para médias e altas potências, desta forma, os limites estabelecidos são ditados pela IEC 61000-3-4 e, portanto, dependem do nível de potência processado.

1.1.2. Aspectos gerais da norma IEEE-519

No ano de 1979 é publicado pelo IEEE, um documento que estabelece limites para as amplitudes das harmônicas de corrente. Tal documento foi intitulado “*IEEE Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Converters*” e em 29 de abril de 1983 foi aprovado e pelo “*American National Standards Institute*” tornando-se a primeira norma americana a versar sobre este tema.

Em 18 de junho de 1992, foi publicado o “*IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*”, mais conhecido como IEEE-519 e que substitui o documento anterior. Os limites estabelecidos baseiam-se na relação entre a componente fundamental da corrente de carga, denominada i_L e a corrente de curto-circuito no ponto de conexão comum (PCC) denominada i_{sc} . Desta forma, são impostos limites proporcionais à potência total processada, tornando-se mais rígidos para elevados valores de carga e mais amenos para carga reduzida. Os novos limites estabelecidos pela IEEE-519 são semelhantes em magnitude aos ditados pela IEC 61000-3-4, entretanto, utiliza conceitos mais abrangentes.

Os limites para as amplitudes das harmônicas de corrente de ordem ímpar estão listados na Tabela 1.4 e na Tabela 1.5. Para as harmônicas de ordem par considera-se 25% dos limites das harmônicas ímpares imediatamente superiores, sendo que não é permitida componente contínua de corrente como acontece no caso dos retificadores de meia-onda.

Tabela 1.4. - Amplitudes máximas das harmônicas de corrente estabelecidas pela norma IEEE-519 para sistemas operando com tensões entre 120V e 69kV

Limites para o conteúdo Harmônico						
I_{sd}/I_L	$n < 11$	$11 \leq n < 17$	$17 \leq n < 23$	$23 \leq n < 35$	$35 \leq n$	THD
< 20	4,0%	2,0%	1,5%	0,6%	0,3%	5,0%
$20 \leq I_{sd}/I_L < 50$	7,0%	3,5%	2,5%	1,0%	0,5%	8,0%
$50 \leq I_{sd}/I_L < 100$	10,0%	4,5%	4,0%	1,5%	0,7%	12,0%
$100 \leq I_{sd}/I_L < 1000$	12,0%	5,5%	5,0%	2,0%	1,0%	15,0%
$I_{sd}/I_L > 1000$	15,0%	7,0%	6,0%	2,5%	1,4%	20,0%

Tabela 1.5. - Amplitudes máximas das harmônicas de corrente estabelecidas pela norma IEEE-519 para sistemas operando com tensões entre 69kV e 161kV

Limites para o conteúdo Harmônico						
I_{sd}/I_L	$n < 11$	$11 \leq n < 17$	$17 \leq n < 23$	$23 \leq n < 35$	$35 \leq n$	THD
< 20	2,0%	1,0%	0,75%	0,3%	0,15%	2,5%
$20 \leq I_{sd}/I_L < 50$	3,5%	1,75%	1,25%	0,5%	0,25%	4,0%
$50 \leq I_{sd}/I_L < 100$	5,0%	2,25%	2,0%	0,75%	0,35%	6,0%
$100 \leq I_{sd}/I_L < 1000$	6,0%	2,75%	2,5%	1,0%	0,5%	7,5%
$I_{sd}/I_L > 1000$	7,5%	3,5%	3,0%	1,25%	0,7%	10,0%

Além das harmônicas de corrente, a IEEE-519 limita também a distorção harmônica das tensões obtidas no PCC, ou seja, as tensões fornecidas pelo sistema elétrico ao qual o equipamento será conectado. Neste aspecto levou-se em conta também o nível de tensão envolvido, sendo que os critérios tornam-se mais rígidos à medida que a tensão se eleva.

A Tabela 1.6 mostra os valores estabelecidos pela IEEE-519 para as harmônicas de tensão.

Tabela 1.6. - Amplitudes máximas das harmônicas de tensão estabelecidas pela norma IEEE-519

Tensão	Amplitude individual das Harmônicas	THD _v
$< 69\text{kV}$	3,0%	5,0%
69kV – 138kV	1,5%	2,5%
$> 138\text{kV}$	1,0%	1,5%

1.2. PANORAMA ATUAL DAS TÉCNICAS DE RETIFICAÇÃO TRIFÁSICAS.

Por definição, um conversor converte energia de uma forma para outra. No caso dos retificadores a energia é transferida da rede de alimentação trifásica para a carga

conectada na saída do conversor, caracterizando a transferência de energia da forma alternada para a forma contínua.

Alguns requisitos devem ser observados no projeto de conversores CA-CC [10].

Do ponto de vista da entrada os pontos-chave são:

- ✓ nível e variação percentual da tensão;
- ✓ valor nominal e variação da frequência;
- ✓ capacidade de curto-circuito da instalação elétrica;
- ✓ fator de potência permitido pela concessionária;
- ✓ distorção harmônica permitida pela concessionária.

Para o lado CC têm-se como parâmetros importantes a serem observados:

- ✓ tensão e corrente nominais de operação;
- ✓ máxima ondulação de tensão e de corrente admitidas;
- ✓ regulação e tempo de resposta dinâmica para variações de carga;
- ✓ capacidade de curto-circuito da instalação elétrica;
- ✓ capacidade de operação com sobrecarga.

Do ponto de vista global, deve-se observar na estrutura:

- ✓ eficiência (rendimento);
- ✓ confiabilidade;
- ✓ capacidades de diagnóstico e reparo em caso de falhas;
- ✓ relação entre custo de implementação/instalação e o tempo de vida útil;
- ✓ procedimentos necessários para “*startup / shutdown*”;
- ✓ peso e volume total atingidos.

Definir qual topologia é mais apropriada para ser utilizada em determinada aplicação consiste em avaliar o grau de importância de cada um dos critérios apresentados acima e estabelecer um compromisso entre eles [10, 40].

O retificador a diodos é a mais simples das topologias de retificadores, pois emprega apenas interruptores não controlados e, por este motivo, são também denominados retificadores comutados pela linha. Robustez e baixo custo são as características mais atrativas, as quais permitem que estas estruturas sejam empregadas em aplicações de potência bastante elevada. Entretanto, não permitem por si próprios o controle da tensão de saída, restringindo um pouco o uso destes conversores. A elevada THD (Taxa de Distorção Harmônica) observada nas correntes de entrada é outro importante fator que diminui ainda mais a aceitação destas estruturas pela indústria. Para compensar a distorção harmônica gerada pelos retificadores a diodos, filtros passivos lineares e/ou estruturas para correção do fator de potência (também conhecidas como filtros ativos) podem ser empregados. Para aplicações com níveis de potência muito

significativos é comum encontrar estruturas que utilizam técnicas de multiplicação de pulsos baseadas em arranjos especiais de enrolamentos de transformadores. Sendo assim, estas estruturas tornam-se pesadas e volumosas, entretanto são extremamente robustas e de custo bastante reduzido.

Duas técnicas são freqüentemente aplicadas para obter o controle da tensão de saída dos retificadores a diodos. A primeira consiste na utilização de OLTCs (*on-load tap changers*) para ajustar a relação entre o número de espiras dos enrolamentos primário e secundário do transformador. Sendo assim, a variação obtida na tensão de saída se dá de maneira discreta, ou seja, em degraus. Além do aumento do peso e volume causados pela inserção do transformador, os maiores inconvenientes observados neste método são o desgaste e a manutenção preventiva requerida pelos sistemas mecânicos responsáveis pelas comutações. A Fig. 1.1 mostra uma estrutura típica utilizada no enrolamento de um transformador para realizar a função mencionada.

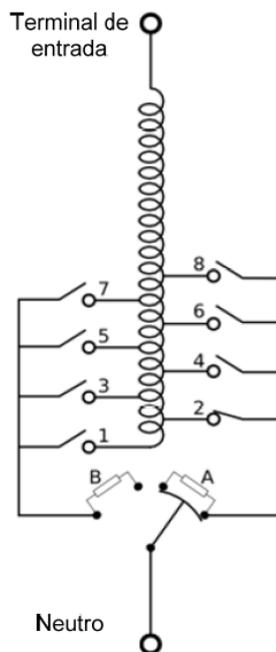


Fig. 1.1 - OLTCs (on-load tap changers).

A segunda técnica empregada para obter o controle da tensão de saída fundamenta-se na inserção de um reator saturável, que funciona como uma impedância variável conectada em série com a carga. Por permitir uma pequena faixa de variação de controle da tensão de saída (algo entre 60V e 80V) esta técnica geralmente é utilizada em conjunto com os OLTCs, proporcionando assim a regulação contínua para uma faixa mais ampla.

Ainda tratando-se de técnicas empregando elementos magnético saturados pode-se citar as estruturas que empregam transformadores de tensão constante (CVT –

Constant Voltage Transformer [48]). Esta técnica permite obter uma tensão de saída praticamente constante para pequenas variações da tensão de entrada. Apresenta como principais desvantagens o baixo rendimento e a sensibilidade à variações de carga.

Os retificadores a tiristor apresentam a mesma robustez dos retificadores a diodos. A complexidade e os custos de implementação são um pouco superiores (admitindo que não sejam aplicadas técnicas de controle da tensão de saída nos retificadores a diodos) devido ao circuito de disparo dos semicondutores. Do ponto de vista das correntes de entrada, a THD observada é maior do que a obtida no caso da ponte não controlada (retificador a diodos). Por outro lado, o controle da tensão de saída é obtido através do ajuste do ângulo de disparo dos tiristores dispensando quaisquer técnicas adicionais, tais como os OLTCs e os reatores saturáveis. Devido à simplicidade, robustez, confiabilidade e eficiência, os retificadores a tiristor são as estruturas mais empregadas em retificação de alta potência [48].

A associação de um conversor CC-CC na saída de uma ponte trifásica não controlada é freqüentemente utilizada para compor um retificador de dois estágios, como mostrado na Fig. 1.2.

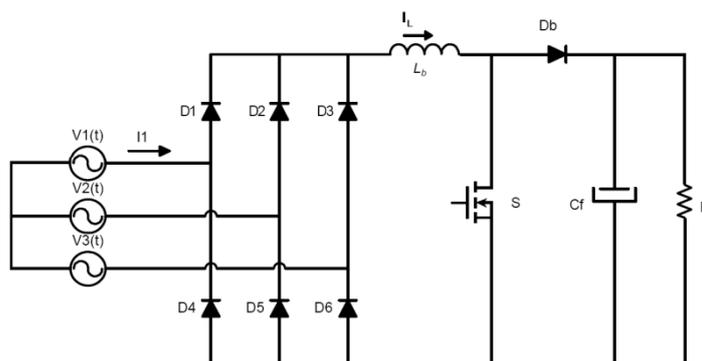


Fig. 1.2 - Ponte Retificadora Trifásica com Estágio CC/CC do tipo Boost.

Esta configuração consolidou-se e difundiu-se em aplicações de tração em corrente contínua de baixa potência. Os avanços recentes na tecnologia de semicondutores, particularmente o IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) e o IGCT (*Integrated Gate Comumutated Thyristor*), vem permitindo a aplicação destas estruturas em níveis de potência cada vez mais elevados. Esta técnica traz como resultado positivo a redução do peso e volume dos elementos magnéticos utilizados na filtragem da corrente de saída. Entretanto, a qualidade das correntes, apesar de ser superior à apresentada pelos retificadores a diodos e a tiristor, ainda não permite o enquadramento do equipamento nos padrões estabelecidos pelas normas, inviabilizando sua utilização em diversas aplicações. Quando comparadas com os retificadores a diodos e os retificadores à tiristor, além do aumento do número de componentes eletrônicos

necessários para a implementação destas estruturas, destacam-se como aspectos negativos a redução do rendimento e da confiabilidade.

As técnicas de retificação ativa representam a classe mais promissora no que diz respeito aos retificadores com reduzida produção de conteúdo harmônico de corrente. Fator de potência unitário e uma THD bastante próxima de zero podem ser obtidos. Para aplicações em baixas potências estas estruturas tornaram-se a solução padrão. Para aplicações que envolvem elevados níveis de corrente e o peso e volume são fatores importantes, os retificadores ativos até podem ser empregados, entretanto, a complexidade e o custo são incrementados significativamente, quando comparados com as técnicas anteriormente descritas. O desenvolvimento de estratégias de comutação suave e a elaboração de layouts otimizados são os grandes desafios que precisam ser superados para consolidar estas topologias nas aplicações de potência elevada.

As estruturas híbridas vem ganhando destaque nas linhas de pesquisa atuais. O grande atrativo destas topologias é o fato delas reunirem em um único conversor as características de robustez e alta eficiência dos retificadores comutados pela linha com a eficiente redução do conteúdo harmônico dos retificadores autocomutados.

Se comparada com a implementação de um único retificador PWM, a quantidade de componentes necessária para a implementação da estrutura híbrida é superior. Entretanto, é esperado que o volume total do retificador híbrido seja menor ou bastante próximo do volume obtido para uma única estrutura autocomutada operando com o mesmo nível de potência. Isto se deve ao fato de, no retificador híbrido, a estrutura ativa operar com menor nível de potência, permitindo assim a elevação da frequência, bem como a utilização de semicondutores com características mais favoráveis, resultando em redução do volume dos elementos magnéticos e de dissipadores de calor. Como resultado principal, busca-se obter correntes de entrada com reduzido conteúdo harmônico, sendo que a maior parcela possível de energia é processada pelo retificador comutado pela linha, aproveitando as características de robustez e elevado rendimento destas estruturas, e a parcela restante, processada pelo retificador autocomutado, que é responsável por impor o formato senoidal para a corrente de entrada.

O objetivo deste trabalho é conceber e analisar estruturas retificadoras unidirecionais híbridas, concebidas a partir da associação paralela de retificadores PWM unidirecionais e retificadores controlados pela linha.

1.3. CONCLUSÕES

A eletrônica de potência começou a ter seus alicerces construídos somente após a primeira revolução ligada aos componentes eletrônicos, com a invenção do diodo e do

transistor, por volta de 1948. A partir desta data os equipamentos eletrônicos começaram a ter sua utilização mais difundida, sobretudo no controle de motores e fontes de alimentação chaveadas, provocando assim as primeiras preocupações com respeito à qualidade da energia consumida pelos equipamentos eletroeletrônicos.

Os problemas causados pela presença de componentes harmônicas no sistema elétrico são bastante graves e, por este motivo, foram criadas normas que visam estabelecer certos limites para as harmônicas de corrente geradas pelos equipamentos. Neste capítulo foram apresentados os aspectos gerais das normas internacionais IEC61000 e IEE519, por serem as mais utilizadas pelos fabricantes de equipamentos eletrônicos.

Dentre as técnicas conhecidas para realizar a retificação trifásica as estruturas comutadas pela linha são as que apresentam menor custo e maior robustez, entretanto, os níveis de harmônicos gerados não permitem que equipamentos que utilizem estas estruturas sejam certificados pelas normas pertinentes.

Por outro lado, as estruturas autocomutadas permitem obter correntes de ótima qualidade. Todavia, para aplicações em altas correntes, são de custo e complexidades elevados.

Como proposta de trabalho serão apresentadas e analisadas novas topologias híbridas que permitam reunir em uma única estrutura as características dos retificadores comutados pela linha com as características dos retificadores autocomutados, tal que a potência ativa total processada pela carga seja distribuída da maneira mais eficiente possível.

CAPÍTULO 2 – RETIFICADORES TRIFÁSICOS COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA

2.1. CLASSIFICAÇÃO GERAL DOS RETIFICADORES TRIFÁSICOS SEM NEUTRO OPERANDO COM REDUZIDO CONTEÚDO HARMÔNICO DE CORRENTE.

No contexto da eletrônica de potência, retificador é o nome genérico dado ao dispositivo ou equipamento eletrônico capaz de converter tensões e correntes alternadas em tensões e correntes contínuas. Por este motivo também é conhecido como conversor CACC. [1, 9]. Neste trabalho serão consideradas apenas as estruturas trifásicas que operam sem neutro.

O princípio fundamental da retificação é a utilização de dispositivos semicondutores de potência que desempenham o papel de interruptores. Os tipos mais comuns de interruptores utilizados em retificadores são os diodos, tiristores e os transistores.

Devido ao fato de o bloqueio dos diodos e tiristores dar-se através da passagem por zero da corrente, os retificadores que operam com estes dispositivos são conhecidos como retificadores comutados pela linha (*Line-Commutated Rectifiers*) ou retificadores passivos. O termo “retificador passivo” é bastante forte e abrangente, sendo encontrado com frequência na literatura, entretanto não é o mais apropriado para tratar os retificadores comutados pela linha. Neste texto, o termo refere-se ao fato destas estruturas não permitirem um controle ativo das correntes de entrada.

A utilização de transistores de potência permite que a corrente seja bloqueada no instante desejado e, por este motivo, os retificadores que operam com estes interruptores são denominados retificadores autocomutados (*Self-Commutated Rectifiers*) [12] ou retificadores ativos. O método mais comum de implementar o controle ativo de qualquer conversor é através da modulação por largura de pulsos (*PWM – Pulse Width Modulation*), embora outras técnicas como a modulação por deslocamento de fase (*PSM – Phase Shift Modulation*) e a modulação vetorial (*SVM – Space Vector Modulation*) venham ganhando espaço nas linhas de pesquisa atuais.

O desenvolvimento de conversores PWM capazes de gerar conteúdo harmônico reduzido só foi possível devido à evolução dos semicondutores de potência (MOSFETs, IGBTs e GTOs), que se tornaram bastante rápidos e capazes de conduzir elevados valores de corrente com perdas reduzidas. Os avanços obtidos na área de controle, sobretudo no que diz respeito às técnicas digitais, também tiveram grande influência

neste aspecto. As versões atuais dos microcontroladores e os DSP's (*Digital Signal Processor*) tornaram-se tão velozes a ponto de permitir que o controle do conversor seja realizado com extrema eficiência, garantindo uma excelente resposta dinâmica do sistema.

De acordo com a aplicação e o comportamento desejado, a concepção de um conversor pode levar à diversas variações topológicas com diferentes graus de complexidade. Do ponto de vista técnico, a seleção de uma topologia deve levar em consideração além do conteúdo harmônico das correntes de entrada, aspectos como o controle da tensão de saída, o custo e a densidade de potência obtida.

Para os conversores que operam em dois estágios (conversor CC-CC conectado à saída de um retificador), o controle da tensão de saída do retificador torna-se um fator extremamente importante, pois além de permitir uma ampla faixa de variação da tensão de entrada, favorece a redução do peso e volume total da estrutura, uma vez que o estágio CC-CC pode ser projetado para obter a melhor eficiência possível.

As publicações mais recentes indicam que o foco atual das pesquisas realizadas na área de retificadores está voltado para os retificadores auto-comutados e para as estruturas híbridas [12,40]. Entende-se por retificador híbrido a conexão (série ou paralela) entre um retificador autocomutado e outro comutado pela linha. Além disto, o retificador controlado pela linha, operando em baixa frequência, deve ser projetado de forma tal que este processe a maior parcela possível da energia total entregue à carga. Sendo assim, o retificador autocomutado, operando em frequência elevada, processa a parcela restante da energia consumida. Entretanto, o conceito de retificador híbrido não deve ser confundido com o de filtro ativo. Filtro ativo é um dispositivo que permite a eliminação de harmônicas de equipamentos operando com cargas não-lineares, entretanto processa basicamente energia reativa, não havendo fornecimento de potência ativa para a carga. O retificador Híbrido, além de processar energia reativa, entrega potência ativa para a saída.

Outro aspecto importante a ser analisado é a distinção entre os retificadores unidirecionais e os retificadores bidirecionais. Os conversores bidirecionais a dois e três níveis, bem como os conversores multiníveis são bastante conhecidos nas aplicações de tração elétrica [13]. Os mesmos conceitos de controle utilizados para obter tração ou frenagem (regeneração de energia) podem ser estendidos e aplicados aos circuitos retificadores.

Os retificadores unidirecionais permitem uma redução significativa da complexidade do circuito, quando comparados com as versões bidirecionais [14-16]. Entretanto, na prática são utilizados apenas em aplicações específicas, nas quais a

regeneração de energia não é possível ou é indesejada. Como exemplos podem ser citados os sistemas de acionamento com baixa dinâmica (ventilador, ar-condicionado), UPSs (Uninterruptible Power Supplies) e carregadores de bateria.

Em determinadas aplicações é importante obter isolamento entre os lados CA e CC do sistema. Nos sistemas de elevada potência, onde os critérios de confiabilidade e robustez são muito mais importantes do que o critério de densidade de potência e onde não é necessário o controle dinâmico da tensão de saída, é comum a utilização de retificadores de múltiplos pulsos para a redução do conteúdo harmônico. As técnicas de retificação de 12 e 18 pulsos permitem obter correntes de entrada com THD da ordem de 8% [17, 18]. Por serem extremamente robustas, estas estruturas são bastante utilizadas mesmo quando a isolação não é necessária, sendo que, uma redução significativa do volume é obtida com a utilização de autotransformador. Entretanto, neste caso, a utilização de reatores de interfase se faz necessária.

De maneira geral, é possível obter através de transformador de baixa frequência a isolação galvânica para qualquer retificador PWM. Porém, devido ao peso e volume do elemento magnético, esta é uma solução elegante apenas em alguns casos, como para o conversor boost com elevado fator de potência isolado por transformador com conexão Scott, proposto em [19] e [20]. Para realizar a correção do fator de potência, esta estrutura emprega dois conversores boost com as saídas conectadas em paralelo, formando um barramento CC único.

A isolação em alta-freqüência nos retificadores ocorre de forma generalizada através de dois estágios. O primeiro estágio é responsável pelas tarefas de retificar e impor o formato senoidal às correntes. A isolação em alta-freqüência e o controle da tensão aplicada à carga ficam sob a responsabilidade do estágio de saída. É possível encontrar na bibliografia estruturas que realizam a conversão quase que em um único estágio, denominadas "*quasi-single-stage topologies*" [21, 22] bem como as estruturas de estágio único [23, 24, 25], denominadas "*single-stage topologies*". Os conversores isolados de estágio único apresentam como vantagem, reduzidos esforços de implementação, além de propiciar a elevação do rendimento. Por outro lado, exigem uma estratégia de controle mais sofisticada e uma atenção especial no que diz respeito à saturação do transformador [12, 22].

A Fig.2.1, extraída de [12], apresenta a classificação geral dos retificadores trifásicos com elevado fator de potência. Os blocos em destaque representam as estruturas que receberão um certo grau de atenção ao longo deste trabalho. As linhas mais espessas indicam a direção das pesquisas mais recentes nesta área.

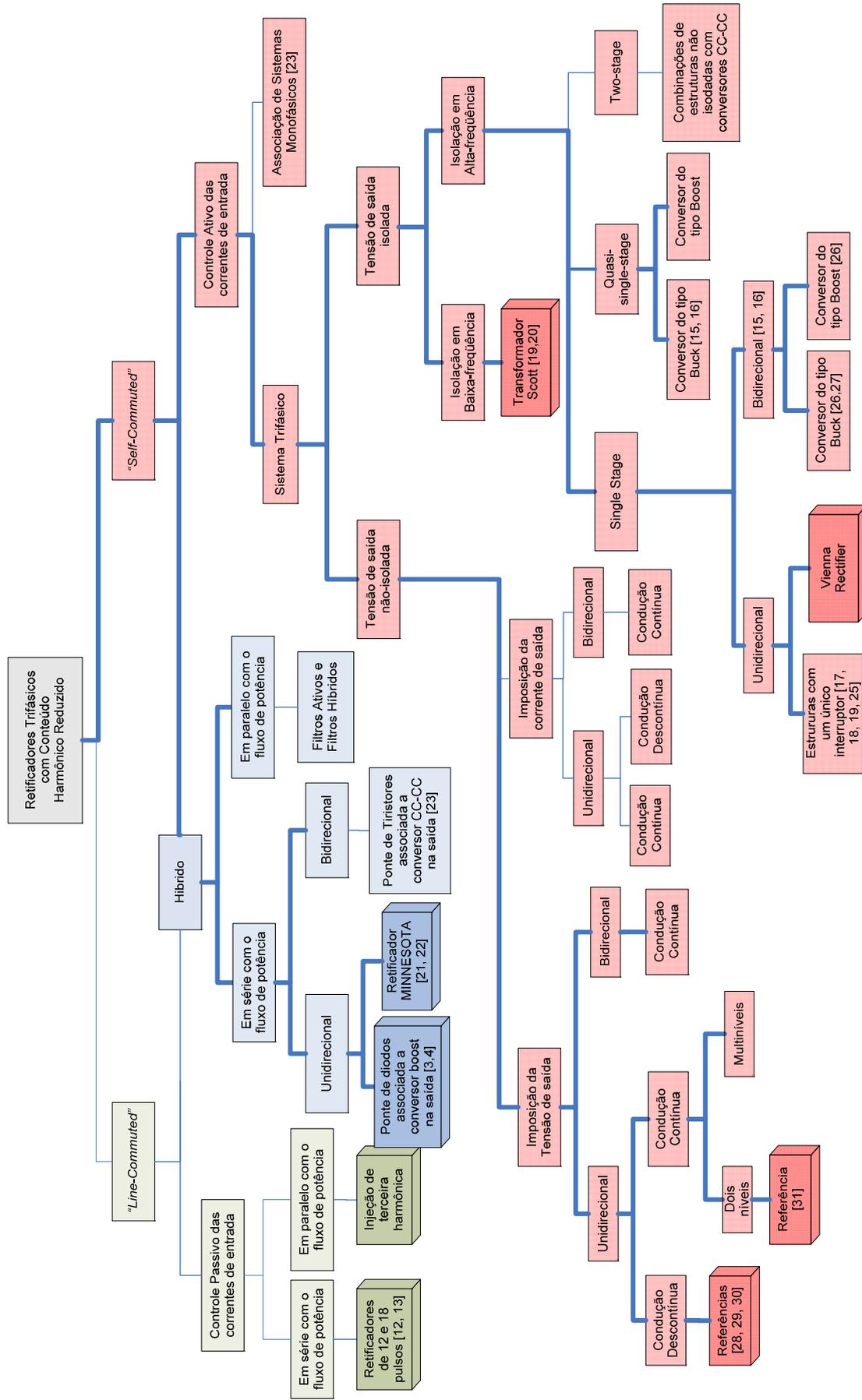


Fig.2.1 Quadro Geral de classificação dos retificadores com reduzida produção de conteúdo harmônico.

2.2. REVISÃO DAS TOPOLOGIAS NÃO ISOLADAS MAIS ENCONTRADAS NA LITERATURA

A seguir são apresentadas algumas das topologias não isoladas mais encontradas na literatura especializada em retificadores trifásicos com elevado fator de potência. As características referentes à qualidade das correntes drenada da fonte de alimentação, obtidas através de simulação numérica, são também expostas.

2.2.1. Ponte trifásica de diodos com filtro de saída.

A estrutura trifásica mais simples e conhecida para realizar a conversão CA-CC é a ponte de Graetz, também conhecida como retificador de seis pulsos. A Fig. 2.1 apresenta o retificador em ponte de Graetz com filtro capacitivo, bem como as formas de onda de corrente na entrada do conversor e da tensão de saída.

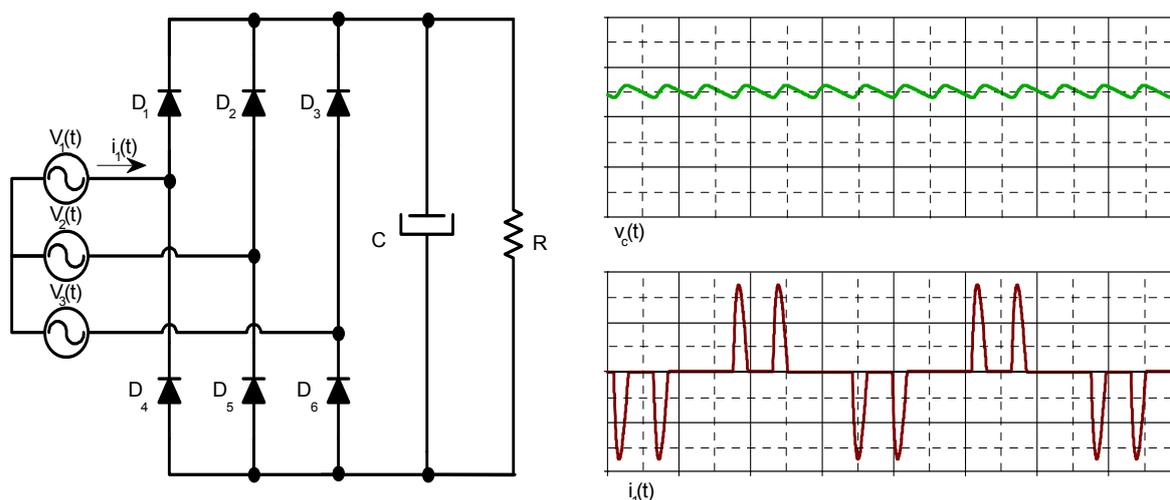


Fig. 2.1 - Ponte de Graetz com filtro capacitivo na saída.

Além da simplicidade, as principais vantagens desta estrutura são a robustez elevada, e peso, volume e custo reduzidos. No entanto, apresenta uma desvantagem muito grande no que diz respeito à qualidade das correntes de entrada, que apresenta uma taxa de distorção harmônica bastante elevada, tornando o fator de potência muito baixo. Além disso, o elevado valor eficaz de corrente que circula pelos semicondutores provoca perdas elevadas nestes dispositivos [38].

Para as formas de onda apresentadas na Fig. 2.2, a TDH observada é de 151% e, sendo assim, o fator de potência é igual a 0,552.

Uma melhora bastante significativa na taxa de distorção harmônica da corrente é obtida introduzindo-se um filtro indutivo na saída, conforme observado na Fig. 2.3. Para este caso a THD é da ordem de 30% e o fator de potência igual a 0,95.

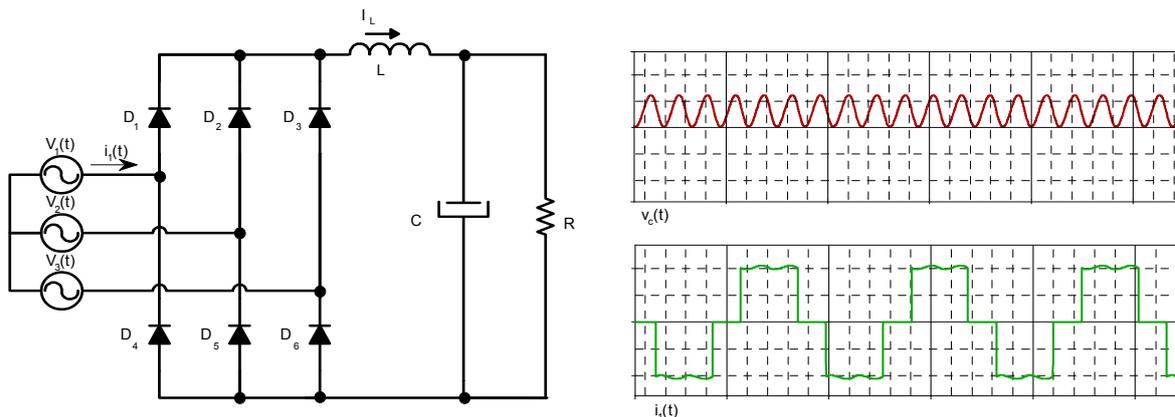


Fig. 2.2 - Ponte de Graetz com filtro LC na saída.

Como desvantagens destacam-se a não possibilidade de controle da tensão de saída e o elevado peso e volume do indutor de filtragem, uma vez que este opera com uma componente de baixa frequência além da circulação de componente contínua de corrente.

Apesar da significativa melhora na qualidade das correntes, estas ainda encontram-se aquém dos padrões estabelecidos pelas normas pertinentes.

2.2.2. Ponte trifásica de diodos em série com conversor Boost.

A Fig. 2.4 mostra a estrutura do retificador trifásico com um estágio de saída do tipo boost. Uma das características deste conversor é o fato da tensão de saída ser sempre maior do que o pico da tensão de linha aplicada na entrada da ponte retificadora. Através da abertura e fechamento do interruptor S é possível obter o controle do valor médio da tensão aplicada à carga.

Com um valor de Indutância Boost (L_b) apropriado e com uma malha de controle que forneça o comando adequado ao interruptor, é possível obter uma ondulação de corrente praticamente desprezível sobre o indutor.

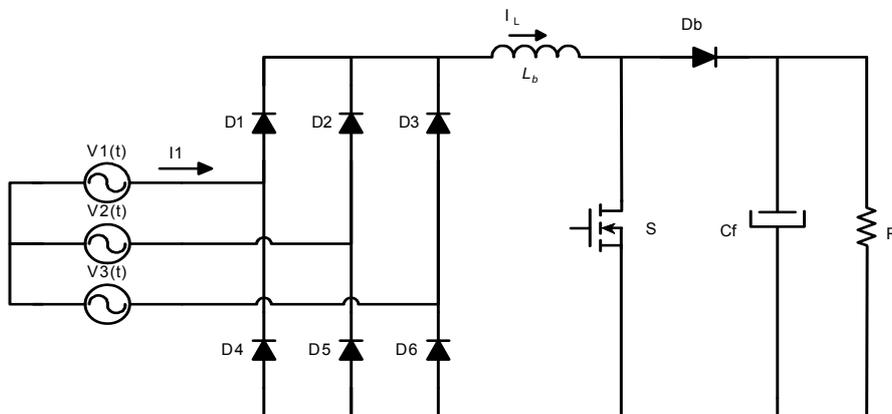


Fig. 2.3 - Ponte Retificadora Trifásica com Estágio CC/CC do tipo Boost

Do ponto de vista da corrente de entrada, a THD obtida fica em torno de 32%, o que permite alcançar um fator de potência da ordem de 0,95. A Fig. 2.4 apresenta a forma da corrente de entrada em uma das fases para esta estrutura, obtida através de simulação.

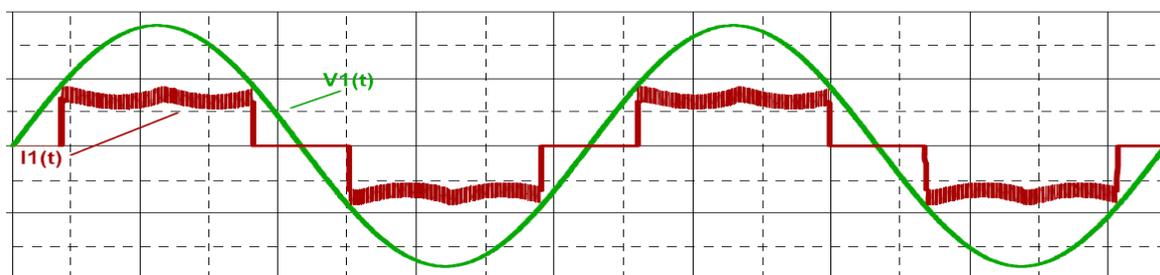


Fig. 2.4 - Formas de onda para a ponte retificadora com filtro e estágio CC-CC.

A análise harmônica da forma de onda de corrente apresentada na Fig. 2.6 revela que algumas amplitudes excedem os limites impostos pela IEC 61000-3-4. Os resultados obtidos no simulador levaram em consideração as componentes harmônicas de ordem inferior a 50, entretanto, para facilitar a visualização, são apresentadas na Fig. 2.6 apenas as harmônicas de ordem inferior a 25. Os limites estabelecidos pela norma são representados pelas barras verticais vermelhas, enquanto as amplitudes referentes às harmônicas do retificador pelas barras em azul. Em destaque, as componentes que excedem a norma.

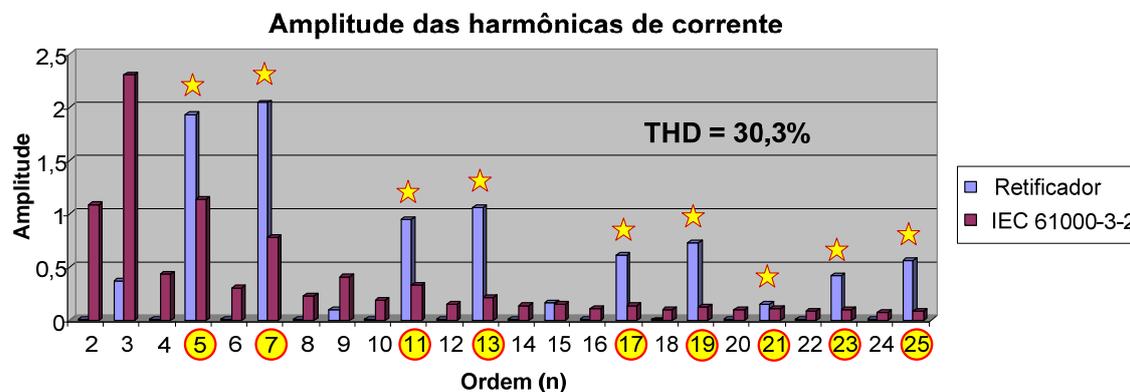


Fig. 2.5 - Análise harmônica da corrente de entrada.

A THD obtida neste caso é de 30,3%, resultado bastante próximo do valor teórico mencionado anteriormente. Tal diferença é devida ao fato de ser considerado apenas um número reduzido de componentes harmônicos para a obtenção da THD e a imprecisões numéricas.

Observa-se que, do ponto de vista das correntes de entrada, o resultado obtido é bastante semelhante ao caso anterior, onde se utilizava apenas um elevado valor de indutância de filtragem na saída da ponte trifásica de diodos. Entretanto, a inserção do

conversor boost no circuito traz como grande vantagem a redução significativa do volume da indutância de filtragem, que neste caso, opera em alta frequência, acarretando em uma sensível elevação da densidade de potência do sistema, permitindo também o controle do valor da tensão de saída.

2.2.3. Retificador com Filtro de Injeção de Terceira Harmônica

A injeção de terceira harmônica promove uma redução substancial no conteúdo harmônico total das correntes de entrada. Uma das maneiras de obter este efeito é através do retificador proposto em [19]. A estrutura de potência, mostrada na Fig. 2.7, opera com dois estágios. O primeiro estágio consiste de uma ponte retificadora de seis pulsos e o segundo é constituído por dois conversores boost que, através de um filtro L-C trifásico, injetam a componente de terceira harmônica, gerada com uma modulação apropriada, diretamente na entrada da ponte retificadora. Segundo tal referência, projetando-se os compensadores de corrente de maneira apropriada e utilizando um filtro adequado, é possível obter uma THD de 7,2% e um fator de potência de 0,997. Esta estrutura é classificada por alguns autores como sendo um retificador híbrido.

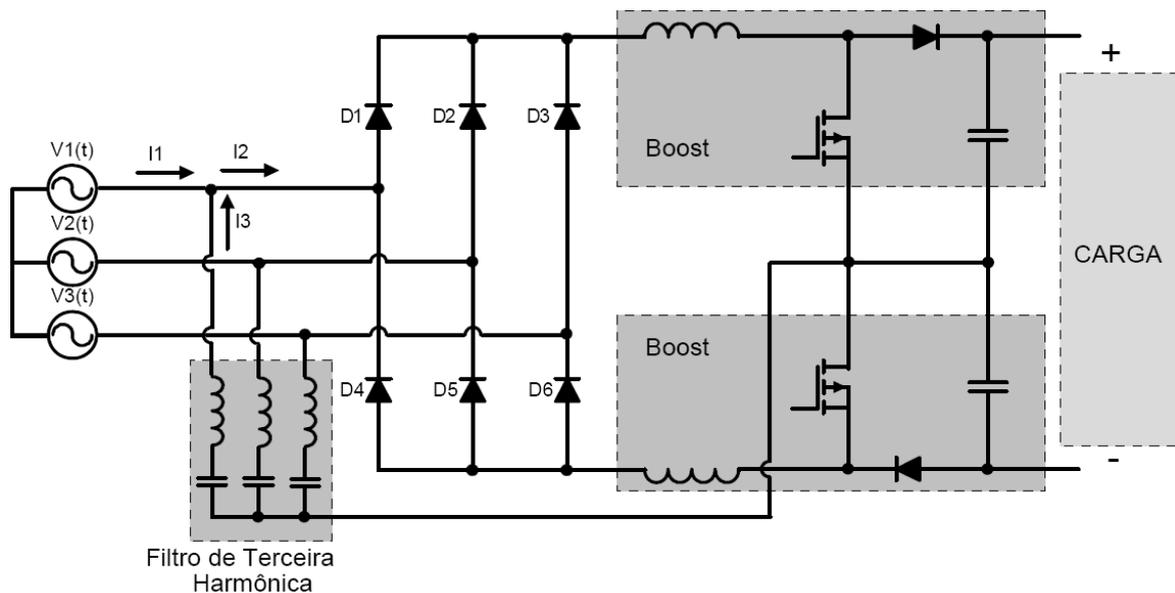


Fig. 2.6 - Retificador com Filtro de Injeção de terceira Harmônica.

Conforme pode ser observado na Fig. 2.8, a qualidade da corrente obtida na simulação realizada para esta estrutura é bastante superior àquela apresentada para o retificador anterior. Entretanto, a THD obtida é levemente superior à apresentada em [19], o que indica que o projeto dos compensadores e/ou do filtro de terceira harmônica utilizados na simulação devem ser aprimorados. Todavia, como o objetivo principal deste estudo não está focado neste retificador, considera-se os resultados obtidos satisfatórios para a análise realizada.

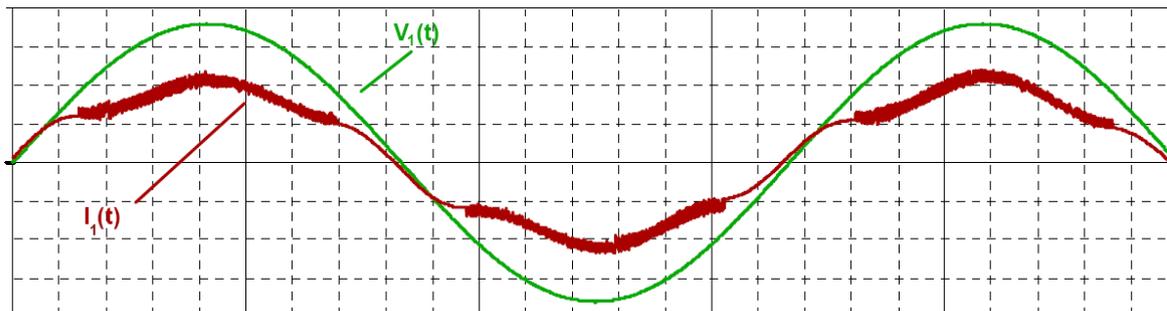


Fig. 2.7 - Tensão e Corrente de entrada para o retificador com filtro de injeção de Terceira Harmônica.

Na Fig. 2.9 podem ser observadas as correntes na Fonte de Alimentação ($I_1(t)$), na Ponte retificadora ($I_2(t)$) e no Filtro de Terceira Harmônica ($I_3(t)$).

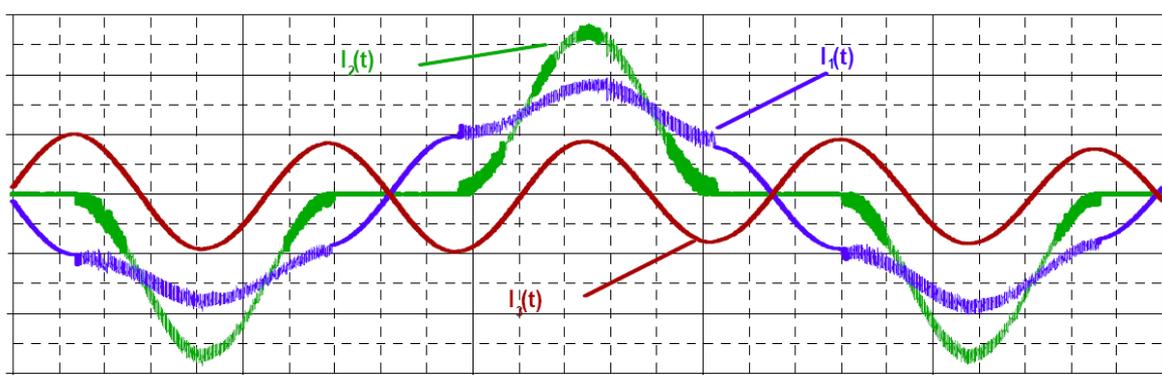


Fig. 2.8 - Correntes no Filtro de Terceira Harmônica, na Ponte retificadora e na Fonte de Alimentação.

As correntes impostas nos indutores boost pela ação do controle são apresentadas na Fig. 2.10. Deve ser observado que a frequência modulada é igual a três vezes a frequência da rede (3ª harmônica).

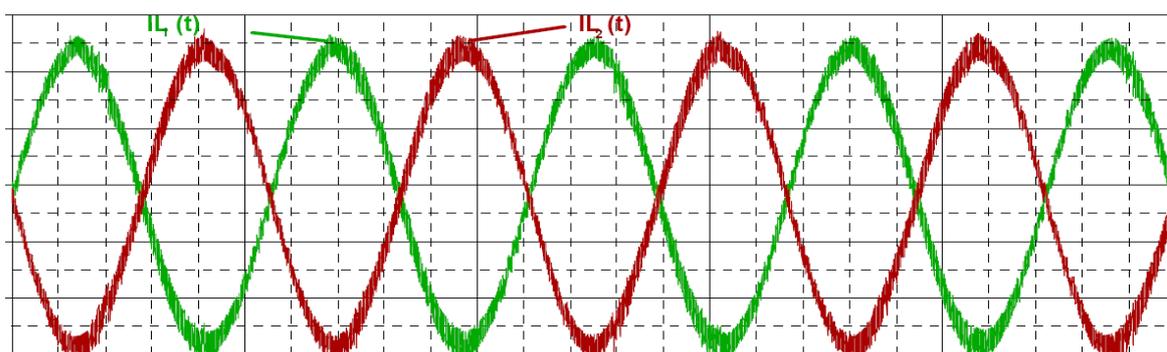


Fig. 2.9 - Correntes nos indutores Boost.

Na Fig. 2.11 são apresentadas as harmônicas de corrente obtidas na simulação realizada. Cabe ressaltar aqui que algumas componentes poderiam ter suas amplitudes reduzidas através de um projeto mais refinado, entretanto, ainda assim não seria possível atingir às exigências das normas pertinentes, sobretudo devido ao elevado conteúdo de 5ª harmônica.

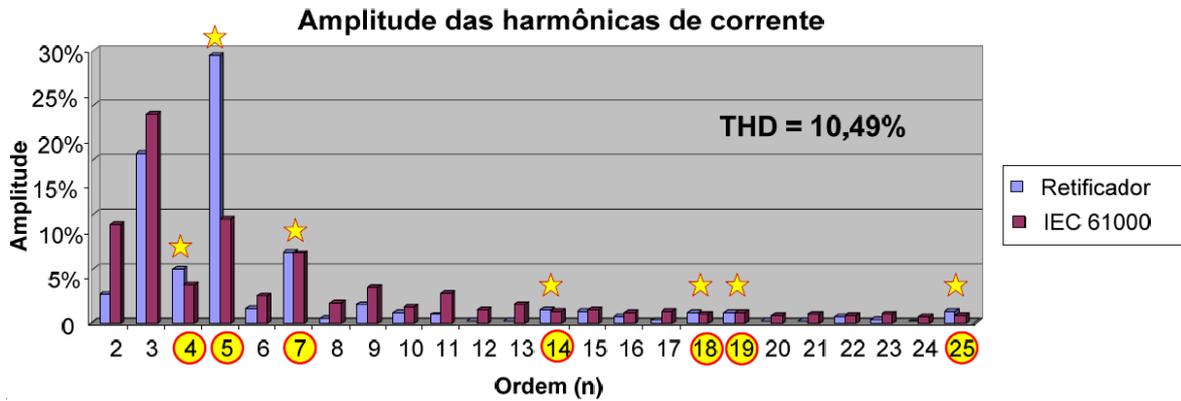


Fig. 2.10 - Análise harmônica da corrente de entrada.

Variações topológicas bastante interessantes desta estrutura podem ser encontradas na literatura. O circuito apresentado em [26] foi concebido substituindo-se o filtro de terceira harmônica por um transformador com conexão zigzague enquanto as referências [27] e [28] se beneficiam da conexão estrela-triângulo para obter resultados bastante interessantes. Estas são as estruturas híbridas de maior relevância encontradas na literatura.

2.2.4. Retificador Unidirecional Três Níveis.

Dentre as estruturas até agora apresentadas o retificador unidirecional, mostrado na Fig. 2.12, é o que apresenta os melhores resultados na redução do conteúdo harmônico das correntes de entrada. É possível desconectar o ponto médio dos capacitores de saída e utilizar apenas um capacitor sem que o comportamento dinâmico do circuito seja alterado, todavia a estrutura deixa de operar a três níveis.

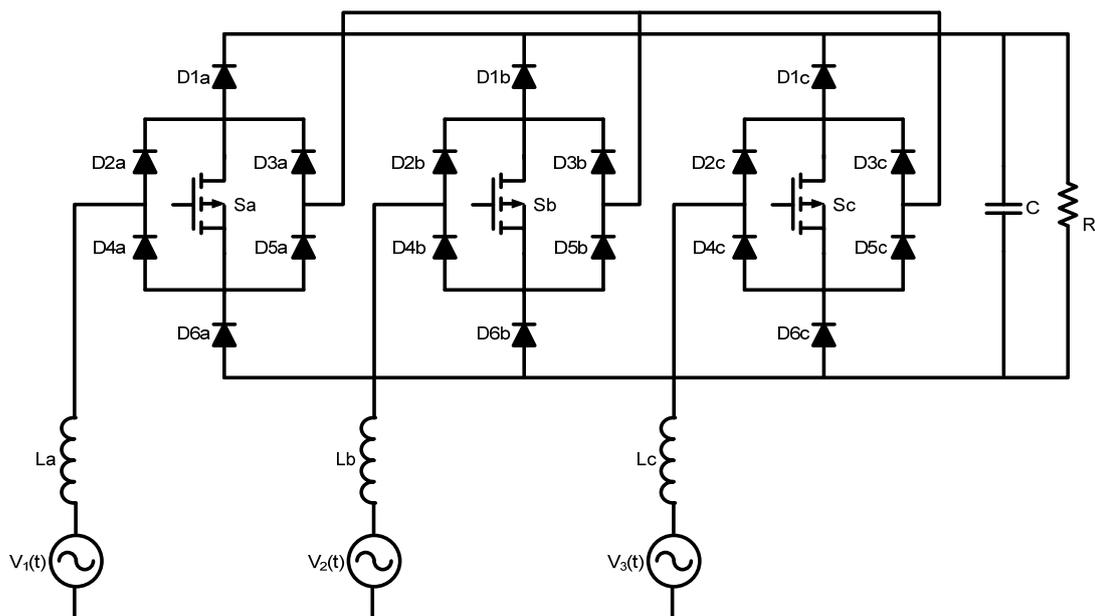


Fig. 2.11 - Retificador Unidirecional Três Níveis (Vienna).

A forma de onda de corrente obtida em uma das fases do retificador da Fig. 2.12 é apresentada na Fig. 2.13.

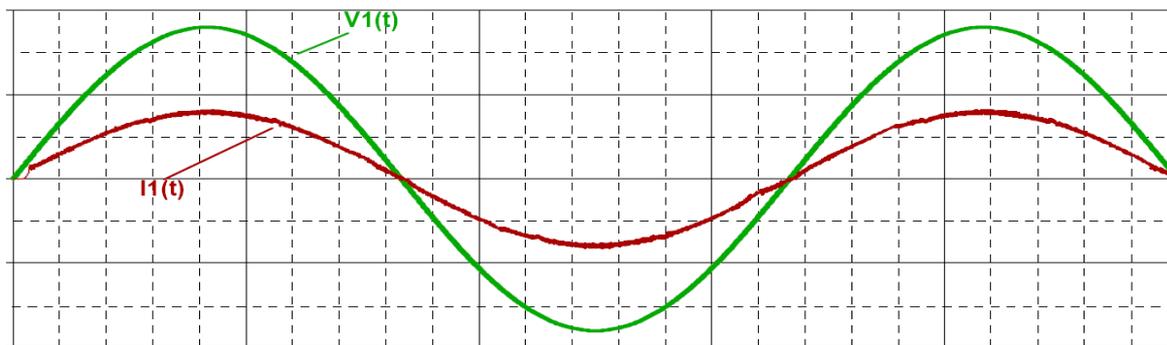


Fig. 2.12 - Corrente de entrada para o Retificador Unidirecional Três Níveis.

A análise harmônica da corrente de entrada obtida através de simulação é apresentada na Fig. 2.14. Verifica-se que as amplitudes das harmônicas de corrente, sobretudo as de ordem mais baixa, apresentam valores inferiores aos limites estabelecidos pelas normas, o que torna possível construir e obter a certificação de um equipamento utilizando esta topologia.

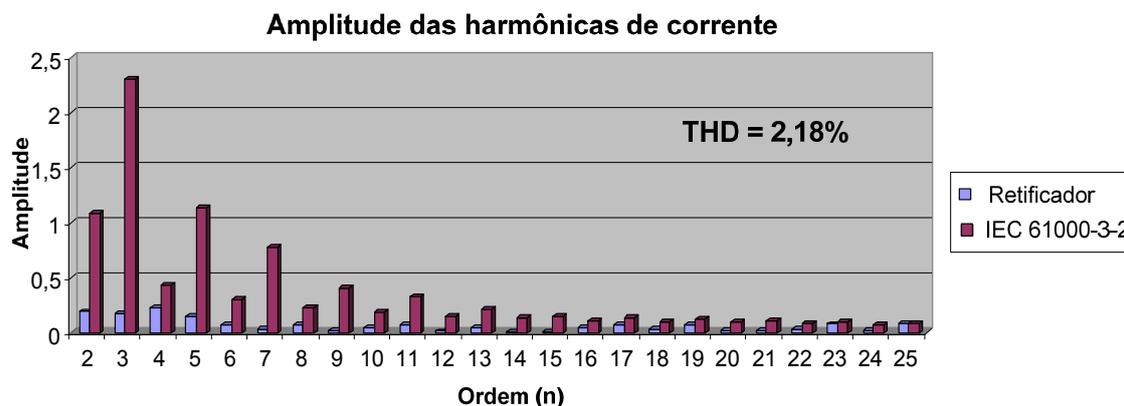


Fig. 2.13 - Análise harmônica da corrente de entrada.

O circuito da Fig. 2.12 apresenta diversas variações topológicas bastante interessantes além da já mencionada operação em apenas dois níveis. Com o objetivo de obter um rendimento mais elevado, as versões operando em baixa frequência tornam-se opções interessantes quando o volume final do retificador não é um aspecto relevante. Os retificadores propostos por [29] e [30] operam com uma frequência de comutação seis vezes superior a frequência da rede, possibilitando assim que cada interruptor conduza somente durante intervalos de 60° , reduzindo desta forma as perdas de condução de maneira significativa. Os resultados obtidos são bastante satisfatórios para a operação próxima a região de potência nominal, entretanto, para operação com carga reduzida, as amplitudes das harmônicas de baixa frequência tornam-se relativamente elevadas.

Outra maneira de reduzir as perdas de comutação sem a redução da frequência é a utilização dos circuitos de auxílio à comutação propostos por [31], [32] e [33].

2.2.5. Ponte completa trifásica (retificador bidirecional)

O retificador apresentado na Fig.2.15 talvez seja a estrutura mais conhecida para realização de conversão CA-CC trifásica com reduzido conteúdo harmônico. Do ponto de vista de qualidade das correntes obtidas na entrada pode-se afirmar que os resultados obtidos são equivalentes aos fornecidos pelo retificador da Fig. 2.12, entretanto apresenta a possibilidade de inversão do fluxo de potência, ou seja, a transferência de energia do capacitor de saída para a fonte de alimentação. Como principal desvantagem em relação ao retificador unidirecional, além da necessidade de um número maior de interruptores, destaca-se a possibilidade de curto de braço, o que diminui a robustez do sistema em relação às estruturas unidirecionais.

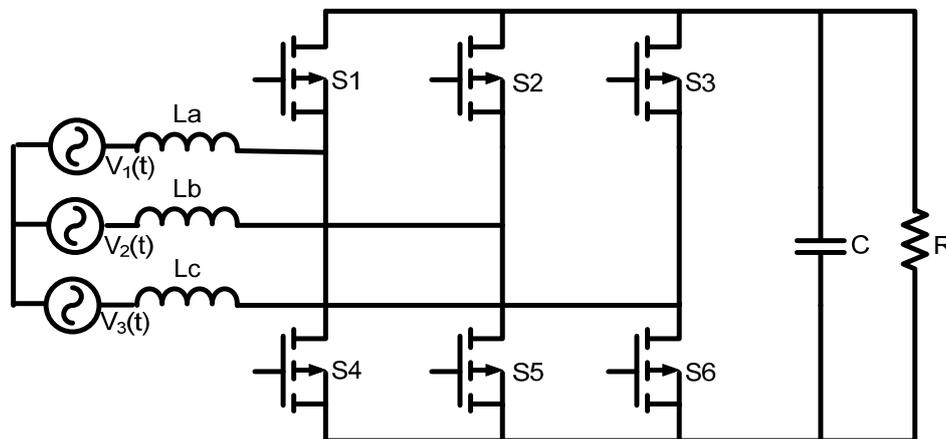


Fig. 2.14 - Retificador Trifásico em ponte completa.

As correntes de entrada são apresentadas na Fig.2.16, onde é possível verificar o perfeito formato senoidal obtido.

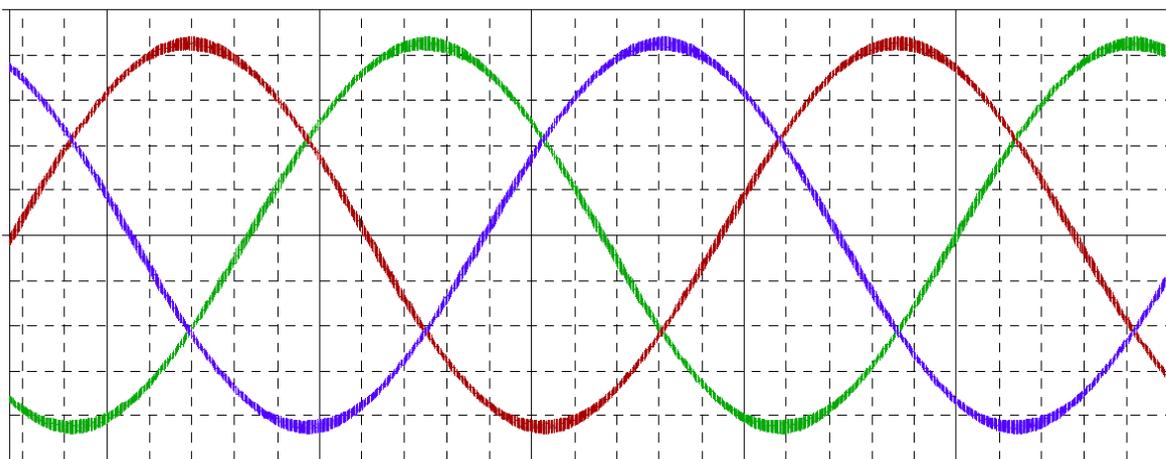


Fig. 2.15 - Correntes de entrada do retificador bidirecional.

Como era de se esperar as amplitudes das harmônicas das correntes de entrada estão de acordo com a norma IEC-61000, conforme pode ser verificado na Fig.2.17.

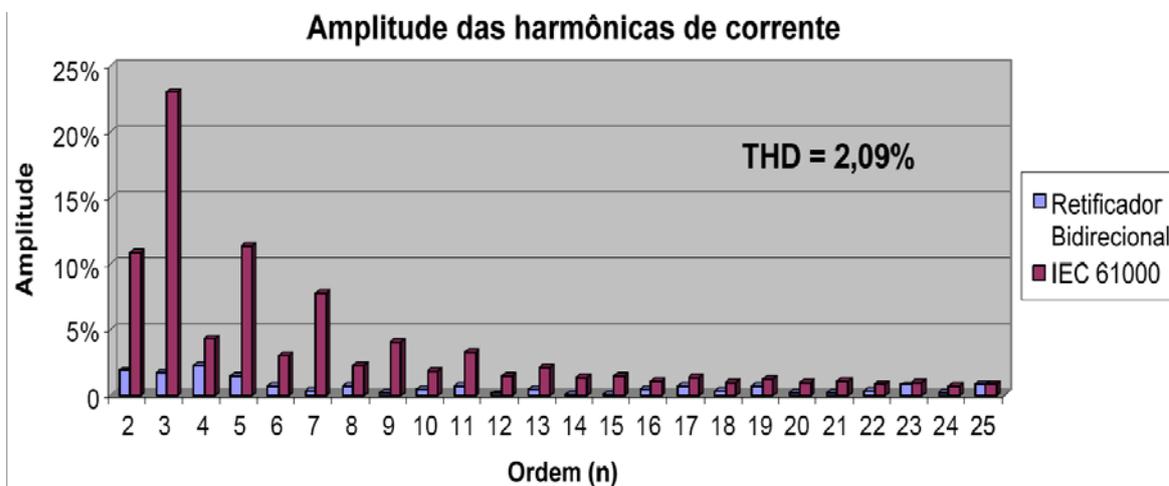


Fig. 2.16 - Análise harmônica da corrente de entrada do retificador bidirecional.

2.3. REVISÃO DAS TOPOLOGIAS ISOLADAS MAIS ENCONTRADAS NA LITERATURA

Em muitas aplicações é comum associar um conversor CC-CC isolado na saída dos retificadores PWM trifásicos. Esta é uma solução bastante utilizada na indústria, entretanto foge do escopo deste trabalho, pois o foco do estudo são apenas os conversores CA-CC de estágio único. A seguir são apresentadas algumas topologias de retificadores isolados de estágio único comumente encontradas na literatura.

2.3.1. Retificadores de pulsos múltiplos.

Uma maneira bastante robusta de obter a conversão CA-CC com um fator de potência bastante elevado é através da técnica de multiplicação de pulsos [17,18]. Através da associação de conversores de 6 pulsos operando com um defasamento adequado é possível obter uma melhoria significativa das correntes de entrada. Tal defasagem é obtida através de transformadores e o ângulo de defasagem depende do número de pulsos desejado.

O retificador de 12 pulsos, por exemplo, necessita de uma defasagem de 30° entre as tensões que alimentam os retificadores de seis pulsos. Dentre as maneiras de obter tal defasamento destacam-se as conexões Delta/Delta-Estrela e Delta/Ziguezague-Ziguezague, apresentadas na Fig. 2.18:

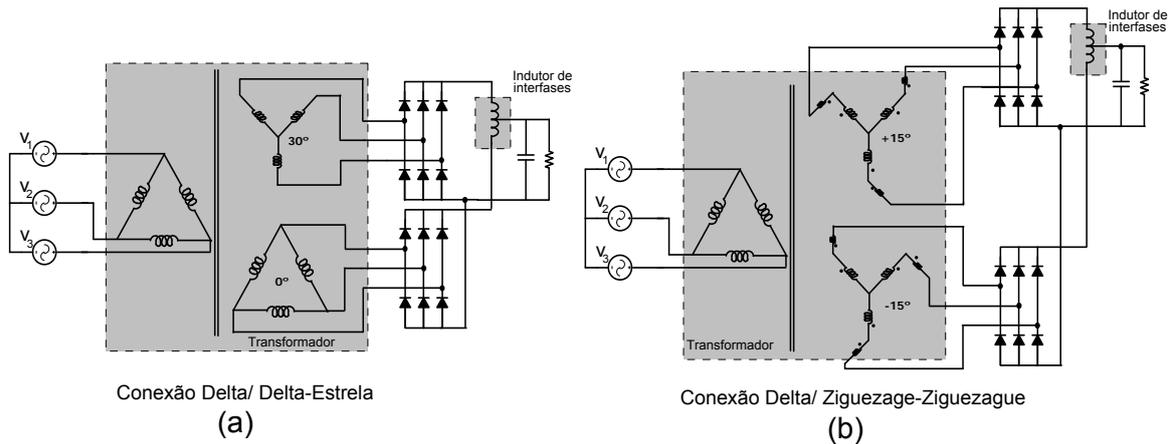


Fig. 2.17 - Retificadores de 12 Pulsos (a) Conexão Delta/Delta-Estrela; (b) Conexão Delta/Ziguezague-Ziguezague.

Observando a Fig. 2.18, constata-se que a corrente que circula pela fonte de alimentação será a composição das correntes de linha em cada um dos retificadores. Na Fig. 2.19 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente para uma fase do retificador da Fig. 2.18(a).

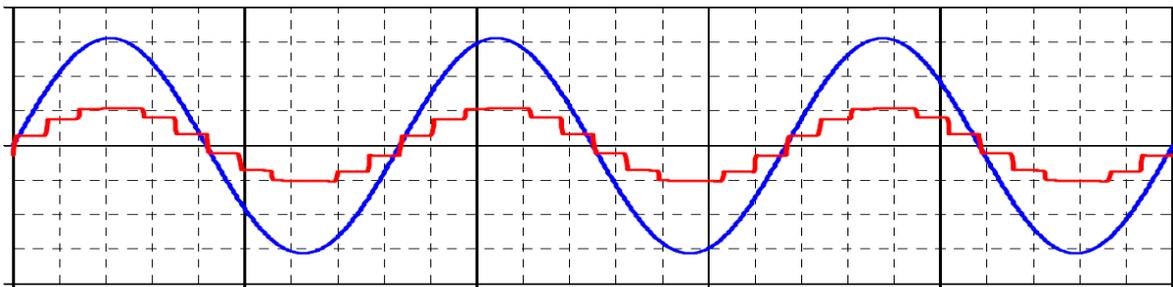


Fig. 2.18 - Formas de onda da tensão e da corrente na fonte de alimentação.

A THD obtida neste caso é da ordem de 13,5% mas ainda assim as exigências das normas pertinentes não são atendidas, pois as harmônicas de ordem $12 \cdot k \pm 1$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) não são atenuadas e apresentam amplitudes superiores aos limites estabelecidos. Na Fig.2.20 podem ser observadas as amplitudes das harmônicas de corrente obtidas por simulação em uma das fases do retificador de 12 pulsos.

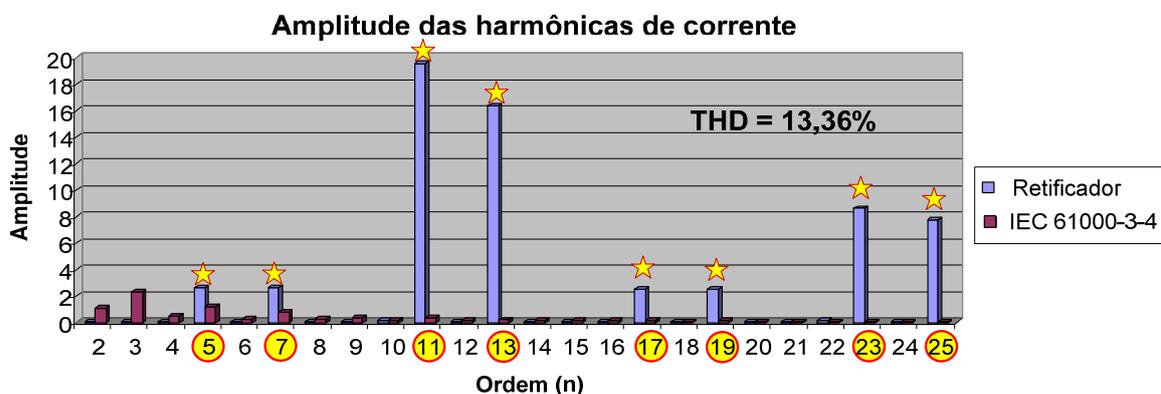


Fig. 2.19 - Amplitude das harmônicas para o retificador de 12 pulsos.

Um resultado melhor pode ser conseguido com as estruturas de 18 pulsos como a apresentada na Fig. 2.21, entretanto o volume obtido com o transformador torna-se bastante significativo limitando assim o uso desta estrutura para alguns casos específicos. Neste caso utilizam-se três retificadores de 6 pulsos e a defasagem obtida precisa ser de 20° e 40° entre as tensões de entrada de cada ponte retificadora.

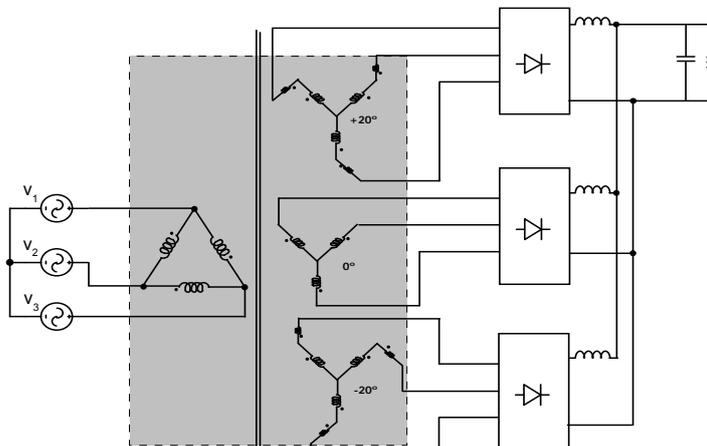


Fig. 2.20 - Diagrama esquemático do retificador de 18 pulsos.

A corrente de entrada na fase 1, obtida por simulação, é apresentada na Fig. 2.22.

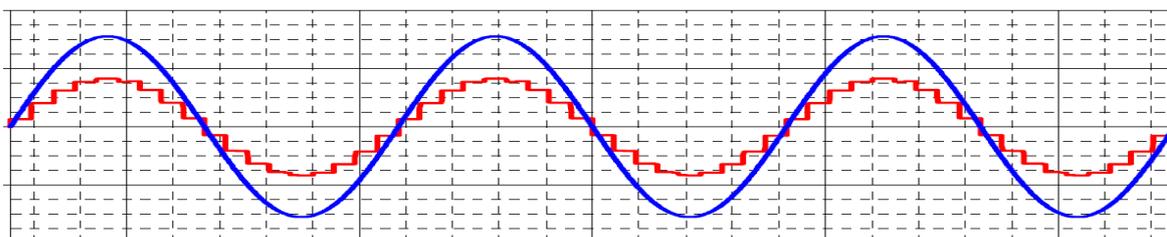


Fig. 2.21 - Formas de onda da tensão e da corrente na fonte de alimentação.

A análise harmônica mostra que a THD obtida é melhor do que para o retificador de 12 pulsos, sobretudo no que diz respeito às amplitudes das harmônicas de ordem 11 e 13 que foram bastante atenuadas, entretanto a qualidade da corrente ainda se encontra aquém das exigências estabelecidas pelas normas. A presença de uma pequena indutância de entrada permite melhores resultados, contemplando às normas.

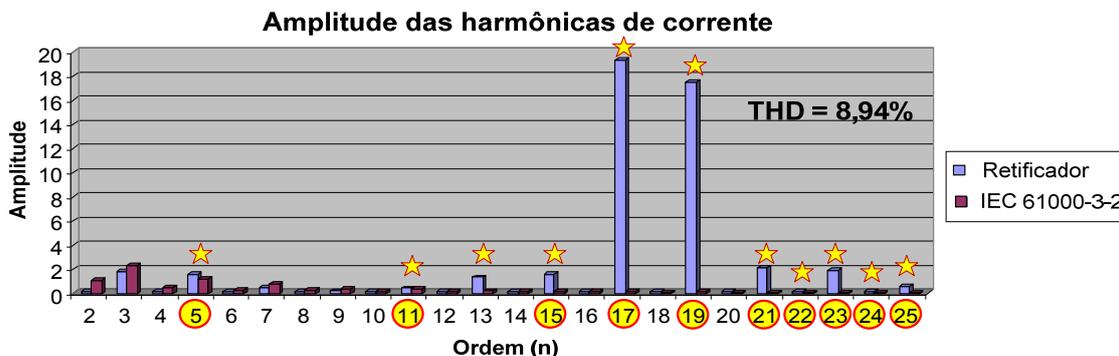


Fig. 2.22 - Amplitude das harmônicas para o retificador de 18 pulsos.

É possível obter uma redução significativa do volume total destas estruturas através do uso de autotransformadores com conexões Δ -diferenciais de 12 e 18 pulsos. Entretanto, para a estrutura de 12 pulsos são necessários 6 enrolamentos secundários e 4 indutores de interfase conectados no lado CC, enquanto que para o retificador de 18 pulsos são necessários 12 enrolamentos secundários e 6 indutores de interfase. Como desvantagem perde-se o isolamento, mas por outro lado o autotransformador processa apenas 20% da potência de carga [17]. Outras idéias interessantes para obter a compactação destes retificadores de múltiplos pulsos podem ser encontradas em [34], [35] e [36].

2.3.2. Retificador Trifásico do tipo Boost utilizando transformador do tipo Scott.

Utilizando dois conversores boost monofásicos e um transformador com conexão do tipo Scott é possível obter conversão CA-CC trifásica com fator de potência elevado [19, 20]. Comparado com a tradicional associação de três retificadores boost monofásicos isolados, obtém-se para a estrutura com conexão Scott reduzidos esforços de controle e implementação. Por outro lado a necessidade de um arranjo especial nas conexões do transformador pode implicar em custo e maiores dificuldades de implementação quando comparado com transformador trifásico convencional.

O diagrama de potência desta estrutura é apresentado na Fig. 2.24.

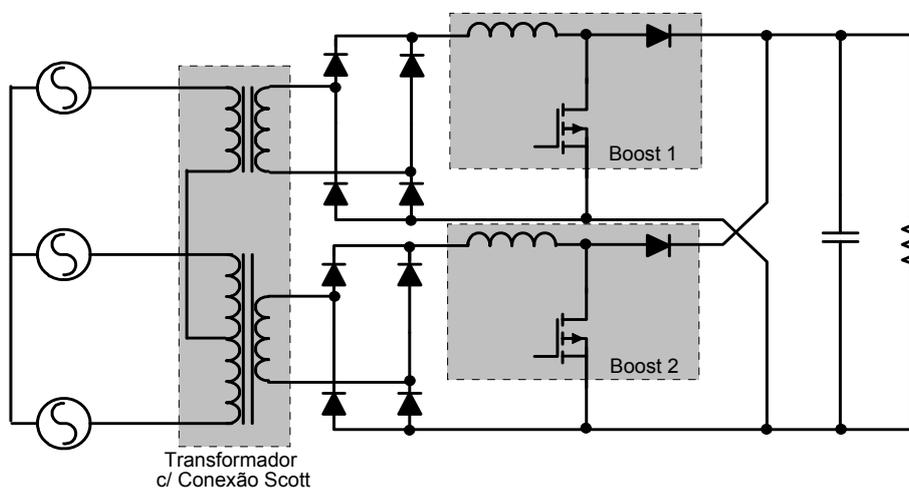


Fig. 2.23 - Retificador Trifásico tipo Boost utilizando transformador do tipo Scott.

Como resultado, na fonte de alimentação trifásica são obtidas as correntes apresentadas na Fig. 2.25. De acordo com o esperado, as correntes apresentam formato senoidal e estão defasadas de 120° . Observa-se no entanto, uma pequena deformação nas correntes, reflexo da necessidade de um projeto mais aprimorado para os compensadores de corrente. Todavia, os resultados obtidos são suficientes para mostrar de forma qualitativa o funcionamento desta estrutura.

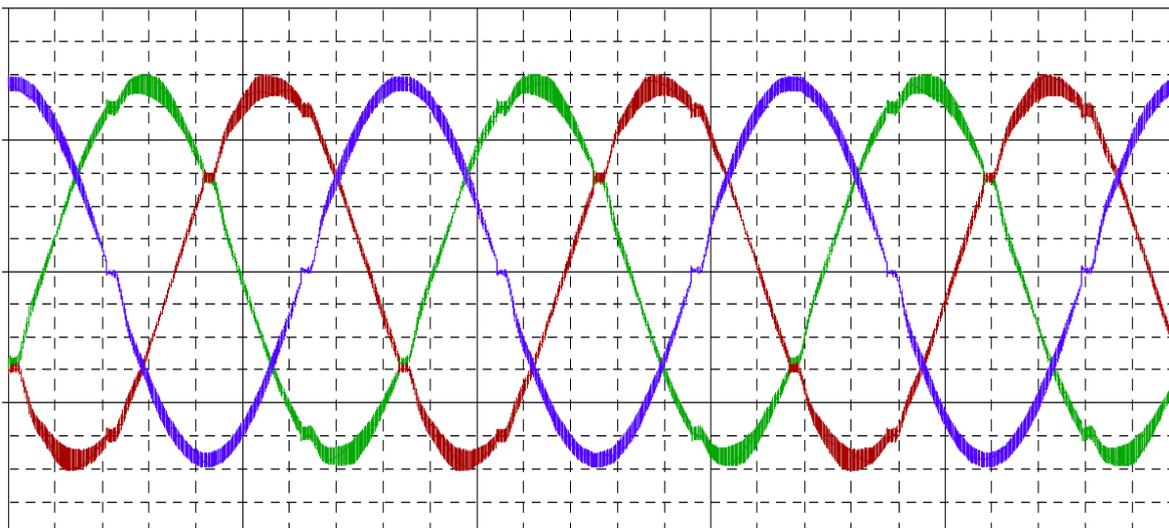


Fig. 2.24 - Formas de corrente na fonte de alimentação para o retificador com conexão Scott.

A análise do conteúdo harmônico de corrente para uma das fases é apresentada na Fig.2.26, onde observa que a THD obtida é de 4,08%. Através de um projeto mais criterioso dos controladores de corrente é possível enquadrar esta estrutura aos padrões exigidos pela norma.

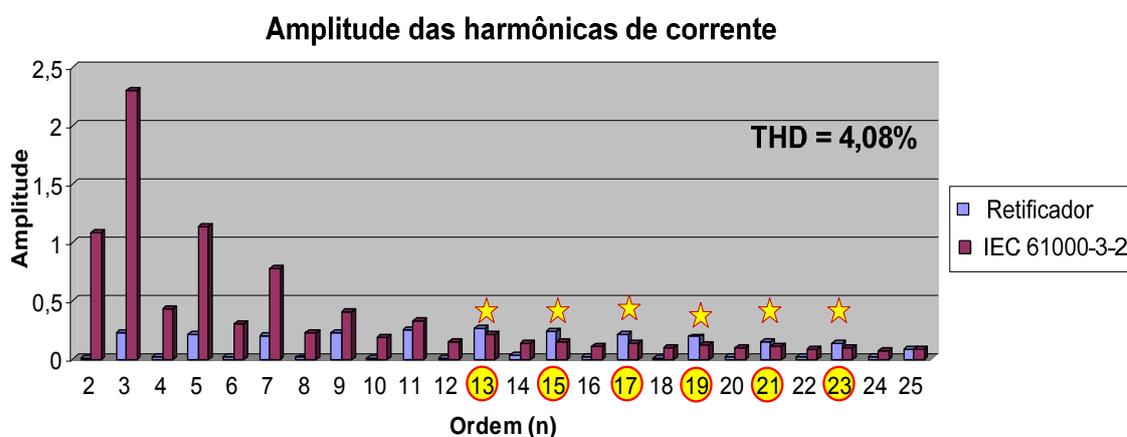


Fig. 2.25 - Amplitude das harmônicas para o retificador com Conexão Scott.

2.4. ANÁLISE COMPARATIVA DAS ESTRUTURAS NÃO ISOLADAS APRESENTADAS

Os conversores apresentados nas seções anteriores apresentam características bastante diferentes não apenas no que diz respeito ao funcionamento. Diferem também na forma de controle, complexidade de implementação, robustez, custos e outras particularidades. Neste sentido torna-se interessante avaliar as vantagens e desvantagens que cada topologia apresenta em relação às outras, para que se possa determinar qual estrutura é a mais adequada para uma determinada aplicação.

Para realizar tal análise comparativa é extremamente importante estabelecer com muito cuidado os critérios que serão utilizados no estudo. Além disso, a análise deve ser realizada para as mesmas condições de potência, tensões de entrada e saída e demais critérios de projeto tais como ondulação máxima de corrente sobre os indutores. Os critérios de desempenho analisados neste trabalho seguem as orientações descritas em [12].

2.4.1. Critérios utilizados na avaliação.

Serão considerados para a análise comparativa das estruturas apresentadas na seção anterior os seguintes aspectos normalizados em função da potência de saída:

- **Complexidade de implementação** – relaciona-se diretamente com o número de componentes existente em cada topologia, afetando diretamente o custo total obtido. Costuma-se dar maior atenção aos semicondutores de potência, drivers para acionamento dos interruptores e aos sensores, sobretudo os que operam através de efeito Hall.
- **Potência Total Comutada** – refere-se à potência comutada pelos semicondutores de potência, também conhecido como fator de utilização do semicondutor [12]. É obtida através da razão entre a potência de saída e o somatório do produto entre os valores de pico de tensão e de corrente em todos os semicondutores. Matematicamente pode ser expressa sob a forma da equação (2.1):

$$P_{\text{comutada}} = \frac{\sum_n (V_{\text{pico}_n} \cdot I_{\text{pico}_n})}{P_o} \quad (2.1)$$

O conceito de potência comutada pode ser utilizado como critério comparativo entre as perdas totais e o custo de implementação entre diferentes conversores ou de um mesmo conversor em diferentes pontos de operação, tornando-se uma importante ferramenta para a análise comparativa. Maiores detalhes podem ser conferidos no “anexo A” este documento.

- **Potência Processada nos Elementos Magnéticos** – Permite avaliar o volume físico atingido pelos elementos magnéticos. Para o caso dos transformadores basta realizar o somatório das potências aparentes em cada um dos enrolamentos, conforme a expressão (2.2)

$$S_{\text{Total}} = \frac{1}{P_o} \cdot \sum_n (V_{\text{rms}_n} \cdot I_{\text{rms}_n}) \quad (2.2)$$

Para o caso de indutores deve ser utilizada a expressão (2.3), utilizada para obter uma equivalência com a potência aparente do transformador [12].

$$S_{L_Total} = \frac{1}{P_o} \cdot \sum_n (2,2 \cdot f_{s_n} \cdot L_n \cdot I_{\text{rms}_n} \cdot I_{\text{pico}_n} \cdot k_{\text{nucleo}_n}) \quad (2.3)$$

Verifica-se na expressão acima que a potência aparente processada por um determinado indutor é dependente do valor da indutância, da frequência, dos valores de pico e eficaz da corrente que circula pela indutância, além de um fator k, dependente do tipo de núcleo magnético utilizado. A inserção desta constante na expressão justifica-se pelo fato de em núcleos de ferrite a densidade de fluxo máxima ser da ordem de 0,3T, enquanto que para núcleos de ferro-silício este valor é de 1,5T. Sendo assim, para operação em alta-freqüência (núcleos de ferrite) deve ser utilizado um fator que corrija em 5 vezes ($k = 5$) o valor usado para núcleos de baixa freqüência ($k = 1$).

- **Esforços de Corrente nos Capacitores Eletrolíticos** – Parâmetro que permite avaliar o custo e o volume total dos capacitores. O principal fator que determina as perdas sobre um capacitor é sua resistência série equivalente (R_{se}). De acordo com os fabricantes o valor da R_{se} é inversamente proporcional à freqüência. Sendo assim, para levar em conta este efeito, a operação com freqüências superiores a 10kHz deve utilizar um fator de ajuste [12] $K_{Rse} = 1,5$, conforme a expressão (2.4).

$$i_c = \frac{1}{K_{Rse}} \cdot \frac{I_{\text{rms}}}{I_o} \quad (2.4)$$

Evidentemente algumas vantagens específicas, como máxima variação da tensão de entrada e faixa de comutação suave (para o caso de conversores com comutação não dissipativa) não podem ser avaliadas com os critérios mencionados acima. Entretanto, esta análise preliminar permite determinar quais estruturas são mais promissoras e quais devem ser descartadas para determinada aplicação. Definir com precisão qual conversor deve ser utilizado exige uma análise bem mais criteriosa.

Na Tabela 1.1 é apresentada uma análise comparativa para as estruturas não isoladas apresentadas anteriormente.

Tabela 2.1. - Quadro Comparativo para as estruturas não isoladas apresentadas.

Parâmetro	variável	Ponte trifásica + conversor Boost (seção 2.2.2)	Retificador +filtro de 3ª Harmônica (seção 2.2.3)	Retificador Unidirecional (seção 2.2.4)	Retificador Bidirecional (seção 2.2.5)	
Complexidade de Implementação	Transistores	1	2	3	6	
	Diodos Rápidos	1	7	12	6	
	Diodos Lentos	6	-	6	-	
	Indutores	1	3	3	3	
	Sensores	Corrente	1	2	3	3
		Tensão	1	2	1	1
Potencia Total Comutada	Transistores	1,42	3,84	2,12	8,54	
	Diodos Rápidos	1	3,57	1	2,5	
	Diodos Lentos	2,0	-	1,75	-	
Potencia Processada nos elementos magnéticos	Alta Frequência	0,03	0,0024	0,015	0,032	
Esforços de corrente no capacitor de saída	Alta Frequência	0,37	0,75	0,36	0,39%	
Taxa de distorção Harmônica Total	Teórico	32%	7%	>1%	>1%	
	Simulado	30,3%	10,49%	2,18%	2,09%	

Verifica-se então que o retificador apresentado na seção 2.2.2. é o que apresenta menor complexidade, portanto maior robustez. Além disso, por se tratar de uma topologia operando de forma equivalente, no que se diz respeito ao projeto do circuito de potência e da malha de controle, ao conversor boost utilizado em conversores CC-CC, possui os princípios de funcionamento bastante solidificados tanto no meio acadêmico quanto no setor industrial, o que facilita a implementação prática. Entretanto, das estruturas analisadas é a que apresenta maior THD. Por outro lado, dentre as estruturas com THD mais reduzida, o retificador unidirecional, apresentado na seção 2.2.4. , leva algumas vantagens, pois necessita de apenas 3 interruptores e apresenta-se como uma estrutura de fácil controle, além de ser mais robusto que o retificador bidirecional, pois não apresenta a possibilidade de curto circuito no barramento CC.

2.5. CONCLUSÕES

A revisão bibliográfica, realizada com o objetivo de apresentar as topologias de conversores CA-CC trifásicos de elevado fator de potência mais encontradas na literatura, mostra a preocupação que os pesquisadores da área tem dado a este assunto bem como importância dos resultados obtidos, tanto para o meio acadêmico quanto para o setor industrial.

Algumas das topologias de utilização mais difundidas foram apresentadas. Verifica-se que as topologias do tipo boost, que apresentam a característica de elevação de tensão, são as mais utilizadas. As topologias do tipo buck apresentam componentes

de corrente de baixa frequência circulando nos indutores, o que acaba tornando o filtro de entrada mais pesado e volumoso e, por este motivo não foram analisadas.

Dentre as estruturas analisadas a ponte trifásica associada ao conversor boost apresenta a menor complexidade e maior robustez, enquanto o retificador unidirecional apresenta o melhor desempenho no que diz respeito à qualidade das correntes de entrada. Por estas razões estas duas estruturas foram escolhidas, além do retificador de seis pulsos convencional que, embora não tenha sido analisado, será empregado nas estruturas híbridas que utilizam autotransformadores de tensão.

CAPÍTULO 3 - ANÁLISE DAS TOPOLOGIAS SELECIONADAS

3.1. INTRODUÇÃO

A análise realizada no capítulo anterior permitiu verificar que, dentre as topologias estudadas, excluindo a ponte de Graetz convencional, aquela que apresenta menor complexidade e, portanto, maior robustez é a ponte trifásica de diodos em série com o conversor CC-CC do tipo boost. Com esta estrutura é possível processar níveis de potência bastante elevados, entretanto, a qualidade das correntes de entrada fica aquém dos limites estabelecidos pelas normas.

O retificador unidirecional, por sua vez, permite que sejam obtidas correntes de entrada com excelente qualidade, mas, por outro lado, é de implementação um pouco mais complexa e o custo envolvido é mais elevado, sobretudo quando os níveis de potência processados tornam-se mais significativos.

Neste capítulo será apresentada uma análise detalhada a respeito destes dois conversores objetivando o domínio do funcionamento destas estruturas.

3.2. PONTE TRIFÁSICA EM SÉRIE COM O CONVERSOR BOOST

Do ponto de vista das correntes de entrada, o funcionamento da ponte trifásica de diodos em série com o conversor boost é bastante semelhante ao funcionamento da ponte retificadora com um elevado valor de indutância de filtragem. A principal vantagem obtida com a introdução do conversor boost, além da possibilidade de controle da tensão de saída, é a significativa redução do volume da indutância, pois a ondulação de baixa frequência é eliminada, favorecendo o projeto físico do elemento magnético. Considera-se para todos os efeitos que o conversor boost opera no modo de condução contínua.

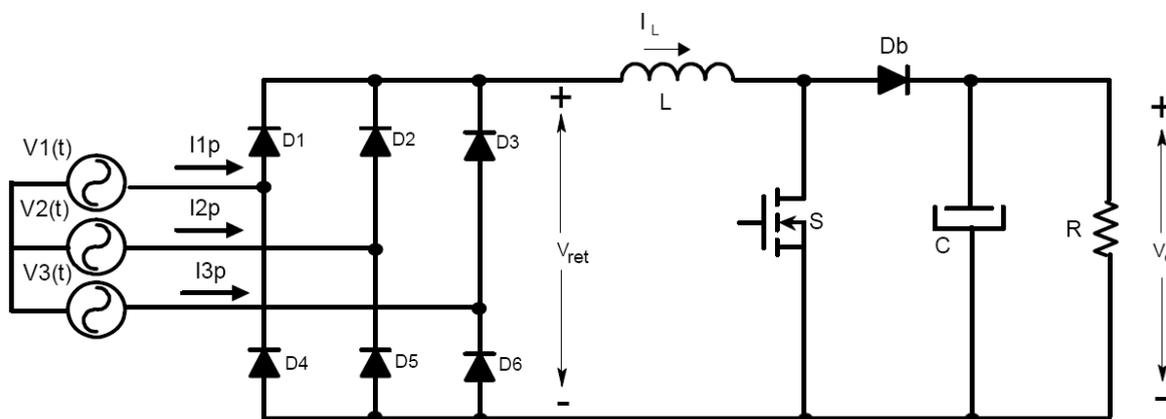


Fig. 3.1 - Ponte de Graetz com filtro capacitivo na saída.

A análise a ser realizada deve contemplar todos os aspectos necessários para o correto dimensionamento e implementação desta estrutura.

3.2.1. Etapas de Operação

Como premissa básica para a análise será admitido ao longo deste trabalho, salvo disposições em contrário, que as tensões de entrada são perfeitamente equilibradas e balanceadas e, sendo assim, podem ser expressas por intermédio da expressão (3.1):

$$\begin{cases} V_1(t) = V_p \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ V_2(t) = V_p \cdot \sin(\omega \cdot t - 120^\circ) \\ V_3(t) = V_p \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ) \end{cases} \quad (3.1)$$

Desta forma, é evidente que a tensão de saída (V_{ret}) da ponte de diodos apresenta o comportamento mostrado na Fig. 3.2.

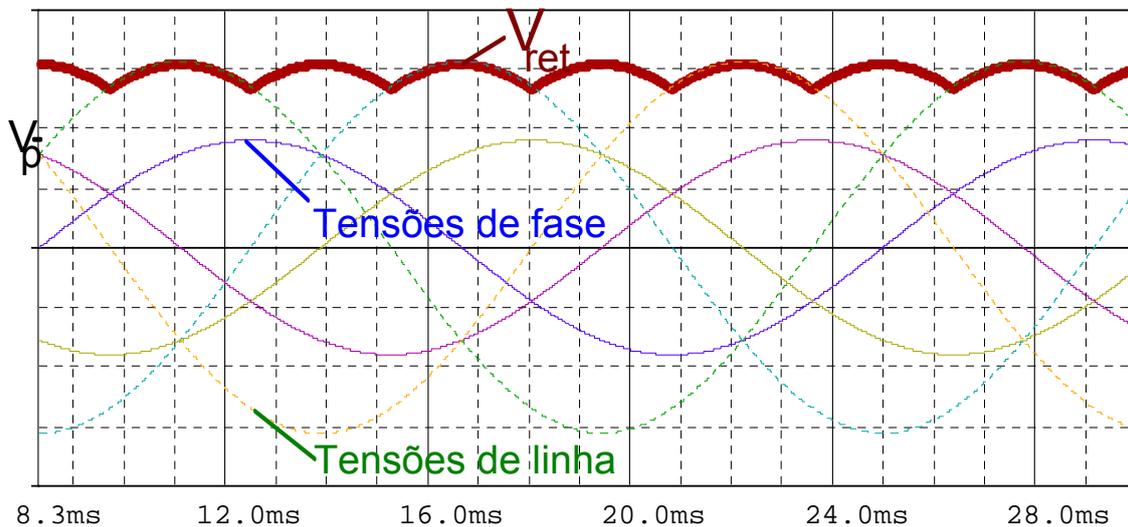


Fig. 3.2 - Tensões de entrada e saída do retificador de seis pulsos em série com o conversor boost.

Sendo assim, o valor médio da tensão de saída da ponte retificadora pode ser obtido através da expressão (3.2):

$$\overline{V_{ret}} = \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot V_p \quad (3.2)$$

A Fig. 3.3 mostra o intervalo de condução de cada um dos diodos da ponte retificadora. Assim, é possível identificar a presença de 6 setores distintos, cada um com duração de 60° elétricos onde apenas dois diodos conduzem simultaneamente. Desta forma, a análise a seguir diz respeito ao setor em destaque na Fig. 3.3, onde apenas os diodos D1 e D5 encontram-se em condução. Os resultados obtidos nesta análise podem facilmente ser estendidos aos demais setores.

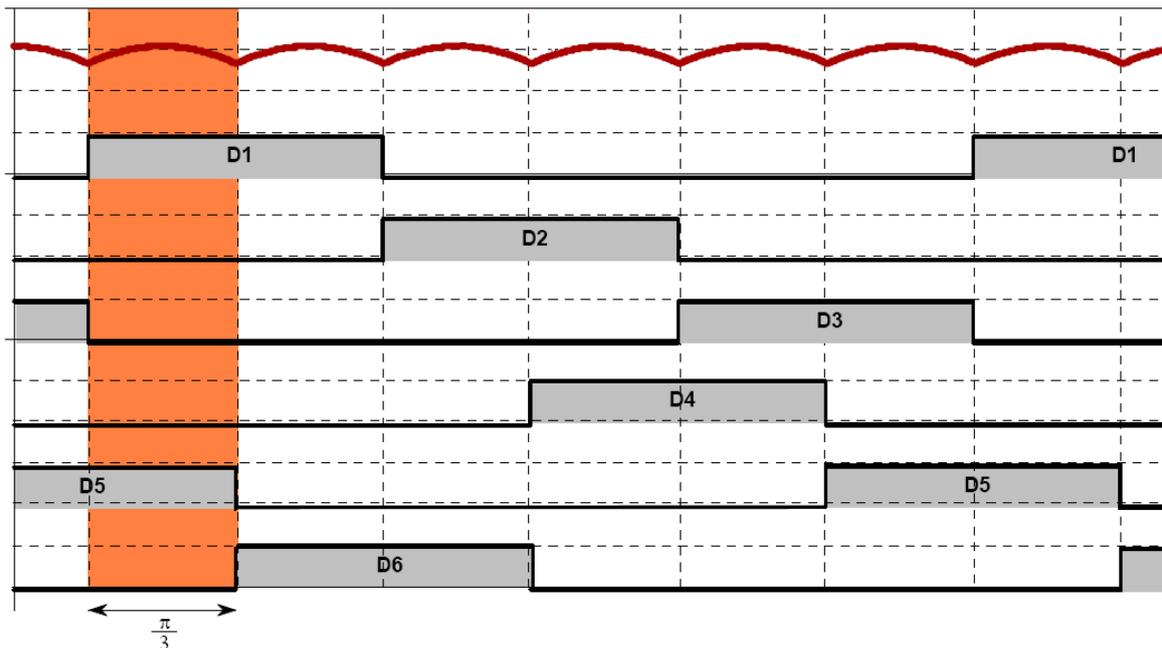


Fig. 3.3 - Intervalo de condução dos diodos da ponte retificadora.

Assim, para cada um dos setores têm-se apenas duas etapas de funcionamento distintas. A Fig. 3.4 apresenta as etapas de operação possíveis para o setor analisado. Para simplificar a análise, inicialmente será considerado que a tensão de saída é constante, desta forma pode ser substituída no circuito equivalente por uma fonte de tensão DC.

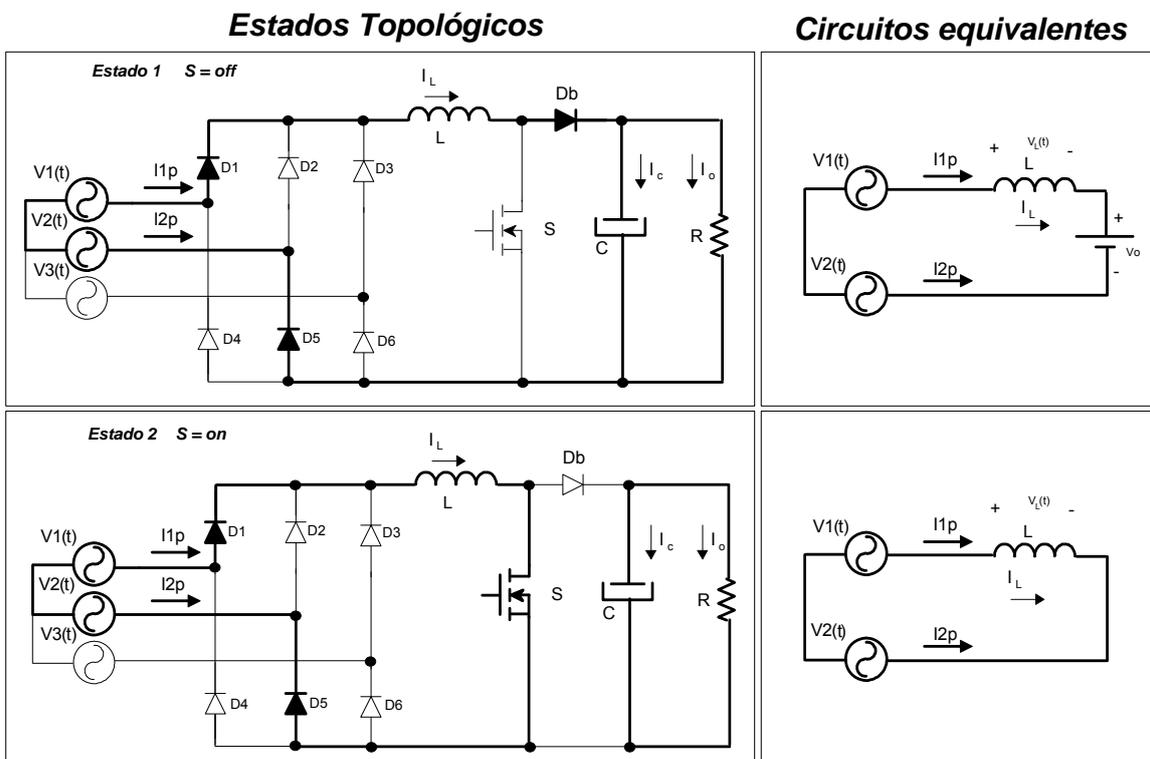


Fig. 3.4 - Etapas de operação para o setor analisado.

Considerando que a razão cíclica do interruptor S é representada por $D(t)$, analisando as malhas do circuito da Fig.3.4 pode-se escrever:

$$V_1(t) - V_L(t) - [1 - D(t)] \cdot V_o - V_2(t) = 0 \quad (3.3)$$

A expressão (3.3) é de grande importância, pois permite determinar o valor da tensão sobre a indutância em função da razão cíclica do interruptor, e pode ser reescrita sob a forma da expressão (3.4) ou (3.5)

$$V_L(t) = V_1(t) - V_2(t) - [1 - D(t)] \cdot V_o \quad (3.4)$$

$$L \cdot \frac{d}{dt}(I_L(t)) = V_1(t) - V_2(t) - [1 - D(t)] \cdot V_o \quad (3.5)$$

Isolando a razão cíclica:

$$D(t) = \frac{V_o - V_L(t) + V_1(t) - V_2(t)}{V_o} \quad (3.6)$$

3.2.2. Obtenção da Função de Transferência I(s)/D(s)

Admitindo pequenas perturbações em torno do ponto de operação, as variáveis de interesse podem ser reescritas de acordo com a equação (3.7):

$$\begin{cases} I_L(t) = I_L + i_L(t) \\ D(t) = D + d(t) \end{cases} \quad (3.7)$$

Assim, substituindo as perturbações em (3.5):

$$L \cdot \frac{d}{dt}(I_L + i_L(t)) = V_1(t) - V_2(t) - [1 - (D + d(t))] \cdot V_o \quad (3.8)$$

$$L \cdot \frac{d}{dt}(I_L) + L \cdot \frac{d}{dt}(i_L(t)) = V_1(t) - V_2(t) - V_o + (D \cdot V_o + d(t) \cdot V_o) \quad (3.9)$$

Simplificando as grandezas no ponto de operação:

$$L \cdot \frac{d}{dt}(I_L) + L \cdot \frac{d}{dt}(i_L(t)) = \cancel{V_1(t)} - \cancel{V_2(t)} - \cancel{V_o} + \cancel{D \cdot V_o} + d(t) \cdot V_o \quad (3.10)$$

$$L \cdot \frac{d}{dt}(i_L(t)) + d(t) \cdot V_o = 0 \quad (3.11)$$

Aplicando Laplace na expressão (3.11):

$$L \cdot s \cdot i_L + d(s) \cdot V_o = 0 \quad (3.12)$$

Assim:

$$\frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{V_o}{s \cdot L} \quad (3.13)$$

A equação (3.13) representa a expressão fundamental para o projeto da malha de controle, determina a variação de corrente em função da razão cíclica de operação do conversor.

3.2.3. Obtenção da Função de transferência $V(s)/I(s)$

Analisando novamente o circuito da Fig. 3.4 e aplicando Lei de Kirchoff das correntes, é possível estabelecer a expressão (3.14):

$$I_L(t) = C \cdot \frac{d}{dt} V_o(t) + \frac{V_o(t)}{R} \quad (3.14)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (3.14):

$$I_L(s) = C \cdot s \cdot V_o(s) + \frac{V_o(s)}{R} \quad (3.15)$$

Assim:

$$\frac{V_o(s)}{I_L(s)} = \frac{R}{1 + C \cdot s \cdot R} \quad (3.16)$$

A equação (3.14) representa a variação da tensão de saída em função da corrente imposta no do indutor boost.

3.2.4. Dimensionamento do Indutor boost

O controle das correntes é realizado através de modulação por largura de pulsos (PWM). Sendo assim, é esperada uma ondulação sobre a corrente no indutor. Como a tensão na saída da ponte retificadora apresenta ondulação, a ondulação de corrente sobre o indutor também é variável, pois durante o intervalo de tempo em que o interruptor S encontra-se conduzindo a tensão aplicada sobre o indutor é o valor instantâneo da tensão de saída da ponte retificadora (V_{ret}). Admitindo que a tensão V_{ret} se mantenha constante durante um período de comutação, é possível escrever:

$$V_{ret}(t) = L \cdot \frac{\Delta i_L(t)}{D(t) \cdot T} \quad (3.17)$$

Onde: T = Período de comutação

$\Delta i_L(t)$ = ondulação de corrente para um tempo genérico dentro do setor analisado.

Assim:

$$\Delta i_L(t) = \frac{V_{ret}(t)}{L} \cdot D(t) \cdot T \quad (3.18)$$

Admitindo o modo de condução contínua pode-se estabelecer a expressão (3.19):

$$\frac{V_o}{V_{ret}(t)} = \frac{1}{1 - D(t)} \quad (3.19)$$

Desta forma:

$$\Delta i_L(t) = \frac{V_o \cdot (1 - D(t))}{L} \cdot D(t) \cdot T \quad (3.20)$$

A potência de entrada é dada pelo produto entre valor médio da tensão retificada e o valor médio de corrente que circula pela indutância, ou seja:

$$P_{in} = \overline{V_{ret}} \cdot \overline{I_L} \quad (3.21)$$

Substituindo (3.19) em (3.21):

$$P_{in} = \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot V_p \cdot \overline{I_L} \quad (3.22)$$

A potência de saída, por sua vez, pode ser expressa por meio de (3.23):

$$P_o = \frac{(V_o)^2}{R} \quad (3.23)$$

Substituindo (3.19) em (3.23):

$$P_o = \frac{(V_{ret}(t))^2}{R} \cdot \frac{1}{(1-D(t))^2} \quad (3.24)$$

Pelo princípio da conservação da energia:

$$P_{in} = P_o \Rightarrow \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot V_p \cdot \overline{I_L} = \frac{(V_{ret}(t))^2}{R} \cdot \frac{1}{(1-D(t))^2} \quad (3.25)$$

Assim:

$$\overline{I_L} = \frac{(V_{ret}(t))^2}{R} \cdot \frac{1}{(1-D(t))^2} \cdot \frac{\pi}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_p} \quad (3.26)$$

Dividindo (3.18) por (3.26) tem-se:

$$\frac{\Delta i_L(t)}{\overline{I_L}} = \frac{D(t) \cdot T}{L} \cdot \frac{R}{V_{ret}(t)} \cdot \frac{(1-D(t))^2}{1} \cdot \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_p}{\pi} \quad (3.27)$$

Durante o intervalo analisado a tensão retificada é dada pela diferença entre $V_1(t)$ e $V_2(t)$, ou seja, é a própria tensão de linha. Assim:

$$V_{ret}(t) = V_1(t) - V_2(t) = \sqrt{3} \cdot V_p \cdot \sin(\omega \cdot t + 30^\circ) \quad (3.28)$$

Desta forma:

$$\frac{\Delta i_L(t)}{\overline{I_L}} = \frac{D(t) \cdot T}{L} \cdot \frac{R}{\sqrt{3} V_p \cdot \sin(\omega \cdot t + 30^\circ)} \cdot \frac{(1-D(t))^2}{1} \cdot \frac{3 \cdot \sqrt{3} V_p}{\pi} \quad (3.29)$$

Definindo:

$$\beta = \left(\frac{\Delta i_L(t)}{\overline{I_L}} \cdot \frac{L \cdot \pi}{T \cdot R \cdot 3} \right) = \left(\frac{D(t) \cdot (1-D(t))^2}{\sin(\omega \cdot t + 30^\circ)} \right) \quad (3.30)$$

A expressão (3.30) cujo gráfico é apresentado na Fig. 3.5, representa o comportamento da ondulação de corrente sobre o indutor em função da razão cíclica e do tempo (ωt). Cabe aqui ressaltar que esta expressão tem validade apenas para o intervalo

de tempo $30^\circ < \omega t < 90^\circ$. Conforme pode ser observado no gráfico da Fig. 3.5 os valores para a máxima ondulação de corrente ocorrem justamente em 30° e 90° e para um valor de razão cíclica de 0,333.

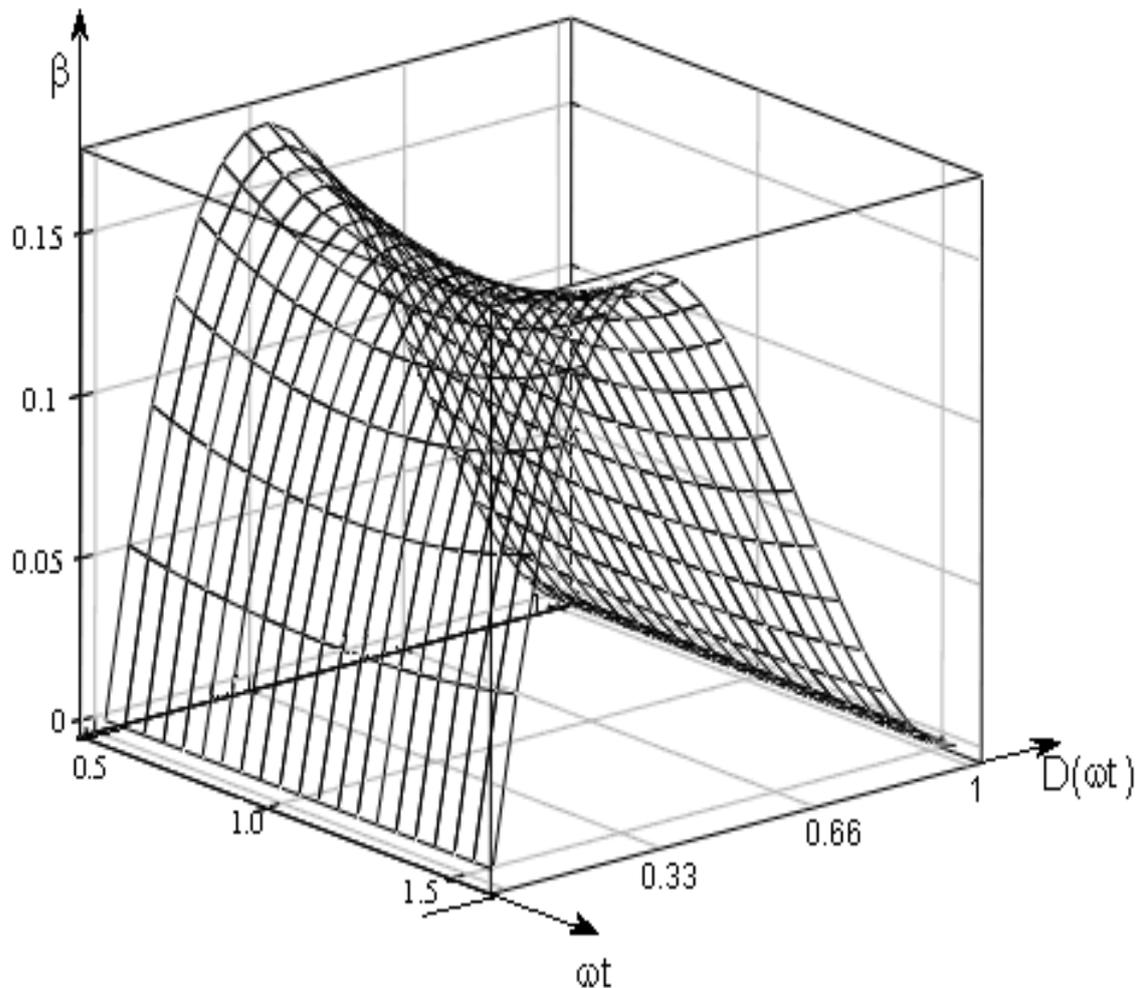


Fig. 3.5 - Gráfico da ondulação de corrente sobre a indutância.

Desta forma, substituindo os valores limite na expressão (3.18):

$$\Delta i_{L_{max}}(t) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot \sin(30^\circ + 30^\circ)}{L} \cdot \frac{1}{3} \cdot T \quad (3.31)$$

Mas,

$$\Delta i_{L_{max}} = \Delta i_{L\%} \cdot I_o \quad (3.32)$$

Assim fica definido o valor de indutância:

$$L = \frac{V_p}{2 \cdot f_s \cdot \Delta i_{L_{max\%}} \cdot I_o} \quad (3.33)$$

3.2.5. Dimensionamento do Capacitor de Saída

A seguir será descrito o procedimento utilizado para determinar a máxima ondulação de tensão sobre o capacitor de saída. Para tanto, será admitido que a constante de tempo RC do circuito é suficientemente elevada de forma que seja possível considerar que a carga e descarga do capacitor durante um período de comutação ocorram linearmente.

Neste caso verifica-se que a máxima ondulação de tensão ocorre também nos mesmos instantes em que ocorrem a máxima ondulação de corrente sobre o indutor. Durante o intervalo de condução do interruptor S, o capacitor descarrega-se diretamente sobre o resistor de carga. Assim, para este intervalo é possível estabelecer a relação expressa pela equação (3.34):

$$\Delta Q_{Co} = C_o \cdot \Delta V_o = C_o \cdot \Delta V_o \% \cdot V_o \quad (3.34)$$

Mas:

$$\Delta Q_{Co} = \int_0^{\Delta t} \frac{P_o}{V_o} \cdot dt = \frac{P_o}{V_o} \cdot \Delta t \quad (3.35)$$

Assim:

$$C_o \cdot \Delta V_o \% \cdot V_o = \frac{P_o}{V_o} \cdot \Delta t \quad (3.36)$$

$$C_o = \frac{P_o}{V_o^2 \cdot \Delta V_o \%} \cdot \Delta t \quad (3.37)$$

Para a condição de carga nominal tem-se a situação na qual o intervalo durante o qual o interruptor permanece em condução é maior, assim:

$$\Delta t_{max} = D_{nom} \cdot T_s = \frac{V_o - \overline{V_{ret}}}{V_o} \cdot T_s \quad (3.38)$$

Substituindo (3.2) e (3.38) em (3.37):

$$C_o = P_o \cdot \frac{\left(V_o - \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot V_p \right)}{V_o^3 \cdot \Delta V_o \% \cdot f_s} \quad (3.39)$$

3.2.6. Expressão do Fator de Potência

Admitindo que o conversor boost opere no modo de condução contínua e que o valor da indutância é suficientemente elevado para que a ondulação de corrente possa ser desprezada, o formato da corrente de entrada da ponte de diodos e da corrente no indutor boost tem o comportamento de acordo com o apresentado na Fig. 3.6:

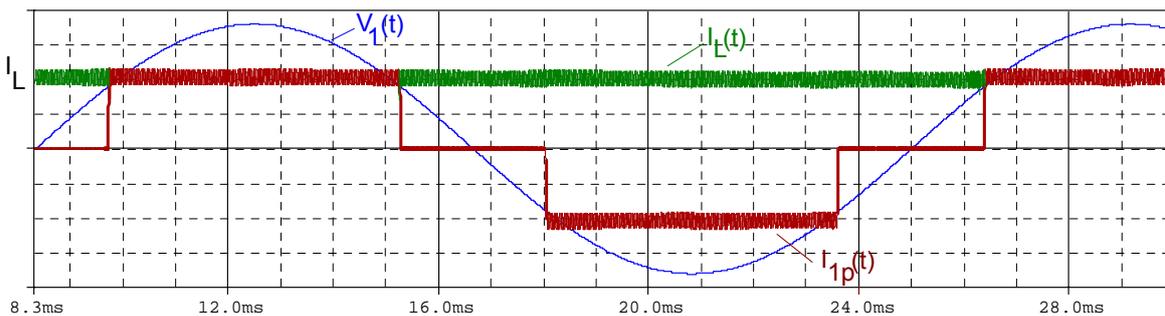


Fig. 3.6 - Tensão e corrente de entrada e corrente no indutor do Retificador de seis Pulsos em série com o conversor boost.

Analisando as formas de onda apresentadas na Fig. 3.6 e considerando o sistema trifásico, a potência ativa total processada pela ponte de diodos pode ser obtida através da expressão (3.40):

$$P_P = \frac{3}{T} \cdot \int_0^T V_1(t) \cdot i_{1P}(t) \cdot dt \quad (3.40)$$

$$P_P = \frac{3}{\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} V_p \cdot \sin(\omega t) \cdot I_L \cdot dt \quad (3.41)$$

$$P_P = \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_p \cdot I_L}{\pi} \quad (3.42)$$

O valor da potência aparente total pode ser obtido a partir da definição apresentada em (3.43):

$$S_P = 3 \cdot (V_{1_eficaz} \cdot i_{1P_eficaz}) \quad (3.43)$$

O valor eficaz da tensão de entrada, por sua vez, é conhecido e definido pela expressão (3.44):

$$V_{1_eficaz} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (3.44)$$

Aplicando a definição de valor eficaz para a forma de onda da corrente, tem-se:

$$i_{1P_eficaz} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} (i_{1P}(t))^2 \cdot dt} \quad (3.45)$$

$$i_{1P_eficaz} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} (I_L)^2 \cdot dt} \quad (3.46)$$

$$i_{1P_eficaz} = I_L \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \quad (3.47)$$

Assim, substituindo (3.44) e (3.47) em (3.43) tem-se:

$$S_p = 3 \cdot \left(\frac{V_p}{\sqrt{2}} \cdot I_L \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \right) \quad (3.48)$$

$$S_p = V_p \cdot I_L \cdot \sqrt{3} \quad (3.49)$$

Uma vez conhecidos os valores teóricos para as potências ativa e aparente é possível determinar a expressão que define o fator de potência obtido para esta estrutura:

$$FP_p = \frac{P_p}{S_p} = \frac{3}{\pi} \approx 0,955 \quad (3.50)$$

3.2.7. Taxa de Distorção Harmônica Total da corrente

Para obter o valor da Taxa de Distorção Harmônica (THD) da corrente a decomposição da forma de onda através da série de Fourier se faz necessária.

Analisando a forma de onda da corrente na fase 1, representada convenientemente na Fig. 3.7 observa-se que esta apresenta simetria ímpar, o que permite concluir que os termos cossenoidais da série de Fourier são nulos, restando apenas os termos senoidais.

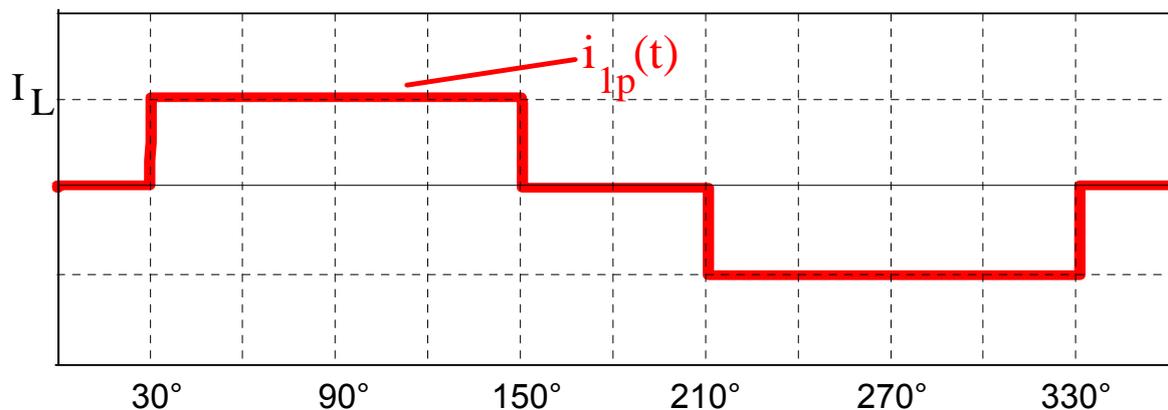


Fig. 3.7 – Corrente na fase 1 do Retificador de seis Pulsos em série com o conversor Boost.

Sendo assim, a corrente de entrada na fase 1 pode ser matematicamente expressa por meio da expressão (3.51).

$$i_{1p}(t) = \sum_k b_k \cdot \sin(k \cdot \omega \cdot t) \quad (3.51)$$

Onde:

$$k = 1, 2, 3, \dots, \infty$$

E b_k é definido por intermédio da expressão (3.52):

$$b_k = \frac{4}{T} \cdot \int_0^{T/2} i_{1p}(t) \cdot \sin(k \cdot \omega t) \cdot d\omega t \quad (3.52)$$

Sendo assim, para a forma de onda de corrente da Fig. 3.7 tem-se:

$$b_k = \frac{4}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_L \cdot \sin(k \cdot \omega t) \right) \cdot d\omega t \quad (3.53)$$

$$b_k = 2 \cdot \frac{I_L}{\pi \cdot k} \cdot \left[\cos\left(k \cdot \frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(k \cdot 5 \cdot \frac{\pi}{6}\right) \right] \quad (3.54)$$

Através de manipulações algébricas e da aplicação de relações trigonométricas é possível reescrever a expressão (3.54) da maneira expressa em (3.55):

$$b_k = 4 \cdot \frac{I_L}{\pi \cdot k} \cdot \left[\sin\left(k \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sin\left(k \cdot \frac{\pi}{3}\right) \right] \quad (3.55)$$

A THD da forma de onda de corrente da Fig. 3.7 pode ser calculada aplicando a definição da Taxa de Distorção Harmônica apresentada em (3.56):

$$THD = \sqrt{\frac{(i_{1P_eficaz})^2 - (b_1)^2}{(b_1)^2}} \quad (3.56)$$

Assim:

$$THD = \sqrt{\frac{\left(\left(I_L \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}\right)^2 - \left(\frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_L}{\pi}\right)^2\right)}{\left(\frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\pi}\right)^2}} = \sqrt{\frac{\frac{2}{3} - \frac{6}{\pi^2}}{\frac{6}{\pi^2}}} \quad (3.57)$$

$$THD \approx 0,31 \quad (3.58)$$

Desta forma, tem-se uma THD de aproximadamente 31%.

3.2.8. Potência total comutada

De acordo com os conceitos apresentados no Anexo A, para o cálculo da potência comutada é necessário determinar os valores máximos de tensão e corrente aos quais os semicondutores são submetidos. Por operarem na frequência da rede, não será aplicado o conceito de potência comutada para os diodos da ponte retificadora. Sendo assim a análise se restringe a apenas aos semicondutores do estágio boost.

Tanto para o interruptor quanto para o diodo do conversor boost, os valores máximos de tensão e corrente aos quais estes componentes são submetidos são respectivamente a tensão de saída e a corrente que circula no indutor. Portanto, segundo o equacionamento apresentado no Anexo A, a potência comutada normalizada em função da potência de saída fica sendo estabelecida pela expressão (3.59):

$$\overline{P_{C_total}} = \frac{2}{1-D} \quad (3.59)$$

No ponto de operação:

$$\overline{P_{C_total}} = \frac{2 \cdot V_o \cdot \pi}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_p} \quad (3.60)$$

3.2.9. Esforços sobre os diodos da ponte retificadora

Para o dimensionamento dos diodos da ponte retificadora devem ser calculados os valores médio e eficaz de corrente, bem como a determinação da máxima tensão reversa que este dispositivo deve suportar.

Analisando as formas de onda apresentadas na Fig. 3.3 verifica-se que o valor médio da corrente que circula pelos diodos pode ser calculado através da expressão (3.61):

$$I_{D1med} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{3}}^{\pi} I_L \cdot d\omega t \quad (3.61)$$

A solução da expressão (3.61) é bastante simples, sendo o resultado obtido apresentado na expressão (3.62):

$$I_{D1med} = \frac{I_L}{3} \quad (3.62)$$

Mas:

$$I_L = I_o \cdot \frac{1}{(1-D)} = I_o \cdot \frac{V_o}{V_{ret}} \quad (3.63)$$

Substituindo (3.2) em (3.63):

$$I_L = I_o \cdot \frac{V_o}{V_p} \cdot \frac{\pi}{3 \cdot \sqrt{3}} \quad (3.64)$$

Assim:

$$I_{D1med} = \frac{1}{3} \cdot \left(I_o \cdot \frac{V_o}{V_p} \cdot \frac{\pi}{3 \cdot \sqrt{3}} \right) \quad (3.65)$$

Agrupando os termos da expressão (3.65), obtém-se (3.66):

$$I_{D1med} = \frac{P_o}{V_p} \cdot \frac{\pi}{9 \cdot \sqrt{3}} \quad (3.66)$$

O valor eficaz é obtido resolvendo-se a expressão (3.67):

$$I_{D1ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{3}}^{\pi} (I_L)^2 \cdot d\omega t} \quad (3.67)$$

Cuja solução é apresentada em (3.68):

$$I_{D1ef} = I_L \cdot \frac{\sqrt{3}}{3} \quad (3.68)$$

Substituindo (3.64) em (3.68):

$$I_{D1ef} = \frac{\pi}{9} \cdot \frac{P_o}{V_p} \quad (3.69)$$

A tensão reversa máxima sobre os diodos da ponte retificadora é o próprio valor de pico da tensão de linha, ou seja:

$$V_{D1max} = \sqrt{3} \cdot V_p \quad (3.70)$$

3.2.10. Dimensionamento do Interruptor

Durante o bloqueio, o interruptor S, em conduções idealizadas, fica submetido ao valor da tensão de saída. Assim, a expressão (3.71) pode ser estabelecida:

$$V_{Smax} = V_o \quad (3.71)$$

Os valores médio e eficaz podem ser obtidos diretamente por meio da aplicação das definições matemáticas pertinentes:

$$I_{Smed} = I_L \cdot D \quad (3.72)$$

Substituindo (3.64) em (3.72):

$$I_{Smed} = I_o \cdot \frac{V_o}{V_p} \cdot \frac{\pi}{3 \cdot \sqrt{3}} \cdot \frac{V_o - \left(V_p \cdot \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \right)}{V_o} \quad (3.73)$$

$$I_{Smed} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_p} \cdot \left(\frac{\pi \cdot V_o - 3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_p}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_o} \right) \quad (3.74)$$

O valor eficaz, por sua vez, pode ser obtido resolvendo-se a integral:

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{D \cdot T} (I_L)^2 \cdot d\omega t} \quad (3.75)$$

$$I_{Sef} = I_L \cdot \sqrt{D} \quad (3.76)$$

$$I_{Sef} = \frac{P_o}{V_p} \cdot \frac{\pi}{3 \cdot \sqrt{3}} \cdot \sqrt{\frac{V_o - V_p}{V_o}} \quad (3.77)$$

3.2.11. Dimensionamento do diodo boost

Assim como no caso do interruptor, o diodo boost fica submetido à tensão de saída durante o intervalo de condução do interruptor. Desta forma:

$$V_{Dboostmax} = V_o \quad (3.78)$$

A determinação do valor médio de corrente sobre este dispositivo torna-se simples ao admitir que em regime permanente o valor médio de corrente que atravessa o

capacitor de saída é nulo, desta forma, a corrente média que circula pelo diodo obrigatoriamente é a corrente de carga, ou seja:

$$I_{Dboostmed} = I_o \quad (3.79)$$

O valor eficaz, por sua vez, é definido por (3.80):

$$I_{Dboostef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{D \cdot T}^T (I_L)^2 \cdot d\omega t} \quad (3.80)$$

$$I_{Dboostef} = I_L \cdot \sqrt{(1-D)} \quad (3.81)$$

$$I_{Dboostef} = I_o \cdot \frac{V_o}{V_p} \cdot \frac{\pi}{3 \cdot \sqrt{3}} \cdot \sqrt{(1-D)} \quad (3.82)$$

3.2.12. Controle de tensão e corrente

Para que seja obtida uma forma de onda de corrente de acordo com o apresentado na Fig. 3.7 é necessário implementar uma malha de controle que garanta que a corrente que circula pelo indutor siga uma determinada referência, que neste caso apresenta um valor constante, bem como uma malha de controle mantenha o valor da tensão de saída constante frente à variações de carga.

Na Fig. 3.8 podem ser observados os diagramas de blocos para as malhas de controle sugeridas. As funções de transferência apresentadas na figura são expressas matematicamente através de (3.13) e (3.16).

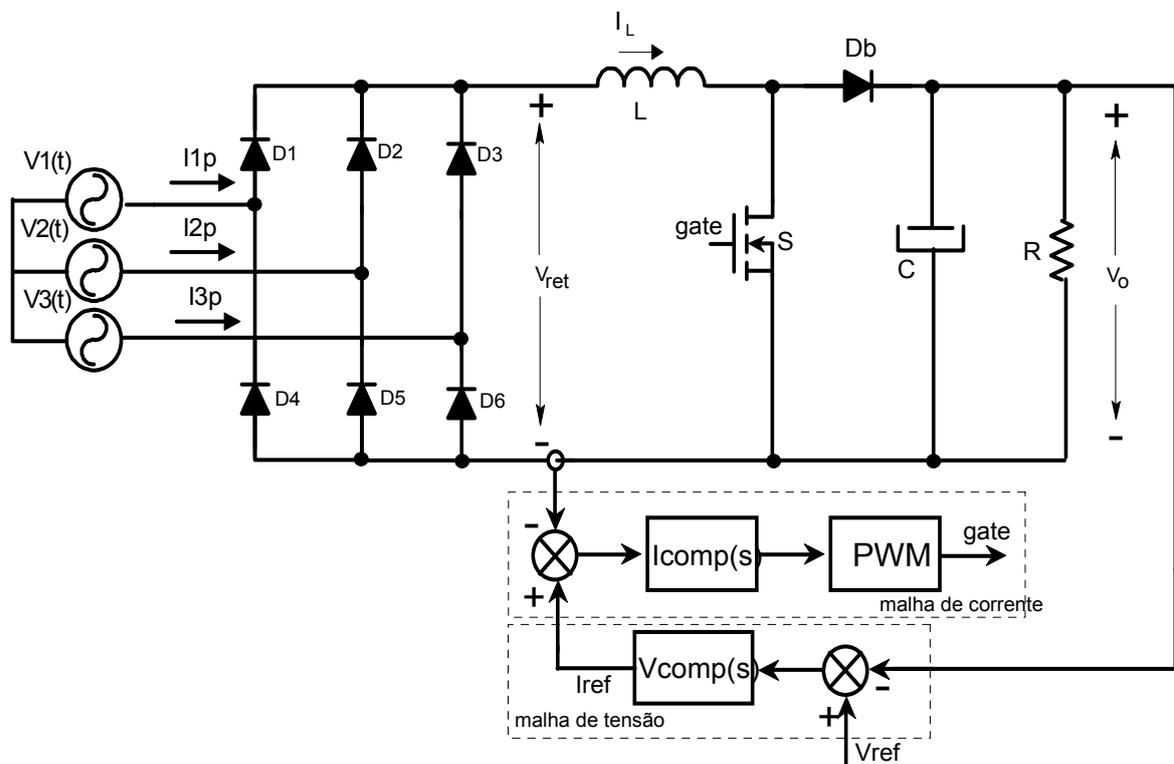


Fig. 3.8 – Diagrama esquemático da malha de controle.

3.2.13. Exemplo de projeto.

Com o objetivo de verificar o equacionamento apresentado anteriormente, será apresentado um exemplo de projeto e, nas seções seguintes, serão mostrados os resultados de simulação e experimentais para um conversor projetado com as características apresentadas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1. - Especificações utilizadas nos projetos para a análise teórica.

Grandeza	Valor
Tensão eficaz de fase na entrada	220V
Tensão de pico na entrada	380V
Frequência da Rede	60Hz
Tensão de Saída	700V
Ondulação da tensão de saída	5%
Potência de Saída	20kW
Ondulação da corrente no indutor	10%
Frequência de comutação	10kHz

Aplicando os valores da Tabela 3.1 nas equações pertinentes obtém-se os resultados apresentados na Tabela 3.2:

Tabela 3.2. - Especificações utilizadas nos projetos para a análise teórica.

Grandeza	Valor		
Potência de Saída	20kW		
Tensão de Saída	700V		
Corrente de saída	28,57A		
Ondulação da tensão de saída	5%		
Ondulação da corrente no indutor	10%		
Frequência de comutação	10kHz		
Indutor Boost	4mH		
Capacitor de saída	21,6 μ F		
Diodo boost	Tensão	I eficaz	I médio
	700V	33,33A	28,57A
Diodos da ponte retificadora	Tensão	I eficaz	I médio
	538,9V	22,49A	12,95A
Interruptor	Tensão	I eficaz	I médio
	700V	19,99A	10,20A

Os compensadores de tensão e corrente podem ser projetados utilizando o critério de Margem de Ganho e Margem de Fase. Para o exemplo em questão foram utilizados

os compensadores apresentados na Fig. 3.9. A margem de fase obtida é de $86,9^\circ$ para o compensador de tensão e 62° para o compensador de corrente.

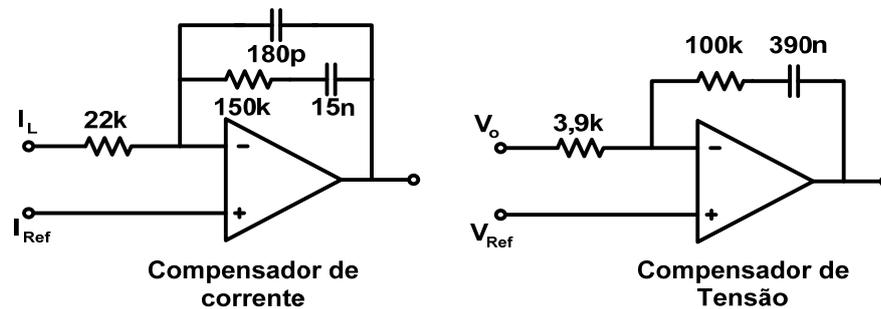


Fig. 3.9 - Compensadores utilizados.

3.2.14. Resultados de simulação.

A seguir serão apresentados os resultados de uma simulação para o conversor projetado na seção anterior.

Na Fig. 3.10 são apresentadas as formas de onda de corrente na fase "1" e da corrente na indutância. De acordo com o equacionamento apresentado verifica-se no detalhe que a máxima ondulação de corrente ocorre em 30° devido à componente de $360Hz$ presente na tensão de saída da ponte retificadora, conforme pode ser verificado no detalhe, onde a área sombreada equivale aos referidos 30° elétricos.

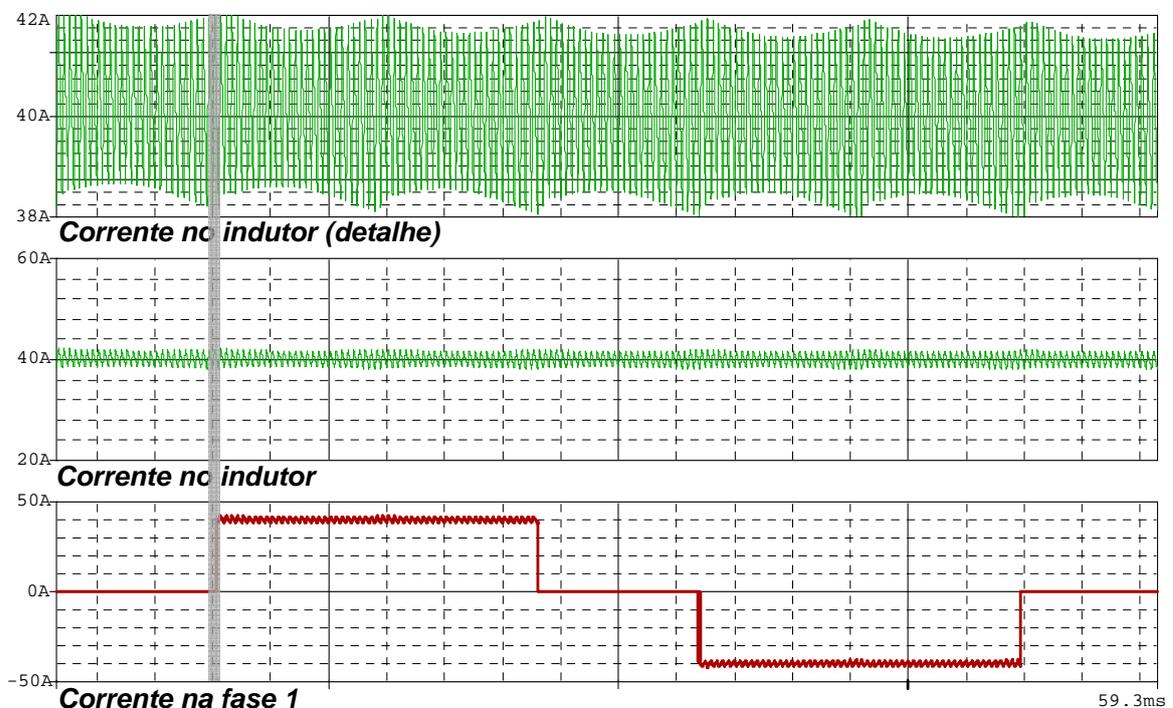


Fig. 3.10 - Corrente na fase "A" e no indutor boost.

Observa-se também que a ondulação de corrente obtida na indutância encontra-se de acordo com os limites previstos no projeto.

O comportamento da corrente nas demais fases pode ser observado na Fig. 3.11, onde é possível verificar o enquadramento nos padrões previstos na análise teórica.

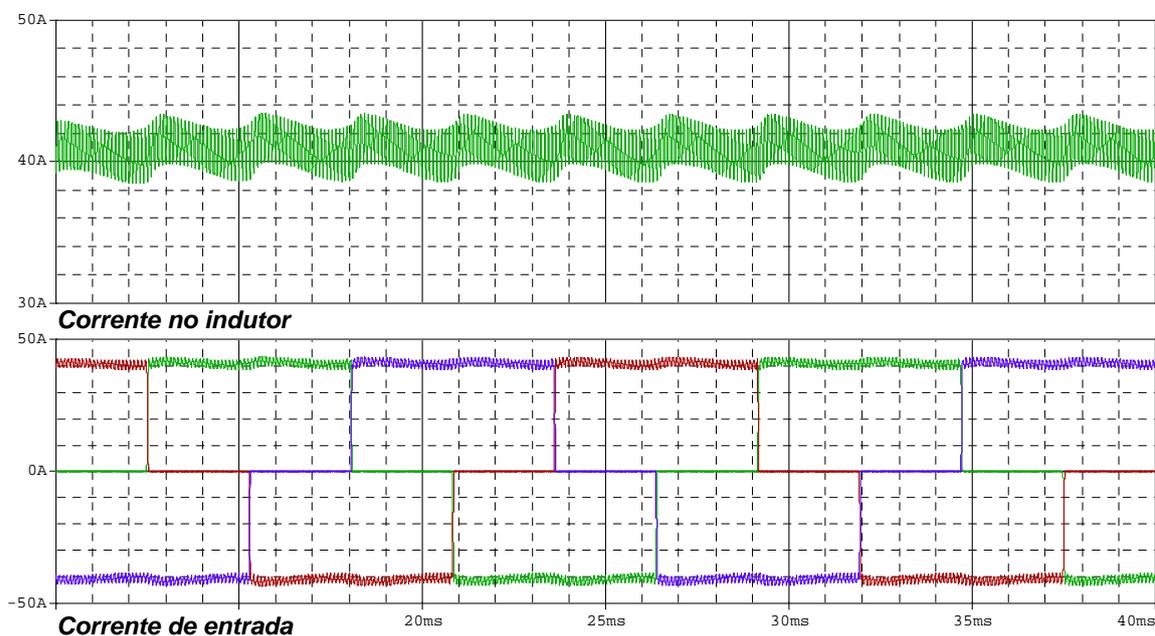


Fig. 3.11 - Correntes nas fases e no indutor boost

Os esforços de tensão e corrente aos quais ficam submetidos os diodos da ponte retificadora podem ser observados na Fig. 3.12.

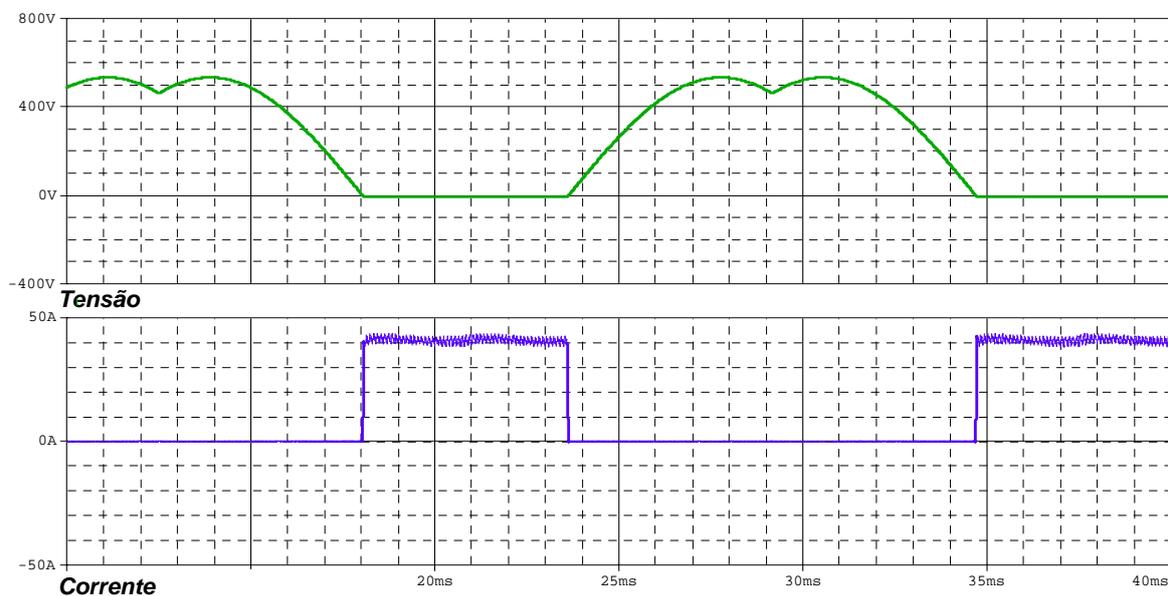


Fig. 3.12 - Tensão e corrente em um dos diodos da ponte retificadora.

De acordo com o previsto, sobre o diodo do conversor boost observa-se que a tensão máxima ocorre quando o dispositivo encontra-se bloqueado e apresenta-se com valor igual ao valor da tensão sobre o capacitor de saída.

A corrente, por sua vez, apresenta a mesma amplitude da corrente na indutância.

Na Fig. 3.13, pode ser observado o comportamento da tensão e da corrente sobre o diodo boost para um intervalo de tempo relativamente longo. As características para um período de comutação podem ser conferidas na Fig. 3.14.

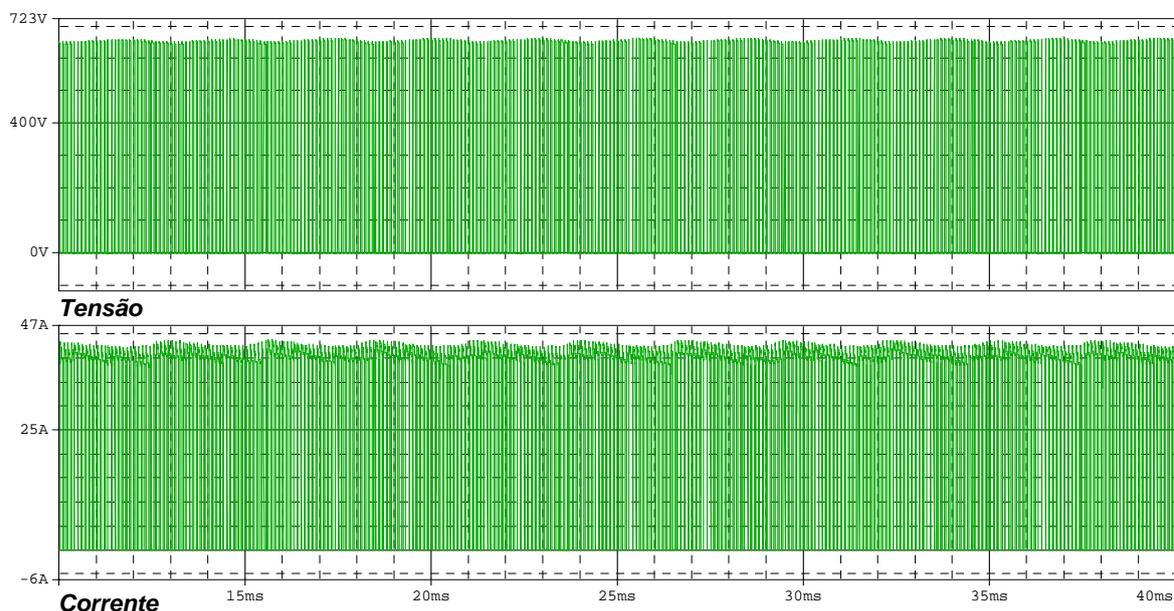


Fig. 3.13 – Tensão e corrente no diodo boost.

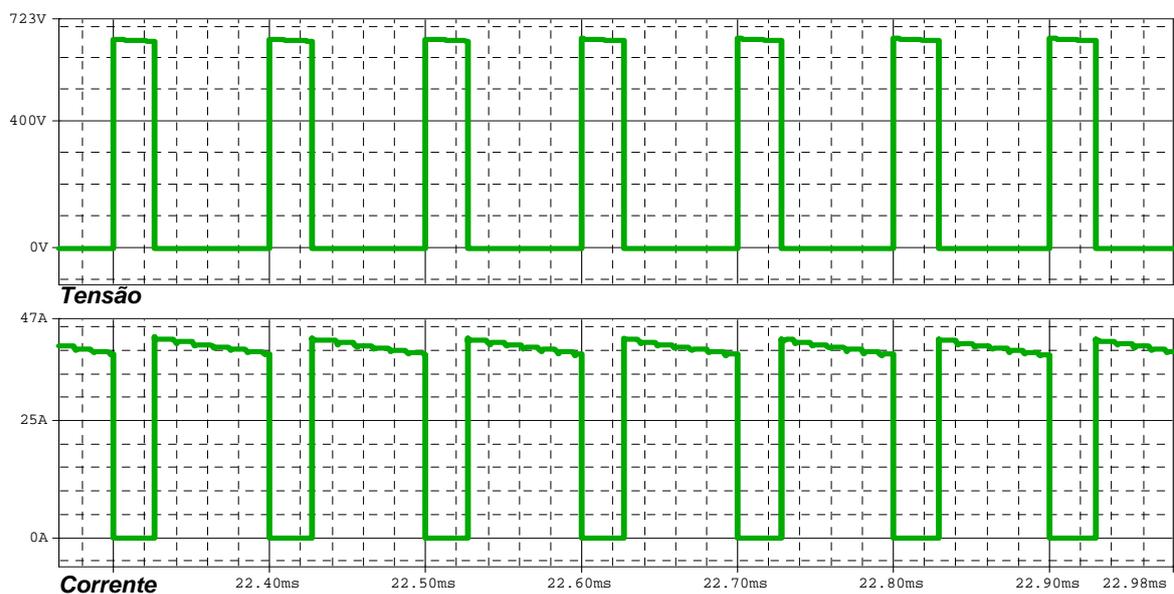


Fig. 3.14 – Detalhe da tensão e corrente no diodo boost.

O interruptor fica submetido basicamente aos mesmos valores de tensão e corrente do que o diodo. A diferença observada é que as respectivas formas de onda são complementares.

Nas Fig. 3.15 e Fig. 3.16 podem ser observados os comportamentos da tensão e da corrente sobre o interruptor ao longo de um período de rede e para um período de comutação.

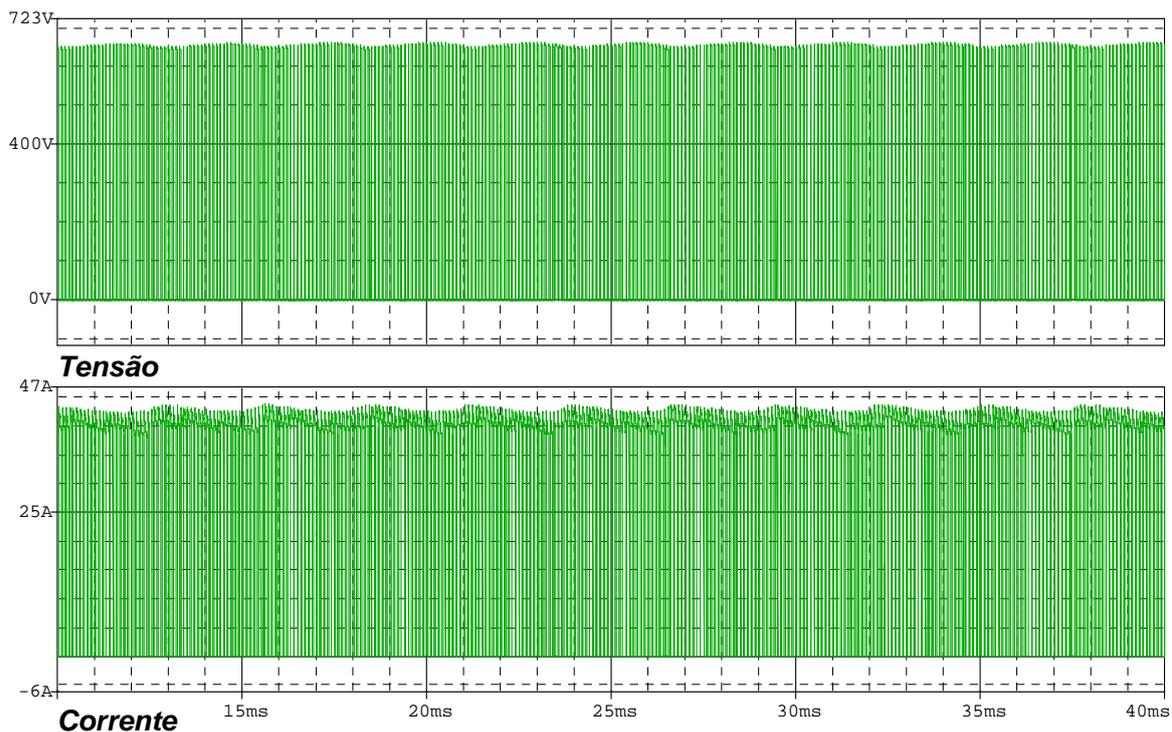


Fig. 3.15 – Tensão e corrente no interruptor boost.

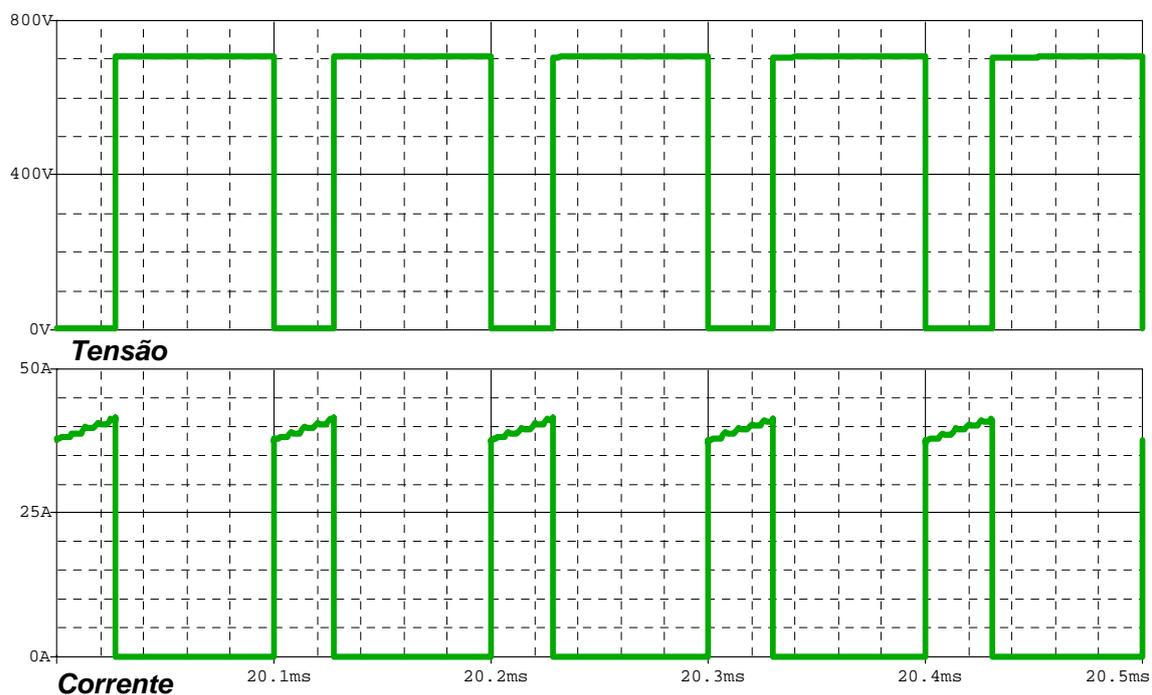


Fig. 3.16 – Detalhe da tensão e corrente no interruptor boost.

A fim de verificar o comportamento dinâmico das malhas de controle foi realizada uma variação de carga do valor nominal para 50% e em seguida, após cessado o período transitório, foi restabelecido o valor nominal de carga. Na Fig. 3.17 é possível verificar o comportamento da tensão de saída, bem como das correntes de entrada.

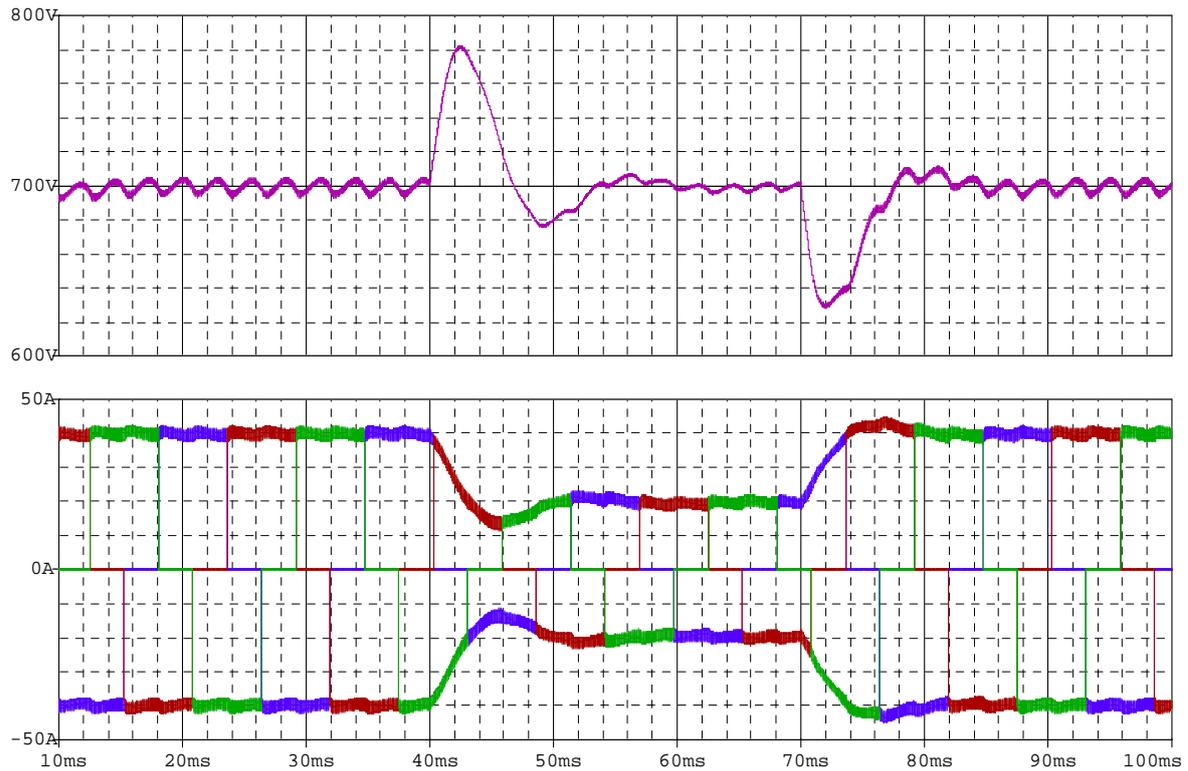


Fig. 3.17 – Tensão de saída e Correntes de entrada para variação de carga.

Os esforços de controle necessários para que os resultados apresentados na Fig. 3.17 fossem possíveis são apresentados na Fig. 3.18:

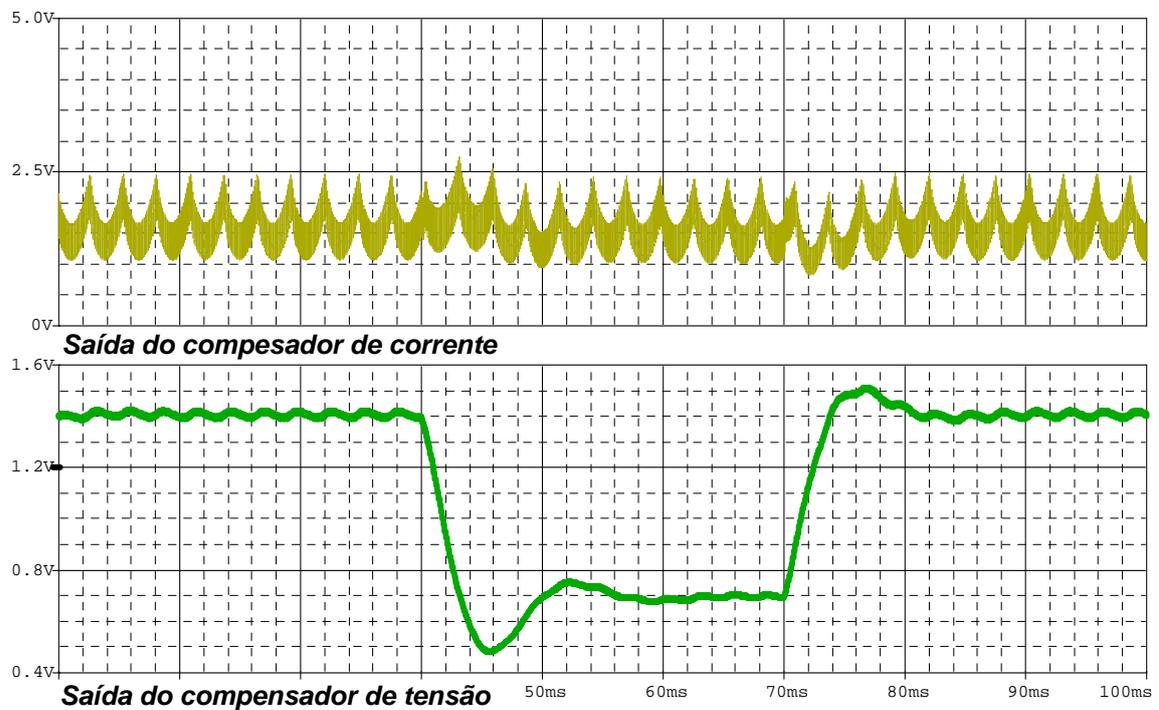


Fig. 3.18 – Sinais de controle para a variação de carga.

3.2.15. Análise de desempenho (simulação)

Os critérios a serem utilizados na análise de desempenho dizem respeito aos conceitos de potência comutada apresentados no “anexo A” e a análise harmônica das correntes de entrada. Desta forma, será obtido o valor da potência total comutada e obtido o conteúdo harmônico gerado por esta estrutura para uma posterior comparação com o desempenho de outros conversores.

Analisando as formas de onda apresentadas nas Fig. 3.13 e Fig. 3.14 facilmente obtém-se o valor da potência comutada pelo diodo boost, expressa matematicamente por (3.83):

$$\overline{P_{C_D}} \triangleq \frac{V_o \cdot \pi}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_p} \quad (3.83)$$

$$\overline{P_{C_D}} = \frac{700V \cdot \pi}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot 311} = 1,36 \quad (3.84)$$

Realizando o mesmo procedimento para o interruptor:

$$\overline{P_{C_S}} = 1,36 \quad (3.85)$$

Devido ao fato dos diodos da ponte retificadora operarem em baixa frequência, o conceito de potência comutada não se aplica a estes dispositivos. Desta forma a potência comutada total para esta estrutura é composta simplesmente a partir da soma entre a potência comutada pelo diodo boost e a potência comutada pelo interruptor, assim:

$$\overline{P_{C_{Total}}} = \overline{P_{C_D}} + \overline{P_{C_S}} = 2,72 \quad (3.86)$$

A análise harmônica foi realizada contemplando nos cálculos as harmônicas de ordem inferior a 40. Os resultados obtidos estão apresentados na Fig. 3.19, onde observa-se que a THD obtida através do simulador ficou em 29,48%.

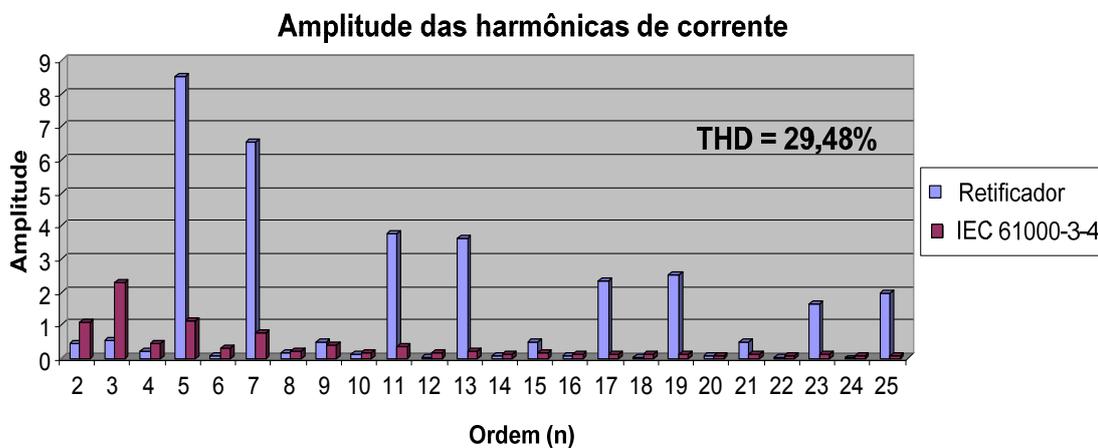


Fig. 3.19 – Análise harmônica para a ponte trifásica de diodos em série com o conversor boost.

Para efeitos de comparação foram calculados os valores médios e eficazes de corrente sobre os elementos semicondutores e comparados com os valores extraídos da simulação. Os resultados obtidos são apresentados na Tabela 3.3:

Tabela 3.3. - Quadro comparativo dos esforços de corrente nos semicondutores.

Componente	Resultado Teórico		Resultado Simulado	
	Média	Eficaz	Média	Eficaz
Diodos da ponte retificadora	12,96A	22,44A	13,43A	23,14A
Interruptor Boost	10,30A	20,01A	11,39A	21,31A
Diodo Boost	28,57A	33,07A	28,60A	33,85A

3.2.16. Conclusões

A ponte trifásica de diodos em série com o conversor CC-CC do tipo boost mostrou-se ser, dentre as estruturas analisadas no capítulo anterior, aquela que apresenta maior simplicidade e robustez, por outro lado, apresenta o inconveniente de produzir elevado conteúdo harmônico, acima do permitido para correntes de entrada.

A análise teórica apresentada permite projetar o conversor tanto no que diz respeito ao circuito de potência quanto às malhas de controle. Os resultados de simulação comprovam a validade da metodologia empregada.

3.3. RETIFICADOR PWM UNIDIRECIONAL DOIS NÍVEIS

Assim como para o retificador trifásico em série com o conversor CC-CC do tipo boost, nesta seção serão apresentados os aspectos considerados importantes a respeito do retificador trifásico unidirecional. Por se tratar de uma estrutura um pouco menos convencional e devido ao fato da necessidade de dimensionamento para uma futura implementação desta estrutura, a análise apresenta-se relativamente mais detalhada.

3.3.1. Etapas de operação

Para o conversor boost PFC monofásico a corrente sobre o indutor de entrada é controlada através da imposição da tensão sobre ele, através da abertura e fechamento do interruptor S. Considerando que para a correta operação é necessário que a tensão de saída V_o seja superior ao pico da tensão de entrada, analisando os circuitos equivalentes apresentados na Fig. 3.20 conclui-se que, quando o interruptor S está conduzindo, a corrente sobre o indutor apresenta derivada positiva e, quando o interruptor é bloqueado, a corrente decresce de maneira linear (derivada negativa). Esta característica torna relativamente simples tanto a modelagem quanto o controle deste conversor.

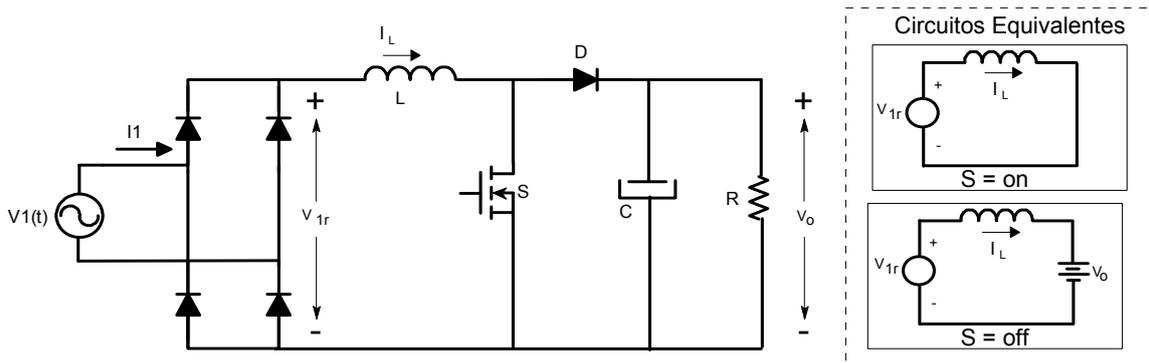


Fig. 3.20 – Conversor Boost PFC monofásico.

Por outro lado, para o caso dos retificadores trifásicos sem neutro, como o apresentado na Fig. 3.21, não é possível impor de forma independente a tensão sobre cada um dos 3 indutores de entrada, justamente pela ausência do neutro, o que gera uma restrição estabelecida pela expressão (3.87).

$$i_1(t) + i_2(t) + i_3(t) = 0 \quad (3.87)$$

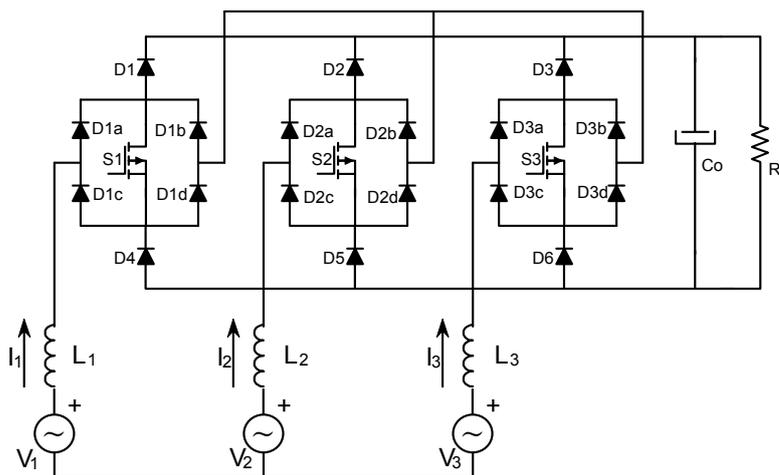


Fig. 3.21 – Retificador Unidirecional.

Em outras palavras, a expressão (3.87) indica que é possível atuar simultaneamente apenas sobre duas correntes. Este fato tem reflexo direto nas funções de transferência das malhas de corrente, ocasionando um acoplamento entre elas, o que exige que a modelagem e a estratégia de controle sejam estabelecidas de maneira global para o conversor. Se o neutro estiver conectado, o acoplamento entre as malhas deixa de existir, permitindo controlar cada uma das correntes de fase de maneira independente.

De acordo com os resultados apresentados no capítulo 1, o retificador trifásico unidirecional permite controlar tanto as correntes de entrada quanto a tensão de saída. Para tanto há a necessidade de obter-se modelos distintos para cada variável controlada. A obtenção do modelo visto pelo lado CA (para controle das correntes) pode ser facilitada, sem perda de generalidade, admitindo que a tensão de saída seja constante,

ou seja, substituindo o capacitor de saída por uma fonte de tensão contínua. Assim, para a análise do controle das correntes será considerado o circuito apresentado na Fig. 3.22:

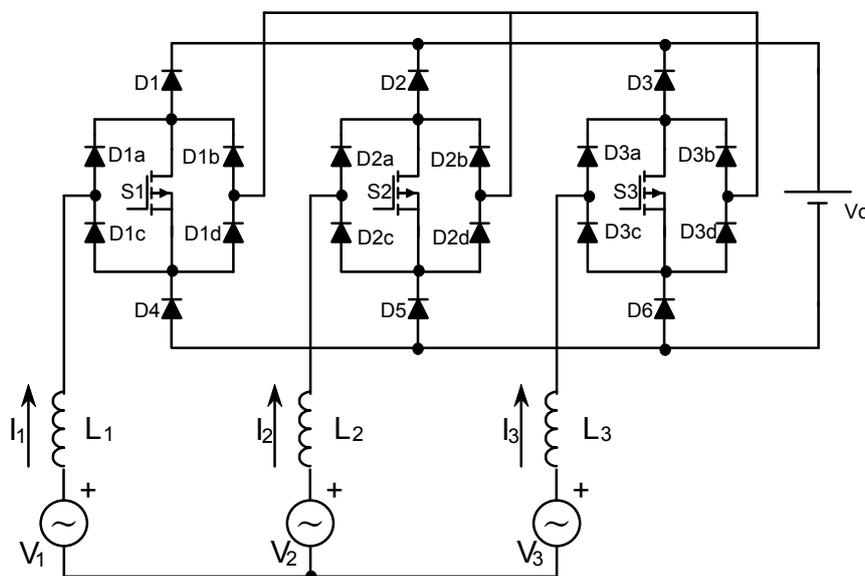


Fig. 3.22 – Circuito utilizado na análise da malha de corrente.

Para o retificador unidirecional sem neutro os estados topológicos não dependem somente dos estados dos interruptores, mas também do sentido das correntes. Esta característica implica em algumas particularidades na estratégia de controle adotada [16]. A dependência dos sentidos das correntes permite dividir o funcionamento do retificador em seis setores distintos, de acordo com a maior corrente em módulo, conforme observado na Fig. 3.23.

A divisão em setores apresentada não se restringe apenas ao padrão senoidal apresentado, também pode ser estendida para qualquer formato de corrente em sistemas trifásicos sem neutro, desde que nenhuma das correntes seja nula.

Admitindo a consideração imposta pela expressão (3.87) pode-se afirmar que para qualquer setor analisado, a maior corrente em módulo tem sinal contrário às outras duas e seu módulo é igual à soma do módulo das outras, já que a soma das três correntes é nula.

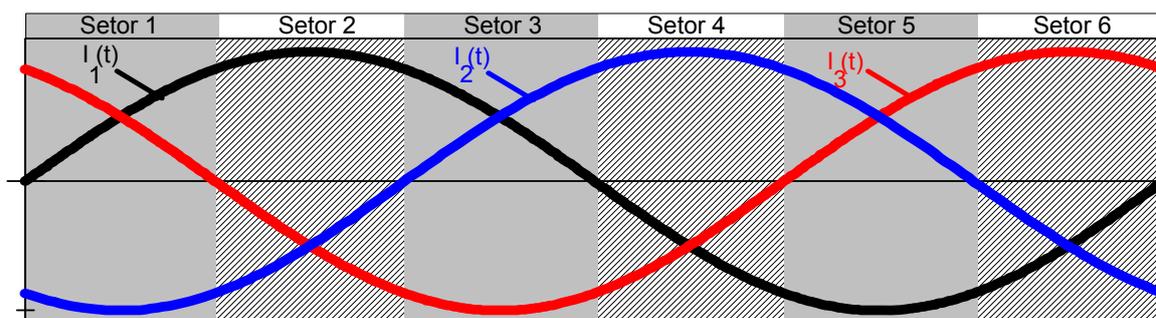


Fig. 3.23 – Divisão dos setores de acordo com o sentido das correntes.

A análise seguinte será realizada para o setor 2, cuja maior corrente em módulo é a da fase 1. Entretanto, os resultados obtidos são igualmente válidos para os outros cinco setores.

A seguir serão apresentados os estados topológicos possíveis para o retificador trifásico unidirecional.

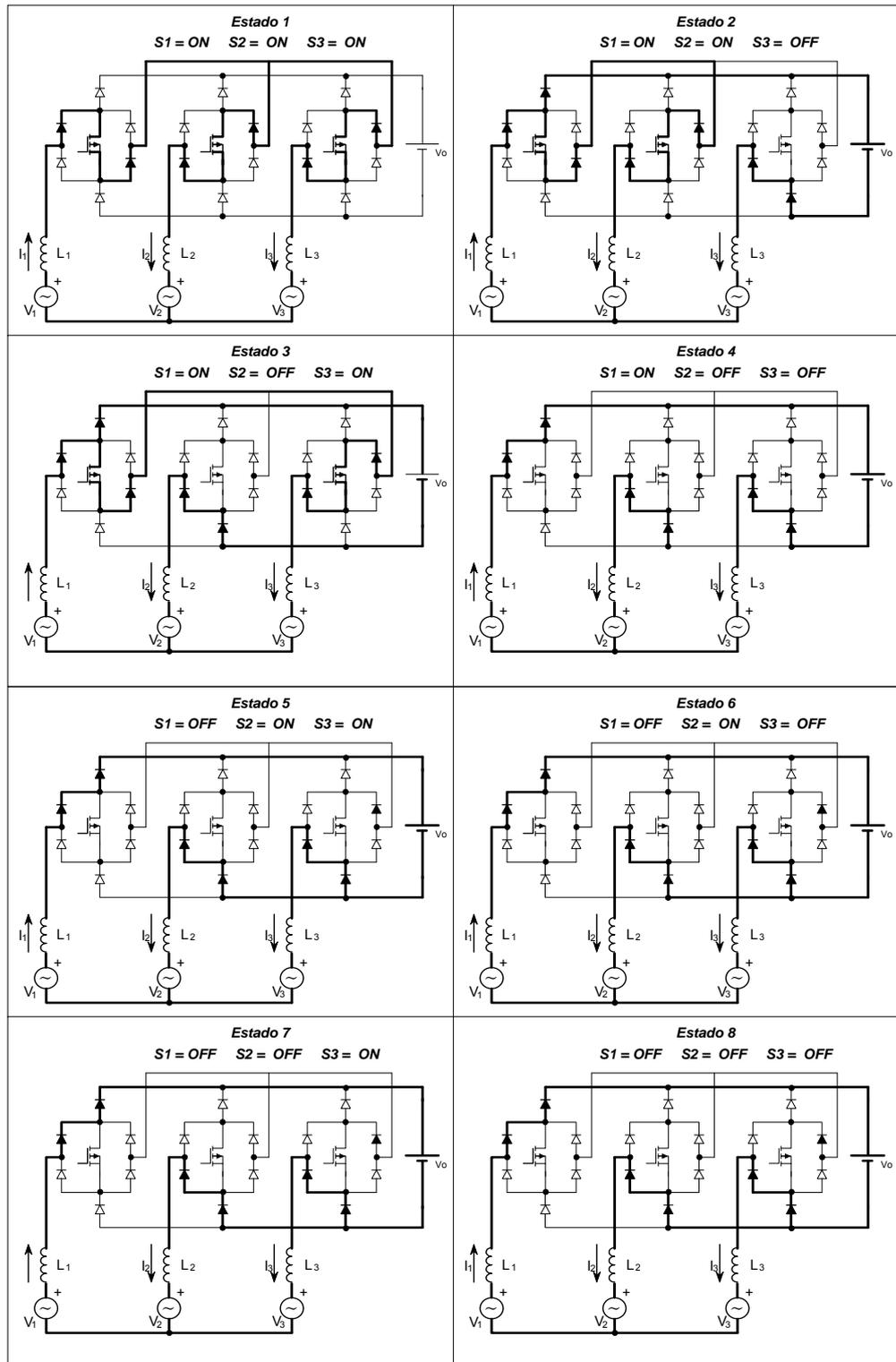


Fig. 3.24 – Estados topológicos do retificador unidirecional.

Para facilitar a visualização, na Fig. 3.25 são apresentados os circuitos equivalentes de cada estado topológico.

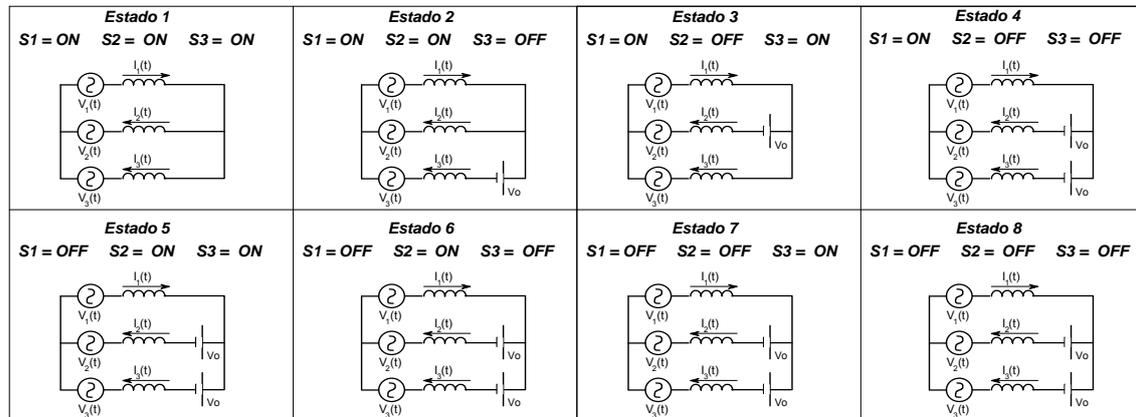


Fig. 3.25 – Circuitos equivalentes aos estados topológicos.

Verifica-se na Fig. 3.25 a presença de apenas quatro estados topológicos distintos, apesar de haver oito combinações possíveis para os interruptores, pois os estados topológicos 5, 6, 7, e 8 são redundantes. Como conclusão observa-se que quando o interruptor da fase de maior módulo encontra-se bloqueado, o estado dos outros dois interruptores não afeta o funcionamento da estrutura. Este fato já era esperado, pois a restrição definida pela equação (3.87) estabelece a possibilidade de atuar simultaneamente apenas sobre duas correntes, sendo a terceira dependente do valor das outras duas.

Sendo assim, é possível obter para o setor em análise o circuito equivalente apresentado na Fig. 3.26.

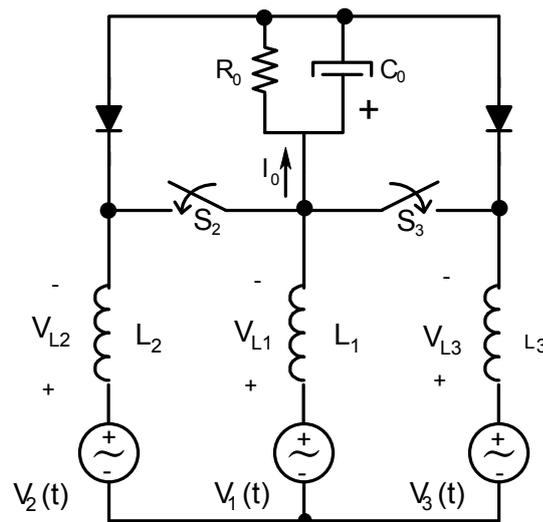


Fig. 3.26 – Circuito equivalente para o setor 2.

De maneira análoga é possível obter facilmente os circuitos equivalentes para os demais setores.

Além de facilitar a análise do funcionamento do conversor, possibilitando uma visão mais clara da estrutura, o circuito equivalente apresentado na Fig. 3.26 também é de grande valia para a elaboração do equacionamento matemático necessário para a obtenção dos modelos para o controle das correntes e da tensão de saída.

3.3.2. Equacionamento Preliminar

Admite-se para a análise que as tensões de entrada sejam senoidais. Assim considerando a operação com fator de potência unitário pode-se estabelecer as expressões para as tensões e correntes de fase:

$$\begin{cases} V_1(t) = V_p \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ V_2(t) = V_p \cdot \sin(\omega \cdot t - 120^\circ) \\ V_3(t) = V_p \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ) \end{cases} \quad e \quad \begin{cases} I_1(t) = I_p \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ I_2(t) = I_p \cdot \sin(\omega \cdot t - 120^\circ) \\ I_3(t) = I_p \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ) \end{cases} \quad (3.88)$$

Sendo η o rendimento do conversor pode-se representar a potência de saída como sendo:

$$P_o = \eta \cdot P_i = \frac{3 \cdot V_p \cdot I_p}{2} \quad (3.89)$$

Assim:

$$I_p = \frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot V_p \cdot \eta} \quad (3.90)$$

Considerando que as razões cíclicas dos interruptores S_2 e S_3 são representadas respectivamente por $D_2(t)$ e $D_3(t)$, analisando as malhas do circuito da Fig. 3.26 pode-se escrever:

$$\begin{cases} V_1(t) - V_{L1}(t) - [1 - D_2(t)] \cdot V_o + V_{L2}(t) - V_2(t) = 0 \\ V_1(t) - V_{L1}(t) - [1 - D_3(t)] \cdot V_o + V_{L3}(t) - V_3(t) = 0 \end{cases} \quad (3.91)$$

Da equação (3.88) pode-se escrever:

$$\begin{cases} V_1(t) + V_2(t) + V_3(t) = 0 \\ I_{L1}(t) + I_{L2}(t) + I_{L3}(t) = 0 \end{cases} \quad (3.92)$$

Para simplificar a análise e reduzir a quantidade de variáveis no equacionamento, deste ponto em diante será considerado que $L_1 = L_2 = L_3 = L$, desta forma, a partir da equação (3.93) tem-se:

$$\frac{d(I_{L1}(t))}{dt} + \frac{d(I_{L2}(t))}{dt} + \frac{d(I_{L3}(t))}{dt} = 0 \quad (3.93)$$

$$L \cdot \frac{d(I_{L1}(t))}{dt} + L \cdot \frac{d(I_{L2}(t))}{dt} + L \cdot \frac{d(I_{L3}(t))}{dt} = 0 \quad (3.94)$$

$$V_{L1}(t) + V_{L2}(t) + V_{L3}(t) = 0 \quad (3.95)$$

Assim, obtém-se o sistema de equações representado por (3.96):

$$\begin{cases} V_1(t) - V_{L1}(t) - [1 - D_2(t)] \cdot V_o + V_{L2}(t) - V_2(t) = 0 \\ V_1(t) - V_{L1}(t) - [1 - D_3(t)] \cdot V_o + V_{L3}(t) - V_3(t) = 0, \\ V_1(t) + V_2(t) + V_3(t) = 0 \\ V_{L1}(t) + V_{L2}(t) + V_{L3}(t) = 0 \end{cases} \quad (3.96)$$

A solução para este sistema de equações torna-se simples se o artifício matemático apresentado abaixo for utilizado.

Partindo das duas primeiras equações pode-se escrever:

$$\begin{cases} [V_1(t) - V_{L1}(t)] = [1 - D_2(t)] \cdot V_o - V_{L2}(t) + V_2(t) \\ [V_1(t) - V_{L1}(t)] = [1 - D_3(t)] \cdot V_o - V_{L3}(t) + V_3(t) \end{cases} \quad (3.97)$$

Valendo-se do artifício:

$$\begin{aligned} 3 \cdot [V_1(t) - V_{L1}(t)] &= [V_1(t) - V_{L1}(t)] + ([1 - D_2(t)] \cdot V_o - V_{L2}(t) + V_2(t)) + \\ &+ ([1 - D_3(t)] \cdot V_o - V_{L3}(t) + V_3(t)) \end{aligned} \quad (3.98)$$

Reordenando a expressão (3.98):

$$\begin{aligned} 3 \cdot [V_1(t) - V_{L1}(t)] &= (V_1(t) + V_2(t) + V_3(t)) + ([1 - D_2(t)] \cdot V_o) \\ &- (V_{L1}(t) + V_{L2}(t) + V_{L3}(t)) + ([1 - D_3(t)] \cdot V_o) \end{aligned} \quad (3.99)$$

Utilizando a terceira e quarta expressões do sistema é possível simplificar a expressão (3.99):

$$\begin{aligned} 3 \cdot [V_1(t) - V_{L1}(t)] &= \overbrace{(V_1(t) + V_2(t) + V_3(t))} + ([1 - D_2(t)] \cdot V_o) \\ &- \overbrace{(V_{L1}(t) + V_{L2}(t) + V_{L3}(t))} + ([1 - D_3(t)] \cdot V_o) \end{aligned} \quad (3.100)$$

$$3 \cdot [V_1(t) - V_{L1}(t)] = ([1 - D_2(t)] \cdot V_o) + ([1 - D_3(t)] \cdot V_o) \quad (3.101)$$

Voltando na expressão (3.97) obtém-se outra expressão que representa o valor de $[V_1(t) - V_{L1}(t)]$:

$$\begin{cases} [V_1(t) - V_{L1}(t)] = [1 - D_2(t)] \cdot V_o - V_{L2}(t) + V_2(t) \\ [V_1(t) - V_{L1}(t)] = [1 - D_3(t)] \cdot V_o - V_{L3}(t) + V_3(t) \end{cases} \quad (3.102)$$

$$\begin{cases} [V_1(t) - V_{L1}(t)] = V_o - D_2(t) \cdot V_o - V_{L2}(t) + V_2(t) \\ [V_1(t) - V_{L1}(t)] = V_o - D_3(t) \cdot V_o - V_{L3}(t) + V_3(t) \end{cases} \quad (3.103)$$

Substituindo (3.103) em (3.101) tem-se:

$$\begin{cases} 3 \cdot (V_o - D_2(t) \cdot V_o - V_{L2}(t) + V_2(t)) = ([1 - D_2(t)] \cdot V_o) + ([1 - D_3(t)] \cdot V_o) \\ 3 \cdot (V_o - D_3(t) \cdot V_o - V_{L3}(t) + V_3(t)) = ([1 - D_2(t)] \cdot V_o) + ([1 - D_3(t)] \cdot V_o) \end{cases} \quad (3.104)$$

$$\begin{cases} 3 \cdot V_o - 3 \cdot D_2(t) \cdot V_o - 3 \cdot V_{L2}(t) + 3 \cdot V_2(t) = V_o - D_2(t) \cdot V_o + V_o - D_3(t) \cdot V_o \\ 3 \cdot V_o - 3 \cdot D_3(t) \cdot V_o - 3 \cdot V_{L3}(t) + 3 \cdot V_3(t) = V_o - D_2(t) \cdot V_o + V_o - D_3(t) \cdot V_o \end{cases} \quad (3.105)$$

Reagrupando os termos semelhantes:

$$\begin{cases} 3 \cdot V_2(t) - 3 \cdot V_{L2}(t) - 2 \cdot D_2(t) \cdot V_o + [1 + D_3(t)] \cdot V_o = 0 \\ 3 \cdot V_3(t) - 3 \cdot V_{L3}(t) - 2 \cdot D_3(t) \cdot V_o + [1 + D_2(t)] \cdot V_o = 0 \end{cases} \quad (3.106)$$

A expressão (3.106) é de grande importância, pois permite determinar o valor das tensões sobre as indutâncias em função das razões cíclicas dos interruptores das fases 2 e 3. Cabe aqui chamar a atenção novamente para o fato de que as correntes de entrada são controladas através da imposição da tensão sobre os indutores e também para a restrição estabelecida pela expressão (3.87), ou seja, só é possível atuar simultaneamente sobre duas correntes, justificando o fato de aparecerem apenas duas equações em (3.106).

Outra expressão importante de ser obtida é a expressão que representa a corrente de saída. Utilizando o princípio da conservação da energia, pode-se escrever:

$$P_i = 3 \cdot \frac{V_p \cdot I_p}{2} \quad (3.107)$$

$$P_o = V_o \cdot I_o = P_i \cdot \eta \quad (3.108)$$

Assim:

$$I_o = \frac{3 \cdot \eta \cdot V_p \cdot I_p}{2 \cdot V_o} \quad (3.109)$$

3.3.3. Obtenção da Função de transferência I(s)/D(s)

Com o objetivo de simplificar a análise será admitido que a tensão de saída possui valor constante e igual a V_o . Além disso, serão desprezadas as componentes de alta frequência das tensões sobre os interruptores, ou seja, será considerado apenas o valor médio em um período de comutação.

Adotando as considerações acima e analisando novamente o circuito da Fig. 3.26 pode-se escrever:

$$\begin{cases} V_{S2}(t) = [1 - D_2(t)] \cdot V_o \\ V_{S3}(t) = [1 - D_3(t)] \cdot V_o \end{cases} \quad (3.110)$$

Partindo da expressão (3.106):

$$\begin{cases} 3 \cdot V_2(t) - 3 \cdot L \cdot \frac{d}{dt}(I_{L2}(t)) - 2 \cdot D_2(t) \cdot V_o + [1 + D_3(t)] \cdot V_o = 0 \\ 3 \cdot V_3(t) - 3 \cdot L \cdot \frac{d}{dt}(I_{L3}(t)) - 2 \cdot D_3(t) \cdot V_o + [1 + D_2(t)] \cdot V_o = 0 \end{cases} \quad (3.111)$$

Admitindo pequenas perturbações em torno do ponto de operação, as variáveis de interesse podem ser reescritas de acordo com a equação (3.7):

$$\begin{cases} I_{L2}(t) = I_{L2} + i_{L2}(t) \\ D_2(t) = D_2 + d_2(t) \end{cases} \longrightarrow \begin{cases} \text{(para o controle da} \\ \text{corrente na fase 2)} \end{cases} \quad (3.112)$$

$$\begin{cases} I_{L3}(t) = I_{L3} + i_{L3}(t) \\ D_3(t) = D_3 + d_3(t) \end{cases} \longrightarrow \begin{cases} \text{(para o controle da} \\ \text{corrente na fase 3)} \end{cases}$$

Assim, substituindo as perturbações nas devidas equações:

$$\begin{cases} 3 \cdot V_2(t) - 3 \cdot L \cdot \frac{d}{dt}(I_{L2} + i_{L2}(t)) - 2 \cdot (D_2 + d_2(t)) \cdot V_o + [1 + D_3(t)] \cdot V_o = 0 \\ 3 \cdot V_3(t) - 3 \cdot L \cdot \frac{d}{dt}(I_{L3} + i_{L3}(t)) - 2 \cdot (D_3 + d_3(t)) \cdot V_o + [1 + D_2(t)] \cdot V_o = 0 \end{cases} \quad (3.113)$$

$$\begin{cases} 3 \cdot V_2(t) - 3 \cdot L \cdot \left(\frac{d}{dt} I_{L2} + \frac{d}{dt} i_{L2}(t) \right) - 2 \cdot (D_2 + d_2(t)) \cdot V_o + [1 + D_3(t)] \cdot V_o = 0 \\ 3 \cdot V_3(t) - 3 \cdot L \cdot \left(\frac{d}{dt} I_{L3} + \frac{d}{dt} i_{L3}(t) \right) - 2 \cdot (D_3 + d_3(t)) \cdot V_o + [1 + D_2(t)] \cdot V_o = 0 \end{cases} \quad (3.114)$$

Retirando as grandezas no ponto de operação, para tratar apenas das parcelas ligadas ao comportamento dinâmico:

$$\begin{cases} \cancel{3 \cdot V_2(t)} - 3 \cdot L \cdot \left(\cancel{\frac{d}{dt} I_{L2}} + \frac{d}{dt} i_{L2}(t) \right) - 2 \cdot (\cancel{D_2} + d_2(t)) \cdot V_o + \cancel{[1 + D_3(t)]} \cdot V_o = 0 \\ \cancel{3 \cdot V_3(t)} - 3 \cdot L \cdot \left(\cancel{\frac{d}{dt} I_{L3}} + \frac{d}{dt} i_{L3}(t) \right) - 2 \cdot (\cancel{D_3} + d_3(t)) \cdot V_o + \cancel{[1 + D_2(t)]} \cdot V_o = 0 \end{cases} \quad (3.115)$$

$$\begin{cases} -3 \cdot L \cdot \frac{d}{dt} i_{L2}(t) - 2 \cdot d_2(t) \cdot V_o = 0 \\ -3 \cdot L \cdot \frac{d}{dt} i_{L3}(t) - 2 \cdot d_3(t) \cdot V_o = 0 \end{cases} \quad (3.116)$$

Aplicando Laplace na expressão (3.11):

$$\begin{cases} -3 \cdot s \cdot L \cdot i_{L2}(s) - 2 \cdot d_2(s) \cdot V_o = 0 \\ -3 \cdot s \cdot L \cdot i_{L3}(s) - 2 \cdot d_3(s) \cdot V_o = 0 \end{cases} \quad (3.117)$$

Assim:

$$\begin{cases} \frac{i_{L2}(s)}{d_2(s)} = -\frac{2 \cdot V_o}{3 \cdot s \cdot L} \\ \frac{i_{L3}(s)}{d_3(s)} = -\frac{2 \cdot V_o}{3 \cdot s \cdot L} \end{cases} \quad (3.118)$$

O sinal negativo que aparece nas funções de transferência apresentadas em (3.13) deve-se ao fato de que, para o setor analisado (setor 2), as correntes nas fases 2 e 3 são negativas. Entretanto, como será apresentado mais adiante, o controle será realizado sobre o módulo das correntes sobre os indutores, desta forma o sinal negativo que apareceria nos setores onde a maior corrente em módulo é negativa, deixa de existir.

Sendo assim, é possível adotar a função de transferência simplificada apresentada sob a forma da equação (3.119):

$$\frac{I(s)}{D(s)} = -\frac{2 \cdot V_o}{3 \cdot s \cdot L} \quad (3.119)$$

3.3.4. Obtenção da Função de transferência $V(s)/I(s)$

Considerando que é possível atuar no controle de apenas duas correntes simultaneamente em cada setor, deseja-se obter um modelo que represente a variação da tensão de saída perante variações na amplitude das correntes de entrada.

Admitindo que o fluxo de potência esteja distribuído uniformemente entre as três fases, é possível utilizar apenas uma malha de tensão atuando diretamente sobre os valores de pico das referências de corrente. Entretanto, neste caso, a velocidade da malha de tensão deve ser lenta o bastante para não provocar distorções na forma de onda das correntes.

Analisando novamente o circuito da Fig. 3.26, tem-se:

$$I_o(t) = C_o \cdot \frac{d}{dt} V_o(t) + \frac{V_o(t)}{R_o} \quad (3.120)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (3.14):

$$I_o(s) = C_o \cdot s \cdot V_o(s) + \frac{V_o(s)}{R_o} \quad (3.121)$$

Assim:

$$\frac{V_o(s)}{I_o(s)} = \frac{R_o}{1 + C_o \cdot s \cdot R_o} \quad (3.122)$$

Entretanto, deseja-se obter uma expressão para o controle da tensão de saída em função dos valores de pico das correntes de entrada e não em função da corrente de saída. Além disso, é mais conveniente expressar as funções de transferência em função

das especificações de projeto, desta forma, é interessante eliminar a resistência de carga da expressão (3.16) substituindo-a pela relação entre os valores nominais da tensão e da potência de saída. Assim:

$$\frac{V_o(s)}{I_o(s)} = \frac{\frac{V_o^2}{P_o}}{1 + C_o \cdot s \cdot \frac{V_o^2}{P_o}} \quad (3.123)$$

Substituindo (3.109) em (3.14), tem-se:

$$\frac{V_o(s)}{\frac{3 \cdot V_p}{2 \cdot V_o} \cdot I_p(s)} = \frac{\frac{V_o^2}{P_o}}{1 + C_o \cdot s \cdot \frac{V_o^2}{P_o}} \quad (3.124)$$

Assim:

$$\frac{V_o(s)}{I_p(s)} = \frac{2 \cdot V_o}{3 \cdot V_p} \cdot \frac{\frac{V_o^2}{P_o}}{1 + C_o \cdot s \cdot \frac{V_o^2}{P_o}} \quad (3.125)$$

$$\frac{V_o(s)}{I_p(s)} = \frac{\frac{2 \cdot V_o^3}{3 \cdot V_p \cdot P_o}}{1 + C_o \cdot s \cdot \frac{V_o^2}{P_o}} \quad (3.126)$$

3.3.5. Dimensionamento dos Indutores de entrada

O controle das correntes é realizado através de modulação por largura de pulsos (PWM). Sendo assim, o comportamento esperado é apresentado na Fig. 3.27:

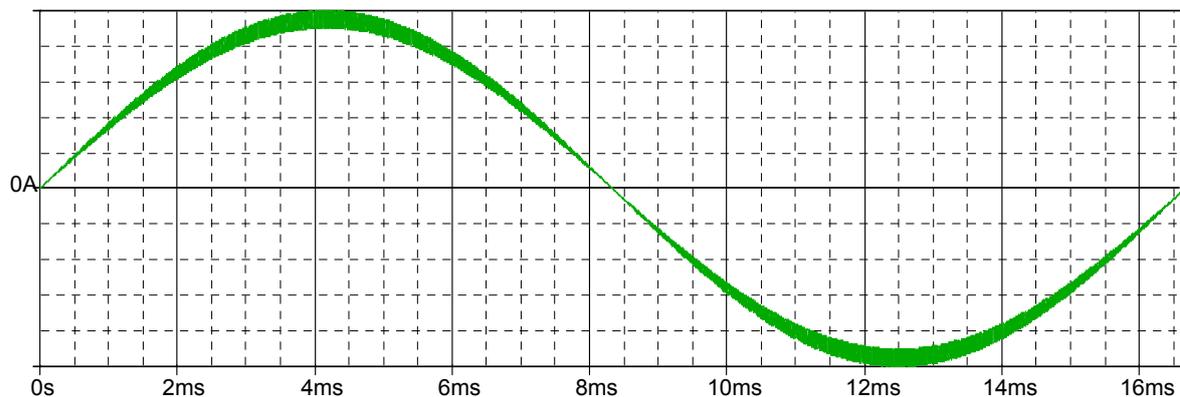


Fig. 3.27 - Padrão esperado para as correntes de entrada.

Verifica-se através da análise da Fig. 3.27 que a maior ondulação de corrente ocorre no pico da senóide modulada.

Substituindo a expressão (3.88) na expressão (3.106) obtém-se:

$$\begin{cases} 3 \cdot V_p \cdot \sin(\omega \cdot t - 120^\circ) - 3 \cdot L \cdot \frac{d}{dt} i_{L_2}(t) + [1 + D_3(t) - 2 \cdot D_2(t)] \cdot V_o = 0 \\ 3 \cdot V_p \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ) - 3 \cdot L \cdot \frac{d}{dt} i_{L_3}(t) + [1 + D_2(t) - 2 \cdot D_3(t)] \cdot V_o = 0 \end{cases} \quad (3.127)$$

Admitindo que as correntes de entrada sejam senoidais e que seu valor de pico seja estabelecido pela expressão (3.90), pode-se escrever:

$$\begin{cases} I_1(t) = \frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot V_p \cdot \eta} \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ I_2(t) = \frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot V_p \cdot \eta} \cdot \sin(\omega \cdot t - 120^\circ) \\ I_3(t) = \frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot V_p \cdot \eta} \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ) \end{cases} \quad (3.128)$$

Assim, substituindo a expressão (3.128) em (3.127):

$$\begin{cases} 3 \cdot V_p \cdot \sin(\omega \cdot t - 120^\circ) - 3 \cdot L \cdot \frac{d}{dt} \left(\frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot V_p \cdot \eta} \cdot \sin(\omega \cdot t - 120^\circ) \right) + [1 + D_3(t) - 2 \cdot D_2(t)] \cdot V_o = 0 \\ 3 \cdot V_p \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ) - 3 \cdot L \cdot \frac{d}{dt} \left(\frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot V_p \cdot \eta} \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ) \right) + [1 + D_2(t) - 2 \cdot D_3(t)] \cdot V_o = 0 \end{cases} \quad (3.129)$$

Considerando que a soma dos complementos das razões cíclicas é nula, ou seja:

$$(1 - D_1(t)) + (1 - D_2(t)) + (1 - D_3(t)) = 0 \quad (3.130)$$

Chega-se facilmente à expressão (3.131):

$$\begin{cases} 3 \cdot V_p \cdot \sin(\omega \cdot t - 120^\circ) - \left(\frac{2 \cdot L \cdot P_o \cdot \omega}{V_p \cdot \eta} \cdot \cos(t - 120^\circ) \right) + 3 \cdot V_o \cdot [1 - D_2(t)] = 0 \\ 3 \cdot V_p \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ) - \left(\frac{2 \cdot L \cdot P_o \cdot \omega}{V_p \cdot \eta} \cdot \cos(\omega \cdot t + 120^\circ) \right) + 3 \cdot V_o \cdot [1 - D_3(t)] = 0 \end{cases} \quad (3.131)$$

Aplicando algumas relações trigonométricas é possível obter as expressões para as razões cíclicas a partir de (3.131):

$$\begin{cases} D_2(t) = 1 - \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{V_o} \cdot \left[\sin(\omega \cdot t + 30^\circ) - \frac{2 \cdot L \cdot P_o \cdot \omega}{V_p^2 \cdot \eta} \cdot \cos(t + 30^\circ) \right] \\ D_3(t) = 1 - \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{V_o} \cdot \left[\sin(\omega \cdot t - 30^\circ) - \frac{2 \cdot L \cdot P_o \cdot \omega}{V_p^2 \cdot \eta} \cdot \cos(t - 30^\circ) \right] \end{cases} \quad (3.132)$$

Considerando o instante de tempo equivalente a $\omega \cdot t = 90^\circ$ (maior ondulação de corrente) e desprezando a parcela relativa ao cosseno, pois apresenta valor muito pequeno, tem-se:

$$\left\{ D_2(t) \approx D_3(t) \approx 1 - \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{V_o} \cdot \sin(120^\circ) \right. \quad (3.133)$$

Lembrando que para o setor analisado admite-se que o interruptor da fase 1 encontra-se fechado, conclui-se que existem apenas duas combinações possíveis, pois $D_2(t) = D_3(t)$, ou seja $S_2 = S_3 = \text{aberto}$ ou $S_2 = S_3 = \text{fechado}$. Sendo assim, o intervalo de tempo em que ambos os interruptores permanecem em condução é dado por:

$$\Delta t = \frac{1}{f_s} \cdot D_2(t) = \frac{1}{f_s} \cdot \left(1 - \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{V_o} \cdot \sin(120^\circ) \right) \quad (3.134)$$

$$\Delta t = \frac{1}{f_s} \cdot \left(1 - \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{V_o} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \quad (3.135)$$

$$\Delta t = \frac{2 \cdot V_o - 3 \cdot V_p}{2 \cdot V_o \cdot f_s} \quad (3.136)$$

Mas,

$$V_L(t) = L \cdot \frac{d}{dt} i_L(t) \quad (3.137)$$

Assim, pode-se escrever:

$$L = \frac{V_L(t)}{\Delta i_L(t)} \cdot \Delta t \quad (3.138)$$

A partir da expressão (3.90):

$$\Delta I_L = \Delta I_L \% \cdot I_p \quad (3.139)$$

$$\Delta I_L = \Delta I_L \% \cdot \frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot V_p \cdot \eta} \quad (3.140)$$

Desta forma:

$$L = \frac{V_L(t)}{\Delta I_L \% \cdot \frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot V_p \cdot \eta}} \cdot \frac{2 \cdot V_o - 3 \cdot V_p}{2 \cdot V_o \cdot f_s} \quad (3.141)$$

No instante de tempo equivalente a $\omega \cdot t = 90^\circ$ o indutor da fase 1 está submetido ao valor da tensão de pico, assim:

$$L = \frac{3 \cdot V_p^2 [2 \cdot V_o - 3 \cdot V_p]}{f_s \cdot \Delta I_L \% \cdot 4 \cdot P_o \cdot V_o} \quad (3.142)$$

3.3.6. Dimensionamento do Capacitor de Filtragem

Observa-se novamente que, para o setor analisado, a maior ondulação de tensão sobre a capacitância de saída ocorre para $\omega \cdot t = 90^\circ$. Analisando o circuito da Fig. 3.26 verifica-se que quando os interruptores S_2 e S_3 encontram-se fechados o capacitor não recebe corrente dos indutores, apenas ocorre a descarga deste sobre a resistência de carga. Sendo assim, tem-se:

$$\Delta Q_{Co} = C_o \cdot \Delta V_o = C_o \cdot \Delta V_o \% \cdot V_o \quad (3.143)$$

Mas:

$$\Delta Q_{Co} = \int_0^{\Delta t} \frac{P_o}{V_o} \cdot dt = \frac{P_o}{V_o} \cdot \Delta t \quad (3.144)$$

Assim:

$$C_o \cdot \Delta V_o \% \cdot V_o = \frac{P_o}{V_o} \cdot \Delta t \quad (3.145)$$

$$C_o = \frac{P_o}{V_o^2 \cdot \Delta V_o \%} \cdot \Delta t \quad (3.146)$$

Substituindo (3.136) em (3.146):

$$C_o = \frac{P_o \cdot (2 \cdot V_o - 3 \cdot V_p)}{2 \cdot f_s \cdot V_o^3 \cdot \Delta V_o \%} \quad (3.147)$$

O valor de capacitância apresentado na equação (3.147) fornece o valor teórico para a determinação do capacitor de saída. Entretanto, observa-se na prática que este componente fica submetido a elevados valores de corrente eficaz, sendo, por este motivo, muitas vezes necessário utilizar associações de capacitores que fornecem um valor de capacitância muito superior ao valor determinado pelo critério da ondulação de tensão. O valor eficaz da corrente que circula pelo capacitor de filtragem pode ser obtido de forma facilitada através da simetria observada para os intervalos de 60° . Sendo assim, considera-se novamente o intervalo entre $60^\circ \leq \omega \cdot t \leq 120^\circ$. Entretanto, observa-se que existe uma simetria na forma de onda de corrente do capacitor neste intervalo, permitindo assim que seja analisado apenas o intervalo compreendido entre $60^\circ \leq \omega \cdot t \leq 90^\circ$.

Admitindo estas condições, tem-se para o valor eficaz da corrente sobre o capacitor de saída a expressão (3.148):

$$I_{C_{o_ef}} = \frac{P_o}{V_o} \cdot \sqrt{\left(\frac{0,613 \cdot V_o - 2 \cdot \eta \cdot V_p}{\eta^2 \cdot V_p} + 1 \right)} \quad (3.148)$$

3.3.7. Dimensionamento dos Interruptores

Admitindo que as correntes de fase e razões cíclicas permaneçam constantes em um período de comutação, pode-se calcular a corrente eficaz em um determinado interruptor por intermédio da expressão (3.149)

$$I_{S_{i_ef_Ts}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D_i T_s} (I_{S_i})^2 dt} = I_{S_i} \cdot \sqrt{D_i} \quad (3.149)$$

Para determinar o valor eficaz para um período de rede deve-se ter em mente que as razões cíclicas e as correntes que circulam em cada interruptor dependem do setor analisado. Entretanto, por simetria verifica-se que para o setor analisado o comportamento do interruptor S_1 nos demais setores é idêntico ao comportamento dos outros dois interruptores no setor estudado.

Sendo assim, para um período de rede, a corrente eficaz total sobre um determinado interruptor é estabelecida pela expressão (3.150)

$$I_{S_{i_ef}} = \sqrt{2 \cdot \left[(I_{S_{1_ef_setor1}})^2 + (I_{S_{2_ef_setor1}})^2 + (I_{S_{3_ef_setor1}})^2 \right]} \quad (3.150)$$

Analisando o circuito equivalente apresentado na Fig. 3.26 pode-se escrever:

$$I_{S_{i_ef}} = \frac{1}{\pi} \cdot \sqrt{\left\{ \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \left[(I_2(t))^2 \cdot D_2(t) + (I_3(t))^2 \cdot D_3(t) \right] \cdot d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \left[(I_2(t))^2 \cdot D_2(t) \right] \cdot d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \left[(I_3(t))^2 \cdot D_3(t) \right] \cdot d\omega t \right\}} \quad (3.151)$$

Logo:

$$I_{S_{i_ef}} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \cdot \left\{ \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \left[(I_2(t))^2 \cdot D_2(t) + (I_3(t))^2 \cdot D_3(t) \right] \cdot d\omega t + \right\}} \quad (3.152)$$

Substituindo as expressões (3.88) e (3.132) (desprezada a parcela cossenoidal) em (3.152) e resolvendo a integral obtém-se:

$$I_{S_{i_ef}} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_p} \cdot \sqrt{\frac{V_o - 1,73 \cdot V_p}{5,44 \cdot V_o}} \quad (3.153)$$

Seguindo o mesmo raciocínio pode-se obter o valor médio de corrente sobre os interruptores a partir da expressão (3.154).

$$I_{S_{i_med_Ts}} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D_i T_s} I_{S_i} \cdot dt = I_{S_i} \cdot D_i \quad (3.154)$$

Assim:

$$I_{S_{i_med}} = \frac{1}{\pi} \cdot \left\{ \begin{array}{l} \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} [I_2(t) \cdot D_2(t) + I_3(t) \cdot D_3(t)] \cdot d\omega t + \\ \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} [I_2(t) \cdot D_2(t)] \cdot d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} [I_3(t) \cdot D_3(t)] \cdot d\omega t \end{array} \right\} \quad (3.155)$$

Logo:

$$I_{S_{i_med}} = \frac{2}{\pi} \cdot \left\{ \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} [I_2(t) \cdot D_2(t) + I_3(t) \cdot D_3(t)] \cdot d\omega t \right\} \quad (3.156)$$

Substituindo as expressões (3.88) e (3.132) (desprezada a parcela cossenoidal) em (3.156) e resolvendo a integral obtém-se:

$$I_{S_{i_med}} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_p} \cdot \sqrt{\frac{4}{3 \cdot \pi} - \frac{2 \cdot V_p}{3 \cdot V_o}} \quad (3.157)$$

3.3.8. Dimensionamento dos diodos D_1 e D_4

Realizando uma análise semelhante a apresentada para o interruptor obtém-se os valores médio e eficaz de corrente sobre diodos D_1 e D_4 .

$$I_{D_{1/4_ef}} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_p} \cdot \sqrt{\frac{V_o + 6,1 \cdot V_p}{43 \cdot V_o}} \quad (3.158)$$

$$I_{D_{1/4_med}} = \frac{P_o}{3 \cdot \eta \cdot V_o} \quad (3.159)$$

3.3.9. Dimensionamento dos diodos D_{1b} e D_{1d}

Para o dimensionamento dos diodos D_{1b} e D_{1d} as expressões (3.160) e (3.161) devem ser empregadas.

$$I_{D_{lb/d_ef}} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_p} \cdot \sqrt{\frac{V_o - 1,63 \cdot V_p}{11,5 \cdot V_o}} \quad (3.160)$$

$$I_{D_{lb/d_med}} = \frac{P_o}{3 \cdot \eta \cdot V_p} \cdot \sqrt{\frac{2}{\pi} - \frac{V_p}{V_o}} \quad (3.161)$$

3.3.10. Dimensionamento dos diodos D_{1a} e D_{1c}

Os valores médio e eficaz de corrente sobre os diodos D_{1s} e D_{1c} são obtidos das expressões (3.162) e (3.163).

$$I_{D_{la/c_ef}} = \frac{P_o}{3 \cdot \eta \cdot V_p} \quad (3.162)$$

$$I_{D_{la/c_med}} = \frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot \pi \cdot \eta \cdot V_p} \quad (3.163)$$

3.3.11. Potência Comutada Total

A potência média comutada para o interruptor S_1 desta estrutura fica definida através da expressão (3.164):

$$\bar{P}_{CS1}(\omega t) = \frac{V_o \cdot I_p}{P_o} \quad (3.164)$$

Substituindo as expressões apropriadas:

$$\bar{P}_{CS1} = \frac{2 \cdot V_o}{3 \cdot \eta \cdot V_p} \quad (3.165)$$

Realizando o mesmo procedimento para os demais semicondutores de potência, tem-se:

$$\bar{P}_{CsD1} = \bar{P}_{CsD4} = \bar{P}_{CsD1a} = \bar{P}_{CsD1b} = \bar{P}_{CsD1c} = \bar{P}_{CsD1d} = \frac{2 \cdot V_o}{3 \cdot \eta \cdot V_p} \quad (3.166)$$

Sendo assim, para a fase 1 do conversor, a potência comutada total é estabelecida pela expressão (3.167):

$$\bar{P}_{Cfase1_{TOTAL}} = \sum \bar{P}_{Cfase1} \quad (3.167)$$

$$\bar{P}_{Cfase1_{TOTAL}} = \bar{P}_{CS1} + 6 \cdot \bar{P}_{CsD1} \quad (3.168)$$

$$\bar{P}_{Cfase1_{TOTAL}} = 7 \cdot \frac{2 \cdot V_o}{3 \cdot \eta \cdot V_p} \quad (3.169)$$

A potência comutada para toda a estrutura é uma composição das potências comutadas nas três fases, assim:

$$\bar{P}_{CTOTAL} = \frac{14 \cdot V_o}{\eta \cdot V_p} \quad (3.170)$$

3.3.12. Projeto e simulação

Para verificar a validade do equacionamento apresentado será realizado o projeto e a simulação de um retificador com as especificações apresentadas na Tabela 3.4. Maiores detalhes sobre o projeto podem ser obtidos na planilha que se encontra no ANEXO-B.

a) Especificações gerais:

As especificações gerais utilizadas no projeto são apresentadas na Tabela 3.4

Tabela 3.4. - Especificações utilizadas nos projetos para a análise teórica.

Simbologia	Descrição da Grandeza	Valor
P_o	Potência de Saída	20kW
f_r	Frequência da Rede	60Hz
f_s	Frequência de comutação	10kHz
$V_{in_nom_ef}$	Tensão eficaz de fase na entrada	220V
V_p	Valor de pico da tensão de fase	311V
V_o	Tensão de Saída	700V
$\Delta V_o \%$	Ondulação percentual da tensão de Saída	5%
$\Delta I_L \%$	Ondulação percentual de corrente nos Indutores	10%
η	Rendimento estimado	95%

b) Cálculo da indutância:

O valor eficaz nominal para a corrente que circula através da indutância é dado pela expressão (3.171):

$$I_{L_nom_ef} = \frac{P_o}{3 \cdot \eta \cdot V_{in_nom_ef}} \quad (3.171)$$

$$I_{L_nom_ef} = \frac{20 \cdot 10^3}{3 \cdot 0,95 \cdot 220} = 31,89A \quad (3.172)$$

O valor de pico, por sua vez, pode ser obtido da expressão (3.173):

$$I_{L_pk} = \sqrt{2} \cdot I_{L_nom_ef} = \sqrt{2} \cdot 31,89 = 45,11A \quad (3.173)$$

A variação absoluta de corrente sobre o indutor é expressa através de (3.174).

$$\Delta I_{L_max} = \Delta I_L \% \cdot I_{L_max_ef} = 0.1 \cdot 45,11 = 4,51A \quad (3.174)$$

Assim o valor da indutância necessário para garantir o valor de ondulação máximo especificado é:

$$L = \frac{3 \cdot V_p^2 [2 \cdot V_o - 3 \cdot V_p]}{f_s \cdot \Delta I_L \% \cdot 4 \cdot P_o \cdot V_o} = 2,42mH \quad (3.175)$$

Por questões práticas o valor de indutância será arredondado para $2,5mH$.

c) Cálculo da capacitância de filtragem:

O valor mínimo necessário para a capacitância de filtragem é apresentado em (3.176):

$$C_o = \frac{P_o \cdot (2 \cdot V_o - 3 \cdot V_p)}{2 \cdot f_s \cdot V_o^3 \cdot \Delta V_o \%} = 27,2\mu F \quad (3.176)$$

Entretanto, de acordo com o que foi mencionado anteriormente este componente deve ser dimensionado de acordo com a corrente eficaz que circula por este dispositivo. Também deve ser levado em consideração o máximo valor da resistência série equivalente, conforme verificado na expressão (3.177):

$$R_{SEmax} = \frac{V_o \cdot \Delta V_o \%}{2 \cdot I_{Co_pk}} = 0,612\Omega \quad (3.177)$$

Onde o valor de pico de corrente é estabelecido da maneira apresentada em (3.178):

$$I_{Co_pk} = \frac{P_o}{V_o} = 28,57A \quad (3.178)$$

Desta forma, para uma futura implementação prática será utilizado um banco constituído por 8 capacitores associados conforme mostra a Fig. 3.28:

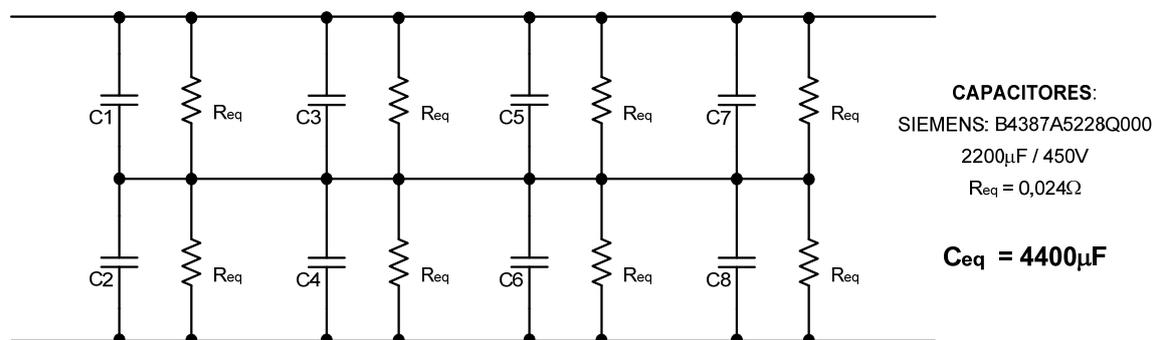


Fig. 3.28 – Banco de capacitores a ser utilizado na saída do retificador.

d) Compensadores de corrente:

Os compensadores de corrente foram projetados segundo os diagramas de Bode, respeitando os critérios de margem de fase. Os diagramas apresentados na Fig. 3.29

mostram que o compensador projetado apresenta Margem de fase de $47,64^\circ$, garantindo assim estabilidade do sistema.

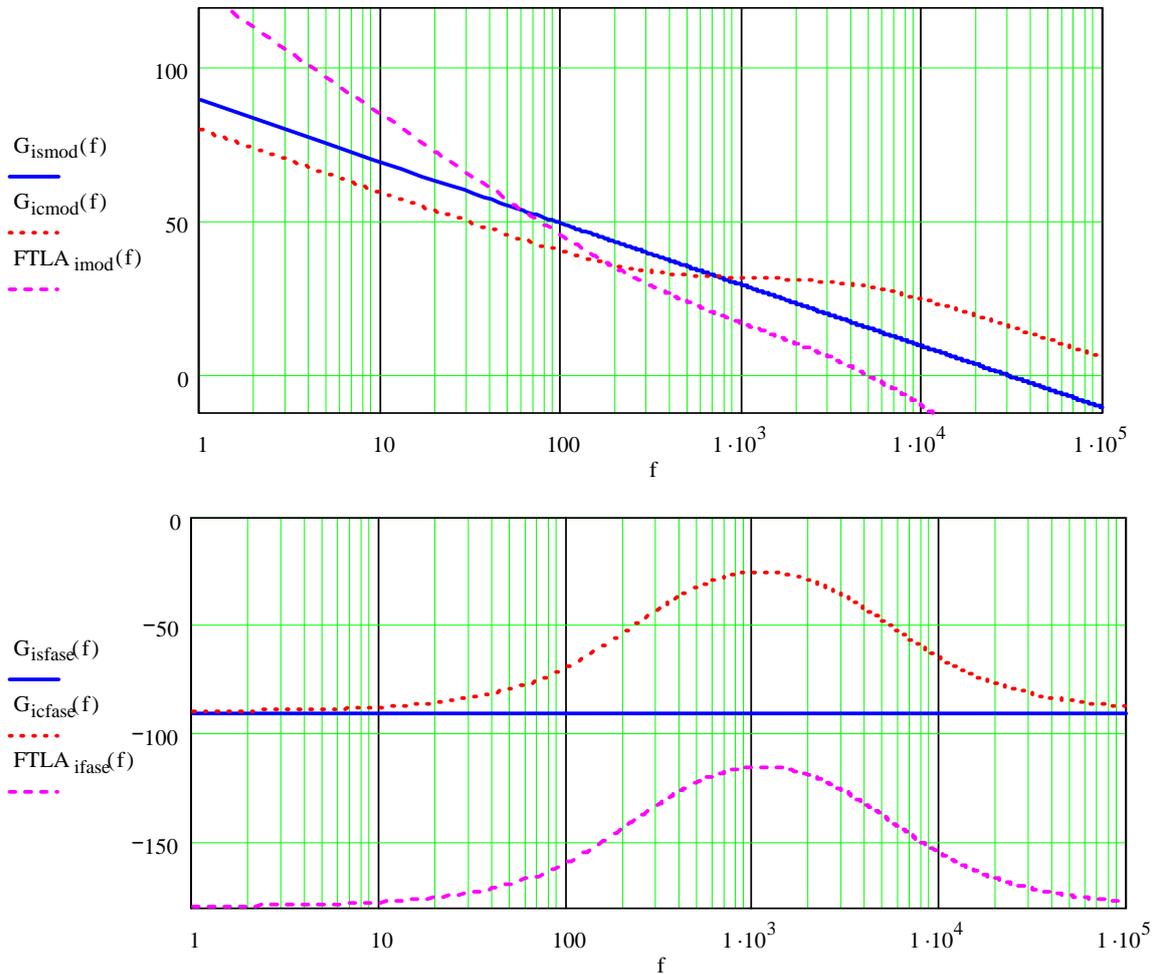


Fig. 3.29 - Diagramas de Bode para a Malha de controle das correntes de fase.

O compensador projetado é constituído de um integrador com uma rede avanço/atraso de fase (um zero e dois pólos), conforme apresentado na Fig. 3.30:

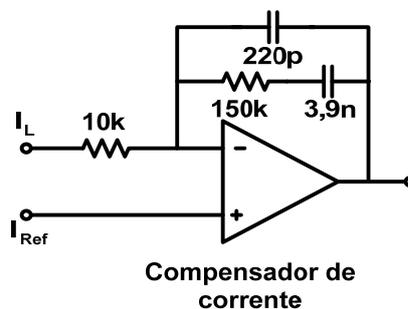


Fig. 3.30 – Compensador de corrente projetado.

e) Compensador de tensão:

Os diagramas de bode utilizados no projeto do controlador de tensão são apresentados na Fig. 3.31:

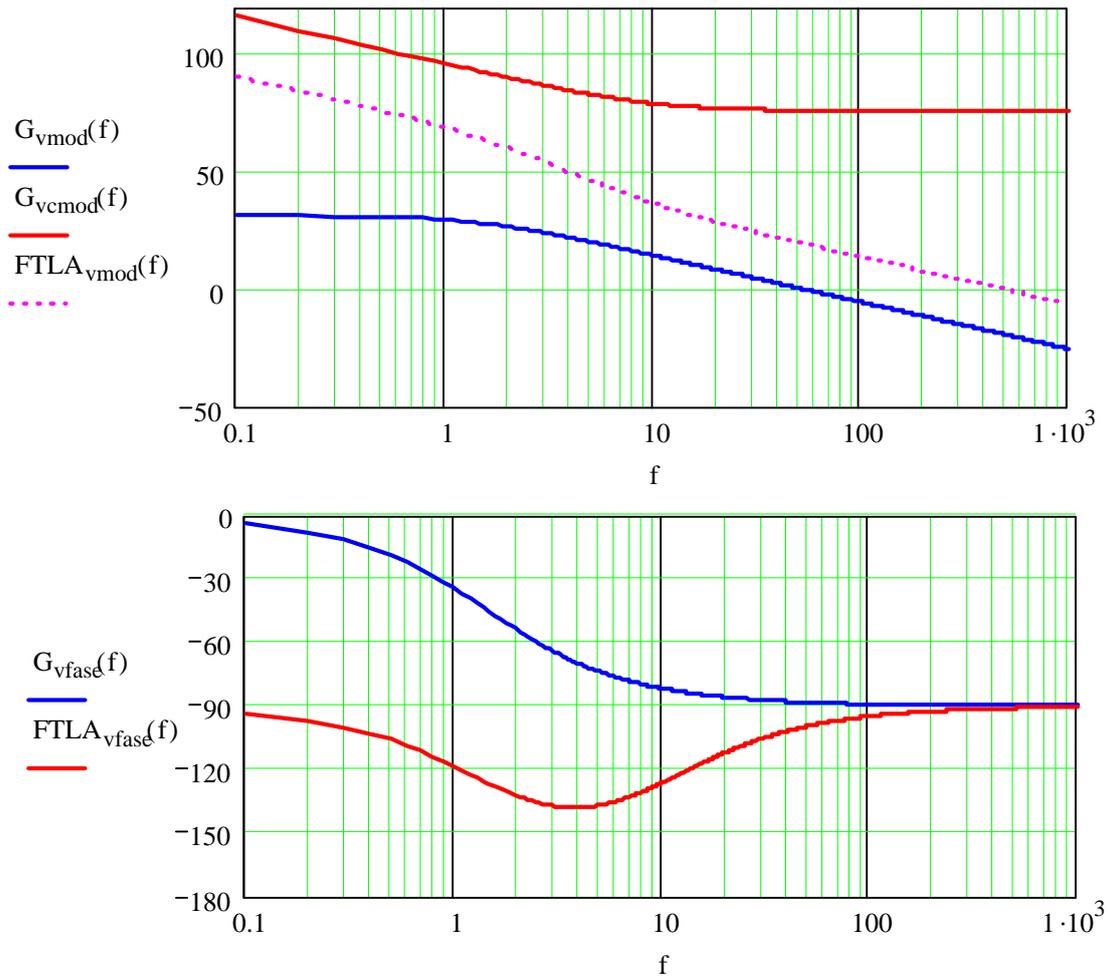


Fig. 3.31 - Diagramas de Bode para a malha de controle da tensão de saída.

Verifica-se que a margem de fase obtida é de 89° . O compensador utilizado é apresentado na Fig. 3.32:

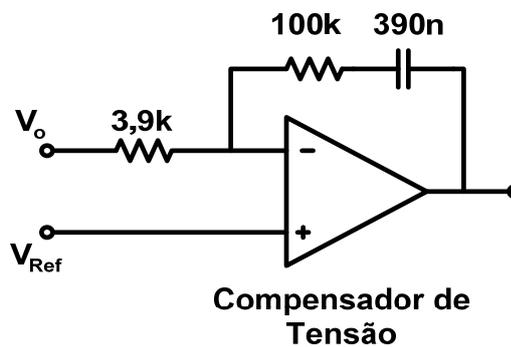


Fig. 3.32 – Compensador de tensão projetado.

f) Diagrama esquemático:

O diagrama esquemático utilizado para a simulação pode ser observado na Fig. 3.33.

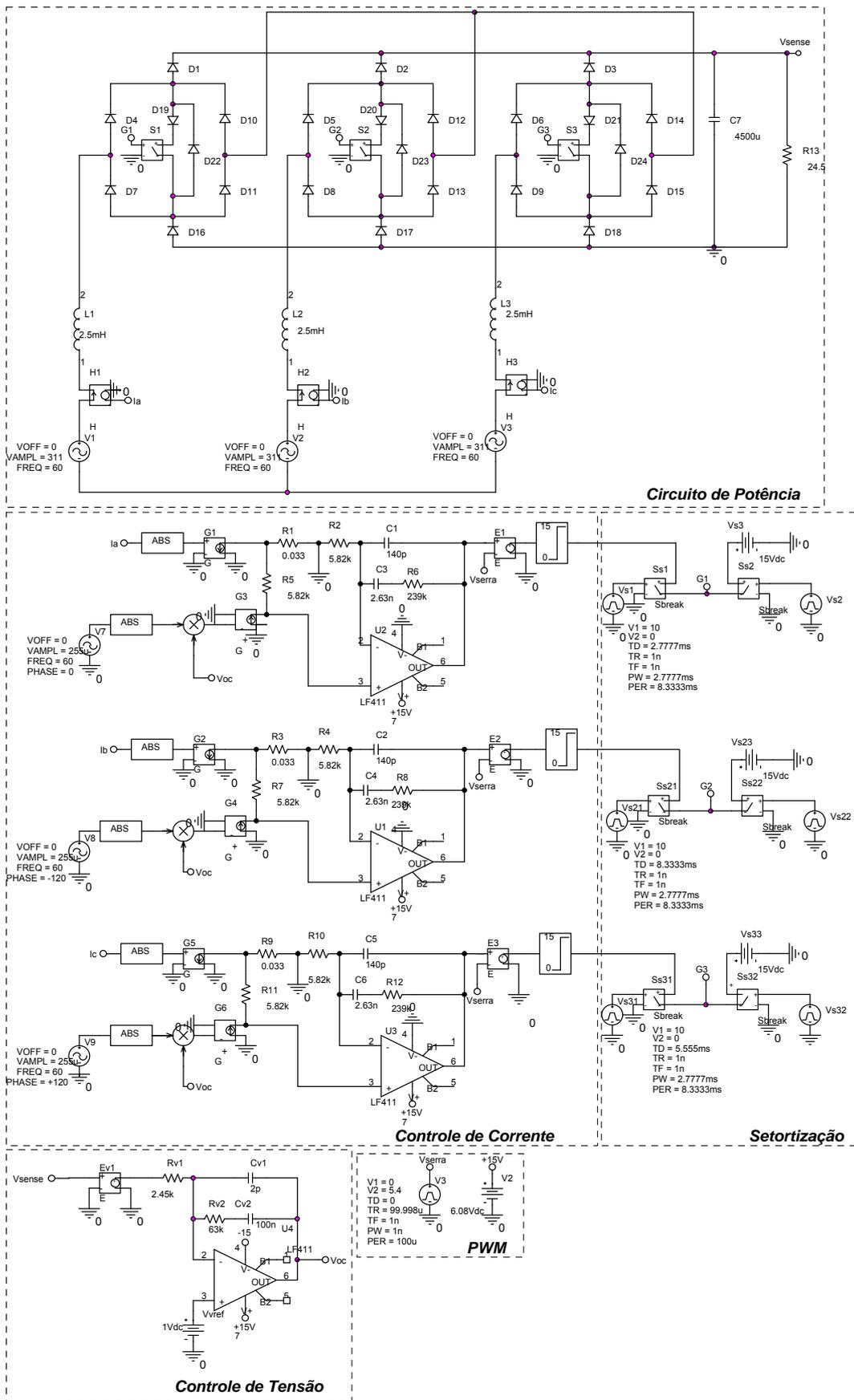


Fig. 3.33 – Diagrama esquemático.

g) Resultados de simulação:

As formas de onda de tensão corrente de entrada obtidas através da simulação para a operação com carga nominal são apresentadas na Fig. 3.34. Observa-se o comportamento senoidal das correntes, estando essas em fase com as respectivas tensões de fase.

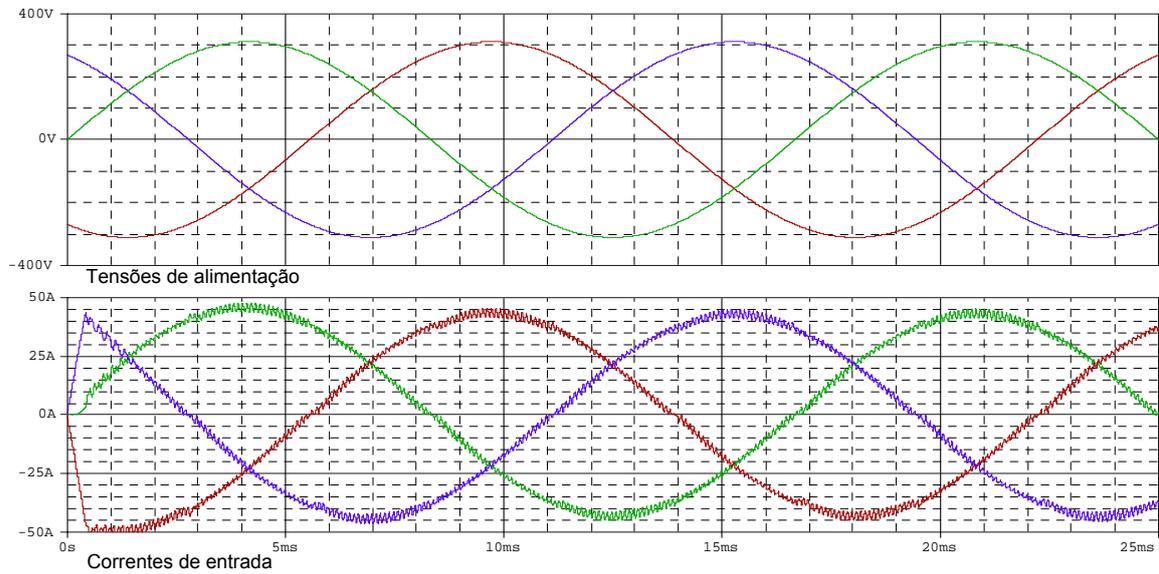


Fig. 3.34 – Correntes de entrada para o retificador unidirecional.

Para realizar a análise de desempenho, assim como realizado para o conversor anterior, são apresentados nas figuras seguintes os esforços de tensão e corrente aos quais ficam submetidos os semicondutores ao longo de um período de rede.

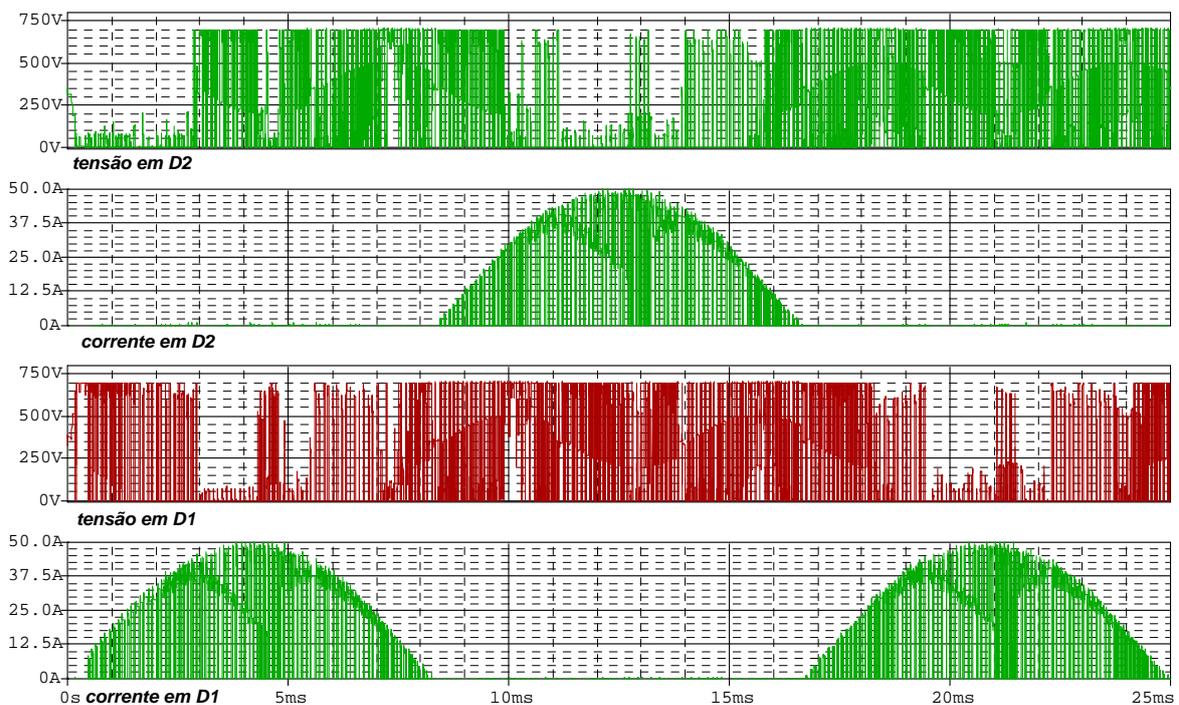


Fig. 3.35 – Tensões e Correntes sobre os diodos D1 e D4.

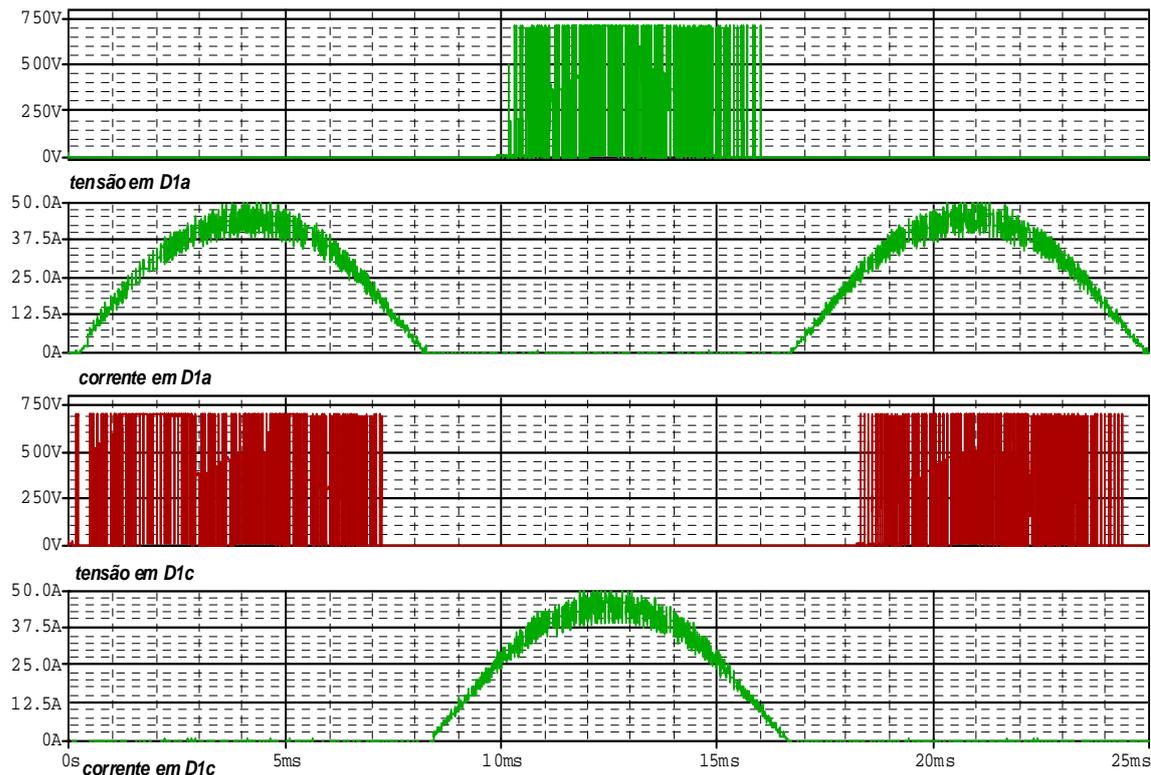


Fig. 3.36 – Tensões e Correntes sobre os diodos D1a e D1c.

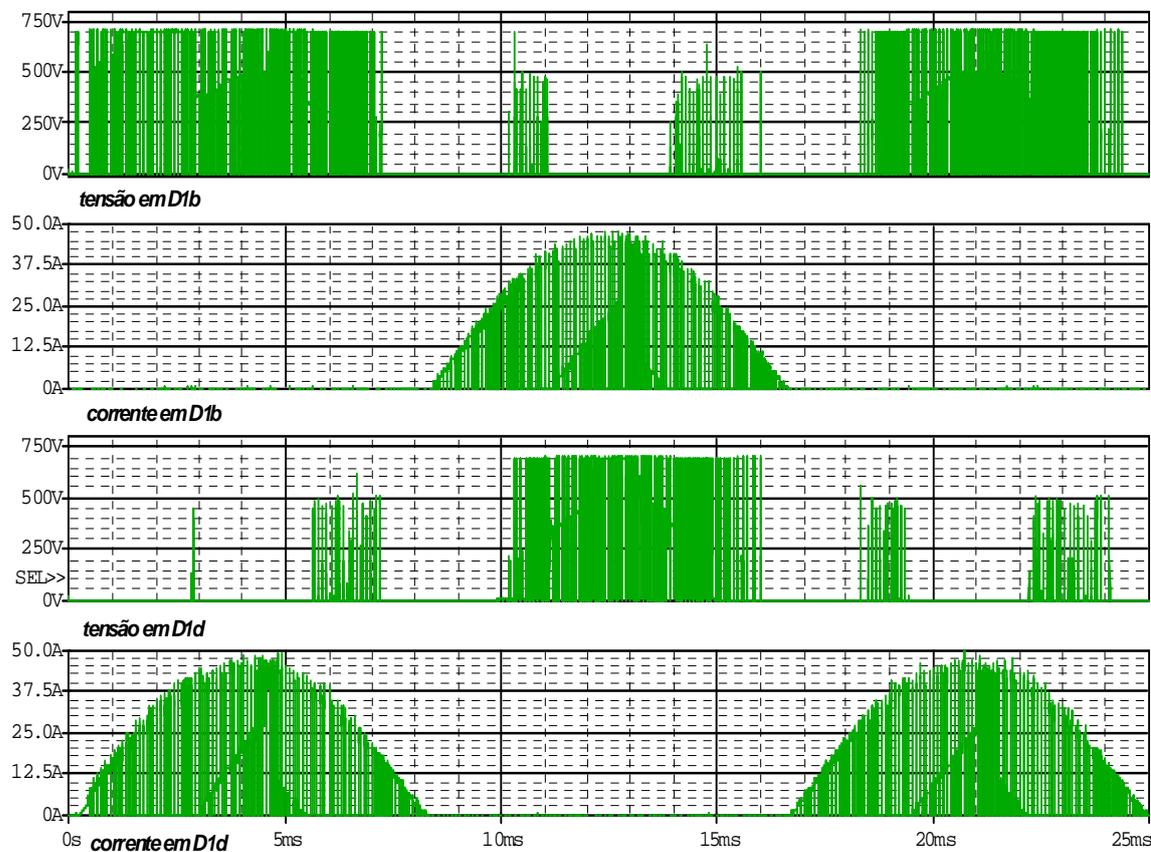


Fig. 3.37 – Tensões e Correntes sobre os diodos D1b e D1d.

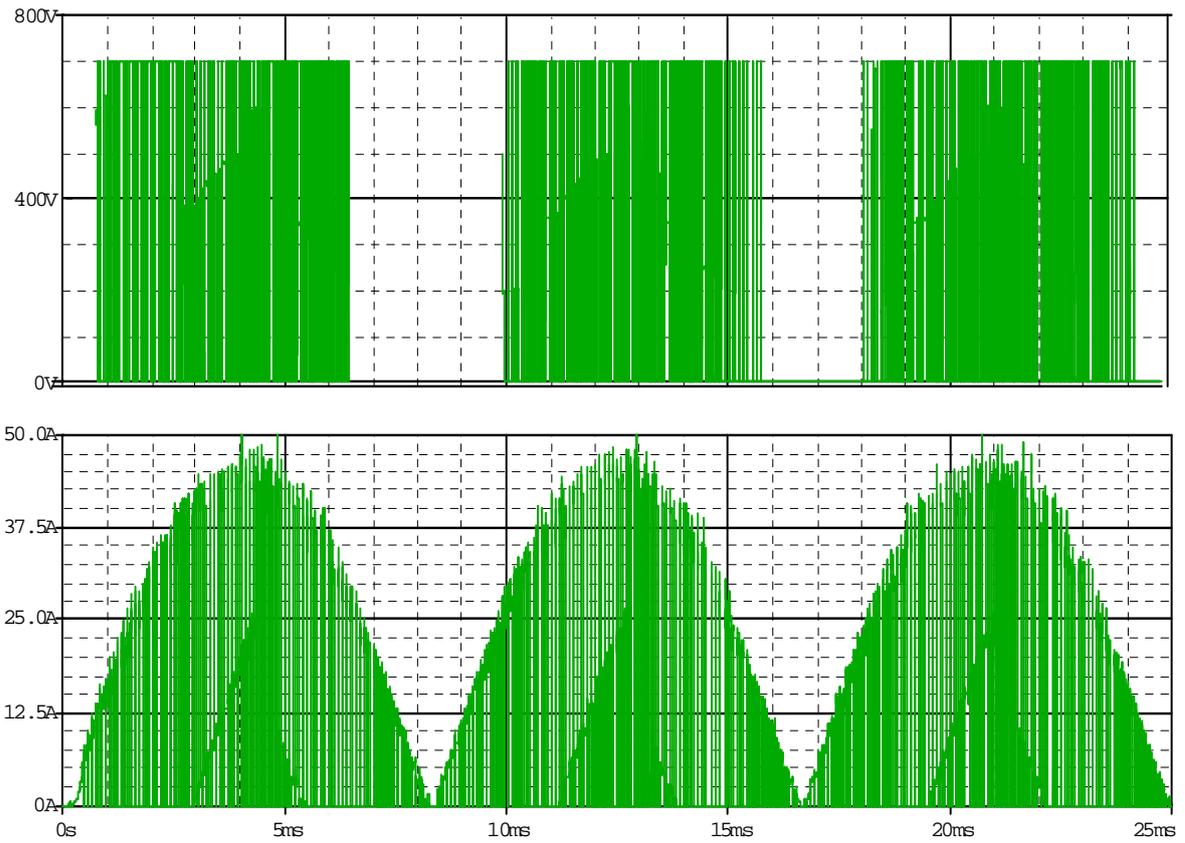


Fig. 3.38 – Tensões e Correntes sobre interruptor S1.

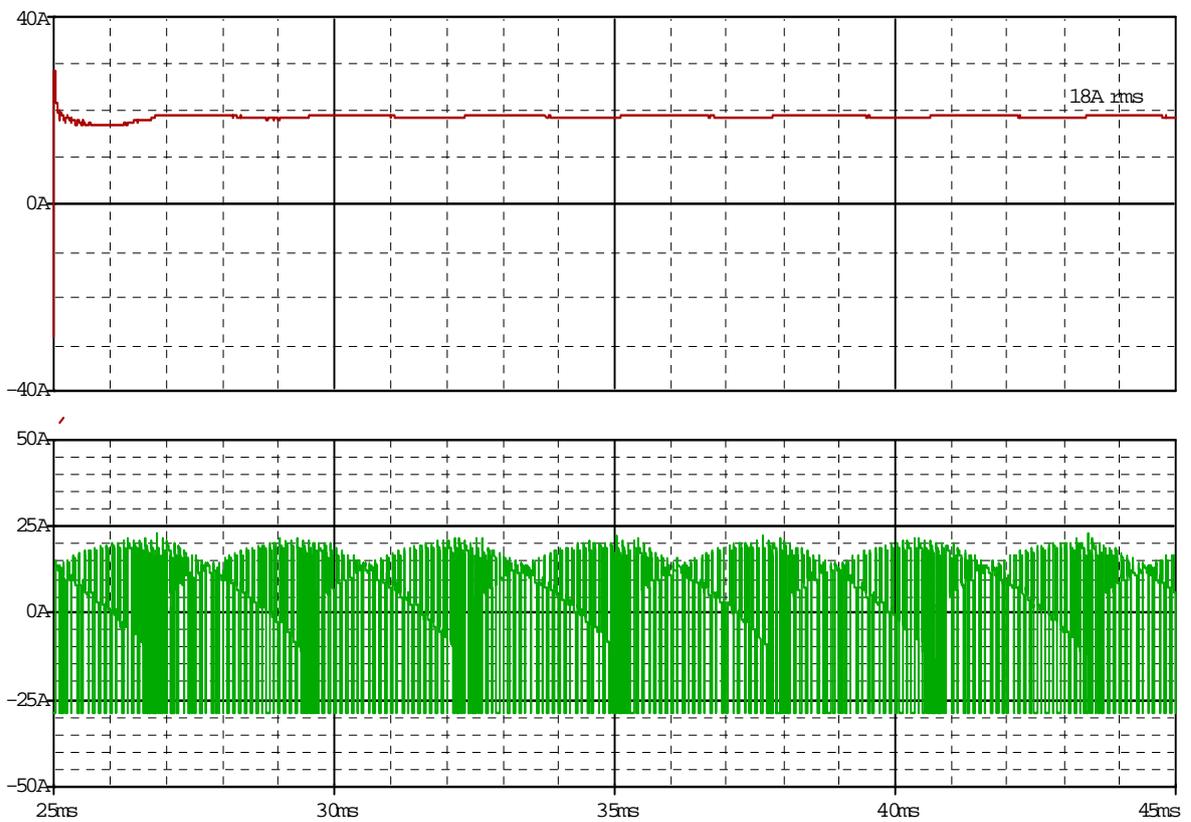


Fig. 3.39 – Corrente instantânea e valor eficaz de corrente sobre o capacitor de saída.

A resposta dinâmica do circuito para variações de carga é apresentada na Fig. 3.40. Observa-se que são necessários aproximadamente 2 ciclos de rede para que seja atingido o regime transitório.

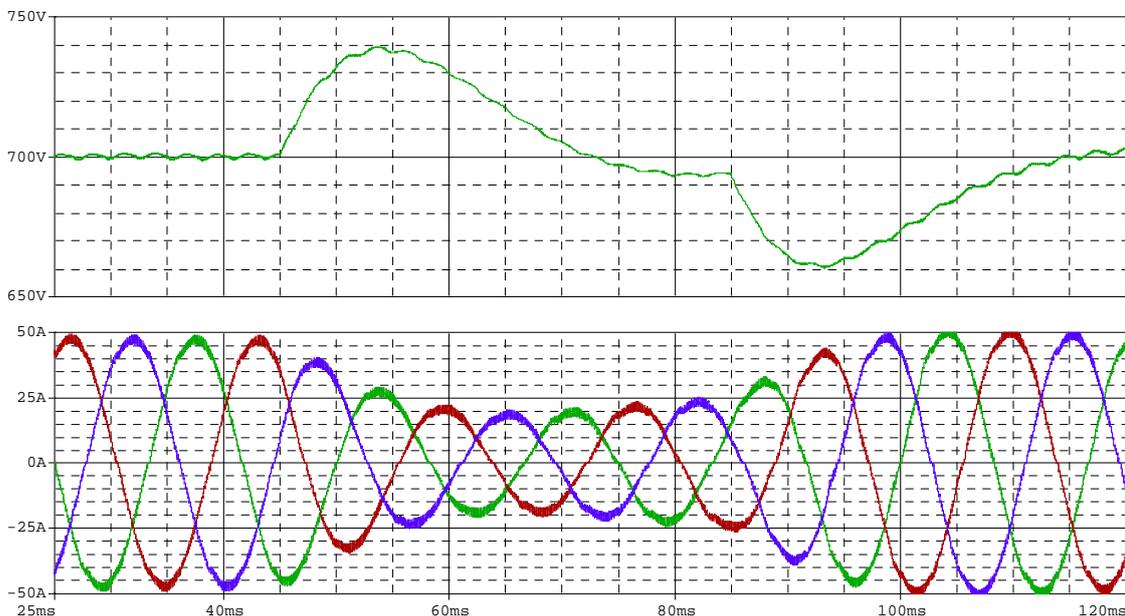


Fig. 3.40 – Tensão de saída e correntes de entrada para variação de carga (100%/50%/100%).

3.3.13. Análise de desempenho:

De acordo com a expressão (3.170) a potência comutada por esta estrutura depende dos valores da tensão de saída, do rendimento estimado e do valor de pico da tensão de entrada. Sendo assim, substituindo os devidos valores na expressão referida, tem-se:

$$\bar{P}_{TOTAL} = \frac{14 \cdot 700}{0,95 \cdot 311} = 32,82 \tag{3.179}$$

A taxa de distorção harmônica da corrente de entrada neste caso é de 1,57%.

Amplitude das harmônicas de corrente

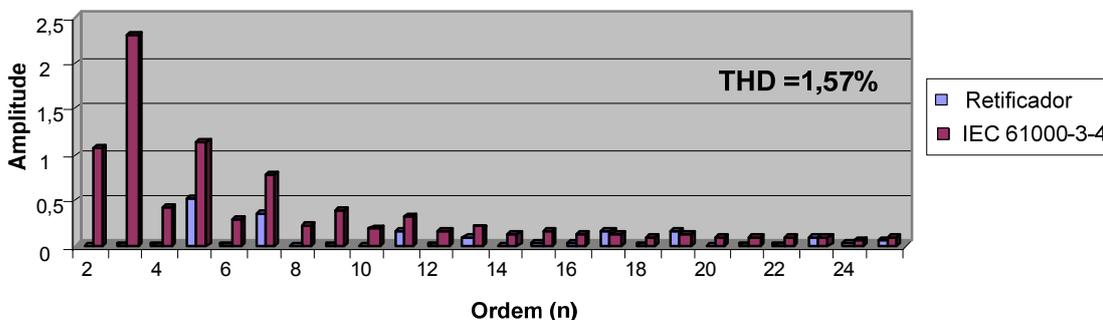


Fig. 3.41 – Análise harmônica para a ponte trifásica de diodos em série com o conversor boost.

Observa-se na Fig. 3.41 que apenas as harmônicas de ordem 17 e 19 apresentam amplitude ligeiramente superior ao limite estabelecido pela norma. Através de um novo projeto de compensador ou da inserção de um filtro na entrada é possível atender às condições da norma. Entretanto, isto foge do escopo deste trabalho.

Os esforços de corrente obtidos analiticamente e através de simulação são apresentados na Tabela 3.5:

Tabela 3.5. - Quadro comparativo dos esforços de corrente nos semicondutores

Componente	Teórico		Simulação	
	Média	Eficaz	Média	Eficaz
Interruptores	8,23A	14,14A	8,52A	16,07A
Diodo D ₁	9,54A	18,87A	9,86A	19,03A
Diodo D _{1a}	13,64A	21,42A	13,75A	21,69A
Diodo D _{1b}	4,11A	9,55A	4,13A	10,08A
Diodo D _{1c}	13,64A	21,42A	13,75A	21,69A
Diodo D _{1d}	4,11A	9,55A	4,14A	10,40A
Diodo D ₄	9,52A	18,89A	9,58A	17,99A

A Tabela 3.6 mostra o quadro comparativo entre a THD de corrente e a Potência Total Comutada para os dois conversores.

Tabela 3.6. - Quadro comparativo de desempenho dos conversores estudados

Parâmetro	Ponte de Graetz + Conversor Boost	Retificador Unidirecional dois níveis
THD _i	31%	1,57%
P _{comutada}	2,72	32,82

3.3.14. Conclusões

Devido ao maior número de componentes operando em alta frequência e às características de funcionamento desta estrutura, a potência comutada para este conversor é bastante superior ao apresentado anteriormente. Este fato já era esperado, pois a potência comutada tem por objetivo refletir além das perdas as dificuldades de implementação.

Através dos resultados de simulação foi possível verificar a validade do equacionamento apresentado, tendo em vista que os valores obtidos por simulação são bastante próximos aos valores teóricos.

A principal vantagem obtida a partir da utilização desta estrutura mais complexa e menos robusta é baixa taxa de distorção harmônica das correntes de entrada que, com exceção da 17° e 19° ordem, atende às condições estabelecidas pelas normas.

3.4. CONCLUSÕES

A análise realizada vem a corroborar as afirmações feitas nos capítulos anteriores, onde foram estabelecidas as características de cada estrutura. Verifica-se claramente que a ponte de diodos em série com o conversor boost apresenta uma simplicidade muito maior quando comparada ao retificador unidirecional. Além disso, a quantidade elevada de componentes necessária para a implementação do retificador unidirecional evidencia maiores dificuldades práticas e custo mais elevado.

Os retificadores híbridos que serão apresentados nos capítulos seguintes têm como objetivo reunir as características de cada uma destas estruturas de maneira tal que a potência entregue à carga seja distribuída entre os dois conversores da maneira mais eficiente possível, permitindo ainda a obtenção de correntes de entrada senoidais.

CAPÍTULO 4 – RETIFICADORES HÍBRIDOS TRIFÁSICOS UNIDIRECIONAIS

4.1. INTRODUÇÃO

A análise realizada até o presente momento possibilitou verificar que o retificador a diodos é a mais simples das topologias de retificadores, pois emprega apenas interruptores não controlados e, por este motivo, estas estruturas são também denominadas retificadores comutados pela linha. Robustez e baixo custo são as características mais atrativas, as quais permitem que estas estruturas sejam empregadas em aplicações de potência elevada. Entretanto, por não permitir, por si próprios, controlar a tensão de saída, o uso destes conversores se restringe às aplicações onde o controle sobre a tensão de carga não é requisito operacional. A elevada THD (Taxa de Distorção Harmônica) observada nas correntes de entrada é outro importante fator que diminui a aceitação destas estruturas nos dias atuais.

A associação de um conversor CC-CC na saída de uma ponte não controlada permite o controle da tensão de saída e é frequentemente utilizada para compor um retificador de dois estágios. Esta configuração consolidou-se e difundiu-se em aplicações de tração em corrente contínua de baixa potência. Os avanços recentes na tecnologia de semicondutores, particularmente o IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) e o IGCT (Integrated Gate Comumutated Thyristor), vem permitindo a aplicação destas estruturas em níveis de potência cada vez mais elevados. Esta técnica traz como resultados positivos a redução do peso e volume dos elementos magnéticos utilizados na filtragem da corrente de saída. Entretanto, a qualidade das correntes, apesar de ser superior à apresentada pelos retificadores a diodos e a tiristor, ainda não permite o enquadramento do equipamento nos padrões estabelecidos pelas normas, inviabilizando sua utilização em diversas aplicações.

As técnicas de retificação ativa representam a classe mais promissora no que diz respeito à retificadores com reduzida produção de conteúdo harmônico de corrente. Fator de potência unitário e THD bastante próxima a zero podem ser atingidos. Para aplicações em baixas potências estas estruturas tornaram-se a solução padrão. Entretanto, para aplicações que envolvem elevados níveis de corrente, muitas vezes não são a solução com melhor viabilidade econômica, justamente pela indisponibilidade de dispositivos semicondutores com características apropriadas. O desenvolvimento de estratégias de comutação suave e a elaboração de layouts otimizados são os grandes desafios que

precisam ser superados para introduzir estas topologias nas aplicações de potência elevada [37].

Seguindo as linhas de pesquisa atuais, voltadas para os retificadores autocomutados e para os retificadores híbridos [39], são propostas neste trabalho estruturas retificadoras unidirecionais híbridas, concebidas a partir da associação paralela de um retificador PWM unidirecional e um retificador de seis pulsos a diodos.

Se comparada com a implementação de um único retificador PWM trifásico, a quantidade de componentes necessária para a implementação da estrutura híbrida é superior. Entretanto, é esperado que o volume total do retificador híbrido seja menor ou bastante próximo do volume obtido para uma única estrutura ativa operando com o mesmo nível de potência. Isto se deve ao fato de, no retificador híbrido, a estrutura ativa operar com menor nível de potência, permitindo assim a elevação da frequência, bem como a utilização de semicondutores com características mais favoráveis, resultando em redução do volume dos elementos magnéticos e de dissipadores de calor.

Neste trabalho são apresentadas três topologias diferentes de retificador híbrido. Entretanto a característica de unidirecionalidade é preservada em todas as topologias. Os diagramas esquemáticos apresentados na Fig.4.1 representam os conversores propostos.

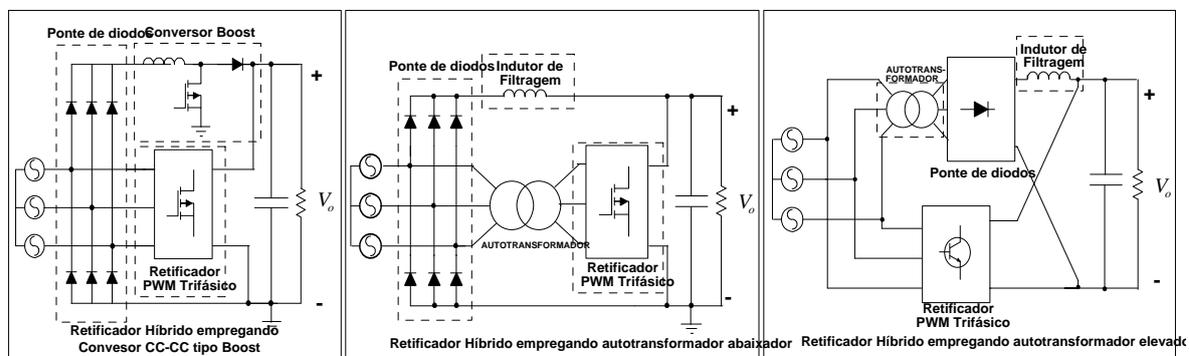


Fig.4.1 – Diagramas esquemáticos dos retificadores híbridos propostos.

O objetivo a ser atingido é obter um retificador híbrido para ser utilizado em aplicações de médias e altas potências, que apresente reduzida taxa de distorção harmônica e elevado fator de potência, de forma tal que uma parcela da energia total entregue à carga seja processada pela ponte de diodos e a parcela restante seja processada pelo retificador PWM trifásico. As estruturas apresentadas na Fig.4.1 atendem às características mencionadas anteriormente. As vantagens e particularidades do funcionamento de cada conversor serão discutidos ao longo deste capítulo.

4.2. TOPOLOGIA EMPREGANDO CONVERSOR CC-CC TIPO BOOST

Dentre as topologias analisadas nos capítulos anteriores constatou-se que a ponte retificadora associada ao conversor boost e o retificador unidirecional apresentam significativas vantagens perante as demais estruturas. Sendo assim, estas foram as estruturas selecionadas para compor o primeiro retificador híbrido a ser analisado.

Inicialmente foi realizada uma pequena alteração no conversor boost. A indutância foi dividida e mais um diodo foi inserido ao circuito, como mostrado na Fig. 4.2. observa-se que este procedimento não altera de forma alguma o funcionamento da estrutura, preservando as etapas de funcionamento e os modelos matemáticos. No entanto esta simples alteração propicia a correta operação das estruturas quando associadas em paralelo.

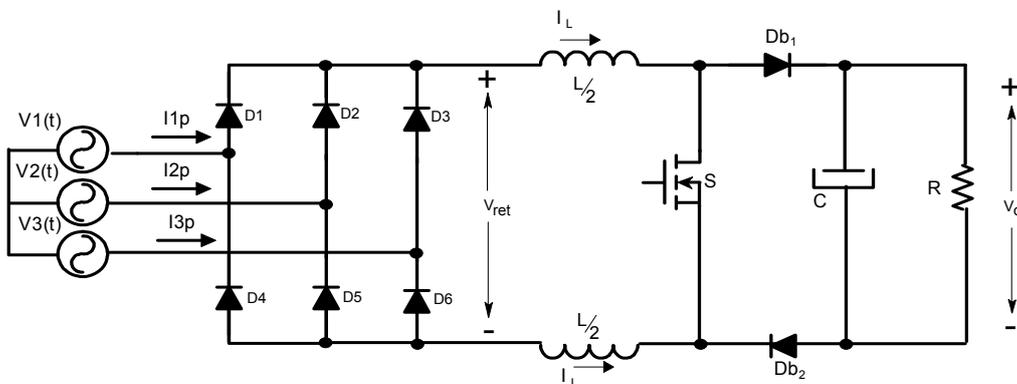


Fig. 4.2 – Alteração sugerida no conversor boost para favorecer a associação em paralelo.

Desta forma, considera-se para a análise o circuito apresentado na Fig. 4.3.

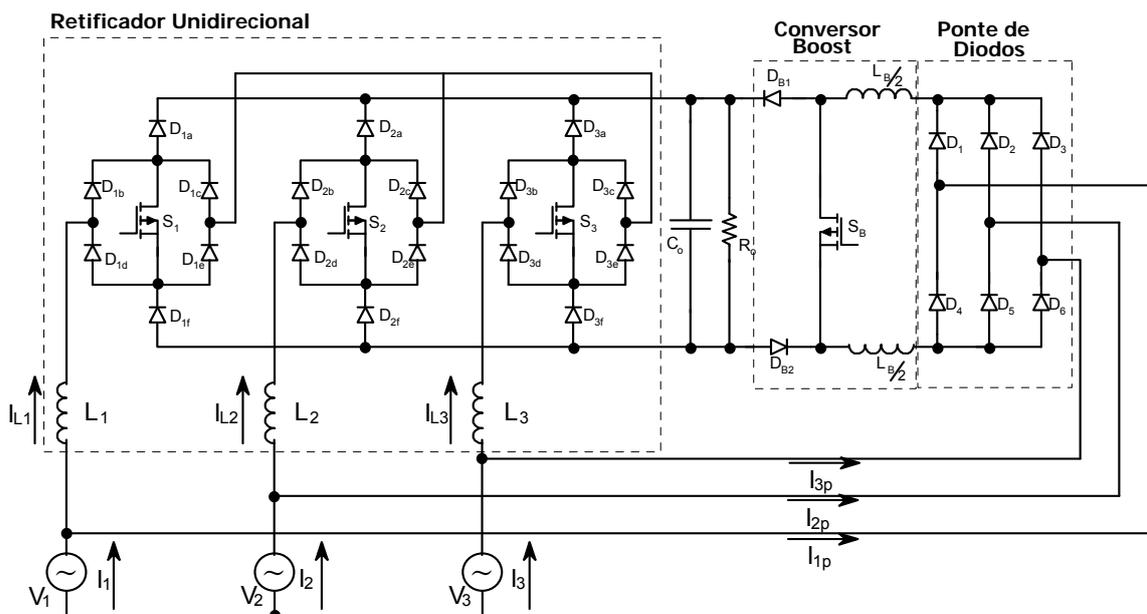


Fig. 4.3 – Conexão direta das saídas em paralelo.

4.2.1. Etapas de Operação

Da mesma maneira realizada no capítulo anterior, a análise matemática do conversor inicia-se com o entendimento dos estados topológicos para uma posterior síntese de um circuito equivalente que permita visualizar o circuito de maneira simplificada, facilitando assim o trabalho de síntese do equacionamento matemático.

Para tanto, admitiu-se que as estruturas operam de maneira independente, ou seja, não existe interferência de qualquer espécie entre os conversores. Posteriormente a validade desta suposição será analisada com maiores detalhes.

Lembrado que o funcionamento do retificador unidirecional pode ser dividido em seis setores, onde em cada um deles verifica-se a existência de 8 estados topológicos (4 redundantes) e que para a ponte de diodos operando com o conversor boost na saída tem-se 2 estados referentes ao conversor boost e outros 6 devidos aos intervalos de condução dos diodos da ponte retificadora, pode-se dividir o funcionamento do conversor híbrido segundo a representação mostrada na Fig. 4.4:

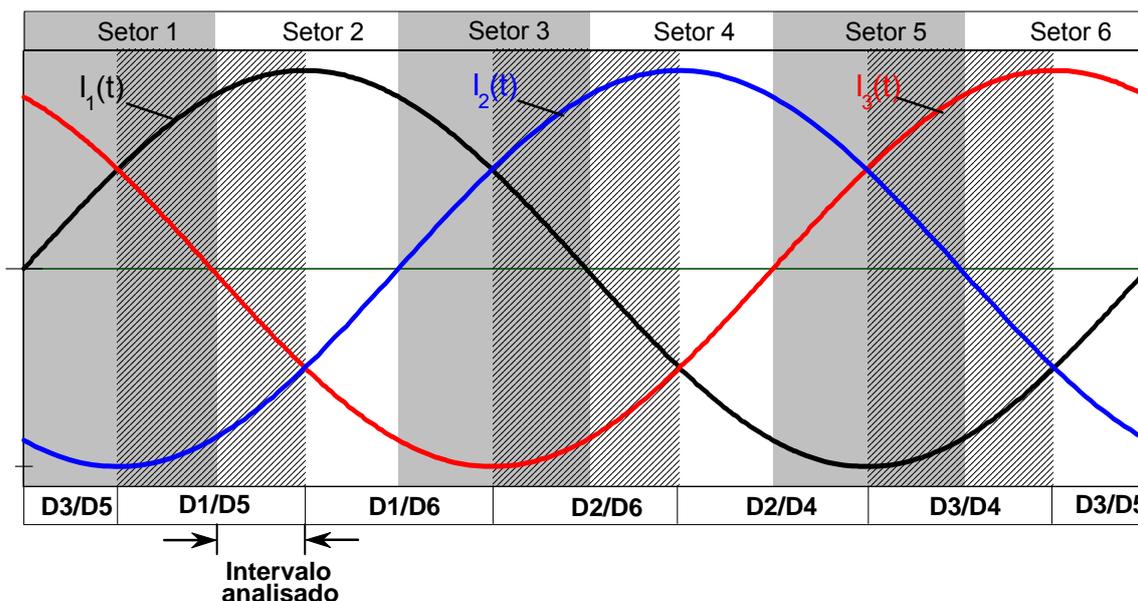


Fig. 4.4 - Divisão dos setores de acordo com o sentido das correntes.

A análise seguinte será realizada para o setor 2, cuja maior corrente em módulo é a da fase 1 e no intervalo de condução dos diodos D1 e D5 da ponte retificadora. Entretanto, os resultados obtidos podem ser estendidos a todo o período de rede. Os estados topológicos possíveis são apresentados nas Fig. 4.5 e Fig. 4.6. Para facilitar a visualização foi utilizado o padrão de cores onde os ramos por onde circulam correntes relativas ao retificador unidirecional são representados na cor azul, os ramos referentes ao retificador comutado pela linha representados em vermelho e, nos ramos onde ocorre a superposição entre as correntes das duas estruturas representados na cor violeta.

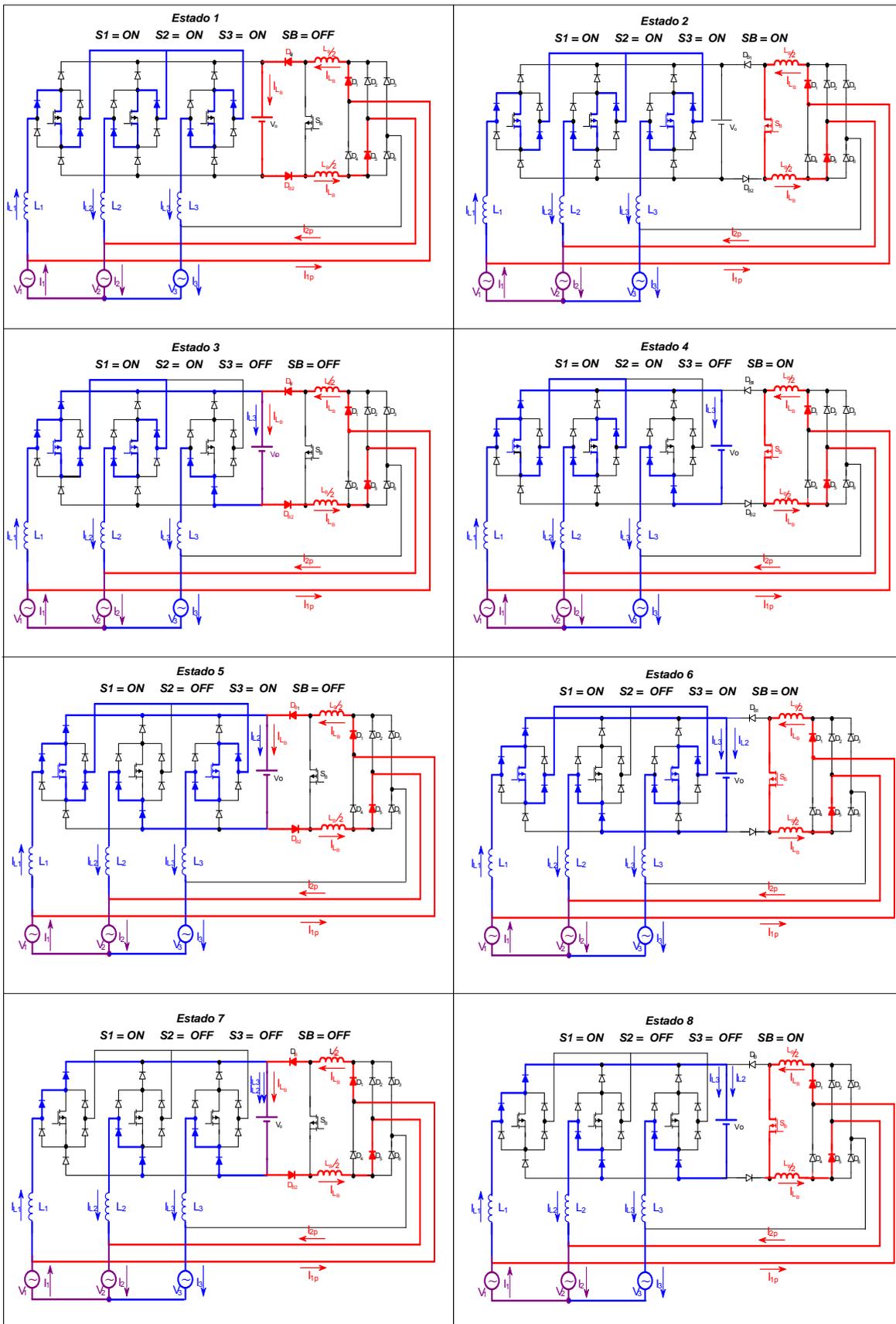


Fig. 4.5 - Estados topológicos de 1 a 8, admitindo que os conversores operem de maneira independente.

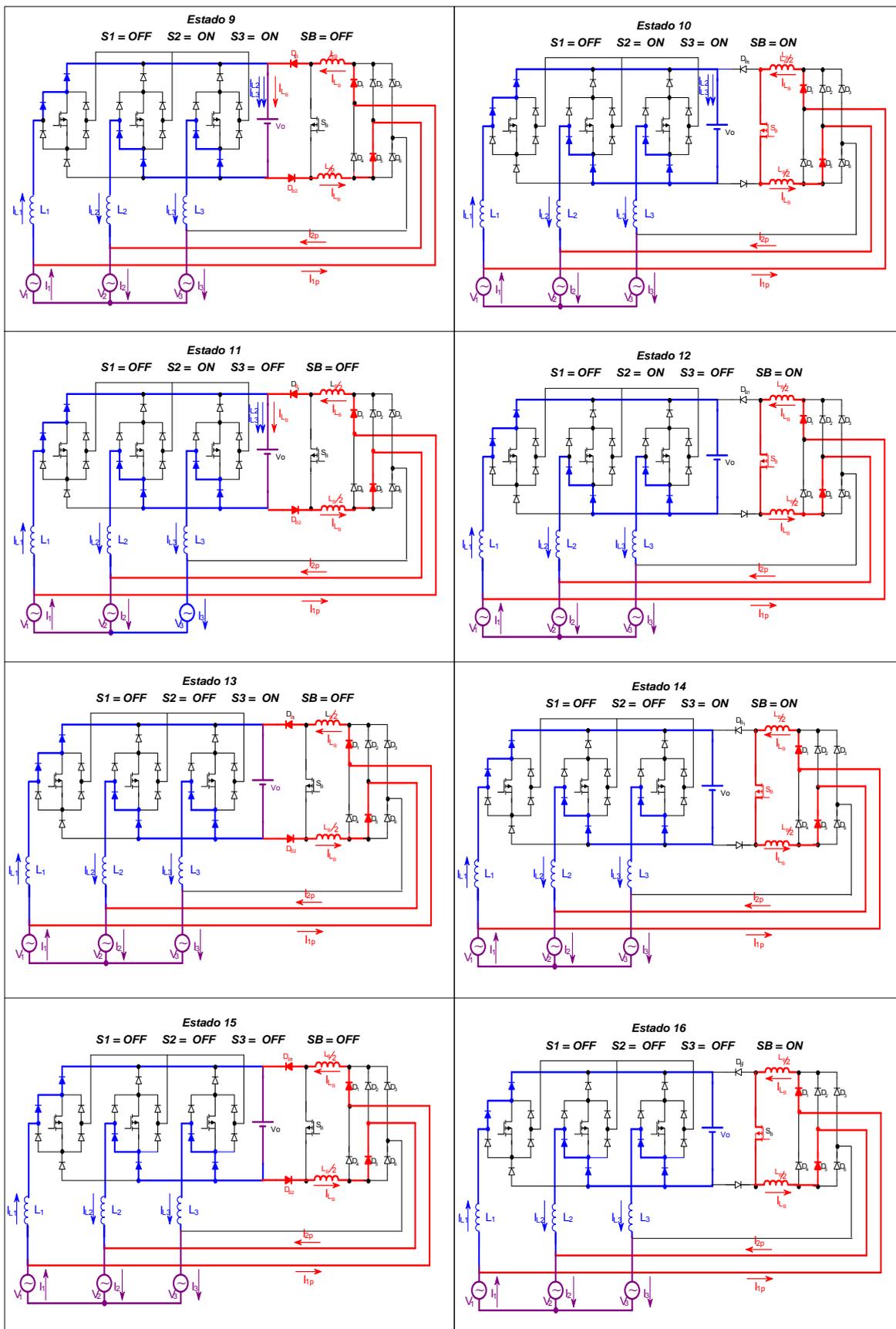


Fig. 4.6 – Estados topológicos de 9 a 16, admitindo que os conversores operem de maneira independente.

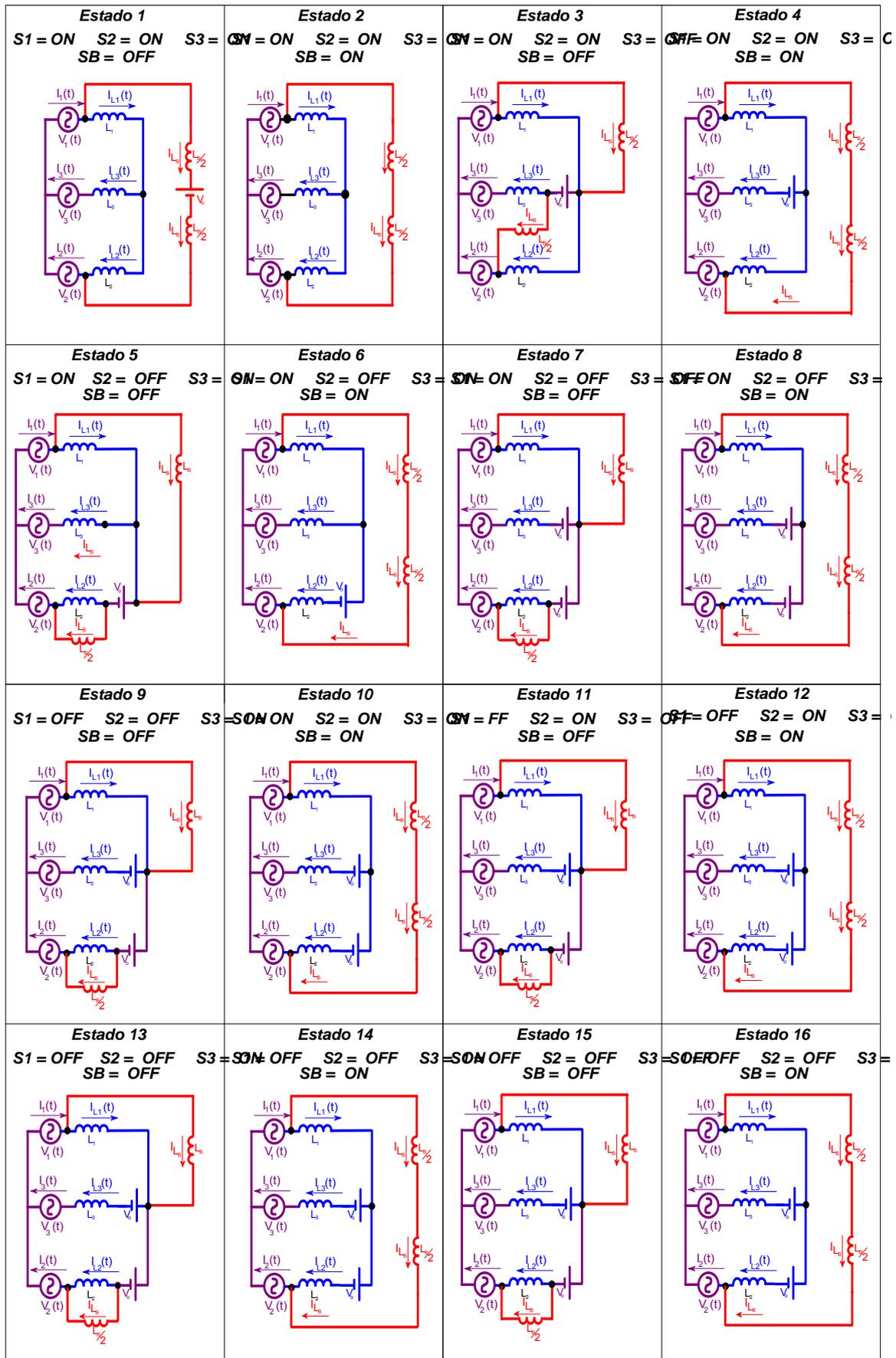


Fig. 4.7 – Circuitos equivalentes superpostos dos estados topológicos.

Sendo assim, é possível obter para o setor em análise o circuito equivalente apresentado na Fig. 4.8.

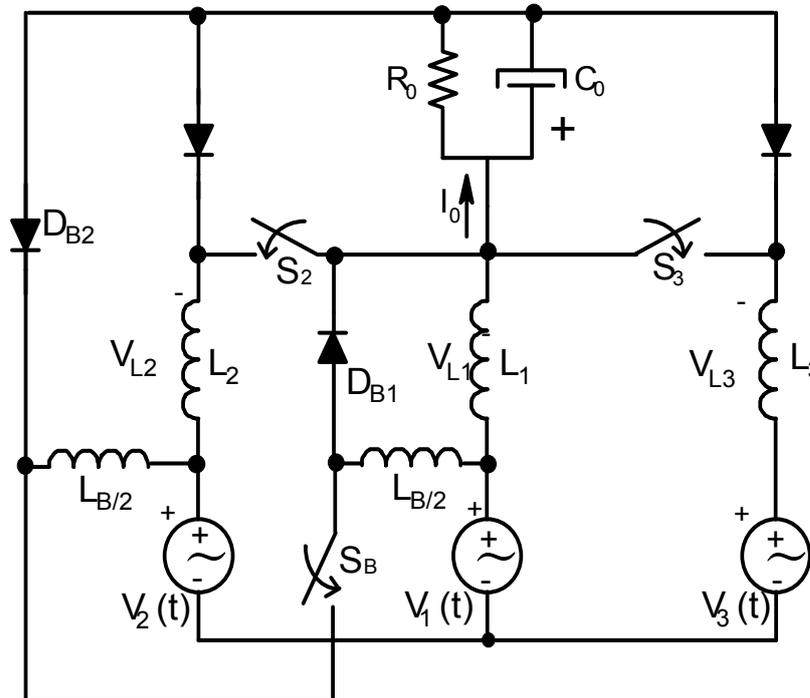


Fig. 4.8 – Circuito equivalente para o setor 2.

4.2.2. Equacionamento Preliminar:

Admite-se para a análise que as tensões de entrada sejam senoidais e operação com fator de potência unitário. Apenas por questões de conveniência as expressões que definem as tensões e correntes de fase são rerepresentadas em (4.1):

$$\begin{cases} V_1(t) = V_p \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ V_2(t) = V_p \cdot \sin(\omega \cdot t - 120^\circ) \\ V_3(t) = V_p \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ) \end{cases} \quad \text{e} \quad \begin{cases} I_1(t) = I_p \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ I_2(t) = I_p \cdot \sin(\omega \cdot t - 120^\circ) \\ I_3(t) = I_p \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ) \end{cases} \quad (4.1)$$

Sendo η o rendimento do conversor pode-se representar a potência de saída como sendo:

$$P_o = \eta \cdot P_i = \eta \cdot \frac{3 \cdot V_p \cdot I_p}{2} \quad (4.2)$$

Assim:

$$I_p = \frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot V_p \cdot \eta} \quad (4.3)$$

Considerando que as razões cíclicas dos interruptores S_2 , S_3 e S_B são representadas respectivamente por $D_2(t)$, $D_3(t)$ e $D_B(t)$, analisando as malhas do circuito da Fig. 4.8 pode-se escrever:

$$\begin{cases} V_1(t) - V_{L1}(t) - [1 - D_2(t)] \cdot V_o + V_{L2}(t) - V_2(t) = 0 \\ V_1(t) - V_{L1}(t) - [1 - D_3(t)] \cdot V_o + V_{L3}(t) - V_3(t) = 0 \\ V_1(t) - V_{LB}(t) - [1 - D_B(t)] \cdot V_o - V_2(t) = 0 \end{cases} \quad (4.4)$$

Admitindo que, no intervalo de condução do interruptor S_B os indutores L_{B1} e L_{B2} encontram-se em série, pois o diodo D_{B2} está reversamente polarizado, pode-se afirmar que durante este intervalo a corrente que circula através destes indutores é a mesma. No instante que o interruptor S_B é comandado a bloquear o diodo D_{B2} entra em condução para garantir a continuidade de corrente sobre o indutor L_{B2} . Considerando para efeito de simplificação da análise que $L_{B1} = L_{B2} = 0,5 L_B$, é perfeitamente aceitável admitir que ambos os indutores descarregam-se com a mesma taxa de variação de corrente durante o intervalo de tempo em que o interruptor S_B mantém-se bloqueado.

Assim, pode-se escrever a expressão (4.5), válida para todo o período de funcionamento:

$$I_{LB1}(t) = I_{LB2}(t) = I_{LB}(t) \quad (4.5)$$

Da equação (4.1) pode-se escrever:

$$\begin{cases} V_1(t) + V_2(t) + V_3(t) = 0 \\ I_1(t) + I_2(t) + I_3(t) = 0 \end{cases} \quad (4.6)$$

A lei de kirchoff das correntes permite afirmar que:

$$\begin{cases} I_1(t) = I_{L1}(t) + I_{LB}(t) \\ I_2(t) = I_{L1}(t) - I_{LB}(t) \\ I_3(t) = I_{L3}(t) \end{cases} \quad (4.7)$$

Substituindo (4.7) em (4.6):

$$I_{L1}(t) + \cancel{I_{LB}(t)} + I_{L1}(t) - \cancel{I_{LB}(t)} + I_{L3}(t) = 0 \quad (4.8)$$

Assim:

$$I_{L1}(t) + I_{L1}(t) + I_{L3}(t) = 0 \quad (4.9)$$

Para simplificar a análise e reduzir a quantidade de variáveis no equacionamento, deste ponto em diante será considerado que $L_1 = L_2 = L_3 = L$, desta forma, a partir da equação (4.9) tem-se:

$$\frac{d(I_{L1}(t))}{dt} + \frac{d(I_{L2}(t))}{dt} + \frac{d(I_{L3}(t))}{dt} = 0 \quad (4.10)$$

$$L \cdot \frac{d(I_{L1}(t))}{dt} + L \cdot \frac{d(I_{L2}(t))}{dt} + L \cdot \frac{d(I_{L3}(t))}{dt} = 0 \quad (4.11)$$

$$V_{L1}(t) + V_{L2}(t) + V_{L3}(t) = 0 \quad (4.12)$$

Assim, obtém-se o sistema de equações representado por (4.13):

$$\begin{cases} V_1(t) - V_{L1}(t) - [1 - D_2(t)] \cdot V_o + V_{L2}(t) - V_2(t) = 0 \\ V_1(t) - V_{L1}(t) - [1 - D_3(t)] \cdot V_o + V_{L3}(t) - V_3(t) = 0 \\ V_1(t) - V_{LB}(t) + [1 - D_B(t)] \cdot V_o - V_2(t) = 0 \\ V_1(t) + V_2(t) + V_3(t) = 0 \\ V_{L1}(t) + V_{L2}(t) + V_{L3}(t) = 0 \end{cases} \quad (4.13)$$

Utilizando a mesma metodologia apresentada no capítulo 3 obtém-se a solução apresentada em (4.14):

$$\begin{cases} 3 \cdot V_2(t) - 3 \cdot V_{L2}(t) - 2 \cdot D_2(t) \cdot V_o + [1 + D_3(t)] \cdot V_o = 0 \\ 3 \cdot V_3(t) - 3 \cdot V_{L3}(t) - 2 \cdot D_3(t) \cdot V_o + [1 + D_2(t)] \cdot V_o = 0 \\ V_1(t) - V_2(t) - V_{LB}(t) - [1 - D_B(t)] \cdot V_o = 0 \end{cases} \quad (4.14)$$

A expressão (4.14) permite verificar a independência que existe entre os controles das correntes de entrada dos conversores. Verifica-se que as duas primeiras equações são linearmente dependentes e permitem obter o controle da tensão aplicada sobre os indutores L_2 e L_3 atuando-se somente na razão cíclica dos interruptores $D_2(t)$ e $D_3(t)$. No entanto, não é constatada nenhuma dependência das tensões impostas sobre os indutores do retificador unidirecional com a razão cíclica do interruptor S_B , sendo que a tensão imposta sobre o indutor boost é controlada apenas através da razão cíclica $D_B(t)$. Sendo assim, fica comprovada a hipótese de independência anteriormente estabelecida.

Uma vez provada a independência entre as malhas de corrente deve-se utilizar as mesmas funções de transferência para controle das correntes. Entretanto, cabe aqui ressaltar que os valores de indutância e capacitância devem ser obtidos através do cálculo da potência processada por cada uma das estruturas e não mais pela potência total entregue a carga.

4.2.3. Obtenção da Função de transferência $V(s)/I(s)$:

Admitindo que o fluxo de potência esteja distribuído uniformemente entre as três fases, é possível utilizar apenas uma malha de tensão atuando diretamente sobre os valores de pico das referências de corrente. No entanto, neste caso, a velocidade da malha de tensão deve ser lenta o bastante para não provocar distorções na forma de onda das correntes.

Analisando novamente o circuito da Fig. 4.8, tem-se:

$$I_o(t) = C_o \cdot \frac{d}{dt} V_o(t) + \frac{V_o(t)}{R_o} \quad (4.15)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (4.15):

$$I_o(s) = C_o \cdot s \cdot V_o(s) + \frac{V_o(s)}{R_o} \quad (4.16)$$

Assim:

$$\frac{V_o(s)}{I_o(s)} = \frac{R_o}{1 + C_o \cdot s \cdot R_o} \quad (4.17)$$

Após algumas manipulações obtém-se o resultado expresso em (4.18)

$$\frac{V_o(s)}{I_p(s)} = \frac{\frac{2 \cdot V_o^3}{3 \cdot V_p \cdot P_o}}{1 + C_o \cdot s \cdot \frac{V_o^2}{P_o}} \quad (4.18)$$

Verifica-se que esta é exatamente a mesma função de transferência obtida para o controle da tensão de saída do retificador unidirecional através da imposição dos valores de pico das correntes de entrada. Este fato torna-se bastante interessante, pois permite que sejam amostradas as correntes de entrada e não mais as correntes nos indutores do retificador unidirecional. Como benefícios obtém-se uma grande simplificação para a implementação prática, pois a amostragem das correntes nos indutores do retificador unidirecional faz com que seja necessária a criação de uma referência para a malha de controle com as características apresentadas na Fig. 4.9. Tais referências poderiam ser obtidas através de circuitos adicionais projetados para obter a diferença entre sinais senoidais defasados de 120° e as respectivas correntes de entrada do retificador passivo. Este método, além de necessitar de 6 sensores de corrente apresenta algumas dificuldades de ordem prática.

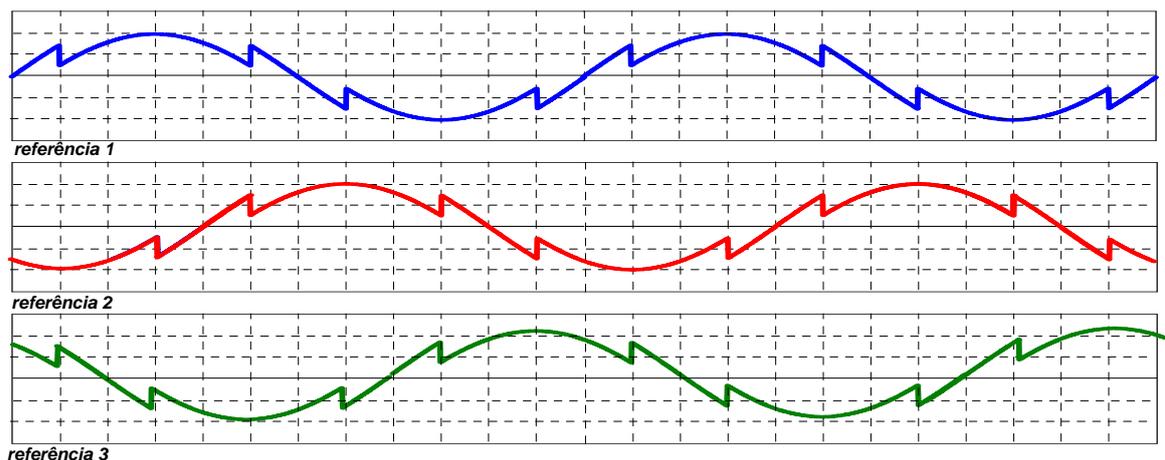


Fig. 4.9 – Referências de corrente necessárias caso sejam amostradas as correntes nos indutores de entrada do retificador unidirecional.

Por outro lado, o fato de amostrar diretamente as correntes em cada uma das fases da fonte de alimentação apresenta a vantagem da necessidade de sinais de referência puramente senoidais, dispensando qualquer circuito adicional.

Desta forma, por ser de implementação prática mais simples, a estratégia de controle adotada monitora as correntes em cada uma das fases da fonte de alimentação e as compara com suas respectivas referências senoidais gerando assim o sinal de erro. Sendo assim, o retificador unidirecional automaticamente impõe as formas de onda de corrente necessárias, de forma tal que, quando somadas com as correntes de entrada oriundas da ponte de diodos, sejam obtidas correntes senoidais no alimentador trifásico.

Na Fig. 4.10 é apresentado o diagrama de blocos da estratégia de controle a ser implementada.

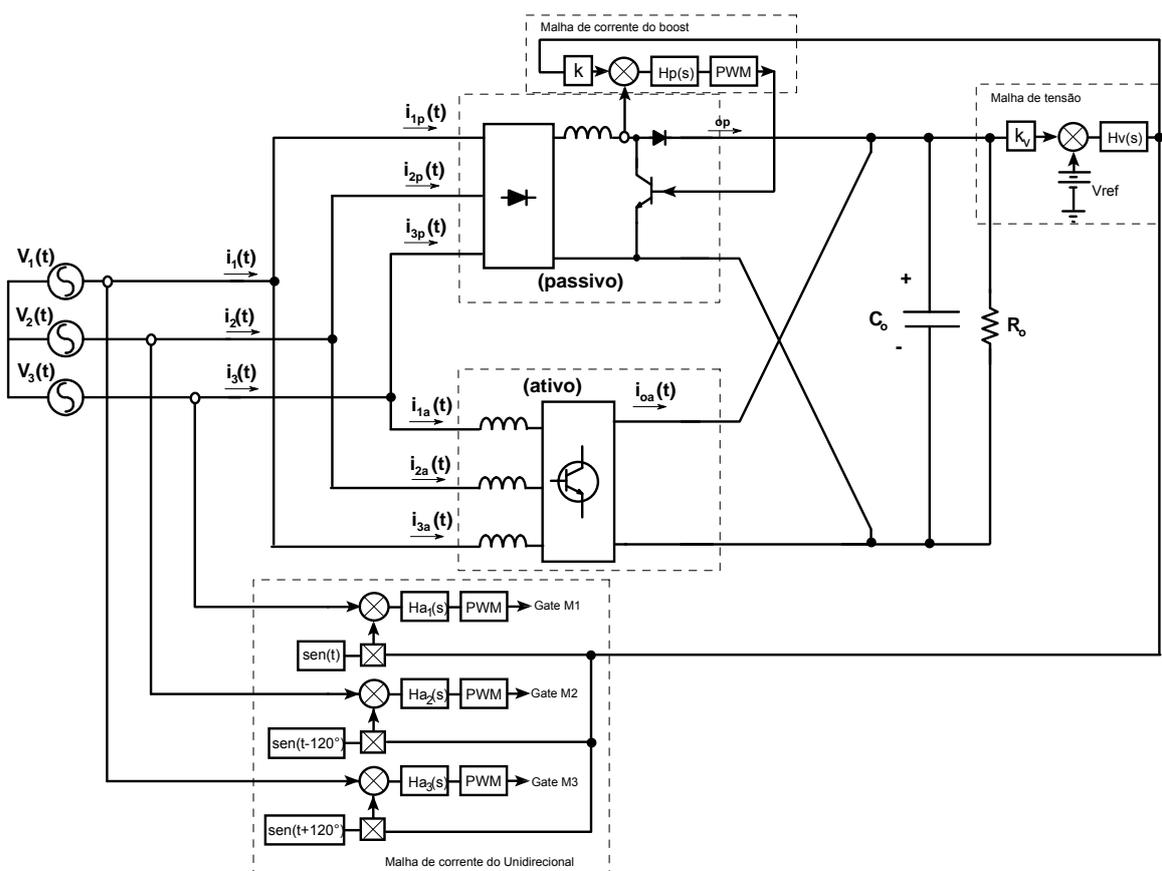


Fig. 4.10 – Diagrama de blocos da estratégia de controle utilizada.

Verifica-se na Fig. 4.10 a presença de uma única malha de tensão, responsável por ajustar o valor das correntes de referência quando ocorrem variações de carga. A saída do compensador de tensão é aplicada diretamente nos multiplicadores da malha de corrente do retificador unidirecional, corrigindo diretamente a amplitude das senóides de referência. Por outro lado, observa-se a existência de um ganho k na malha de corrente do conversor boost. O valor escolhido para esta variável é responsável por definir a parcela da potência total de saída que será efetivamente processada pela ponte de diodos. Deve-se definir corretamente o valor do ganho k para que seja possível obter correntes de entrada senoidais.

4.2.4. Distribuição de potência

A análise seguinte baseia-se nas grandezas identificadas na Fig. 4.11, onde é possível verificar que em cada uma das fases da fonte de alimentação trifásica a corrente é constituída por duas parcelas, uma denominada parcela ativa, proveniente do retificador PWM e outra denominada parcela passiva, proveniente da ponte retificadora trifásica com estágio CC/CC do tipo boost.

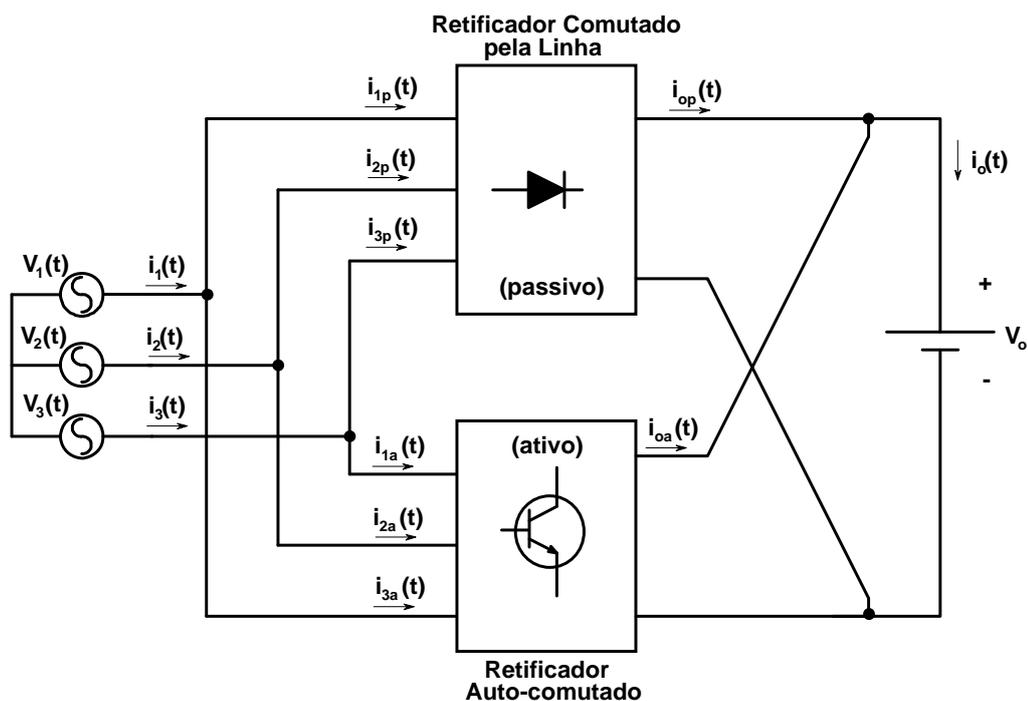


Fig. 4.11 – Diagrama esquemático para a análise preliminar do retificador híbrido.

A afirmativa anterior permite estabelecer a relação expressa por (4.19):

$$\begin{cases} i_1(t) = i_{1a}(t) + i_{1p}(t) \\ i_2(t) = i_{2a}(t) + i_{2p}(t) \\ i_3(t) = i_{3a}(t) + i_{3p}(t) \end{cases} \quad (4.19)$$

O objetivo principal é impor correntes senoidais em fase com as respectivas tensões na entrada do conversor, cuja representação matemática se dá através da expressão (4.20):

$$\begin{cases} v_1(t) = V_p \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ v_2(t) = V_p \cdot \sin(\omega \cdot t - 120^\circ) \\ v_3(t) = V_p \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ) \end{cases} \quad \text{e} \quad \begin{cases} i_1(t) = I_p \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ i_2(t) = I_p \cdot \sin(\omega \cdot t - 120^\circ) \\ i_3(t) = I_p \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ) \end{cases} \quad (4.20)$$

As amplitudes das correntes de fase dependem da potência de saída, que por definição é representada através da expressão (4.21):

$$P_o = V_o \cdot I_o \quad (4.21)$$

Admitindo que o sistema opera livre de perdas e com fator de potencia unitário pode-se afirmar que a potência de entrada possui o mesmo valor da potência entregue à carga, assim:

$$P_i = 3 \cdot \frac{V_p \cdot I_p}{2} = V_o \cdot I_o \quad (4.22)$$

Desta forma, facilmente obtém-se o valor de pico da corrente de entrada na fonte de alimentação:

$$I_p = \frac{2 \cdot V_o \cdot I_o}{3 \cdot V_p} \quad (4.23)$$

Assim, substituindo (4.23) em (4.20), tem-se as correntes de entrada definidas em função da potência de saída:

$$\begin{cases} i_1(t) = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_o}{V_p} \cdot \sin(\omega t) \\ i_2(t) = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_o}{V_p} \cdot \sin(\omega t - 120^\circ) \\ i_3(t) = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_o}{V_p} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (4.24)$$

É evidente que existe maior liberdade de atuação sobre as correntes de entrada do retificador unidirecional onde, teoricamente é possível impor qualquer forma de onda desde que sejam respeitados os limites operacionais do conversor. O mesmo não ocorre com a ponte de diodos, a qual permite o controle da amplitude, mas a forma de onda obtida não pode ser alterada de forma significativa. Tendo em vista esta característica e substituindo (4.24) em (4.19) tem-se:

$$\begin{cases} i_{1a}(t) = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_o}{V_p} \cdot \sin(\omega t) - i_{1p}(\omega t) \\ i_{2a}(t) = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_o}{V_p} \cdot \sin(\omega t - 120^\circ) - i_{2p}(\omega t) \\ i_{3a}(t) = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_o}{V_p} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ) - i_{3p}(\omega t) \end{cases} \quad (4.25)$$

Analisando a corrente de entrada da fase 1 do retificador passivo, que apresenta a forma de onda apresentada na Fig. 4.12, verifica-se que, de acordo com o equacionamento apresentado no capítulo 3, a amplitude das correntes de entrada do retificador passivo é o próprio valor médio de corrente sobre a indutância. Sendo assim, percebe-se que a corrente que circula através do indutor boost é dependente do valor médio de corrente que a estrutura passiva entrega à carga, podendo ser expressa matematicamente segundo a expressão (4.26):

$$I_L = I_{op} \cdot \frac{V_o}{V_p} \cdot \frac{\pi}{3 \cdot \sqrt{3}} \quad (4.26)$$

A expressão (4.26) pode ser reescrita em função da potência processada pelo retificador passivo, sob a forma de (4.27):

$$I_L = \frac{P_{op}}{V_p} \cdot \frac{\pi}{3 \cdot \sqrt{3}} \quad (4.27)$$

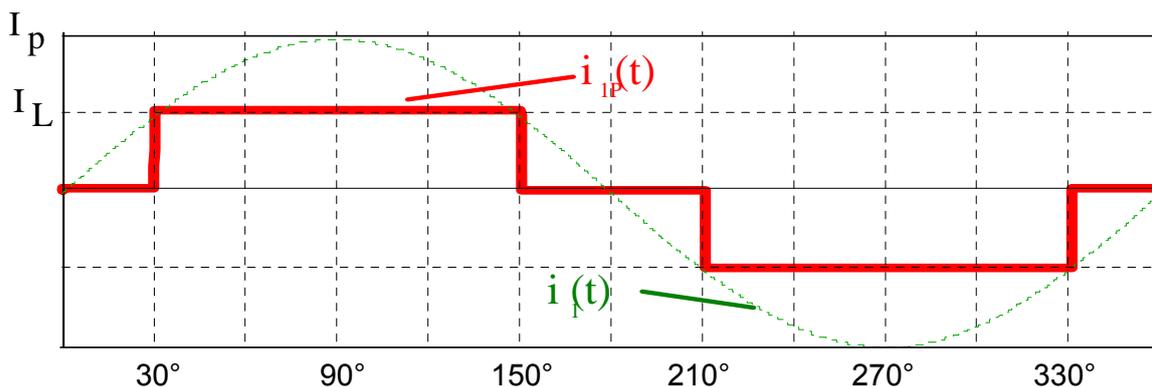


Fig. 4.12 – Corrente na fase 1 da ponte retificadora.

Observa-se na Fig. 4.12 que, no semiciclo positivo a corrente $i_{1p}(\omega t)$ apresenta valor não nulo apenas no intervalo situado entre 30° e 150° . Considerando esse fato e substituindo o valor encontrado em (4.27) na expressão (4.25) tem-se para o semiciclo positivo:

$$i_{1a}(t) = \begin{cases} \frac{2}{3} \cdot \frac{P_o}{V_p} \cdot \sin(\omega t) - \frac{P_{op}}{V_p} \cdot \frac{\pi}{3 \cdot \sqrt{3}} & \text{se } 30^\circ \leq \omega t \leq 150^\circ \\ \frac{2}{3} \cdot \frac{P_o}{V_p} \cdot \sin(\omega t) & \text{se } \begin{cases} 0^\circ \leq \omega t \leq 30^\circ \\ 150^\circ \leq \omega t \leq 180^\circ \end{cases} \end{cases} \quad (4.28)$$

Devido à característica de unidirecionalidade, o valor de corrente no semiciclo positivo deve ser sempre positivo. Sendo assim, verifica-se na expressão (4.28) que a única possibilidade de obter valores não negativos para a corrente de entrada do retificador unidirecional ocorre na situação representada matematicamente através de (4.29):

$$\frac{2}{3} \cdot \frac{P_o}{V_p} \cdot \sin(\omega t) \geq \frac{P_{op}}{V_p} \cdot \frac{\pi}{3 \cdot \sqrt{3}} \quad (4.29)$$

Assim:

$$P_{op} \leq \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot P_o \cdot \sin(\omega t) \quad (4.30)$$

O valor mínimo para o lado direito da expressão (4.30) ocorre justamente nos limites do intervalo considerado, ou seja em 30° e 150° . Assim:

$$P_{op} \leq \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot P_o \cdot \sin(30^\circ) \quad (4.31)$$

$$P_{op} \leq \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot P_o \cdot \frac{1}{2} \quad (4.32)$$

$$P_{op} \leq \frac{\sqrt{3}}{\pi} \cdot P_o \approx 0,551 \cdot P_o \quad (4.33)$$

O resultado apresentado em (4.33) define a máxima parcela da potência de saída que pode ser processada pela estrutura passiva sem que ocorram distorções nas correntes de entrada. Cabe aqui ressaltar que apesar de a análise ser realizada para o semiciclo positivo, o resultado obtido pode ser estendido para o outro semiciclo.

A análise gráfica apresentada na Fig. 4.13 permite uma melhor interpretação do limite físico estabelecido por (4.33).

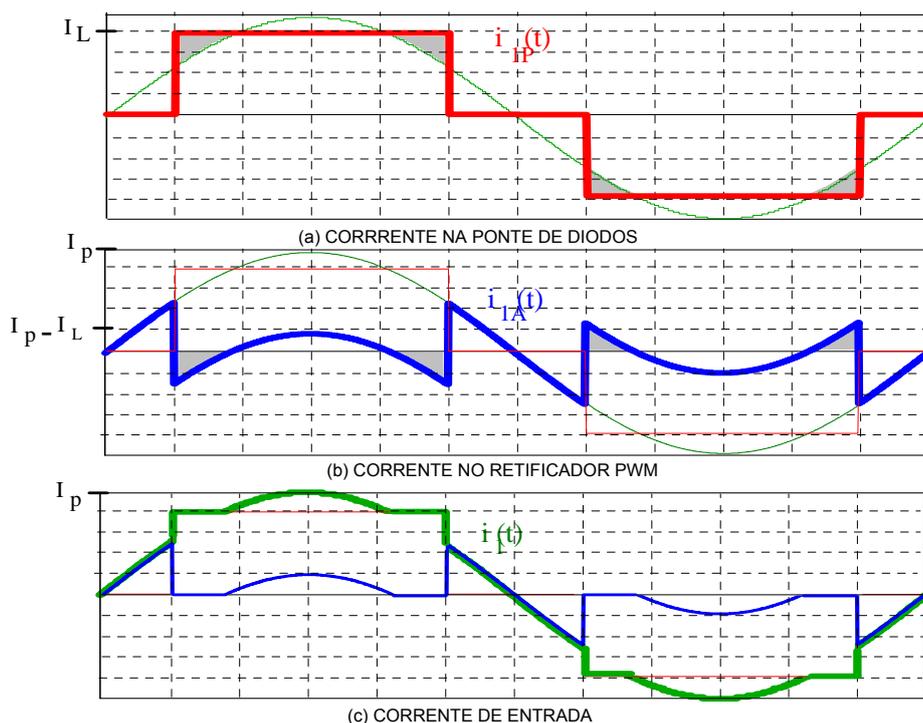


Fig. 4.13 – Correntes na fase 1.

A única maneira possível para que a potência processada pela estrutura passiva não esteja de acordo com a condição anteriormente estabelecida ocorre quando em um determinado intervalo de tempo, por menor que seja, o valor de pico da senóide a ser imposta na entrada pelas referências de corrente seja inferior ao valor da corrente do retificador passivo. Esta situação está ilustrada na Fig. 4.13(a), onde observa-se na região sombreada os instantes onde ocorre a violação da condição expressa.

O inconveniente surge justamente devido à característica de unidirecionalidade do retificador ativo, que neste caso deveria impor em seus terminais de entrada uma corrente conforme apresentada na Fig. 4.13(b). Entretanto, as regiões sombreadas apresentam potência instantânea negativa, uma característica própria dos conversores bidirecionais. O que ocorre de fato é que nestes intervalos a corrente nos terminais do retificador ativo mantém-se nula, conforme apresentado na Fig. 4.13(c), simplesmente pelo fato da impossibilidade da transferência de energia da carga para a fonte de entrada. Uma vez que a corrente total de entrada é fruto da composição da parcela ativa e da parcela passiva, a distorção acaba sendo inevitável.

A análise descrita acima permite concluir que a potência total na entrada do retificador híbrido pode ser dividida em qualquer proporção entre a estrutura PWM e a ponte de diodos, entretanto, para que se possa obter correntes de entrada perfeitamente senoidais, é necessário que seja respeitado o limite no qual 55% da potência de saída seja processada pela estrutura passiva. Qualquer porcentagem superior a este valor provoca distorções nas correntes de entrada.

Uma vez que as malhas de controle são responsáveis por impor as correntes de entrada de ambas as estruturas (retificador passivo e ativo), são elas que indiretamente detêm o controle do fluxo de potência de cada retificador. Sendo assim, o ajuste adequado dos ganhos de cada um dos controladores permite obter a distribuição de potência de maneira consciente.

Deste ponto em diante, salvo disposições contrárias, será considerada a operação no limite de 55% estabelecido por esta análise.

4.2.5. Dimensionamento dos indutores do conversor CC-CC tipo boost

Considerando novamente que a tensão de saída da ponte retificadora V_{ret} se mantenha constante durante um período de comutação, é possível escrever:

$$V_{ret}(t) = L \cdot \frac{\Delta i_L(t)}{D(t) \cdot T} \quad (4.34)$$

Assim:

$$\Delta i_L(t) = \frac{V_{ret}(t)}{L} \cdot D(t) \cdot T \quad (4.35)$$

Admitindo o modo de condução contínua pode-se estabelecer a expressão (4.36):

$$\frac{V_o}{V_{ret}(t)} = \frac{1}{1 - D(t)} \quad (4.36)$$

Desta forma:

$$\Delta i_L(t) = \frac{V_o \cdot (1 - D(t))}{L} \cdot D(t) \cdot T \quad (4.37)$$

A potência processada pelo conversor é dada pelo produto entre valor médio da tensão retificada e o valor médio de corrente que circula pela indutância, ou seja:

$$P_{in} = \overline{V_{ret}} \cdot \overline{I_L} \quad (4.38)$$

Mas:

$$P_{in} = P_{op} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \cdot P_o \quad (4.39)$$

A potência de saída, por sua vez, pode ser expressa por meio de (4.40):

$$P_o = \frac{(V_o)^2}{R} \quad (4.40)$$

Substituindo (4.36) em (4.40):

$$P_o = \frac{(V_{ret}(t))^2}{R} \cdot \frac{1}{(1-D(t))^2} \quad (4.41)$$

Deste modo, a partir da expressão (4.39):

$$P_{in} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \cdot P_o \Rightarrow \frac{3 \cdot \cancel{\sqrt{3}}}{\cancel{\pi}} \cdot V_p \cdot \overline{I_L} = \frac{\cancel{\sqrt{3}}}{\cancel{\pi}} \cdot \frac{(V_{ret}(t))^2}{R} \cdot \frac{1}{(1-D(t))^2} \quad (4.42)$$

Assim:ˆ

$$\overline{I_L} = \frac{(V_{ret}(t))^2}{3 \cdot V_p \cdot R} \cdot \frac{1}{(1-D(t))^2} \quad (4.43)$$

Dividindo (4.37) por (4.43) tem-se:

$$\frac{\Delta i_L(t)}{\overline{I_L}} = \frac{D(t)}{L \cdot f} \cdot \frac{3 \cdot V_p \cdot R}{V_{ret}(t)} \cdot (1-D(t))^2 \quad (4.44)$$

Durante o intervalo analisado a tensão retificada é dada pela diferença entre $V_1(t)$ e $V_2(t)$, ou seja, é a própria tensão de linha. Assim:

$$V_{ret}(t) = V_1(t) - V_2(t) = \sqrt{3} \cdot V_p \cdot \sin(\omega \cdot t + 30^\circ) \quad (4.45)$$

Desta forma:

$$\frac{\Delta i_L(t)}{\overline{I_L}} = \frac{D(t)}{L \cdot f} \cdot \frac{3 \cdot \cancel{V_p} \cdot R}{\sqrt{3} \cdot \cancel{V_p} \cdot \sin(\omega \cdot t + 30^\circ)} \cdot (1-D(t))^2 \quad (4.46)$$

Definindo:

$$\beta = \frac{\Delta i_L(t)}{\overline{I_L}} \cdot \frac{L \cdot f \cdot \sqrt{3}}{3 \cdot R} = \frac{D(t) \cdot (1-D(t))^2}{\sin(\omega \cdot t + 30^\circ)} \quad (4.47)$$

A expressão (4.47) representa o comportamento da ondulação de corrente sobre o indutor em função da razão cíclica e do tempo (ωt). Observa-se que a expressão obtida é bastante semelhante aquela obtida no capítulo anterior, somente afetada de uma constante. Sendo assim, verifica-se que os valores para a máxima ondulação de corrente ocorrem novamente para os ângulos de 30° e 90° e para um valor de razão cíclica de 0,333. Desta forma, substituindo os valores limite na expressão (4.47):

$$\Delta i_L(t) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot \sin(30^\circ + 30^\circ)}{L} \cdot \frac{1}{3} \cdot T \quad (4.48)$$

$$\Delta i_L(t) = \frac{V_p}{2 \cdot L \cdot f_s} \quad (4.49)$$

Mas,

$$\Delta i_{L_{max}} = \Delta i_{L\%} \cdot I_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{\pi} \quad (4.50)$$

Assim fica definido o valor de indutância:

$$L = \frac{V_p}{2 \cdot f_s \cdot \Delta i_{L_{max\%}} \cdot I_o} \cdot \frac{\pi}{\sqrt{3}} \quad (4.51)$$

Observa-se que a expressão (4.51) é bastante semelhante a obtida no capítulo anterior, sendo que o valor de indutância quase duas vezes maior. No entanto, é conveniente lembrar que a corrente que circula pela indutância neste caso é praticamente a metade do caso estudado no capítulo anterior.

4.2.6. Dimensionamento dos indutores de entrada do retificador unidirecional

Admitindo a correta operação do retificador passivo, o comportamento esperado para as correntes sobre os indutores do retificador unidirecional é apresentado na Fig. 4.14:

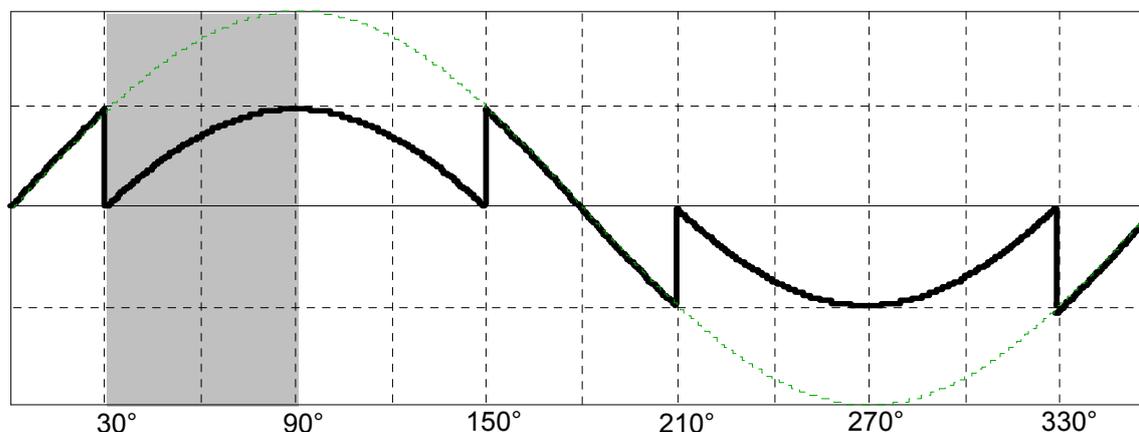


Fig. 4.14 - Padrão esperado para as correntes nos indutores do retificador unidirecional.

Evidencia-se que a ondulação máxima de corrente ocorre para $\omega \cdot t = 90^\circ$. Assim, substituindo a expressão (4.7) na expressão (4.14) obtém-se:

$$\begin{cases} 3 \cdot V_p \cdot \sin(\omega \cdot t - 120^\circ) - 3 \cdot L \cdot \frac{d}{dt} i_{L2}(t) + [1 + D_3(t) - 2 \cdot D_2(t)] \cdot V_o = 0 \\ 3 \cdot V_p \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ) - 3 \cdot L \cdot \frac{d}{dt} i_{L3}(t) + [1 + D_2(t) - 2 \cdot D_3(t)] \cdot V_o = 0 \end{cases} \quad (4.52)$$

Admitindo que as correntes de entrada sejam senoidais e que seu valor de pico seja estabelecido pela expressão (4.3), pode-se escrever:

$$\begin{cases} I_1(t) = \frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot V_p \cdot \eta} \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ I_2(t) = \frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot V_p \cdot \eta} \cdot \sin(\omega \cdot t - 120^\circ) \\ I_3(t) = \frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot V_p \cdot \eta} \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ) \end{cases} \quad (4.53)$$

Substituindo a expressão (4.53) em (4.7):

$$\begin{cases} I_{L2}(t) = I_2(t) + I_{LB}(t) = \frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot V_p \cdot \eta} \cdot \sin(\omega \cdot t - 120^\circ) + I_{LB}(t) \\ I_{L3}(t) = I_3(t) = \frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot V_p \cdot \eta} \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ) \end{cases} \quad (4.54)$$

Desprezando a ondulação de alta frequência pode-se afirmar que dentro do setor analisado e para o caso limite é válida a expressão (4.55):

$$I_{LB}(t) = \frac{P_o}{3 \cdot V_p \cdot \eta} \quad (4.55)$$

Assim, substituindo a expressão (4.54) e (4.55) em (4.52):

$$\begin{cases} 3 \cdot V_p \cdot \sin(\omega \cdot t - 120^\circ) - 3 \cdot L \cdot \frac{d}{dt} \left(\frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot V_p \cdot \eta} \cdot \left[\sin(\omega \cdot t - 120^\circ) + \frac{1}{2} \right] \right) + [1 + D_3(t) - 2 \cdot D_2(t)] \cdot V_o = 0 \\ 3 \cdot V_p \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ) - 3 \cdot L \cdot \frac{d}{dt} \left(\frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot V_p \cdot \eta} \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ) \right) + [1 + D_2(t) - 2 \cdot D_3(t)] \cdot V_o = 0 \end{cases} \quad (4.56)$$

Após algumas manipulações algébricas chega-se facilmente à expressão (4.57)

$$\begin{cases} 3 \cdot V_p \cdot \sin(\omega \cdot t - 120^\circ) - \left(\frac{2 \cdot L \cdot P_o \cdot \omega}{V_p \cdot \eta} \cdot \cos(t - 120^\circ) \right) + 3 \cdot V_o \cdot [1 - D_2(t)] = 0 \\ 3 \cdot V_p \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ) - \left(\frac{2 \cdot L \cdot P_o \cdot \omega}{V_p \cdot \eta} \cdot \cos(\omega \cdot t + 120^\circ) \right) + 3 \cdot V_o \cdot [1 - D_3(t)] = 0 \end{cases} \quad (4.57)$$

Aplicando algumas relações trigonométricas é possível obter as expressões para as razões cíclicas a partir de (4.57):

$$\begin{cases} D_2(t) = 1 - \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{V_o} \cdot \left[\sin(\omega \cdot t + 30^\circ) - \frac{2 \cdot L \cdot P_o \cdot \omega}{V_p^2 \cdot \eta} \cdot \cos(t + 30^\circ) \right] \\ D_3(t) = 1 - \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{V_o} \cdot \left[\sin(\omega \cdot t - 30^\circ) - \frac{2 \cdot L \cdot P_o \cdot \omega}{V_p^2 \cdot \eta} \cdot \cos(t - 30^\circ) \right] \end{cases} \quad (4.58)$$

Considerando o instante de tempo $\omega \cdot t = 90^\circ$ (maior ondulação de corrente) e desprezando a parcela relativa ao cosseno, pois apresenta valor muito pequeno, tem-se:

$$\left\{ D_2(t) \approx D_3(t) \approx 1 - \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{V_o} \cdot \sin(120^\circ) \right. \quad (4.59)$$

Lembrando que para o setor analisado admite-se que o interruptor da fase 1 encontra-se fechado, conclui-se que existem apenas duas combinações possíveis, pois $D_2(t) = D_3(t)$, ou seja $S_2 = S_3 =$ aberto ou $S_2 = S_3 =$ fechado. Sendo assim, o intervalo de tempo em que ambos os interruptores permanecem em condução é dado por:

$$\Delta t = \frac{1}{f_s} \cdot D_2(t) = \frac{1}{f_s} \cdot \left(1 - \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{V_o} \cdot \sin(120^\circ) \right) \quad (4.60)$$

$$\Delta t = \frac{1}{f_s} \cdot \left(1 - \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{V_o} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \quad (4.61)$$

$$\Delta t = \frac{2 \cdot V_o - 3 \cdot V_p}{2 \cdot V_o \cdot f_s} \quad (4.62)$$

Mas,

$$V_L(t) = L \cdot \frac{d}{dt} i_L(t) \quad (4.63)$$

Assim, pode-se escrever:

$$L = \frac{V_L(t)}{\Delta i_L(t)} \cdot \Delta t \quad (4.64)$$

Mas;

$$\Delta I_L = \Delta I_L \% \cdot I_p \quad (4.65)$$

$$\Delta I_L = \Delta I_L \% \cdot \frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot V_p \cdot \eta} \quad (4.66)$$

Desta forma:

$$L = \frac{V_L(t)}{\Delta I_L \% \cdot \frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot V_p \cdot \eta}} \cdot \frac{2 \cdot V_o - 3 \cdot V_p}{2 \cdot V_o \cdot f_s} \quad (4.67)$$

No instante de tempo equivalente a $\omega \cdot t = 90^\circ$ o indutor da fase 1 está submetido ao valor da tensão de pico, assim:

$$L = \frac{3 \cdot V_p^2 [2 \cdot V_o - 3 \cdot V_p]}{f_s \cdot \Delta I_L \% \cdot 4 \cdot P_o \cdot V_o} \quad (4.68)$$

Novamente verifica-se neste caso que a expressão obtida para o cálculo da indutância é a mesma apresentada no capítulo 3. No entanto é importante ressaltar que, assim como para o estágio boost, os valores eficaz e médio de corrente são inferiores aos obtidos no capítulo 3, resultando em um volume físico menor para os elementos magnéticos.

4.2.7. Dimensionamento do Capacitor de Filtragem

O valor de capacitância de filtragem necessário é obtido através da expressão (4.69):

$$C_o = \frac{P_o \cdot (2 \cdot V_o - 3 \cdot V_p)}{2 \cdot f_s \cdot V_o^3 \cdot \Delta V_o \%} \quad (4.69)$$

Cabe aqui ressaltar novamente que, devido aos elevados valores de corrente eficaz que circulam através da capacitância de saída, este dispositivo deve ser dimensionado para suportar uma corrente eficaz dada pela expressão (4.70):

$$I_{C_{o-ef}} = \frac{P_o}{V_o} \cdot \sqrt{\left(\frac{0,613 \cdot V_o - 2 \cdot \eta \cdot V_p}{\eta^2 \cdot V_p} + 1 \right)} \quad (4.70)$$

Além do critério do valor eficaz de corrente é comum utilizar o conceito de “*Hold Up Time*”.

4.2.8. Esforços sobre os diodos da ponte retificadora

Para o dimensionamento dos diodos da ponte retificadora devem ser calculados os valores médio e eficaz de corrente, bem como a determinação da máxima tensão reversa que este dispositivo deve suportar. No entanto observa-se também a presença de uma componente de alta-freqüência na corrente que circula por estes dispositivos.

Analisando as formas de onda apresentadas na Fig. 4.12 verifica-se que o valor médio da corrente que circula pelos diodos pode ser calculado através da expressão (4.71):

$$I_{D1med} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{3}}^{\pi} I_{LB1} \cdot d\omega t \quad (4.71)$$

$$I_{D1med} = \frac{I_L}{3} \quad (4.72)$$

Mas:

$$I_L = \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_o \right) \cdot \frac{1}{(1-D)} = I_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{\pi} \cdot \frac{V_o}{V_{ret}} \quad (4.73)$$

Desta forma:

$$I_L = I_o \cdot \frac{V_o}{V_p} \cdot \frac{\cancel{\pi}}{3 \cdot \sqrt{3}} \cdot \frac{\sqrt{3}}{\cancel{\pi}} = \frac{P_o}{3 \cdot V_p} \quad (4.74)$$

Assim:

$$I_{D1med} = \frac{1}{3} \cdot \left(I_o \cdot \frac{V_o}{V_p} \cdot \frac{1}{3} \right) \quad (4.75)$$

$$I_{D1med} = \frac{P_o}{9 \cdot V_p} \quad (4.76)$$

O valor eficaz é obtido por intermédio da expressão (4.77):

$$I_{D1ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{3}}^{\pi} (I_L)^2 \cdot d\omega t} \quad (4.77)$$

Cuja solução é apresentada em (4.78):

$$I_{D1ef} = I_L \cdot \frac{\sqrt{3}}{3} \quad (4.78)$$

Substituindo (4.73) em (4.78):

$$I_{D1ef} = \frac{P_o}{V_p} \cdot \frac{\sqrt{3}}{9} \quad (4.79)$$

Verifica-se então que para o caso do retificador Híbrido, tanto a corrente média nos diodos da ponte retificadora, quanto o seu valor eficaz, representa apenas 55% dos valores obtidos para a estrutura retificadora com estágio boost na saída quando esta processa a mesma potência de saída. Este fato já era esperado uma vez que a potência fornecida à carga pela ponte de Graetz representa pouco mais da metade da potência de saída.

A tensão reversa máxima sobre os diodos da ponte retificadora é o próprio valor de pico da tensão de linha, ou seja:

$$V_{D1max} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_p \quad (4.80)$$

4.2.9. Dimensionamento do Interruptor do conversor boost

Durante o bloqueio, o interruptor S, em conduções idealizadas, fica submetido ao valor da tensão de saída. Assim, a expressão (4.81) pode ser estabelecida:

$$V_{Smax} = V_o \quad (4.81)$$

Os valores médio e eficaz podem ser obtidos diretamente por meio da aplicação das definições matemáticas pertinentes:

$$I_{Smed} = I_L \cdot D \quad (4.82)$$

Substituindo (4.73) em (4.82):

$$I_{Smed} = \frac{I_p}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{(V_o \cdot \pi - V_p \cdot 3 \cdot \sqrt{3})}{V_o} \quad (4.83)$$

$$I_{Smed} = \frac{P_o}{3 \cdot \eta \cdot V_p \cdot \pi} \cdot \frac{(V_o \cdot \pi - V_p \cdot 3 \cdot \sqrt{3})}{V_o} \quad (4.84)$$

O valor eficaz, por sua vez, pode ser obtido resolvendo-se a integral:

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{D \cdot T} (I_L)^2 \cdot d\omega t} \quad (4.85)$$

$$I_{Sef} = I_L \cdot \sqrt{D} \quad (4.86)$$

$$I_{Sef} = \frac{P_o}{3 \cdot \eta \cdot V_p} \cdot \sqrt{\frac{(V_o \cdot \pi - V_p \cdot 3 \cdot \sqrt{3})}{V_o \cdot \pi}} \quad (4.87)$$

4.2.10. Dimensionamento dos diodos do boost

Para o caso do retificador híbrido foi proposta a alteração que implica na adição de mais um diodo. Para este caso a tensão de saída sobre cada um dos dispositivos é metade da tensão de saída. Desta forma:

$$V_{Dboostmax} = \frac{V_o}{2} \quad (4.88)$$

A determinação do valor médio de corrente sobre este dispositivo torna-se simples ao admitir que em regime permanente o valor médio de corrente que atravessa o capacitor de saída é nulo, desta forma, a corrente média que circula pelo diodo obrigatoriamente é a parcela de corrente entregue à carga pela ponte de diodos, ou seja:

$$I_{Dboostmed} = I_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{\pi} \quad (4.89)$$

$$I_{Dboostmed} = \frac{P_o}{V_o} \cdot \frac{\sqrt{3}}{\pi} \quad (4.90)$$

O valor eficaz, por sua vez, é definido por (4.91):

$$I_{Dboostef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{D \cdot T}^T (I_L)^2 \cdot d\omega t} \quad (4.91)$$

$$I_{Dboostef} = \frac{I_p}{2} \cdot \sqrt{(1-D)} \quad (4.92)$$

$$I_{Dboostef} = \frac{P_o}{3 \cdot \eta \cdot V_p} \cdot \sqrt{\frac{V_p}{V_o}} \quad (4.93)$$

O dimensionamento até aqui apresentado permite verificar que, de acordo com o esperado, os componentes da ponte retificadora e do estágio boost que compõem o retificador híbrido são dimensionados para processar 55% da potência total de saída.

4.2.11. Dimensionamento dos Interruptores do retificador unidirecional

Utilizando a mesma metodologia apresentada no capítulo anterior, admite-se que as correntes de fase e razões cíclicas permanecem constantes em um período de comutação. Assim, é possível calcular a corrente eficaz em um determinado interruptor por intermédio da expressão (4.94).

$$I_{S_{i_ef_Ts}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D_i T_s} (I_{S_i})^2 dt} = I_{S_i} \cdot \sqrt{D_i} \quad (4.94)$$

De acordo com a simetria descrita no capítulo 3, para um período de rede, a corrente eficaz total sobre um determinado interruptor é estabelecida pela expressão (4.95)

$$I_{S_{i_ef}} = \sqrt{2 \cdot \left[(I_{S_{1_ef_setor1}})^2 + (I_{S_{2_ef_setor1}})^2 + (I_{S_{3_ef_setor1}})^2 \right]} \quad (4.95)$$

Analisando o circuito equivalente apresentado na Fig. 4.8 pode-se escrever:

$$I_{S_{i_ef}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left\{ \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \left[(I_{L2}(t))^2 \cdot D_2(t) + (I_{L3}(t))^2 \cdot D_3(t) \right] \cdot d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \left[(I_{L2}(t))^2 \cdot D_2(t) \right] \cdot d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \left[(I_{L3}(t))^2 \cdot D_3(t) \right] \cdot d\omega t \right\}} \quad (4.96)$$

Logo:

$$I_{S_{i_ef}} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \cdot \left\{ \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \left[(I_2(t))^2 \cdot D_2(t) + (I_3(t))^2 \cdot D_3(t) \right] \cdot d\omega t + \right\}} \quad (4.97)$$

Neste caso as formas de onda de corrente que circulam nos indutores de entrada do retificador unidirecional não apresentam mais o formato senoidal. A forma de onda esperada obedece aos padrões estabelecidos pela Fig. 4.14. Sendo assim, para o setor analisado tem-se:

$$\begin{cases} \begin{cases} I_2(t) = I_p \cdot \sin(\omega \cdot t - 120^\circ) \\ I_3(t) = I_p \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ) - \frac{I_p}{2} \end{cases} & \text{se } \frac{\pi}{6} < \omega \cdot t < \frac{\pi}{2} \\ \begin{cases} I_2(t) = I_p \cdot \sin(\omega \cdot t - 120^\circ) - \frac{I_p}{2} \\ I_3(t) = I_p \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ) \end{cases} & \text{se } \frac{\pi}{2} < \omega \cdot t < \frac{5 \cdot \pi}{6} \end{cases} \quad (4.98)$$

A expressão (4.98) pode ser melhor compreendida graficamente através da Fig. 4.15.

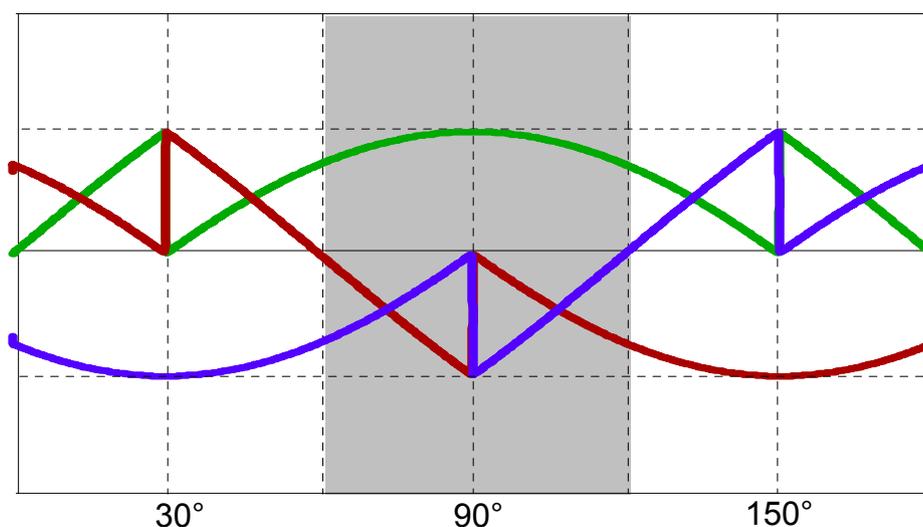


Fig. 4.15 - Correntes nos interruptores do retificador unidirecional para o setor 1.

Novamente analisando a simetria das formas de onda pode-se escrever:

$$I_{S_{i-ef}} = \sqrt{\frac{4}{\pi} \cdot \left\{ \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}} \left[(I_2(t))^2 \cdot D_2(t) + (I_3(t))^2 \cdot D_3(t) \right] \cdot d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \left[(I_2(t))^2 \cdot D_2(t) + (I_3(t))^2 \cdot D_3(t) \right] \cdot d\omega t \right\}} \quad (4.99)$$

Substituindo (4.98) em (4.99):

$$I_{S_{i-ef}} = \sqrt{\frac{4}{\pi} \cdot \left\{ \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}} \left[\left(I_p \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ) \right)^2 \cdot D_2(t) + \left(I_p \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ) - \frac{I_p}{2} \right)^2 \cdot D_3(t) \right] \cdot d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \left[\left(I_p \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ) - \frac{I_p}{2} \right)^2 \cdot D_2(t) + \left(I_p \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ) \right)^2 \cdot D_3(t) \right] \cdot d\omega t \right\}} \quad (4.100)$$

Substituindo os valores de razão cíclica fornecidos através da expressão (4.58) e desprezando a parcela cossenoidal na expressão (4.100), tem-se por resultado da integral a expressão (4.101)

$$I_{S_i\text{-ef}} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_p} \cdot \sqrt{\frac{V_o - 1,49 \cdot V_p}{24,35 \cdot V_o}} \quad (4.101)$$

Seguindo o mesmo raciocínio pode-se obter o valor médio de corrente sobre os interruptores a partir da expressão (4.102):

$$I_{S_i\text{-med}_{Ts}} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D_i T_s} I_{S_i} \cdot dt = I_{S_i} \cdot D_i \quad (4.102)$$

Assim:

$$I_{S_i\text{-med}} = \frac{1}{\pi} \cdot \left\{ \begin{array}{l} \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} [I_2(t) \cdot D_2(t) + I_3(t) \cdot D_3(t)] \cdot d\omega t + \\ \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} [I_2(t) \cdot D_2(t)] \cdot d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} [I_3(t) \cdot D_3(t)] \cdot d\omega t \end{array} \right\} \quad (4.103)$$

Logo:

$$I_{S_i\text{-med}} = \frac{2}{\pi} \cdot \left\{ \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} [I_2(t) \cdot D_2(t) + I_3(t) \cdot D_3(t)] \cdot d\omega t \right\} \quad (4.104)$$

Substituindo as expressões (4.100) e (4.58) (desprezada a parcela cossenoidal) em (4.104) e resolvendo a integral obtém-se:

$$I_{S_i\text{-med}} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_p} \cdot \left(\frac{V_o - 1,48 \cdot V_p}{V_o \cdot 4,95} \right) \quad (4.105)$$

4.2.12. Dimensionamento dos diodos D₁ e D₄

Realizando uma análise semelhante à apresentada para o interruptor obtém-se os valores médio e eficaz de corrente sobre os diodos D₁ e D₄.

$$I_{D_{1/4}\text{-ef}} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_p} \cdot \sqrt{\frac{V_o + 3,46 \cdot V_p}{V_o \cdot 113,97}} \quad (4.106)$$

$$I_{D_{1/4}\text{-med}} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_p} \cdot \left(\frac{V_o + 9,61 \cdot V_p}{V_o \cdot 64,28} \right) \quad (4.107)$$

4.2.13. Dimensionamento dos diodos D_{1b} e D_{1d}

Os valores médio e eficaz de corrente sobre diodos D_{1b} e D_{1d} são definidos respectivamente pelas expressões (4.108) e (4.109).

$$I_{D_{1b/d}\text{-ef}} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_p} \cdot \sqrt{\frac{V_o - 1,49 \cdot V_p}{48,7 \cdot V_o}} \quad (4.108)$$

$$I_{D_{1b/d}\text{-med}} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_p} \cdot \left(\frac{V_o - 1,48 \cdot V_p}{V_o \cdot 9,91} \right) \quad (4.109)$$

4.2.14. Dimensionamento dos diodos D_{1a} e D_{1c}

Para dimensionar os diodos D_{1a} e D_{1c} empregam-se as expressões (4.110) e (4.111).

$$I_{D_{1a/c_ef}} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_p} \cdot \frac{\sqrt{9,44}}{18} \quad (4.110)$$

$$I_{D_{1a/c_med}} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_p} \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{18} \right) \quad (4.111)$$

4.2.15. Cálculo da potência total comutada

Para a ponte de diodos tem-se:

$$\bar{P}_{C_graez} = 6 \cdot V_p \cdot \frac{\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_o \cdot \frac{1}{P_o} \quad (4.112)$$

Mas,

$$I_o = \frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot \eta \cdot V_p} \quad (4.113)$$

Assim:

$$\bar{P}_{C_graez} = \frac{V_p \cdot \sqrt{3} \cdot 4}{\eta \cdot V_p \cdot \pi} \quad (4.114)$$

Para os semicondutores do conversor boost tem-se as mesmas formas de onda de tensão e corrente. A diferença está no valor de pico da corrente, que é aproximadamente 55% do valor de pico da corrente de entrada. Sendo assim, para o ponto de operação:

$$\bar{P}_{C_boost} = \frac{2 \cdot \sqrt{3} \cdot V_o}{3 \cdot \pi \cdot \eta \cdot V_p} \quad (4.115)$$

Para o interruptor S1 do retificador unidirecional, a potência comutada fica definida através da expressão (4.116):

$$\bar{P}_{Cs}(\omega t) = \frac{V_o \cdot I_p}{P_o} \cdot \frac{\pi}{\sqrt{3}} \quad (4.116)$$

Sendo assim:

$$\bar{P}_{Cs1} = \frac{2 \cdot \pi \cdot V_o}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot \eta \cdot V_p} \quad (4.117)$$

Para os diodos:

$$\bar{P}_{CsD} = \frac{V_o \cdot I_p}{P_o} \cdot \frac{\pi}{\sqrt{3}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot V_o}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot \eta \cdot V_p} \quad (4.118)$$

Desta forma, para a fase 1 do conversor, a potência comutada total é estabelecida pela expressão (4.119)

$$\bar{P}_{Cfase1_{unidirecional}} = \sum \bar{P}_{Cfase1} \quad (4.119)$$

$$\bar{P}_{Cfase1_{unidirecional}} = \bar{P}_{Cs1} + 6 \cdot \bar{P}_{CsD} \quad (4.120)$$

$$\bar{P}_{Cfase1_{unidirecional}} = \frac{14 \cdot \pi \cdot V_o}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot \eta \cdot V_p} \quad (4.121)$$

A potência comutada total, por sua vez, é definida por meio da expressão (4.122):

$$\bar{P}_{CTOTAL} = \bar{P}_{c_gratz} + \bar{P}_{c_boost} + 3 \cdot \bar{P}_{Cfase1_{unidirecional}} \quad (4.122)$$

$$\bar{P}_{CTOTAL} = \frac{V_p \cdot \sqrt{3} \cdot 4}{\eta \cdot V_p \cdot \pi} + \frac{2 \cdot \sqrt{3} \cdot V_o}{3 \cdot \pi \cdot \eta \cdot V_p} + \frac{14 \cdot \pi \cdot V_o}{\eta \cdot 3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_p} \quad (4.123)$$

$$\bar{P}_{CTOTAL} = \frac{V_o}{\eta \cdot 3 \cdot V_p} \cdot \left(\frac{42 + 14 \cdot \pi^2}{\pi \cdot \sqrt{3}} \right) \quad (4.124)$$

4.2.16. Projeto e simulação

Para verificar a validade do equacionamento apresentado será realizado o projeto e a simulação de um retificador com as mesmas especificações utilizadas no capítulo anterior.

a) Especificações gerais

As especificações gerais utilizadas no projeto são apresentadas na Tabela 4.1:

Tabela 4.1. - Especificações utilizadas para projeto.

Simbologia	Descrição da Grandeza	Valor
P_o	Potência de Saída	20kW
f_r	Frequência da Rede	60Hz
f_s	Frequência de comutação	10kHz
$V_{in_nom_ef}$	Tensão eficaz de fase na entrada	220V
V_p	Valor de pico da tensão de fase	311V
V_o	Tensão de Saída	700V
$\Delta V_o \%$	Ondulação percentual da tensão de Saída	5%
$\Delta I_L \%$	Ondulação percentual de corrente nos Indutores	10%
η	Rendimento estimado	95%
L_1, L_2, L_3	Indutâncias do retificador Unidirecional	2,5mH
L_{B1}, L_{B2}	Indutâncias do conversor Boost	2mH

b) Diagrama esquemático:

O diagrama esquemático utilizado para a simulação pode ser visualizado na Fig. 4.16. Deve-se observar que, conforme previsto na análise matemática, os controladores utilizados foram projetados seguindo a mesma metodologia usada no capítulo 3.

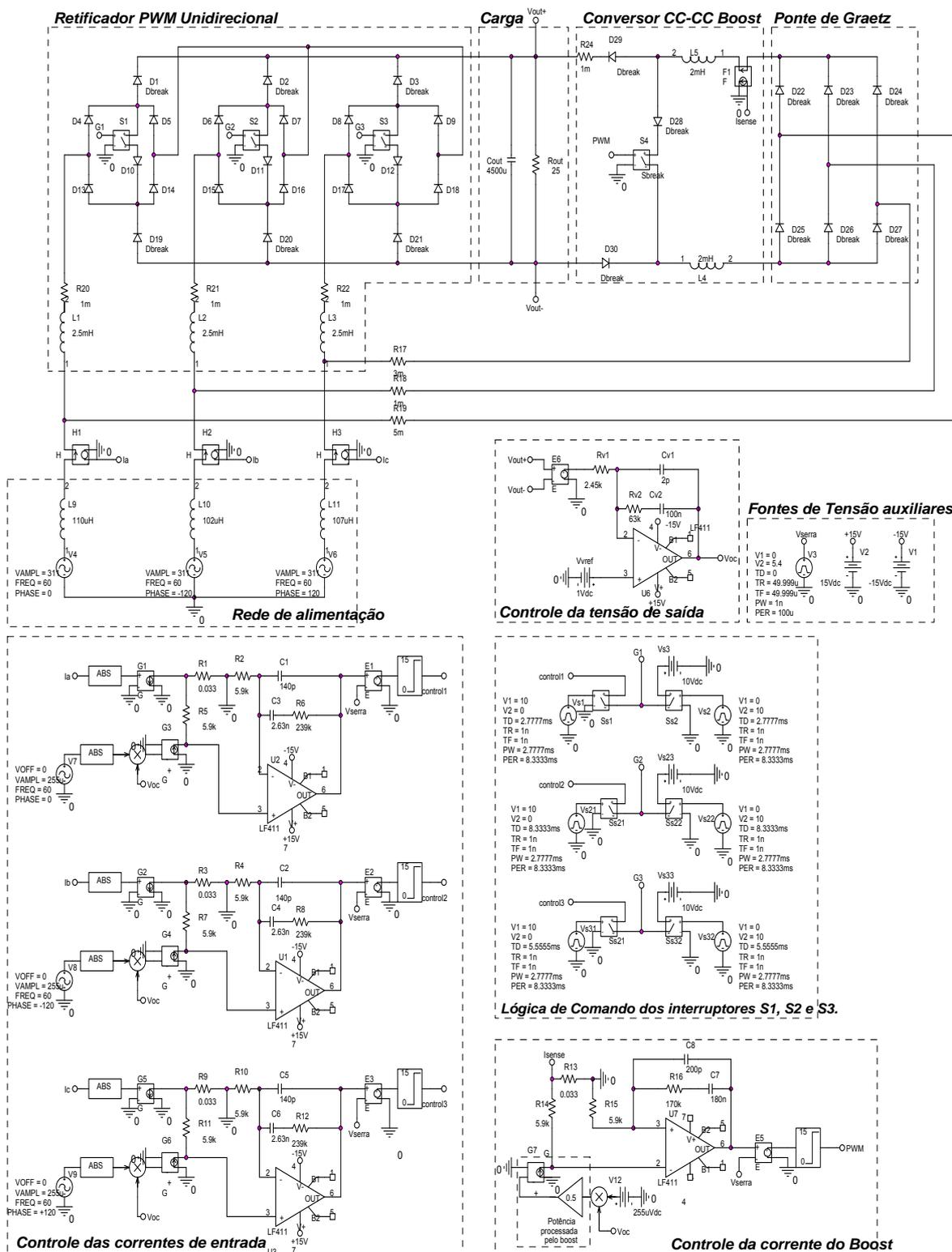


Fig. 4.16 – Diagrama esquemático.

Procurando simular o circuito da forma mais realista possível no que diz respeito aos aspectos de controle, foram admitidas as indutâncias da linha de transmissão. A inserção destes elementos na simulação é importante, pois estes limitam as derivadas de corrente na entrada da ponte de diodos, influenciando assim na resposta dinâmica das correntes do retificador unidirecional.

Conforme mencionado anteriormente, a relação entre as potências processadas por cada uma das estruturas deve ser igual ou menor que 55%. Este ajuste é realizado através do ganho aplicado na malha de corrente de controle do conversor boost, conforme observado na Fig. 4.16.

c) Resultados de simulação

As formas de onda de tensão corrente de entrada obtidas através da simulação para a operação com carga nominal são apresentadas na Fig. 4.17. Para melhor visualização as amplitudes das correntes foram ampliadas em quatro vezes. Observa-se o comportamento senoidal das correntes, estando essas em fase com as respectivas tensões de fase.

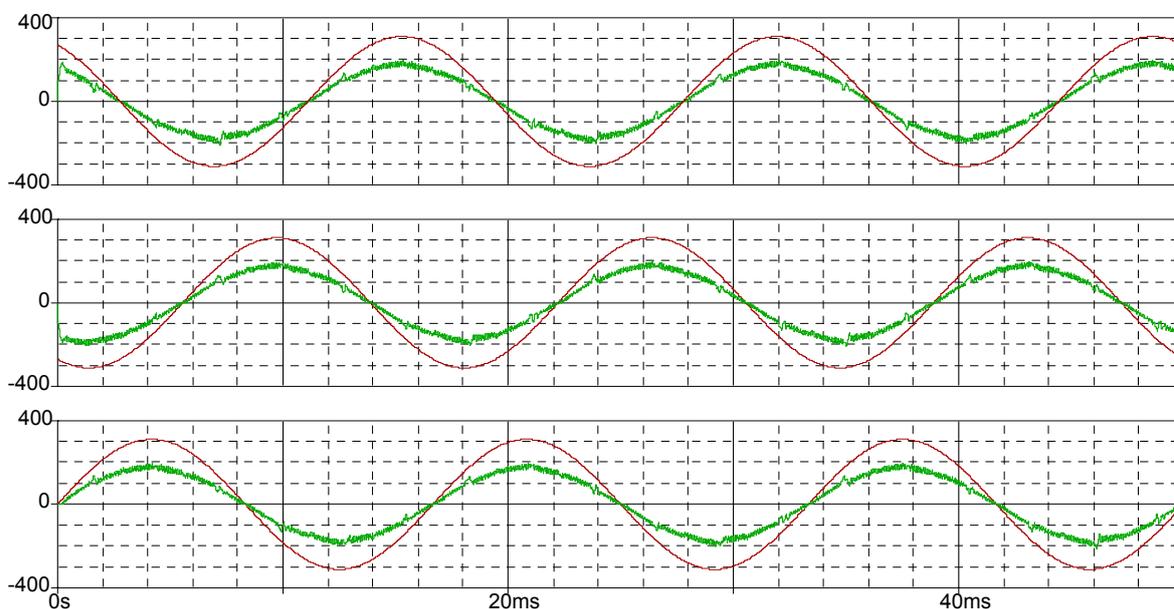


Fig. 4.17 – Correntes e tensões de entrada para o retificador híbrido.

Na Fig. 4.18 são apresentadas as correntes na fase 1 na entrada da ponte de diodos ($I_{1p}(t)$), no retificador unidirecional ($I_{L1}(t)$) e na fonte de alimentação ($I_1(t)$).

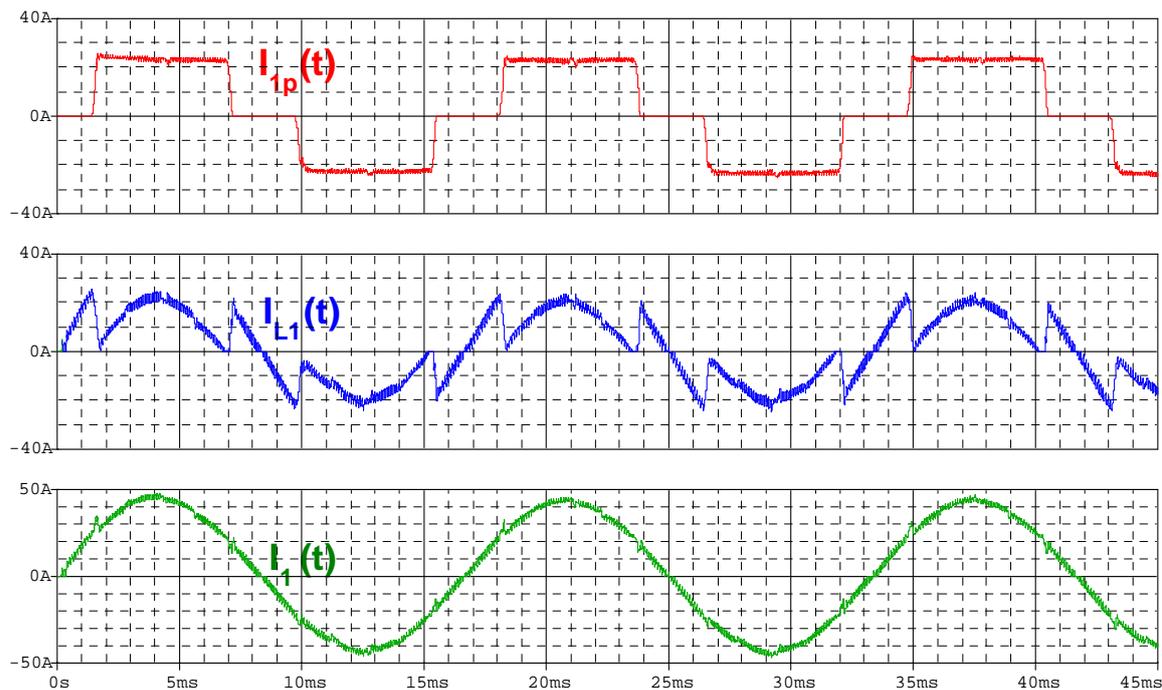


Fig. 4.18 – Correntes e tensões de entrada na fase 1.

Para evidenciar a distribuição de potência as formas de onda de corrente na entrada de cada uma das estruturas foram plotadas juntamente com a corrente total de entrada em uma das fases, conforme se observa na Fig. 4.19.

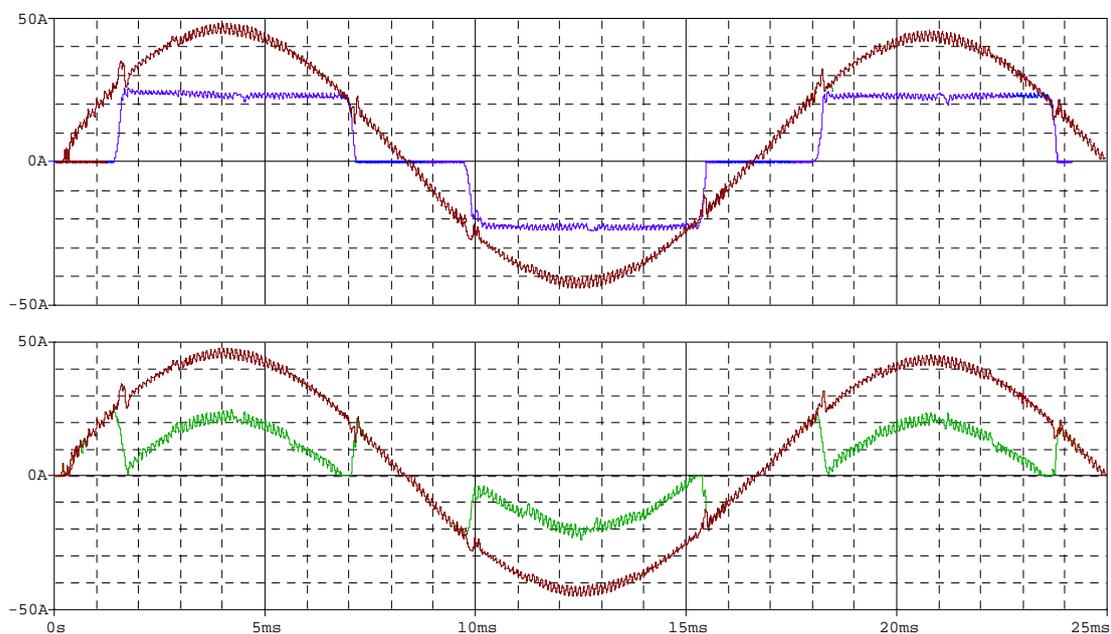


Fig. 4.19 – Correntes de entrada das estruturas e na fonte de alimentação evidenciando a distribuição de potência.

Para realizar a análise de desempenho, assim como foi feito para os conversores anteriores, são apresentados nas figuras seguintes os esforços de tensão e corrente aos quais ficam submetidos os semicondutores ao longo de um período de rede.

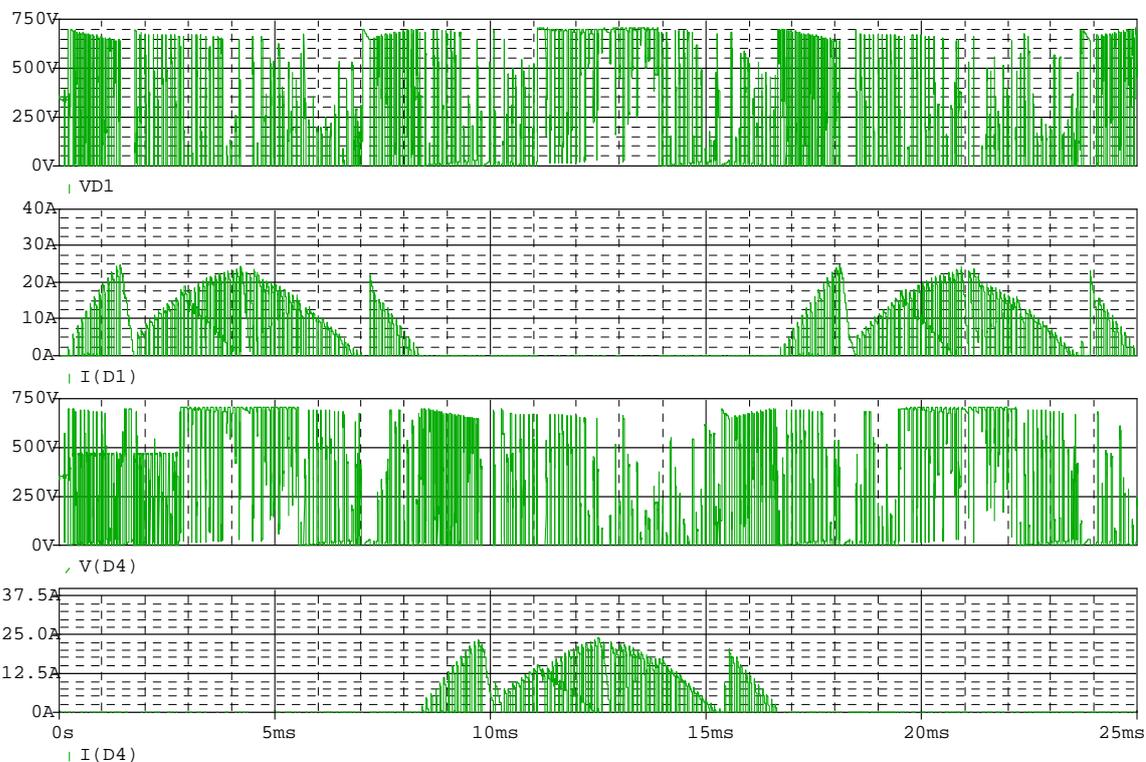


Fig. 4.20 – Tensões e Correntes sobre os diodos D1 e D4.

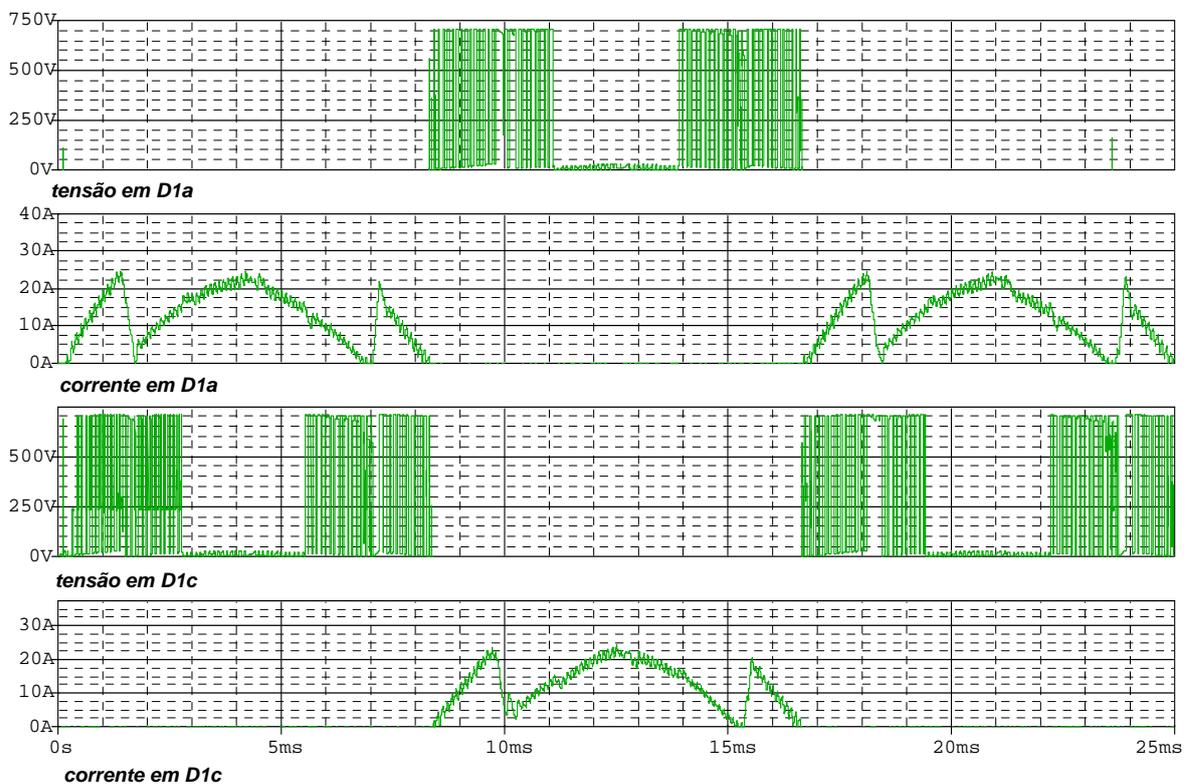


Fig. 4.21 – Tensões e Correntes sobre os diodos D1a e D1c.

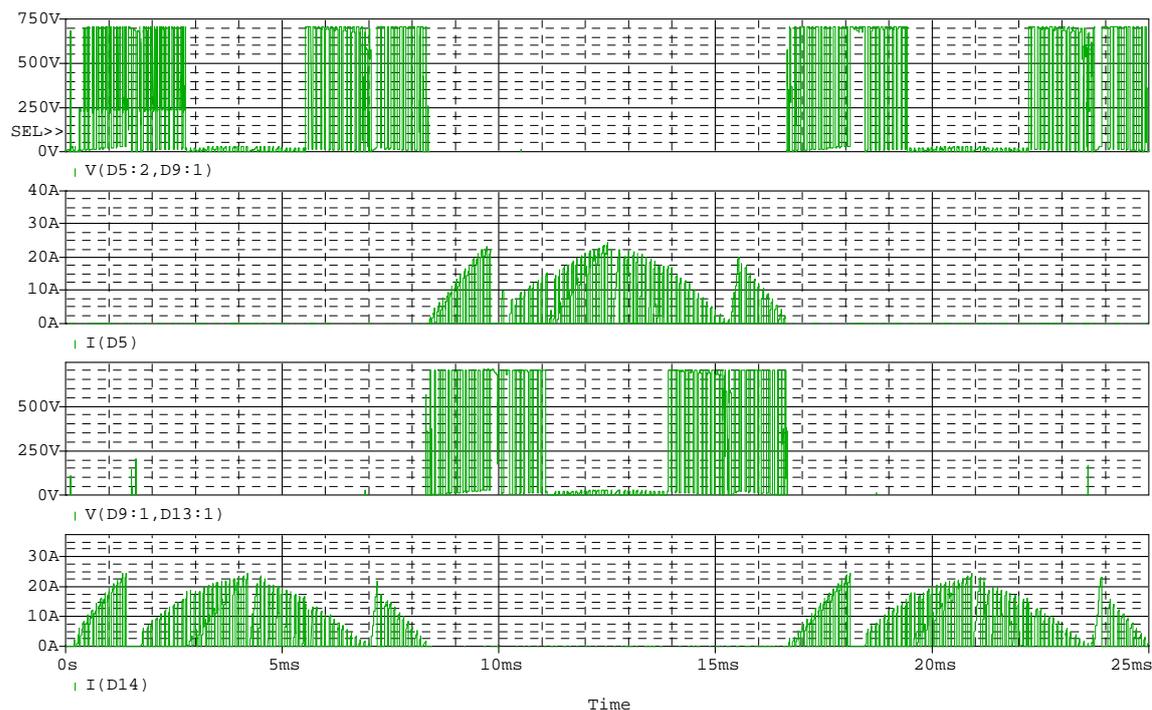


Fig. 4.22 – Tensões e Correntes sobre os diodos D1b e D1d.

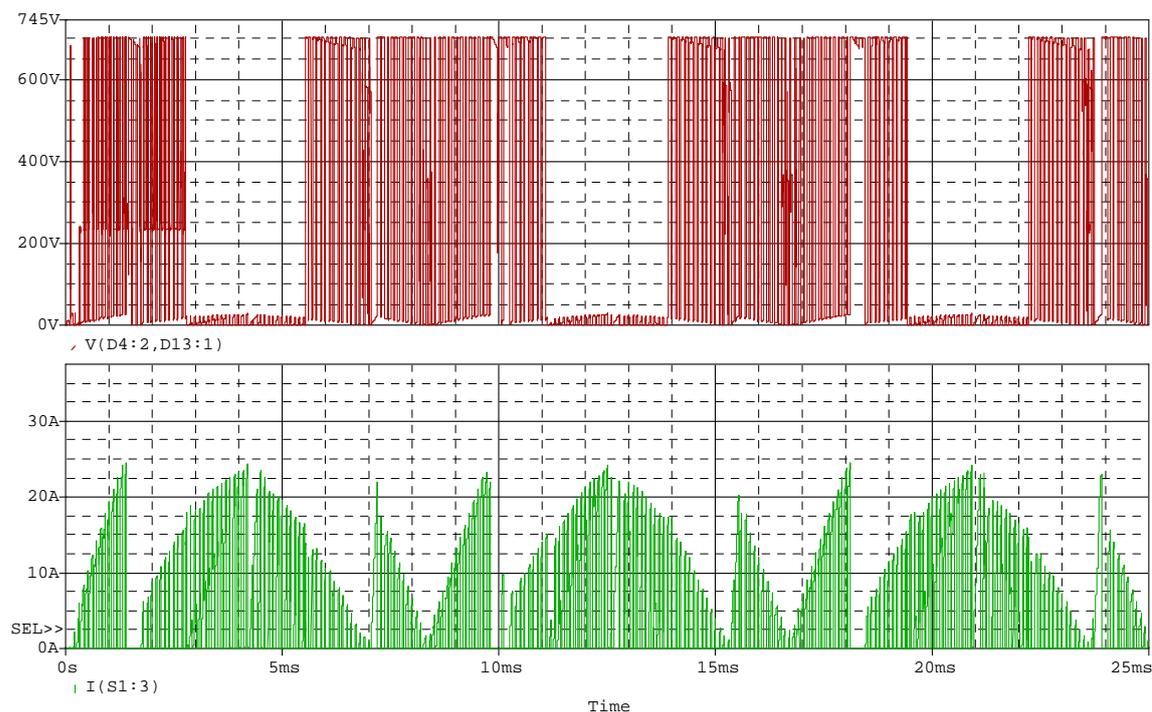


Fig. 4.23 – Tensão e Corrente sobre interruptor S1.

A resposta dinâmica do circuito para variações de carga é apresentada na Fig. 4.24. Observa-se que o tempo de resposta é curto, conferindo uma boa resposta dinâmica ao circuito perante variações de carga.

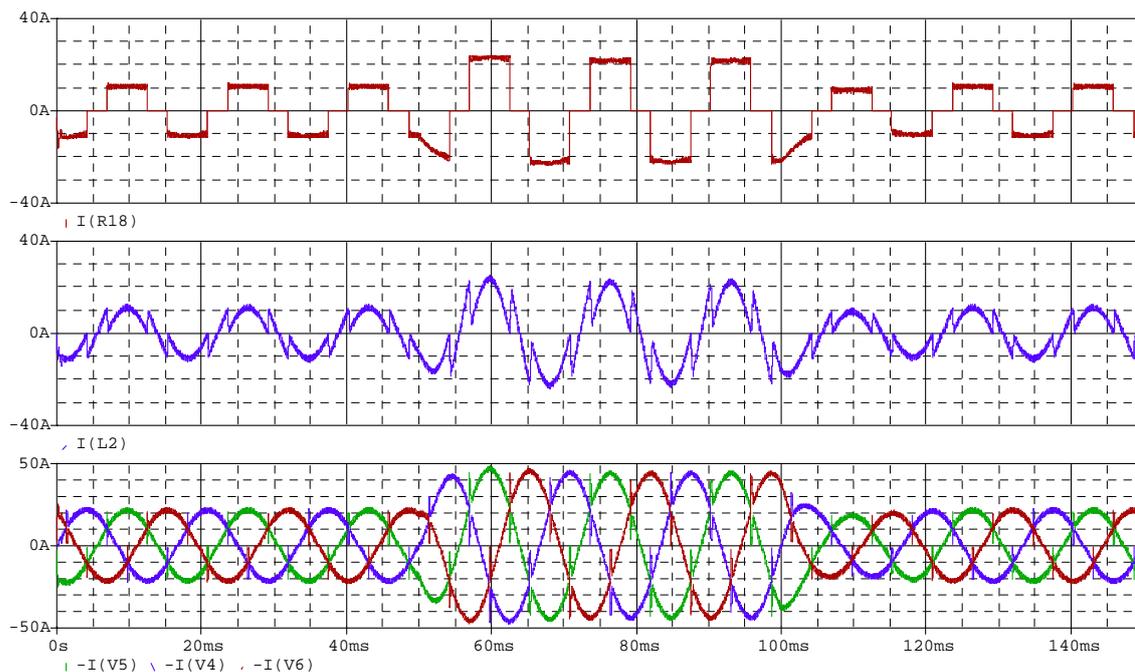


Fig. 4.24 – Correntes de entrada das estruturas e corrente total na fonte de alimentação para variação de carga (50% / 100% / 50%).

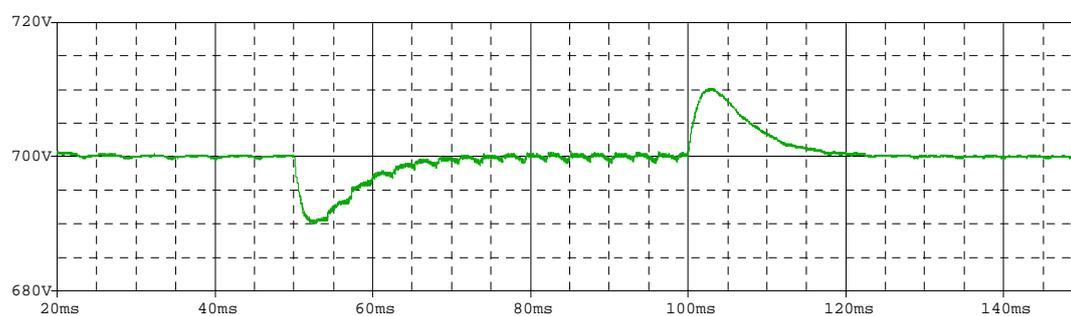


Fig. 4.25 – Tensão de saída para variação de carga (50% / 100% / 50%).

A distribuição de potência entre as estruturas fica evidenciada nas formas de onda apresentadas na Fig. 4.26

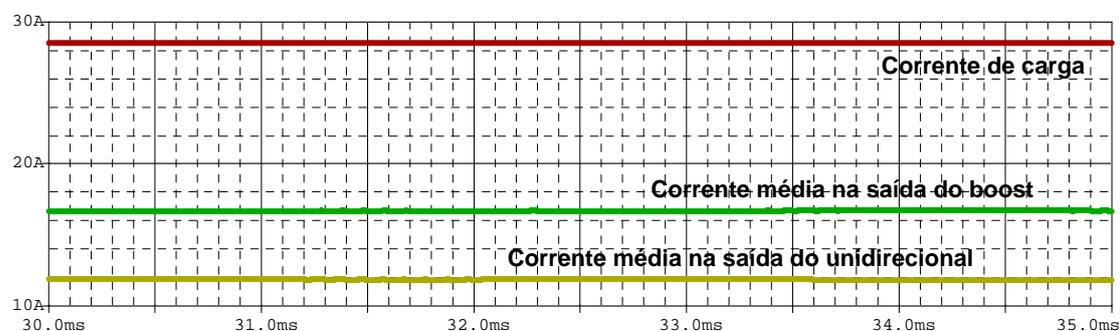


Fig. 4.26 – Corrente de carga e correntes de saída do conversor boost e do retificador unidirecional.

Para exemplificar a distorção obtida nas correntes de entrada quando os limites de distribuição de potência anteriormente descritos não são obedecidos foi realizada uma simulação onde o retificador unidirecional processa 33% da potência da carga e, portanto, os 67% restantes ficam por conta da ponte retificadora. Os resultados obtidos são apresentados na Fig. 4.27.

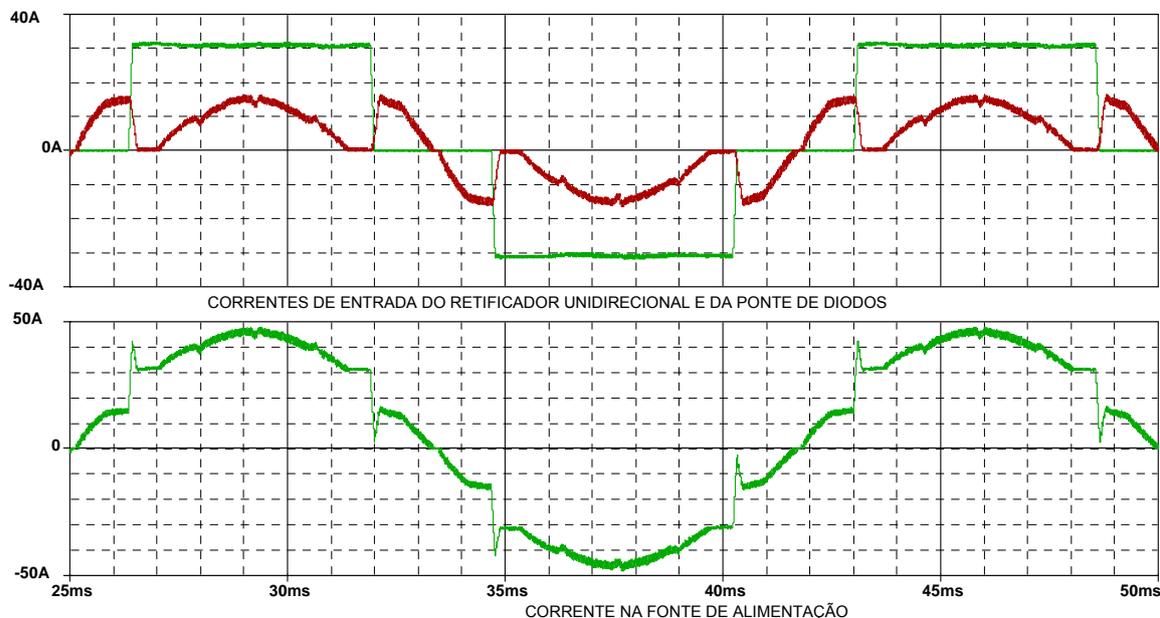


Fig. 4.27 – Correntes de entrada para a relação entre as potências igual a 0,67 .

4.2.17. Análise de desempenho:

Segundo a expressão (4.123), a potência comutada pelo retificador unidirecional é dada em função dos valores da tensão de saída e da tensão de pico na entrada, assim:

$$\bar{P}_{C_{TOTAL}} = \frac{700}{0,96 \cdot 3 \cdot 311} \cdot \left(\frac{42 + 14 \cdot \pi^2}{\pi \cdot \sqrt{3}} \right) = 25,87 \quad (4.125)$$

Verifica-se que a potência total comutada pelo retificador híbrido representa apenas 78% da potência total comutada de um único retificador unidirecional operando sob as mesmas condições.

A taxa de distorção harmônica da corrente de entrada obtida através de simulação numérica neste caso é de 4,01%.

Observa-se na Fig. 4.28 que as harmônicas de ordem 11, 13, 17 e 19 apresentam amplitude ligeiramente superior ao limite estabelecido pela norma. Através de um ajuste nos compensadores ou da inserção de filtros na entrada é perfeitamente possível atender às condições da IEC-61000-3-4.

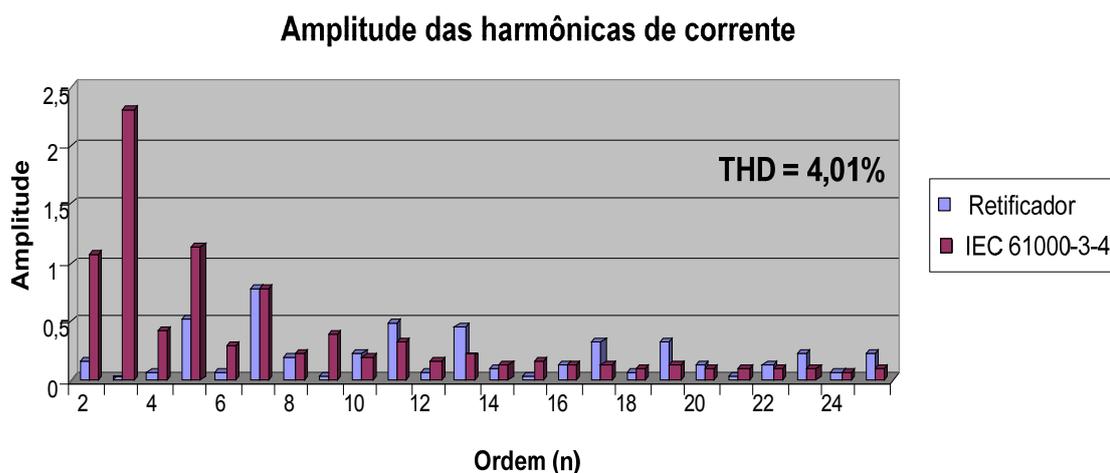


Fig. 4.28 – Análise harmônica para a ponte trifásica de diodos em série com o conversor boost.

Os esforços de corrente obtidos analiticamente e através de simulação são apresentados na Tabela 4.2:

Tabela 4.2. – Quadro comparativo dos esforços de corrente nos semicondutores.

Componente	Teórico		Simulação	
	Média	Eficaz	Média	Eficaz
Interruptor S_1	4,63A	7,92A	4,6A	8,22A
Diodo D_1	5,49A	10,07A	6,40A	10,15A
Diodo D_{1a}	6,44A	11,52A	6,1A	12,14A
Diodo D_{1b}	2,32A	5,61A	2,06A	5,44A
Diodo D_{1c}	6,44A	11,52A	6,26A	9,67A
Diodo D_{1d}	2,32A	5,61A	2,05A	5,48A
Diodo D_4	5,49A	10,07A	5,74A	9,71A
Interruptor Boost (S_B)	5,92A	11,53A	6,31A	12,1A
Diodo Boost (D_b)	16,4A	19,93A	17,3A	20,39A

4.2.18. Conclusões

A análise dos resultados de simulação evidencia a redução significativa dos esforços de corrente sobre os semicondutores. Observa-se na Fig. 4.29 a redução do valor médio de corrente sobre os dispositivos semicondutores mais relevantes para a estrutura. Na Fig. 4.30, por sua vez, é possível avaliar a redução do valor eficaz sobre os mesmos dispositivos.

Quando comparada com um único retificador unidirecional trifásico, a estrutura híbrida necessita de um número maior de componentes. Entretanto, os componentes

adicionados são bastante simples, pois trata-se de uma ponte de diodos trifásica (que geralmente apresenta-se em um único encapsulamento), um interruptor comandado, dois diodos rápidos e um indutor.

Por outro lado, por permitir que o conversor unidirecional opere apenas com a metade da potência de saída, a estrutura híbrida além de permitir a utilização de componentes com menores perdas, pode ser projetada para operar com frequências mais elevadas, favorecendo assim o projeto dos elementos magnéticos.

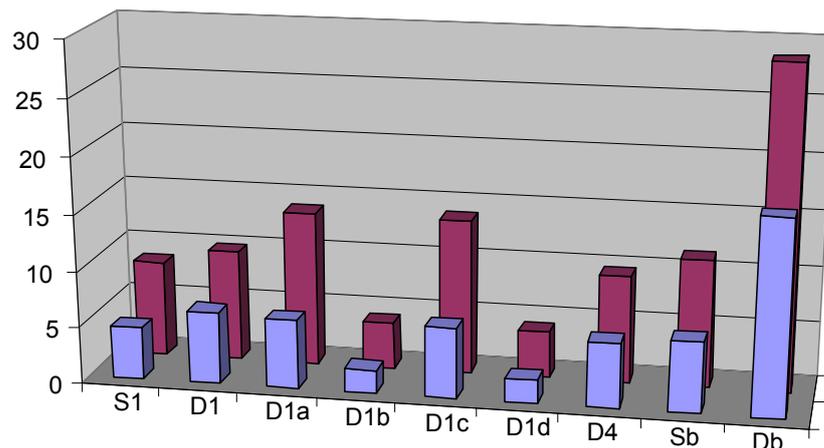


Fig. 4.29 – Gráfico comparativo da redução do valor médio de corrente sobre os dispositivos semicondutores.

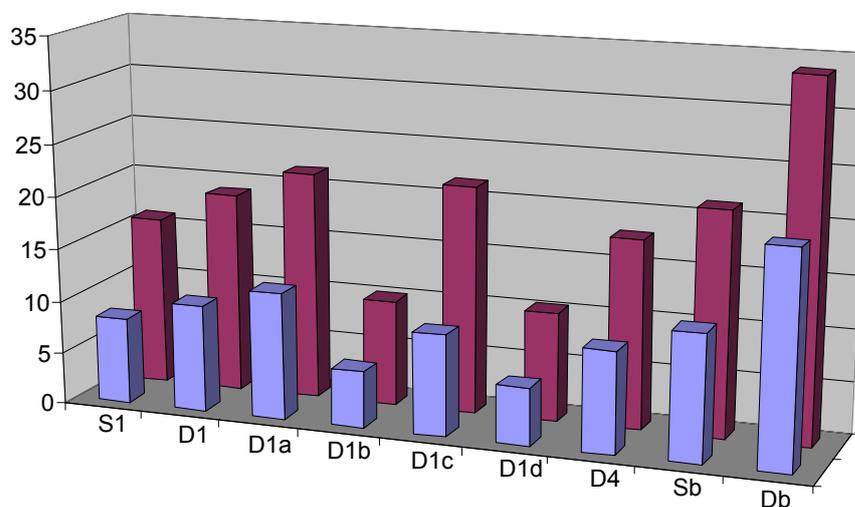


Fig. 4.30 – Gráfico comparativo da redução do valor eficaz de corrente sobre os dispositivos semicondutores.

4.3. TOPOLOGIA EMPREGANDO AUTOTRANSFORMADOR REDUTOR DE TENSÃO.

As variações topológicas a serem analisadas não permitem o controle da tensão de saída. Por outro lado, o conversor boost é substituído por um autotransformador trifásico, aumentando assim a robustez e a confiabilidade do sistema. A primeira estrutura sugerida é apresentada na Fig. 4.31 e utiliza um autotransformador trifásico para reduzir a tensão na entrada do retificador PWM. A análise consiste em verificar a viabilidade e as possíveis vantagens de substituir o conversor boost pelo autotransformador.

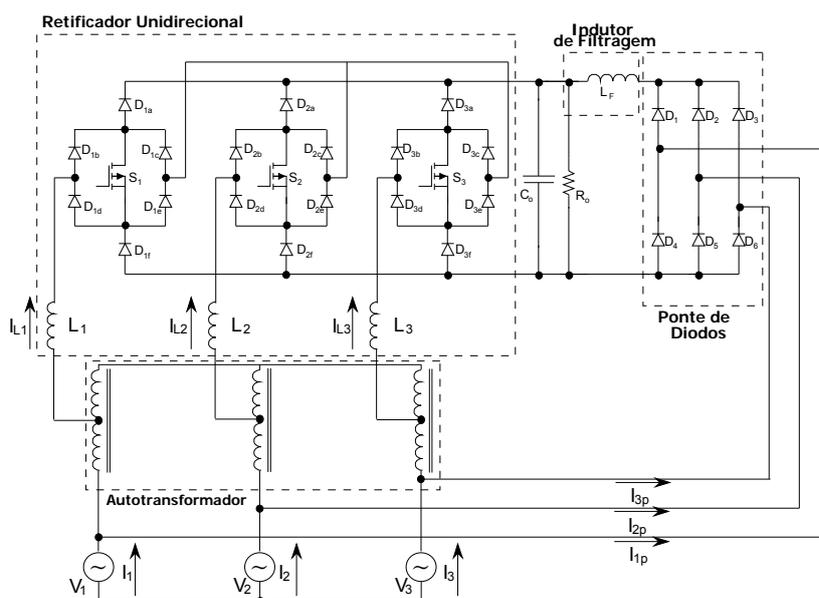


Fig. 4.31 – Diagrama esquemático do retificador híbrido (topologia “B”).

Tendo em vista que para a correta operação do retificador unidirecional a tensão sobre o capacitor de saída deve ser maior do que o pico da tensão de entrada, o autotransformador tem como função reduzir a tensão nos terminais de entrada do retificador unidirecional, possibilitando assim, que o mesmo opere com a saída conectada em paralelo com a ponte retificadora a diodos.

O controle desta estrutura é mais complexo do que a estrutura anterior, onde a potência que circulava pela ponte de diodos era controlada pelo conversor boost. Nesta nova situação, apenas um conversor pode ser controlado, sendo que a potência processada pela estrutura passiva depende basicamente da queda de tensão obtida sobre o indutor de filtragem. Isto significa dizer que a presença do autotransformador não garante a operação da estrutura de acordo com o esperado. Caso as referências senoidais de corrente de entrada por algum motivo imponham uma potência na entrada maior do que a potência consumida pela carga, a tensão de saída se eleva, provocando assim o bloqueio da ponte de diodos. Esta situação é extremamente indesejada, uma vez que toda a potência de saída seria processada pelo retificador ativo.

Neste capítulo será analisado o funcionamento deste conversor. Além dos aspectos de controle e do dimensionamento dos componentes do circuito de potência, serão abordadas de maneira sucinta algumas características referentes ao peso e volume do autotransformador de forma a tornar possível uma análise comparativa entre esta topologia e a estrutura híbrida apresentada anteriormente.

4.3.1. Etapas de Operação

Assim como realizado para o conversor anterior, admite-se inicialmente a operação independente entre as estruturas passiva e ativa para posteriormente avaliar a validade desta suposição. A análise será realizada para o mesmo intervalo do período de rede estudado anteriormente. Os estados topológicos possíveis estão apresentados na Fig. 4.32, onde o padrão de cores utilizado é o mesmo das Fig. 4.5 e Fig. 4.6.

Sendo assim, é possível obter para o setor em análise o circuito equivalente apresentado na Fig. 4.33.

4.3.2. Equacionamento Preliminar

De acordo com o mencionado anteriormente, é necessário que a tensão de pico na saída do autotransformador seja menor do que a tensão de saída da ponte retificadora. Desta forma é possível estabelecer a expressão (4.126):

$$V_{Pico_sec} < \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot V_p \quad (4.126)$$

Mas,

$$V_{Pico_sec} = \frac{n_1}{n_2} \cdot V_p \quad (4.127)$$

Assim:

$$\frac{n_1}{n_2} < \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \quad (4.128)$$

Para efeitos práticos sugere-se adotar uma margem de segurança de 20%. Deste modo, a relação de transformação utilizada deve estar de acordo com a relação estabelecida por (4.129):

$$\frac{n_1}{n_2} < 1,2 \cdot \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{\pi} = 1,98 \approx 2 \quad (4.129)$$

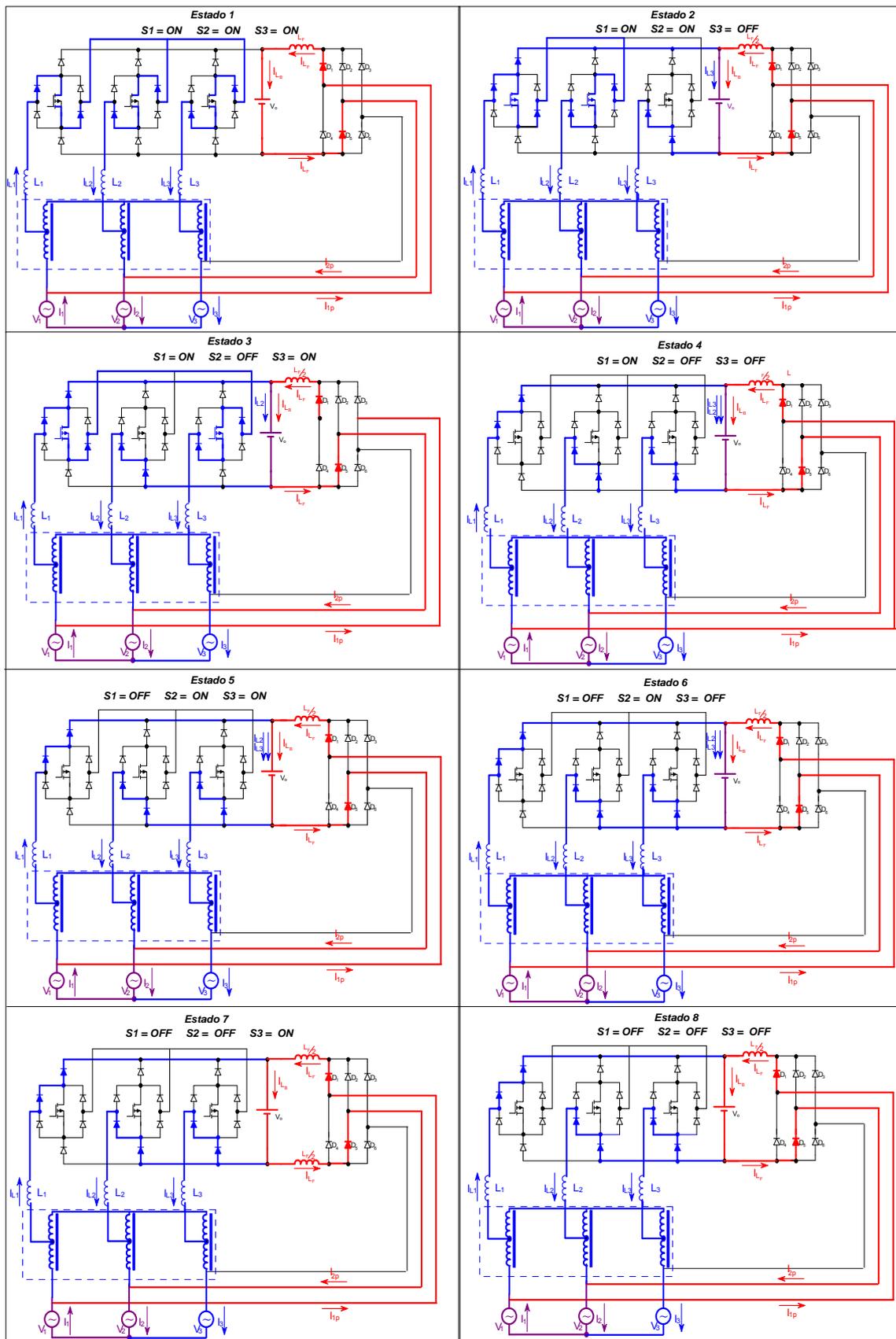


Fig. 4.32 - Estados topológicos admitindo que os conversores operem de maneira independente

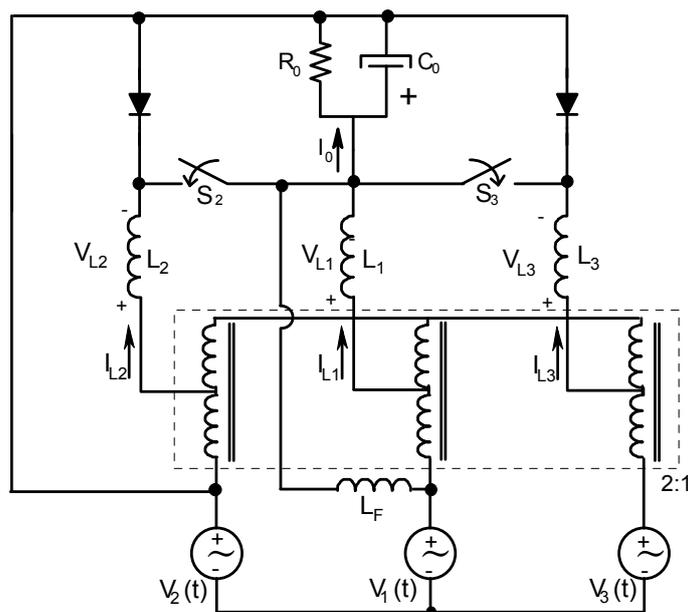


Fig. 4.33 – Circuito equivalente para o setor 2.

A restrição estabelecida pela expressão (4.129) já evidencia uma desvantagem desta estrutura perante a analisada anteriormente. Operando próximo do limite calculado as correntes obtidas nos semicondutores apresentarão o dobro da magnitude, entretanto a tensão sobre estes componentes fica atrelada ao valor da tensão de saída da ponte retificadora. A operação com a relação de transformação abaixo do limite não é recomendada, pois, além de aumentar o stress de corrente sobre os semicondutores do retificador unidirecional, torna o autotransformador pesado e volumoso. Essa afirmativa será provada na seção seguinte.

4.3.3. Considerações a respeito do emprego de autotransformadores

A estrutura magnética de um autotransformador é idêntica à dos transformadores isolados. A diferença entre eles reside nas características elétricas. Nos transformadores isolados os conjuntos de espiras dos enrolamentos primário e secundário formam complexos distintos enquanto que nos autotransformadores os conjuntos de espiras são agrupados em um único enrolamento, conforme pode ser observado na Fig. 4.34.

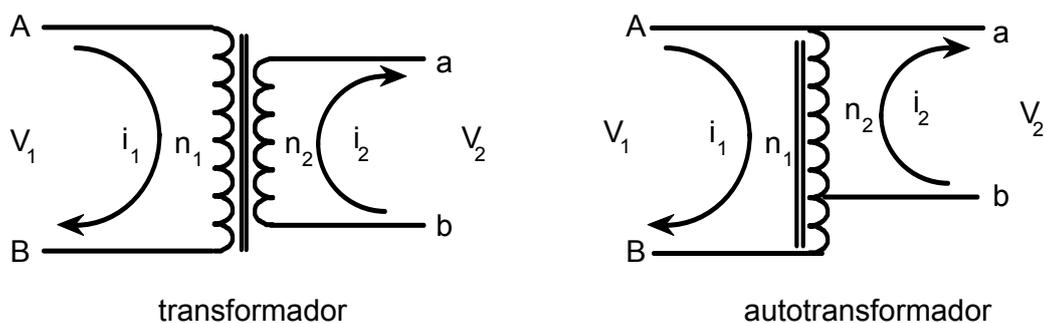


Fig. 4.34 – Circuito elétrico do transformador e do autotransformador.

Observa-se que no caso dos autotransformadores a corrente que circula pelo enrolamento secundário é a diferença entre as correntes do lado primário e do lado secundário. Sendo assim verifica-se facilmente que o emprego de um autotransformador representa uma dupla economia de cobre quando comparado à um transformador isolador. Em primeiro lugar, das n_1 espiras necessárias ao enrolamento primário, são economizadas n_2 espiras, pois estas são substituídas pelo enrolamento secundário. Em segundo lugar, enquanto no transformador isolador a seção do enrolamento secundário deve ser dimensionada para a corrente i_2 , para o autotransformador o mesmo enrolamento pode ser dimensionado para a diferença entre as correntes i_1 e i_2 .

Admitindo que o peso de um enrolamento qualquer seja proporcional ao produto entre o número de espiras e o valor de corrente que circula por este enrolamento, a relação entre o peso de um autotransformador e um transformador isolador pode ser expressa por intermédio da expressão (4.130):

$$\frac{P_{cu_a}}{P_{cu_i}} = \frac{(n_1 - n_2) \cdot i_1 + n_2 \cdot (i_2 - i_1)}{n_1 \cdot i_1 + n_2 \cdot i_2} \quad (4.130)$$

Sabendo que:

$$i_1 = \frac{n_2}{n_1} \cdot i_2 \quad (4.131)$$

Chega-se facilmente a expressão (4.132):

$$\frac{P_{cu_a}}{P_{cu_i}} = \frac{n_1 - n_2}{n_1} \approx \frac{V_1 - V_2}{V_1} \quad (4.132)$$

Conclui-se, portanto, que a economia de cobre obtida é tanto maior quanto menor for a diferença entre as tensões dos enrolamentos primário e secundário. Para efeitos práticos o autotransformador deixa de ser utilizado quando a diferença entre as tensões é superior a três.

No caso da estrutura híbrida proposta, de acordo com a expressão (4.129), o autotransformador apresentará a metade do cobre necessário caso fosse utilizado um transformador isolador.

4.3.4. Estratégia de controle

Considerando que, no circuito equivalente apresentado na Fig. 4.8, as razões cíclicas dos interruptores S_2 , S_3 são representadas respectivamente por $D_2(t)$ e $D_3(t)$, pode-se escrever:

$$\begin{cases} \left(\frac{n_2}{n_1}\right) \cdot V_1(t) - V_{L1}(t) - [1 - D_2(t)] \cdot V_o + V_{L2}(t) - \left(\frac{n_2}{n_1}\right) \cdot V_2(t) = 0 \\ \left(\frac{n_2}{n_1}\right) \cdot V_1(t) - V_{L1}(t) - [1 - D_3(t)] \cdot V_o + V_{L3}(t) - \left(\frac{n_2}{n_1}\right) \cdot V_3(t) = 0 \\ V_1(t) - V_{LF}(t) - V_o - V_2(t) = 0 \end{cases} \quad (4.133)$$

A lei de kirchoff das correntes garante que:

$$\begin{cases} I_1(t) = \left(\frac{n_1}{n_2}\right) \cdot I_{L1}(t) + I_{LF}(t) \\ I_2(t) = \left(\frac{n_1}{n_2}\right) \cdot I_{L2}(t) - I_{LF}(t) \\ I_3(t) = \left(\frac{n_1}{n_2}\right) \cdot I_{L3}(t) \end{cases} \quad (4.134)$$

Assim, admitindo que as correntes de entrada apresentem formato senoidal:

$$I_{L1}(t) + I_{L2}(t) + I_{L3}(t) = 0 \quad (4.135)$$

Para simplificar a análise e reduzir a quantidade de variáveis no equacionamento, deste ponto em diante será considerado que $L_1 = L_2 = L_3 = L$, desta forma, a partir da equação (4.9) tem-se:

$$\frac{d(I_{L1}(t))}{dt} + \frac{d(I_{L2}(t))}{dt} + \frac{d(I_{L3}(t))}{dt} = 0 \quad (4.136)$$

$$L \cdot \frac{d(I_{L1}(t))}{dt} + L \cdot \frac{d(I_{L2}(t))}{dt} + L \cdot \frac{d(I_{L3}(t))}{dt} = 0 \quad (4.137)$$

$$V_{L1}(t) + V_{L2}(t) + V_{L3}(t) = 0 \quad (4.138)$$

Assim, obtém-se o sistema de equações representado por (4.139):

$$\begin{cases} \left(\frac{n_2}{n_1}\right) \cdot V_1(t) - V_{L1}(t) - [1 - D_2(t)] \cdot V_o + V_{L2}(t) - \left(\frac{n_2}{n_1}\right) \cdot V_2(t) = 0 \\ \left(\frac{n_2}{n_1}\right) \cdot V_1(t) - V_{L1}(t) - [1 - D_3(t)] \cdot V_o + V_{L3}(t) - \left(\frac{n_2}{n_1}\right) \cdot V_3(t) = 0 \\ V_1(t) - V_{LF}(t) + V_o - V_2(t) = 0 \\ V_1(t) + V_2(t) + V_3(t) = 0 \\ V_{L1}(t) + V_{L2}(t) + V_{L3}(t) = 0 \end{cases} \quad (4.139)$$

Utilizando a mesma metodologia apresentada no capítulo 3 obtém-se a solução apresentada em (4.140):

$$\begin{cases} \left(\frac{n_2}{n_1}\right) \cdot 3 \cdot V_2(t) - 3 \cdot V_{L_2}(t) - 2 \cdot D_2(t) \cdot V_o + [1 + D_3(t)] \cdot V_o = 0 \\ \left(\frac{n_2}{n_1}\right) \cdot 3 \cdot V_3(t) - 3 \cdot V_{L_3}(t) - 2 \cdot D_3(t) \cdot V_o + [1 + D_2(t)] \cdot V_o = 0 \\ V_1(t) - V_2(t) - V_{LF}(t) - V_o = 0 \end{cases} \quad (4.140)$$

Observa-se que, a não ser pelo fato de que as tensões de entrada estão afetadas da relação de transformação, as duas primeiras equações da expressão (4.140) são idênticas àquelas obtidas para o retificador unidirecional operando independentemente. A terceira equação, como já era esperado, é linearmente independente das duas primeiras equações. Isto significa que o controle da tensão aplicada sobre os indutores L_2 e L_3 é obtido atuando-se somente na razão cíclica dos interruptores $D_2(t)$ e $D_3(t)$, enquanto a tensão imposta sobre o indutor de filtragem do retificador passivo depende somente dos valores de tensão de entrada e da tensão de saída.

Esta característica torna o controle mais complexo, pois quando se impõe as correntes na fonte de alimentação trifásica indiretamente está sendo imposta a potência de entrada e, caso a carga não seja capaz de drenar a potência imposta, automaticamente a tensão de saída se eleva, levando a ponte de diodos ao bloqueio.

Desta forma, a estratégia de controle a ser adotada baseia-se em impor na entrada do conversor uma referência de corrente senoidal cuja a amplitude seja ajustada pela potência de saída.

Além disto, o controle deve garantir a distribuição de potência entre as estruturas. De acordo com o equacionamento desenvolvido no capítulo anterior, o limite de potência processada pela ponte de diodos deve estar em torno de 55% da potência de saída. Entretanto, no caso anterior era aconselhado que os ganhos da malha de controle fossem ajustados de forma tal que a potência processada pela ponte retificadora a diodos não excedesse este percentual, pois isto provocaria uma distorção nas correntes de entrada. Para o conversor estudado neste capítulo, a recomendação ocorre de maneira oposta. A malha de corrente deve impor no retificador unidirecional uma potência não maior do que 45% da potência de saída. Desta forma a tensão de saída mantém-se controlada pela ponte de diodos. Caso este limite seja ultrapassado a tensão de saída se eleva e o retificador unidirecional assume toda a potência.

Na Fig. 4.10 é apresentado o diagrama de blocos da estratégia de controle sugerida.

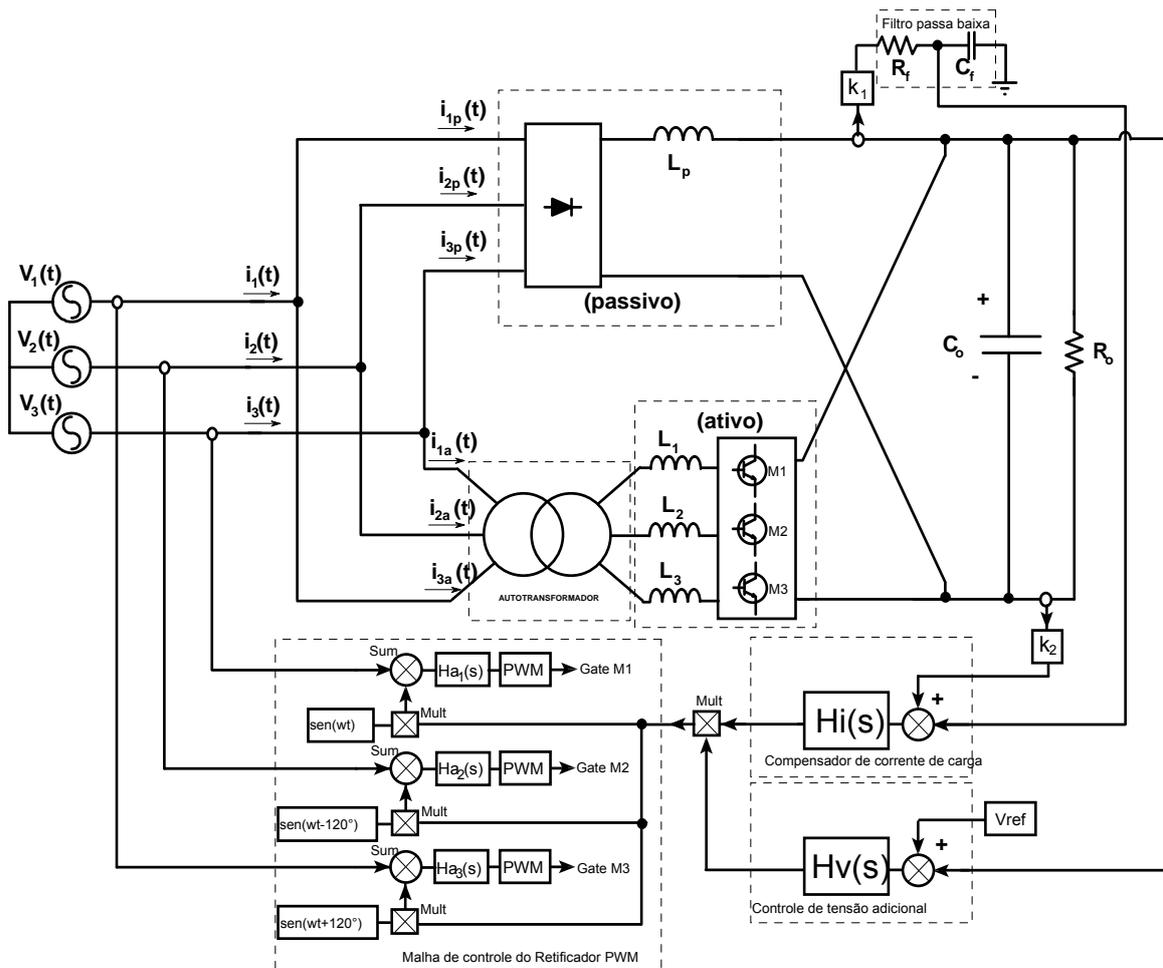


Fig. 4.35 – Diagrama de blocos da estratégia de controle utilizada.

Observa-se que a corrente que circula pelo indutor de filtragem da ponte retificadora é medida e filtrada para diminuir a oscilação presente. Posteriormente é comparada com a corrente de carga. A distribuição de potência é estabelecida justamente através dos ganhos de amostragem k_1 e k_2 , que devem ser calculados de forma a respeitar o limite de 55% de distribuição de potência descrito anteriormente, ou seja:

$$\frac{k_1}{k_2} > \frac{\sqrt{3}}{\pi} \approx 0,55 \quad (4.141)$$

Sendo assim, a corrente de carga é utilizada como referência para que a corrente de saída do retificador passivo represente 55% da corrente entregue à carga. O filtro LC utilizado deve ser calculado de forma a atenuar a ondulação de 360Hz presente na corrente do indutor de filtragem. Sugere-se que a frequência de corte do filtro passa-baixas, assim como o do controlador de corrente utilizado fique em torno de 60Hz.

Para a referência de tensão deve ser utilizada a própria tensão retificada pela ponte de Graetz, ou seja, a tensão antes do indutor de filtragem do retificador passivo.

Desta forma, possíveis variações nas tensões de entrada são automaticamente compensadas. O controlador utilizado pode ser do tipo proporcional e, assim como nos casos anteriores, deve ser bastante lento de forma que este não seja sensível à ondulação de 360Hz presente no capacitor de saída. Sugere-se algo em torno de 36Hz para a frequência de corte.

4.3.5. Dimensionamento dos elementos do estágio de potência do retificador unidirecional

A análise das etapas de operação permite concluir facilmente que para este caso o comportamento da estrutura ativa é exatamente o mesmo observado no retificador híbrido anterior. No entanto, devido à presença do autotransformador, os esforços de corrente sobre os semicondutores são duas vezes maiores. Por outro lado, a tensão sobre estes dispositivos não depende da relação de transformação utilizada, depende apenas do valor da tensão de saída.

Sendo assim, é possível utilizar o equacionamento descrito anteriormente para dimensionar todo o circuito de potência da estrutura, desde que o efeito do autotransformador seja considerado.

Todavia, algumas características particulares merecem um grau de atenção especial. A primeira delas é o fato de que as correntes que circulam na entrada do retificador ativo apresentam o dobro da amplitude observada para o conversor analisado no capítulo anterior. Desta forma, a indutância obtida nos cálculos deve ser duas vezes menor do que a obtida para o retificador híbrido anterior. Outro fato importante que diz respeito às indutâncias do retificador ativo é a possibilidade de utilizar a própria indutância de dispersão do autotransformador como indutância de entrada.

4.3.6. Cálculo da potência total comutada

Para a ponte de diodos tem-se:

$$\overline{P_{C_gratz}} = 6 \cdot V_p \cdot \frac{\sqrt{3}}{\pi} \cdot \frac{I_o}{P_o} \quad (4.142)$$

Mas,

$$V_o = \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot V_p \quad (4.143)$$

Assim:

$$\overline{P_{C_gratz}} = 2 \quad (4.144)$$

Para o interruptor S1 do retificador unidirecional, a potência comutada fica definida através da expressão (4.145):

$$\bar{P}_{Cs}(\omega t) = \frac{V_o \cdot I_p}{P_o} \cdot \frac{\pi}{\sqrt{3}} \cdot \frac{n_1}{n_2} \quad (4.145)$$

Sendo assim:

$$\bar{P}_{Cs1} = \frac{2 \cdot \pi \cdot V_o}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot \eta \cdot V_p} \cdot \frac{n_1}{n_2} \quad (4.146)$$

Para os diodos:

$$\bar{P}_{CsD} = \frac{V_o \cdot I_p}{P_o} \cdot \frac{\pi}{\sqrt{3}} \cdot \frac{n_1}{n_2} = \frac{2 \cdot \pi \cdot V_o}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot \eta \cdot V_p} \cdot \frac{n_1}{n_2} \quad (4.147)$$

Desta forma, para a fase 1 do conversor, a potência comutada total é estabelecida pela expressão (4.148)

$$\bar{P}_{Cfase1_{unidirecional}} = \sum \bar{P}_{Cfase1} \quad (4.148)$$

$$\bar{P}_{Cfase1_{unidirecional}} = \bar{P}_{Cs1} + 6 \cdot \bar{P}_{CsD} \quad (4.149)$$

$$\bar{P}_{Cfase1_{unidirecional}} = \frac{14 \cdot \pi \cdot V_o}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot \eta \cdot V_p} \cdot \frac{n_1}{n_2} \quad (4.150)$$

A potência comutada total, por sua vez, é definida por meio da expressão (4.151):

$$\bar{P}_{CTOTAL} = \bar{P}_{c_gratz} + \bar{P}_{c_boost} + 3 \cdot \bar{P}_{Cfase1_{unidirecional}} \quad (4.151)$$

$$\bar{P}_{CTOTAL} = 2 + \frac{2 \cdot \sqrt{3} \cdot V_o}{3 \cdot \pi \cdot \eta \cdot V_p} \cdot \frac{n_1}{n_2} + \frac{14 \cdot \pi \cdot V_o}{\eta \cdot 3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_p} \cdot \frac{n_1}{n_2} \quad (4.152)$$

$$\bar{P}_{CTOTAL} = 2 + \frac{V_o}{\eta \cdot 3 \cdot V_p} \cdot \frac{n_1}{n_2} \cdot \left(\frac{6 + 14\pi^2}{\pi \cdot \sqrt{3}} \right) \quad (4.153)$$

4.3.7. Projeto e simulação

Para verificar a validade do equacionamento apresentado será realizado o projeto e a simulação de um retificador com as mesmas especificações utilizadas no capítulo anterior.

a) Diagrama esquemático

O diagrama esquemático utilizado para a simulação pode ser visualizado na Fig. 4.36.

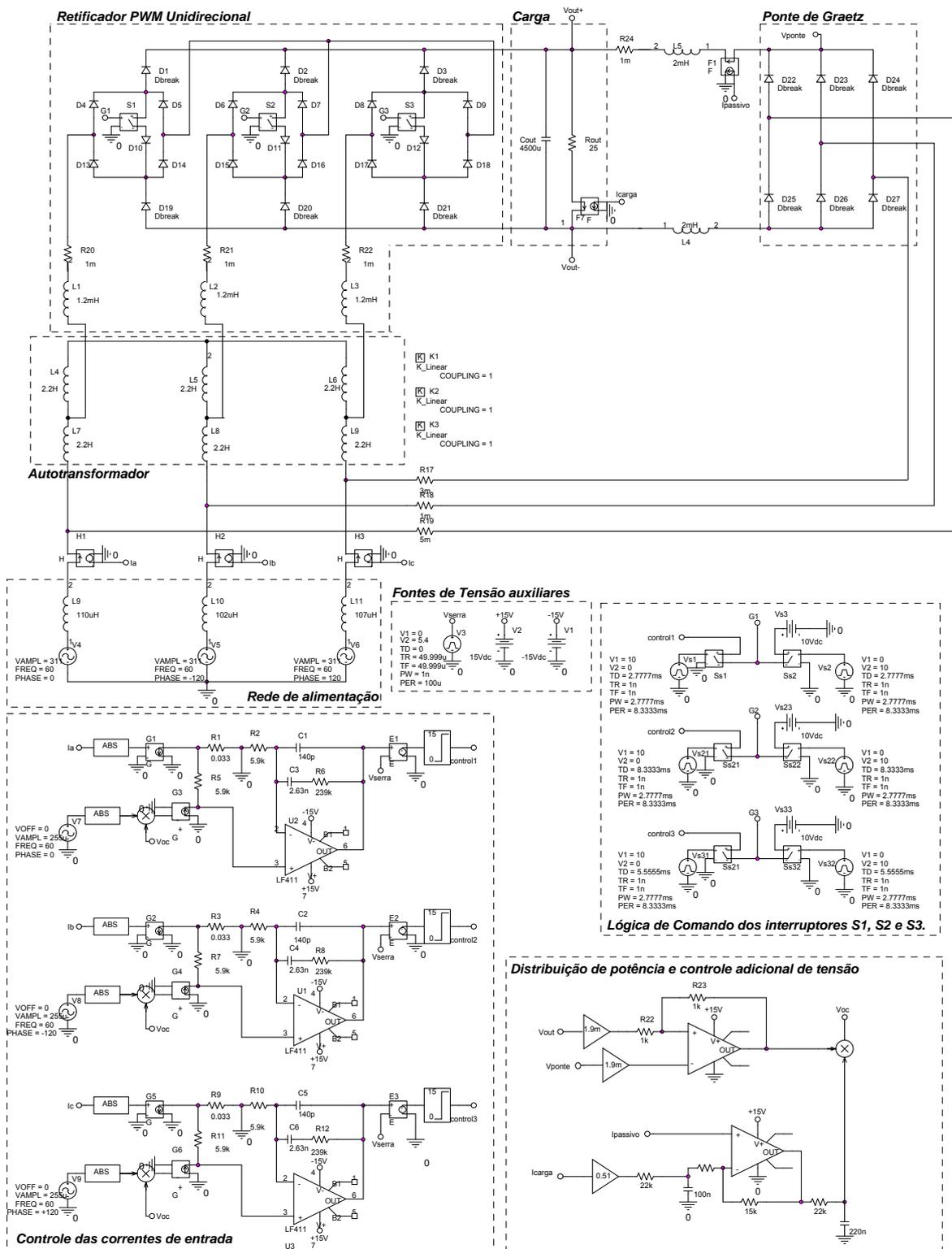


Fig. 4.36 – Diagrama esquemático.

b) Resultados de simulação

As formas de onda de tensão e corrente de entrada obtidas através da simulação para a operação com carga nominal são apresentadas na Fig. 4.37. Para melhor visualização as amplitudes das correntes foram ampliadas em quatro vezes. Observa-se o comportamento senoidal das correntes, estando essas em fase com as respectivas tensões de fase.

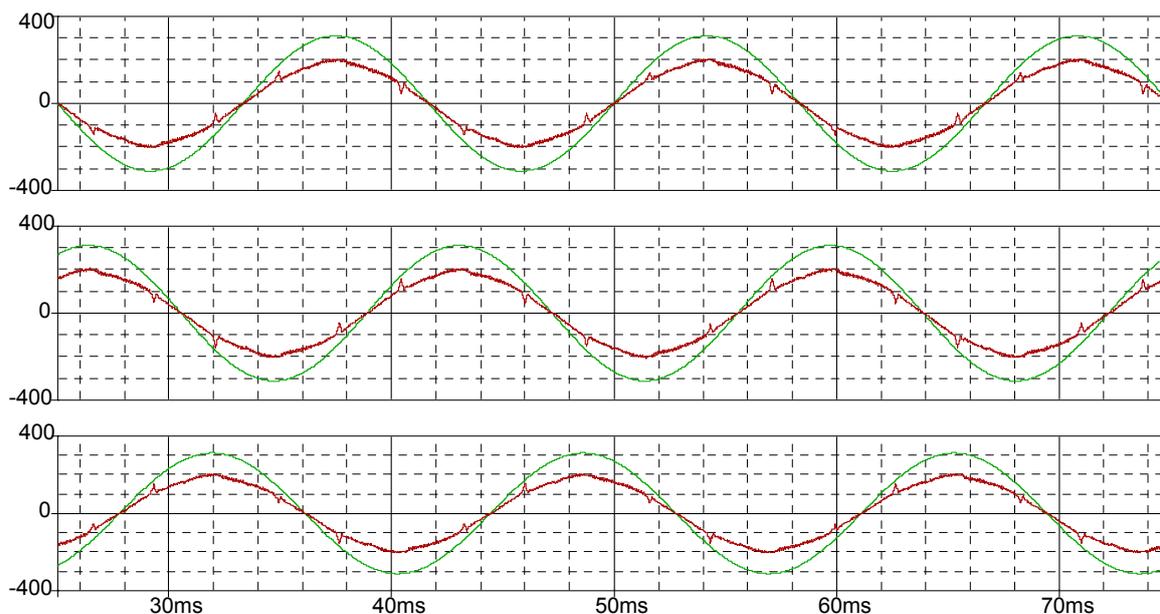


Fig. 4.37 – Correntes e tensões de entrada para o retificador híbrido.

Na Fig. 4.38 são apresentadas as correntes na fase 1 da fonte de alimentação ($i_1(t)$), na entrada do autotransformador ($i_{1a}(t)$) e na entrada da ponte de diodos ($i_{1p}(t)$).

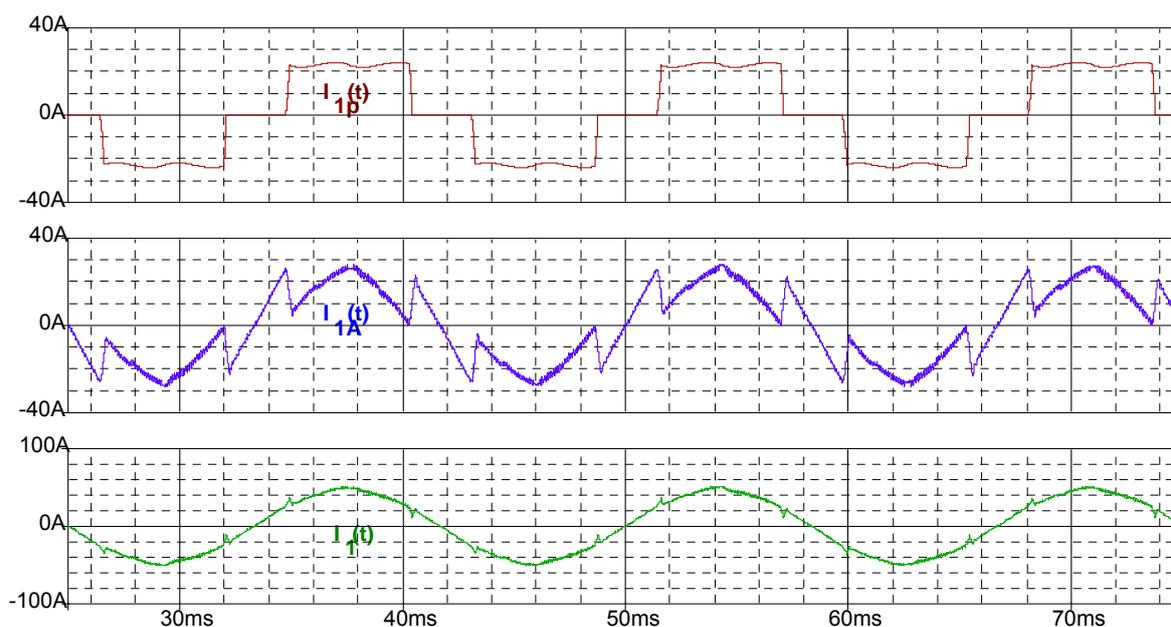


Fig. 4.38 – Correntes na fase 1.

Para evidenciar a distribuição de potência as formas de onda de corrente na entrada de cada uma das estruturas foram plotadas juntamente com a corrente total de entrada em uma das fases, conforme observa-se na Fig. 4.39.

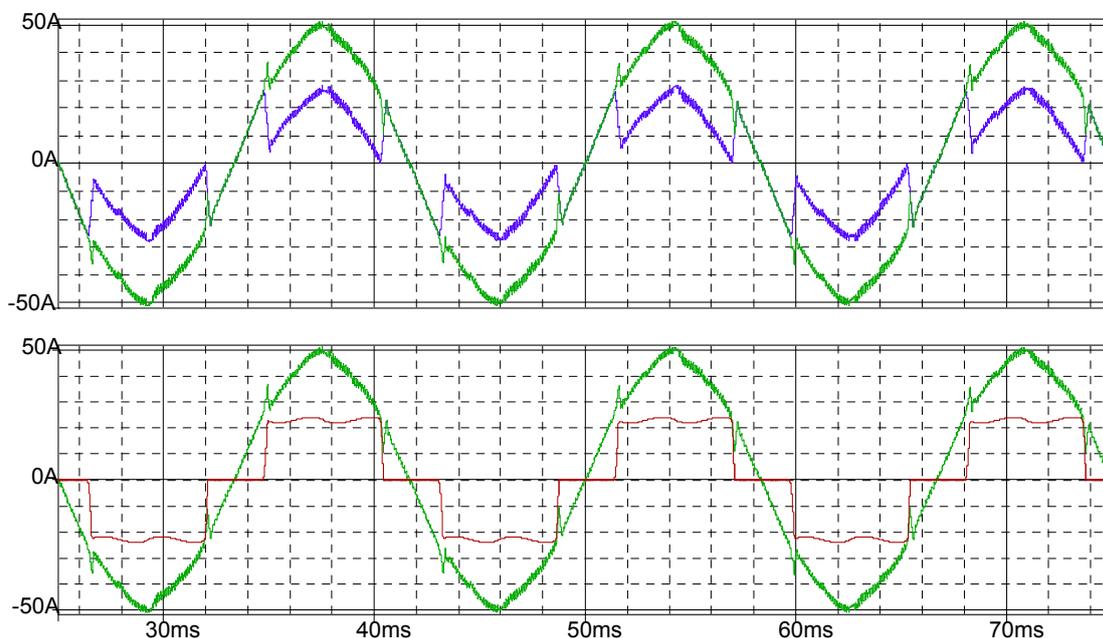


Fig. 4.39 – Correntes de entrada das estruturas e na fonte de alimentação evidenciando a distribuição de potência.

Para realizar a análise de desempenho, assim como foi feito para os conversores anteriores, são apresentados nas figuras seguintes os esforços de tensão e corrente aos quais ficam submetidos os semicondutores ao longo de um período de rede.

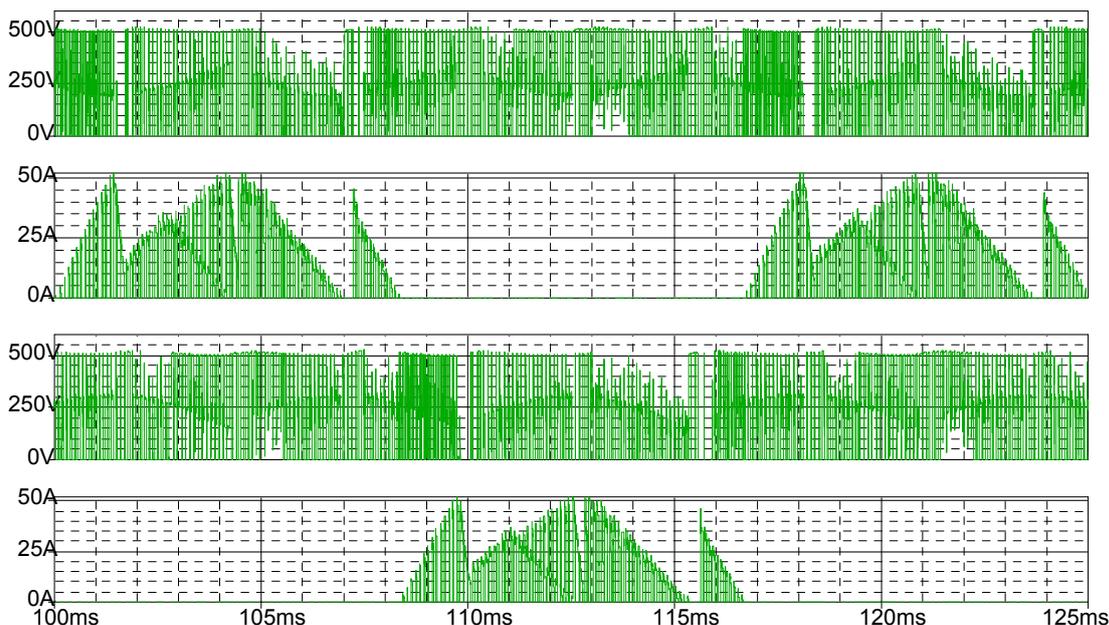


Fig. 4.40 – Tensões e Correntes sobre os diodos D1 e D4.

Observa-se que em relação ao circuito anterior as correntes apresentam o dobro da amplitude, entretanto os esforços de corrente sobre os semicondutores tiveram uma redução de apenas 25%.

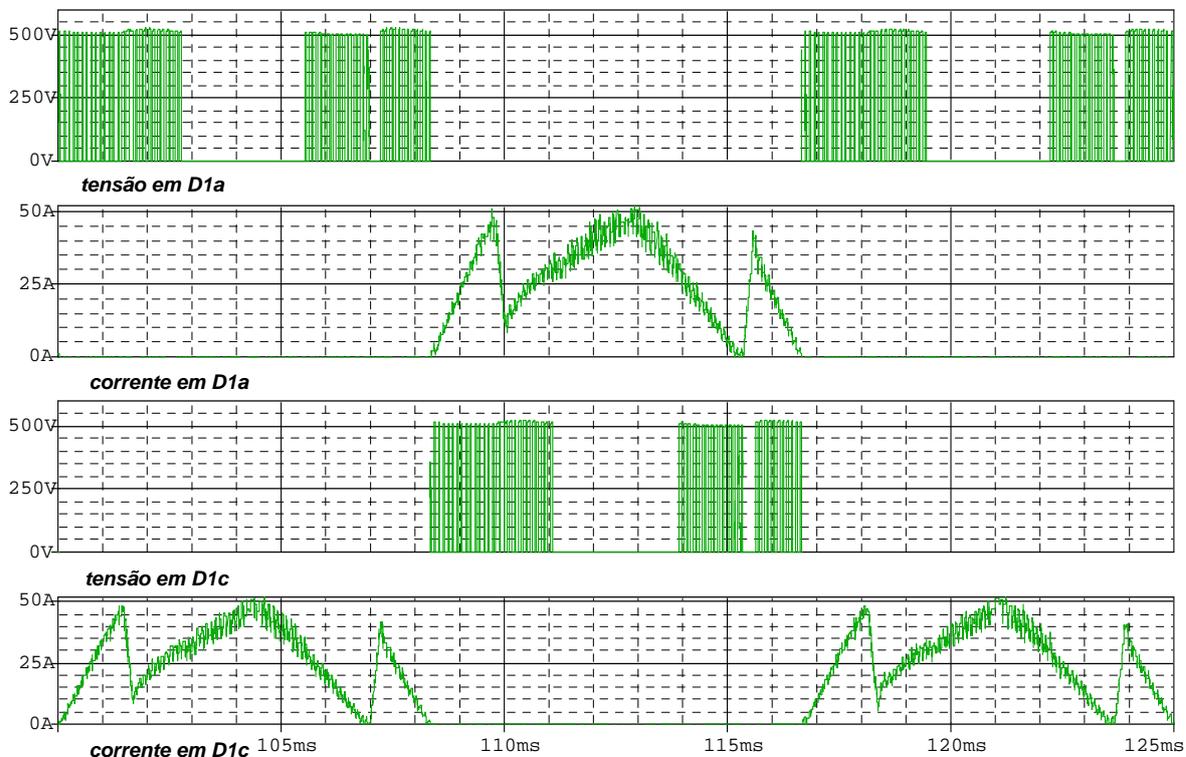


Fig. 4.41 – Tensões e Correntes sobre os diodos D1a e D1c.

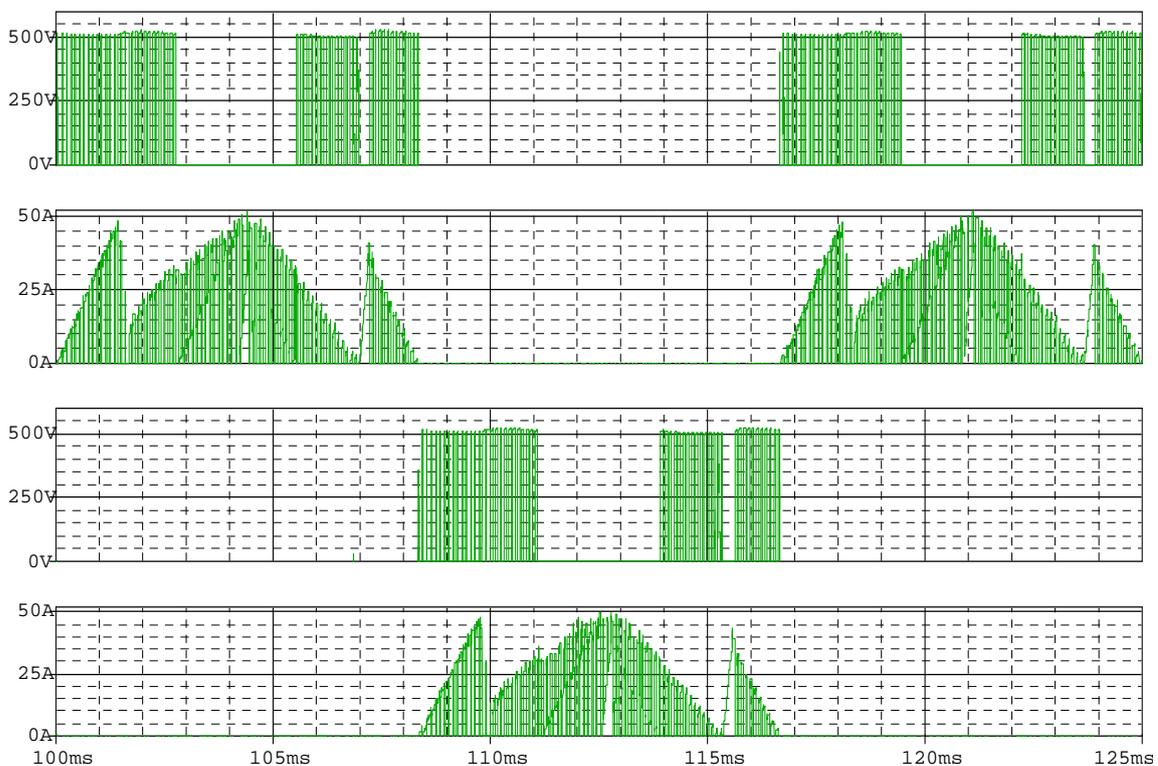


Fig. 4.42 – Tensões e Correntes sobre os diodos D1b e D1d.

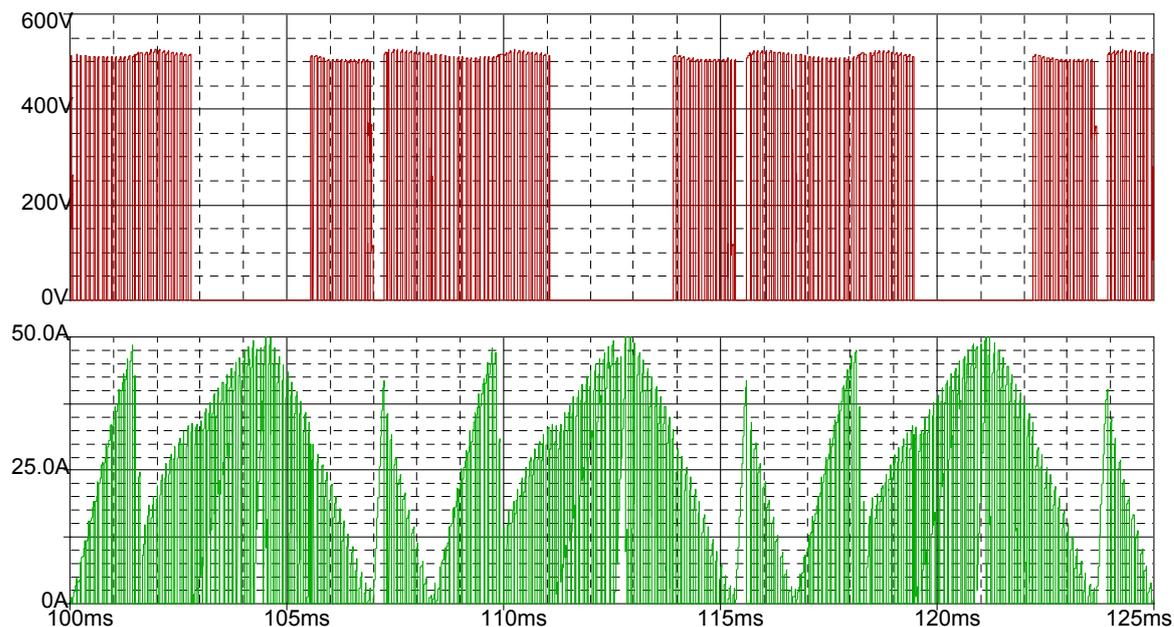


Fig. 4.43 – Tensão e Corrente sobre interruptor S1.

A resposta dinâmica do circuito para variações de carga é apresentada na Fig. 4.44.

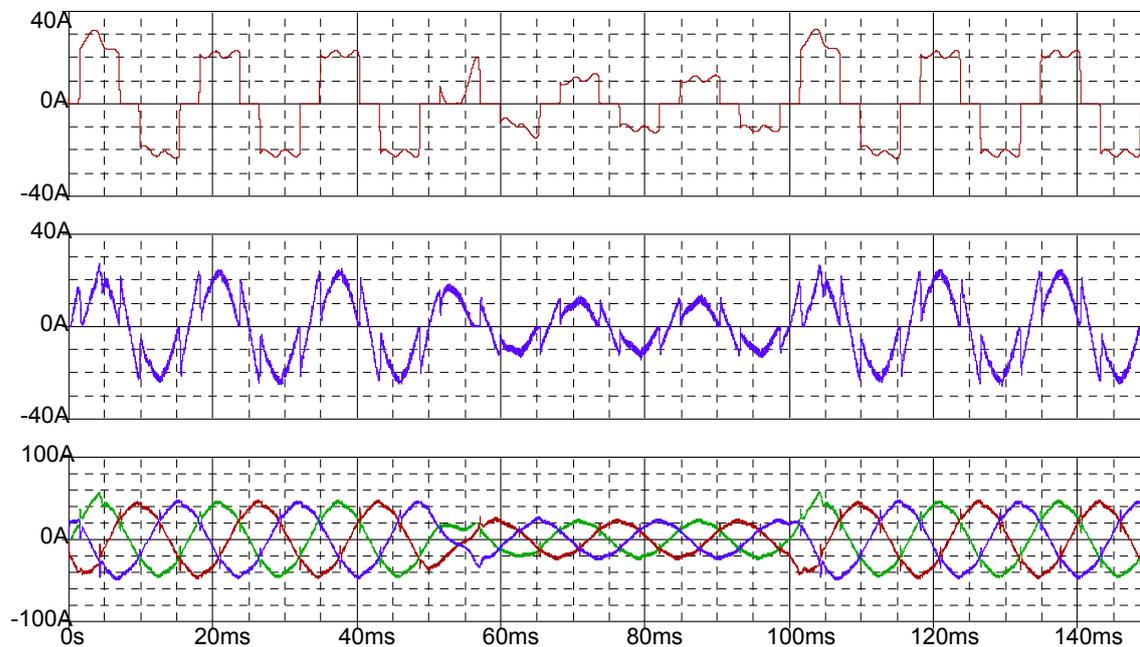


Fig. 4.44 – Correntes de entrada das estruturas e corrente total na fonte de alimentação para variação de carga (100% / 50% / 100%).

Apesar de os resultados de simulação mostrarem uma resposta dinâmica satisfatória para o degrau de carga aplicado, esta estrutura pode apresentar problemas

de ordem prática dependendo da combinação entre os valores da indutância de filtragem e da capacitância de saída. Para valores elevados de capacitância podem ocorrer oscilações que perdurem por alguns períodos de rede, prejudicando a resposta dinâmica do circuito. Para a situação simulada o valor do filtro de saída foi ajustado para obter uma boa resposta dinâmica das correntes. Entretanto a ondulação de tensão sobre o capacitor de saída torna-se significativa e o sobredepassamento durante os degraus de carga podem variar de 10% a 20% do valor de regime.

Na Fig. 4.45 pode ser verificado o comportamento da tensão de saída. Observa-se que a ondulação de tensão obtida é da ordem de 50V para carga nominal, representando 10% do valor médio. Durante o transitório verifica-se que a tensão apresenta uma variação de quase 200V. Estes efeitos poderiam ser minimizados reduzindo o valor do indutor de filtragem, entretanto, a ondulação de corrente na entrada da ponte retificadora se torna muito elevada.

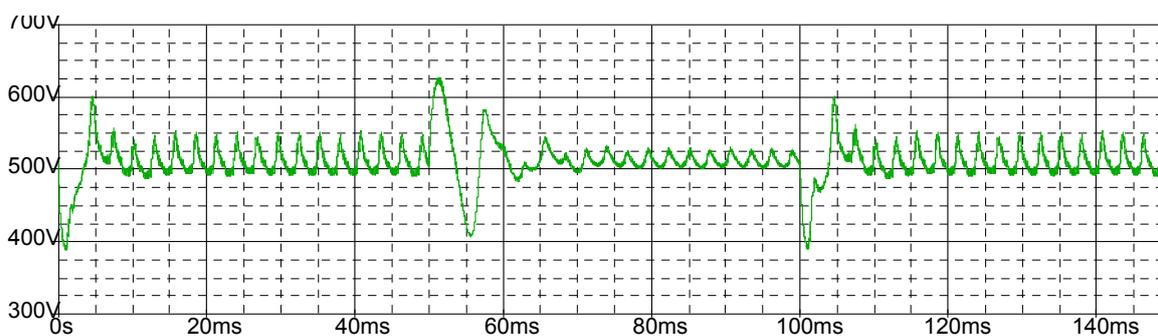


Fig. 4.45 – Tensão de saída para variação de carga (50% / 100% / 50%).

4.3.8. Análise de desempenho

Segundo a expressão (4.153), a potência comutada pelo retificador unidirecional é dada em função dos valores da tensão de saída e da tensão de pico na entrada, assim:

$$\bar{P}_{C_{TOTAL}} = 2 + \frac{700}{0,96 \cdot 3 \cdot 311} \cdot 2 \cdot \left(\frac{6 + 14\pi^2}{\pi \cdot \sqrt{3}} \right) = 41,41 \quad (4.154)$$

Verifica-se a substituição do conversor boost pelo autotransformador não trouxe resultados positivos, pois proporciona um aumento de 26,1% na potência total comutada quando comparada a um único retificador unidirecional operando sob as mesmas condições.

A taxa de distorção harmônica de corrente obtida por simulação é igual a 4,79%.

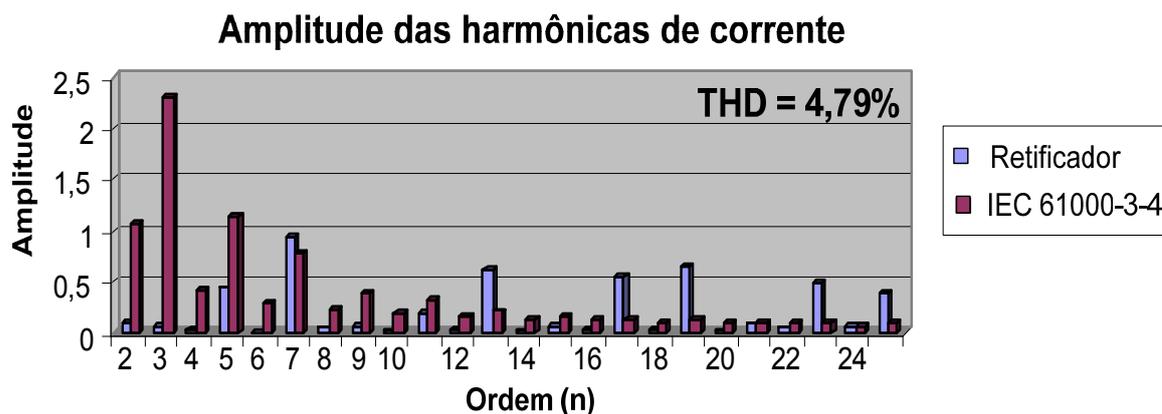


Fig. 4.46 – Análise harmônica para o retificador híbrido unidirecional em pregando autotransformador redutor de tensão.

Observa-se na Fig. 4.46 que as harmônicas de ordem 7, 13, 17, 23 e 25 apresentam amplitude ligeiramente superior ao limite estabelecido pela norma.

Os esforços de corrente obtidos analiticamente e através de simulação são apresentados na Tabela 4.3:

Tabela 4.3. - Quadro comparativo dos esforços de corrente nos semicondutores.

Componente	Teórico		Simulação	
	Média	Eficaz	Média	Eficaz
Interruptor S_1	13,26 A	17,77 A	13,62 A	18,91 A
Diodo D_1	6,03 A	15,68 A	6,26 A	14,49 A
Diodo D_{1a}	12,92 A	20,38 A	12,61 A	20,62 A
Diodo D_{1b}	6,77 A	12,78 A	7,05 A	13,99 A
Diodo D_{1c}	12,92 A	20,38 A	12,52 A	20,66A
Diodo D_{1d}	6,77 A	12,78 A	6,19 A	14,39A
Diodo D_4	6,15A	15,68A	6,05A	14,28A

4.3.9. Conclusões

A análise dos resultados de simulação comprovam as conclusões obtidas no equacionamento matemático, onde verificou-se que não haveria vantagens em substituir o conversor boost pelo autotransformador abaixador. Observa-se na Fig. 4.47 que para os interruptores o valor médio de corrente acaba sendo duas vezes maior do que para um único retificador PWM operando independentemente. Para os diodos D_1 e D_4 ocorre uma redução no valor médio de corrente enquanto que para os demais dispositivos semicondutores os valores médios permanecem os mesmos ou se tornam ligeiramente maiores.

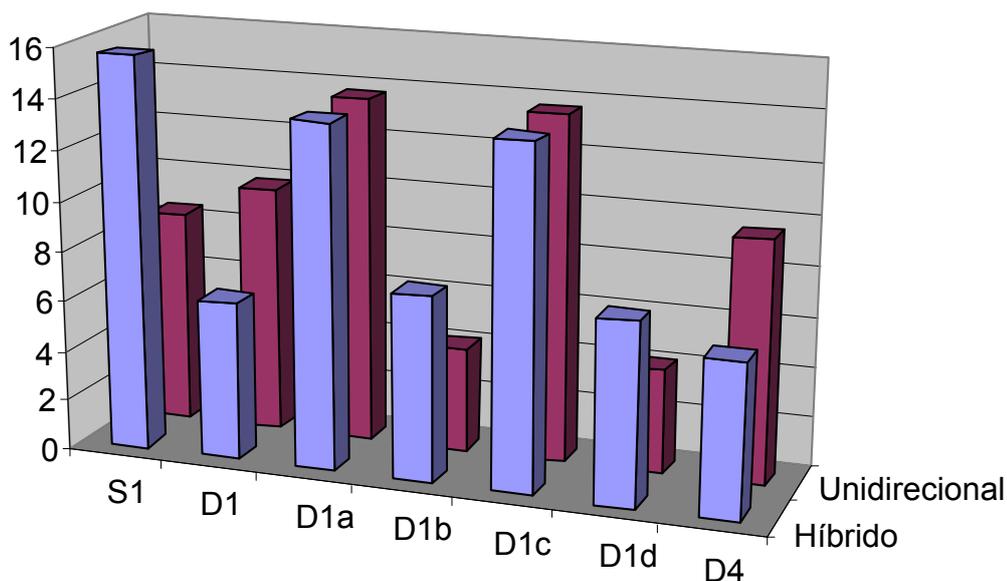


Fig. 4.47 – Gráfico comparativo entre os valores médios de corrente sobre os dispositivos semicondutores.

Na Fig. 4.48, por sua vez, é possível avaliar a evolução do valor eficaz sobre os mesmos dispositivos. Neste caso fica muito mais evidente que utilizar apenas um único conversor PWM trifásico é mais vantajoso do que utilizar um retificador híbrido com o autotransformador abaixador.

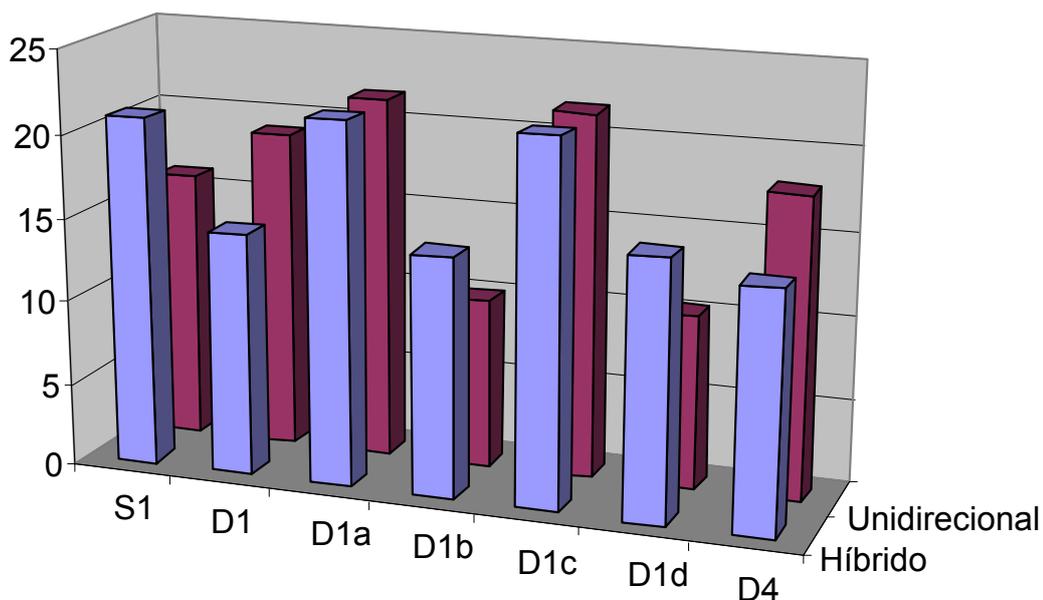


Fig. 4.48 – Gráfico comparativo da evolução do valor eficaz de corrente sobre os dispositivos semicondutores.

4.4. TOPOLOGIA EMPREGANDO AUTOTRANSFORMADOR ELEVADOR DE TENSÃO.

A segunda variação topológica, apresentada na Fig 4.49, consiste em conectar diretamente o retificador unidirecional na rede trifásica e utilizar um autotransformador trifásico para elevar a tensão de entrada da ponte de diodos.

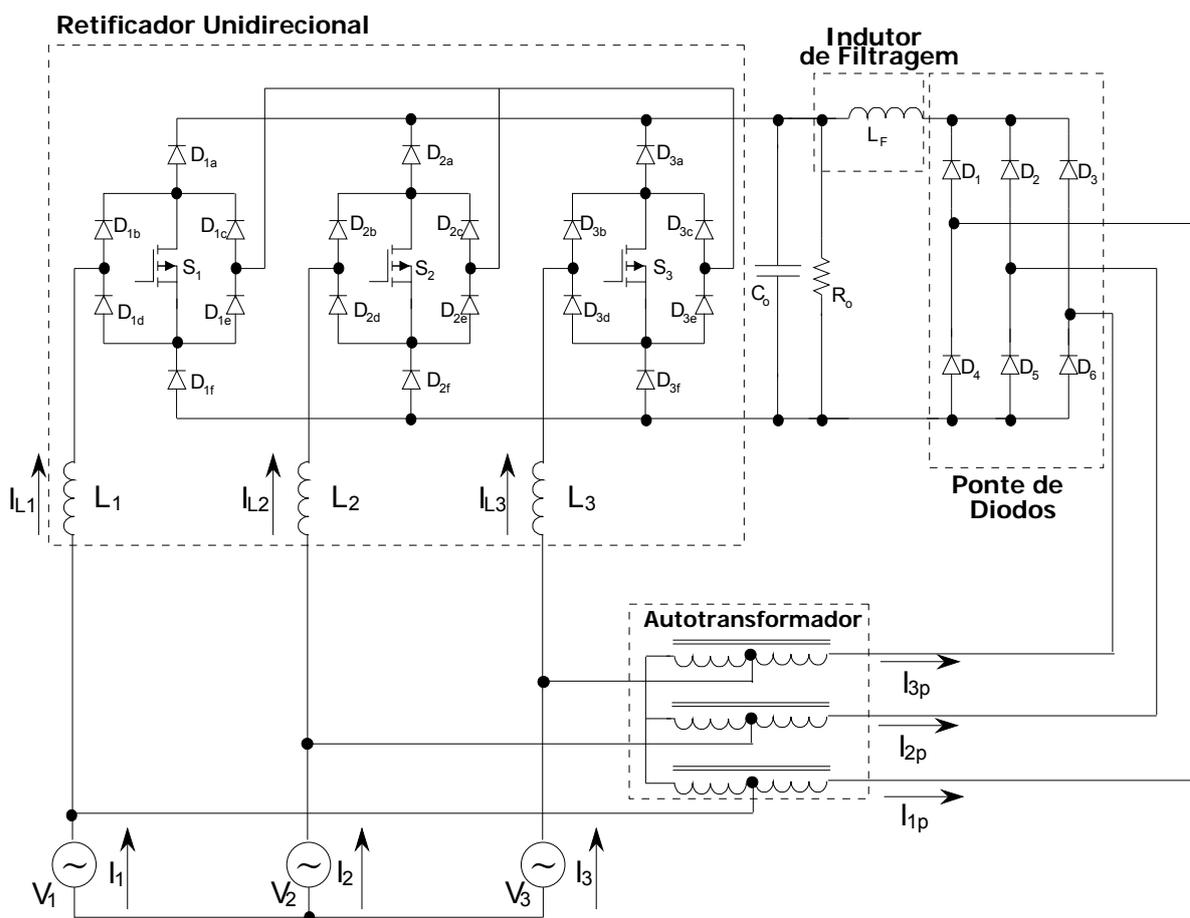


Fig. 4.49 – Diagrama esquemático do retificador híbrido (topologia “C”).

Neste caso, a relação de transformação deve ser calculada para obter uma tensão na entrada da ponte retificadora aproximadamente 20% maior do que as tensões na fonte de alimentação, garantindo assim uma margem de segurança para que o retificador unidirecional opere corretamente.

Sendo assim, de acordo com a expressão (4.132), o peso de cobre necessário para implementar o autotransformador para esta situação é seis vezes menor do que para um transformador isolado equivalente. Esta situação apresenta-se bem mais vantajosa do que o caso anterior, onde a relação entre o peso de cobre necessário era de apenas 50%.

Para esta nova situação os semicondutores do retificador unidirecional ficam submetidos aos mesmos esforços da topologia original. Desta forma, o projeto e dimensionamento é realizado utilizando o mesmo equacionamento.

4.4.1. Cálculo da potência total comutada

Para a ponte de diodos tem-se:

$$\overline{P}_{C_graezt} = 6 \cdot \frac{n_2}{n_1} \cdot V_p \cdot \frac{\sqrt{3}}{\pi} \cdot \frac{I_o}{P_o} \quad (4.155)$$

Mas,

$$V_o = \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot \frac{n_2}{n_1} \cdot V_p \quad (4.156)$$

Assim:

$$\overline{P}_{C_graezt} = 2 \quad (4.157)$$

Para retificador unidirecional pode ser utilizada a expressão (4.121) para o cálculo da potência comutada na fase 1. Assim, a potência comutada total para a estrutura empregando autotransformador elevador fica definida pela expressão (4.158):

$$\overline{P}_{C_TOTAL} = \overline{P}_{C_graezt} + 3 \cdot \overline{P}_{C\text{fase1}_{unidirecional}} \quad (4.158)$$

$$\overline{P}_{C_TOTAL} = 2 + \frac{14 \cdot \pi \cdot V_o}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot \eta \cdot V_p} \quad (4.159)$$

4.4.2. Projeto e simulação

Para verificar a validade do equacionamento apresentado será realizado o projeto e a simulação de um retificador com as mesmas especificações utilizadas no capítulo anterior.

a) Diagrama esquemático

O diagrama esquemático utilizado para a simulação pode ser visualizado na Fig. 4.50.

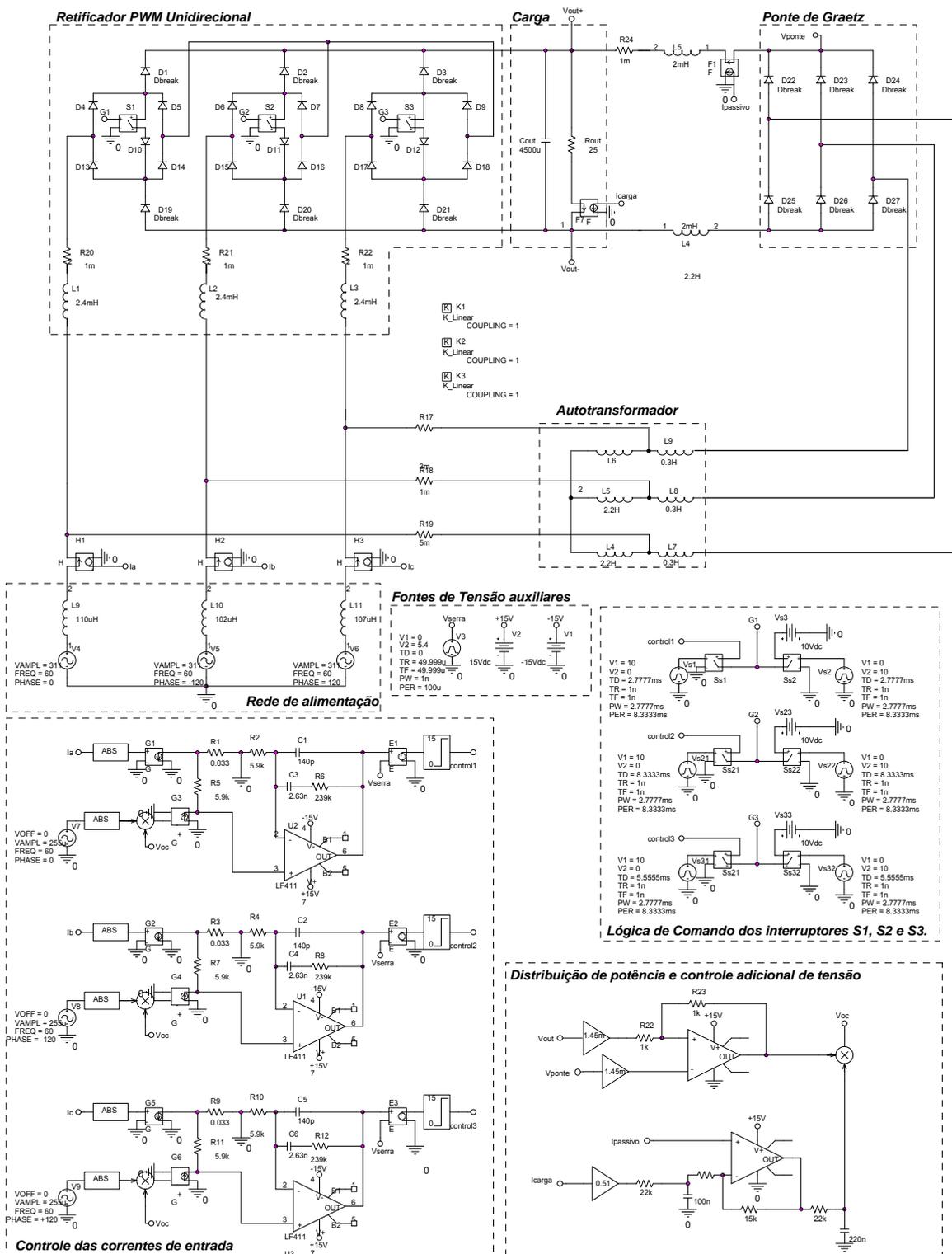


Fig. 4.50 – Diagrama esquemático.

b) Resultados de simulação

As formas de onda de tensão e corrente de entrada obtidas através da simulação para a operação com carga nominal são apresentadas na Fig. 4.51. Para melhor visualização as amplitudes das correntes foram ampliadas em quatro vezes.

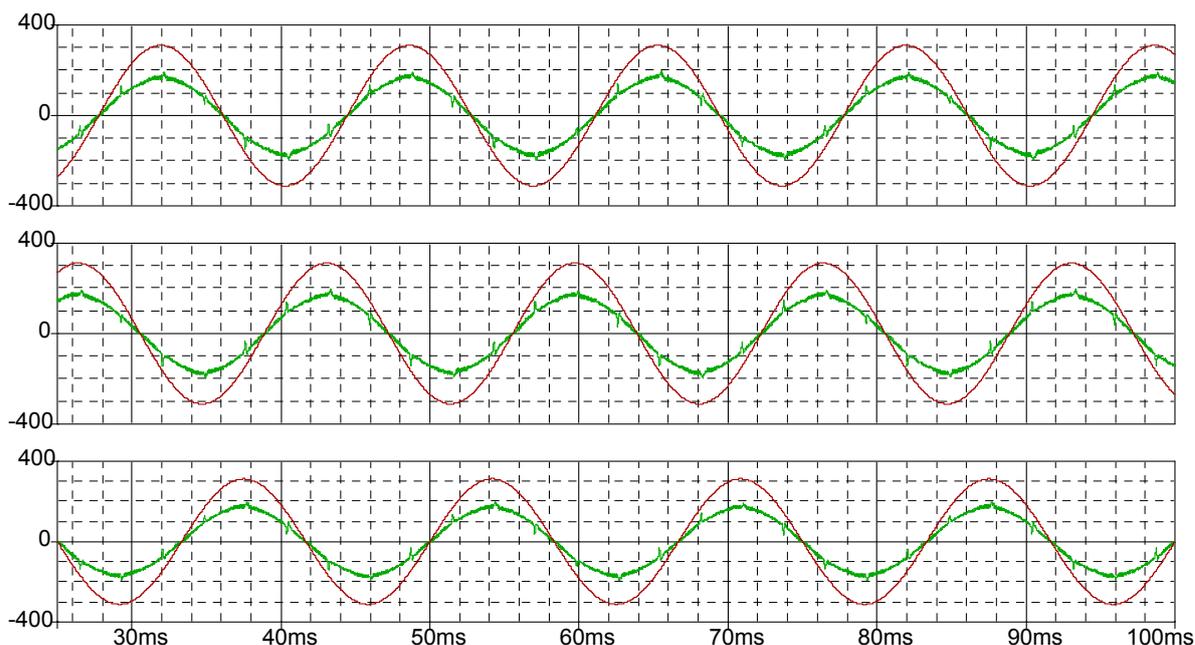


Fig. 4.51 – Correntes e tensões de entrada para o retificador híbrido.

Na Fig.4.52 são apresentadas as correntes na fase 1 da fonte de alimentação ($i_1(t)$), na entrada do autotransformador ($i_{1a}(t)$) e na entrada da ponte de diodos ($i_{1p}(t)$).

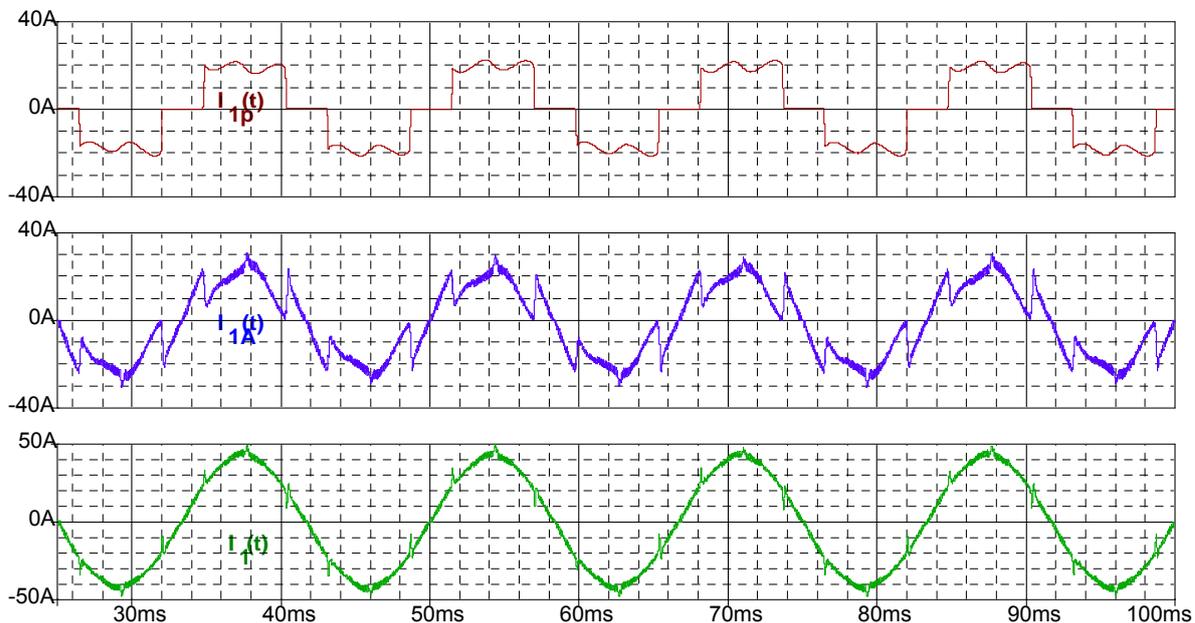


Fig. 4.52 – Correntes e tensões de entrada na fase 1.

Para evidenciar a distribuição de potência as formas de onda de corrente na entrada de cada uma das estruturas foram plotadas juntamente com a corrente total de entrada em uma das fases, conforme observa-se na Fig. 4.53.

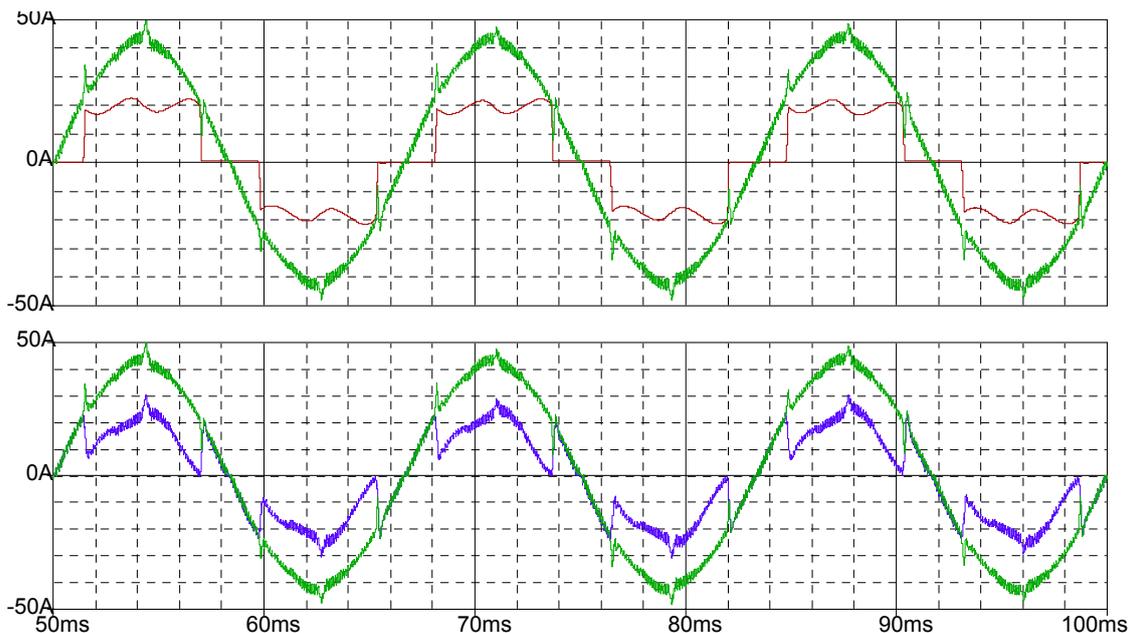


Fig. 4.53 – Correntes de entrada das estruturas e na fonte de alimentação evidenciando a distribuição de potência.

Para realizar a análise de desempenho, assim como foi feito para os conversores anteriores, são apresentados nas figuras seguintes os esforços de tensão e corrente aos quais ficam submetidos os semicondutores ao longo de um período de rede.

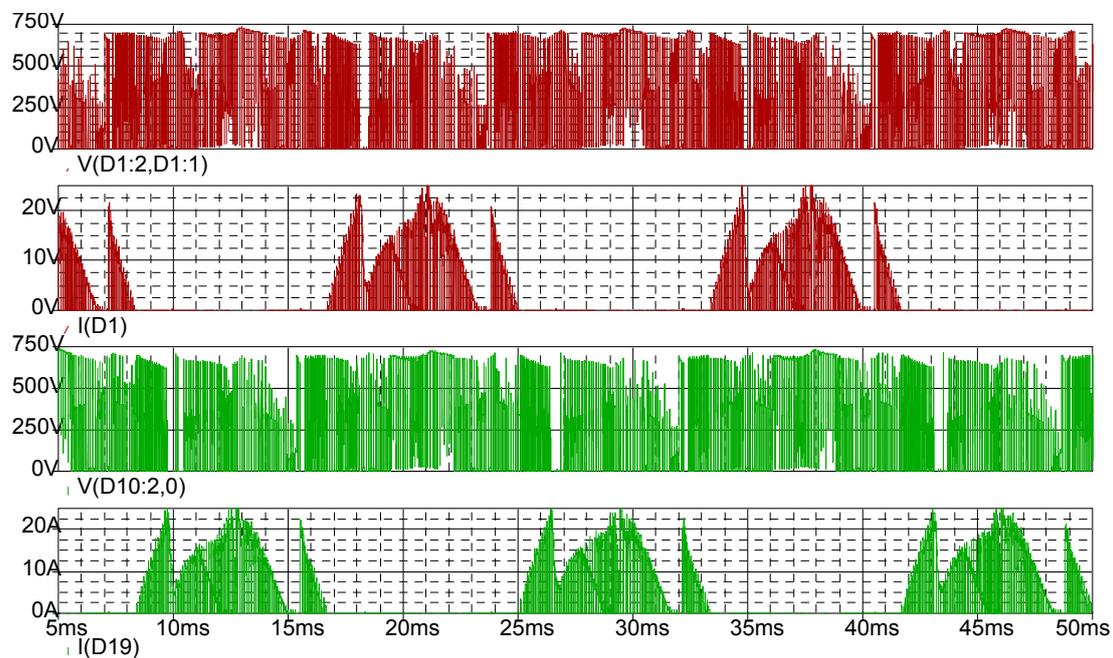


Fig. 4.54 – Tensões e Correntes sobre os diodos D1 e D4.

Observa-se que em relação ao circuito anterior as correntes apresentam o dobro da amplitude, entretanto os esforços de corrente sobre os semicondutores tiveram uma redução de apenas 25%.

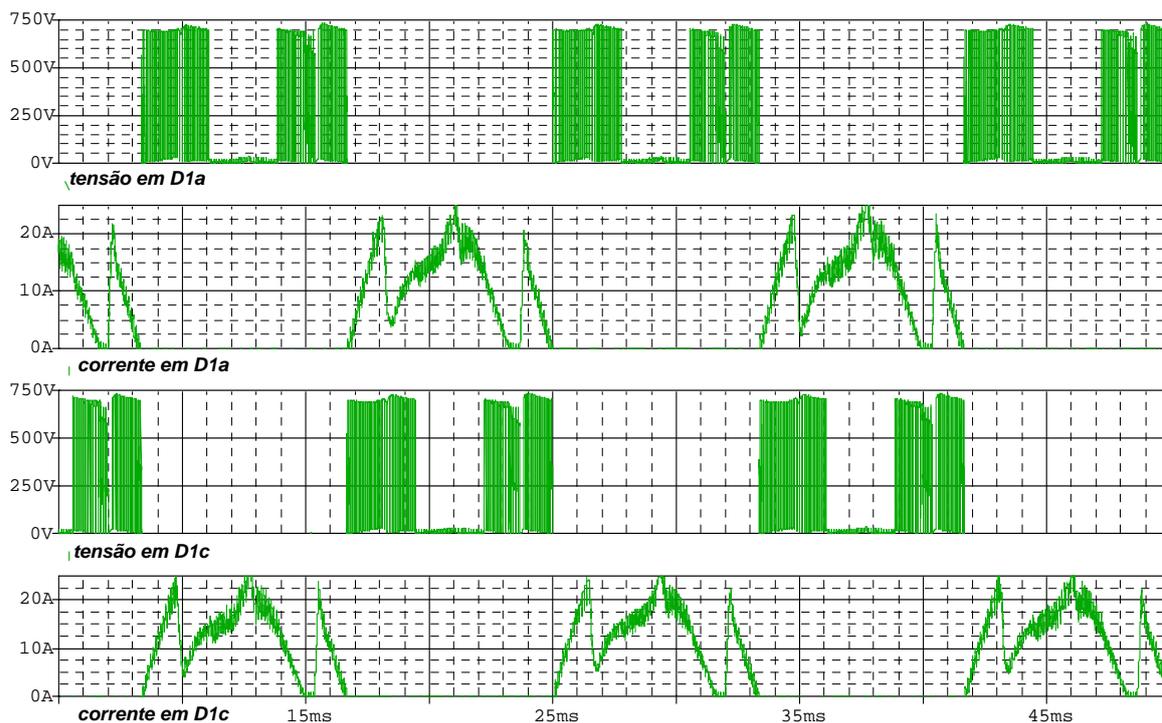


Fig. 4.55 – Tensões e Correntes sobre os diodos D1a e D1c.

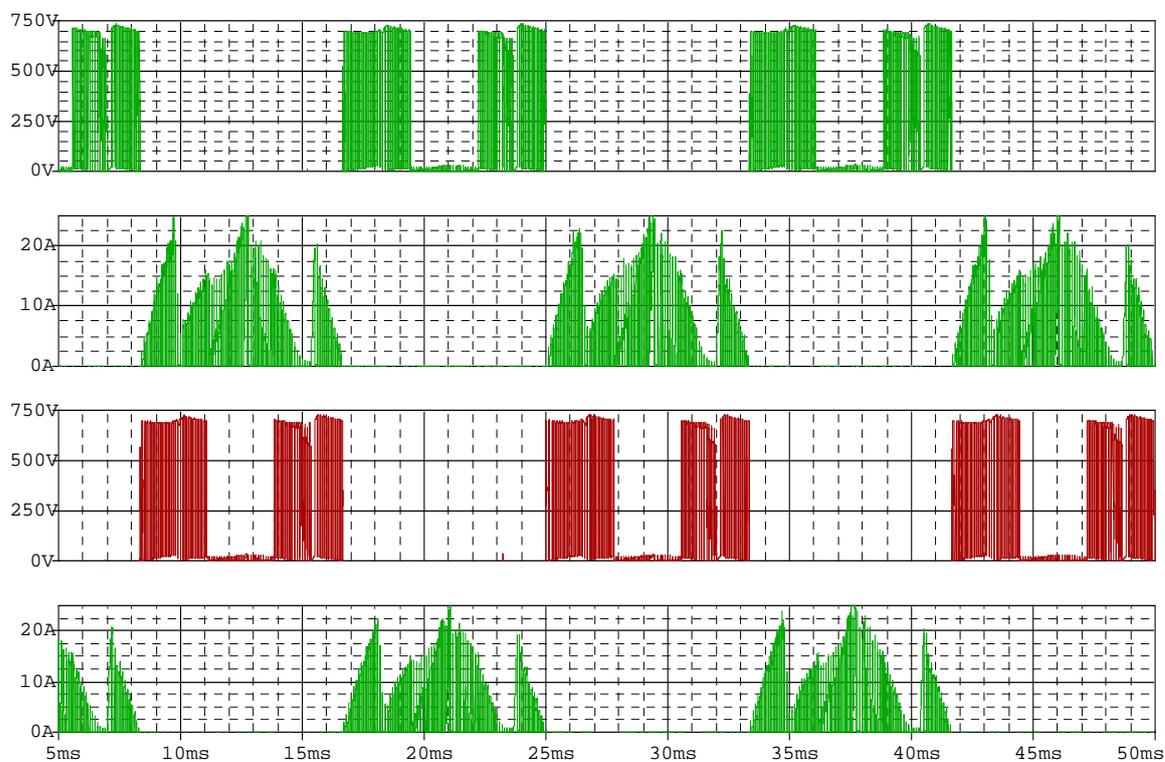


Fig. 4.56 – Tensões e Correntes sobre os diodos D1b e D1d.

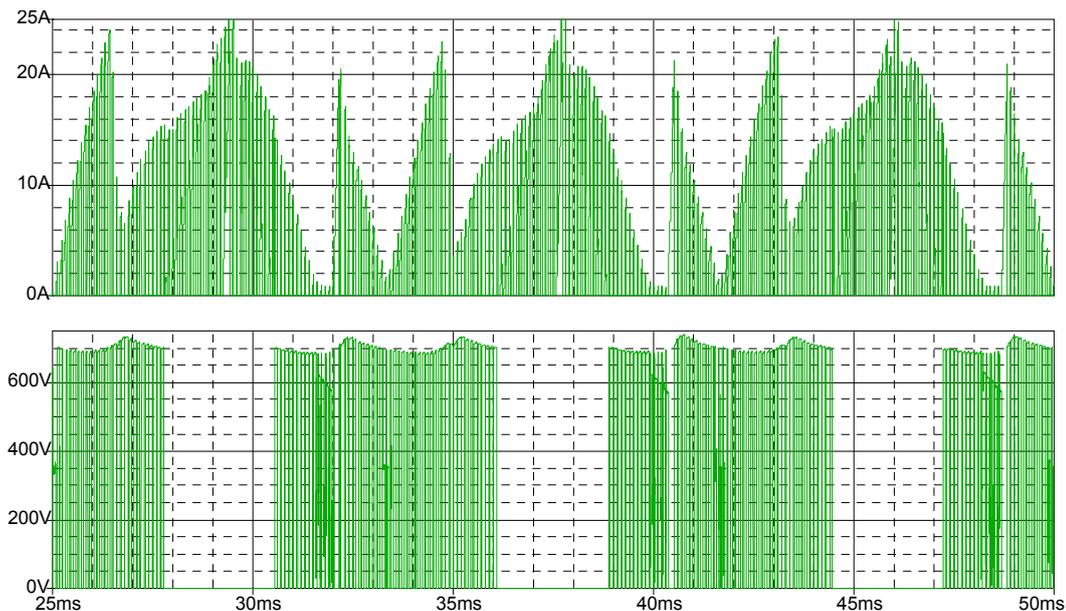


Fig. 4.57 – Tensão e Corrente sobre interruptor S1.

4.4.3. Análise de desempenho

Segundo a expressão (4.153), a potência comutada pelo retificador unidirecional é dada em função dos valores da tensão de saída e da tensão de pico na entrada, assim:

$$\bar{P}_{C_{TOTAL}} = 2 + \frac{14 \cdot \pi \cdot 700}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot \eta \cdot 311} = 19,84 \quad (4.160)$$

Verifica-se a substituição do conversor boost pelo autotransformador não trouxe grandes vantagens, pois proporciona um aumento de 26,1% na potência total comutada quando comparada a um único retificador unidirecional operando sob as mesmas condições.

A taxa de distorção harmônica da corrente de entrada obtida por simulação numérica neste caso é de 4,79%.

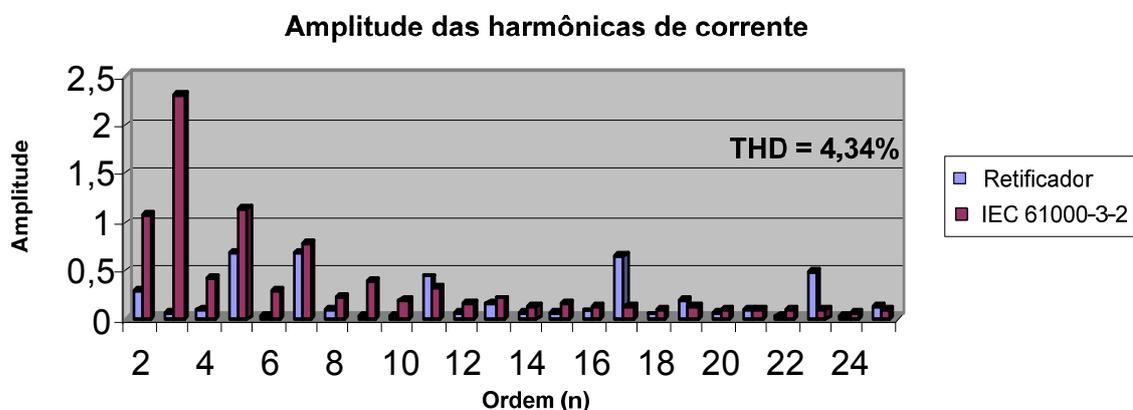


Fig. 4.58 – Análise harmônica para o retificador híbrido empregando autotransformador elevador de tensão.

4.4.4. Conclusões

Os resultados de simulação mostraram que, do ponto de vista dos esforços de corrente sobre os interruptores da estrutura ativa, não existe vantagem em substituir o conversor boost pelo autotransformador, a não ser o fato de aumentar a confiabilidade do sistema. Além disto, devido ao fato desta estrutura não permitir o controle da tensão de saída, tem-se novamente o mesmo problema relativo à resposta transitória do sistema, que depende da combinação entre os valores da indutância de filtragem da ponte de diodos e da capacitância de saída.

4.5. CONCLUSÕES

Neste capítulo foram propostas e analisadas três novas estruturas de retificadores híbridos. A primeira delas é composta pela associação de um retificador unidirecional e uma ponte de Graetz com conversor CC-CC do tipo boost na saída. A análise teórica e os resultados de simulação permitiram verificar que a estrutura híbrida proporciona uma redução de 50% dos esforços de corrente sobre os dispositivos semicondutores. Este fato traz como benefício a possibilidade de projetar a estrutura para operar com frequência mais elevada, quando comparada com a frequência de um único retificador PWM trifásico convencional. Desta forma, apesar de a estrutura híbrida apresentar um maior número de dispositivos semicondutores, possivelmente apresentará menor volume, pois a operação com frequências mais elevadas favorece o projeto dos elementos magnéticos bem como a utilização de semicondutores com características de comutação melhores, o que acaba por reduzir o peso e volume do dissipador de calor.

Por outro lado, a topologia que substitui o conversor boost pelo autotransformador redutor de tensão apresentou claras desvantagens no que diz respeito aos esforços de corrente sobre os semicondutores. Este fato tem reflexo direto na potência total comutada. É evidente que, com a redução de tensão propiciada pelo transformador, ocorre uma elevação de corrente para que a relação de potência seja mantida, o que justifica a elevação da potência comutada.

Tabela 4.4. - Quadro comparativo dos desempenho das estruturas estudadas.

Parâmetro de avaliação	Retificador Híbrido empregando conversor CC-CC do tipo Boost	Retificador Híbrido empregando autotransformador abaixador	Retificador Híbrido empregando autotransformador elevador
THD _i	4,01%	4,79%	4,34%
P _{comutada}	25,87	41,41	19,84

A estrutura que utiliza o autotransformador elevador apresenta basicamente as mesmas formas de onda de corrente sobre os dispositivos semicondutores da estrutura que emprega o conversor boost. Neste caso, ocorre uma pequena redução na potência comutada. Entretanto, o aumento do peso e volume desta estrutura não a tornam tão atrativa quanto a estrutura que emprega o conversor CC-CC tipo boost.

Outro aspecto importante a ser considerado diz respeito às variações de carga. As estruturas com autotransformadores não apresentam uma resposta transitória satisfatória, apresentando oscilações de tensão na saída que dependem da combinação entre os valores dos componentes utilizados no filtro de saída da estrutura passiva.

Além do mais, o fato de não contemplar o controle da tensão de saída, restringe as topologias com autotransformador a um número mais reduzido de aplicações, tendo em vista que grande parte dos equipamentos atuais opera com retificadores que permitem obter o controle da tensão frente a variações de carga. Como objetivo de estudos futuros deve-se investigar outras técnicas de controle para as topologias que empregam autotransformador e definir qual a relação entre o indutor de filtragem e a capacitância de saída que proporcione a melhor resposta transitória.

No capítulo seguinte serão apresentados os resultados experimentais obtidos para o retificador híbrido composto da ponte de Graetz seguida do conversor boost e do retificador PWM unidirecional três níveis.

CAPÍTULO 5 – IMPLEMENTAÇÃO DO PROTÓTIPO

5.1. INTRODUÇÃO

A última etapa do projeto refere-se à implementação do protótipo do retificador híbrido trifásico unidirecional. Visando propiciar uma análise comparativa com as topologias estudadas no terceiro capítulo, buscou-se implementar um protótipo versátil, capaz de operar como Ponte de Graetz seguida do conversor CC/CC tipo boost, como Retificador PWM Trifásico Unidirecional Três Níveis ou ainda como retificador híbrido, de maneira tal que cada modo de operação selecionado possa independentemente processar a potência nominal de saída, que é de 20kW. Desta forma foi possível analisar a redução de esforços quando cada conversor deixa de operar isoladamente e passa a operar como retificador híbrido.

Neste capítulo descrevem-se os principais circuitos empregados na implementação do protótipo, visando validar as expressões analíticas para dimensionamento dos componentes e a estratégia de controle discutidas anteriormente.

Por fim são apresentados os resultados experimentais obtidos em laboratório, confirmando-se a operação do retificador híbrido com elevado fator de potência e tensão de saída regulada.

5.2. ESTÁGIO DE POTENCIA.

Considera-se para o projeto do estágio de potência o circuito e as grandezas apresentadas na Fig. 5.1. Nos capítulos 3 e 4 foi descrita a metodologia empregada para dimensionar os componentes do estágio de potência de cada conversor.

Com base nas expressões analíticas obtidas nos capítulos anteriores foi possível selecionar os componentes apresentados na Fig. 5.2. Sendo esta tarefa de seleção de componentes um trabalho meramente de substituição das especificações apresentadas na Tabela 5.1, nas equações que representam os esforços aos quais cada componente será submetido, este procedimento será omitido, sendo apresentadas apenas as especificações dos componentes empregados. Detalhes deste dimensionamento, bem como as características físicas que permitem efetuar o cálculo térmico dos componentes comerciais selecionados são apresentados nas planilhas de cálculo do material anexo.

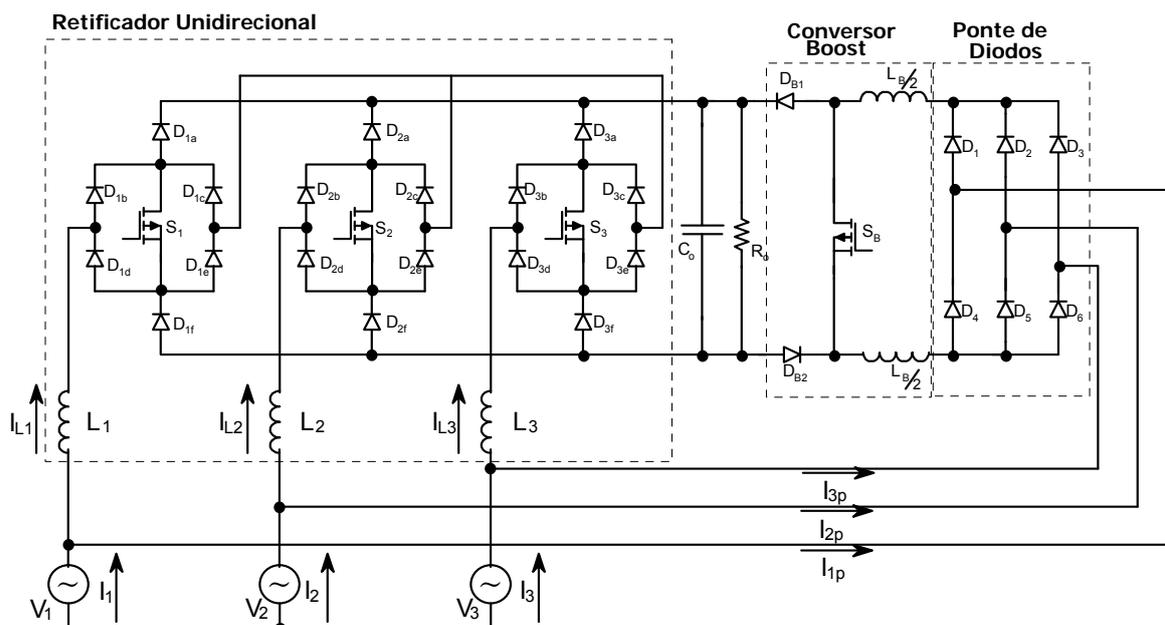


Fig. 5.1 – Conexão direta das saídas em paralelo.

5.2.1. Especificações

Como dados iniciais para o projeto definem-se os valores apresentados na Tabela 5.1:

Tabela 5.1. - Especificações utilizadas para projeto.

Simbologia	Descrição da Grandeza	Valor
V_{in_ef}	Tensão eficaz de fase nominal na entrada	380V
ΔV_{in_max}	Máxima variação positiva admissível	20%
ΔV_{in_min}	Máxima variação negativa admissível	30%
f_r	Frequência da Rede	60Hz
η	Rendimento estimado	96%
V_o	Tensão de Saída	700V
ΔV_o	Ondulação percentual da tensão de Saída	5%
P_o	Potência de Saída	20kW
ΔI_{L_max}	Ondulação percentual de corrente nos Indutores	10%
f_s	Frequência de comutação	10kHz

5.2.2. Diagrama esquemático

Com base nestas informações o diagrama esquemático apresentado na Fig. 5.1 foi obtido:

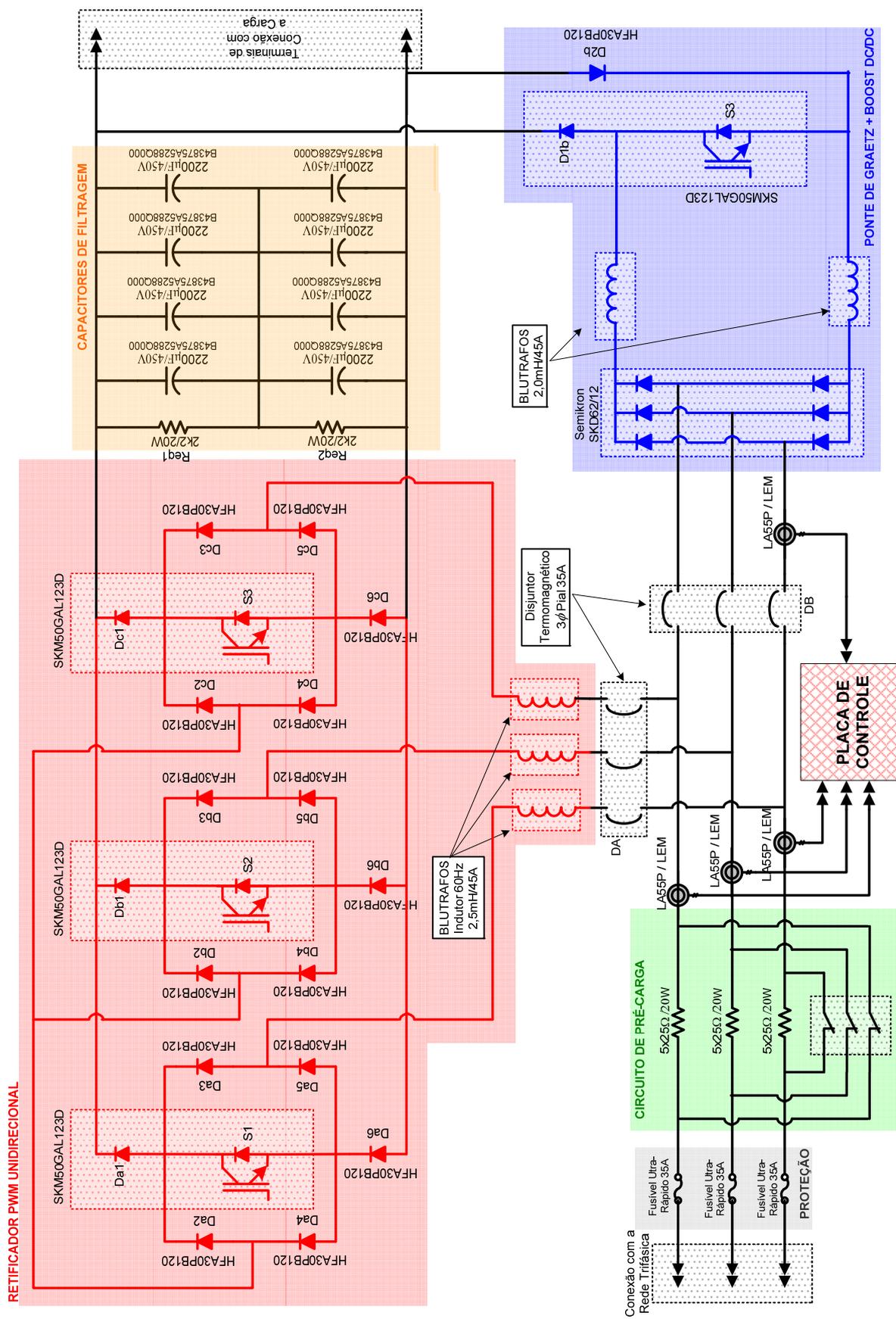


Fig. 5.2 Diagrama esquemático do estágio de potência.

A Fig. 5.3 mostra a disposição física dos componentes no protótipo implementado.

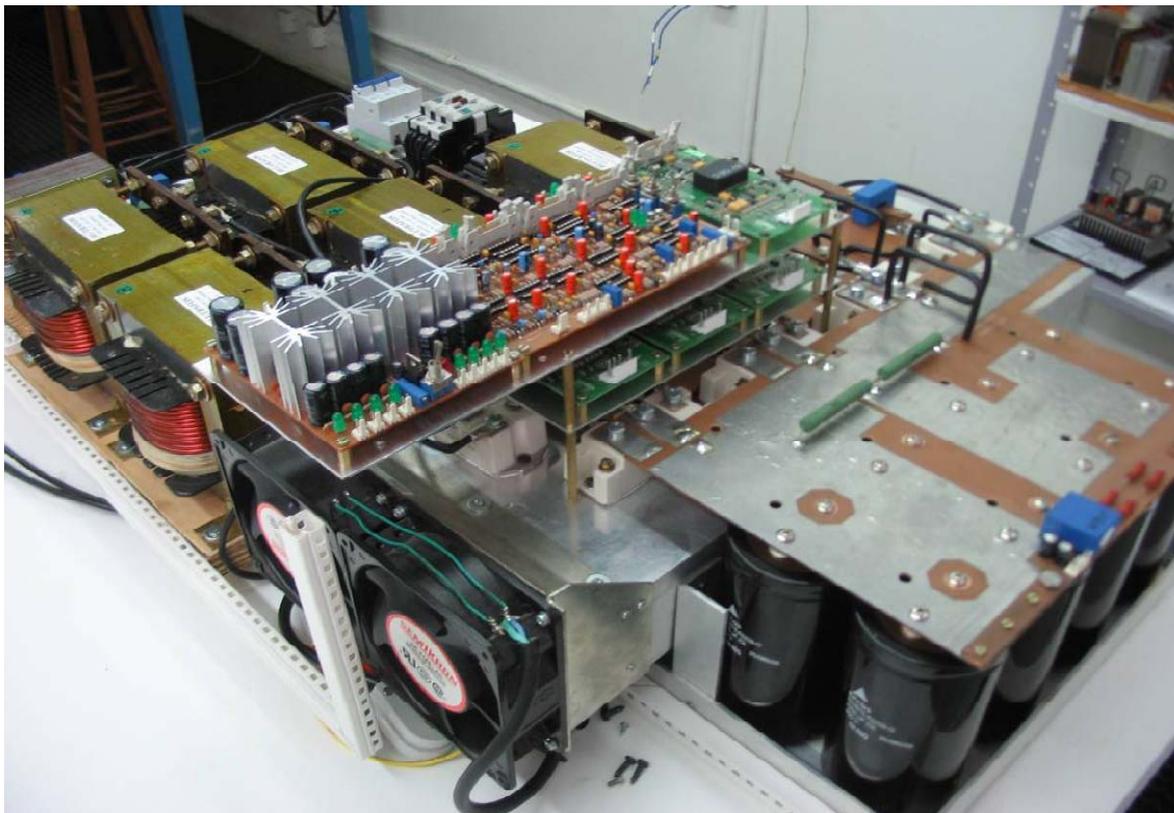


Fig. 5.3 Protótipo Implementado.

5.3. CIRCUITO DE CONTROLE

O controle do retificador baseia-se no circuito integrado UC3854/B, que consiste em uma versão melhorada do circuito integrado UC3854, fabricado pela *Texas Instruments* e originalmente concebido para conversores *Boost PFC monofásicos*. A escolha deste circuito integrado foi baseada no fato deste incorporar internamente todos os circuitos necessários a implementação da técnica de controle de fator de potência por valores médios de corrente.

Na figura 5.4 é mostrada a estrutura interna do CI UC3854/B onde se destacam os componentes:

- Multiplicador/divisor analógico;
- Compensadores de tensão e corrente;
- Modulador PWM;
- Drive para acionamento de IGBT ou MOSFET;
- Referência de Tensão interna;
- Limitadores de corrente/tensão.

A configuração do circuito é realizada através da adição de componentes externos, os quais são responsáveis por estabelecer os ganhos dos compensadores, frequência de operação, limites das variáveis de controle e a adequação dos sinais medidos, necessários ao controle. De acordo com o fabricante o circuito apresenta uma elevada imunidade à presença de ruídos, permitindo a obtenção de fator de potência na ordem de 0,99, com baixa distorção harmônica na corrente de entrada (inferior a 5%) [50]. Apresenta referência de tensão de precisão e elevada linearidade no circuito multiplicador/divisor, como também geração de partida suave para o PWM.

Embora este componente tenha sido desenvolvido para o controle de retificadores Boost PFC monofásicos, realizando algumas adaptações simples é possível empregá-lo para realizar a correção do fator de potência de retificadores trifásicos. Na descrição das partes integrantes do UC3854/B foi utilizada a mesma nomenclatura utilizada nos manuais fornecidos pelo fabricante, de forma a facilitar qualquer consulta posterior. Os argumentos utilizados nos cálculos seguem orientação da nota U-134 da Unitrode [50].

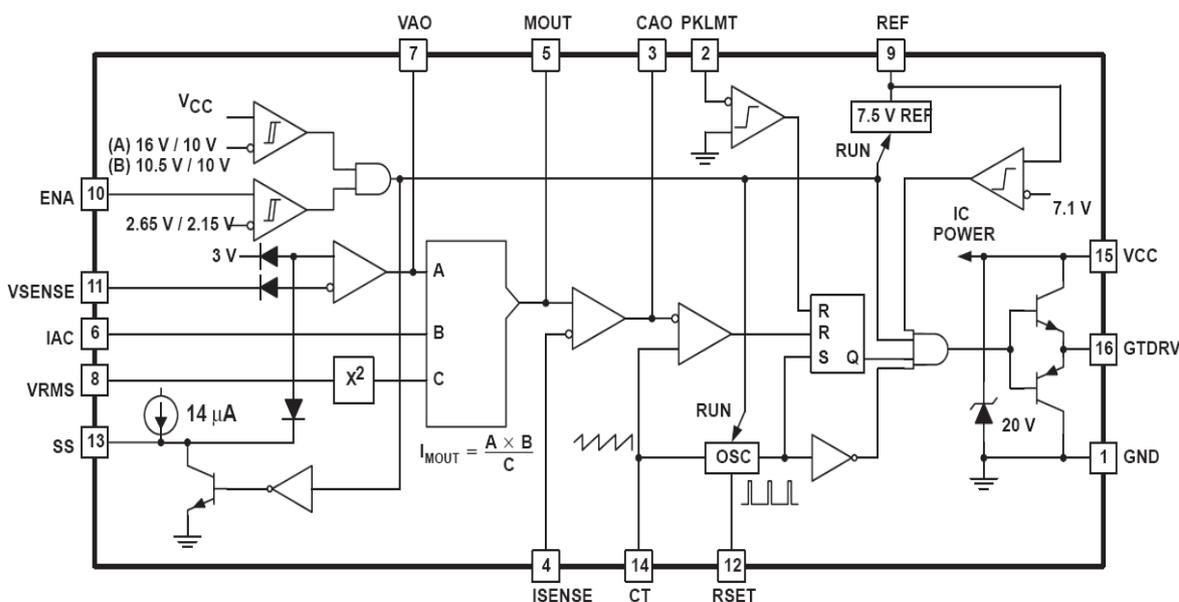


Fig. 5.4 Diagrama interno do Circuito Integrado UC3854B.

Para o retificador híbrido são necessárias 4 unidades do UC3854B dispostas de acordo com o esquema da Fig. 5.5 onde apresenta-se um diagrama de blocos ilustrativo do circuito de controle. Observa-se na figura a presença de 4 malhas internas de corrente e uma única malha externa de tensão e a forma como as mesmas interagem. O mesmo circuito já foi apresentado no capítulo anterior, onde foi descrita a estratégia de controle, entretanto, naquela ocasião não havia ainda preocupações quanto a implementação. Sendo assim, nesta seção descreve-se com maiores detalhes a forma utilizada para implementar o controle desejado.

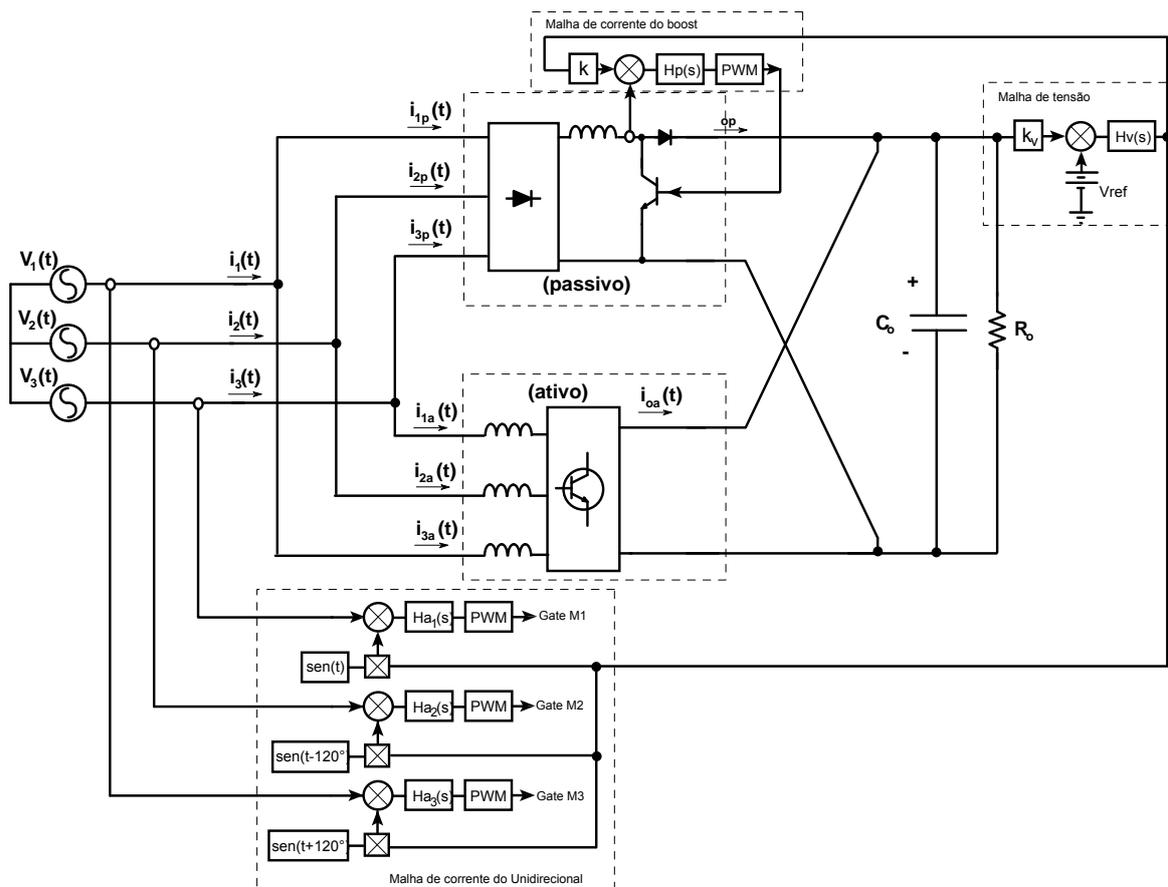


Fig. 5.5 – Digrama de blocos da estratégia de controle utilizada.

Para o correto funcionamento destas malhas, quatro sinais devem ser amostrados do conversor:

- ✓ *Tensão total do barramento;*
- ✓ *Forma de onda das tensões de fase da rede elétrica;*
- ✓ *Corrente nos indutores Boost;*
- ✓ *Correntes de entrada da rede trifásica.*

A seguir é feita uma breve descrição do circuito de controle implementado.

5.3.1. Multiplicador/divisor.

Sem dúvidas a parte mais importante no processo de correção de fator de potência encontra-se no circuito multiplicador/divisor, pois a partir deste é gerado o sinal de referência de corrente I_{MOUT} a ser seguido pela corrente de linha para a obtenção de um elevado fator de potência. A saída do multiplicador/divisor, MOUT (pino 5), é um sinal em corrente dado pela expressão:

$$I_{MOUT} = K_m \frac{I_{ac} \cdot (V_{vea} - 1)}{V_{ff}^2} \quad (5.1)$$

Onde:

- ✓ **constante K_m** apresenta-se com valor unitário.
- ✓ **Corrente programada I_{ac} (pino 6):** é obtida a partir da tensão de entrada, fornecendo a forma senoidal retificada para a referência de corrente I_{MOUT} . O fabricante recomenda que esta corrente não exceda 600 μA , embora afirme que o circuito apresenta melhor linearidade em correntes relativamente altas.

Observa-se nesta situação a primeira adaptação necessária ao funcionamento do UC3854B na estrutura do retificador trifásico. Necessita-se obter a partir das tensões de entrada, as referências de corrente de fase retificadas, entretanto, o conversor é alimentado por uma rede trifásica sem neutro. Desta forma as tensões de linha disponibilizadas apresentam defasagem de 30° em relação as tensões de fase desejadas no pino 6. Para resolver este problema foi utilizado um banco constituído de três transformadores monofásicos na configuração delta-delta e, como carga, são utilizados três resistores conectados em estrela, com o ponto central ligado ao terra do circuito de controle, denominado “neutro virtual” na Fig. 5.6. Assim, as tensões V1, V2 e V3 são imagens das tensões de fase do circuito de alimentação. Observa-se ainda a existência de capacitores em paralelo com os resistores os quais foram inseridos no circuito para filtrar possíveis ruídos.

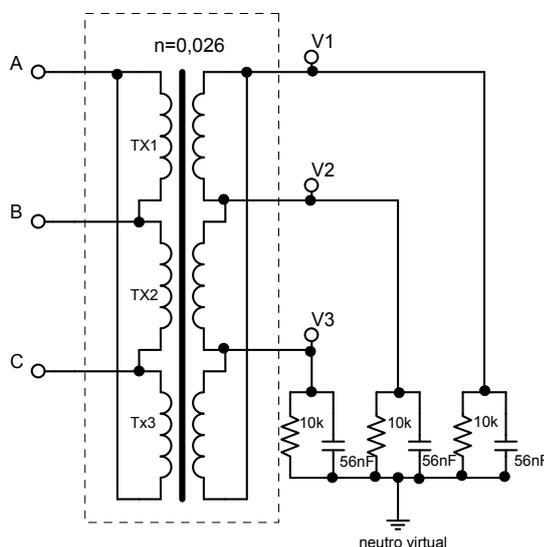


Fig. 5.6 – Transformadores de sincronismo.

Ainda falta retificar as tensões de fase (V1, V2 e V3) antes de levá-las ao pino 6 de cada um dos três UC3854B responsáveis pela imposição do formato senoidal das correntes de entrada. Para isso, a estrutura de retificação de precisão apresentada na Fig. 5.7 foi utilizada. Assim foram obtidas as referências de corrente retificadas para as correntes de entrada. Para o conversor boost utiliza-se uma referência de corrente constante, obtida da maneira apresentada no anexo C.

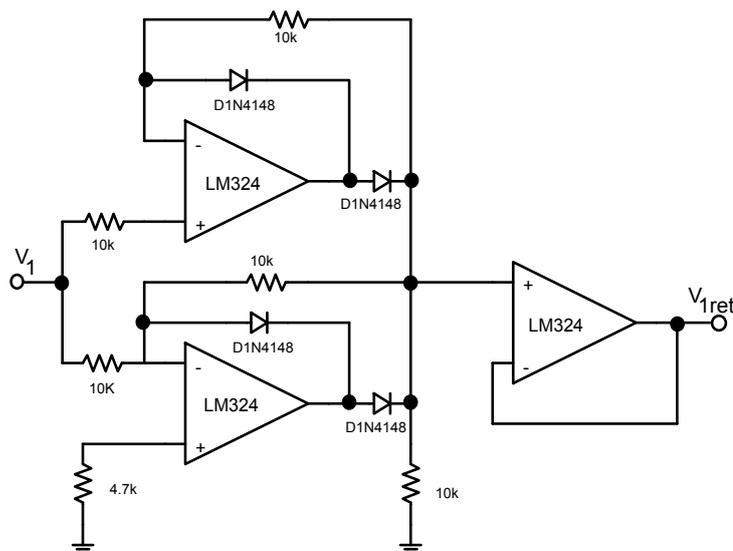


Fig. 5.7 – Retificadores de precisão de onda completa.

- ✓ **Tensão de feedforward V_{ff} (pino 8):** é um sinal proporcional a tensão eficaz de entrada, e se apresenta no denominador do multiplicador tendo como função a compensação rápida, quando da ocorrência de variações nas tensões de entrada. Segundo o manual do componente, é necessária uma tensão na faixa de 1,4V a 4,5V, obtida a partir de um filtro passa baixa. Novamente encontra-se uma questão que exige nova adaptação, apresentada na Fig. 5.8.

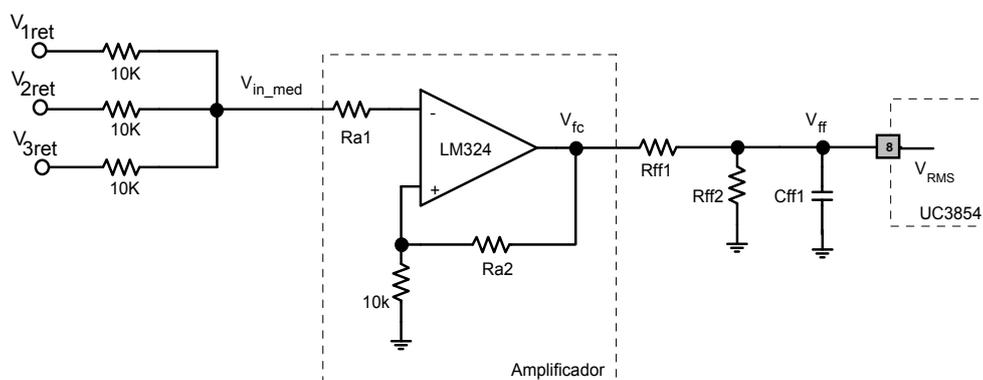


Fig. 5.8 – Circuito da malha de FeedForward.

Afim de atuar simultaneamente nos quatro circuitos integrados é realizada a média ponderada das tensões de entrada retificadas através de um amplificador somador. Desta forma o sinal V_{fc} apresenta-se proporcional ao valor eficaz médio das tensões de entrada. O divisor de tensão composto pelos resistores R_{ff1} e R_{ff2} deve ser calculado de forma que a tensão do pino 8, correspondente a esta variável, fique em torno de 1,4 volts para a menor tensão de entrada do circuito.

O capacitor C_{ff1} do filtro é calculado para atenuar a ondulação de tensão proveniente da tensão V_{fc} .

- ✓ **Sinal de controle Vvea (pino 7):** é a saída de um compensador o qual pode ser utilizado para regulação da tensão de saída do conversor. Cada um dos três UC3854 responsáveis pelas correntes senoidais de entrada deve receber neste pino diretamente o sinal proveniente do compensador de tensão. O circuito integrado responsável pelo conversor boost recebe o mesmo sinal com a devida atenuação que dita a distribuição de potência entre os conversores.

5.3.2. Limite de potência.

O circuito integrado UC3854B permite a operação da estrutura controlada em uma ampla faixa de variação das tensões de entrada. Entretanto, para valores muito baixos de tensão de entrada, as correntes do conversor podem vir a ultrapassar os valores máximos admissíveis no projeto. Com o objetivo de impor um limite para as correntes controladas pelo UC3854B, o fabricante inseriu um circuito interno adicional responsável por estabelecer um limite na razão cíclica do conversor e, por conseqüência, limitar a corrente e a potência do conversor, como mostrado na Fig. 5.9.

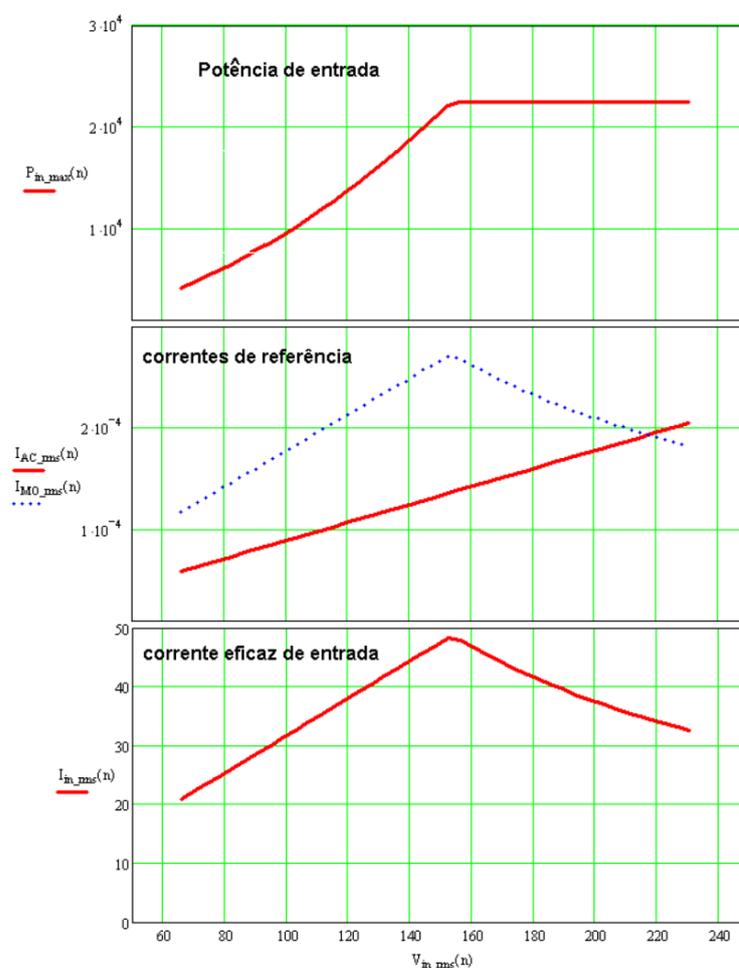


Fig. 5.9 – Limite de potência.

A Fig. 5.9 apresenta três curvas distintas; a variação da potência de saída, variação das correntes de referência internas do CI e variação da corrente eficaz de entrada, ambas para diferentes valores eficazes das tensões de fase. Observa-se que o circuito é capaz de limitar a corrente de entrada enquanto a tensão eficaz de entrada não atingir o valor de 155V. A partir deste ponto a tensão de saída é regulada em seu valor nominal e, conseqüentemente as correntes de entrada decrescem para que a potência de saída seja mantida constante.

Este limite de potência é realizado através do pino 2 do CI UC3854B. Para implementação dessa proteção a variável a ser limitada é amostrada gerando uma tensão V_{co} . Essa tensão é utilizada em um divisor resistivo juntamente com a tensão de referência do próprio CI UC3854B conforme descrito no anexo B e apresentado na Fig. 5.10:

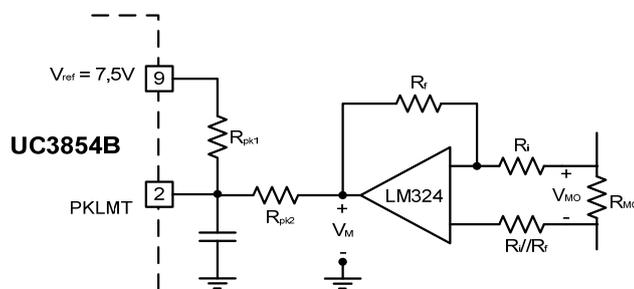


Fig. 5.10 – Circuito Limitador de potência.

5.3.3. Controle de Corrente.

O compensador de corrente é implementado utilizando o amplificador de erro interno do UC3854B, cujos terminais estão disponíveis nos pinos 4, 6 e 8 do integrado. A Fig. 5.11 mostra a configuração adotada para os compensadores de corrente.

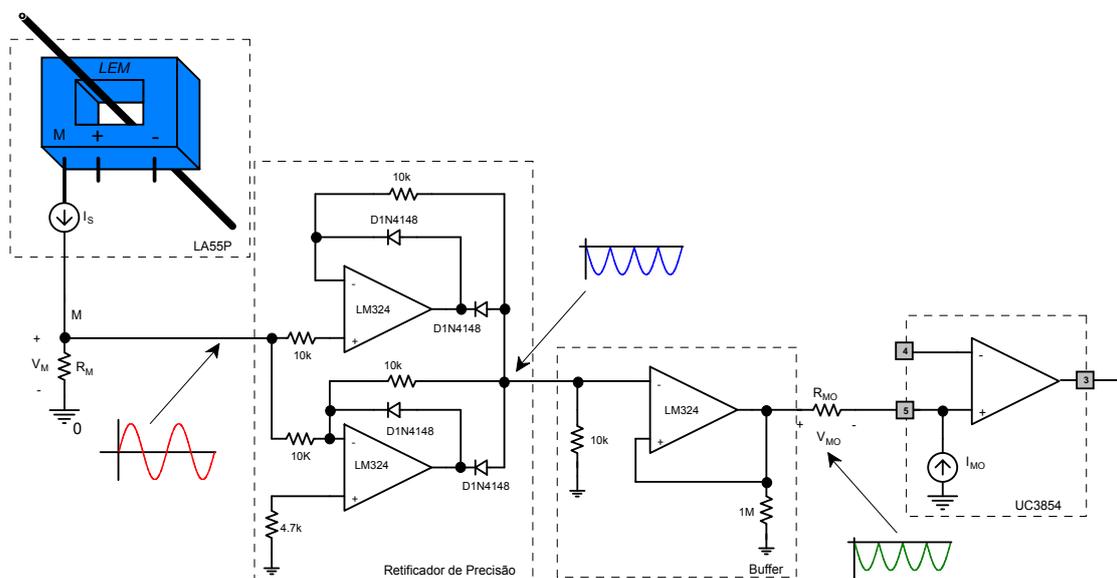


Fig. 5.11 – Controle de corrente.

As funções de transferência e demais parâmetros de projeto dos compensadores baseiam-se nos critérios apresentados nos capítulos anteriores. Detalhes de projeto podem ser obtidos nas planilhas de cálculos apresentadas no material anexo.

5.3.4. Controle de tensão.

Para o controle de tensão foram utilizados dois amplificadores operacionais adicionais. A tensão do barramento de saída é amostrada através do sensor de efeito hall LV-25P/SP8. Seguindo recomendações do datasheet do componente, chegou-se a configuração apresentada na Fig. 5.12. O circuito amplificador foi inserido com o objetivo de permitir o ajuste da tensão de saída por intermédio do potenciômetro de 5k Ω . O sinal amostrado segue diretamente para o compensador de tensão.

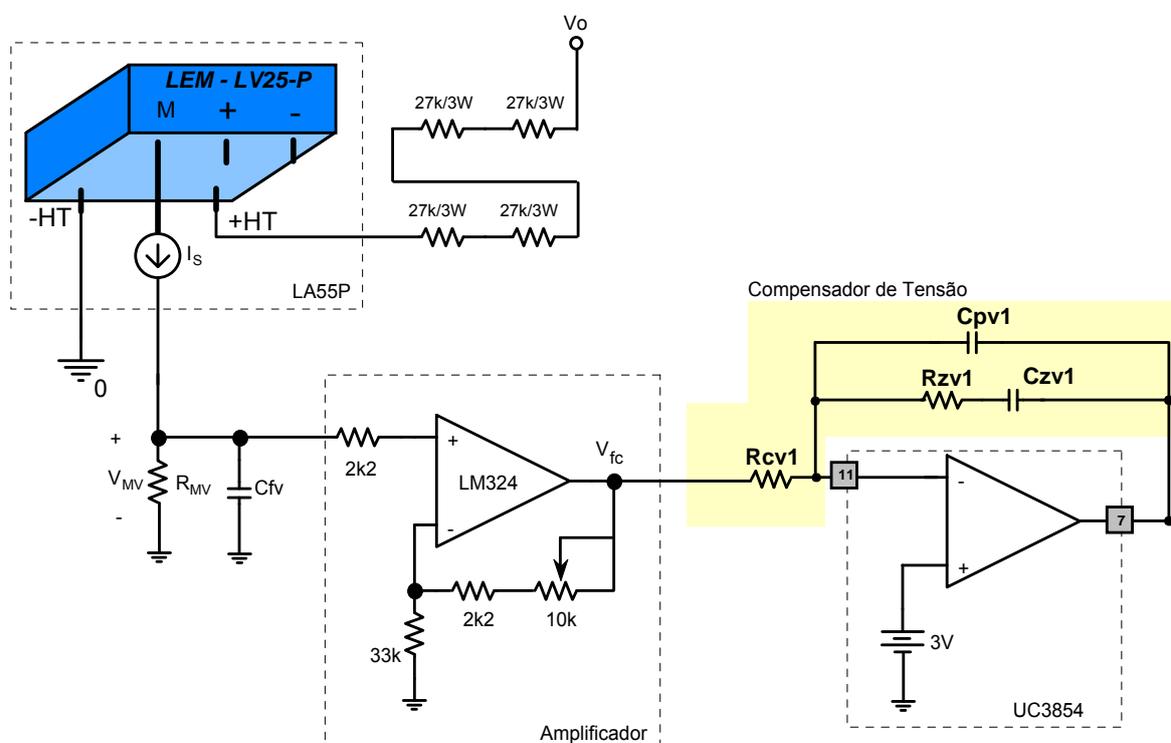
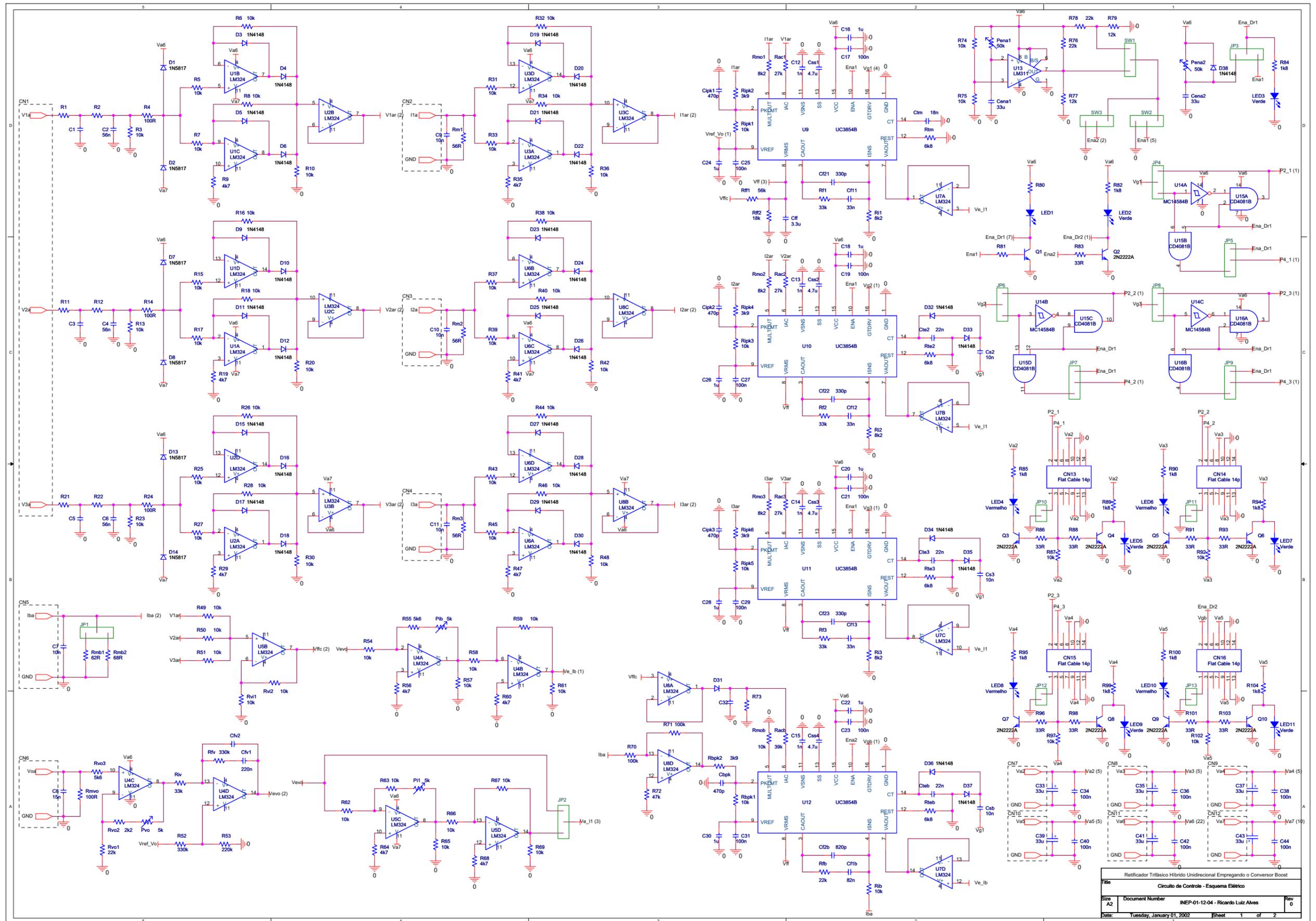


Fig. 5.12 – Amostragem e controle da tensão de barramento.

O projeto do compensador segue a metodologia apresentada no capítulo anterior. Maiores detalhes encontram-se no anexo B deste documento.

5.3.5.. Diagrama esquemático da placa de controle.

Na Fig. 5.13 é mostrado o diagrama esquemático utilizado para a montagem da placa de controle.



Retificador Trifásico Híbrido Unidirecional Empregando o Conversor Boost		
Circuito de Controle - Esquema Elétrico		
File	Document Number	Rev
A2	INEP-01-12-04 - Ricardo Luiz Alves	0
Date:	Tuesday, January 01, 2002	Sheet 1 of 2

Fig.5.2 Diagrama Esquemático da Placa de Controle.

5.4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS.

Os resultados experimentais serão divididos em tres partes distintas. A primeira delas diz respeito à estrutura operando como ponte trifásica em série com o conversor boost. Na seqüência são apresentados os resultados para a operação como retificador unidirecional. Finalmente, na terceira e última parte, são apresentados os resultados obtidos para a estrutura operando como retificador híbrido.

5.4.1. Ponte retificadora em série com o conversor boost.

Na Fig. 5.14 são apresentadas a corrente em uma das fases e a corrente no indutor boost. Verifica-se neste caso que o valor eficaz da corrente de entrada é igual a 34,12A. Já o valor médio da corrente no indutor é aproximadamente 42A.

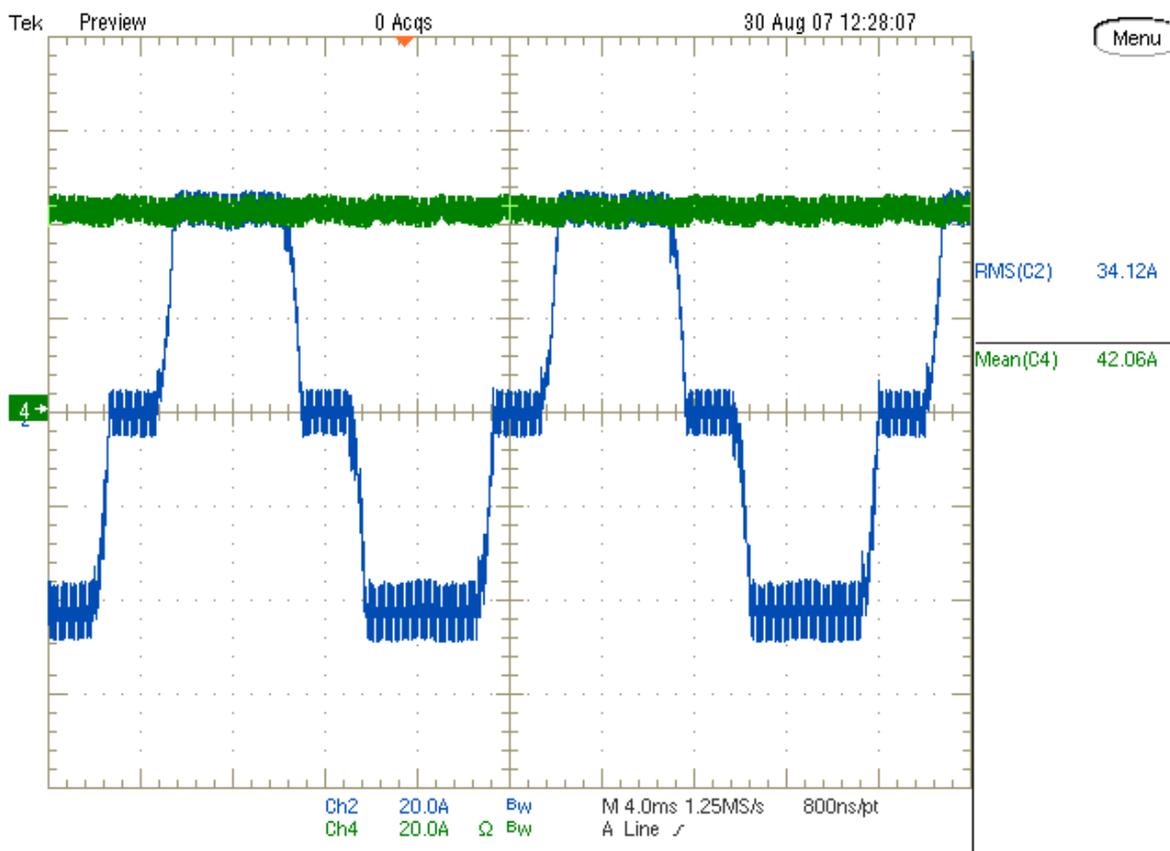


Fig. 5.14 – Corrente de entrada e corrente no indutor boost.

A ondulação de corrente no indutor é apresentada na Fig. 5.15:

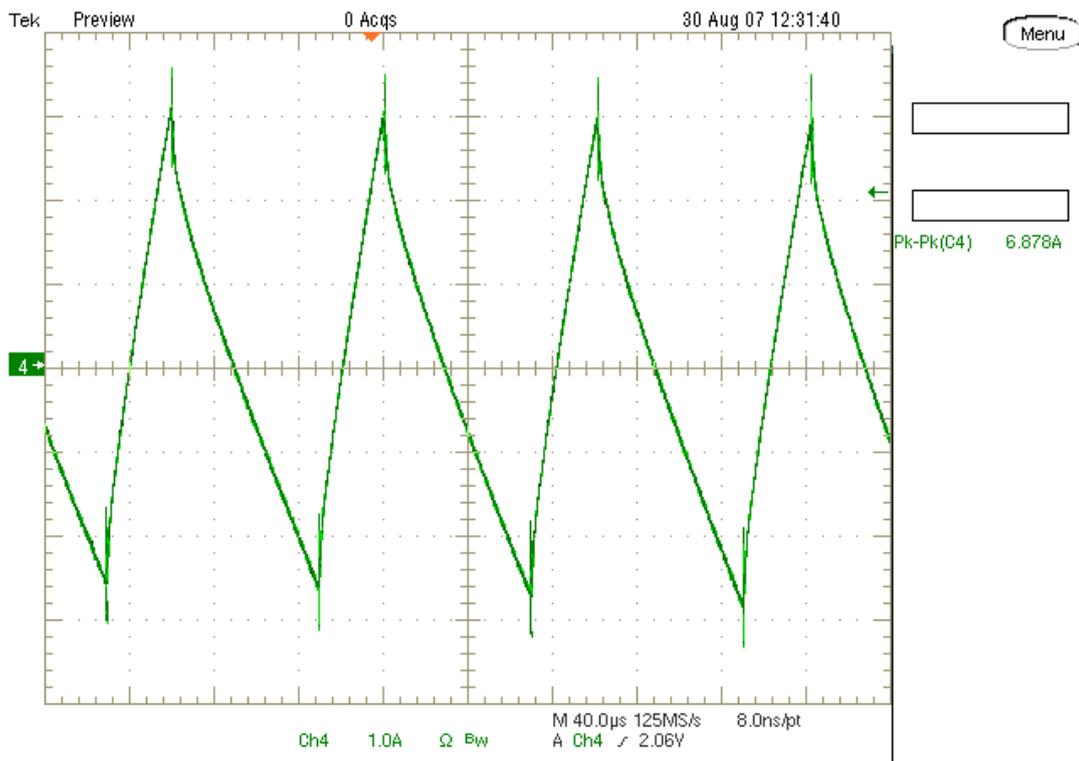


Fig. 5.15 – Ondulação de corrente no indutor boost.

As três correntes de entrada são apresentadas na Fig. 5.16. Observa-se que os valores eficazes destas correntes são respectivamente 33,38A, 34,05A e 32,89A.

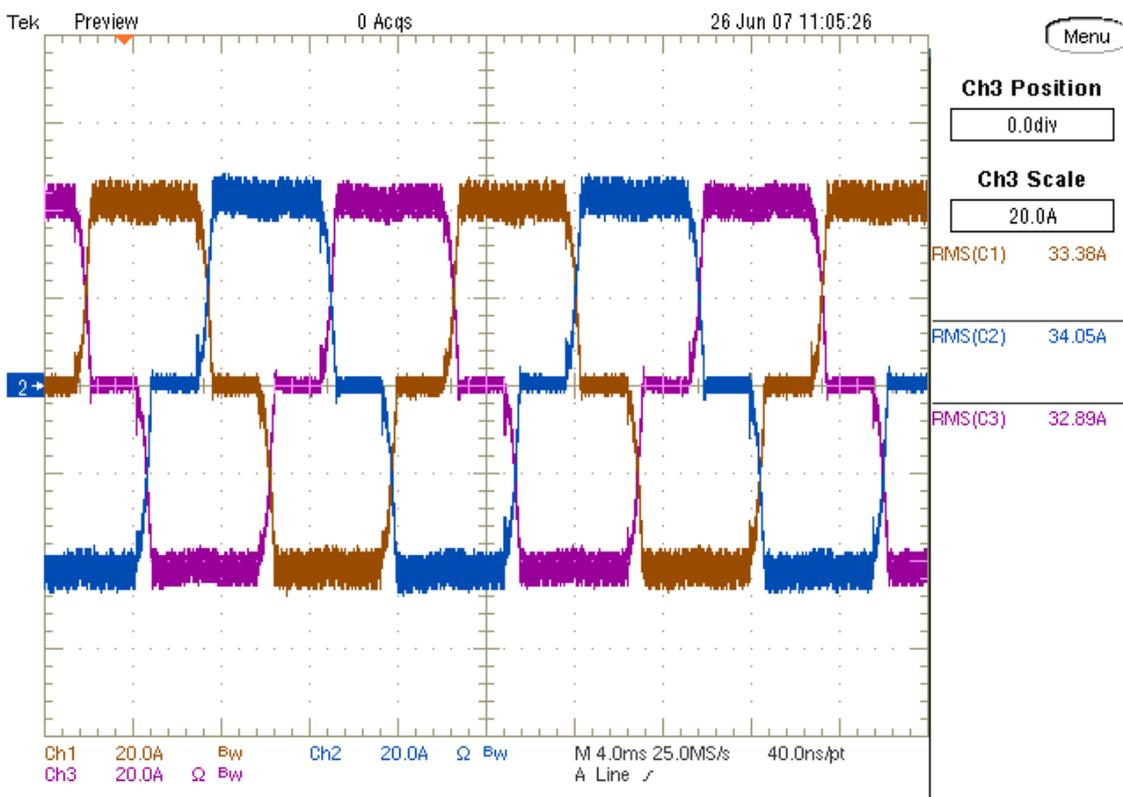


Fig. 5.16 – Correntes de entrada.

Na Fig. 5.17 são apresentadas as tensões e correntes em cada uma das fases.

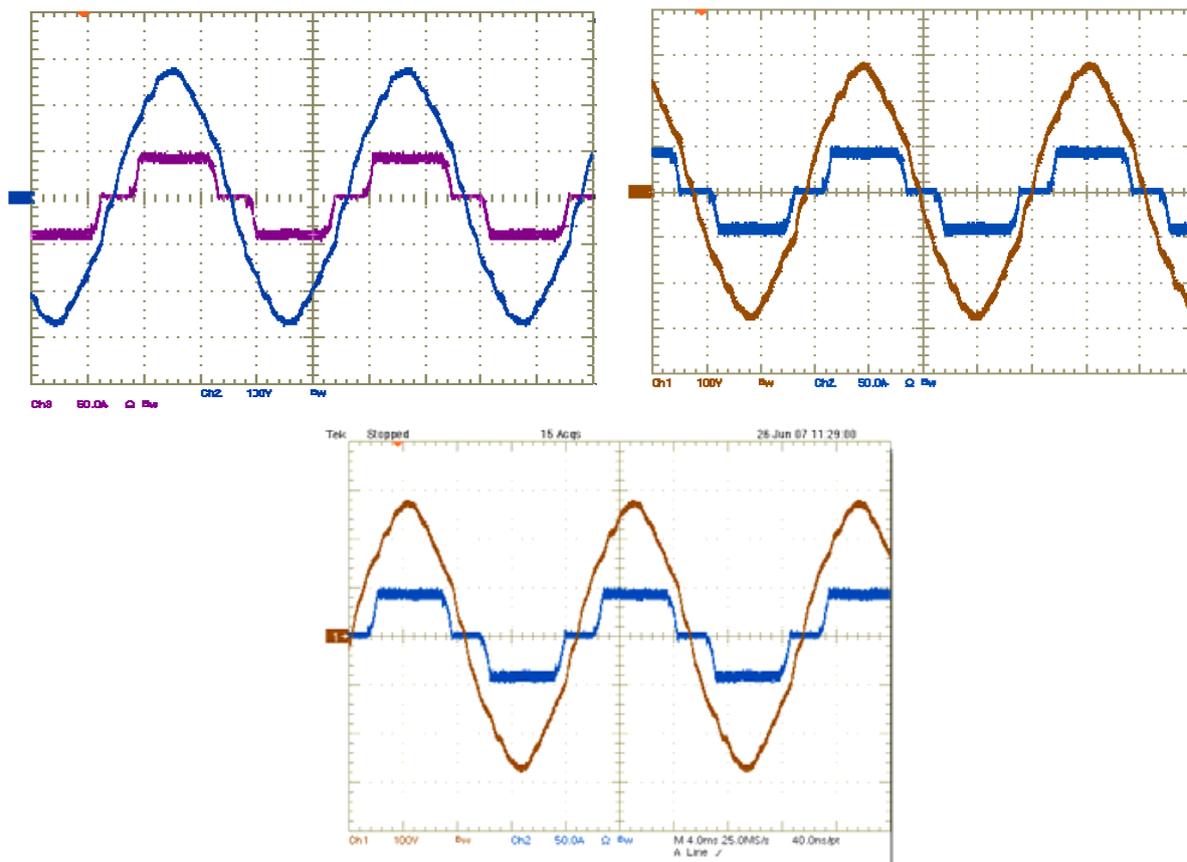


Fig. 5.17 – Tensões e correntes de entrada.

A tensão e corrente sobre um dos diodos da ponte de graetz são apresentadas na Fig. 5.18.

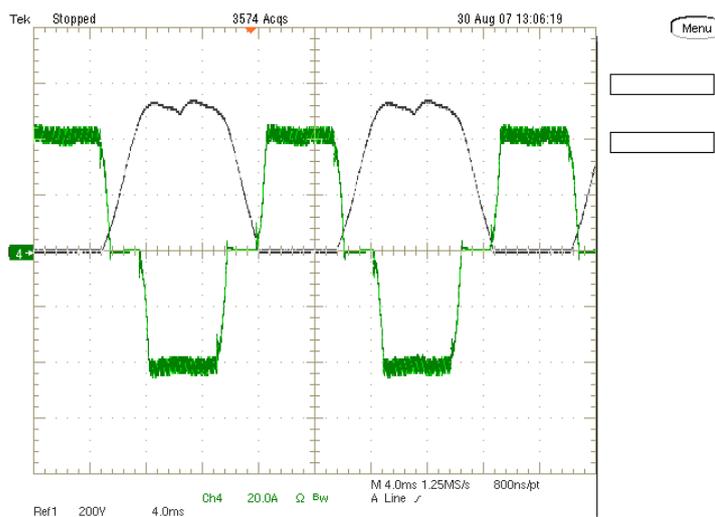


Fig. 5.18 – Tensão e corrente na ponte de Graetz.

A corrente no diodo boost é apresentada na Fig. 5.19. Verifica-se na ifigura que o valor eficaz de corrente é da ordem de 35,4A.

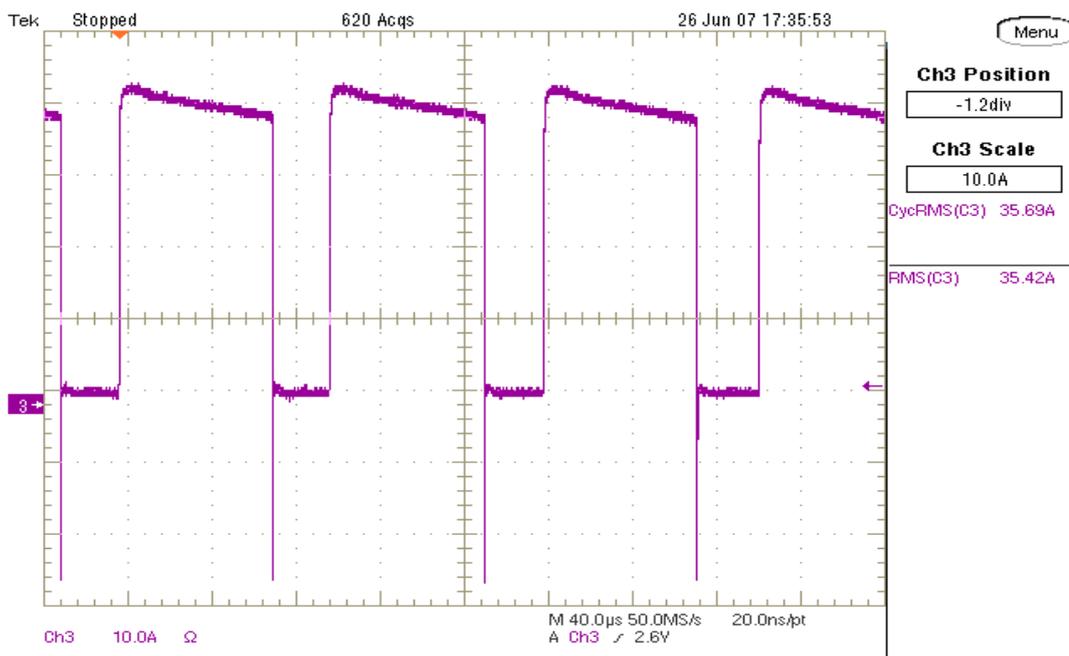


Fig. 5.19 –Corrente no diodo boost.

Na Fig. 5.20 são apresentadas as formas de onda de tensão sobre o IGBT e a corrente no indutor boost.

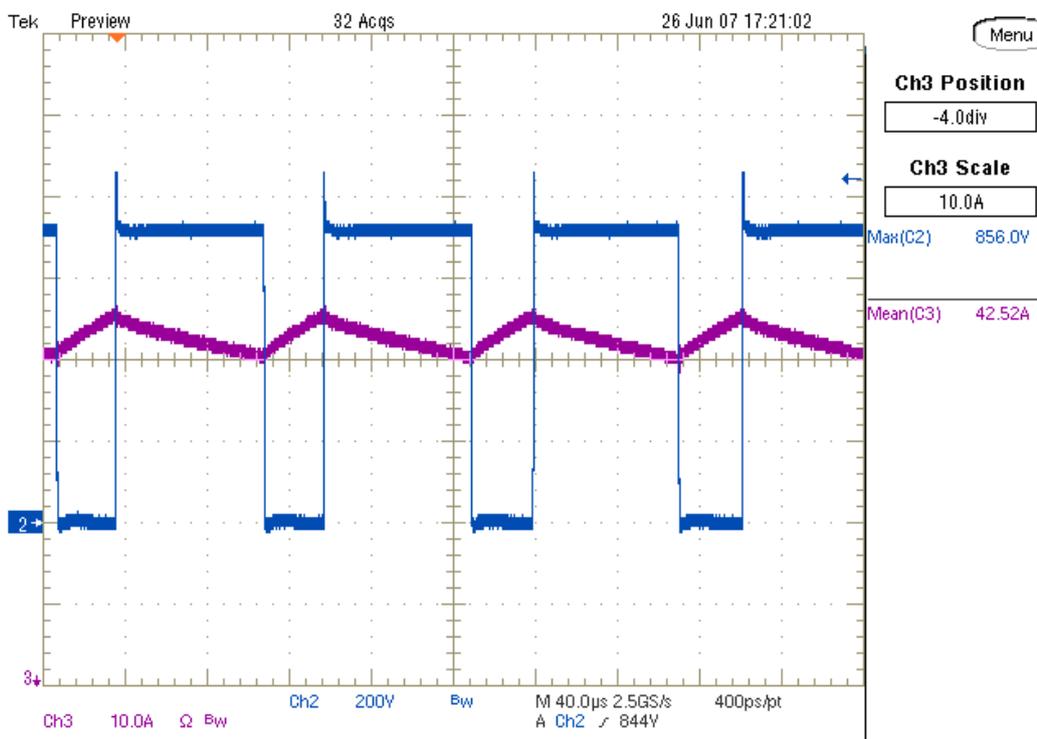


Fig. 5.20 –Corrente no indutor e tensão no IGBT.

As formas de onda de tensão e corrente na carga e de corrente em uma das fases são apresentadas na Fig. 5.21. Verifica-se neste caso que a potência entregue na saída pode ser calculada e fica em torno de 20,13kW.

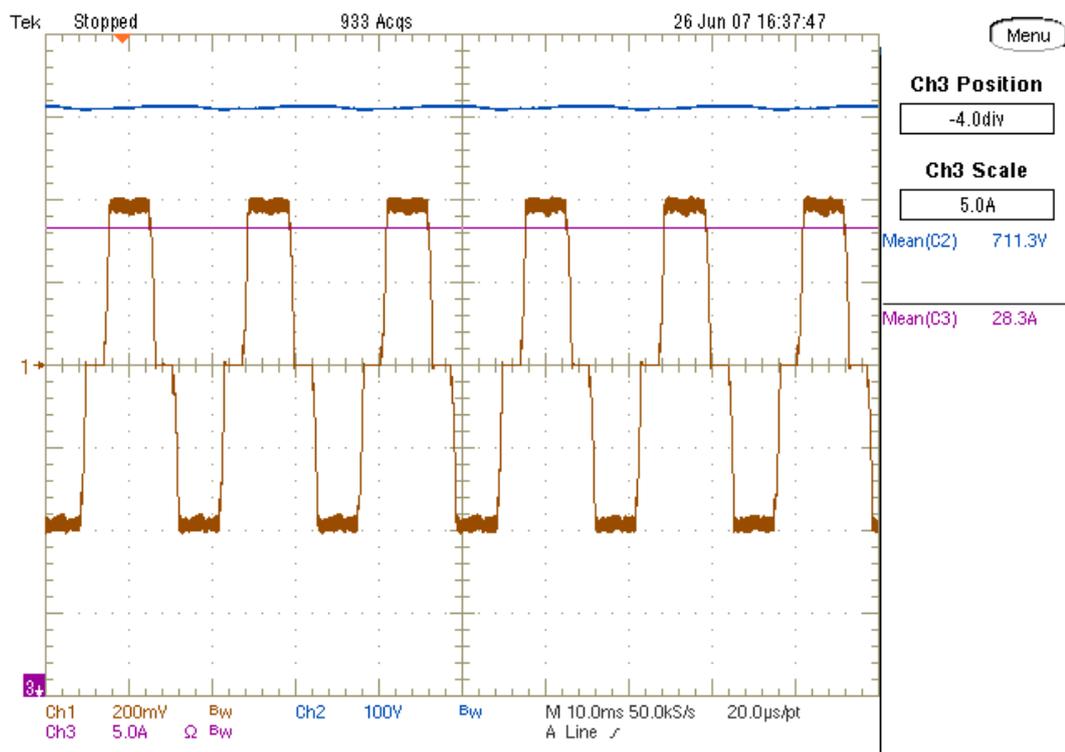


Fig. 5.21 –Tensão e corrente de carga e corrente em uma das fases.

A ondulação obtida na saída é apresentada na Fig. 5.22:

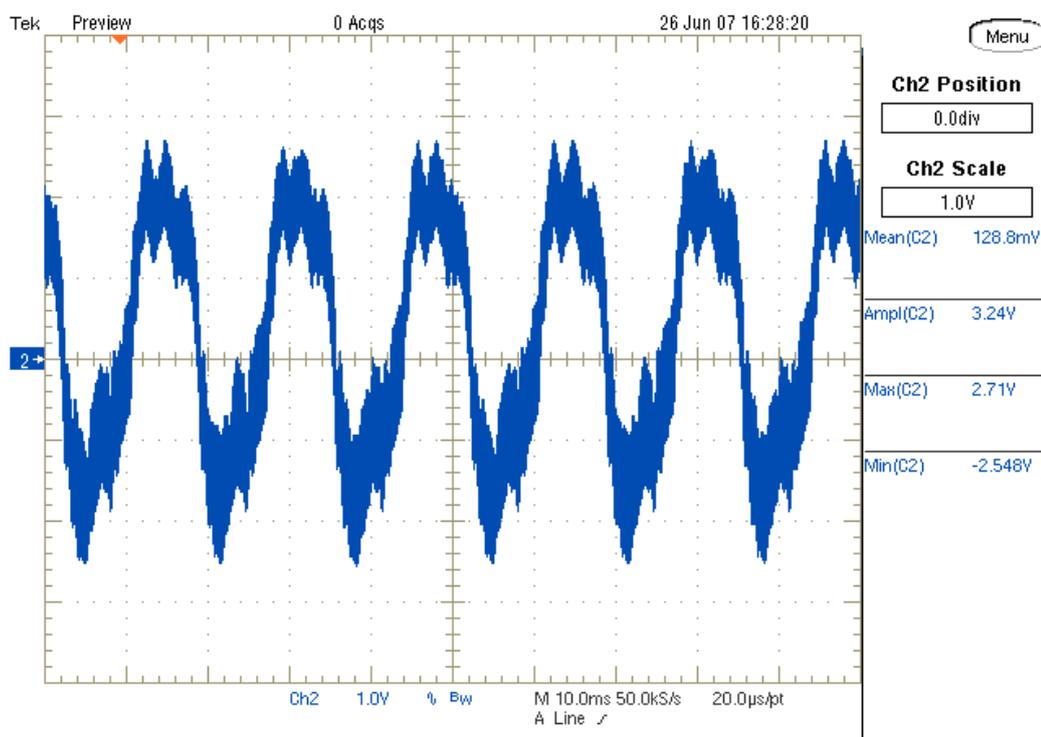


Fig. 5.22 –Ondulação da tensão de saída

O comportamento da tensão de saída e das correntes de entrada frente a variações de carga é apresentado na Fig. 5.23.

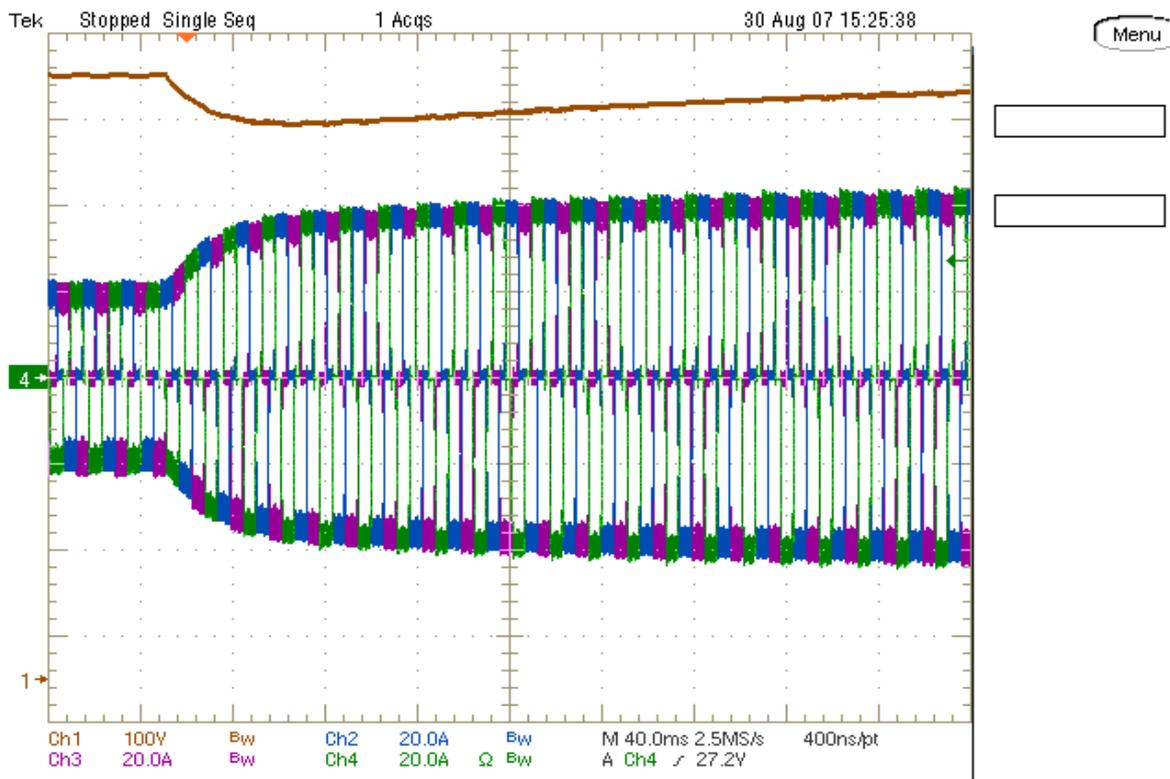


Fig. 5.23 – Variação de carga

As Fig.5.24(a), Fig.5.24(b) e Fig.5.24(c) mostram a análise harmônica das correntes de entrada. Conforme observa-se na legenda dos gráficos, a escala utilizada pelo software para as harmônicas é $\text{dB}\mu\text{A}$. Devido ao fato desta não ser uma unidade com a qual temos familiaridade, a amplitude das harmônicas foi plotada em valores absolutos na Fig. 5.25.

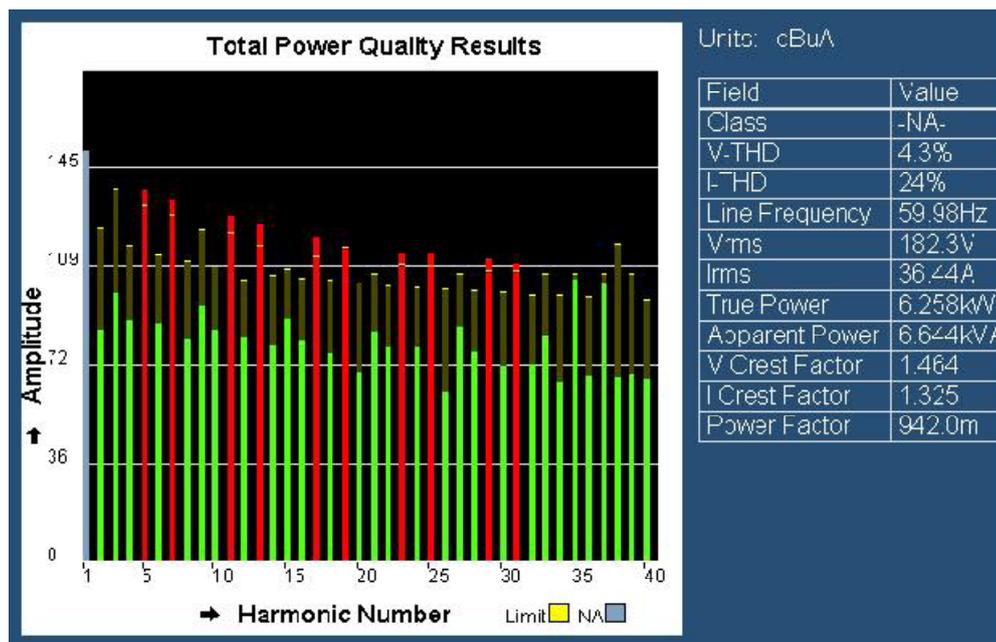


Fig. 5.24(a) – Análise harmônica para as correntes da Fase A

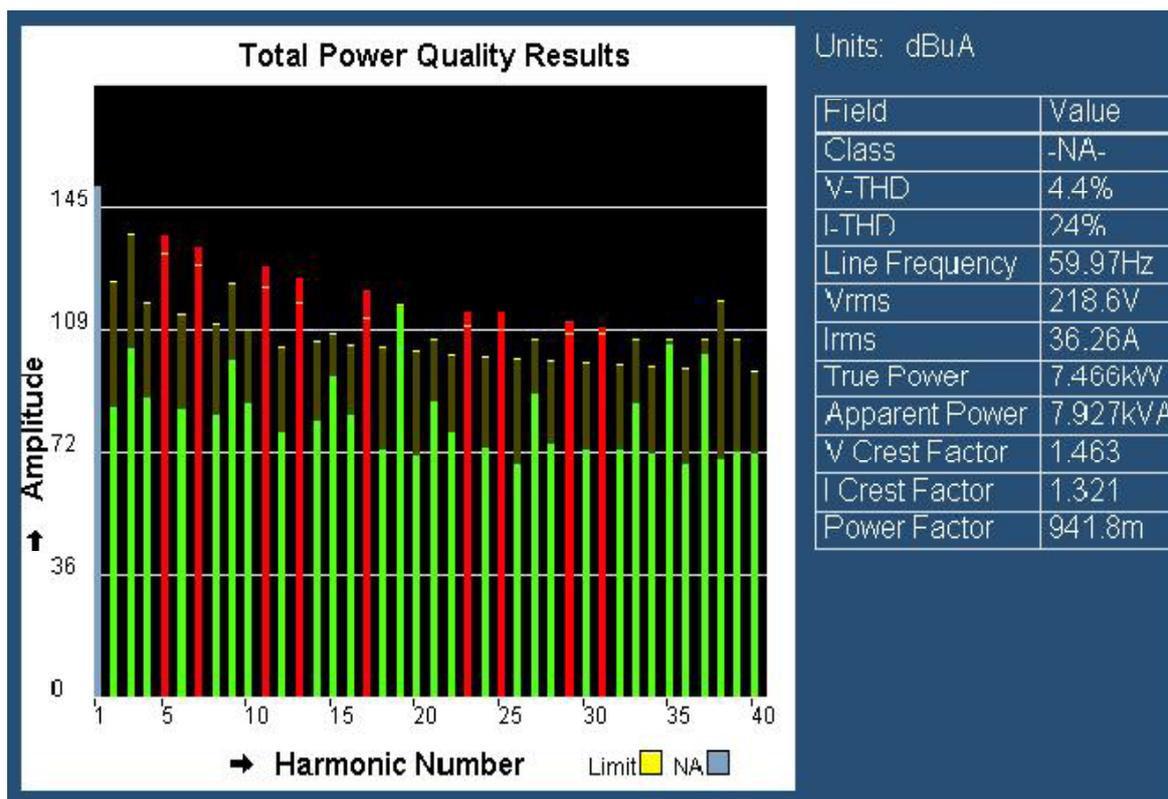


Fig. 5.24(b) – Análise harmônica para as correntes da Fase B

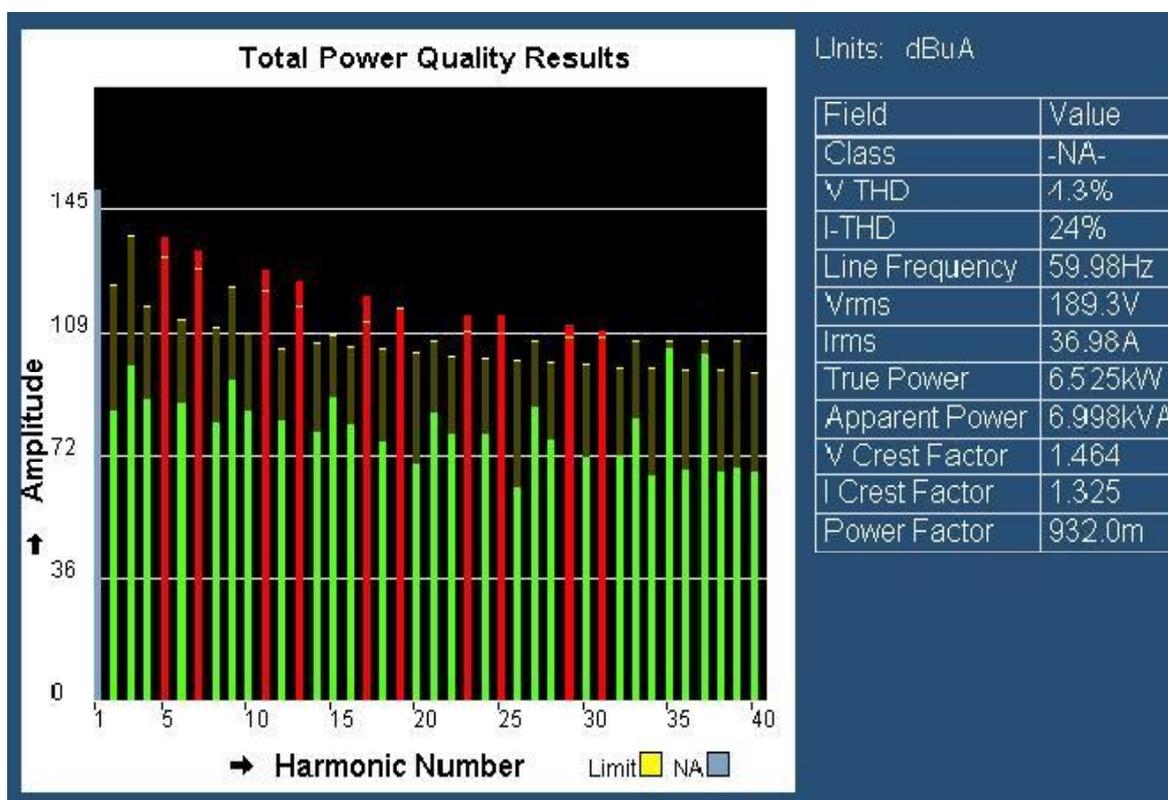


Fig. 5.24(c) – Análise harmônica das correntes da Fase C.

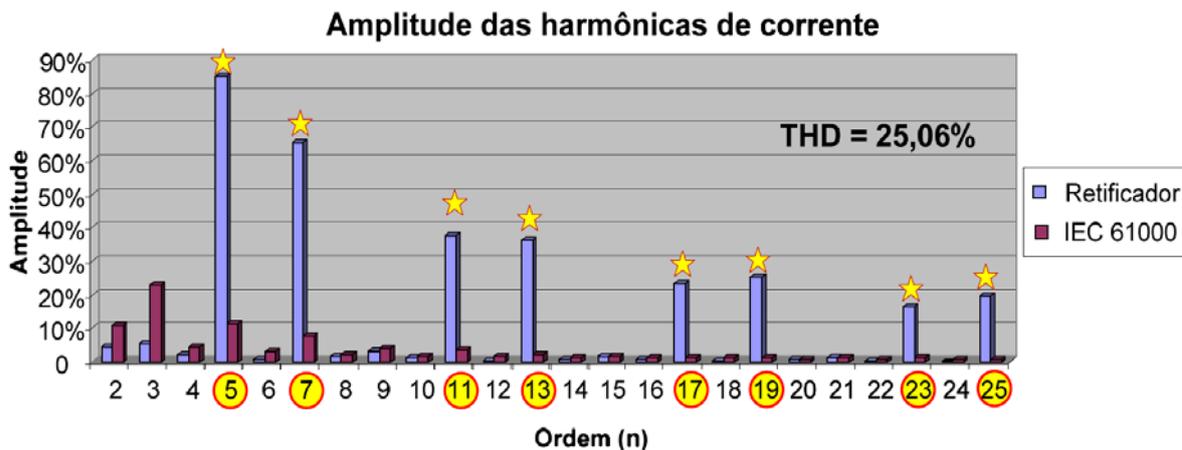


Fig. 5.25 – Análise harmônica para a ponte trifásica de diodos em série com o conversor boost.

Para efeitos de comparação os valores teóricos, simulados e experimentais foram dispostos em forma de tabela e apresentados na Tabela 5.2:

Tabela 5.2. - Quadro comparativo dos esforços de corrente nos semicondutores.

Componente	Teórico		Simulação		Experimental	
	Média	Eficaz	Média	Eficaz	Média	Eficaz
Diodos da ponte retificadora	12,96A	22,44A	13,43A	23,14A	13,30A	23,03A
Interruptor Boost	10,30A	20,01A	11,39A	21,31A	11,46A	21,81A
Diodo Boost	28,57A	33,07A	28,06A	33,85A	28,93A	35,42A
THD	31%		29,48%		24%	

Os resultados apresentados mostram que a estrutura comporta-se de acordo com a análise teórica realizada nos capítulos anteriores. Observa-se, no entanto, uma diferença significativa na THD de corrente. Na prática a redução do conteúdo harmônico deve-se à presença das indutâncias de linha da instalação elétrica que alimenta o conversor. Tais indutâncias limitam a derivada de corrente, o que favorece a redução da THD.

O fator de potência obtido fica em torno de 0,94 para a estrutura em questão, conforme pode ser verificado nas tabelas da Fig. 5.24.

5.4.2. Retificador Unidirecional.

As formas de onda de tensão corrente de entrada para a operação com carga nominal são apresentadas na Fig. 5.26. Observa-se o comportamento senoidal das correntes na Fig. 5.27, estando essas em fase com as respectivas tensões de fase.

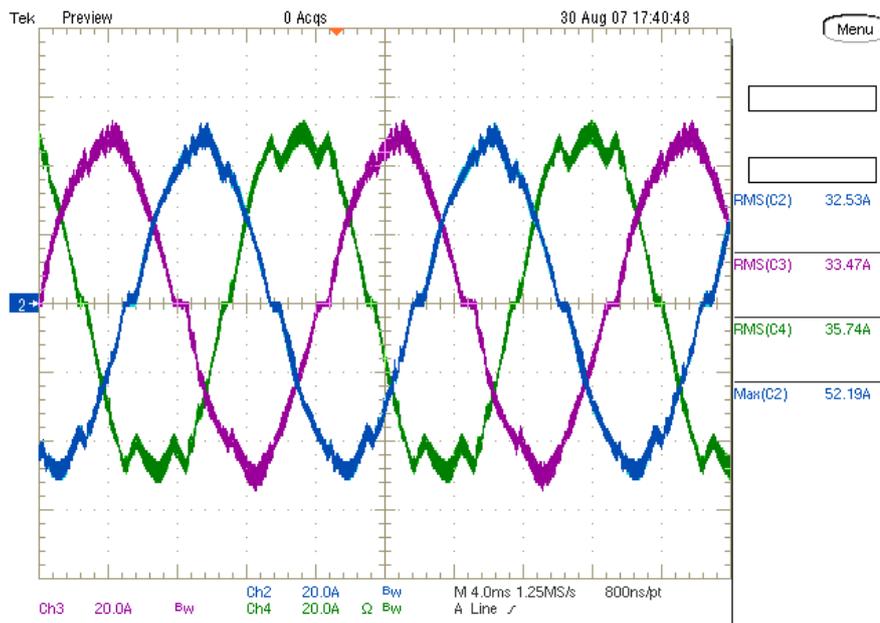


Fig. 5.26 – Correntes de entrada.

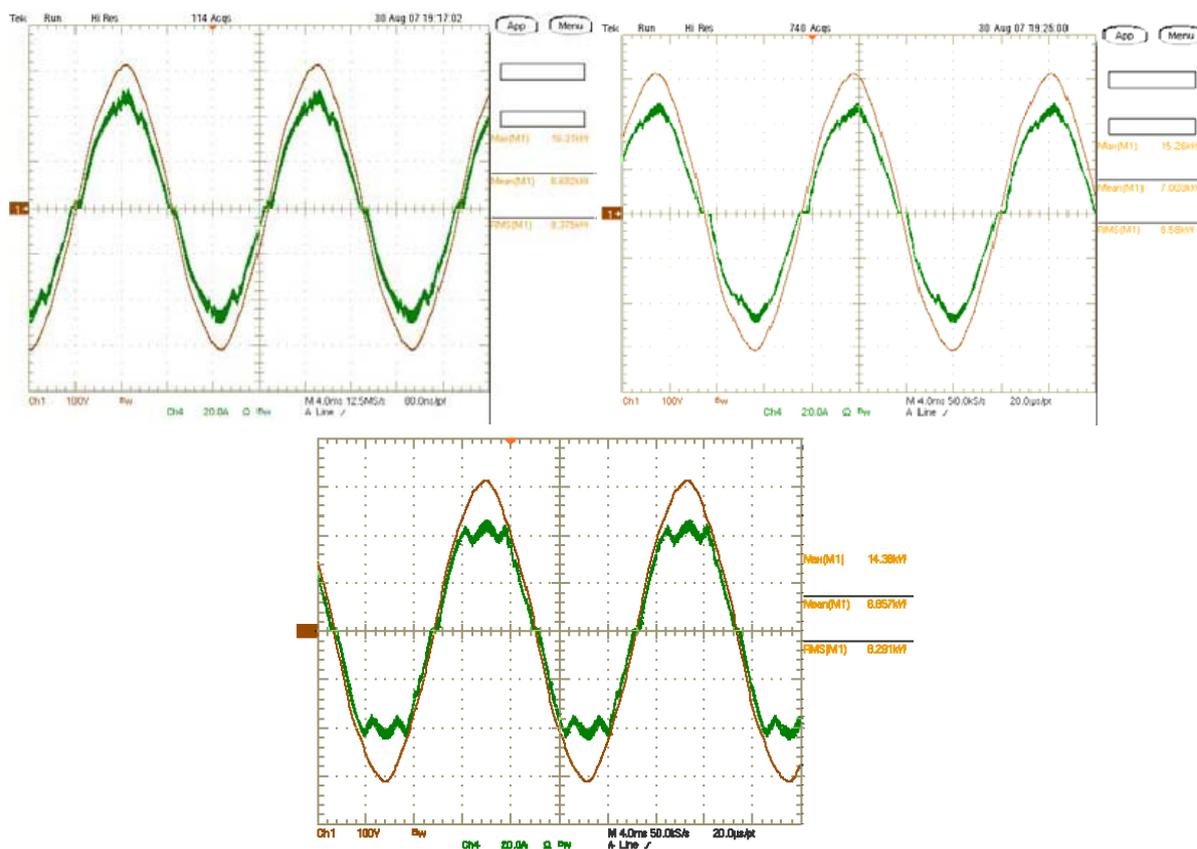


Fig. 5.27 – Tensões e correntes de entrada.

Para realizar a análise de desempenho, assim como realizado para o conversor anterior, são apresentados nas figuras seguintes os esforços de tensão e corrente aos quais ficam submetidos os semicondutores durante o funcionamento em potência nominal.

A tensão e corrente sobre o diodo D1 são apresentadas na Fig. 5.28. Verifica-se que os valores medidos são bastante próximos aos analíticos e obtidos por meio de simulação.

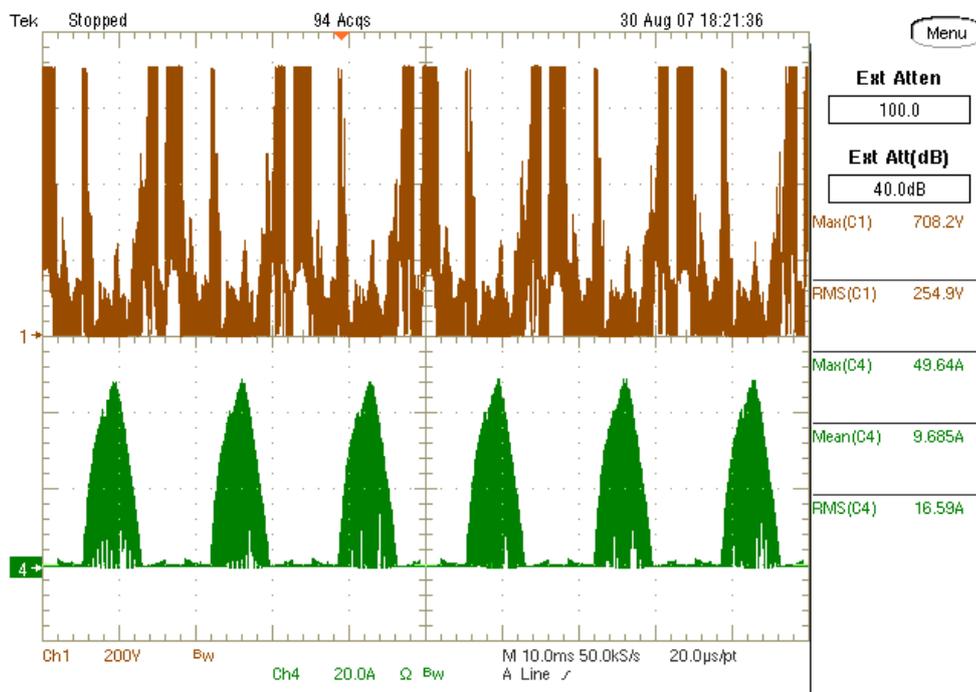


Fig. 5.28 – Tensão e corrente no diodo D1.

Para o diodo D4, observaram-se as formas de onda de tensão e corrente apresentadas na Fig. 5.29.

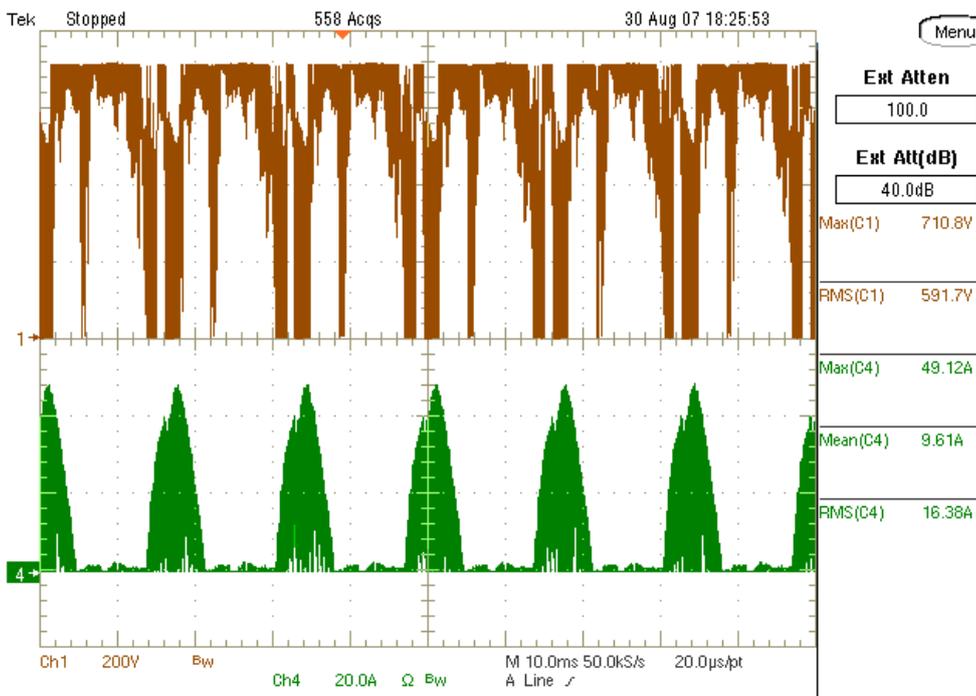


Fig. 5.29 – Tensão e corrente no diodo D4.

Para os diodos D1a e D1b, verifica-se, através das aquisições apresentadas nas Fig. 5.30 e Fig. 5.31, que os valores obtidos observados na experimentação novamente comprovam a validade das expressões analíticas obtidas nos capítulos anteriores.

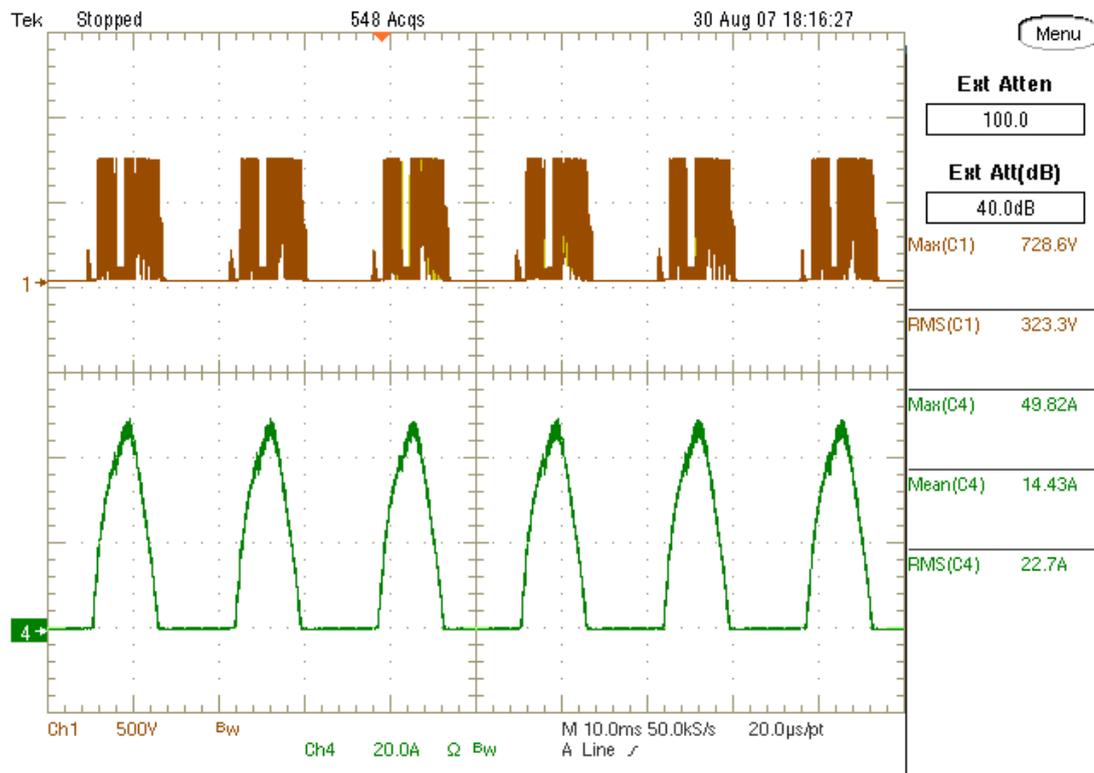


Fig. 5.30 – Tensão e corrente no diodo D1a.

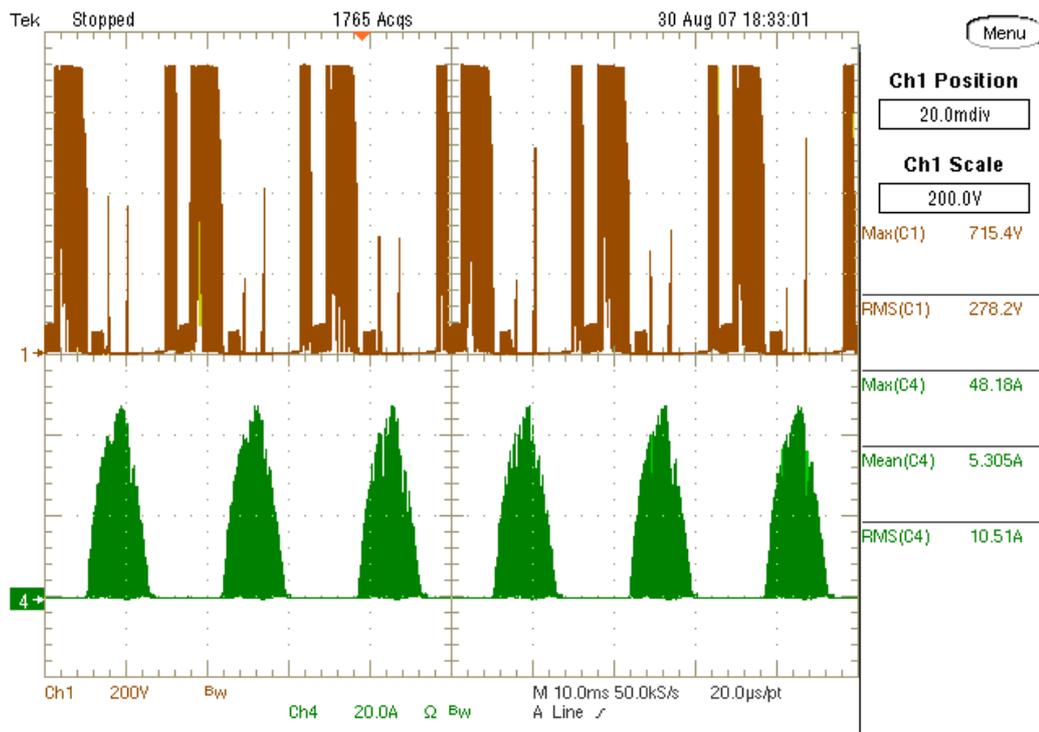


Fig. 5.31 – Tensão e corrente no diodo D1b.

No interruptor de potência foram medidos os valores de tensão e corrente apresentados na Fig. 5.32.

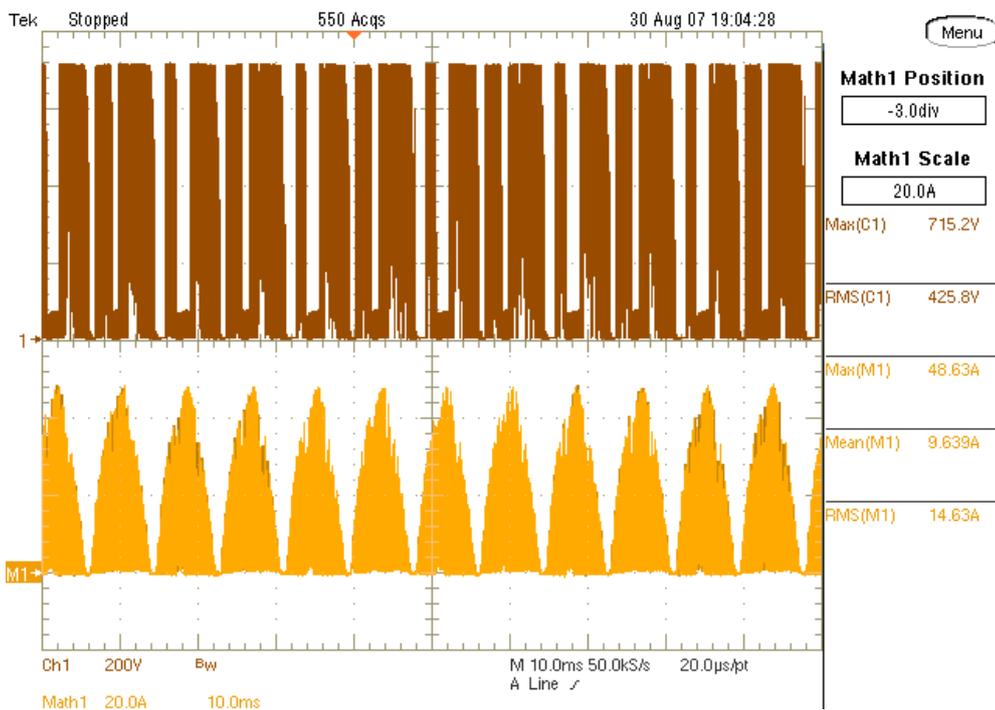


Fig. 5.32 – Tensão e corrente no interruptor.

A resposta dinâmica do circuito para variações de carga é apresentada na Fig. 5.33, onde é possível observar as correntes de entrada e a resposta dinâmica da tensão de saída.

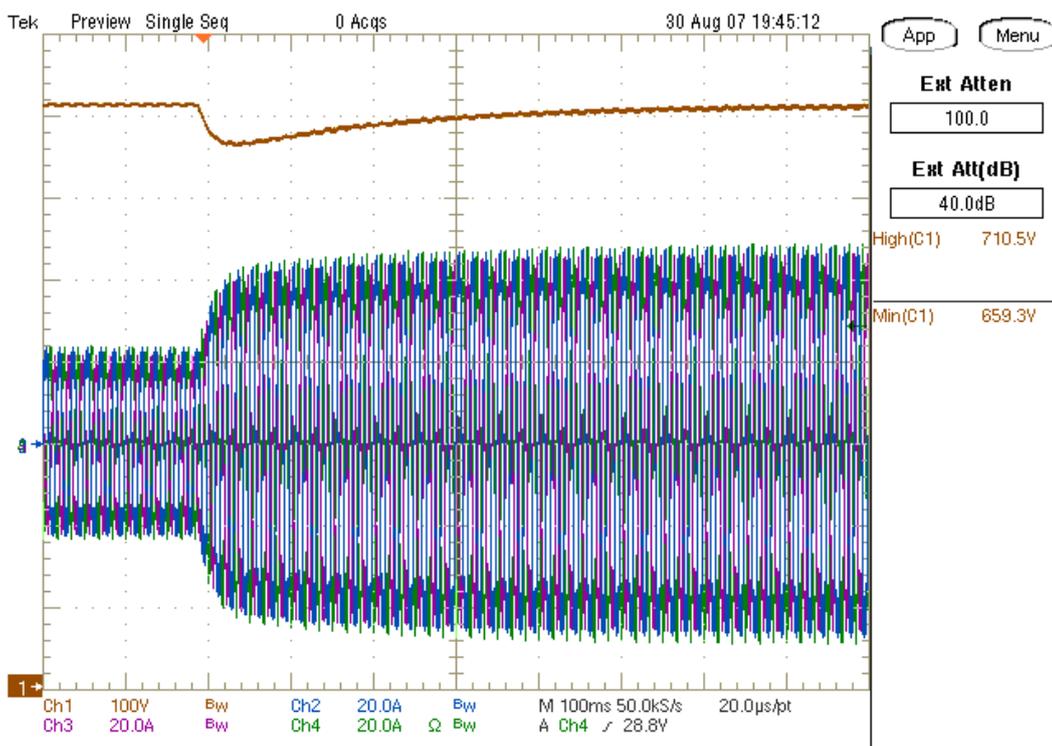


Fig. 5.33 – Degrau de carga.

A análise harmônica das correntes de entrada é apresentada nas Fig.5.34.(a), Fig.5.34.(b) e Fig.5.34.(c). Observa-se que o fator de potência obtido varia entre de 0,992 e 0,997.

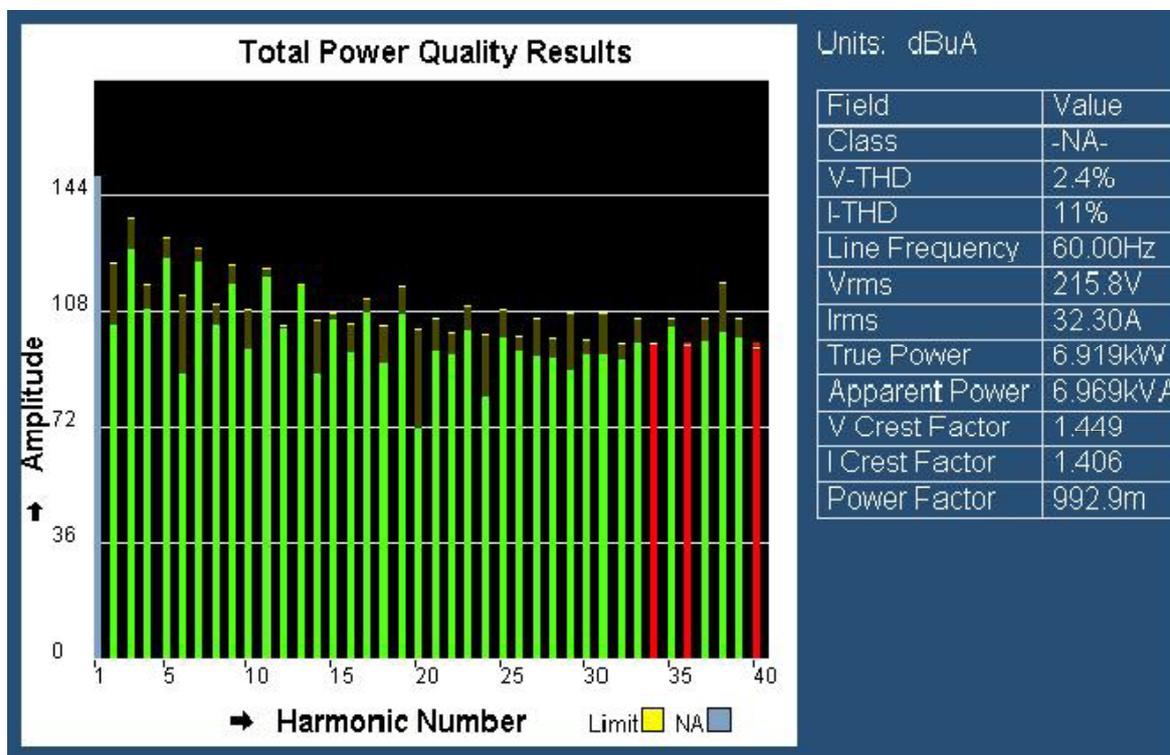


Fig. 5.34(a) – Análise harmônica das correntes de entrada na fase A.

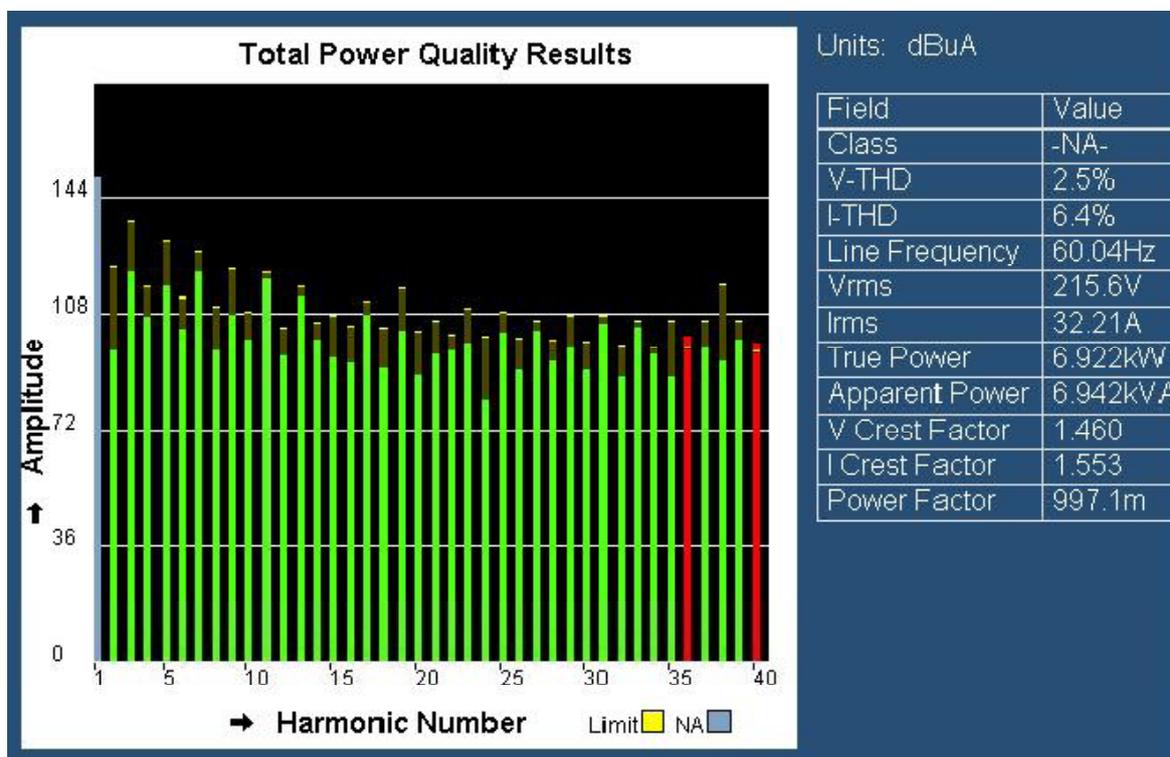


Fig. 5.34(b) – Análise harmônica das correntes de entrada na fase B.

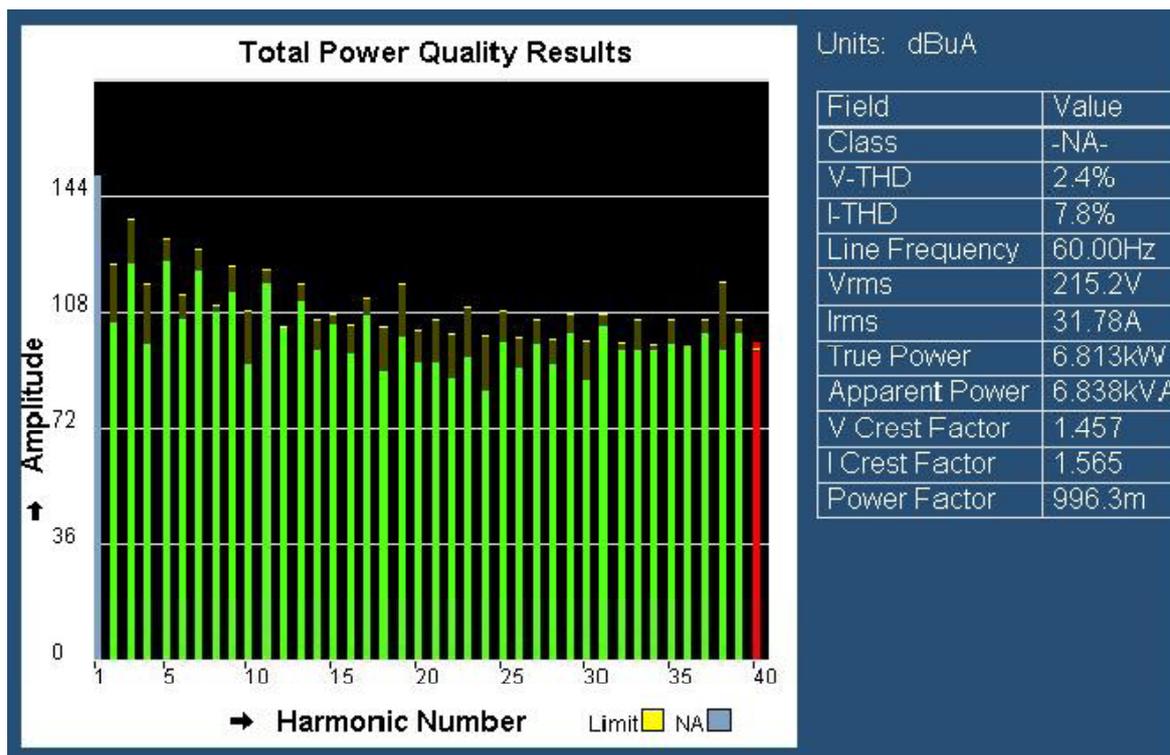


Fig. 5.34(c) – Análise harmônica das correntes de entrada na fase C.

Afim de apresentar a análise harmônica em uma escala na qual se tenha maior familiaridade, na Fig. 5.35 são apresentadas as amplitudes das harmônicas em valores percentuais relativos à amplitude da fundamental.

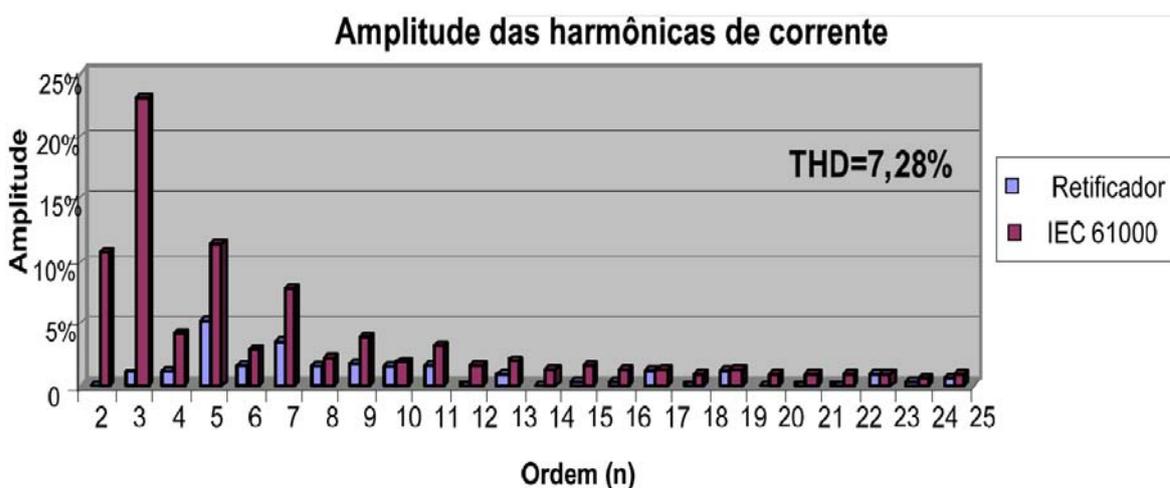


Fig. 5.35 – Análise harmônica para o retificador PWM unidirecional.

Para efeitos de comparação os valores teóricos, simulados e experimentais foram dispostos em forma de tabela e apresentados na Tabela 5.3:

Tabela 5.3. - Quadro comparativo dos esforços de corrente nos semicondutores.

Componente	Teórico		Simulação		Experimental	
	Média	Eficaz	Média	Eficaz	Média	Eficaz
Interruptores	8,23A	14,14A	8,52A	16,07A	9,63A	14,66A
Diodo D₁	9,54A	18,87A	9,86A	19,03A	9,68A	16,59A
Diodo D_{1a}	13,64A	21,42A	13,75A	21,69A	14,43A	22,7A
Diodo D_{1b}	4,11A	9,55A	4,13A	10,08A	5,30A	10,51A
Diodo D_{1c}	13,64A	21,42A	13,75A	21,69A	14,43A	22,7A
Diodo D_{1d}	4,11A	9,55A	4,13A	10,08A	5,30A	10,51A
Diodo D₄	9,54A	18,87A	9,86A	19,03A	9,68A	16,59A

Os resultados apresentados mostram que a estrutura comporta-se de acordo com o previsto na análise teórica realizada nos capítulos anteriores. Observa-se, no entanto, que a TDH obtida para as correntes chega a 11% em uma das fases, valor bastante superior aos 1,57% obtidos por simulação. Este fato deve-se, além das não idealidades desprezadas no modelo utilizado na simulação e as imprecisões dos instrumentos de medida, ao fato de que os controladores utilizam as tensões de entrada como referências para as correntes, portanto, uma vez que as tensões de entrada apresentam distorções, estas se propagam para as correntes. Deve ficar claro que as tensões de entrada estão desbalanceadas e apresentam THD não nula, o que implica em uma somatória diferente de zero. Por outro lado, o conversor estudado não apresenta neutro. Desta forma a somatória das correntes obrigatoriamente deve ser zero. Logo, os controladores de corrente não conseguem seguir fielmente as referências de tensão, o que explica a distorção harmônica maior.

Uma solução interessante a ser adotada seria a utilização de sinais de referência senoidais independentes, obtidos através de um sistema digital microprocessado ao invés de transformadores de sincronismo.

Embora a qualidade das correntes não seja tão boa quanto aquelas apresentadas por simulação, os resultados comprovam a validade das equações obtidas nos capítulos anteriores.

5.4.3. Retificador Híbrido.

Os ensaios realizados para o retificador híbrido são apresentados nesta seção. As correntes de entrada para as três fases são apresentadas na Fig. 5.36.

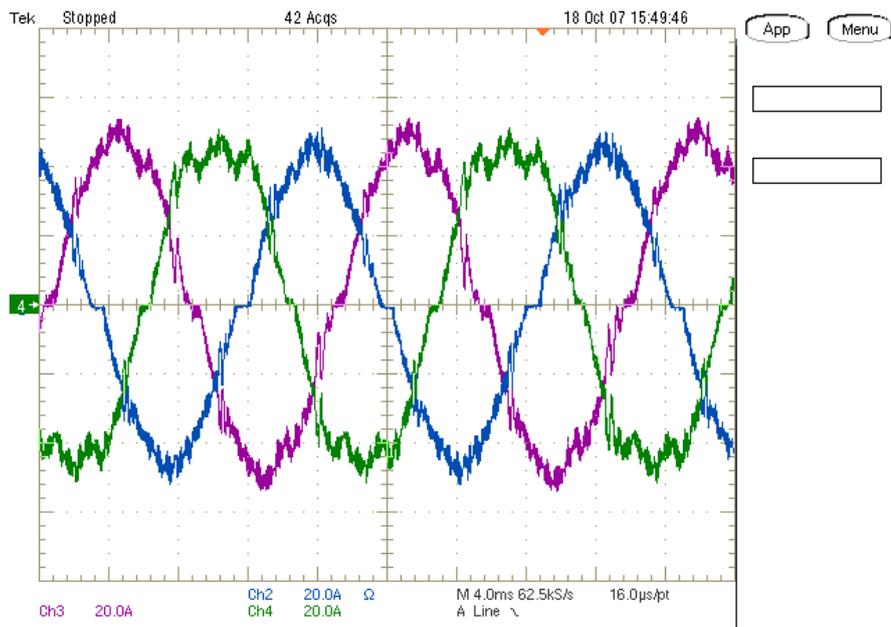


Fig. 5.36 – Correntes de entrada.

Observa-se na Fig. 5.36 o comportamento senoidal das correntes de entrada. Na Fig. 5.37 são apresentadas as correntes na entrada da ponte de Graetz, no retificador unidirecional e na fonte de alimentação do retificador híbrido.

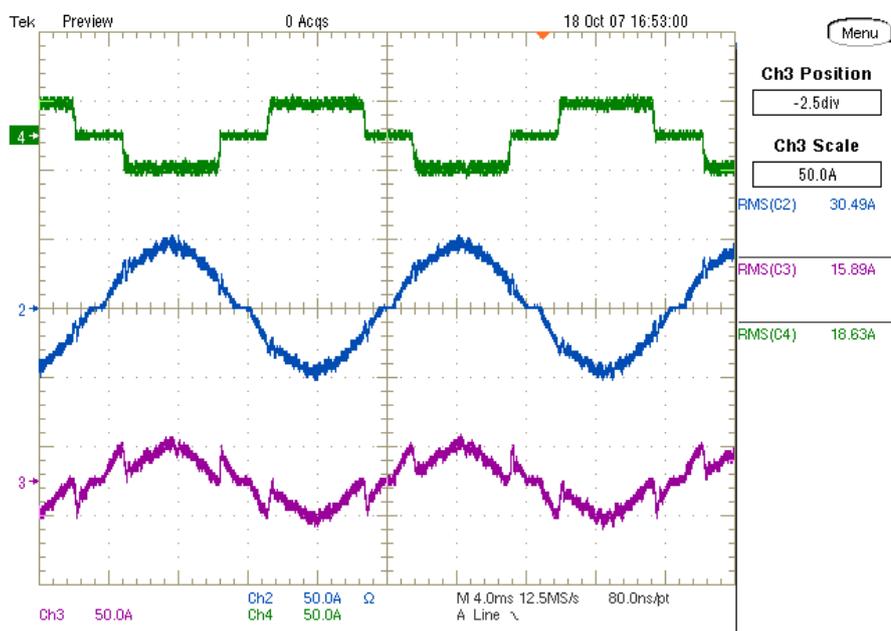


Fig. 5.37 – Correntes de entrada na ponte de diodos, no retificador unidirecional e na fonte de alimentação.

Para evidenciar a distribuição de potência podem ser observadas simultaneamente a corrente total de entrada do retificador híbrido e a corrente na entrada da ponte de Graetz. Verifica-se na Fig. 5.38 que o valor eficaz de corrente de entrada é igual a 30,5A, enquanto que a corrente eficaz na ponte de Graetz é igual a 18,48A.

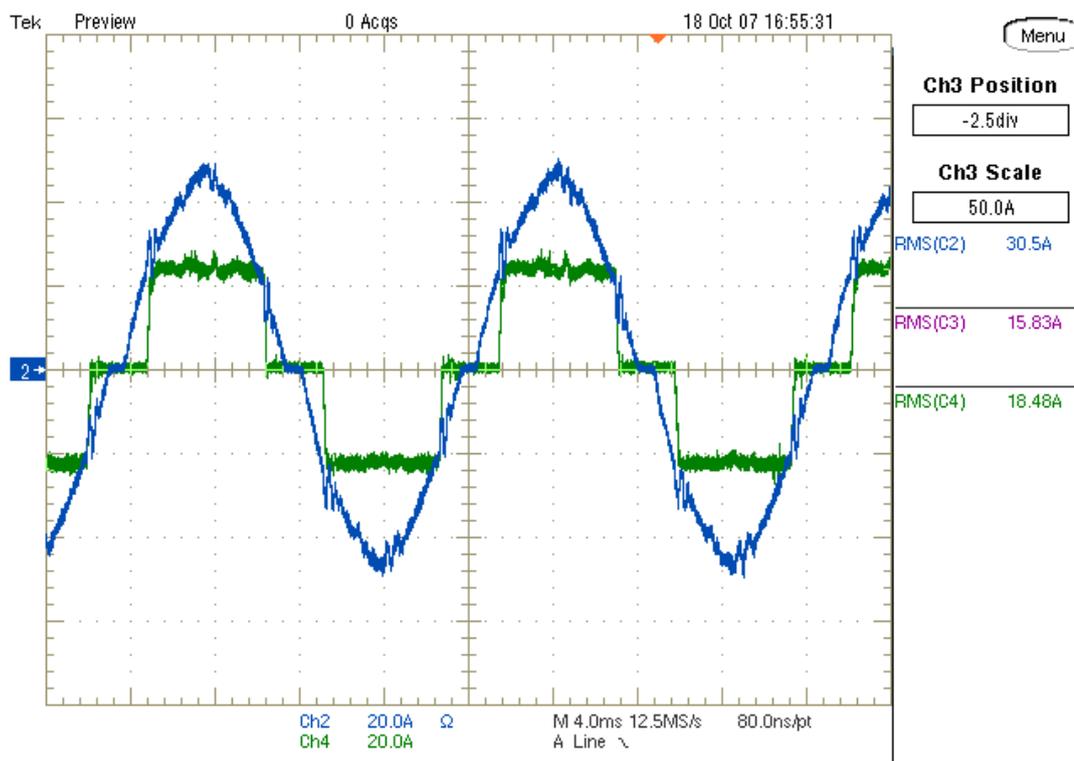


Fig. 5.38 – Correntes de entrada na ponte de diodos e na fonte de alimentação.

Comparando a corrente de entrada com a corrente processada pelo retificador unidirecional que o valor eficaz da corrente do retificador unidirecional é igual a 15,83A.

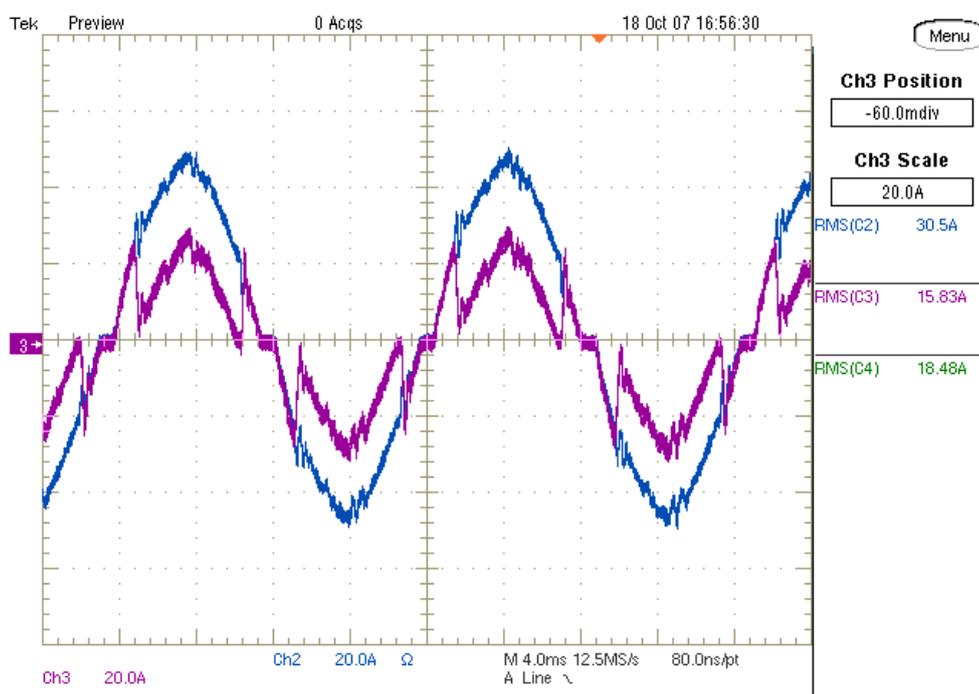


Fig. 5.39 – Correntes de entrada no retificador unidirecional e na fonte de alimentação.

Para cada uma das três fases, as respectivas correntes e tensão podem ser observadas na Fig. 5.40.

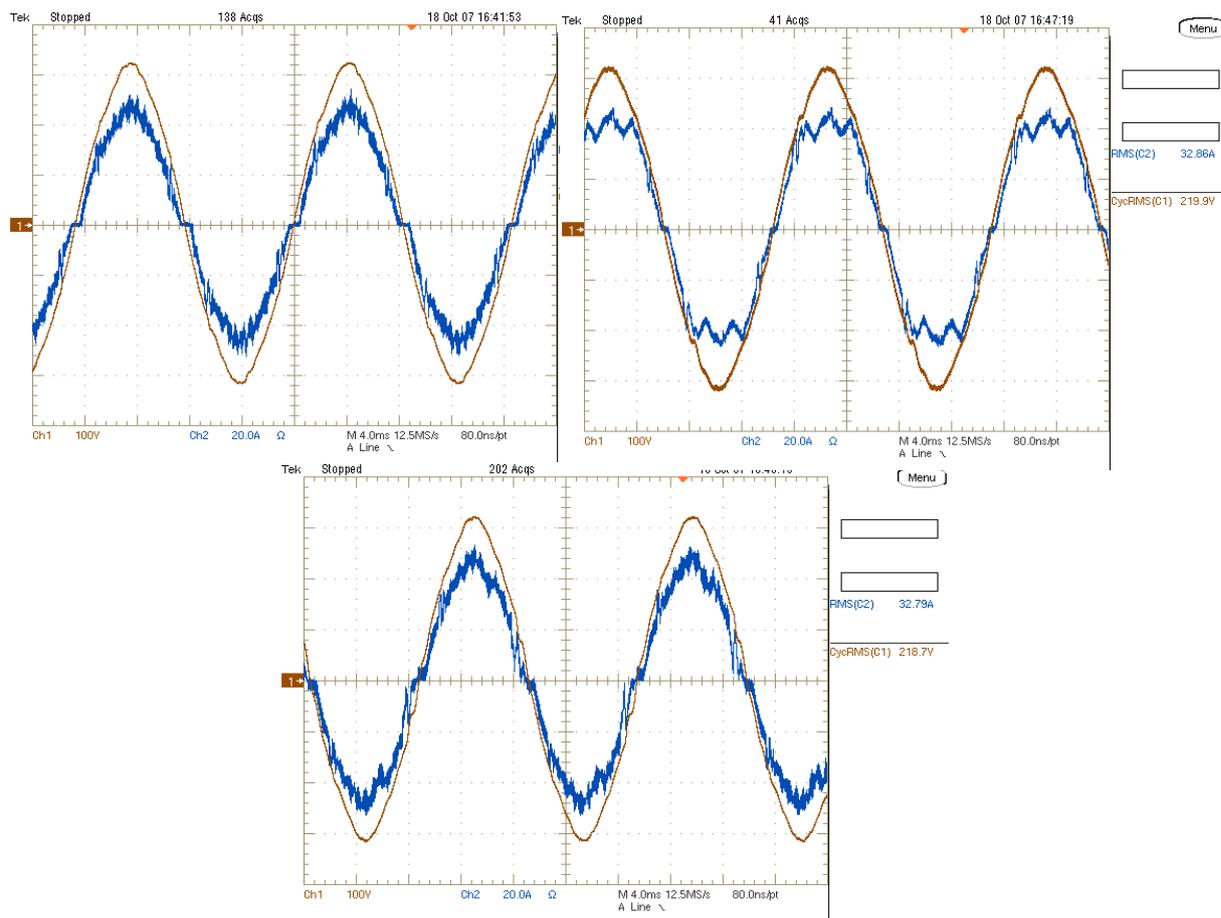


Fig. 5.40 – Correntes de respectivas tensões de alimentação.

Os esforços sobre os semicondutores podem ser verificados nas aquisições apresentadas na seqüência.

Os diodos D1 e D4 no retificador unidirecional conduzem uma corrente cujo valor eficaz é igual a 9,85A e o valor médio 5,35A, como mostrado na Fig. 5.41.

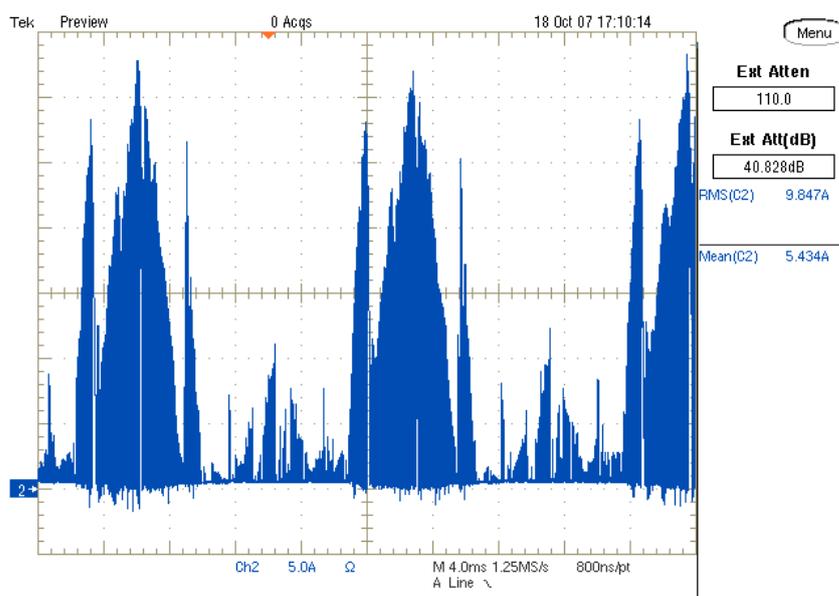


Fig. 5.41 – Corrente sobre o diodo D1.

Para os diodos D1a e D1c as formas de onda de corrente obtidas são apresentadas na Fig. 5.42.

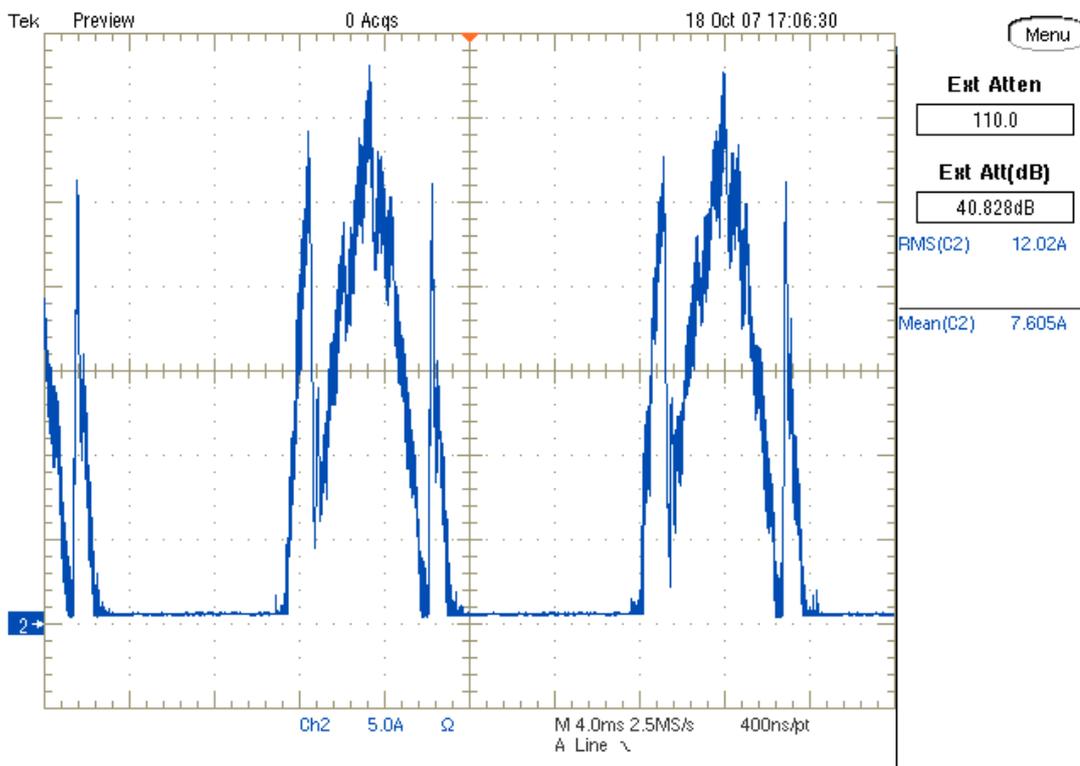


Fig. 5.42 – Corrente sobre o diodo D1a.

A corrente através do diodo D1b e D1d pode ser observada na Fig. 5.43. Verifica-se neste caso valor eficaz de corrente da ordem de 6,2A e valor médio igual a 2,57A.

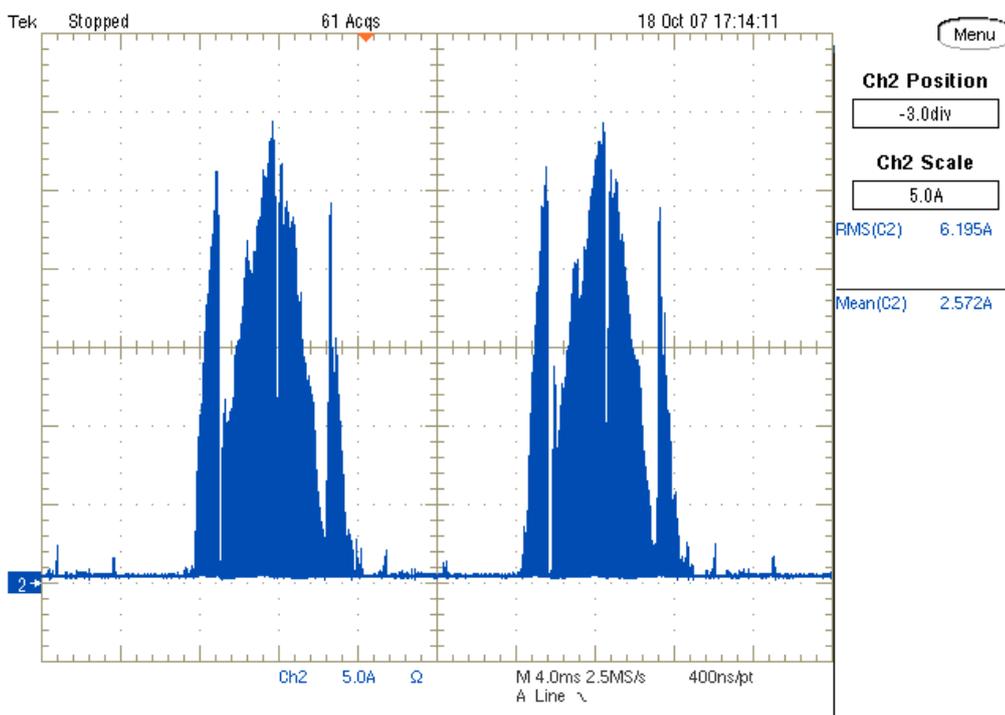


Fig. 5.43 – Corrente sobre o diodo D1d.

Para os interruptores do retificador unidirecional, a forma de onda de corrente pode ser observada na Fig. 5.44. Os valores médio e eficaz medidos são respectivamente 5,9A e 9,5A.

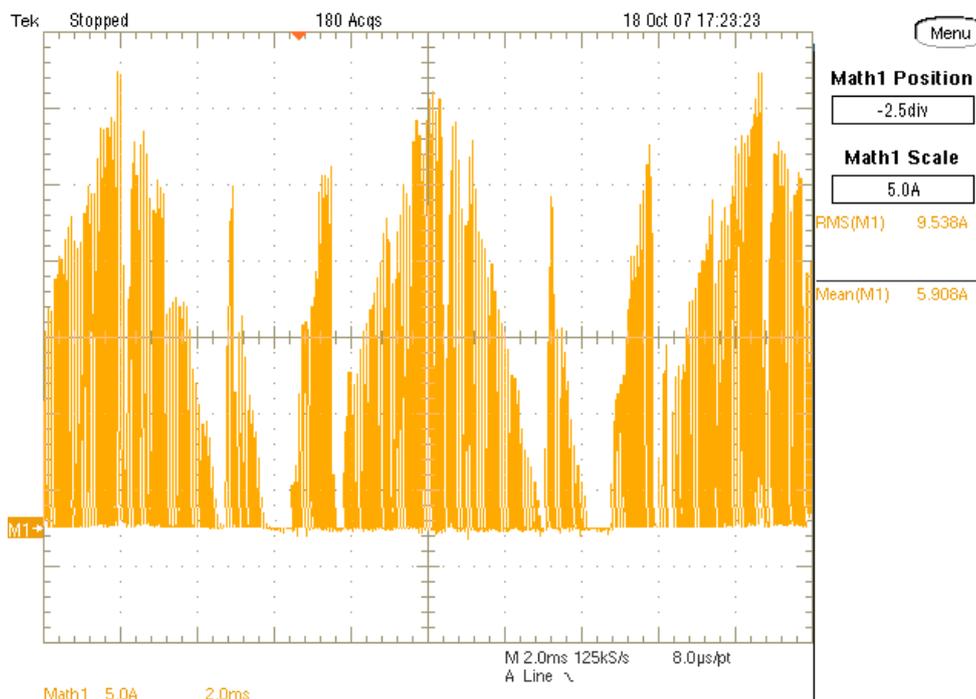


Fig. 5.44 – Corrente sobre o Interruptor do retificador unidirecional.

A resposta dinâmica do sistema para transitórios de carga pode ser observada nas aquisições denominadas Fig. 5.45 e Fig. 5.46.

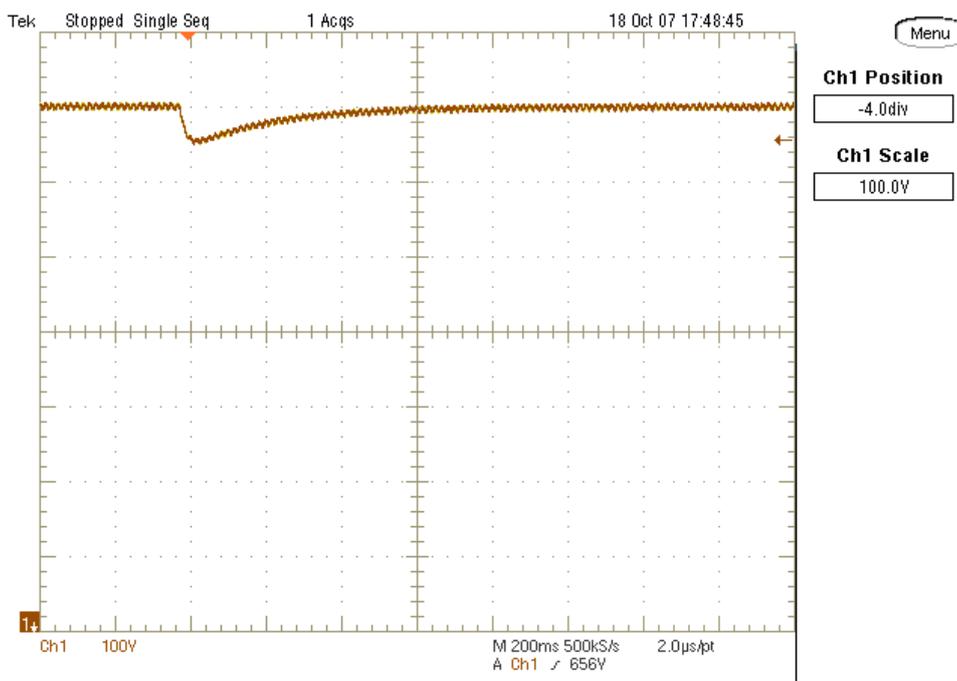


Fig. 5.45 – Resposta dinâmica da tensão de saída para transitório de carga.

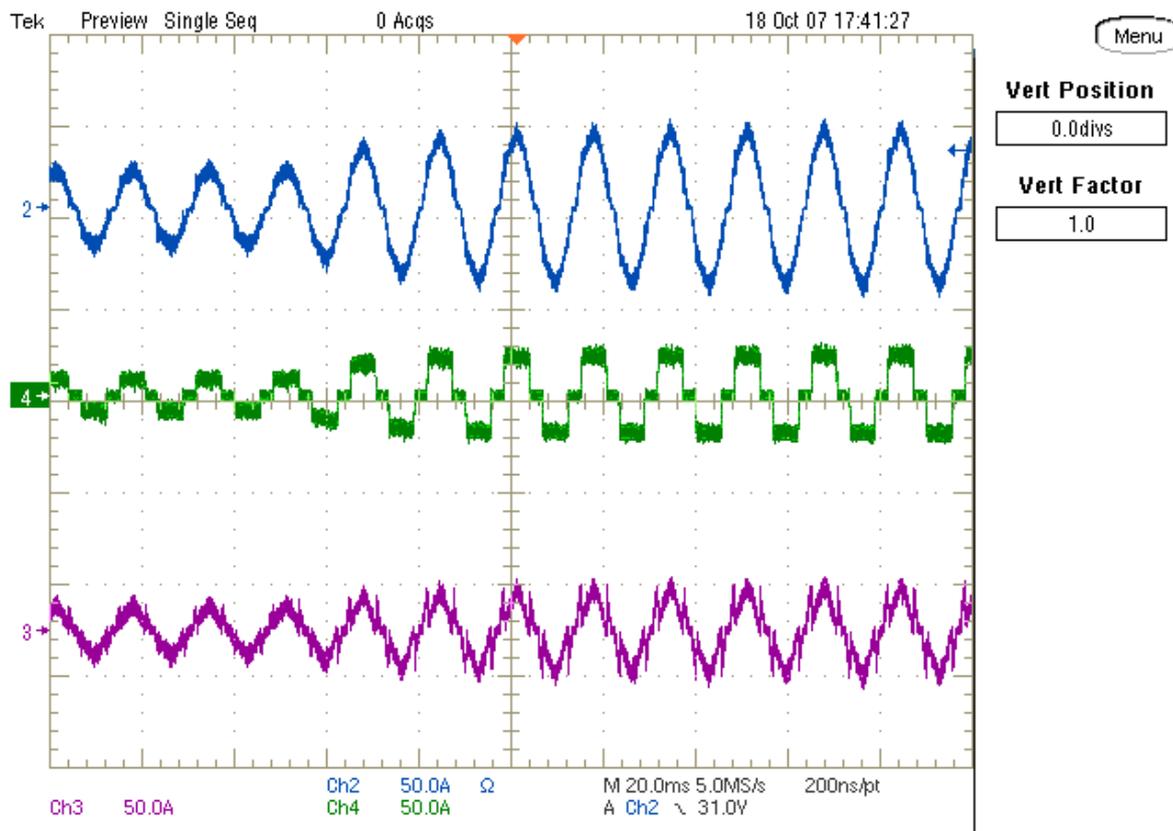


Fig. 5.46 – Resposta dinâmica das correntes de entrada para transitório de carga.

A análise de potência realizada para o retificador híbrido é apresentada na Fig. 5.47. Verifica-se que a potência total na entrada do conversor é da ordem de 20kW.

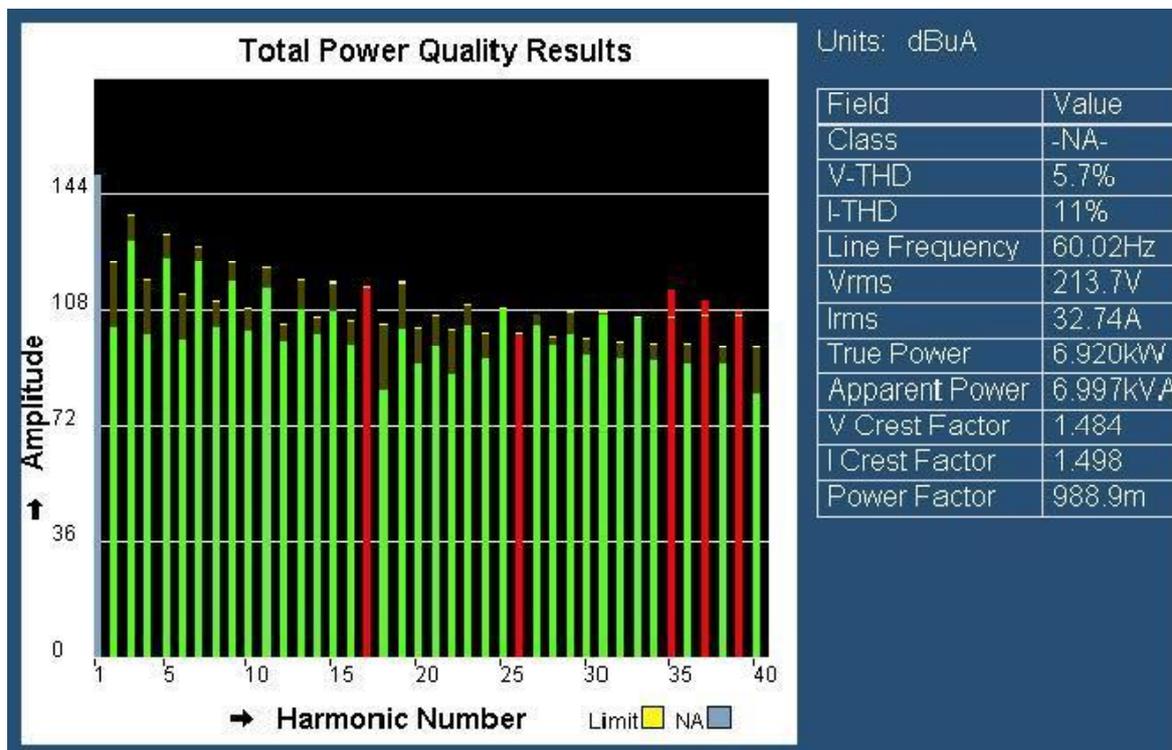


Fig. 5.47(a) – Análise da potência de entrada na fase A do retificador híbrido.

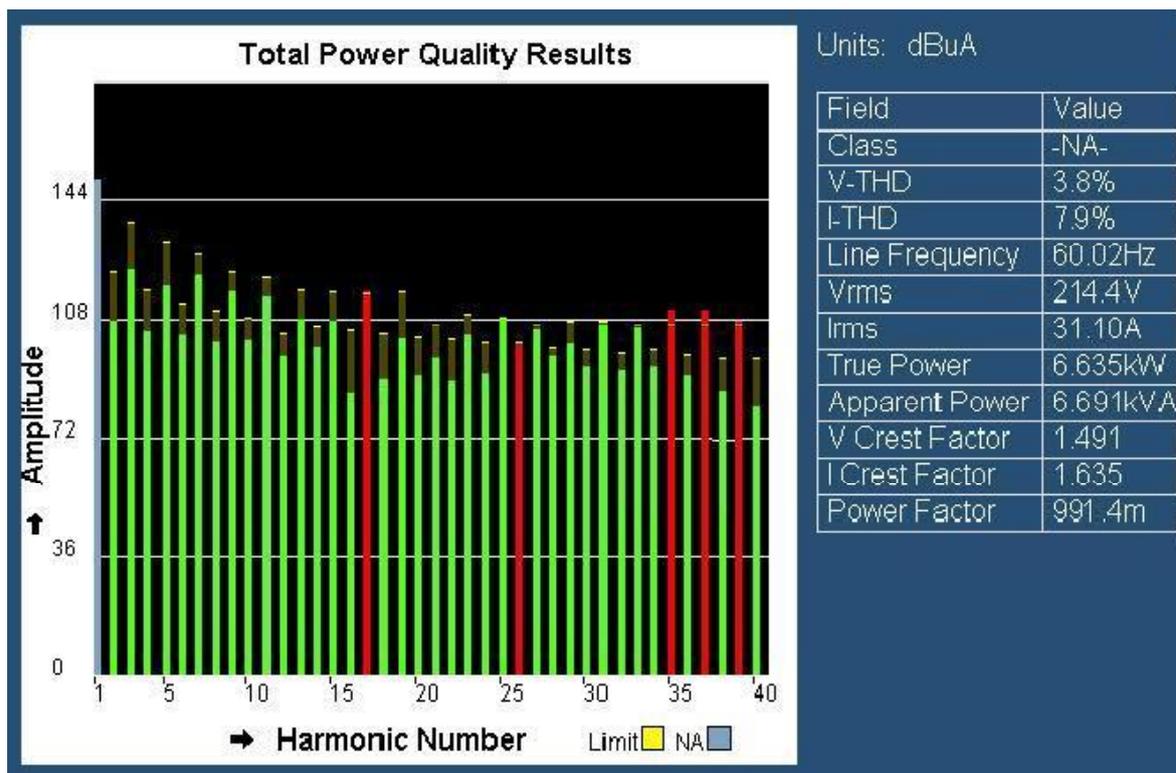


Fig. 5.47(b) – Análise da potência de entrada na fase B do retificador híbrido.

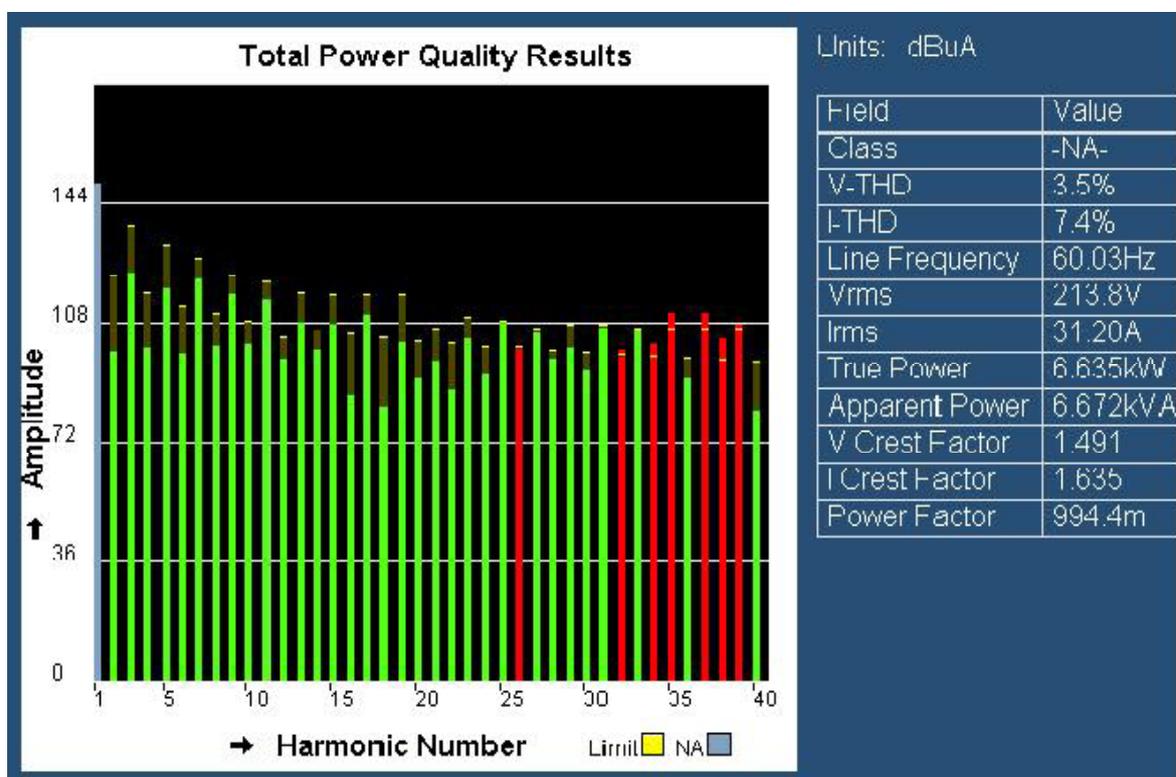


Fig. 5.47(c) – Análise da potência de entrada na fase C do retificador híbrido.

As THD's de corrente apresentam distorções distintas, entretanto, conforme já mencionado anteriormente, estas distorções podem ser reduzidas empregando outras técnicas de controle e com a utilização de referências de corrente de melhor qualidade.

Assim como ocorreu anteriormente, as amplitudes das harmônicas fornecidas pelo software utilizado na análise apresentada na Fig. 5.47, são fornecidas em $\text{dB}\mu\text{A}$. Desta forma, a amplitude das harmônicas de corrente para uma das fases é apresentada sob a forma do gráfico da Fig. 5.48, ficando compatível com os resultados apresentados nos capítulos iniciais do trabalho.

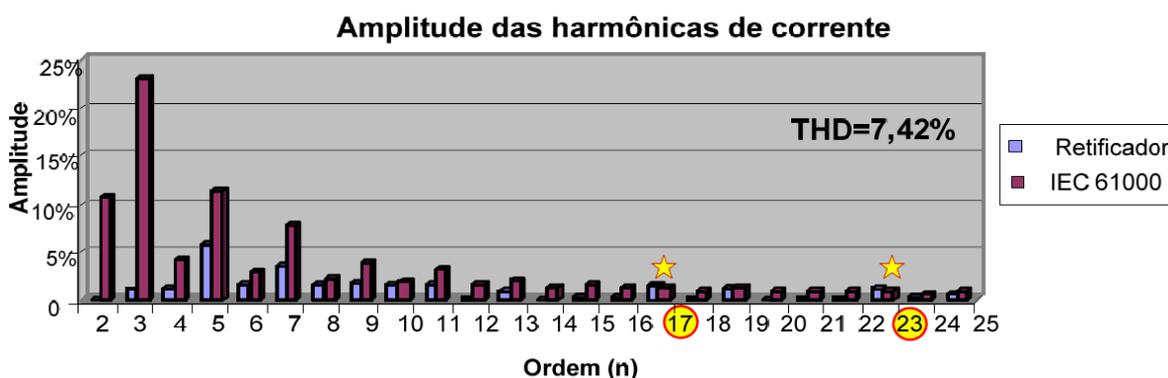


Fig. 5.48 – Análise harmônica para o retificador Híbrido.

Embora algumas harmônicas, tais como as de ordem 17 e 23, não estejam de acordo com a norma, alguns ajustes nos compensadores de corrente, aliados à utilização de referências de corrente de melhor qualidade, podem ser utilizados para promover o enquadramento nas normas.

Os ensaios foram realizados para uma potência de saída de 20kW. Para evidenciar a parcela de potência processada por cada uma das estruturas, foi feita a análise da potência processada pelo retificador unidirecional, apresentada na Fig. 5.49, e da potência processada pela ponte de Graetz, apresentada na Fig. 5.50.



Fig. 5.49 – Análise da Potência Processada pelo retificador Unidirecional.

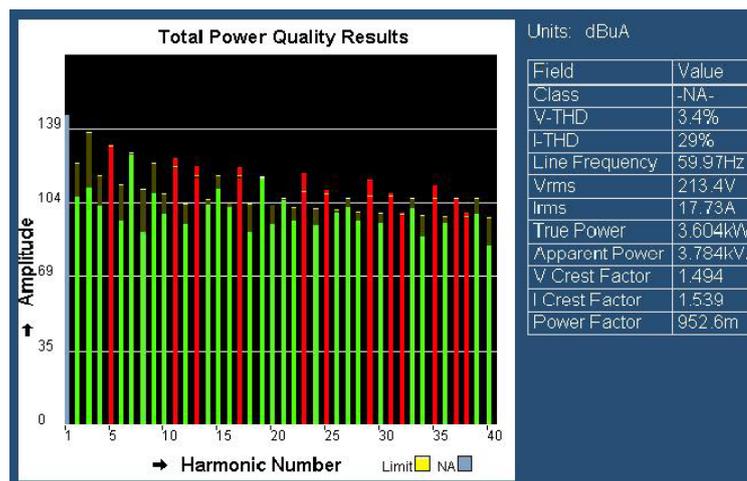


Fig. 5.50 – Análise da Potência processada pela ponte de Graetz.

Verifica-se, assim, que a distribuição de potência é tal que a ponte de Graetz processa cerca de 55% da potência total de saída, enquanto que o retificador unidirecional é responsável por 45% da potência entregue à carga, estando estes percentuais de acordo com os valores teóricos estabelecidos nos capítulos iniciais.

Para efeitos de comparação os valores teóricos, simulados e experimentais foram dispostos em forma de tabela e apresentados na Tabela 5.4.

Os resultados apresentados mostram que a estrutura comporta-se de acordo com a análise teórica realizada nos capítulos anteriores. Observa-se ainda que, devido às razões já anteriormente mencionadas, as correntes não sequeem fielmente as respectivas tensões, mas ainda assim a estrutura é capaz de operar com elevado fator de potência e reduzida distorção harmônica total das correntes de entrada.

Tabela 5.4. - Quadro comparativo dos esforços de corrente nos semicondutores.

Componente	Teórico		Simulação		Experimental	
	Média	Eficaz	Média	Eficaz	Média	Eficaz
Interruptores	4,63A	7,92A	4,6A	8,22A	5,09A	9,5A
Diodo D ₁	5,49A	10,07A	6,40A	10,15A	5,43A	9,84A
Diodo D _{1a}	6,44A	11,52A	6,1A	12,14A	7,60A	12,02A
Diodo D _{1b}	2,32A	5,61A	2,06A	5,44A	2,57A	6,29A
Diodo D _{1c}	6,44A	11,52A	6,26A	9,67A	7,60A	12,02A
Diodo D _{1d}	2,32A	5,61A	2,05A	5,48A	2,57A	6,29A
Diodo D ₄	5,49A	10,07A	5,74A	9,71A	5,43A	9,84A

Quando comparado com apenas um retificador unidirecional processando o mesmo nível de potência, observa-se que o retificador híbrido, embora acrescente à

estrutura uma ponte trifásica de diodos, dois indutores, um interruptor e dois diodos, proporciona uma redução significativa nos esforços de corrente dos semicondutores. Esta redução é importante quando se deseja operar com elevados níveis de potência, onde por vezes o retificador unidirecional esbarra em limitações tecnológicas impostas pelas correntes processadas pelos semicondutores.

5.5. - CONCLUSÕES.

Neste capítulo foram apresentadas as etapas que dizem respeito à implementação do retificador híbrido unidirecional trifásico, que teve como objetivo verificar o comportamento do conversor e validar o equacionamento apresentado nos capítulos anteriores. Foram apresentados os circuitos implementados e os componentes empregados na construção do retificador. O protótipo de 20kW foi concebido de forma a permitir a operação independente das estruturas que compõem o retificador híbrido.

Assim, foi possível comparar a redução de esforços proporcionada pela estrutura híbrida, quando comparada com o retificador unidirecional PWM trifásico três níveis. Apesar dos problemas apresentados na estratégia de controle adotada, ou seja da impossibilidade de obter correntes que sigam perfeitamente as tensões de entrada desbalanceadas, justamente devido ao uso de transformadores de sincronismo e a ausência de neutro, não houve aspectos negativos significativos que invalidassem a estratégia de controle proposta.

Os resultados experimentais apresentados, os quais comprovaram a metodologia empregada, mostram a viabilidade do retificador híbrido para aplicações em potências elevadas.

CONCLUSÃO GERAL

Antes da invenção dos semicondutores, a utilização de retificadores em aplicações industriais era realizada com conversores eletromecânicos (um motor de corrente alternada acoplado com um gerador de corrente contínua), e com retificadores a arco de mercúrio.

Uma nova fase iniciou-se para a retificação de alta potência, em 1960, quando o primeiro diodo retificador acima 100kA foi colocado no mercado, e, dez anos mais tarde, o primeiro tiristor desta categoria foi disponibilizado.

A capacidade de dissipar as perdas internas é o fator de restrição para o emprego de elementos semicondutores. Dessa forma, para conversores operarem em médias e altas potências, a utilização de dissipadores de calor e sistemas de ventilação forçada são fatos quase que indispensáveis. No entanto, dependendo da área de aplicação e do comportamento operacional desejado para o conversor alguns interruptores de potência não podem ser aplicados.

As preocupações quanto a restrições do conteúdo harmônico gerado pelos conversores estáticos, sobretudo as recomendações das normas internacionais IEEE 519 e IEC 61000-3-4, tem sido objetivo de muitos estudos recentes.

No entanto, obter baixa THD das correntes de entrada em conversores de médias e altas potências pode ser uma tarefa complexa e trabalhosa.

Algumas limitações tecnológicas restringem o uso de determinadas topologias em níveis de potência pré-estabelecidos. Recentes avanços na tecnologia dos dispositivos semicondutores de alta potência têm introduzido novas soluções para as técnicas de retificação de alta potência, no entanto o grau de aceitação de cada nova tecnologia varia de acordo com diferentes aplicações industriais.

No início do trabalho foram apresentadas as topologias de retificadores trifásicos mais difundidas na literatura para aplicações em potências elevadas. Evidentemente é impossível obter em qualquer estrutura somente aspectos positivos. A análise apresentada no capítulo 2 mostrou que as topologias mais simples e robustas apresentam qualidade das correntes de entrada inferiores àquelas geradas por estruturas mais complexas, entretanto, permitem a manipulação de potências mais elevadas.

A análise focada no desempenho destes conversores, onde foram analisados quesitos importantes, tais como robustez, simplicidade, qualidade das correntes de entrada e potência comutada, permitiu selecionar duas topologias com características distintas: a ponte de Graetz seguida do conversor CC/CC do tipo boost, que se apresentou como a estrutura mais simples e robusta dentre as topologias analisadas, e o

retificador trifásico unidirecional três níveis, com as características de robustez e qualidade das correntes de entrada.

O tema desta Tese são os Retificadores Híbridos, que são estruturas caracterizadas pela associação série ou paralela entre um retificador autocomutado e um retificador comutado pela linha, de forma tal que a potência seja distribuída entre as duas estruturas da maneira mais eficiente possível. Por proporcionar uma redução nos esforços sobre os semicondutores de potência, a distribuição de potência traz como benefício principal, além de permitir a obtenção de um conversor capaz de processar maiores níveis de potência com correntes de entrada com baixa THD, a possibilidade de projetar a estrutura ativa para operar com frequências mais elevadas, reduzindo assim o volume dos elementos magnéticos e proporcionando um melhor rendimento, pois a utilização de semicondutores com melhores características, tais como MOSFETs com menores resistências de condução e IGBTs com menores correntes de cauda, se torna possível.

Desta forma, foram propostas e analisadas neste trabalho três topologias de retificadores híbridos baseados na associação paralela dos conversores selecionados no capítulo 2.

A primeira delas, composta da associação paralela entre o retificador unidirecional e a ponte de diodos com estágio CC-CC do tipo boost na saída, proporciona uma redução significativa dos esforços sobre os dispositivos semicondutores. Além disto, o controle dinâmico, tanto das correntes quanto da tensão de saída da estrutura, se dá de maneira extremamente simples e empregando técnicas já conhecidas e de fácil implementação através da utilização de circuitos integrados comerciais.

A segunda topologia proposta emprega um autotransformador abaixador de tensão e não apresentou vantagens quando comparada a um único retificador unidirecional processando os mesmos níveis de potência. Aliado ao fato de não permitir o controle da tensão de saída, a impossibilidade de controlar de maneira direta a potência processada pela estrutura passiva impõe algumas restrições no que diz respeito ao controle desta estrutura, pois os elementos passivos do filtro de saída impõem uma dinâmica muito lenta para o sistema.

A terceira topologia proposta faz uso de um autotransformador elevador de tensão e permite obter a mesma redução dos esforços de corrente sobre os semicondutores de potência propiciada pela primeira topologia híbrida sugerida. Por outro lado, apresenta os mesmos inconvenientes da segunda topologia analisada no que diz respeito ao controle e resposta dinâmica do sistema. Entretanto esta topologia pode tornar-se interessante para situações nas quais não existam variações de carga muito significativas. Além disto,

outros métodos de controle e uma análise para determinar a melhor relação entre os componentes do filtro de saída ainda podem ser alvo de estudos futuros.

É evidente que a utilização de um retificador híbrido apresenta vantagens para aplicações acima de um determinado nível de potência. Para aplicações de baixa potência, tais como acionamentos de pequenos motores, a utilização de apenas um retificador PWM trifásico é mais eficiente e econômica, não justificando a utilização de um retificador híbrido. À medida que a potência processada ultrapassa determinado nível, os benefícios das estruturas híbridas começam a aparecer.

Publicações recentes comprovam que aplicação de outras técnicas de controle e de modulação traz benefícios para o retificador unidirecional [44,45]. Dentre estas técnicas destacam-se a estratégia de modelagem utilizando transformação de Park e aplicação da modulação e do controle vetorial. O emprego destas técnicas pode trazer vantagens também para o retificador híbrido, sobretudo no que diz respeito à qualidade das correntes de entrada e é um assunto que ainda pode ser investigado.

Finalmente conclui-se que a partir dos estudos e implementações do retificador híbrido trifásico resultaram as seguintes contribuições:

- ✓ Um protótipo capaz de processar 20kW, quer seja operando como ponte de Graetz em série com o conversor boost, como retificador unidirecional ou ainda como retificador híbrido. Tal implementação resultou em detalhes de projeto, simulação e implementação através da técnica de controle por valores médios de corrente.
- ✓ A metodologia empregada pode ser facilmente estendida para outros conversores híbridos.
- ✓ A estratégia de controle empregada, que permite distribuir a potência entre os conversores, pode ser aplicada para a associação de vários conversores em paralelo alimentando o mesmo capacitor de saída.

ANEXO A

DEFINIÇÃO MATEMÁTICA E INTERPRETAÇÃO

DO CONCEITO DE POTÊNCIA COMUTADA

A. DEFINIÇÃO MATEMÁTICA E INTERPRETAÇÃO DO CONCEITO DE POTÊNCIA COMUTADA

A.1. INTRODUÇÃO

Para definir qual conversor é o mais adequado para ser utilizado em uma determinada aplicação, vários itens devem ser analisados. Dentre eles destacam-se a robustez, a densidade de potência, o rendimento, aspectos construtivos, e principalmente os custos.

Obviamente as características principais de cada conversor dependem basicamente da topologia. Outras grandezas significativas, tais como as perdas, além da topologia dependem também do tipo de componente utilizado.

Sendo assim, a análise comparativa entre topologias torna-se complexa, pois é dependente de muitos fatores.

Sabe-se muito bem que o custo é inversamente proporcional ao nível de tensão suportado por um semicondutor. Além disso, o valor da resistência de condução de um interruptor do tipo Mosfet obedece à relação estabelecida pela expressão (A.1) [41]:

$$R_{DSon} \propto (V_{DSmax})^{2,6} \quad (A.1)$$

De acordo com a expressão (A.1), as perdas de condução obtidas em estruturas operando com interruptores do tipo Mosfet apresentam uma forte dependência com a tensão máxima aplicada sobre este dispositivo. Perdas mais elevadas geralmente se representam um aumento do volume de dissipadores.

Os interruptores do tipo IGBT, por outro lado, apresentam maiores correntes de cauda à medida que a capacidade máxima de bloqueio se eleva, o que implica em maiores perdas por comutação e/ou necessidade da redução da frequência de comutação, afetando diretamente o volume dos dissipadores e elementos magnéticos.

Verifica-se então que os esforços aos quais cada semicondutor é submetido constituem um fator importante para a seleção prática de uma determinada topologia, exercendo influência direta sobre o custo total, perdas e volume finais da estrutura.

Entretanto, avaliar as perdas em cada semicondutor constitui uma tarefa simples para conversores que utilizam uma quantidade reduzida de semicondutores, como é o caso dos conversores CC-CC monofásicos. Todavia, para conversores mais complexos o esforço exigido torna-se bem mais significativo. Desta forma torna-se interessante estabelecer um critério que permita realizar de maneira rápida e simples, uma análise

comparativa para diferentes tipos de conversores no que diz respeito aos esforços aos quais são submetidos os semicondutores. O método de análise aqui proposto está focado no que diz respeito aos semicondutores de potência (diodos e interruptores) operando em alta-freqüência, sobretudo nos esforços aos quais estes dispositivos são submetidos. A análise de tais esforços é importante, pois tem impacto direto no custo e no rendimento total do conversor.

Obviamente as perdas, o volume e os custos obtidos variam significativamente com o tipo de tecnologia aplicada e com a qualidade do semiconductor utilizado. O conceito de potência comutada representa, de maneira geral, uma avaliação do custo, perdas e do volume atingidos por uma determinada estrutura, tomando como base os esforços aos quais “semicondutores genéricos” estariam submetidos. Desta forma obtém-se um método que permite selecionar dentre várias topologias, quais são as mais promissoras e quais são inviáveis para uma aplicação específica. Entretanto, determinar com precisão qual estrutura apresenta melhor desempenho aplicação requer uma análise bastante criteriosa.

A.2. O CONCEITO DE POTÊNCIA COMUTADA

Seja o conversor Buck idealizado operando no modo de condução contínua, apresentado na Fig. A.1:

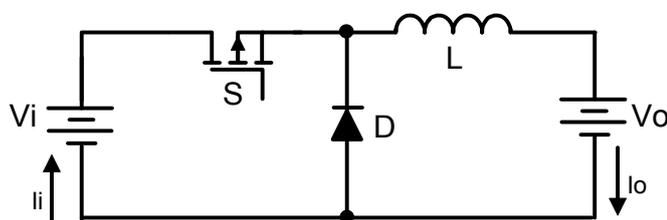


Fig. A.1 – Conversor Buck ideal.

As formas de onda relevantes para a análise são apresentadas na Fig. A. 2.

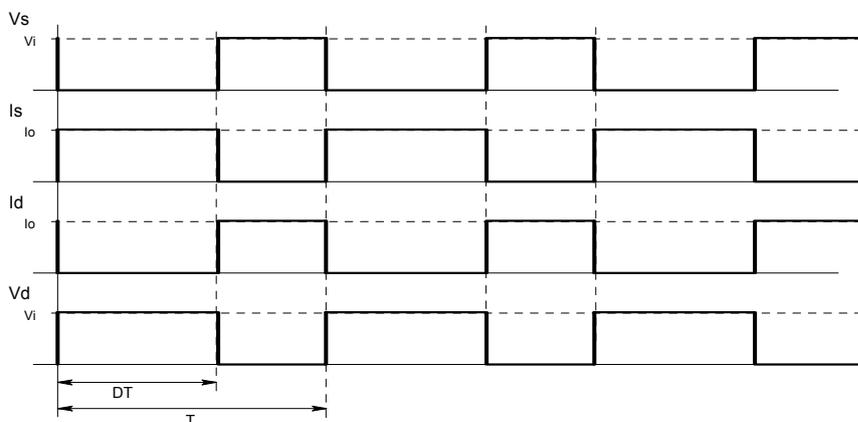


Fig. A. 2 – Formas de onda para o conversor Buck ideal.

Definindo a potência comutada pelo interruptor como sendo o produto entre os valores máximos de tensão e corrente sobre este dispositivo, pode-se estabelecer:

$$P_{C_s} \triangleq V_{S_{\max}} \cdot I_{S_{\max}} \quad (\text{A.2})$$

$$P_{C_s} = V_i \cdot I_o \quad (\text{A.3})$$

Mas, para o modo de condução contínua, a característica de transferência estática do conversor é dada pela expressão (A.4):

$$V_o = D \cdot V_i \quad (\text{A.4})$$

Assim, substituindo (A.4) em (A.3) tem-se:

$$P_{C_s} = \frac{V_o}{D} \cdot I_o \quad (\text{A.5})$$

Sabe-se que a potência de saída é dada pela expressão (A.6):

$$P_o = V_o \cdot I_o \quad (\text{A.6})$$

Substituindo (A.6) em (A.5):

$$P_{C_s} = \frac{1}{D} \cdot P_o \quad (\text{A.7})$$

Normalizando em função da potência de saída tem-se:

$$\bar{P}_{C_s} = \frac{P_{C_s}}{P_o} = \frac{1}{D} \quad (\text{A.8})$$

Realizando o mesmo procedimento para o diodo é possível determinar a expressão para a potência comutada por este dispositivo. Assim:

$$P_{C_d} \triangleq V_{D_{\max}} \cdot I_{D_{\max}} \quad (\text{A.9})$$

$$P_{C_d} = V_i \cdot I_o \quad (\text{A.10})$$

A expressão (A.10) resulta em:

$$P_{C_d} = \frac{1}{D} \cdot P_o \quad (\text{A.11})$$

Assim:

$$\bar{P}_{C_d} = \frac{P_{C_d}}{P_o} = \frac{1}{D} \quad (\text{A.12})$$

Desta forma, a potência total comutada pelo conversor Buck operando no modo de condução contínua pode ser definida através da expressão (A.13):

$$\bar{P}_{C_{\text{TOTAL}}} = \bar{P}_{C_s} + \bar{P}_{C_d} = \frac{2}{D} \quad (\text{A.13})$$

Considerando que a razão cíclica varia entre 0 e 1, a expressão (A.13) pode ser representada graficamente através da Fig. A.3:

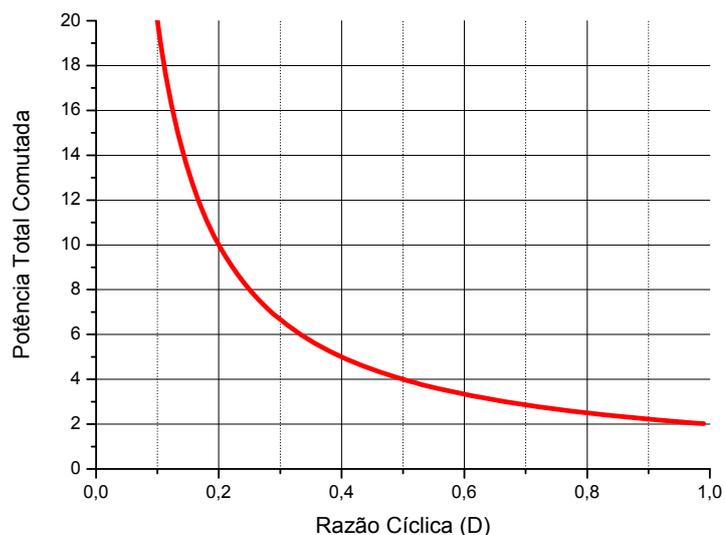


Fig. A.3 – Gráfico da potência total comutada pelo conversor Buck.

Verifica-se então que a potência comutada pelo conversor Buck é dependente do ponto de operação. De fato este resultado já era esperado, pois, considerando a potência de saída constante, os esforços nos interruptores (diodo e mosfet) dependem justamente das características de operação do conversor. Supondo, por exemplo, que a tensão de entrada seja reduzida, para manter a potência de saída constante é necessário aumentar a razão cíclica. Como a corrente de carga permanece constante, de acordo com a expressão (A.13), os esforços sobre o interruptor diminuem. O mesmo ocorre com o diodo.

Como exemplo pode-se considerar duas situações distintas. Inicialmente o conversor opera com tensão de entrada igual a 150V. Neste caso, para que a tensão de saída apresente um valor de 50V, a razão cíclica deve ser igual a 0,333. Assim, o valor normalizado da potência comutada pelo interruptor, pelo diodo e da potência total, são respectivamente:

$$\bar{P}_{C_s} = \frac{1}{D} = \frac{1}{0,333} = 3 \quad (\text{A.14})$$

$$\bar{P}_{C_d} = \frac{1}{D} = \frac{1}{0,333} = 3 \quad (\text{A.15})$$

$$\bar{P}_{C_{TOTAL}} = \frac{2}{D} = \frac{2}{0,333} = 6 \quad (\text{A.16})$$

Em uma segunda situação a tensão de entrada é reduzida para 75V, mantendo-se o mesmo valor de tensão e corrente na carga. Para que a tensão de saída permaneça

em 50V a nova razão cíclica deve ser igual a 0,666. Sendo assim as potências comutadas nesta nova situação passam a ser:

$$\bar{P}_{C_s} = \frac{1}{D} = \frac{1}{0,666} = 1,5 \quad (\text{A.17})$$

$$\bar{P}_{C_D} = \frac{1}{D} = \frac{1}{0,666} = 1,5 \quad (\text{A.18})$$

$$\bar{P}_{C_{TOTAL}} = \frac{2}{D} = \frac{2}{0,666} = 3 \quad (\text{A.19})$$

Analisando os resultados obtidos nestes dois casos, verifica-se que a potência total comutada na situação de tensão mais baixa é 50% menor que para o conversor operando com tensão de entrada de 100V.

De acordo com o mencionado anteriormente, espera-se que o valor da potência comutada seja proporcional não somente às perdas nos semicondutores, mas também ao volume total obtido e aos custos envolvidos. Assim sendo, realizou-se uma análise por simulação, considerando os modelos de componentes reais, para verificar se o valor obtido através do cálculo da potência comutada é ou não coerente. Para tanto considerou-se o conversor Buck projetado com as características apresentadas na Tabela A 1:

Tabela A 1 - Especificações de projeto para o conversor Buck

<i>Grandeza</i>	<i>Caso A</i>	<i>Caso B</i>
Potência de Saída	1kW	1kW
Tensão de saída	50V	50V
Corrente de saída	5A	5A
Tensão de entrada	150V	75V
Mosfet	IRFP240	IRF540
Resistência de Gate	27Ω	27Ω
Diodo	MUR1515	MUR1510
Frequência	50kHz	50kHz
Indutância	10mH	10mH
Capacitor	10uF	10uF
Resistência de carga	10Ω	10Ω

Verifica-se na Tabela A 1 que os semicondutores utilizados em cada situação são distintos. As características dos semicondutores utilizados em cada situação são apresentadas na Tabela A 2. Deve-se observar que o interruptor utilizado na situação de

menor tensão, além de um menor custo, apresenta um valor bastante inferior para a resistência de condução, quando comparado com o interruptor utilizado para a situação de tensão mais elevada, implicando em menores perdas por condução.

Tabela A 2 – Características dos semicondutores utilizados em cada situação.

	<i>Interruptores</i>	
<i>Grandeza</i>	<i>Caso A</i>	<i>Caso B</i>
<i>Modelo</i>	<i>IRFP240</i>	<i>IRF540</i>
<i>Tensão de Bloqueio</i>	<i>200V</i>	<i>100V</i>
<i>Resistência de Condução</i>	<i>0,18</i>	<i>0,077Ω</i>
<i>Corrente de Dreno</i>	<i>20A</i>	<i>28A</i>
<i>td(on)</i>	<i>14ns</i>	<i>11ns</i>
<i>tr</i>	<i>51ns</i>	<i>44ns</i>
<i>td(off)</i>	<i>45ns</i>	<i>53ns</i>
<i>tf</i>	<i>36ns</i>	<i>43ns</i>
<i>Custo1</i>	<i>R\$ 8,24</i>	<i>R\$ 3,38</i>
	<i>Diodos</i>	
<i>Modelo</i>	<i>MUR1515</i>	<i>MUR1510</i>
<i>Tensão reversa</i>	<i>200V</i>	<i>100V</i>
<i>Tensão direta</i>	<i>0,85V</i>	<i>0,85V</i>
<i>Tempo de recuperação</i>	<i>35ns</i>	<i>35ns</i>
<i>Custo¹</i>	<i>R\$ 3,41</i>	<i>R\$ 3,41</i>

1 – Valor unitário para a compra de um único componente Obtido de http://www.farnell.com.br/u_Index.apw.

Os diodos selecionados para este caso particular apresentam características bastante semelhantes, desta forma o valor referente às perdas em cada caso não deve ser muito afetada pelas características dos dispositivos utilizados mas sofrem grande influência dos valores de corrente processados.

Os resultados de simulação são apresentados na Fig. A 4 e mostram que para o caso A (tensão de entrada mais elevada) as perdas totais são da ordem de 75W, implicando em um rendimento de 92,5%. Já, para o caso B, as perdas totais ficam em torno de 39W, proporcionando um rendimento de 96,1%. Vale a pena lembrar que o volume de dissipador necessário para cada caso é proporcional ao valor das respectivas perdas.

De fato, verifica-se que para o caso analisado o conceito de potência comutada retrata as características previstas, uma vez que foi possível observar além de uma elevação de custo, um aumento nas perdas totais, implicando na necessidade de uma maior superfície de dissipação.

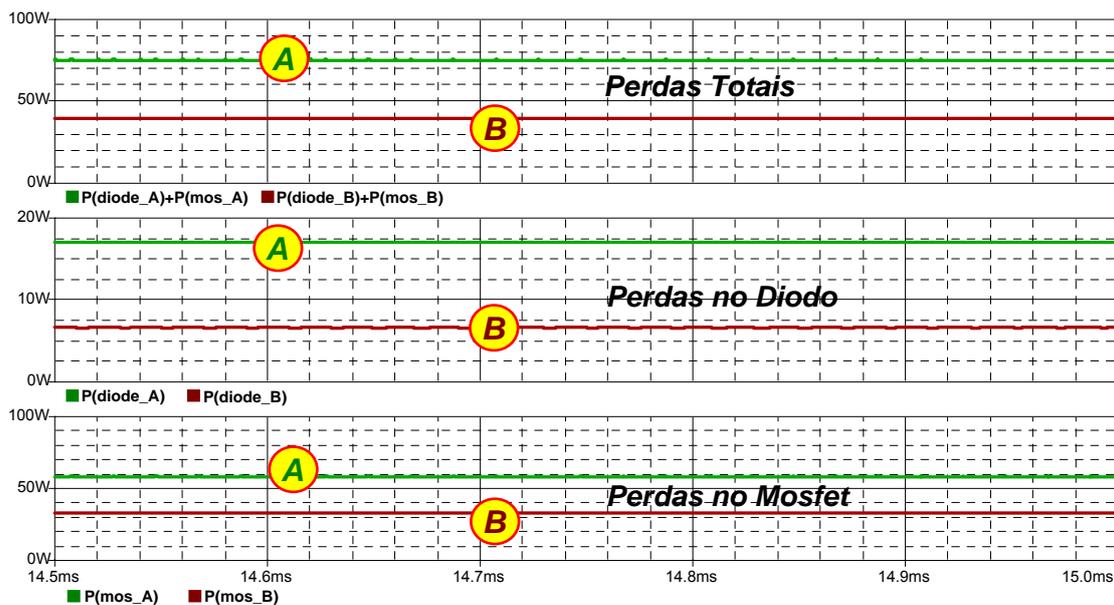


Fig. A 4 – Perdas nos semicondutores do conversor Buck para tensão de entrada de 150V (A) e para 75V (B).

A.3. ANÁLISE PARA O CONVERSOR BOOST

Seja o conversor Boost idealizado operando no modo de condução contínua, e as formas de onda características apresentados na Fig. A 5:

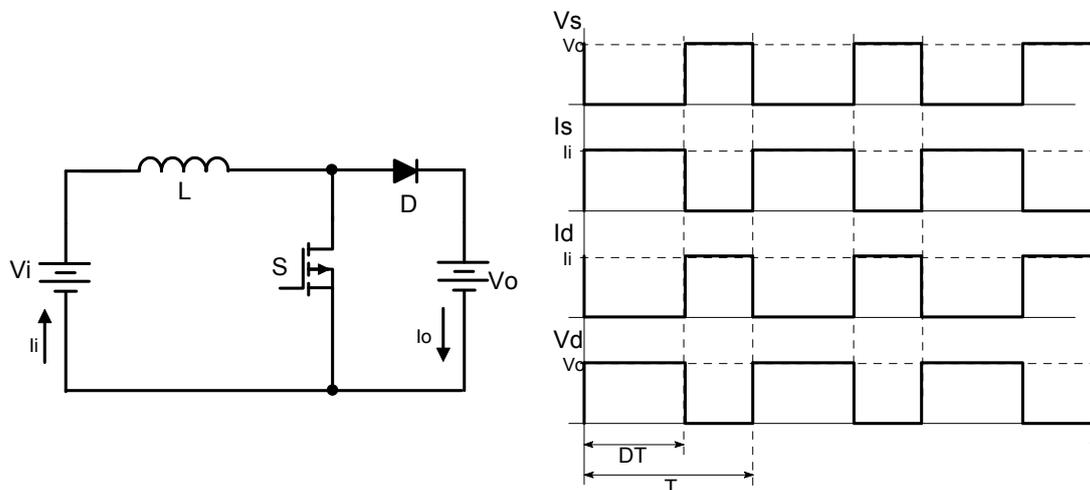


Fig. A 5 – Conversor Boost Idealizado.

Através da definição de potência comutada estabelecida anteriormente pela expressão (A.20):

$$P_{Cs} \triangleq V_{Smax} \cdot I_{Smax} \quad (A.20)$$

$$P_{Cs} = V_o \cdot I_i \quad (A.21)$$

Considerando modo de condução contínua:

$$I_i = \frac{I_o}{(1-D)} \quad (\text{A.22})$$

Assim, substituindo (A.22) em (A.21) tem-se:

$$P_{Cs} = \frac{V_o \cdot I_o}{1-D} = \frac{P_o}{1-D} \quad (\text{A.23})$$

Normalizando em função da potência de saída tem-se:

$$\bar{P}_{Cs} = \frac{P_{Cs}}{P_o} = \frac{1}{1-D} \quad (\text{A.24})$$

Realizando o mesmo procedimento para o diodo:

$$P_{Cd} = V_o \cdot I_i \quad (\text{A.25})$$

Assim:

$$\bar{P}_{Cd} = \frac{P_{Cd}}{P_o} = \frac{1}{1-D} \quad (\text{A.26})$$

Desta forma, a potência total comutada pelo conversor Boost operando no modo de condução contínua pode ser definida através da expressão (A.27):

$$\bar{P}_{CTOTAL} = \bar{P}_{Cs} + \bar{P}_{Cd} = \frac{2}{1-D} \quad (\text{A.27})$$

Considerando que a razão cíclica varia entre 0 e 1, a expressão (A.27) pode ser representada graficamente através da Fig.A 6:

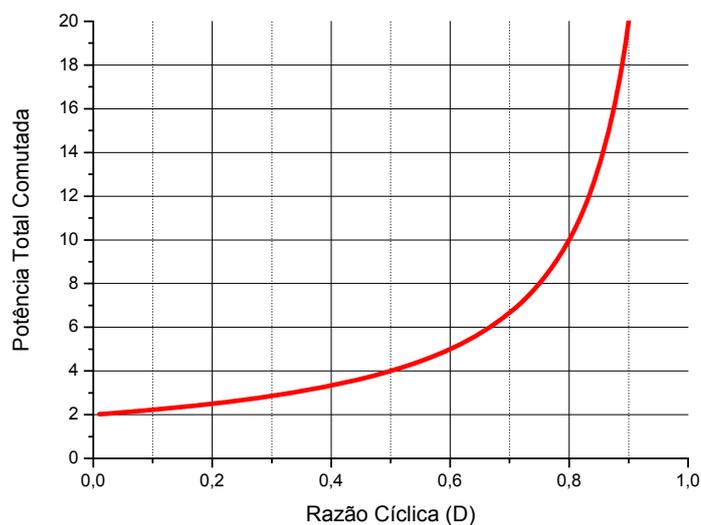


Fig.A 6 – Gráfico da potência total comutada pelo conversor Boost.

A.4. ANÁLISE PARA O CONVERSOR BUCK-BOOST

Seja o conversor Buck-Boost idealizado operando no modo de condução contínua, e as formas de onda características apresentadas na Fig. A 5:

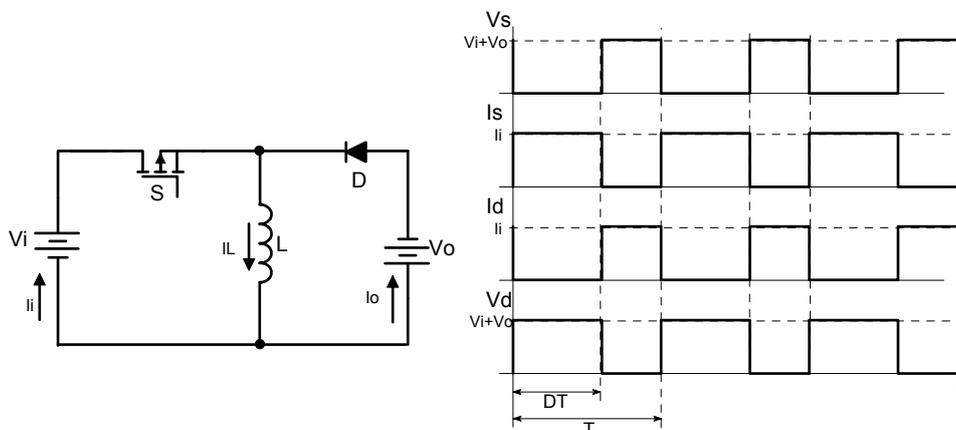


Fig. A 7 – Conversor Buck-Boost Idealizado.

Através da definição de potência comutada estabelecida anteriormente pela expressão (A.28):

$$P_{Cs} \triangleq V_{Smax} \cdot I_{Smax} \quad (A.28)$$

$$P_{Cs} = (V_i + V_o) \cdot I_L \quad (A.29)$$

Considerando modo de condução contínua:

$$I_L = \frac{I_o}{(1-D)} = \frac{I_i}{D} \quad (A.30)$$

Assim, substituindo (A.22) em (A.21) tem-se:

$$P_{Cs} = \frac{V_o \cdot I_o}{1-D} + \frac{V_i \cdot I_o}{1-D} \quad (A.31)$$

Mas:

$$V_o = V_i \cdot \frac{D}{1-D} \quad (A.32)$$

Assim:

$$P_{Cs} = \frac{V_o \cdot I_o}{1-D} + \frac{V_o \cdot I_o}{D} \quad (A.33)$$

$$P_{Cs} = \frac{P_o}{1-D} + \frac{P_o}{D} = P_o \cdot \left(\frac{1}{1-D} + \frac{1}{D} \right) = P_o \cdot \left(\frac{1}{D \cdot (1-D)} \right) \quad (A.34)$$

Normalizando em função da potência de saída tem-se:

$$\bar{P}_{C_s} = \frac{P_{C_s}}{P_o} = \frac{1}{D \cdot (1-D)} \quad (\text{A.35})$$

Realizando o mesmo procedimento para o diodo:

$$P_{C_D} = (V_i + V_o) \cdot I_L \quad (\text{A.36})$$

$$P_{C_D} = \frac{V_o \cdot I_o}{1-D} + \frac{V_i \cdot I_o}{1-D} \quad (\text{A.37})$$

Assim:

$$\bar{P}_{C_D} = \frac{P_{C_D}}{P_o} = \frac{1}{D \cdot (1-D)} \quad (\text{A.38})$$

Desta forma, a potência total comutada pelo conversor Boost operando no modo de condução contínua pode ser definida através da expressão (A.27):

$$\bar{P}_{C_{TOTAL}} = \bar{P}_{C_s} + \bar{P}_{C_D} = \frac{2}{D \cdot (1-D)} \quad (\text{A.39})$$

Considerando que a razão cíclica varia entre 0 e 1, a expressão (A.39) pode ser representada graficamente através da Fig. A 8:

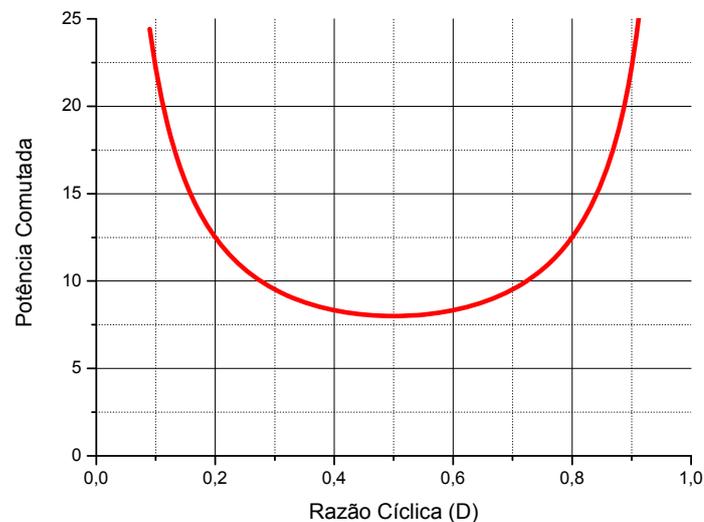


Fig. A 8 – Gráfico da potência total comutada pelo conversor Buck-Boost.

A.5. ANÁLISE PARA COMPARATIVA DAS ESTRUTURAS APRESENTADAS

Verificou-se através dos conceitos apresentados que a potência comutada pelos conversores depende do ponto de operação. Com o objetivo de melhor entender a relação entre a potência comutada e a razão cíclica dos conversores analisados

considerou-se inicialmente o caso onde os três conversores operam com razão cíclica de 50%. Para efeito de análise foram utilizados os mesmos modelos de semicondutores e mantidos os mesmos valores das tensões e potências de saída para ambos os conversores. As especificações relevantes para esta análise são apresentadas na Tabela A 3:

Tabela A 3 - Especificações de projeto.

Grandeza	Buck	Boost	Buck-Boost
Potência de Saída	1kW	1kW	1kW
Tensão de saída	50V	100V	100V
Corrente de saída	20A	10A	10A
Tensão de entrada	100V	50V	100V
Mosfet	IRFP240	IRFP240	IRFP240
Resistência de Gate	27Ω	27Ω	27Ω
Diodo	MUR1520	MUR1520	MUR1520
Frequência	50kHz	50kHz	50kHz
Indutância	10mH	10mH	10mH
Capacitor	10μF	10μF	10μF
Resistência de carga	10Ω	10Ω	10Ω
Razão cíclica	50%	50%	50%

A Fig. A 10 apresenta os gráficos de potência comutada para os três conversores. Verifica-se no detalhe que, para o ponto de operação em questão, a potência comutada do conversor buck-boost é duas vezes maior do que a dos outros dois conversores.

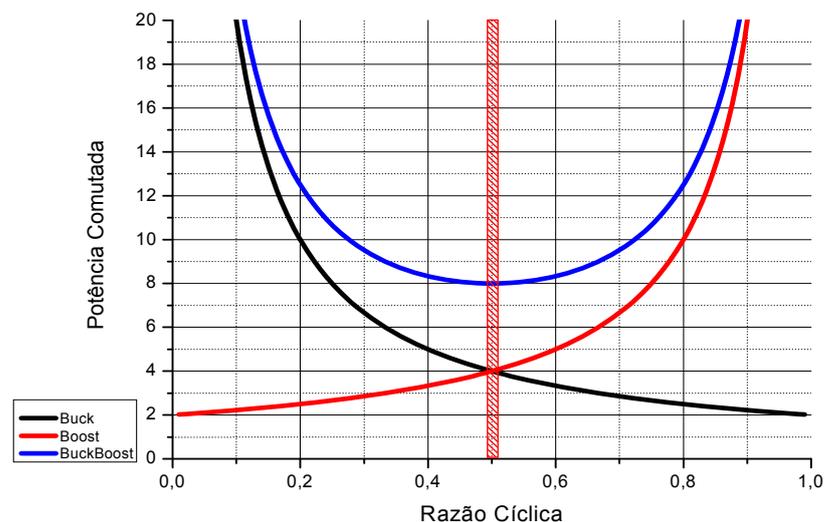


Fig. A 9 – Potência comutada pelos conversores Buck, Boost e Buck-Boost

Os resultados de simulação obtidos com os parâmetros da Tabela A 3 são apresentados na Fig. A 10, onde verifica-se que as perdas totais obtidas para os

conversores Buck e Boost são aproximadamente as mesmas, enquanto as perdas no Buck-Boost apresentam-se significativamente superiores. É importante ressaltar que em uma situação prática o valor de perda obtido para o conversor Buck-Boost é inaceitável, exigindo desta forma, um circuito de auxílio à comutação, uma vez que as perdas sofridas no interruptor são responsáveis pela maior das perdas totais. Entretanto, apesar da possibilidade de reduzir significativamente as perdas sobre o interruptor e, por consequência, diminuindo o volume de dissipador, a inclusão de um circuito de auxílio à comutação provoca um acréscimo no custo da estrutura, mantendo aproximadamente constante a relação entre perdas, custos e volume totais do conversor.

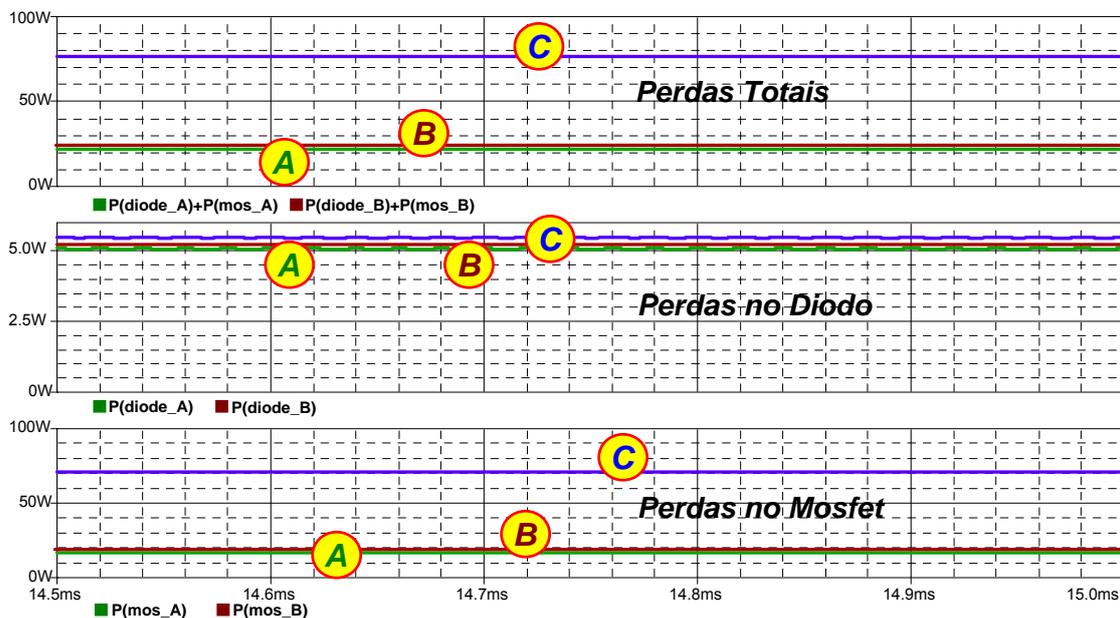


Fig. A 10 – Perdas nos conversores Buck (A), Boost (B) e Buck-Boost (C) operando com razão cíclica de 50%.

A.6. CONCLUSÕES.

O valor das perdas nos semicondutores de potência de um determinado conversor está diretamente relacionado com o volume total e com o custo final do conversor. Entretanto, a determinação das perdas não depende apenas da topologia. Depende também da frequência de comutação, do tipo de dispositivo semiconductor utilizado, da modulação empregada, sem considerar as características de layout, que introduzem elementos parasitas que prejudicam o funcionamento do circuito.

O conceito de potência comutada introduzido neste documento estabelece um critério que possibilita a realização, de forma simples, rápida e objetiva, de uma análise

comparativa entre diversas topologias, permitindo determinar quais estruturas não apresentam um bom desempenho em um determinado ponto de operação.

Todavia, o rendimento, volume e custos só podem ser quantitativamente avaliados através dos métodos tradicionais. O conceito de potência comutada deve ser utilizado apenas para uma análise qualitativa, uma vez que os resultados obtidos através deste método levam em consideração apenas as características próprias de cada topologia.

ANEXO B

PLANILHA DE CÁLCULO GERADA PARA PROJETOS

DO RETIFICADOR UNIDIRECIONAL



RETIFICADOR TRIFÁSICO DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA EMPREGANDO CONVERSOR UNIDIRECIONAL (UC3854)

Cód proj.: INEP
01-12-04

Responsável: Ricardo Luiz Alves M.Eng

LOCAL/DATA: Fpolis - Mar/2004

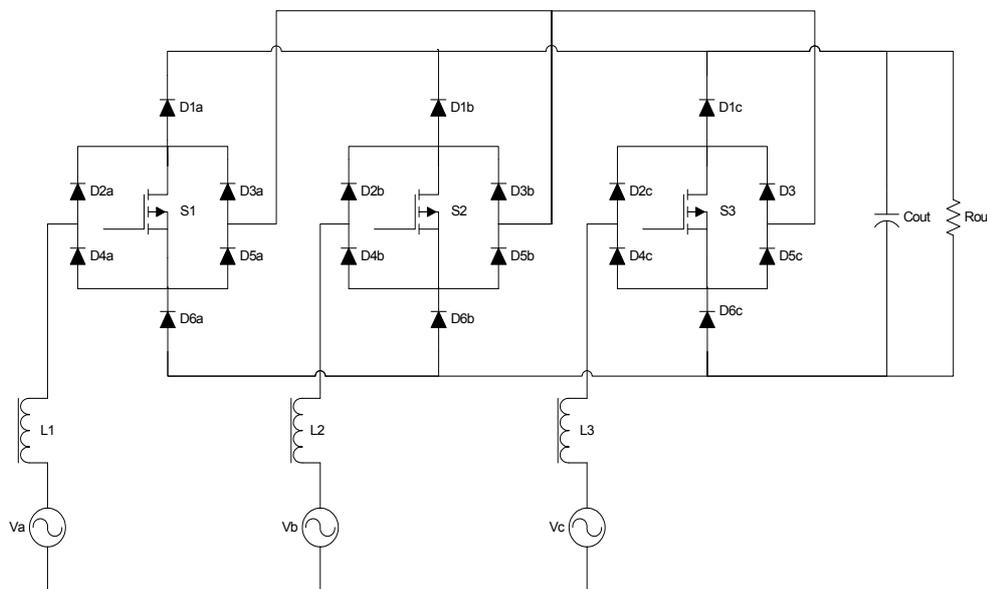
Coordenador do projeto: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing

Última atualização:08/05/07

Estágio de Potência

1 - Definições gerais:

1.1 - Topologia:



1.2 - Especificações gerais:

$P_o := 20\text{kW}$Potência de saída
$f_r := 60\text{Hz}$Frequência da Rede
$\omega := 2 \cdot \pi \cdot f_r$Frequência Angular da Rede
$V_{in_nom_ef} := 220\text{V}$Valor eficaz da tensão de fase
$P_o := 20\text{kW}$ Potência de Saída
$V_{in_ef} := 220\text{V}$ Valor eficaz da Tensão de Fase
$\Delta V_{in_max} := 5\%$ Variação da tensão de entrada (+ 5%)
$\Delta V_{in_min} := 30\%$ Variação da tensão de entrada (-30%)
$\Delta V_{in_min_control} := 20\%$Tensão de entrada onde o controlador começa a atuar (-20%)
$\eta := 0.95$Rendimento esperado
$V_o := 700\text{V}$Tensão de Saída
$\Delta V_{o\%} := 5\%$ Ondulação da Tensão de Saída
$\Delta I_L\% := 10\%$ Ondulação de corrente no Indutor
$f_s := 10\text{-kHz}$ Frequência de comutação

2 - Cálculos Preliminares:

2.1 - Tensões de entrada:

$V_{in_min_ef} := V_{in_nom_ef} \cdot (1 - \Delta V_{in_min})$ Valores eficazes Máximo e mínimo da

$V_{in_max_ef} := V_{in_nom_ef} \cdot (1 + \Delta V_{in_max})$ Tensão de entrada

$V_{in_min_ef} = 154 \text{ V}$

$V_{in_max_ef} = 231 \text{ V}$

$V_{p_max} := \sqrt{2} \cdot V_{in_max_ef}$

.....Valores de pico Máximo e mínimo da Tensão de entrada

$V_{p_min} := \sqrt{2} \cdot V_{in_min_ef}$

$V_{p_min} = 217.789 \text{ V}$

$V_{p_max} = 326.683 \text{ V}$

$V_{p_nom} := \sqrt{2} \cdot V_{in_nom_ef}$Valores de pico nominal da Tensão de entrada

$V_{p_nom} = 311.127 \text{ V}$

2.2 - Ondulação da Tensão de saída:

$\Delta V_o := V_o \cdot \Delta V_o\%$ Variação Absoluta da Tensão de saída

$\Delta V_o = 35 \text{ V}$

2.3 - Corrente no indutor

$I_{in_min_ef} := \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{3 \cdot \eta \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in_max_ef}}$

.....Mínimos valores eficaz e de pico de corrente no indutor

$I_{in_min_pk} := \sqrt{2} \cdot I_{in_min_ef}$

$I_{in_min_ef} = 30.379 \text{ A}$

$I_{in_min_pk} = 42.962 \text{ A}$

$I_{in_nom_ef} := \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{3 \cdot \eta \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in_nom_ef}}$

.....Valores nominais (eficaz e de pico) de corrente no indutor.

$I_{in_nom_pk} := \sqrt{2} \cdot I_{in_nom_ef}$

$I_{in_nom_ef} = 31.898 \text{ A}$

$I_{in_nom_pk} = 45.11 \text{ A}$

$I_{in_max_ef} := \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{3 \cdot \eta \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in_min_ef}}$

.....Máximos valores eficaz e de pico de corrente no indutor

$I_{in_max_pk} := \sqrt{2} \cdot I_{in_max_ef}$

$I_{in_max_ef} = 45.568 \text{ A}$

$I_{in_max_pk} = 64.444 \text{ A}$

$\Delta I_L := I_{in_nom_pk} \cdot \Delta I_L\%$ Variação Absoluta da corrente nominal do indutor

$\Delta I_L = 4.511 \text{ A}$

2.4 - Corrente de saída:

$$I_o := \frac{P_o}{V_o} \dots\dots\dots \text{Corrente de saída}$$

$$I_o = 28.571 \text{ A}$$

2.5 - Resistência de carga:

$$R_o := \frac{V_o^2}{P_o} \dots\dots\dots \text{Resistência de carga}$$

$$R_o = 24.5 \ \Omega$$

3 - Cálculo da indutância de entrada

$$L_{in} := \frac{3 \cdot V_{p_max}^2 \cdot (2 \cdot V_o - 3 \cdot V_{p_max})}{f_s \cdot \Delta I_{L\%} \cdot 4 \cdot P_o \cdot V_o}$$

$$L_{in} = 2.401 \text{ mH}$$

$$L_{in} := 2.5 \text{ mH}$$

$$I_{L_in_rms} := I_{in_max_ef} \dots\dots\dots \text{Valor de eficaz da Corrente no Indutor}$$

$$I_{L_in_rms} = 45.568 \text{ A}$$

Serão encomendados 3 indutores com chapas de aço-silício, 60Hz, para uma corrente eficaz de 45A e tensão nominal de operação de 380V

4 - Cálculo da Capacitância de Filtragem:

4.3 - Cálculos Preliminares:

$$C_o := \frac{P_o \cdot (2 \cdot V_o - 3 \cdot V_{p_max})}{2 \cdot f_s \cdot V_o^3 \cdot \Delta V_{o\%}} \dots\dots\dots \text{Valor da Capacitância de saída}$$

$$C_o = 24.487 \ \mu\text{F}$$

$$I_{Co_ef} := \frac{P_o}{V_o} \cdot \sqrt{\frac{0.613 \cdot V_o - 2 \cdot V_{p_max} \cdot \eta}{V_{p_min} \cdot \eta^2} + 1} \dots\dots\dots \text{Corrente eficaz no capacitor}$$

$$I_{Co_ef} = 4.537 \text{ A}$$

$$I_{Co_pk} := \frac{P_o}{V_o} \dots\dots\dots \text{Corrente de pico no capacitor}$$

$$I_{Co_pk} = 28.571 \text{ A}$$

$$V_{Co} := V_o \dots\dots\dots \text{Tensão nominal no capacitor}$$

$$V_{Co} = 700 \text{ V}$$

4.2 - Resistência Série equivalente máxima:

$$R_{se_max} := \frac{V_o \cdot \Delta V_{o\%}}{2 \cdot I_{Co_pk}} \dots\dots\dots \text{Maximo Valor de Rse admitido}$$

$$R_{se_max} = 0.612 \ \Omega$$

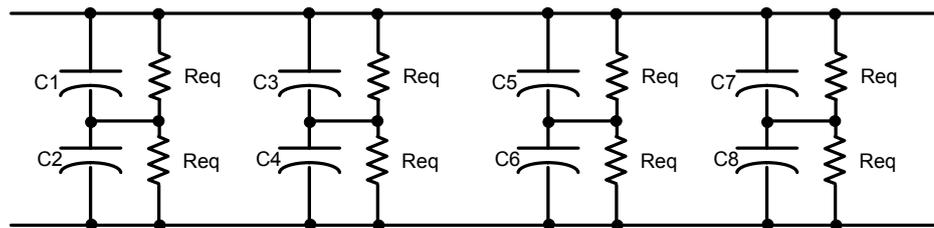
4.3 - Hold-up time:

$$t_{\text{hold}} := 3 \cdot 10^{-3} \text{ s}$$

$$C_{o_\text{hold}} := \frac{2 \cdot P_o \cdot t_{\text{hold}}}{V_o^2 - (0.9 \cdot V_o)^2}$$

$$C_{o_\text{hold}} = 1.289 \times 10^3 \mu\text{F}$$

O capacitor de saída deve ser escolhido respeitando-se todos os critérios (Rse, Hold-up, etc). Desta forma, para esta aplicação específica será utilizada a associação de capacitores apresentada na figura abaixo:



Na associação apresentada os capacitores especificados são do Fabricante **Siemens**, modelo **B43875A5228Q000**, com capacitância de $2200 \mu\text{F}$, Rse de $0,06 \Omega$ e tensão de 450V .

Sendo assim:

$$C_{Co} := 1500 \mu\text{F}$$

$$R_{se} := 0.024 \Omega$$

$$P_{Co} := R_{se} \cdot I_{Co_ef}^2 \quad P_{Co} = 0.494 \text{ W}$$

4.4 - Resistores de equalização:

Para manter a divisão de tensão equilibrada sobre os capacitores de saída é necessário utilizar resistores de equalização:

$$R_{eq} := 18 \text{ k}\Omega$$

$$P_{Req} := \left(\frac{V_o}{2} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_{eq}} \quad P_{Req} = 6.806 \text{ W}$$

5 - Demincionamento dos interruptores:

$$I_{S_{ef}} := \frac{P_o}{V_{p_nom} \cdot \eta} \cdot \sqrt{\frac{V_o - 1.63 \cdot V_{p_nom}}{5.7 \cdot V_o}} \quad \dots \text{Corrente Eficaz}$$

$$I_{S_{ef}} = 14.877 \text{ A}$$

$$I_{S_{pk}} := 2 \cdot \frac{P_o}{3 \cdot V_{p_nom} \cdot \eta} \cdot \left(1 + \frac{\Delta I_L \%}{2} \right) \quad \dots \text{Corrente de Pico}$$

$$I_{S_{pk}} = 47.366 \text{ A}$$

$$I_{S_{med}} := \frac{P_o}{\eta \cdot V_{p_nom}} \cdot \left(\frac{4}{3\pi} - \frac{2}{3} \cdot \frac{V_{p_nom}}{V_o} \right) \quad \dots \text{Corrente Média}$$

$$I_{S_{med}} = 8.668 \text{ A}$$

$V_{S_{pk}} := V_o$ Tensão de Pico

$V_{S_{pk}} = 700 \text{ V}$

$FUs := \frac{P_o}{3 \cdot V_{S_{pk}} \cdot I_{S_{pk}}}$ Utilização dos Interruptores

$FUs = 0.201$

Interruptor Escolhido **SKM 50 GAL 123 D 1200V 40A (80°C)** $^{\circ}\text{C} := \text{K}$

$R_{Sthjc} := 0.4 \cdot \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{watt}}$

$V_{ceon} := 1.75\text{V} @ I_{smed}$

$R_{Sthcs} := 0.05 \cdot \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{watt}}$

$T_{Sjmax} := 150^{\circ}\text{C}$

5.1 - Perdas no interruptor

$PS_{cond} := V_{ceon} \cdot I_{smed}$ Perdas em condução

$PS_{cond} = 15.169 \text{ W}$

$PS_{on} := f_s \cdot 2 \cdot 10^{-3} \cdot J$ Perdas na entrada em condução (chaveamento)

$PS_{on} = 20 \text{ watt}$

$PS_{off} := f_s \cdot 2 \cdot 10^{-3} \cdot J$ Perdas no bloqueio (chaveamento)

$PS_{off} = 20 \text{ W}$

$PS := PS_{cond} + PS_{on} + PS_{off}$ Perdas totais

$PS = 55.169 \text{ W}$

6 - Dimensionamento dos diodos D1 e D6:

Corrente Eficaz $Id16_{ef} := \frac{P_o}{V_{p_nom} \cdot \eta} \cdot \sqrt{\frac{V_o + 6.1 \cdot V_{p_nom}}{43 \cdot V_o}}$ $Id16_{ef} = 19.879 \text{ A}$

Corrente de Pico $Id16_{pk} := 2 \cdot \frac{P_o}{3 \cdot V_{p_nom} \cdot \eta} \cdot \left(1 + \frac{\Delta I_L \%}{2}\right)$ $Id16_{pk} = 47.366 \text{ A}$

Corrente Média $Id16_{md} := \frac{P_o}{3 \cdot \eta \cdot V_o}$ $Id16_{md} = 10.025 \text{ A}$

Tensão de Pico $Vd16_{pk} := V_o$ $Vd16_{pk} = 700 \text{ V}$

7 - Dimensionamento dos diodos D2 e D4:

Corrente Eficaz	$Id_{24_{ef}} := \frac{P_o}{3 \cdot V_{p_nom} \cdot \eta}$	$Id_{24_{ef}} = 22.555 \text{ A}$
Corrente de Pico	$Id_{24_{pk}} := 2 \cdot \frac{P_o}{3 \cdot V_{p_nom} \cdot \eta} \cdot \left(1 + \frac{\Delta I_L \%}{2}\right)$	$Id_{24_{pk}} = 47.366 \text{ A}$
Corrente Média	$Id_{24_{md}} := \frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot \pi \cdot \eta \cdot V_{p_nom}}$	$Id_{24_{md}} = 14.359 \text{ A}$
Tensão de Pico	$Vd_{24_{pk}} := V_o$	$Vd_{24_{pk}} = 700 \text{ V}$

8 - Dimensionamento dos diodos D3 e D5:

Corrente Eficaz	$Id_{35_{ef}} := \frac{P_o}{V_{p_nom} \cdot \eta} \cdot \sqrt{\frac{V_o - 1.63 \cdot V_{p_nom}}{11.5 \cdot V_o}}$	$Id_{35_{ef}} = 10.474 \text{ A}$
Corrente de Pico	$Id_{35_{pk}} := 2 \cdot \frac{P_o}{3 \cdot V_{p_nom} \cdot \eta} \cdot \left(1 + \frac{\Delta I_L \%}{2}\right)$	$Id_{35_{pk}} = 47.366 \text{ A}$
Corrente Média	$Id_{35_{md}} := \frac{P_o}{\eta \cdot V_{p_nom}} \cdot \left(\frac{2}{3 \cdot \pi} - \frac{V_{p_nom}}{3 V_o}\right)$	$Id_{35_{md}} = 4.334 \text{ A}$
Tensão de Pico	$Vd_{35_{pk}} := V_o$	$Vd_{35_{pk}} = 700 \text{ V}$

Para simplificar a construção e compra de componentes será especificado um único tipo de diodo

Diodo Escolhido	HFA30PB120F	1200V 30A 47ns
$V_f := 2.3V$	@I _{sm}	$RD_{thjc} := 0.36 \cdot \frac{^\circ C}{\text{watt}}$
$Q_{rr} := 120 \cdot 10^{-12} \cdot C$		$RD_{thcs} := 0.5 \cdot \frac{^\circ C}{\text{watt}}$
$t_{rr} := 120 \cdot 10^{-12} \cdot \text{sec}$		$TD_{jmax} := 150^\circ C$

8.1 - Perdas nos Diodos

$PD_{16_{cond}} := V_f \cdot Id_{16_{md}}$	$PD_{16_{cond}} = 23.058 \text{ W}$
$PD_{24_{cond}} := V_f \cdot Id_{24_{md}}$	$PD_{24_{cond}} = 33.026 \text{ W}$ Perdas por condução
$PD_{35_{cond}} := V_f \cdot Id_{35_{md}}$	$PD_{35_{cond}} = 9.968 \text{ W}$

9 - Perdas totais:

$$P_{total} := 3 \cdot [PS + 2 \cdot (PD_{16_{cond}} + PD_{24_{cond}} + PD_{35_{cond}})]$$

$$P_{total} = 561.819 \text{ W} \dots\dots\dots \text{Perdas totais}$$

10 - Rendimento teórico:

$$\eta_{teorico} := \frac{P_o}{P_o + P_{total}}$$

$$\eta_{teorico} = 0.973$$

11 - Cálculo do Dissipador

$$T_a := 45^\circ\text{C}$$

11.1 - Máxima temperatura do dissipador para cada semiconductor

$$T_{sd} := T_{Sjmax} - PS \cdot (R_{Sthjc} + R_{Sthcs}) \quad T_{sd} = 125.174^\circ\text{C}$$

$$T_{16d} := T_{Djmax} - PD_{16cond} \cdot (R_{Dthjc} + R_{Dthcs}) \quad T_{16d} = 130.17^\circ\text{C}$$

$$T_{24d} := T_{Djmax} - PD_{24cond} \cdot (R_{Dthjc} + R_{Dthcs}) \quad T_{24d} = 121.598^\circ\text{C}$$

$$T_{35d} := T_{Djmax} - PD_{35cond} \cdot (R_{Dthjc} + R_{Dthcs}) \quad T_{35d} = 141.427^\circ\text{C}$$

$$T_{limite} := \min(T_{sd}, T_{16d}, T_{24d}, T_{35d}) \quad T_{limite} = 121.598^\circ\text{C}$$

$$R_{th_D_max} := \frac{T_{limite} - T_a}{P_{total}} \quad R_{th_D_max} = 0.136 \frac{^\circ\text{C}}{\text{watt}}$$

Dissipador escolhido: P16/500 com ventilação forçada SK2120AC

$$R_{thd} := 0.0198 \cdot \frac{^\circ\text{C}}{\text{watt}}$$

$$T_d := T_a + P_{total} \cdot R_{thd} \quad T_d = 56.124^\circ\text{C}$$

$$T_{Sj} := T_d + PS \cdot (R_{Sthjc} + R_{Sthcs}) \quad T_{Sj} = 80.95^\circ\text{C}$$

$$T_{16dj} := T_d + PD_{16cond} \cdot (R_{Dthjc} + R_{Dthcs}) \quad T_{16dj} = 75.954^\circ\text{C}$$

$$T_{24dj} := T_d + PD_{24cond} \cdot (R_{Dthjc} + R_{Dthcs}) \quad T_{24dj} = 84.526^\circ\text{C}$$

$$T_{35dj} := T_d + PD_{35cond} \cdot (R_{Dthjc} + R_{Dthcs}) \quad T_{35dj} = 64.697^\circ\text{C}$$

Circuito de Controle baseado no UC3854B

12 - Amostragem de corrente:

Para efetuar a amostragem da corrente dos indutores de entrada, foram escolhidos os sensores de corrente LA55-P, fabricados pela LEM. Para este sensor a corrente a ser medida não deve ultrapassar 50A eficazes. Deve-se então calcular a resistência de carga (R_M) para que se possa obter uma tensão de medição de 2.5V de pico quando circula no primário do transdutor a corrente nominal do conversor.

$$V_M := 2.5\text{V} \quad \dots\dots\dots \text{Tensão de pico de medição para corrente nominal}$$

$$K_N := 1000 \dots\dots\dots \text{Relação de transformação do Sensor}$$

$$R_M := K_N \cdot \frac{V_M}{I_{in_{nom_pk}}} \dots\dots\dots \text{Resistência de carga do sensor}$$

$$R_M = 55.419 \Omega$$

$R_M := 56\Omega$

O circuito da Fig.1 mostra o diagrama esquemático para a implementação prática do circuito de amostragem da corrente. O retificador de precisão (operando como inversor) é utilizado para obter a retificação do sinal de corrente amostrado (retifica a tensão V_M). O circuito de Buffer é utilizado apenas como proteção. O componente resistivo R_{MO} , conectado ao pino 5 do UC3854, será dimensionado posteriormente.

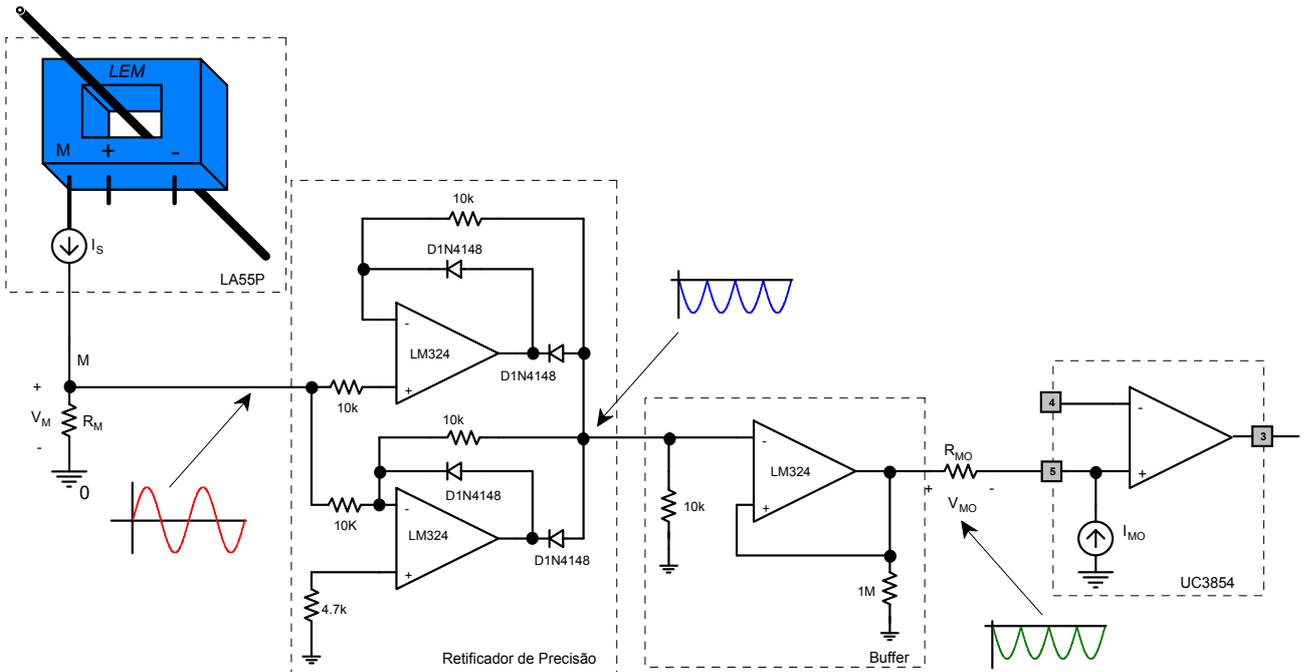


Fig. 1 - Circuito de amostragem da corrente

13 - Limite da corrente de pico:

Através de alguns componentes externos ao UC3854B é possível limitar a corrente de pico de entrada. O circuito necessário para esta finalidade é apresentado na Fig.2

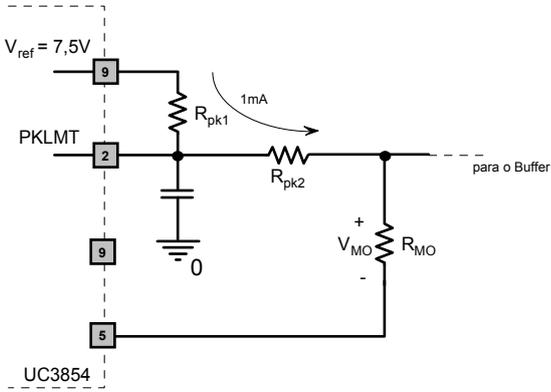


Fig. 2 - Limitador de corrente de pico

Considerando que o limite de corrente dos sensores de efeito Hall é de 55A, supõem-se que se deseja estabelecer o limite de 55A de pico para a corrente de entrada, desta forma o transdutor LA 55-P estará protegido, assim:

$I_{in_pk_limite} := I_{in_max_pk}$ Valor de pico limite para a corrente de entrada

$I_{in_pk_limite} = 64.444 \text{ A}$

A tensão limite (valor de pico) sobre o resistor de carga do sensor será:

$V_{M_limite_pk} := \frac{I_{in_pk_limite} \cdot R_M}{K_N}$ Tensão limite sobre o resistor de carga do sensor

$V_{M_limite_pk} = 3.609 \text{ V}$

Devido ao retificador operar como circuito inversor, tem-se na saída do Buffer uma tensão V_{MO} cujo valor de pico limite é dado por:

$$V_{MO_limite_pk} := -V_{M_limite_pk}$$

Segundo as recomendações do fabricante do UC3854-B, a proteção atua quando a tensão aplicada ao pino 2 for menor do que zero (mas deve ser limitada em -0,3V). Além disto, a corrente de R_{pk1} e R_{pk2} deve ser de aproximadamente 1mA. Conforme já mencionado anteriormente, para que a proteção atue é necessária uma tensão levemente negativa sobre o pino 2. Supondo uma tensão de -150mV e uma corrente da ordem de 1mA, tem-se:

$$V_{pino2} := -150\text{mV}$$

$$I_{limite_pk} := 1.5\text{mA}$$

$$R_{pk2} := \frac{V_{pino2} - V_{MO_limite_pk}}{I_{limite_pk}} \quad R_{pk2} = 2.306 \text{ k}\Omega$$

Usando um valor comercial:

$$R_{pk2} := 2.2\text{k}\Omega$$

Para obter o valor de R_{pk1} é necessário corrigir o valor da tensão obtida no pino 2 quando é utilizado o valor comercial de R_{pk2} , assim:

$$V_{pino2} := R_{pk2} \cdot I_{limite_pk} - V_{M_limite_pk}$$

$$V_{pino2} = -308.838 \text{ mV}$$

Calculando R_{pk1} :

$$R_{pk1} := \frac{7.5\text{V} - V_{pino2}}{I_{limite_pk}} \quad R_{pk1} = 5.206 \text{ k}\Omega$$

Usando um valor comercial:

$$R_{pk1} := 4.7\text{k}\Omega$$

É importante agora conferir se com estes valores comerciais a tensão sobre o pino 2 não se torna menor do que o limite de -0,3V imposto pelo fabricante, assim:

$$I_{limite_pk} := \frac{7.5\text{V} + V_{M_limite_pk}}{R_{pk1} + R_{pk2}} \quad I_{limite_pk} = 1.61 \text{ mA}$$

$$V_{pino2} := R_{pk2} \cdot I_{limite_pk} - V_{M_limite_pk} \quad V_{pino2} = -66.89 \text{ mV}$$

Importante: O valor do resistor R_{MO} será definido mais adiante, no item 8 deste documento.

14 - Partida Progressiva:

O valor da capacitância de partida progressiva é responsável por definir o tempo no qual a tensão de referência atinge o valor nominal de 3V. Este componente é carregado por intermédio de uma fonte de corrente constante com valor de 14 μ A. Desta forma, definindo o tempo de partida progressiva em 1s facilmente obtém-se o valor da capacitância necessária:

$$I_{C_{ss}} := 14\mu\text{A} \dots\dots\dots \text{Corrente de carga do capacitor de partida progressiva}$$

$$V_{ref} := 3\text{V} \dots\dots\dots \text{Tensão de referência}$$

$$t_{ss} := 1\text{s} \dots\dots\dots \text{Tempo de partida progressiva}$$

$$C_{ss} := \frac{I_{C_{ss}} \cdot t_{ss}}{V_{ref}} \dots\dots\dots \text{Capacitor de partida progressiva}$$

$$C_{ss} = 4.667 \mu\text{F}$$

$$C_{ss} := 4.7\mu\text{F}$$

15 - Malha de Feedforward:

Em caso de variações da tensão de entrada, a malha de Feedforward deve ser capaz de corrigir a corrente de referência garantido assim uma melhor operação do sistema. Para tanto são novamente necessários alguns artifícios para permitir a operação de acordo com as instruções do manual do fabricante.

Inicialmente as tensões de linha são amostradas por intermédio de transformadores com conexão Δ/Δ e, nos secundários, um ponto "neutro virtual" é obtido adicionado-se circuitos RC, conforme mostado na Fig.3.

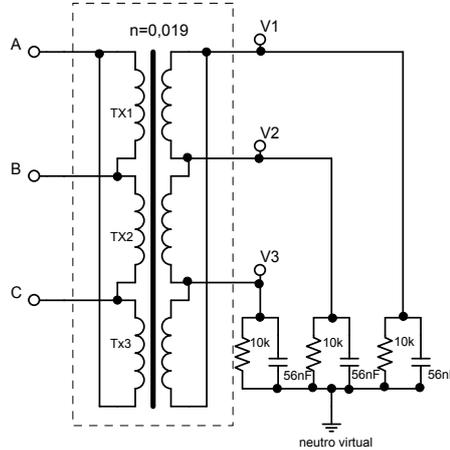


Fig. 3 - Circuito de amostragem das tensões para a malha de Feedforward

Para o cálculo da relação de transformação deve se levar em consideração o fato de que as tensões dos secundários (V_1 , V_2 , e V_3) devem ser processadas por cisruitos com amplificadores operacionais, desta forma, o valor máximo da tenão de saída não deve ultrapassar a tensão de alimentação dos OpAmps.

$V_{1\text{linha_max}} := 10.5\text{V}$ Tensão de linha máxima no secundário

$V_{1\text{fase_ef_max}} := \frac{V_{1\text{linha_max}}}{\sqrt{3}}$ Tensão de fase máxima no secundário

$V_{1\text{fase_ef_max}} = 6.062\text{ V}$

$n_{\text{tx}} := \frac{V_{1\text{fase_ef_max}}}{V_{\text{in_ef}} \cdot \sqrt{2}}$ Relação de transformação calculada

$n_{\text{tx}} = 0.019$

Após os transformadores, cada uma das amostras das tensões de entrada (V_1 , V_2 , e V_3) é retificada por um retificador de precisão cuja configuração é apresentada na Fig.4. Chama-se atenção para o fato deste retificador operar no modo **não inversor** (os diodos estão com polaridade invertida com relação ao retificador de precisão utilizado na amostra de corrente).

Este procedimento permite que sejam geradas as tensões $V_{1\text{ret}}$, $V_{2\text{ret}}$, e $V_{3\text{ret}}$, que serão utilizadas no circuito seguinte.

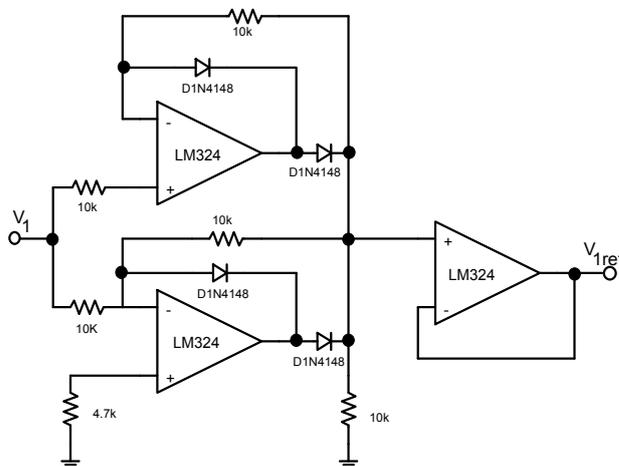


Fig. 4 - Estrutura Típica de um Retificador de precisão

Na sequência, as tensões retificadas V_{1ret} , V_{2ret} e V_{3ret} são aplicadas no circuito da Fig.5:

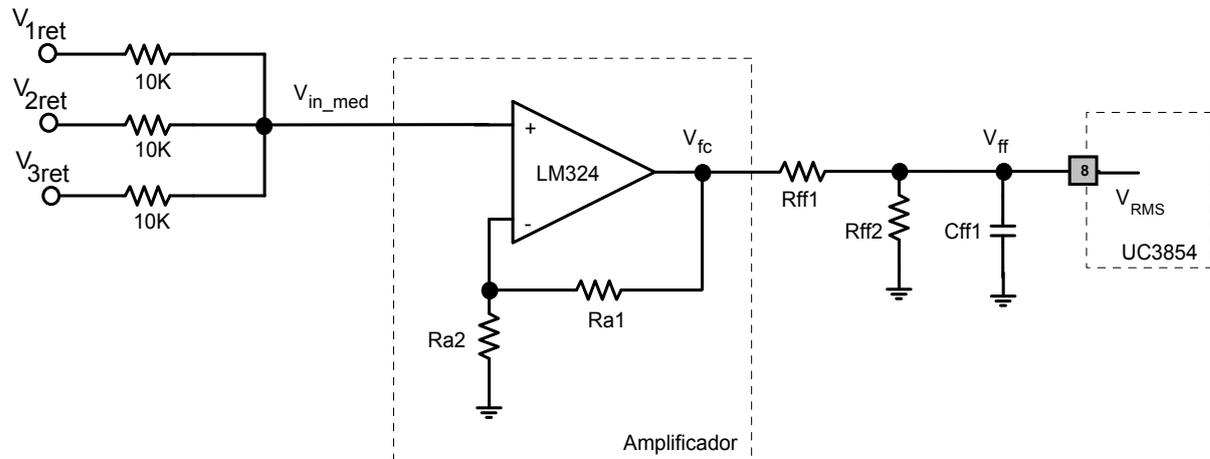


Fig. 5 - Estrutura da malha de Feedforward

Segundo o manual do UC3854-B a tensão no ponto V_{fc} deve ficar em torno de 7,5V quando a tensão de entrada for mínima. Sendo assim, o ganho do amplificador de tensão deve ser ajustado através do cálculo do resistor R_{a1} de forma que esta condição seja respeitada.

Para tanto é necessário calcular o valor médio da amostra da tensão de entrada para a condição de tensão mínima:

$$V_{in_med_min} := 1.65 \cdot n_{tx} \cdot [V_{in_ef} \cdot (1 - \Delta V_{in_min_control})] \quad (\text{Ver equacionamento da Ponte de Graetz})$$

$$V_{in_med_min} = 5.658 \text{ V}$$

Para que seja possível obter na saída do amplificador uma tensão (V_{fc}) de 7.5V é necessário que o amplificador apresente um ganho definido por:

$$V_{fc} := 7.5\text{V}$$

$$G_{amp} := \frac{V_{fc}}{V_{in_med_min}} \quad G_{amp} = 1.325$$

escolhe-se R_{a1} igual a 10k Ω :

$$R_{a1} := 10\text{k}\Omega$$

Assim, o valor de R_{a2} pode ser obtido:

$$R_{a2} := \frac{R_{a1}}{G_{amp} - 1} \quad R_{a2} = 30.724 \text{ k}\Omega \quad R_{a2} := 33\text{k}\Omega$$

Assim, o ganho do amplificador somador é dado por:

$$G_{amp} := 1 + \frac{R_{a1}}{R_{a2}} \quad G_{amp} = 1.303$$

Novamente obedecendo às instruções contidas no manual do circuito integrado, constata-se que a tensão obtida no pino 8 deve ser igual a 1,41V quando a tensão de entrada for mínima (e não ultrapassar 4.5V para a tensão de entrada máxima). Desta forma é possível obter facilmente os valores dos resistores que compõem o divisor resistivo da malha de feedforward (R_{ff1} e R_{ff2}):

$$V_{ff} := 1.41 \text{ V}$$

$$V_{fc_min} := 1.65 \cdot n_{tx} \cdot (V_{in_ef} - V_{in_ef} \cdot \Delta V_{in_min_control})$$

$$R_{ff1} := 56 \text{ k}\Omega$$

$$R_{ff2} := R_{ff1} \cdot \frac{V_{ff}}{V_{fc_min} - V_{ff}} \quad R_{ff2} = 18.586 \text{ k}\Omega \quad \text{Valor Comercial: } R_{ff2} := 18 \text{ k}\Omega$$

Recalculando V_{ff} para os valores comerciais

$$V_{ff} := V_{fc_min} \cdot \frac{R_{ff2}}{R_{ff1} + R_{ff2}} \quad V_{ff} = 1.376 \text{ V}$$

Cálculo para tensão nominal de entrada:

$$V_{ff} := V_{fc} \cdot \frac{R_{ff2}}{R_{ff1} + R_{ff2}} \quad V_{ff} = 1.824 \text{ V}$$

Resta agora calcular o valor da capacitância de filtragem da malha de feedforward (C_{ff1}). De acordo com a documentação do UC3854-B, a percentagem de 2ª harmônica presente na entrada do circuito de feedforward representa a mesma proporção de 3ª harmônica na corrente de entrada. Como o objetivo é obter correntes de entrada com baixa distorção, deve definir a percentagem máxima de terceira harmônica admitida para que, a partir desta informação, seja possível determinar o ganho (atenuação) necessária para o filtro da malha de feedforward.

$$\%_{3harm} := 1\%$$

Analisando a amostra da tensão de entrada retificada (V_{in_ret}), constata-se que a 2ª harmônica representa 66,2% do conteúdo harmônico total. Este dado é importante para definir o valor do capacitor C_{ff1} .

$$\%_{2harm} := 66.2\%$$

Assim facilmente obtém-se o ganho necessário para o filtro da malha de feedforward:

$$G_{ff} := \frac{\%_{3harm}}{\%_{2harm}} \quad G_{ff} = 0.015$$

Calculando o filtro de feedforward:

$$f_{2harm} := 2 \cdot f_r \quad f_{2harm} = 120 \text{ Hz} \quad \dots \dots \dots \text{ Frequência da 2ª harmônica}$$

$$f_{ff_corte} := G_{ff} \cdot f_{2harm} \quad f_{ff_corte} = 1.813 \text{ Hz} \quad \dots \dots \dots \text{ Frequência de corte do filtro}$$

$$C_{ff1} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{ff_corte} \cdot R_{ff2}} \quad C_{ff1} = 4.878 \text{ }\mu\text{F} \quad \text{Valor Comercial: } C_{ff1} := 4.7 \text{ }\mu\text{F}$$

16 - Corrente de referência:

A fig.6 representa o diagrama de blocos do UC3854-B. Como pode ser observado, a corrente de referência (I_{MOUT}) é obtida multiplicando-se a saída do compensador de tensão (pino 7) e o sinal obtido no pino 6, que deve se apresentar sob o formato de uma onda senoidal retificada (vai impor o formato senoidal para a corrente). O resultado desta multiplicação é dividido pelo quadrado do valor médio da tensão de entrada (Pino 8).

BLOCK DIAGRAM

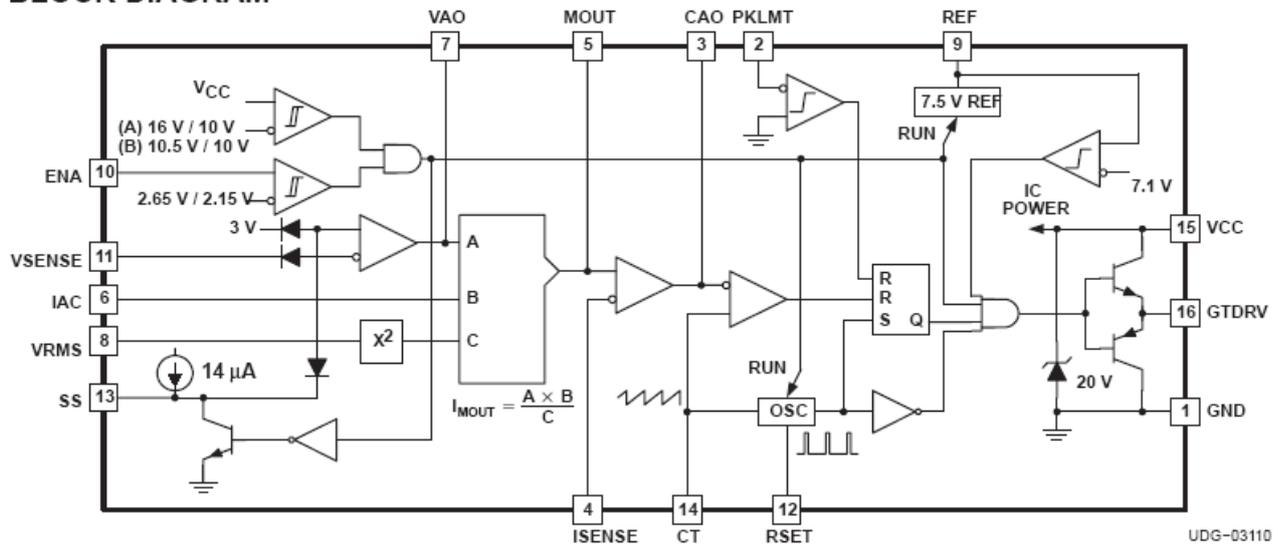


Fig. 6 - Diagrama de blocos do UC3854B

Segundo as informações contidas no datasheet, para a tensão de entrada máxima, o valor da corrente na entrada do multiplicador (I_{AC}) não deve exceder $600\mu A$. Esta corrente é responsável por impor o formato senoidal para a corrente de entrada.

Para a tensão de entrada máxima tem-se a amostra retificada (V_{1ret} , na fig.4):

$$V_{1ret_pk_max} := n_{tx} \cdot [\sqrt{2} \cdot V_{in_ef} \cdot (1 + \Delta V_{in_max})]$$

$$V_{1ret_pk_max} = 6.365 \text{ V}$$

A corrente (I_{AC}) é limitada inserindo um resistor (R_{AC1}) entre o ponto V_{1ret} e o pino 6 do UC3854-B. O valor de R_{AC1} pode ser calculado da seguinte maneira:

$$I_{AC} := 250\mu A \quad \text{Não está de acordo com o "app.note DN-66", onde o valor da corrente } I_{AC} = 600\mu A$$

$$R_{AC1} := \frac{V_{1ret_pk_max}}{I_{AC}} \quad R_{AC1} = 25.461 \text{ k}\Omega \quad \text{Valor Comercial} \quad R_{AC1} := 22\text{k}\Omega$$

Recalculando I_{AC} (deve ser menor que $300\mu A$):

$$I_{AC} := \frac{V_{1ret_pk_max}}{R_{AC1}} \quad I_{AC} = 289.331 \mu A$$

A corrente (I_{AC}) é limitada inserindo um resistor (R_{AC1}) entre o ponto V_{1ret} e o pino 6 do UC3854-B. O valor de R_{AC1} pode ser calculado da seguinte maneira:

17 - Limite de potência:

A seguir é descrita a metodologia usada para obter o limite de potência em cada uma das fases. Admite-se uma elevação de potência de 5% sobre o valor nominal de potência do conversor, assim:

$$P_{\text{over}_{3\phi}} := \frac{P_o}{\eta} \cdot 1.1 \quad P_{\text{over}_{3\phi}} = 23.158 \text{ kW}$$

Desta forma, para cada fase tem-se:

$$P_{\text{over}_{\text{fase}}} := \frac{P_{\text{over}_{3\phi}}}{3} \quad P_{\text{over}_{\text{fase}}} = 7.719 \text{ kW}$$

O máximo valor de corrente de entrada fica então definido como:

$$I_{\text{in_pk_lim}} := \sqrt{2} \cdot \frac{P_{\text{over}_{\text{fase}}}}{\eta \cdot V_{\text{in_ef}}} \quad I_{\text{in_pk_lim}} = 52.233 \text{ A}$$

O circuito integrado deve ser configurado de forma a limitar em $P_{\text{over}_{\text{fase}}}$ a potência entregue por fase. Para tanto, deve-se determinar a máxima corrente obtida na saída do multiplicador (I_{MO}). Este valor depende da tensão de saturação do amplificador de tensão, limitada em 6V:

$$V_{\text{EA}} := 6\text{V} \quad \text{..... Tensão de saturação do amplificador de tensão}$$

$$V_{\text{in_med_min}} := n_{\text{tx}} \cdot [V_{\text{in_ef}} \cdot (1 - \Delta V_{\text{in_min}})]$$

$$I_{\text{MO_max}} := \frac{V_{\text{in_med_min}} \cdot (V_{\text{EA}} - 1.5\text{V})}{2.25\text{V} \cdot R_{\text{ACI}}} \quad I_{\text{MO_max}} = 272.784 \mu\text{A}$$

O limite de potência é estabelecido quando, para a condição de máxima tensão de entrada, a tensão sobre o resistor R_M se igualar à tensão sobre o resistor R_{MO} , cujo valor da resistência deve ser determinado.

$$R_{\text{MO}} := \frac{R_M}{K_N} \cdot \frac{I_{\text{in_pk_lim}}}{I_{\text{MO_max}}} \quad R_{\text{MO}} = 10.723 \text{ k}\Omega \quad \text{Valor comercial} \quad R_{\text{MO}} := 10\text{k}\Omega$$

É possível analisar o comportamento dos valores eficazes das correntes I_{AC} , I_{MO} e I_{in} frente à variações do valor eficaz da tensão de entrada. Este procedimento permite verificar a validade do projeto da malha de feedforward, que tem por objetivo ajustar a corrente de referência, mantendo assim a potência de saída constante, perante variações do valor eficaz da tensão de saída.

Os gráficos a seguir representam as grandezas mencionadas:

$$x := 40 \quad \text{..... Definição do número de interações}$$

$$n := 0 .. x \quad \text{..... Passo utilizado para variar a tensão eficaz de entrada}$$

Inicialmente é criada uma variável que representa a tensão eficaz de entrada variando dentro dos limites estabelecidos (-30% a + 5%):

$$V_{\text{in_rms}}(n) := \left[(1 - \Delta V_{\text{in_min_control}}) + \frac{1 + \Delta V_{\text{in_max}} - (1 - \Delta V_{\text{in_min_control}})}{x} \cdot n \right] \cdot V_{\text{in_ef}}$$

As expressões abaixo definem os valores eficazes das correntes I_{AC} , I_{MO} e I_{in} bem como da potência de entrada em função da tensão eficaz de entrada:

$$V_{1_eficaz} := (n_{tx}) \cdot (V_{in_ef})$$

$$V_{1_rms}(n) := (n_{tx}) \cdot V_{in_rms}(n)$$

$$I_{AC_rms}(n) := \frac{V_{1_rms}(n)}{R_{AC1}}$$

$$I_{MO_rms_est}(n) := I_{AC_rms}(n) \cdot \frac{(V_{EA} - 1.5V)V^{-1}}{\left[\frac{\sqrt{2.25}}{(1 - \Delta V_{in_min})} \cdot V_{1_rms}(n) \right]^2}$$

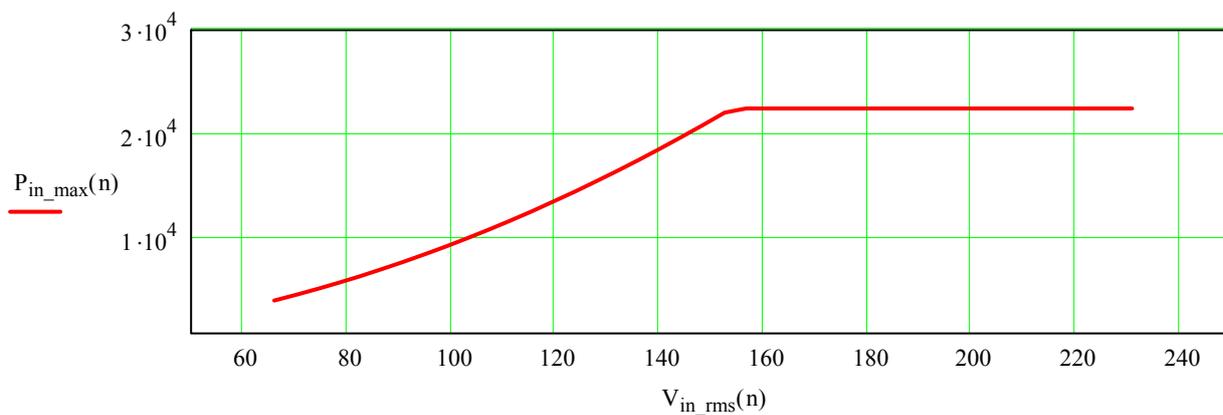
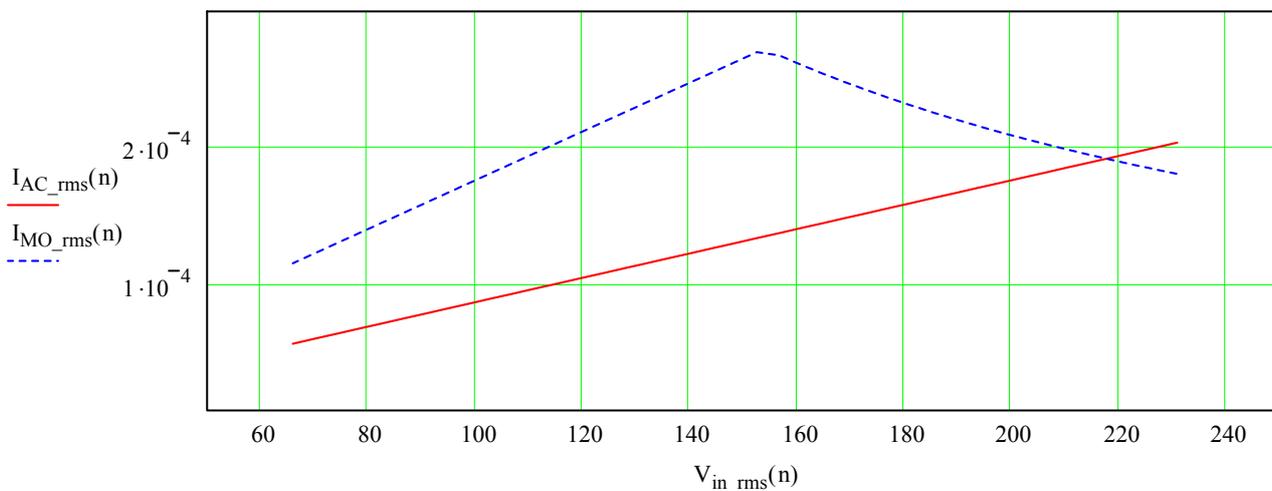
Condição de operação:

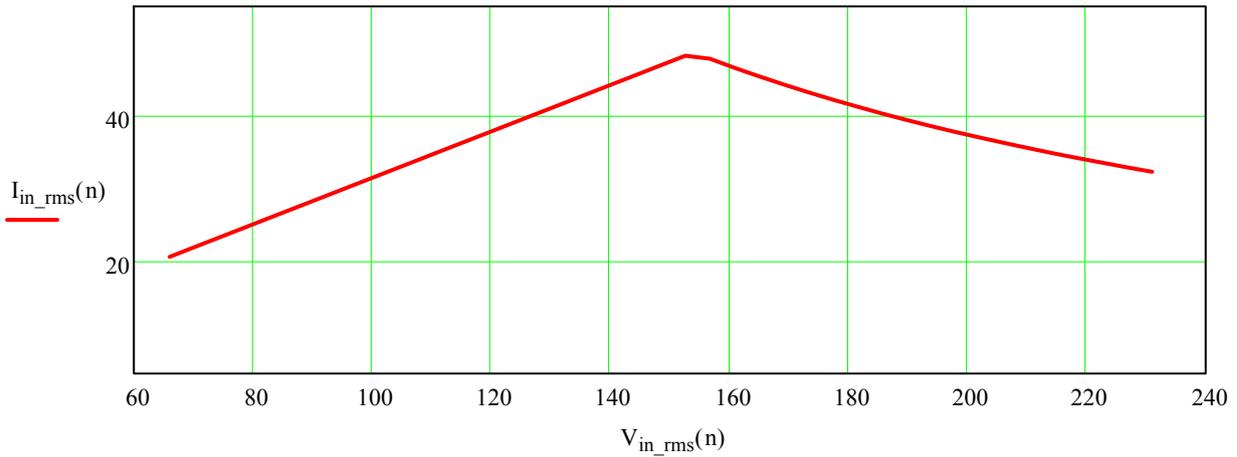
$$I_{MO_rms}(n) := \text{if}(I_{MO_rms_est}(n) > 2 \cdot I_{AC_rms}(n), 2 \cdot I_{AC_rms}(n), I_{MO_rms_est}(n))$$

Cálculo da corrente e potência de entrada:

$$I_{in_rms}(n) := I_{MO_rms}(n) \cdot K_N \cdot \frac{R_{MO}}{R_M}$$

$$P_{in_max}(n) := 3 V_{in_rms}(n) \cdot I_{in_rms}(n)$$





Espera-se destes gráficos que a potência máxima seja constante, evidenciando assim o limite de potência estipulado. Para que isso ocorra, é necessário que a corrente eficaz de entrada diminua a medida que a tensão eficaz é aumentada.

Projeto dos controladores de corrente e tensão

A fig.7 representa o diagrama de blocos da malha de controle do conversor. Observa-se a existência de duas malhas distintas. A malha de tensão é responsável por regular a tensão de saída, gerando o sinal de referência de corrente que ajusta a amplitude das correntes de entrada.

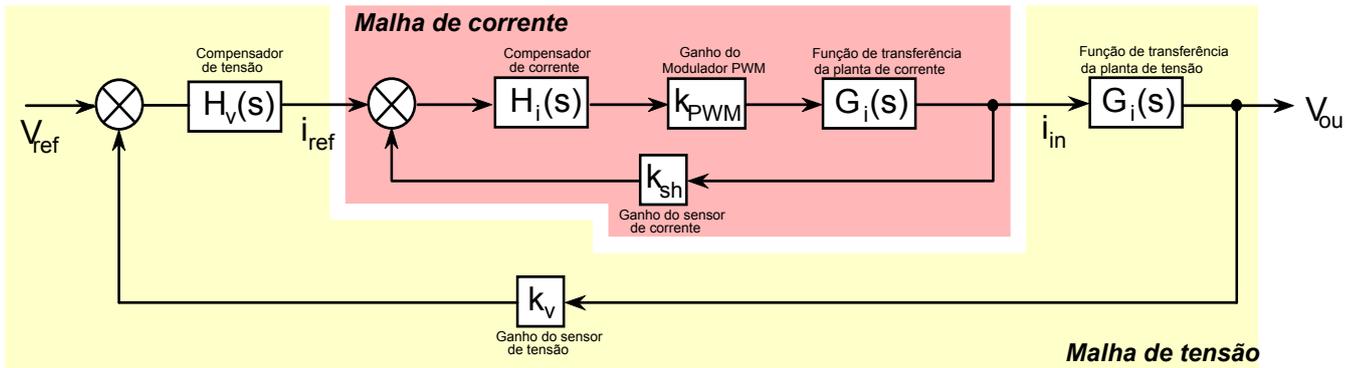


Fig. 7 - Diagrama de blocos das Malhas de Controle

18 - Projeto da Malha de Corrente:

f := 1Hz, 5Hz.. 100kHz Definição da faixa frequência analisada

18.1 - Função de transferência da planta:

$s(f) := j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f$ Definição da variável s (s = j ω)

$$G_{is}(f) := \frac{2 \cdot V_o}{A \cdot 3 s(f) \cdot L_{in}} \dots\dots\dots \text{FT da malha de corrente}$$

$$G_{is\text{mod}}(f) := 20 \cdot \log(|G_{is}(f)|) \dots\dots\dots \text{Módulo da FT em dB (bode)}$$

$$G_{is\text{fase}}(f) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{is}(f)) \dots\dots\dots \text{Fase da FT (bode)}$$

18.2 - Sensor de corrente (LA 55-P):

$$R_{sh} := \frac{R_M}{K_N} \dots\dots\dots \text{Valor do Resistor Shunt equivalente}$$

$$R_{sh} = 0.056 \Omega$$

O sensor de corrente deve ser ajustado para, quando submetido à corrente nominal de pico, fornecer 1,5V na saída:

$$k_{sh} := R_{sh} \dots\dots\dots \text{Ganho do sensor de corrente}$$

$$k_{sh} = 0.056 \Omega$$

18.3 - Modulador PWM:

$$V_{T_pk} := 5.4V \dots\dots\dots \text{Valor de pico da dente de serra:}$$

$$k_{PWM} := \frac{1}{V_{T_pk}} \dots\dots\dots \text{Ganho do Modulador PWM.}$$

$$k_{PWM} = 0.185 \frac{1}{V}$$

18.4 - Compensador Avanço-Atraso:

$$f_{ic} := \frac{f_s}{2.5} \dots\dots\dots \text{Freqüência de cruzamento}$$

$$f_{ic} = 4 \text{ kHz}$$

$$f_{iz} := \frac{f_s}{40} \dots\dots\dots \text{Freqüência do zero do compensador}$$

$$f_{iz} = 0.25 \text{ kHz}$$

$$f_{ip} := \frac{f_s}{2} \dots\dots\dots \text{Freqüência do pólo do compensador}$$

$$f_{ip} = 5 \text{ kHz}$$

$$H_{icsk}(f) := \frac{1}{A \cdot s(f)} \cdot \frac{s(f) + 2 \cdot \pi \cdot f_{iz}}{s(f) + 2 \cdot \pi \cdot f_{ip}} \dots\dots\dots \text{FT do compensador}$$

$$k_{ic} := \frac{1}{A \cdot |G_{is}(f_{ic})| \cdot |H_{icsk}(f_{ic})| \cdot k_{sh} \cdot k_{PWM}} \dots\dots\dots \text{Ganho necessário}$$

$$k_{ic} = 5.213 \times 10^5 \frac{A}{s}$$

$$H_{ic}(f) := \frac{k_{ic}}{A \cdot s(f)} \cdot \frac{s(f) + 2 \cdot \pi \cdot f_{iz}}{s(f) + 2 \cdot \pi \cdot f_{ip}} \dots\dots\dots \text{FT do compensador + Ganho Necessário}$$

$$H_{icmod}(f) := 20 \cdot \log(|H_{ic}(f)|) \dots\dots\dots \text{Módulo da FT (dB)}$$

$$H_{icfase}(f) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(H_{ic}(f)) \dots\dots\dots \text{Fase da FT}$$

18.5 - Função de Transferência de Laço Aberto (FTLA):

$$FTLA_i(f) := A \cdot G_{is}(f) \cdot H_{ic}(f) \cdot k_{sh} \cdot k_{PWM} \dots\dots\dots \text{FTLA (valor absoluto)}$$

$$FTLA_{imod}(f) := 20 \cdot \log(|FTLA_i(f)|) \dots\dots\dots \text{Módulo da FTLA (dB)}$$

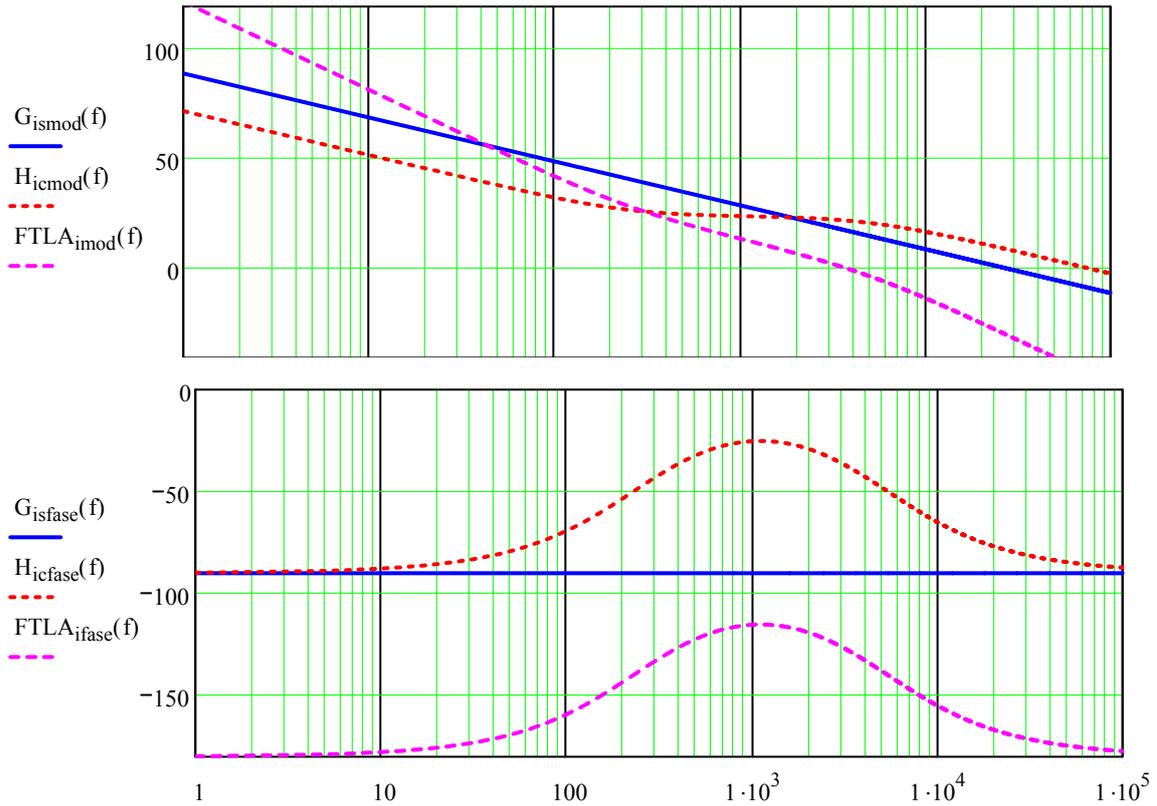
$$FTLA_{ifase}(f) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_i(f)) \dots\dots\dots \text{ Fase da FTLA}$$

$$20 \cdot \log(|FTLA_i(f_{ic})|) = 0 \dots\dots\dots \text{ Modulo da FTLA na } f_c$$

$$\frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_i(f_{ic})) = -132.236 \dots\dots\dots \text{ Fase da FTLA na } f_c$$

$$MF_i := 180 - \left| \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_i(f_{ic})) \right| \dots\dots\dots \text{ Margem de fase obtida}$$

MF_i = 47.764



9.6 - Definição dos componetes do Compensador de Corrente:

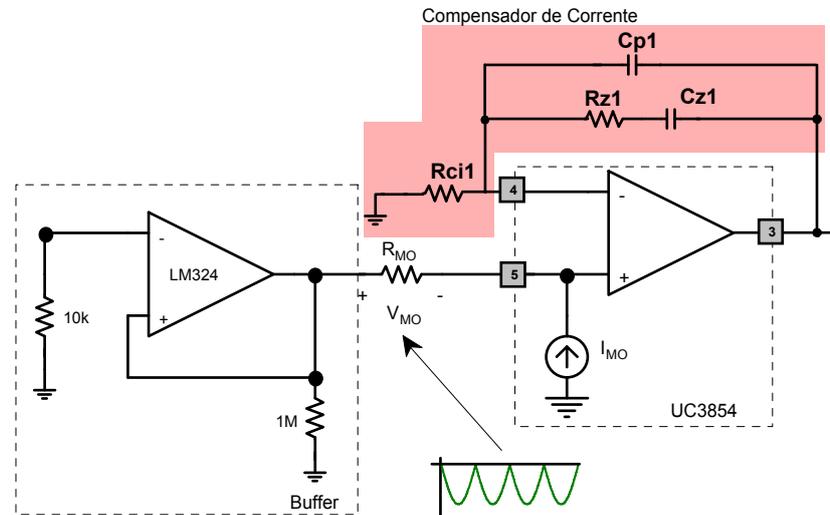


Fig. 8 - Compensador de Corrente

Valores Comerciais:

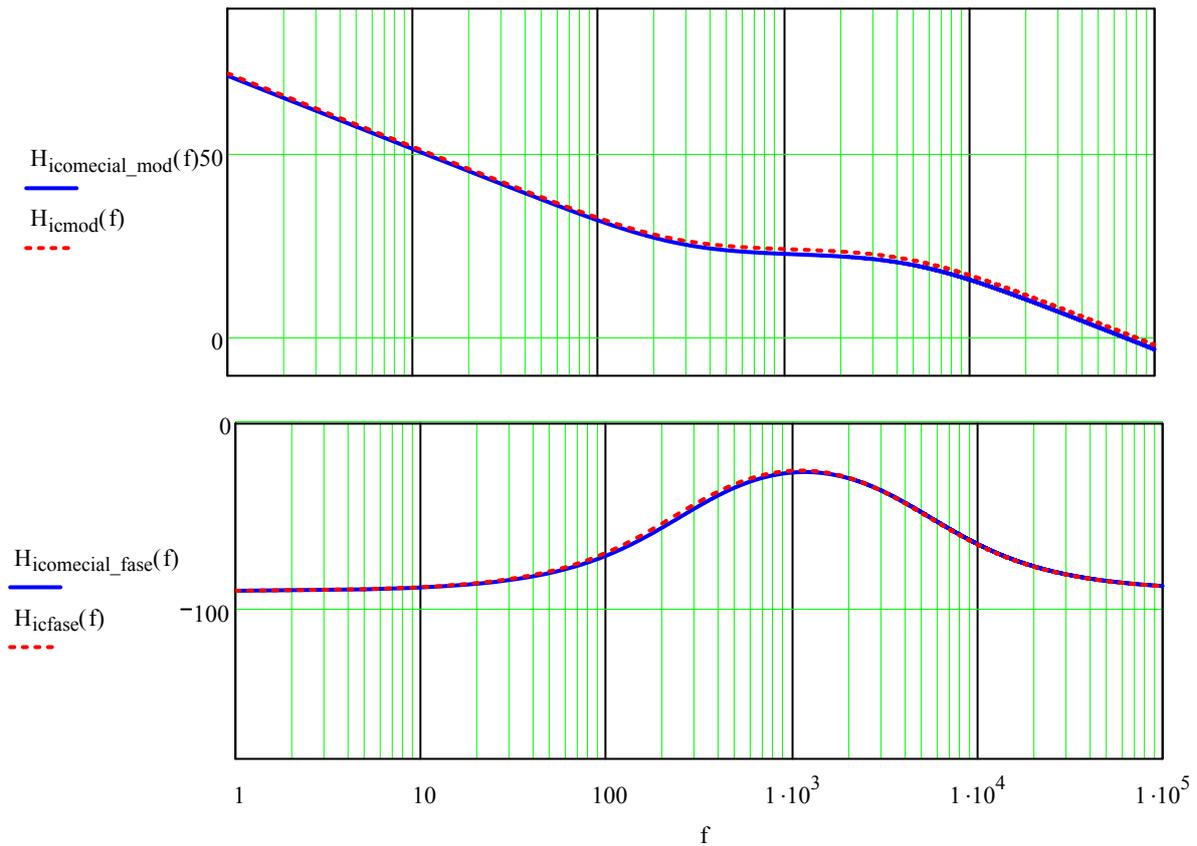
$R_{ci1} := R_{MO}$	$R_{ci1} = 10\text{ k}\Omega$	$R_{ci1} := 10\text{ k}\Omega$
$C_{p1} := \frac{1A}{k_{ic} \cdot R_{ci1}}$	$C_{p1} = 191.821\text{ pF}$	$C_{p1} := 220\text{ pF}$
$C_{z1} := C_{p1} \cdot \left(\frac{f_{ip}}{f_{iz}} - 1 \right)$	$C_{z1} = 4.18\text{ nF}$	$C_{z1} := 3.9\text{ nF}$
$R_{z1} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{iz} \cdot C_{z1}}$	$R_{z1} = 163.236\text{ k}\Omega$	$R_{z1} := 150\text{ k}\Omega$

18.7 - Função de transferência com valores comerciais dos componentes:

$$H_{icomercial}(f) := \frac{s(f) + \frac{1}{R_{z1} \cdot C_{z1}}}{s(f) \cdot (R_{ci1} \cdot C_{p1}) \cdot \left(s(f) + \frac{C_{p1} + C_{z1}}{R_{z1} \cdot C_{z1} \cdot C_{p1}} \right)}$$

$$H_{icomercial_mod}(f) := 20 \cdot \log(|H_{icomercial}(f)|)$$

$$H_{icomercial_fase}(f) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(H_{icomercial}(f))$$



19 - Malha de controle da Tensão:

19.1 - Função de transferência da planta:

$$G_v(f) := \frac{1}{\Omega} \frac{2 \cdot V_o^3}{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in_ef} \cdot P_o} \frac{V_o^2 \cdot C_o}{1 + s(f) \cdot \frac{V_o^2 \cdot C_o}{P_o}} \dots\dots\dots \text{FT da malha de tensão}$$

$$G_{vmod}(f) := 20 \cdot \log(|G_v(f)|) \dots\dots\dots \text{Módulo da FT em dB (bode)}$$

$$G_{vfase}(f) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_v(f)) \dots\dots\dots \text{Fase da FT (bode)}$$

19.2 - Sensor de tensão (LV-25P/SP8):

$I_p := 6.7\text{mA}$ Corrente nominal no primário do transdutor de tensão
(máximo = 10mA (datasheet))

$R_1 := \frac{V_o}{I_p}$ Resistor no primário do transdutor de tensão

$R_1 = 104.478 \text{ k}\Omega$

Na prática R_1 será composto pela associação série de 4 resistores de 27k Ω .

$R_{1a} := 27\text{k}\Omega \quad 4 \cdot R_{1a} = 108 \text{ k}\Omega$

$P_{R1a} := R_{1a} \cdot \left(\frac{V_o}{4 \cdot R_{1a}}\right)^2 \quad P_{R1a} = 1.134 \text{ W}$

Serão utilizados 4 resistores de 27k Ω /3W

$I_S := 25\text{mA}$ Corrente nominal no secundário do transdutor de tensão

$V_{REF} := 3\text{V}$Tensão de referência interna do UC3854B

A tensão sobre o resistor R_{MV} deve ser menor do que a tensão de referência do UC3854-B. Desta forma é possível utilizar um amplificador não inversor (que apresenta ganho sempre maior que 1) para permitir o ajuste da tensão de saída. Sendo assim, estipulou-se para a tensão sobre o resistor R_{MV} :

$V_{RMV} := 2.5\text{V}$ Tensão desejada sobre o resistor R_{MV}

$R_{MV} := \frac{V_{RMV}}{I_S}$ Resistor no secundário do transdutor de tensão

$R_{MV} = 100 \Omega$

Apenas para filtrar possíveis ruídos será adocinado um capacitor de 15nF em paralelo com o resistor R_{MV} .

$C_{fv} := 15\text{nF}$

$k_v := \frac{V_{REF}}{V_o}$ Ganho total do circuito de amostragem da tensão

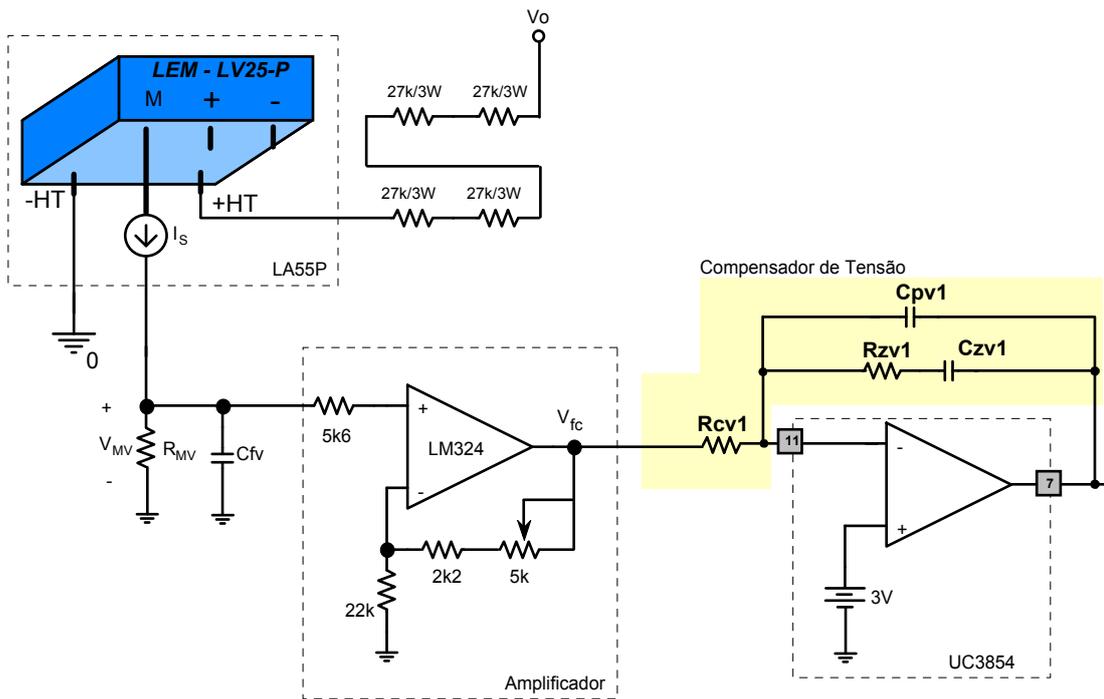


Fig. 9 - Circuito de amostragem da corrente

19.3 - Compensador Avanço-atraso:

$$f_{vc} := \frac{f_r}{4} \dots\dots\dots \text{Frequência de cruzamento}$$

$$\omega_{vc} := 2 \cdot \pi \cdot f_{vc}$$

$$f_{vc} = 15 \text{ Hz}$$

$$\omega_{vc} = 94.248 \frac{\text{rad}}{\text{sec}}$$

$$f_{vz} := \frac{f_r}{15} \dots\dots\dots \text{Frequência do zero do compensador}$$

$$\omega_{vz} := 2 \cdot \pi \cdot f_{vz}$$

$$f_{vz} = 4 \text{ Hz}$$

$$\omega_{vz} = 25.133 \frac{\text{rad}}{\text{sec}}$$

$$G_{vcsk}(f) := \frac{\frac{s(f)}{\omega_{vz}} + 1}{s(f)} \dots\dots\dots \text{FT do compensador}$$

$$k_{vc} := \frac{k_{sh} \cdot F}{|G_v(f_{vc})| \cdot |G_{vcsk}(f_{vc})| \cdot k_v \cdot \text{sec}} \dots\dots\dots \text{Ganho necessário}$$

$$k_{vc} = 31.129 \frac{1}{s}$$

$$G_{vc}(f) := k_{vc} \cdot G_{vcsk}(f) \dots\dots\dots \text{FT do compensador + Ganho Necessário}$$

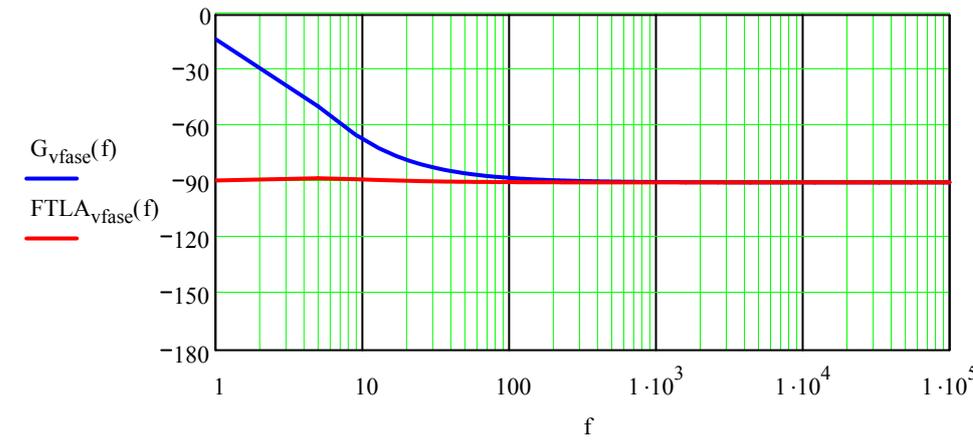
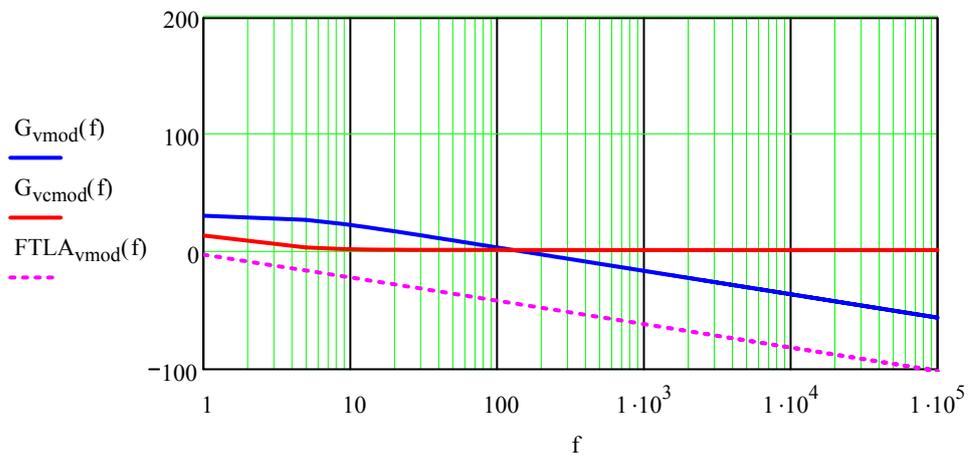
$$G_{vcmod}(f) := 20 \cdot \log(|G_{vc}(f)|) \dots\dots\dots \text{Módulo da FT (dB)}$$

$$G_{vcfase}(f) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{vc}(f)) \dots\dots\dots \text{Fase da FT}$$

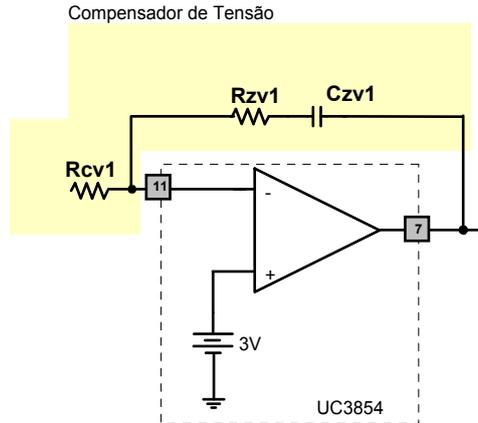
19.4 - Função de Transferência de Laço Aberto (FTLA):

$$\begin{aligned}
 \text{FTLA}_v(f) &:= G_v(f) \cdot G_{vc}(f) \cdot k_v && \dots\dots\dots \text{FTLA (valor absoluto)} \\
 \text{FTLA}_{v\text{mod}}(f) &:= 20 \cdot \log(|\text{FTLA}_v(f)|) && \dots\dots\dots \text{Módulo da FTLA (dB)} \\
 \text{FTLA}_{v\text{fase}}(f) &:= \frac{180}{\pi} \cdot \arg(\text{FTLA}_v(f)) && \dots\dots\dots \text{Fase da FTLA} \\
 20 \cdot \log(|\text{FTLA}_v(f_{vc})|) &= -25.036 && \dots\dots\dots \text{Modulo da FTLA na } f_c \\
 \frac{180}{\pi} \cdot \arg(\text{FTLA}_v(f_{vc})) &= -88.827 && \dots\dots\dots \text{Fase da FTLA na } f_c \\
 \text{MF}_v &:= 180 - \left| \frac{180}{\pi} \cdot \arg(\text{FTLA}_v(f_{vc})) \right| && \dots\dots\dots \text{Margem de fase obtida}
 \end{aligned}$$

MF_v = 91.173



19.5 - Especificação dos Componentes do PI



$$R_{cv1} := 3.3k\Omega$$

$$R_{zv1} := R_{cv1} \cdot k_{vc} \cdot sec$$

$$R_{zv1} = 102.726 k\Omega$$

$$R_{zv1} := 100k\Omega$$

$$C_{vz1} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{vz} \cdot R_{zv1}}$$

$$C_{vz1} = 397.887 nF$$

$$C_{vz1} := 390nF$$

20 - Frequência de Oscilação e sincronismo

A frequência de oscilação da dente de serra do UC3854-B é ajustada através dos componentes conectados aos pinos 12 (RSET) e 14(CT). Definindo o valor do resistor, facilmente determina-se a capacitância necessária para a frequência de oscilação desejada:

$$R_{SET} := 68k\Omega$$

$$C_T := \frac{1.25}{R_{SET} \cdot f_s}$$

$$C_T = 1.838 nF \text{ VALOR COMERCIAL}$$

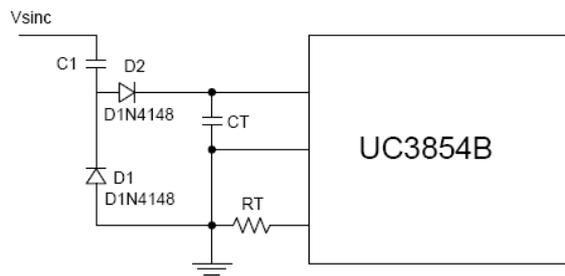
$$C_T := 1.8nF$$

Recalculando a frequência de oscilação obtida com os componentes comerciais:

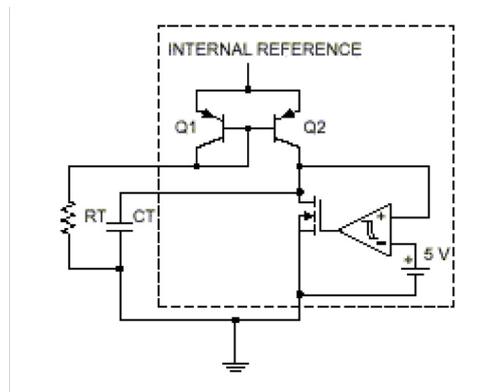
$$f_{osc} := \frac{1.25}{R_{SET} \cdot C_T}$$

$$f_{osc} = 10.212 kHz$$

Entretanto, o bom funcionamento do retificador trifásico depende diretamente do sincronismo entre as formas de onda portadoras (dente de serra). Idealmente, deveria-se utilizar apenas uma forma de onda para os três circuitos integrados, entretanto, devido a sua configuração interna isto não é possível. A solução adotada para resolver esta questão, foi sincronizar as três formas de onda, o circuito da figura abaixo realiza esta tarefa. Onde, a partir do sinal de gate do primeiro circuito integrado, denominado de mestre, obtém-se o sinal "Vsinc", que sincronizará os outros dois circuitos integrados denominados escravos.:



A compreensão do funcionamento deste circuito pode ser facilitada observando-se a próxima figura, extraída do datasheet do componente. Nesta, tem-se uma representação do circuito interno do c.i. 3854B. Nota-se que o capacitor CT é carregado através de uma fonte de corrente (carga linear), e ao atingir a tensão de referência de 5V é descarregado abruptamente. O circuito de sincronismo soma uma determinada tensão com um pulso estreito à tensão do capacitor CT, fazendo com que o comparador interno ao circuito integrado detecte este valor de pico e descarregue este capacitor, iniciando-se um novo ciclo. Desta forma, tem-se sincronizadas as três formas de onda portadoras.



Primeiramente define-se a frequência do integrado mestre:

$$f_{cm} := f_s$$

Para ocorrer o sincronismo é necessário que a frequência dos osciladores escravos seja 20% menor do que a frequência do integrado mestre. Admitindo 20% de diferença:

$$\Delta f_{cm} := 20\%$$

$$f_{ce} := (100\% - \Delta f_{cm})f_{cm} \quad f_{ce} = 8 \text{ kHz}$$

$$R_T := R_{SET}$$

$$C_{Tm} := C_T \quad C_{Tm} = 1.8 \text{ nF}$$

$$C_T := \frac{1.25}{R_T \cdot f_{ce}} \quad C_T = 2.298 \text{ nF}$$

Admitindo tolerância dos componentes, a frequência de oscilação dos escravos pode variar 15%:

$$\Delta f_{ctol} := 15\%$$

$$f_{cmin} := (100\% - \Delta f_{ctol})f_{ce} \quad f_{cmin} = 6.8 \text{ kHz}$$

$$f_{cmax} := (100\% + \Delta f_{ctol})f_{ce} \quad f_{cmax} = 9.2 \text{ kHz}$$

Varição da dente de serra (pico relação terra):

$$V_{Tnom} := 5V$$

$$V_{Tmin} := 4.5V$$

$$V_{Tmax} := 5.9V$$

Varição pico a pico dente de serra

$$V_{Tpp_nom} := 4V$$

$$V_{Tpp_max} := 3.5V$$

$$V_{Tpp_min} := 4.5V$$

tensão mínima da dente de serra:

$$V_{vale} := V_{Tnom} - V_{Tpp_nom} \quad V_{vale} = 1V$$

Tensão necessária para sincronização:

$$V_{pulso} := V_{Tmax} - \left(\frac{V_{Tpp_min} \cdot f_{cmin}}{f_{cm}} + V_{vale} \right)$$

$$V_{pulso} = 1.84V$$

Tensão do pulso de sincronismo:

$$V_{sinc} := 15V$$

Queda de tensão nos diodos:

$$V_d := 0.7V$$

$$C_1 := \frac{V_{pulso} \cdot C_T}{V_{sinc} - V_d - V_{pulso}} \quad C_1 = 339.321 \text{ pF}$$

12 - Pino de Enable:

Para que o UC3854-B inicie sua operação é necessário que a tensão no o pino 10 (ENA) seja superior a 2,65V. Uma vez em operação, uma histerese garante sua operação desde que a tensão no referido pino não caia abaixo de 2,15V.

Por uma questão de funcionalidade (facilitar nos ensaios e teste da placa de controle) será utilizado um circuito adicional que permite inibir o funcionamento do UC3845-B por intermédio do acionamento de um interruptor. O circuito utilizado é apresentado na Fig.10:

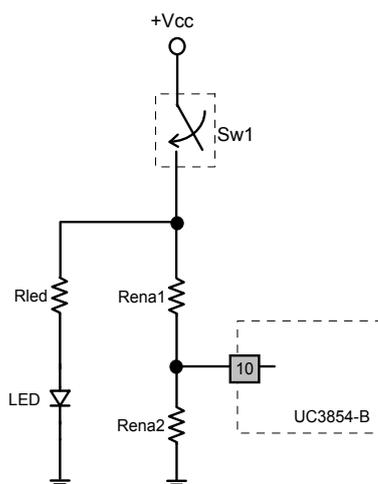


Fig. 10 - Circuito inibidor do funcionamento do UC3854-B



**DEFINIÇÃO DOS COMPONENTES DA MALHA DE
CONTROLE DA PONTE TRIFÁSICA COM ESTÁGIO
BOOST NA SAÍDA UTILIZANDO CIRCUITO
INTEGRADO UC3854-B**

Cód proj.: INEP
01-12-04

Responsável: **Ricardo Luiz Alves M.Eng**

LOCAL/DATA: Fpolis - Ago/2005

Coordenador do projeto: **Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing**

Última atualização: 02/03/06

1 - Definições gerais:

$P_o := 20\text{kW}$	Potência de Saída
$V_{in_ef} := 220\text{V}$	Valor eficaz da Tensão de Fase
$\Delta V_{in_max} := 5\%$	Varição da tensão de entrada (+ 10%)
$\Delta V_{in_min} := 30\%$	Varição da tensão de entrada (-15%)
$\Delta V_{in_min_control} := 20\%$	Tensão de entrada onde o controlador começa a atuar (-20%)
$f_r := 60\text{Hz}$	Frequência da Rede
$\eta := 0.96$	Rendimento
$V_o := 700\text{V}$	Tensão de Saída
$L_{boost} := 4\text{mH}$	Indutor de entrada
$C_o := 4400\mu\text{F}$	Capacitor de Saída
$f_s := 10\text{kHz}$	Frequência de Comutação

2 - Cálculos Preliminares:

$$V_{bar} := 2.34 \cdot V_{in_ef} \dots\dots\dots \text{Tensão no barramento de entrada}$$

$$V_{bar} = 514.8 \text{ V}$$

$$D_{nom} := \frac{V_o - V_{bar}}{V_o} \dots\dots\dots \text{Razão Cíclica Nominal}$$

$$D_{nom} = 0.265$$

$$R_o := \frac{V_o^2}{P_o} \dots\dots\dots \text{Resistência de Carga}$$

$$R_o = 24.5 \Omega$$

$$i_{in_pk} := \frac{P_o}{\eta \cdot V_o \cdot (1 - D_{nom})} \dots\dots\dots \text{Valor de pico da Corrente de entrada}$$

$$i_{in_pk} = 40.469 \text{ A}$$

$$i_{in_rms} := i_{in_pk} \dots\dots\dots \text{Valor de eficaz da Corrente no indutor}$$

$$i_{in_rms} = 40.469 \text{ A}$$

3 - Amostra das tensões de entrada:

Inicialmente as tensões de linha são amostradas por intermédio de transformadores com conexão Δ/Δ e, nos secundários, um ponto "neuro virtual" é obtido adicionado-se circuitos RC, conforme mostado na Fig.3.

Para o cálculo da relação de transformação deve se levar em consideração o fato de que as tensões dos secundários (V_1 , V_2 , e V_3) devem ser processadas por circuitos com amplificadores operacionais, desta forma, o valor máximo da tenão de saída não deve ultrapassar a tensão de alimentação dos OpAmps.

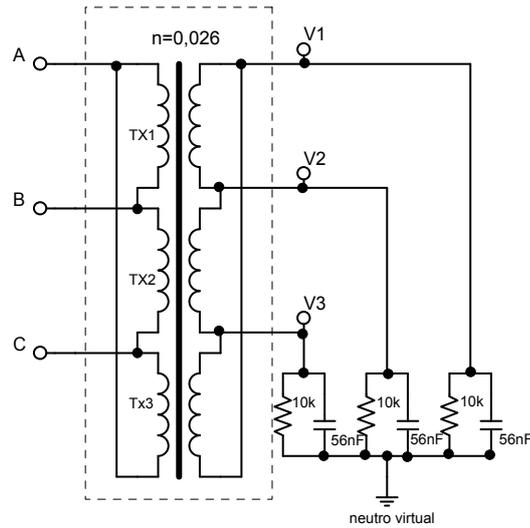


Fig. 3 - Circuito de amostragem das tensões de entrada

$V_{1\text{linha_max}} := 10.5\text{V}$ Tensão de pico linha máxima no secundário

$V_{1\text{fase_ef_max}} := \frac{V_{1\text{linha_max}}}{\sqrt{3}}$ Tensão de linha eficaz máxima no secundário

$V_{1\text{fase_ef_max}} = 6.062\text{ V}$

$n_{\text{tx}} := \frac{V_{1\text{fase_ef_max}}}{\sqrt{2} \cdot V_{\text{in_ef}} \cdot (1 + \Delta V_{\text{in_max}})}$ Relação de transformação calculada

$n_{\text{tx}} = 0.019$

$V_{1\text{fase_ef_nom}} := n_{\text{tx}} \cdot (\sqrt{2} \cdot V_{\text{in_ef}})$ Tensão de linha eficaz nominal no secundário

$V_{1\text{fase_ef_nom}} = 5.774\text{ V}$

Após os transformadores, cada uma das amostras das tensões de entrada (V_1 , V_2 , e V_3) é retificada por um retificador de precisão cuja configuração é apresentada na Fig.4. Chama-se atenção para o fato deste retificador operar no modo **não inversor**.

Este procedimento permite que sejam geradas as tensões $V_{1\text{ret}}$, $V_{2\text{ret}}$, e $V_{3\text{ret}}$, que serão utilizadas no circuito seguinte.

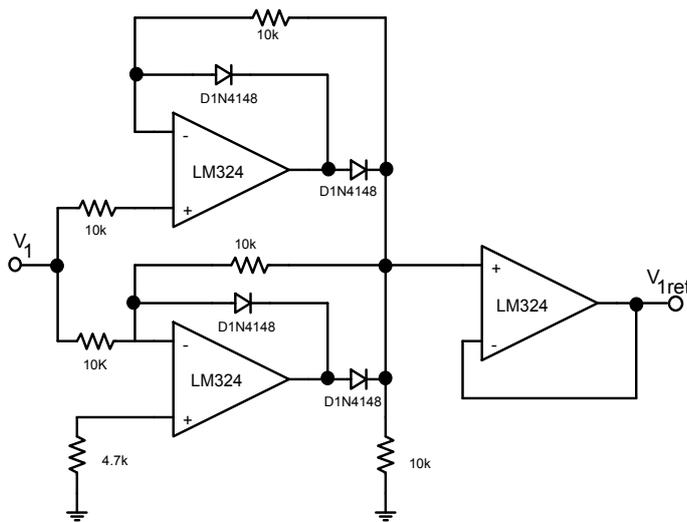


Fig. 4 - Estrutura Típica de um Retificador de precisão

Na sequência, as tensões retificadas são $V_{1\text{ret}}$, $V_{2\text{ret}}$, e $V_{3\text{ret}}$ são aplicadas no circuito da Fig.5:

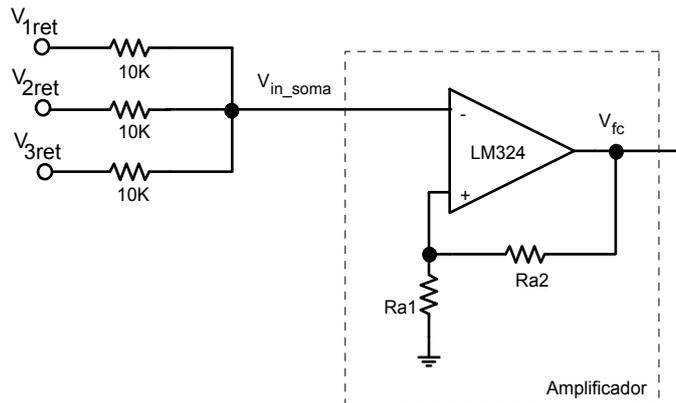


Fig. 5 - Amplificador Somador não inversor

As tensões V_{1ret} , V_{2ret} , e V_{3ret} podem ser expressas matematicamente da seguinte maneira:

$$\omega t := 0, 0.01 \dots 4$$

$$V_{1ret}(\omega t) := \left| V_{1fase_ef_nom} \cdot \sin(\omega t) \right|$$

$$V_{2ret}(\omega t) := \left| V_{1fase_ef_nom} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2}{3} \cdot \pi\right) \right|$$

$$V_{3ret}(\omega t) := \left| V_{1fase_ef_nom} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2}{3} \cdot \pi\right) \right|$$

$$V_{1ret_min}(\omega t) := \left| V_{1fase_ef_nom} \cdot (1 - \Delta V_{in_min}) \cdot \sin(\omega t) \right|$$

$$V_{2ret_min}(\omega t) := \left| V_{1fase_ef_nom} \cdot (1 - \Delta V_{in_min}) \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2}{3} \cdot \pi\right) \right|$$

$$V_{3ret_min}(\omega t) := \left| V_{1fase_ef_nom} \cdot (1 - \Delta V_{in_min}) \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2}{3} \cdot \pi\right) \right|$$

$$V_{1ret_max}(\omega t) := \left| V_{1fase_ef_nom} \cdot (1 + \Delta V_{in_max}) \cdot \sin(\omega t) \right|$$

$$V_{2ret_max}(\omega t) := \left| V_{1fase_ef_nom} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2}{3} \cdot \pi\right) \right|$$

$$V_{3ret_max}(\omega t) := \left| V_{1fase_ef_nom} \cdot (1 + \Delta V_{in_max}) \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2}{3} \cdot \pi\right) \right|$$

O valor de tensão obtido na entrada inversora do amplificador operacional da Fig.5 é dado por:

$$V_{in_soma}(\omega t) := \frac{V_{1ret}(\omega t) + V_{2ret}(\omega t) + V_{3ret}(\omega t)}{3}$$

$$V_{in_soma_min}(\omega t) := \frac{V_{1ret_min}(\omega t) + V_{2ret_min}(\omega t) + V_{3ret_min}(\omega t)}{3}$$

$$V_{in_soma_max}(\omega t) := \frac{V_{1ret_max}(\omega t) + V_{2ret_max}(\omega t) + V_{3ret_max}(\omega t)}{3}$$

Definindo os valores dos resistores Ra1 e Ra2 é possível determinar o valor da tensão de saída (Vfc)

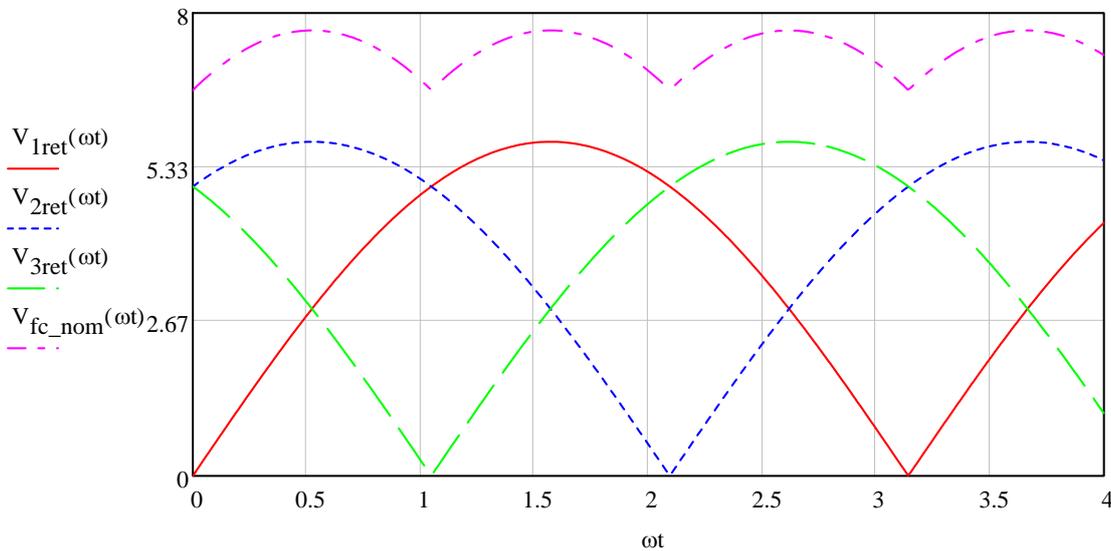
$$Ra_1 := 10k\Omega$$

$$Ra_2 := 10k\Omega$$

$$V_{fc_nom}(\omega t) := \left(1 + \frac{Ra_2}{Ra_1}\right) \cdot V_{in_soma}(\omega t)$$

$$V_{fc_min}(\omega t) := \left(1 + \frac{Ra_2}{Ra_1}\right) \cdot V_{in_soma_min}(\omega t)$$

$$V_{fc_max}(\omega t) := \left(1 + \frac{Ra_2}{Ra_1}\right) \cdot V_{in_soma_max}(\omega t)$$



4 - Amostra das Corrente no Indutor:

Para efetuar a amostragem do indutor boost, foi escolhido o sensor de corrente LA55-P, fabricado pela LEM. Para este sensor a corrente a ser medida não deve ultrapassar 50A eficazes. Deve-se então calcular a resistência de carga (R_M) para que se possa obter uma tensão de medição de 3V de pico quando circula no primário do transdutor a corrente nominal do conversor.

$$V_M := 3V \dots\dots\dots \text{Tensão de pico de medição para corrente nominal}$$

$$K_N := 1000 \dots\dots\dots \text{Relação de transformação do Sensor}$$

$$R_M := K_N \cdot \frac{V_M}{i_{in_rms}} \dots\dots\dots \text{Resistência de carga do sensor}$$

$$R_M = 74.131 \Omega$$

$$R_M := 68\Omega$$

O circuito da Fig.6 mostra o diagrama esquemático para implementação prática do circuito de amostragem da corrente. O componente resistivo R_{MO} , conectado ao pino 5 do UC3854, será dimensionado posteriormente.

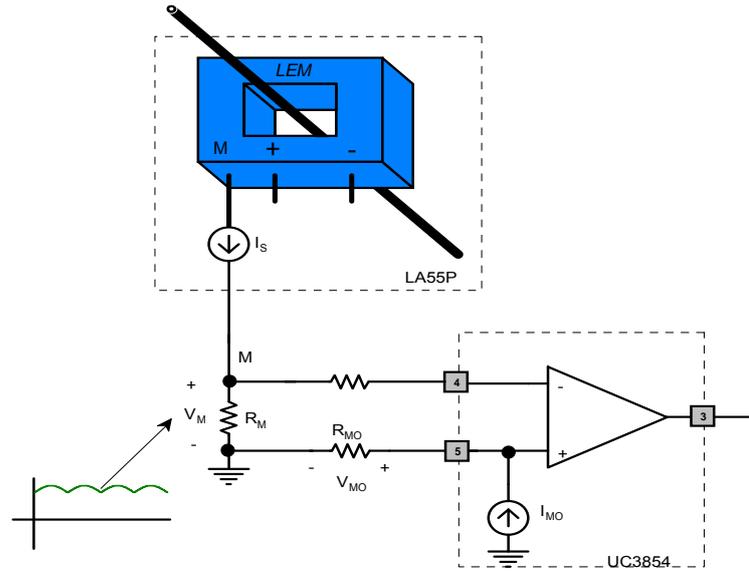


Fig. 6 - Circuito de amostragem da corrente

5 - Corrente de referência e Cálculo do Resistor R_{AC}:

A Fig.7 representa o diagrama de blocos do UC3854-B. Como pode ser observado, a corrente de referência (I_{MOUT}) é obtida multiplicando-se a saída do compensador de tensão (pino 7) e o sinal obtido no pino 6, que deve se apresentar sob o formato de uma onda senoidal retificada (vai impor o formato senoidal para a corrente). O resultado desta multiplicação é dividido pelo quadrado do valor médio da tensão de entrada (Pino 8).

BLOCK DIAGRAM

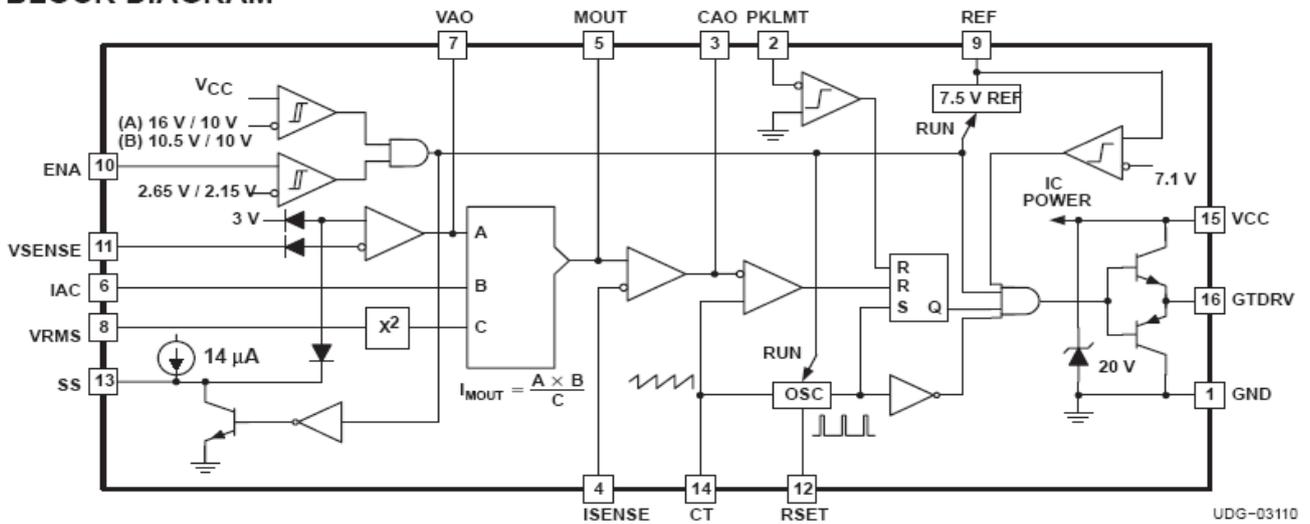


Fig. 7 - Diagrama de blocos do UC3854-B

Segundo as informações contidas no datasheet, para a tensão de entrada máxima, o valor da corrente na entrada do multiplicador (I_{AC}) não deve exceder $600\mu A$. Esta corrente é responsável por impor o formato senoidal para a corrente de entrada.

Entretanto, neste caso, deseja-se impor uma corrente constante sobre o indutor, desta forma é necessária uma alteração no circuito da referência de corrente:

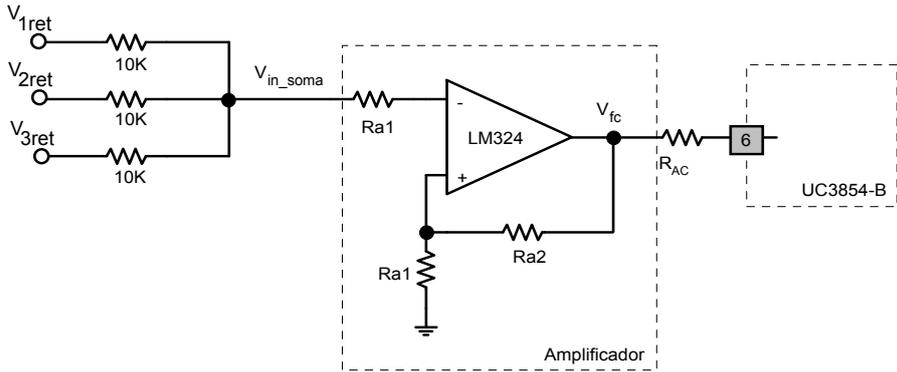


Fig. 8 - Circuito para gerar corrente de referência

A corrente (I_{AC}) é limitada inserindo um resistor (R_{AC1}) entre o ponto V_x e o pino 6 do UC3854-B. O valor de R_{AC1} pode ser calculado da seguinte maneira:

$$V_{fc_max_pico} := V_{fc_max} \left(\frac{\pi}{2} \right) \qquad V_{fc_min_pico} := V_{fc_min} \left(\frac{\pi}{2} \right)$$

$$V_{fc_max_pico} = 7.987 \text{ V} \qquad V_{fc_min_pico} = 5.389 \text{ V}$$

$I_{AC} := 250 \mu\text{A}$ **Não está de acordo com o "app.note DN-66"**, onde o valor da corrente $I_{AC} = 600 \mu\text{A}$

$$R_{AC1} := \frac{V_{fc_max_pico}}{I_{AC}} \qquad R_{AC1} = 31.947 \text{ k}\Omega \qquad \text{Valor Comercial} \qquad R_{AC1} := 27 \text{ k}\Omega$$

Recalculando I_{AC} (deve ser menor que $450 \mu\text{A}$):

$$I_{AC} := \frac{V_{fc_max_pico}}{R_{AC1}} \qquad I_{AC} = 295.803 \mu\text{A}$$

6 - Limite de potência (R_{MO}):

A seguir é descrita a metodologia usada para obter o limite de potência em cada uma das fases. Admite-se uma elevação de potência de 10% sobre o valor nominal de potência do conversor, assim:

$$P_{over_3\phi} := P_o \cdot 1.1 \qquad P_{over_3\phi} = 22 \text{ kW}$$

O máximo valor admissível de corrente no indutor Boost fica então definido como:

$$I_{in_pk_lim} := \frac{P_{over_3\phi}}{\eta \cdot V_o \cdot (1 - D_{nom})} \qquad I_{in_pk_lim} = 44.516 \text{ A}$$

O circuito integrado deve ser configurado de forma a limitar em $P_{over_3\phi}$ a potência total entregue à carga. Para tanto, deve-se determinar a máxima corrente obtida na saída do multiplicador (I_{MO}). Este valor depende da tensão de saturação do amplificador de tensão, limitada em 6V:

$$V_{EA} := 6 \text{ V} \dots\dots\dots \text{Tensão de saturação do amplificador de tensão}$$

$$I_{MO_max} := \frac{V_{fc_min_pico} \cdot (V_{EA} - 1.5 \text{ V})}{2.25 \text{ V} \cdot R_{AC1}} \qquad I_{MO_max} = 0.399 \text{ mA}$$

O limite de potência é estabelecido quando, para a condição de máxima tensão de entrada, a tensão sobre o resistor R_M se igualar à tensão sobre o resistor R_{MO} , cujo valor da resistência deve ser determinado.

$$R_{MO} := \frac{R_M \cdot I_{in_pk_lim}^3}{K_N \cdot I_{MO_max}} \quad R_{MO} = 22.751 \text{ k}\Omega \quad \text{Valor comercial} \quad R_{MO} := 22 \text{ k}\Omega$$

7 - Limite da Corrente de Pico (R_{PK1} e R_{PK2})

Através de alguns componentes externos ao UC3854B é possível limitar a corrente de pico de entrada. O circuito necessário para esta finalidade é apresentado na Fig.9

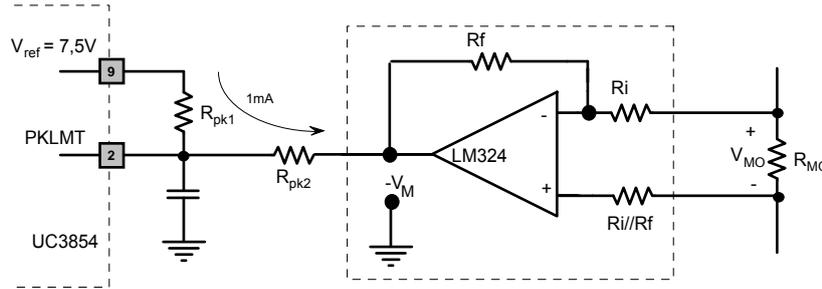


Fig. 9 - Limitador de corrente de pico

Considerando que o limite de corrente dos sensores de efeito Hall é de 55A, supõem-se que se deseja estabelecer o limite de 45A de pico para a corrente de entrada, desta forma o transdutor LA 55-P estará protegido, assim:

$I_{L_pk_limite} := 45A$ Valor de pico limite para a corrente de entrada

A tensão limite (valor de pico) sobre o resistor de carga do sensor será:

$$V_{M_limite_pk} := \frac{I_{L_pk_limite} \cdot R_M}{K_N} \quad \text{Tensão limite sobre o resistor de carga do sensor}$$

$$V_{M_limite_pk} = 3.06 \text{ V}$$

$$V_{MO_limite_pk} := V_{M_limite_pk}$$

Segundo as recomendações do fabricante do UC3854-B, a proteção atua quando a tensão aplicada ao pino 2 for menor do que zero (mas deve ser limitada em -0,3V). Além disto, a corrente de R_{pk1} e R_{pk2} deve ser de aproximadamente 1mA. Conforme já mencionado anteriormente, para que a proteção atue é necessária uma tensão levemente negativa sobre o pino 2. Supondo uma tensão de -150mV e uma corrente da ordem de 1,3mA, tem-se:

$$V_{pino2} := -150 \text{ mV}$$

$$I_{limite_pk} := 1.3 \text{ mA}$$

$$R_{pk2} := \frac{V_{pino2} + V_{MO_limite_pk}}{I_{limite_pk}} \quad R_{pk2} = 2.238 \text{ k}\Omega$$

Usando um valor comercial: $R_{pk2} := 2.2 \text{ k}\Omega$

Para obter o valor de R_{pk1} é necessário corrigir o valor da tensão obtida no pino 2 quando é utilizado o valor comercial de R_{pk2} , assim:

$$V_{pino2} := R_{pk2} \cdot I_{limite_pk} - V_{M_limite_pk}$$

$$V_{\text{pino2}} = -200 \text{ mV}$$

Calculando R_{pk1} :

$$R_{\text{pk1}} := \frac{7.5\text{V} - V_{\text{pino2}}}{I_{\text{limite_pk}}} \quad R_{\text{pk1}} = 5.923 \text{ k}\Omega$$

Usando um valor comercial:

$$R_{\text{pk1}} := 5.9 \text{ k}\Omega$$

É importante agora conferir se com estes valores comerciais a tensão sobre o pino 2 não se torna menor do que o limite de -0,3V imposto pelo fabricante, assim:

$$I_{\text{limite_pk}} := \frac{7.5\text{V} + V_{\text{M_limite_pk}}}{R_{\text{pk1}} + R_{\text{pk2}}} \quad I_{\text{limite_pk}} = 1.304 \text{ mA}$$

$$V_{\text{pino2}} := R_{\text{pk2}} \cdot I_{\text{limite_pk}} - V_{\text{M_limite_pk}} \quad V_{\text{pino2}} = -191.852 \text{ mV}$$

8 - Malha de Feedforward:

Em caso de variações da tensão de entrada, a malha de Feedforward deve ser capaz de corrigir a corrente de referência garantido assim uma melhor operação do sistema. Para tanto são novamente necessários alguns artifícios para permitir a operação de acordo com as instruções do manual do fabricante.

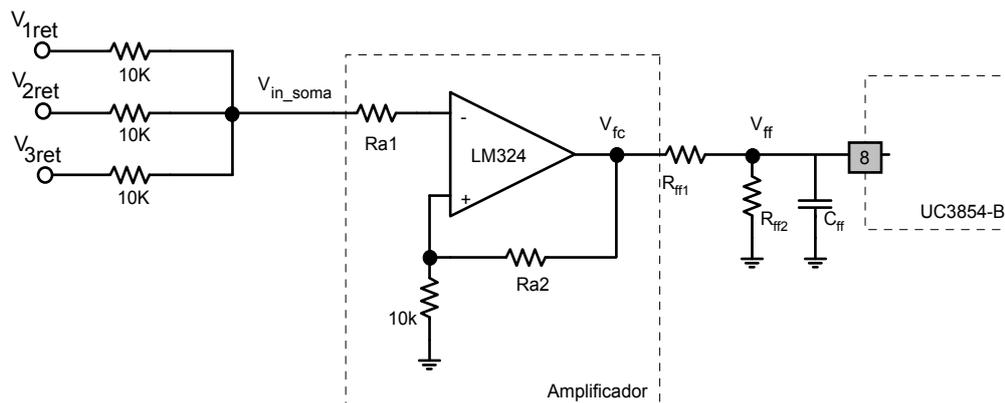


Fig. 10 - Circuito para Malha de Feedforward

Novamente obedecendo às instruções contidas no manual do circuito integrado, constata-se que a tensão obtida no pino 8 deve ser igual a 1,41V quando a tensão de entrada for mínima (e não ultrapassar 4.5V para a tensão de entrada máxima). Desta forma é possível obter facilmente os valores dos resistores que compõem o divisor resistivo da malha de feedforward (R_{ff1} e R_{ff2}):

$$V_{\text{ff}} := 1.4\text{V}$$

$$R_{\text{ff1}} := 56 \text{ k}\Omega$$

$$R_{\text{ff2}} := R_{\text{ff1}} \cdot \frac{V_{\text{ff}}}{V_{\text{fc_min_pico}} - V_{\text{ff}}} \quad R_{\text{ff2}} = 19.656 \text{ k}\Omega \quad \text{Valor Comercial: } R_{\text{ff2}} := 22 \text{ k}\Omega$$

Recalculando V_{ff} para os valores comerciais:

$$V_{\text{ff}} := V_{\text{fc_min_pico}} \cdot \frac{R_{\text{ff2}}}{R_{\text{ff1}} + R_{\text{ff2}}} \quad V_{\text{ff}} = 1.52 \text{ V}$$

Para o caso da máxima tensão de entrada, deve-se verificar se a tensão V_{ff} não ultrapassa o limite de 4,5V:

$$V_{ff_max} := V_{fc_max_pico} \cdot \frac{R_{ff2}}{R_{ff1} + R_{ff2}} \quad V_{ff_max} = 2.253 \text{ V}$$

Resta agora calcular o valor da capacitância de filtragem da malha de feedforward (C_{ff1}). De acordo com a documentação do UC3854-B, a percentagem de 2ª harmônica presente na entrada do circuito de feedforward representa a mesma proporção de 3ª harmônica na corrente de entrada. Como o objetivo é obter correntes de entrada com baixa distorção, deve definir a percentagem máxima de terceira harmônica admitida para que, a partir desta informação, seja possível determinar o ganho (atenuação) necessária para o filtro da malha de feedforward.

$$\%_{3harm} := 5\%$$

Analisando a amostra da tensão de entrada retificada (V_{in_ret}), constata-se que a 2ª harmônica representa 66,2% do conteúdo harmônico total. Esta dado é importante para definir o valor do capacitor C_{ff1} .

$$\%_{2harm} := 66.2\%$$

Assim facilmente obtém-se o ganho necessário para o filtro da malha de feedforward:

$$G_{ff} := \frac{\%_{3harm}}{\%_{2harm}} \quad G_{ff} = 0.076$$

Calculando o filtro de feedforward:

$$f_{2harm} := 2 \cdot f_r \quad f_{2harm} = 120 \frac{1}{s} \quad \dots\dots\dots \text{Frequência da 2ª harmônica}$$

$$f_{ff_corte} := G_{ff} \cdot f_{2harm} \quad f_{ff_corte} = 9.063 \frac{1}{s} \quad \dots\dots\dots \text{Frequência de corte do filtro}$$

$$C_{ff1} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{ff_corte} \cdot R_{ff2}} \quad C_{ff1} = 0.798 \mu F \quad \text{Valor Comercial: } C_{ff1} := 1 \mu F$$

9 - Partida Progressiva:

O valor da capacitância de partida progressiva é responsável por definir o tempo no qual a tensão de referência atinge o valor nominal de 3V. Este componente é carregado por intermédio de uma fonte de corrente constante com valor de 14µA. Desta forma, definindo o tempo de partida progressiva em 1s facilmente obtém-se o valor da capacitância necessária:

$$I_{C_{SS}} := 14 \mu A \quad \dots\dots\dots \text{Corrente de carga do capacitor de partida progressiva}$$

$$V_{ref} := 3V \quad \dots\dots\dots \text{Tensão de referência}$$

$$t_{ss} := 1s \quad \dots\dots\dots \text{Tempo de partida progressiva}$$

$$C_{SS} := \frac{I_{C_{SS}} \cdot t_{ss}}{V_{ref}} \quad \dots\dots\dots \text{Capacitor de partida progressiva}$$

$$C_{SS} = 4.667 \mu F \quad \text{Usando um valor comercial: } C_{SS} := 4.7 \mu F$$

Projeto das Malhas de Controle:

A fig.7 representa o diagrama de blocos da malha de controle do conversor. Observa-se a existência de duas malhas distintas. A malha de tensão é responsável por regular a tensão de saída, gerando o sinal de referência de corrente que ajusta a amplitude das correntes de entrada.

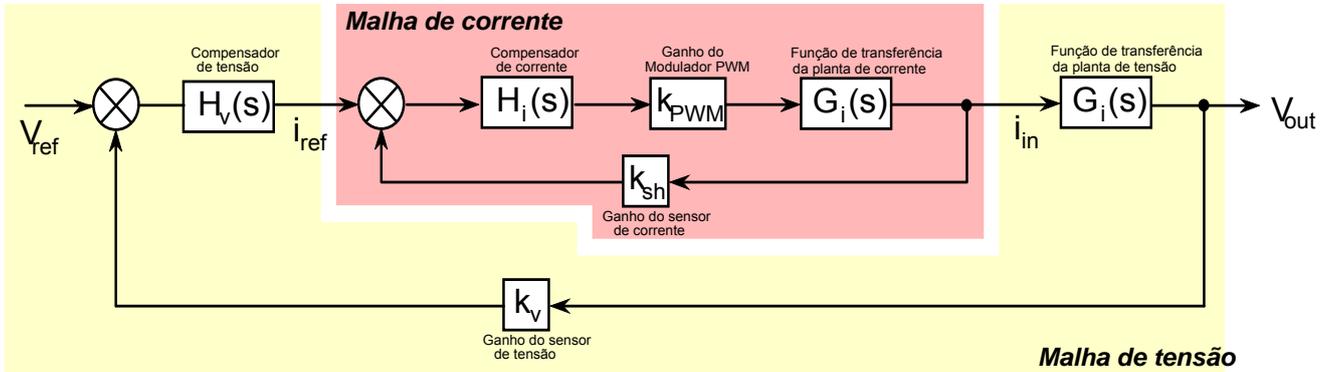


Fig. 7 - Diagrama de blocos das Malhas de Controle

10 - Projeto da Malha de Corrente:

$f := 1\text{Hz}, 5\text{Hz}.. 1 \cdot 10^5 \text{Hz}$ Definição da faixa frequência analisada

10.1 - Função de transferência da planta:

$s(f) := j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f$ Definição da variável s ($s = j \omega$)

$G_{is}(f) := \frac{V_o}{s(f) \cdot L_{boost}}$ FT da malha de corrente

$G_{ismod}(f) := 20 \cdot \log \left(\left| \frac{G_{is}(f)}{A} \right| \right)$ Módulo da FT em dB (bode)

$G_{isfase}(f) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{is}(f))$ Fase da FT (bode)

10.2 - Sensor de corrente (LA 55-P):

$R_{sh} := \frac{R_M}{K_N}$ Valor do Resistor Shunt equivalente

$R_{sh} = 0.068 \Omega$

O sensor de corrente deve ser ajustado para, quando submetido à corrente nominal de pico, fornecer 1,5V na saída:

$k_{sh} := R_{sh}$ Ganho do sensor de corrente

$k_{sh} = 0.068 \Omega$

10.3 - Modulador PWM:

$V_{T_pk} := 5.4V$ Valor de pico da dente de serra:

$k_{PWM} := \frac{1}{V_{T_pk}}$ Ganho do Modulador PWM.

$$k_{PWM} = 0.185 \frac{1}{V}$$

10.4 - Compensador Avanço-Atraso:

$f_{ic} := \frac{f_s}{4}$ Freqüência de cruzamento

$$f_{ic} = 2.5 \text{ kHz}$$

$f_{ip} := f_{ic} \cdot 2$ Freqüência do pólo do compensador

$$f_{ip} = 5 \times 10^3 \text{ Hz}$$

$f_{iz} := \frac{f_{ic}}{40}$ Freqüência do zero do compensador

$$f_{iz} = 62.5 \text{ Hz}$$

$H_{icsk}(f) := \frac{1}{s(f)} \cdot \frac{s(f) + 2 \cdot \pi \cdot f_{iz}}{s(f) + 2 \cdot \pi \cdot f_{ip}}$ FT do compensador

$k_{ic} := \frac{1}{|G_{is}(f_{ic})| \cdot |H_{icsk}(f_{ic})| \cdot k_{sh} \cdot k_{PWM}}$ Ganho necessário

$$k_{ic} = 2.503 \times 10^5 \frac{1}{s}$$

$H_{ic}(f) := \frac{k_{ic}}{s(f)} \cdot \frac{s(f) + 2 \cdot \pi \cdot f_{iz}}{s(f) + 2 \cdot \pi \cdot f_{ip}}$ FT do compensador + Ganho Necessário

$H_{icmod}(f) := 20 \cdot \log(|H_{ic}(f)|)$ Módulo da FT (dB)

$H_{icfase}(f) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(H_{ic}(f))$ Fase da FT

10.5 - Função de Transferência de Laço Aberto (FTLA):

$FTLA_i(f) := G_{is}(f) \cdot H_{ic}(f) \cdot k_{sh} \cdot k_{PWM}$ FTLA (valor absoluto)

$FTLA_{imod}(f) := 20 \cdot \log(|FTLA_i(f)|)$ Módulo da FTLA (dB)

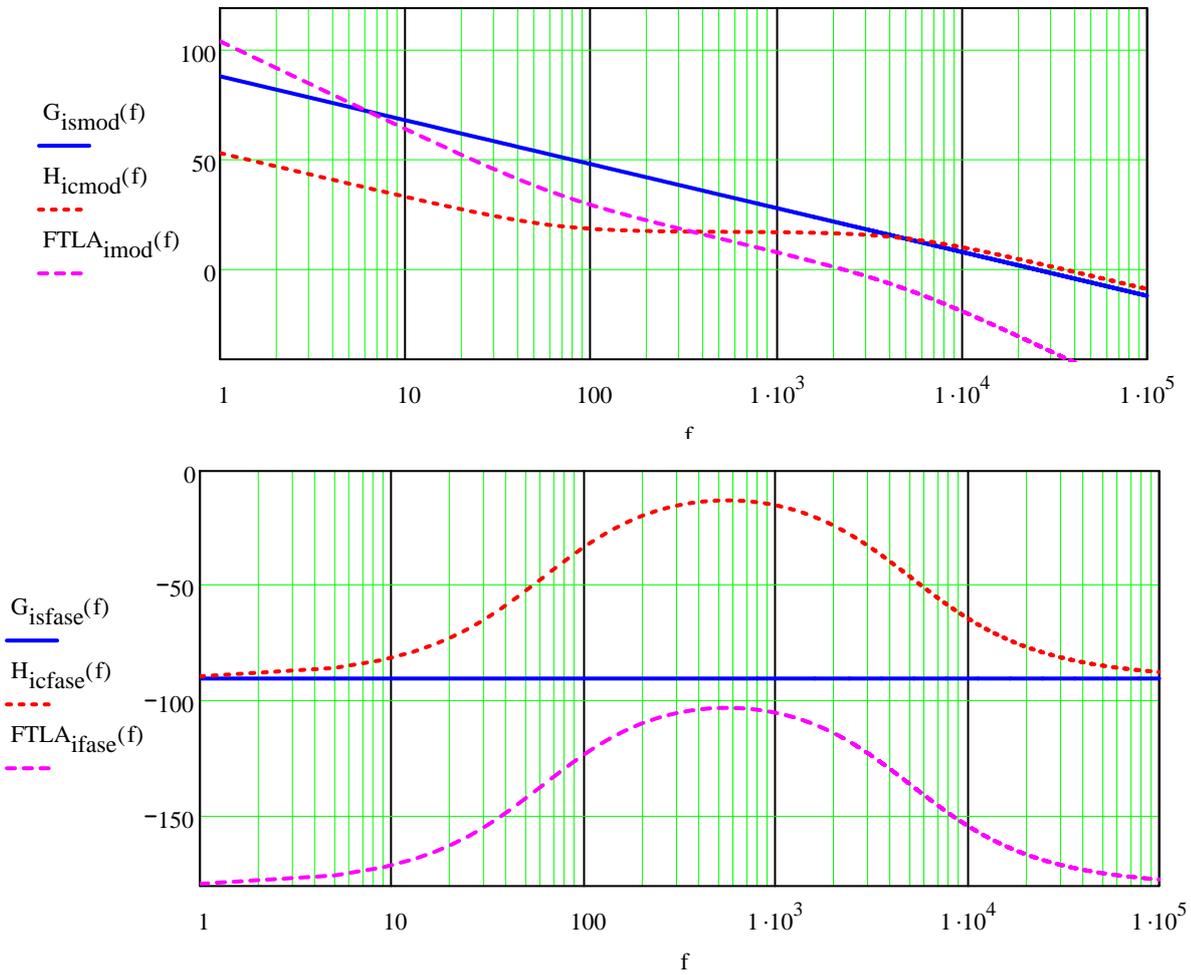
$FTLA_{ifase}(f) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_i(f))$ Fase da FTLA

$20 \cdot \log(|FTLA_i(f_{ic})|) = 0$ Modulo da FTLA na f_c

$\frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_i(f_{ic})) = -117.997$ Fase da FTLA na f_c

$$MF_i := 180 - \left| \frac{180}{\pi} \cdot \arg(\text{FTLA}_i(f_{ic})) \right| \dots \dots \dots \text{Margem de fase obtida}$$

MF_i = 62.003



10.6 - Definição dos componentes do Compensador de Corrente:

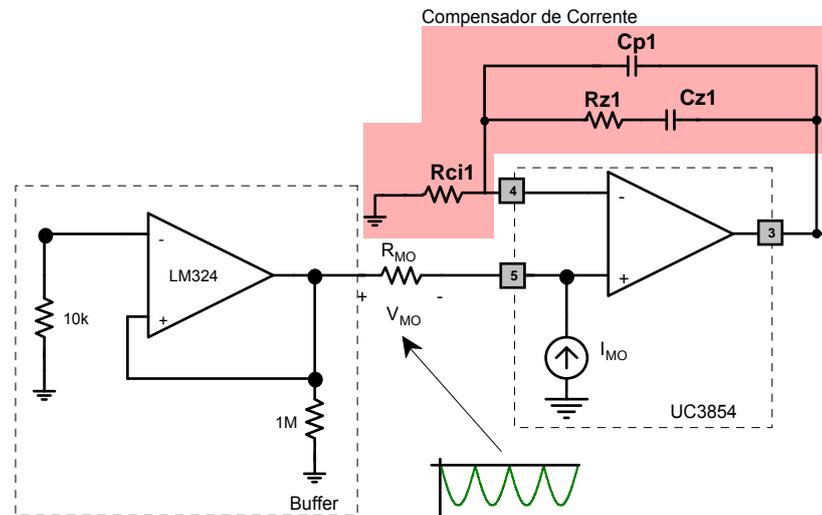


Fig. 8 - Compensador de Corrente

Valores Comerciais:

$$R_{ci1} := R_{MO}$$

$$R_{ci1} = 22 \text{ k}\Omega$$

$$R_{ci1} := 22 \text{ k}\Omega$$

$$C_{p1} := \frac{1}{k_{ic} \cdot R_{ci1}}$$

$$C_{p1} = 181.611 \text{ pF}$$

$$C_{p1} := 180 \text{ pF}$$

$$C_{z1} := C_{p1} \cdot \left(\frac{f_{ip}}{f_{iz}} - 1 \right)$$

$$C_{z1} = 14.22 \text{ nF}$$

$$C_{z1} := 15 \text{ nF}$$

$$R_{z1} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{iz} \cdot C_{z1}}$$

$$R_{z1} = 169.765 \text{ k}\Omega$$

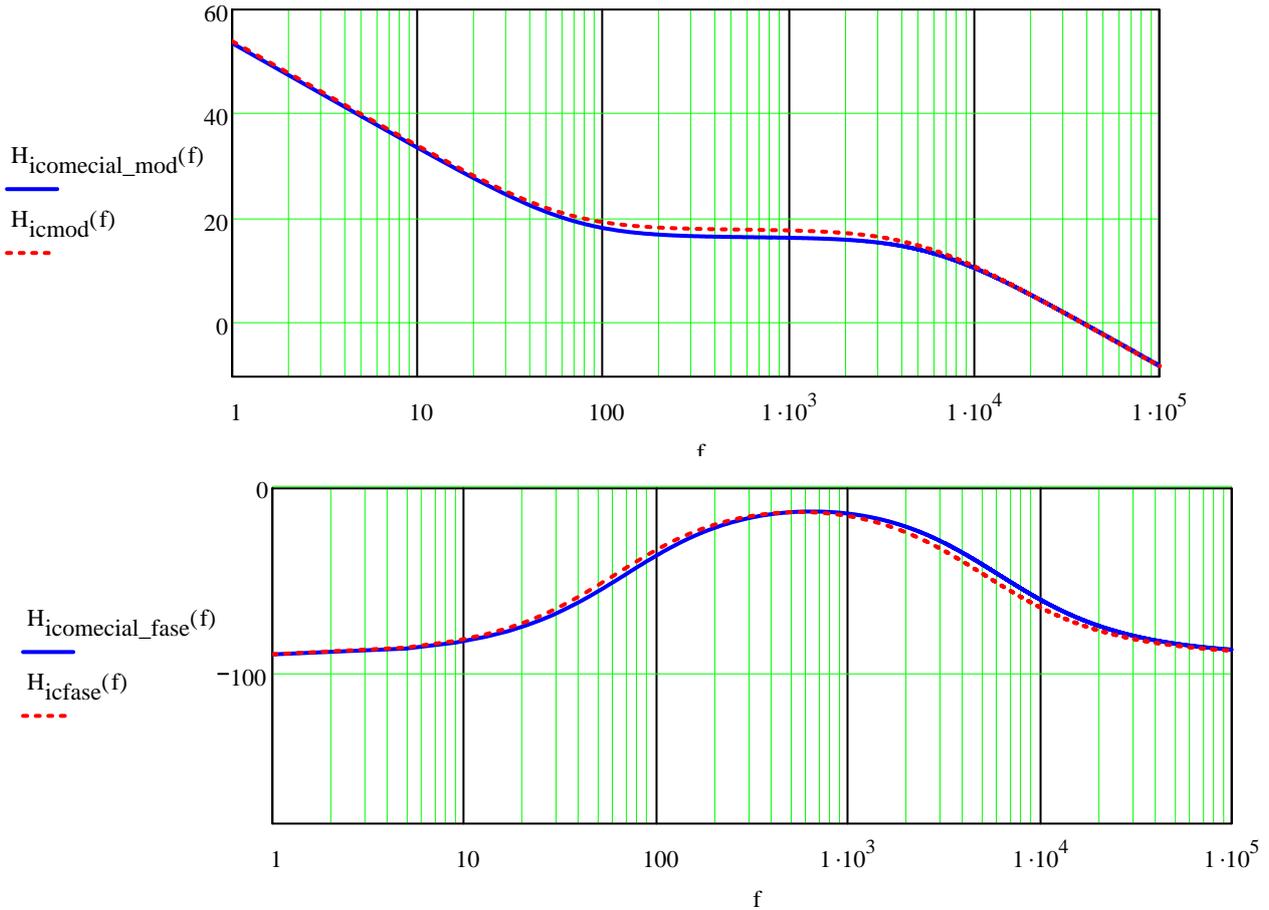
$$R_{z1} := 150 \text{ k}\Omega$$

10.7 - Função de transferência com valores comerciais dos componentes:

$$H_{icomecial}(f) := \frac{s(f) + \frac{1}{R_{z1} \cdot C_{z1}}}{s(f) \cdot (R_{ci1} \cdot C_{p1}) \cdot \left(s(f) + \frac{C_{p1} + C_{z1}}{R_{z1} \cdot C_{z1} \cdot C_{p1}} \right)}$$

$$H_{icomecial_mod}(f) := 20 \cdot \log(|H_{icomecial}(f)|)$$

$$H_{icomecial_fase}(f) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(H_{icomecial}(f))$$



11 - Malha de controle da Tensão:

11.1 - Função de transferência da planta:

$$G_v(f) := S \cdot \frac{R_o}{1 + s(f) \cdot C_o \cdot R_o} \dots\dots\dots \text{FT da malha de tensão}$$

$$G_{vmod}(f) := 20 \cdot \log(|G_v(f)|) \dots\dots\dots \text{Módulo da FT em dB (bode)}$$

$$G_{vfase}(f) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_v(f)) \dots\dots\dots \text{Fase da FT (bode)}$$

11.2 - Sensor de tensão (LV-25P/SP8):

$I_p := 6.7\text{mA}$ Corrente nominal no primário do transdutor de tensão
 (máximo = 10mA (datasheet))

$$R_1 := \frac{V_o}{I_p} \dots\dots\dots \text{Resistor no primário do transdutor de tensão}$$

$$R_1 = 104.478 \text{ k}\Omega$$

Na prática R_1 será composto pela associação série de 4 resistores de 27k Ω .

$$R_{1a} := 27k\Omega \quad 4 \cdot R_{1a} = 108 k\Omega$$

$$P_{R1a} := R_{1a} \cdot \left(\frac{V_o}{4 \cdot R_{1a}} \right)^2 \quad P_{R1a} = 1.134 \text{ W} \quad \text{Serão utilizados 4 resistores de } 27k\Omega/3W$$

$I_S := 25mA$ Corrente nominal no secundário do transdutor de tensão

$V_{REF} := 3V$Tensão de referência interna do UC3854B

A tensão sobre o resistor R_{MV} deve ser menor do que a tensão de referência do UC3854-B. Desta forma é possível utilizar um amplificador não inversor (que apresenta ganho sempre maior que 1) para permitir o ajuste da tensão de saída. Sendo assim, estipulou-se para a tensão sobre o resistor R_{MV} :

$V_{RMV} := 2.5V$ Tensão desejada sobre o resistor R_{MV}

$$R_{MV} := \frac{V_{RMV}}{I_S} \quad \text{Resistor no secundário do transdutor de tensão} \quad R_{MV} = 100 \Omega$$

Apenas para filtrar possíveis ruídos será adicionado um capacitor de 15nF em paralelo com o resistor R_{MV} .

$$C_{fv} := 15nF$$

$$k_v := \frac{V_o}{V_{REF}} \quad \text{Ganho total do circuito de amostragem da tensão}$$

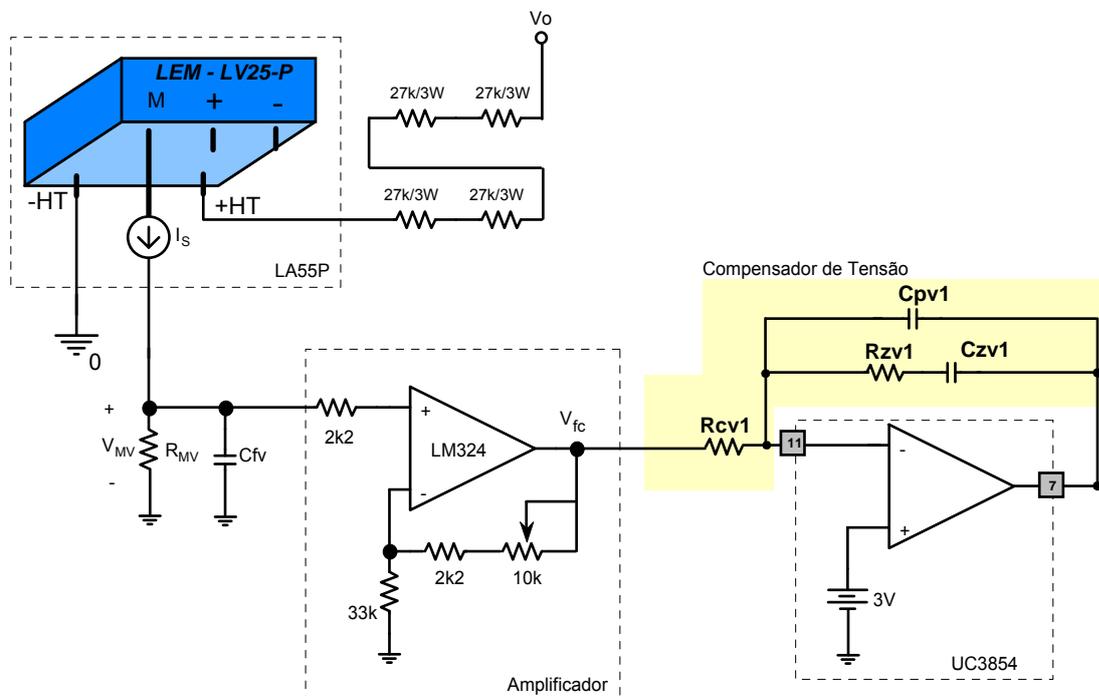


Fig. 9 - Circuito de amostragem da corrente

11.3 - Compensador PI:

$$f_{vc} := \frac{f_{ic}}{10} \dots\dots\dots \text{Freqüência de cruzamento}$$

$$\omega_{vc} := 2 \cdot \pi \cdot f_{vc}$$

$$f_{vc} = 250 \frac{1}{s}$$

$$\omega_{vc} = 1.571 \times 10^3 \frac{\text{rad}}{\text{sec}}$$

$$f_{vz} := \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot C_o \cdot R_o} \dots\dots\dots \text{Freqüência do zero do compensador}$$

$$\omega_{vz} := 2 \cdot \pi \cdot f_{vz}$$

$$f_{vz} = 14.764 \frac{1}{s}$$

$$\omega_{vz} = 92.764 \frac{\text{rad}}{\text{sec}}$$

$$f_{vp} := 100 \cdot f_{ic} \dots\dots\dots \text{Freqüência do polo do compensador}$$

$$\omega_{vp} := 2 \cdot \pi \cdot f_{vp}$$

$$f_{vp} = 250 \text{ kHz}$$

$$\omega_{vp} = 1.571 \times 10^6 \frac{\text{rad}}{\text{sec}}$$

$$G_{vcsk}(f) := \frac{\frac{s(f)}{\omega_{vz}} + 1}{s(f) \cdot \left(\frac{s(f)}{\omega_{vp}} + 1 \right)} \dots\dots\dots \text{FT do compensador}$$

$$k_{vc} := \frac{1}{|G_v(f_{vc})| \cdot |G_{vcsk}(f_{vc})| \cdot k_v} \dots\dots\dots \text{Ganho necessário}$$

$$k_{vc} = 2.743 \frac{1}{s}$$

$$G_{vc}(f) := k_{vc} \cdot G_{vcsk}(f) \dots\dots\dots \text{FT do compensador + Ganho Necessário}$$

$$G_{vcmod}(f) := 20 \cdot \log(|G_{vc}(f)|) \dots\dots\dots \text{Módulo da FT (dB)}$$

$$G_{vcfase}(f) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{vc}(f)) \dots\dots\dots \text{Fase da FT}$$

11.4 - Função de Transferência de Laço Aberto (FTLA):

$$FTLA_v(f) := G_v(f) \cdot G_{vc}(f) \cdot k_v \dots\dots\dots \text{FTLA (valor absoluto)}$$

$$FTLA_{vmod}(f) := 20 \cdot \log(|FTLA_v(f)|) \dots\dots\dots \text{Módulo da FTLA (dB)}$$

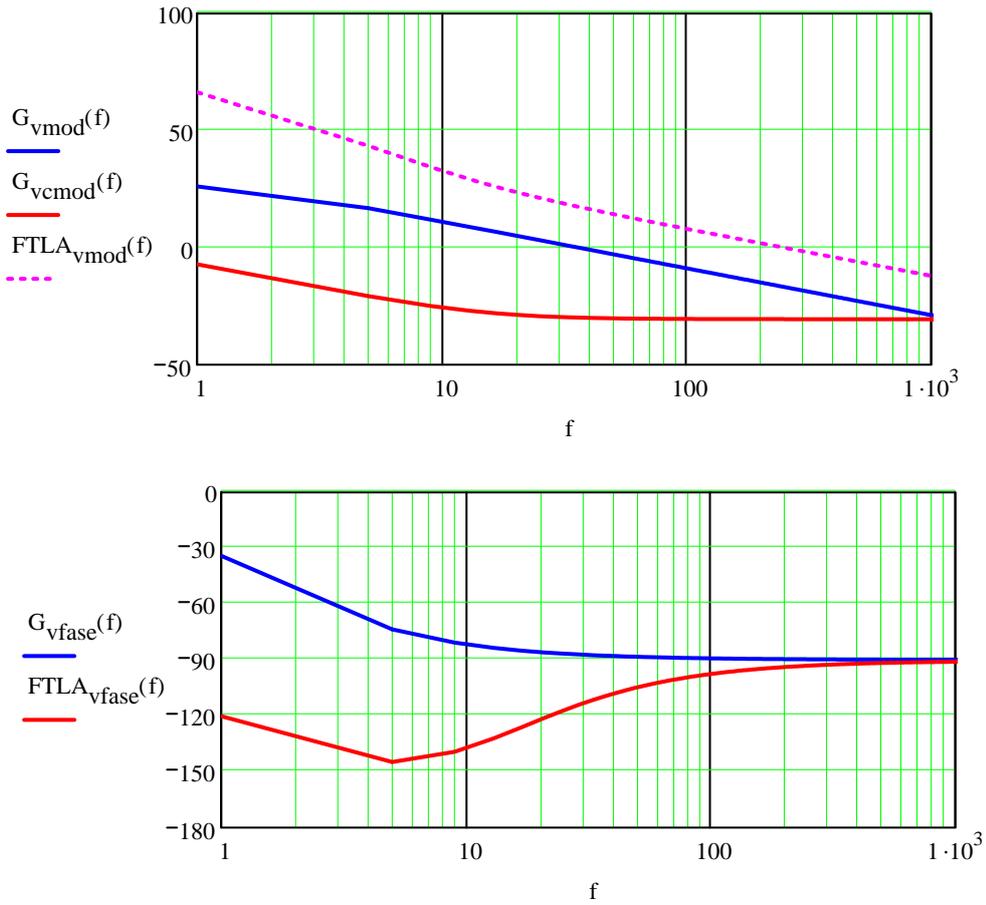
$$FTLA_{vphase}(f) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_v(f)) \dots\dots\dots \text{Fase da FTLA}$$

$$20 \cdot \log(|FTLA_v(f_{vc})|) = -2.893 \times 10^{-15} \dots\dots\dots \text{Modulo da FTLA na } f_c$$

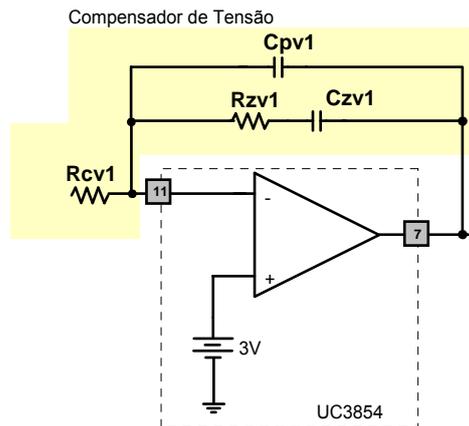
$$\frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_v(f_{vc})) = -93.099 \dots\dots\dots \text{Fase da FTLA na } f_c$$

$$MF_v := 180 - \left| \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_v(f_{vc})) \right| \dots\dots\dots \text{Margem de fase obtida}$$

$$MF_v = 86.901$$



11.5 - Especificação dos Componentes do PI



$$C_{zv1} := 220\text{nF}$$

$$R_{zv1} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{vz} \cdot C_{zv1}}$$

$$C_{vp1} := \frac{C_{zv1}}{2 \cdot \pi \cdot f_{vp} \cdot R_{zv1} \cdot C_{zv1} - 1}$$

$$R_{zv1} = 49\text{ k}\Omega$$

$$C_{vp1} = 13.546\text{ pF}$$

$$C_{zv1} = 220\text{ nF}$$

$$R_{zv1} := 47\text{ k}\Omega$$

$$C_{vp1} := 12\text{ pF}$$

$$R_{v1} := \frac{10 \cdot V_o^2 \cdot V_{REF}}{3k_{sh} \cdot (C_{vp1} + C_{zv1}) \cdot \sqrt{2} \cdot 220V \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{vc} \cdot \sqrt{P_o^2 + \pi^2 \cdot f_T^2 \cdot V_o^4 \cdot C_o^2}} \quad R_{v1} = 1.647 \text{ k}\Omega$$

$$R_{v1} := 1.2 \text{ k}\Omega$$

12 - Frequência de Oscilação:

A frequência de oscilação da dente de serra do UC3854-B é ajustada através dos componentes conectados aos pinos 12 (RSET) e 14(CT). Definindo o valor do resistor, facilmente determina-se a capacitância necessária para a frequência de oscilação desejada:

$$R_{SET} := 5.6 \text{ k}\Omega$$

$$C_T := \frac{1.25}{R_{SET} \cdot f_s}$$

$$C_T = 22.321 \text{ nF}$$

VALOR COMERCIAL

$$C_T := 22 \text{ nF}$$

Recalculando a frequência de oscilação obtida com os componentes comerciais:

$$f_{osc} := \frac{1.25}{R_{SET} \cdot C_T}$$

$$f_{osc} = 10.146 \text{ kHz}$$

12 - Pino de Enable:

Para que o UC3854-B inicie sua operação é necessário que a tensão no o pino 10 (ENA) seja superior a 2,65V. Uma vez em operação, uma histerese garante sua operação desde que a tensão no referido pino não caia abaixo de 2,15V.

Por uma questão de funcionalidade (facilitar nos ensaios e teste da placa de controle) será utilizado um circuito adicional que permite inibir o funcionamento do UC3845-B por intermédio do acionamento de um interruptor. O circuito utilizado é apresentado na Fig.10:

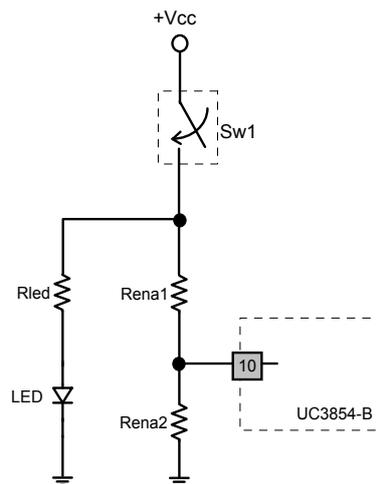


Fig. 10 - Circuito inibidor do funcionamento do UC3854-B

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] “Nueva Enciclopédia Practica de Electricidad QUILEET”. Editorial Argentina Aristides Quillet S. A. Buenos Aires 1952.
- [2] Key, T.S. and Lai, J.S. “Comparison of standards and power supply design options for limiting harmonic distortion in power systems”. in *IEEE transactions on industry applications*, vol. 29, n°4, pp 688-695 (1993).
- [3] Waller’s, M. “Harmonics – A field Handbook for the Professional and the Novice. “ First Edition – Prompt Publications - 1994.
- [4] Dugan, R. C., McGranaghan, M. F., Beaty, H. W. “Electrical Power systems Quality” *McGRaw-Hill* – 1996.
- [5] Kassik , E. V. “Harmônicas em Sistemas industriais de Baixa Tensão” *Material didático do programa de pós graduação em engenharia elétrica*. Agosto 2004.
- [6] Salam Z. “Power Electronics and Drives: Notes on Harmonics Standards Notes on Harmonics emission Standards: IEC 61000-3-2” .in: [<http://encon.fke.utm.my/courses/notes/Harmonics%20Standards.doc>].
- [7] International Electrotechnical Commission. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 1-2:Limits – Limits for harmonic currents emissions (equipments input current ≤ 16 A per phase), IEC 61000 3-2. Second Edition – 2000.
- [8] International Electrotechnical Commission. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-4:Limits – Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A, IEC 61000 3-4. First edition - 1998.
- [9] IEEE Industry Application Society. IEEE Recommended Practices and Requirements of Harmonic Control in Electrical Power Systems, IEEE std 519. NY-USA, 1993.

- [10] Siebert, A.; Troedson, A.; Ebner, S. "AC to DC Power Conversion Now and in the Future", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 4, pp. 934-940, July/August 2002.
- [11] Rashid, H. R. "Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações" *Makron Books*, 1999.
- [12] Kolar, J.W.; Ertl, H. "Status of the techniques of three-phase rectifier systems with low effects on the mains". in The 21st International Telecommunications Energy Conference, 1999. INTELEC '99 6-9 June 1999 Page(s):16 pp.
- [13] Stemmler, H. "Power Electronics in Electric Traction Applications".in IECON '93., International Conference on 15-19 Nov. 1993 Page(s):707 - 713 vol.2.
- [14] Borgonovo, D – "Modelagem e Controle de Retificadores PWM trifásicos Empregando a Transformação de Park" Dissertação de Mestrado. INEP – UFSC – 2001.
- [15] Barbi, I.; Novaes, Y. R.; et al. Retificadores PW Trifásicos Unidirecionais com Alto Fator de Potência. *Eletrônica de Potência – Vol. 7, no. 1, Novembro de 2002.* 148.
- [16] Borgonovo D. "Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos" :Exame de Qualificação de doutorado – INEP – UFSC -2004.
- [17] Seixas. F. J. M. "Conversores CA-CC de 12kW com Elevado Fator de Potência utilizando Autotransformador com Conexão Diferencial de Múltiplos Pulsos" Tese de Doutorado – INEP - UFSC – 2001.
- [18] Paice. D. A "Power Electronics converter harmonics - Multipulse Methods of Clean Power" IEEE Press – 1996.
- [19] Naik, R.; Rastogi, M.; Mohan, N.; "Third-harmonic modulated power electronics interface with 3-phase utility to provide a regulated DC output and to minimize line-current harmonics" in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1992.*, Conference Record of the 1992 IEEE 4-9 Oct. 1992 Page(s):689 - 694 vol.1.
- [20] Miller, S. K. T. "Retificador Trifásico Isolado com Fator de Potência Unitário Baseado no Transformador Scott" :Dissertação de mestrado INEP – UFSC - 2004.

- [21] Kunrong W.; Lee, F.C.; Boroyevich, D.; Xinxiang Yan “A new quasi-single-stage isolated three-phase ZVZCS buck PWM rectifier”; in Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record., 27th Annual IEEE Volume 1, 23-27 June 1996 Page(s):449 - 455 vol.1.
- [22] Cuadros, C.; Chandrasekaran, S.; Wang, K.; Boroyevich, D.; Lee, F.C. “Modeling, control and implementation of the quasi-single stage three-phase zero-voltage zero-current switched buck rectifier” in Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual Volume 1, 14-18 March 1999 Page(s):248 - 254 vol.1.
- [23] Malesani, L.; Rossetto, L.; Spiazzi, G.; Tenti, P.; Toigo, I.; Dal Lago, F “Single-switch three-phase AC/DC converter with high power factor and wide regulation capability” in Telecommunications Energy Conference, 1992. INTELEC '92., 14th International 4-8 Oct. 1992 Page(s):279 – 285.
- [24] Rodriguez, E.; Garcia, O.; Cobos, J.A.; Arau, J.; Uceda, J. “A single-stage rectifier with PFC and fast regulation of the output voltage” in Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Volume 2, 17-22 May 1998 Page(s):1642 - 1648 vol.2.
- [25] Pietkiewicz, A.; Tollik, D. “Single-stage power-factor-corrected rectifier topology” in Telecommunications Energy Conference, 1999. INTELEC '99. The 21st International 6-9 June 1999 Page(s):6 pp.
- [26] Rastogi, M.; Naik, R.; Mohan, N. “A comparative evaluation of harmonic reduction techniques in three-phase utility interface of power electronic loads” in Industry Applications Society Annual Meeting, 1993., Conference Record of the 1993 IEEE 2-8 Oct. 1993 Page(s):971 - 978 vol.2.
- [27] Rastogi, M.; Naik, R.; Mohan, N “Optimization of a novel DC-link current modulated interface with 3-phase utility systems to minimize line current harmonics” in Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE 29 June-3 July 1992 Page(s):162 - 167 vol.1

- [28] Vidal, E. L. F. “Nova topologia para reduzir o conteúdo harmônico, gerado pelas pontes retificadoras trifásicas a diodos, por meio do método de injeção de terceira harmônica.” Dissertação de Mestrado. – INEP – UFSC – 2005.
- [29] Mehl, Ewald L.M.; Barbi, I “Design oriented analysis of a high power factor and low cost three-phase Rectifier” in Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record., 27th Annual IEEE Volume 1, 23-27 June 1996 Page(s):165 - 170 vol.1
- [30] Daniel, F.; Chaffai, R.; Al-Haddad, K.; Parimelalagan, R. “A new modulation technique for reducing the input current harmonics of a three-phase diode rectifier with capacitive load” in Industry Applications, IEEE Transactions on Volume 33, Issue 5, Sept.-Oct. 1997 Page(s):1185 – 1193.
- [31] Vlatkovic, V.; Borojevic, D.; Lee, F.C “Soft-transition three-phase PWM conversion technology.” In Power Electronics Specialists Conference, PESC '94 Record., 25th Annual IEEE 20-25 June 1994 Page(s):79 - 84 vol.1.
- [32] Vlatkovic, V.; Borojevic, D.; Zhuang, X.; Lee, F.C. “Analysis and design of a zero-voltage switched, three-phase PWM rectifier with power factor correction” in Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE 29 June-3 July 1992 Page(s):1352 - 1360 vol.2.
- [33] Neto A. C. C. “Retificador PWM Trifásico de 26kW, três níveis, Unidirecional, Fator de Potência Unitário e Alto Rendimento para Aplicação em Centrais de Telecomunicação” – Dissertação de Mestrado INEP – UFSC – 2002.
- [34] Seixas. F. J. M. “Nova Família de Retificadores Trifásicos a Diodos de Múltiplos Pulsos e Alto Fator de Potência utilizando Autotransformador com Conexão Y - Diferencial”. In Congresso Brasileiro de Automática, CBA'00, Anais, Florianópolis, 2000. pp. 116-121..
- [35] S. Choi, A. R. von Jouanne, P. N. Enjeti, I. J. Pitel, “Poliphase transformer arrangements with reduced kVA capacities for harmonic current reduction in rectifier type utility interface”, in Proc. of the 26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Atlanta-USA, 1995, vol. 1, pp. 353-359.

- [36] S. Choi; Enjeti, P.N.; Hoag-Hee Lee; Pitel, I.J “A new active interphase reactor for 12-pulse rectifiers provides clean power utility interface.” In Industry Applications, IEEE Transactions on Volume 32, Issue 6, Nov.-Dec. 1996 Page(s):1304 – 1311
- [37] Cruz, C. M. “Técnicas de Comutação não Dissipativa Aplicadas a Retificadores Três Níveis Operando com Fator de Potência Unitário” *Tese de Doutorado. INEP - UFSC - 2002.*
- [38] Rice, E. D. “A Detailed Analysis of Six-Pulse Converter Harmonic Currents”. In: Industry Applications IEEE Transactions on Volume 30, Issue 2, Mar.-Apr. 1994 Page(s):294 - 304.
- [39] de Freitas, L.C.G, Simões, M.G, Canesin, C.A, de Freitas, L.C. “A Novel Programmable PFC based Hybrid Rectifier for Ultra Clean Power Application” in Power Electronics Specialists Conference, IEEE - PESC’04 vol. 3, pp. 2172-2177, June 2004.
- [40] Hengchun Mao; Lee, C.Y. Boroyevich, D.; Hiti S “Review of high-performance three-phase power-factor correction circuits”; IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 44, no. 4, pp. 437-446, Aug 1997.
- [41] Bose, B. K. “Power Electronics and Variable Frequency Drives – Technology and Applications” IEEE – Press 1997.
- [42] Erickson R. W. “Fundamentals of Power Electronics” Chapman & Hall 1997.
- [43] Sokal, N. O, Redl, R. Kislovski, A. S. “Dynamic Analysis of Switching-Mode DC-DC Converters” Van Nostrand Reinhold. 1991.
- [44] Illa Font, C. H, Batista, F. A. B. Alves, R.L, Barbi,I “Modulation Techniques for a Bidirectional Three-Phase Switch-Mode PWM Rectifier” in VI Induscon – 2004.
- [45] Illa Font, C. H, Batista, F. A. B. Alves, R.L, Barbi,I. “Comparison of Control Techniques Applied to Boost –Type Bidirectional Three-Phase PWM Rectifier” in VI Induscon – 2004.

- [46] Alves, R.L, Barbi,I. "Unidirectional Three Phase High Power Factor Hybrid Rectifier" in COBEP 2005.
- [47] R. L. Alves, C. H. Illa Font, I. Barbi "A Novel Unidirectional Hybrid Three-Phase Rectifier System Employing Boost Topology" in PESC 2005.
- [48] Hua, G.; Lee, F. C.: "An Overview of Soft Switching Techniques for PWM Converters," EPE Journal, Vol. 3, March 1993.
- [49] Noon, J. P.: "A 250kHz, 500W Power Factor Correction Circuit Employing Zero Voltage Transitions," Switching Regulated Power Supply Design Manual, Unitrode, 1995.
- [50] Todd, P. C.: "UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design," Application note U-134, Unitrode Databook1995/96.
- [51] Dixon, L. : "Average Current Mode Control of Switching Power Supplies," Application note U-140, Unitrode Databook 1995/96.