

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

PROJETO DE TESE DE DOUTORADO

ESTABILIZADORES DE TENSÃO ALTERNADA
PARA ALIMENTAÇÃO DE CARGAS NÃO-
LINEARES: ESTUDO DE VARIAÇÕES
TOPOLÓGICAS E MÉTODOS DE CONTROLE

CLÓVIS ANTÔNIO PETRY

Proponente

PROF. JOÃO CARLOS DOS SANTOS FAGUNDES

Orientador

PROF. IVO BARBI

Co-orientador

Florianópolis, Janeiro de 2004.

PROJETO DE TESE DE DOUTORADO
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

TÍTULO PROVISÓRIO
**ESTABILIZADORES DE TENSÃO ALTERNADA PARA
ALIMENTAÇÃO DE CARGAS NÃO-LINEARES: ESTUDO
DE VARIAÇÕES TOPOLÓGICAS E MÉTODOS DE
CONTROLE**

ÁREA DE CONCENTRAÇÃO
**ELETRÔNICA DE POTÊNCIA E ACIONAMENTO
ELÉTRICO**

CLÓVIS ANTÔNIO PETRY

Proponente

PROF. JOÃO CARLOS DOS SANTOS FAGUNDES

Orientador – INEP - UFSC

PROF. IVO BARBI

Co-orientador – INEP - UFSC

Duração prevista: **13 meses a partir de março de 2004.**

Sumário

1	<i>Introdução</i>	1
1.1	Contextualização do Problema	1
1.2	Proposição da Tese	3
1.2.1	Metodologia de trabalho	5
1.2.2	Cronograma de atividades	5
1.3	Contexto atual da Eletrônica de Potência	6
1.4	Definições iniciais	10
1.5	Conversão CA-CA	12
1.6	Classificação dos Conversores CA-CA	14
1.7	Conversão CA-CA no Brasil	21
1.8	Conclusões iniciais	28
2	<i>Estabilizador monofásico – estudo teórico</i>	29
2.1	Introdução	29
2.2	Topologia proposta	29
2.3	Etapas de funcionamento	30
2.4	Principais formas de onda	33
2.5	Variações topológicas	33
2.6	Ganho estático	36
2.6.1	Modulação dois níveis	36
2.6.2	Modulação três níveis	38
2.7	Relação de transformação	39
2.8	Ondulação de corrente	41
2.8.1	Dois níveis	41
2.8.2	Três níveis	43
2.9	Ondulação de tensão	49
2.9.1	Dois níveis	50
2.9.2	Três níveis	51
2.10	Ganho estático usando modelo da chave PWM	53

2.11	Função de transferência	55
2.12	Controle da tensão de saída	61
2.13	Conclusão	62
3	Metodologia de projeto e resultados experimentais	63
3.1	Introdução	63
3.2	Projeto do estágio de potência	63
3.2.1	Introdução	63
3.2.2	Dados de entrada	63
3.2.3	Transformador T_1	64
3.2.4	Filtro de saída	65
	Subida da corrente	66
	Descida da corrente	66
3.2.5	Esforços nos componentes	67
	Semicondutores	67
	Capacitor de filtragem	68
	Indutor de filtragem	68
	Dissipador	68
3.2.6	Projeto físico do indutor	68
	Escolha do núcleo	68
	Número de espiras	69
	Entreferro	69
	Perdas no núcleo	69
	Seção dos condutores	70
	Perdas nos condutores	70
	Elevação de temperatura	70
	Fator de ocupação	70
3.2.7	Esquemático e foto do estágio de potência	70
3.3	Projeto dos circuitos de comando e controle	72
3.3.1	Introdução	72
3.3.2	Sensor da tensão da saída	72
3.3.3	Retificador de precisão	72
3.3.4	Filtro passa-baixas	73
3.3.5	Sincronismo e pulsos de comando de S_1/S_4 e S_2/S_3	74
3.3.6	Geração da senóide de referência	74
3.3.7	Geração das triangulares	75
3.3.8	PWM – Geração dos pulsos para S_5 a S_8	76
3.3.9	Sensor de corrente no indutor L_o	77

3.3.10	Compensador de tensão	79
3.3.11	Lógica de geração da tensão de controle	81
3.3.12	Esquemático do circuito de comando e controle	83
3.4	Resultados experimentais	83
3.4.1	Comando	84
3.4.2	Variação de frequência	85
3.4.3	Controle	85
3.4.4	Malha aberta	87
3.4.5	Partida	88
3.4.6	Variação na tensão de entrada	89
3.4.7	Transitórios de tensão e de carga	90
3.4.8	Carga não-linear	92
3.4.9	Rendimento	92
3.4.10	Ensaio térmico	93
3.4.11	Análise harmônica e fator de potência	94
3.4.12	Visto pela rede	94
	A vazio	94
	Com carga linear nominal ($\cong 10$ kVA)	94
	Com carga não-linear nominal ($\cong 10$ kVA)	95
3.4.13	Visto pela carga	95
	Com carga linear nominal ($\cong 10$ kVA)	95
	Com carga não-linear ($\cong 6,5$ kVA)	96
	Com carga não-linear nominal ($\cong 9,6$ kVA)	97
3.5	Conclusão	97
4	Conclusão	99
5	Referências Bibliográficas	101
5.1	Contexto atual da Eletrônica de Potência	101
5.2	Classificação dos Conversores CA-CA	102
5.3	Conversores Matriciais	104
5.4	Cicloconversores	105
5.5	Compensadores série - diretos	105
5.6	Choppers CA-CA e Controle de Fase	107
5.7	Conversores com Mudança de Derivação de Transformadores	114

5.8	Conversores com Link CC, Link CA, Alta Frequência e Sem Link	115
5.9	UPS	118
5.10	Filtros Ativos	118
5.11	Interruptores Bidirecionais	119
5.12	Medição, controle e comando	119
5.13	Normas	120
5.14	Metodologia científica	120

1 Introdução

1.1 Contextualização do Problema

A qualidade da energia elétrica é, atualmente, um tema de destaque no meio acadêmico e industrial. Em especial, a qualidade das grandezas tensão e corrente é objeto de estudo no meio da Eletrônica de Potência (EP). Os estabilizadores de tensão se enquadram neste contexto visando entregar à carga uma tensão regulada no valor desejado, isso em virtude da tensão disponibilizada pela rede apresentar variações na sua amplitude da ordem de $\pm 20\%$. Estes se enquadram na Conversão CA-CA, sendo que essa é uma das áreas mais antigas da Eletrônica de Potência [24].

A comutação sempre foi o maior problema enfrentado na implementação de conversores CA-CA. A fim de solucionar este problema foi proposta uma célula de comutação com sobreposição dos sinais de comando dos interruptores [176], a qual foi aproveitada em [88-91 e 175]. Estes trabalhos abordaram de forma inédita o controle do valor instantâneo da tensão de saída a fim de disponibilizar à carga uma tensão senoidal com baixo conteúdo harmônico. Duas dificuldades surgiram na implementação dos conversores empregando tal célula de comutação. A primeira, referente à própria célula de comutação, diz respeito à continuidade de corrente nos indutores e que precisaria ser eliminada pela inserção de resistência no caminho desta, diminuindo o rendimento da estrutura [88]. A segunda, com respeito à qualidade da tensão de saída, aparece devido à indutância de dispersão dos transformadores da entrada, a qual causa quedas de tensão que precisariam ser levadas em conta durante o projeto do estágio de potência do conversor [88]. Com o intuito de diminuir o problema da continuidade da corrente nos indutores, pode ser utilizado um transformador na saída, conforme mostrado na Fig. 1. Neste caso usa-se um transformador com dois enrolamentos primários e um enrolamento secundário. A resistência dos condutores fica no caminho da corrente e pode ser suficiente para diminuir consideravelmente o problema da continuidade da corrente. Outro ponto interessante desta estrutura é o fato de que no papel de indutores usam-se as indutâncias de dispersão dos enrolamentos. Uma desvantagem da mesma é o fato de que a tensão de saída só pode ser elevada ou abaixada pelo controle da razão cíclica do conversor.

O problema da continuidade da corrente nos indutores também está presente nos conversores apresentados em [175]. A extensão feita naquele trabalho envolvendo três conversores (Buck, Boost e Buck-Boost) poderia ser feita para outros três conversores (Cuk, Sepic e Zeta).

Os conversores citados anteriormente, no contexto deste item, operam de forma direta, não necessitando de link e elementos de armazenamento de energia. Conversores que operam de forma indireta apresentam o inconveniente do elevado volume dos elementos armazenadores de

energia. Em [224] tem-se um retificador unidirecional seguido de um inversor com otimização do elemento armazenador de energia no barramento. Estabilizadores de tensão devem ser bidirecionais em tensão e corrente, daí não ser possível utilizar a idéia de [224]. A topologia apresentada em [229], com base no trabalho de [219] é bidirecional em corrente e tensão, sem elementos armazenadores de energia e utiliza interruptores com configurações comerciais. A topologia de [229] tem as vantagens de poder elevar e abaixar a tensão na saída e operar na forma de compensador de tensão, processando parte da potência da carga. No entanto, o controle da mesma é baseado na detecção ortogonal da tensão de saída, levando ao problema da má qualidade na forma de onda da tensão de saída caso sejam utilizadas cargas não-lineares conectadas na saída do conversor.

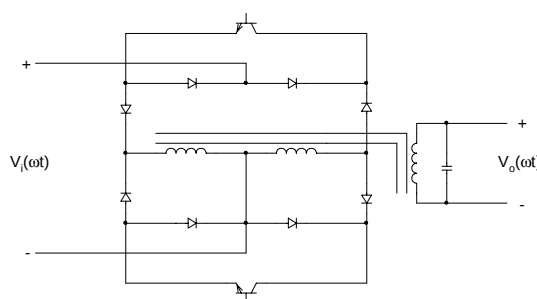


Fig. 1 - Conversor Buck modificado para diminuir a continuidade da corrente nos indutores.

Verifica-se assim, dentre as inúmeras publicações analisadas na revisão bibliográfica, a deficiência na conciliação das características desejadas em um estabilizador de tensão alternada, quais sejam:

- Bidirecionalidade em corrente e tensão;
- Tensão de saída senoidal perante operação com cargas não-lineares e com tensão de entrada distorcida;
- Capacidade de elevar e abaixar a tensão na saída;
- Processamento de parte da potência da carga, apenas;
- Reduzido volume (otimização ou eliminação de elementos armazenadores de energia);
- Utilização de interruptores disponíveis comercialmente;
- Atender ao requisito de taxa de distorção máxima de 5% conforme a norma IEE 519-1992 [258].

Estabilizadores comerciais, e os que foram apresentados nos trabalhos posteriormente referenciados no estudo bibliográfico, não aliam a capacidade de entregar energia de qualidade à carga sob operação com tensão de entrada distorcida e cargas não-lineares. E, levando-se em conta a utilização crescente deste tipo de carga, a qualidade da tensão disponibilizada pela rede de

energia elétrica tende a piorar ainda mais, prejudicando sensivelmente o funcionamento de cargas consideradas de alta sensibilidade. Em sendo assim, há necessidade de estabilizadores que atendam as características acima citadas, sendo o domínio tecnológico para construção destes equipamentos um fator primordial para a indústria de um país desenvolvido.

O tema da presente proposta de tese é Estabilizadores de Tensão Alternada, tendo como problema chave conciliar num estabilizador de tensão alternada as características desejadas mencionadas anteriormente. Além deste, no decorrer do desenvolvimento do trabalho podem ocorrer o surgimento de dificuldades menores, as quais também serão abordadas à luz da análise, simulação e estudos experimentais, visando contribuir ao estudo dos conversores CA-CA.

1.2 Proposição da Tese

Pretende-se neste trabalho de doutoramento desenvolver um estabilizador de tensão alternada operando com alta frequência de comutação dos interruptores ($>> 10$ vezes a frequência da rede), atendendo as características citadas no item anterior. O enfoque dado será quanto à operação com cargas não-lineares e com tensão de entrada distorcida. Para tal, o método de controle empregado é o de controle instantâneo da tensão de saída, fazendo com que a resposta do estabilizador quanto a variações de carga e de tensão de entrada seja rápida, além do que, a tensão de saída tenha baixo conteúdo harmônico.

Com base na revisão histórica realizada, toma-se como ponto de partida [229]. Esta estrutura contém um estágio retificador bidirecional operando em baixa frequência, o qual apresenta baixas perdas de comutação e elevada robustez, aliada ao fácil comando dos seus interruptores. Sucedendo este estágio, tem-se um inversor, o qual pode operar a dois ou três níveis e que opera baseado na modulação PWM senoidal, adaptada para este conversor. Num momento inicial não se pretende realizar o inversor com circuitos de ajuda a comutação visando obter comutações suaves, a fim de consolidar solidamente os conhecimentos a respeito do estabilizador, partindo de estruturas mais simples em direção às mais complexas.

Pretende-se com este trabalho atender a alguns objetivos específicos, listados a seguir:

1. Permitir ao INEP o domínio e aprimoramento da tecnologia dos estabilizadores para tensão alternada operando em alta frequência e alta potência, incluindo estratégias de modulação, comutação, circuitos de comando dos semicondutores de potência, proteção, controle, metodologia de dimensionamento, aspectos práticos, etc.
2. Formação de um profissional em nível de doutorado com capacidade de projeto e implementação de equipamentos envolvendo estabilização CA-CA.
3. Habilitar os membros no INEP a oferecer cursos de treinamento para empresas que necessitem formar recursos humanos nessa área.

4. Habilitar os membros do INEP para atuação em forma de consultorias, repassando conhecimentos técnicos e tecnológicos à indústria nacional da área.
5. Disponibilizar para o setor empresarial do país os conhecimentos necessários para utilização dessa tecnologia.

Visando atender ao objetivo geral e a esses objetivos específicos, sugerem-se as seguintes metas, as quais irão delinear, inclusivamente, as atividades a serem desenvolvidas:

- A. Aprofundamento do conhecimento de estabilizadores de tensão, através do estudo de disciplinas correlatas;
- B. Pesquisa bibliográfica sobre o tema;
- C. Estudos teóricos sobre possíveis topologias (existentes ou novas) a serem usadas como estabilizadores de tensão;
- D. Definição de uma topologia;
- E. Estudo analítico da topologia escolhida;
- F. Estudo de estratégias de modulação;
- G. Modelagem da topologia escolhida;
- H. Metodologia de projeto e dimensionamento;
- I. Simulação numérica do circuito completo;
- J. Confeção de um protótipo de laboratório;
- K. Realização de estudos experimentais;
- L. Redação do exame de qualificação;
- M. Defesa da qualificação de doutorado;
- N. Refinamento da metodologia de projeto do estágio de potência;
- O. Remodelagem do conversor estudado;
- P. Estudo de topologias de filtros de entrada;
- Q. Estudo da interação entre o filtro de entrada e o circuito de controle;
- R. Metodologia de projeto e dimensionamento de um novo protótipo;
- S. Simulação numérica;
- T. Confeção de um protótipo de laboratório;
- U. Realização de estudos experimentais;
- V. Confeção de relatórios e redação de artigos;
- W. Redação e defesa da tese de doutorado.

Fazem parte desta proposta de tese a metodologia de trabalho adotada e o cronograma de atividades. Em seguida apresenta-se a revisão bibliográfica realizada de forma ampla e geral, mostrando o estado da arte na área de Conversão CA-CA e afins. Dedicar-se especial atenção aos

trabalhos sobre estabilizadores de tensão publicados no Brasil ou por brasileiros no exterior, objetivando o mapeamento do que foi realizado até os presentes dias relativo ao presente tema de estudo. Nos capítulos seguintes, apresentam-se os resultados obtidos até o momento da redação deste documento.

Assim sendo, no capítulo 2 tem-se o estudo teórico da topologia escolhida para um estabilizador de tensão alternada de 10 kVA. Apresentam-se as principais expressões necessárias para o projeto dos estágios de potência e de controle do conversor.

No capítulo 3 apresenta-se a metodologia de projeto e os resultados experimentais para a topologia estudada. Durante o desenvolvimento dos capítulos 2 e 3 surgem dificuldades quer sejam de ordem prática ou de ordem teórica, as quais não necessariamente inviabilizam o funcionamento do circuito, mas podem prejudicar o desempenho do mesmo. Estes melhoramentos já foram incorporados ao cronograma de atividades para estudo e implementação posteriores à redação deste documento.

Por fim, apresentam-se as conclusões extraídas do estudo realizado até o presente momento. Como parte das conclusões finais apontam-se os tópicos a serem estudados no restante deste trabalho de doutoramento.

1.2.1 Metodologia de trabalho

A metodologia a ser usada neste trabalho permeia-se pelo método hipotético-dedutivo [260] e para tanto passa pelas seguintes grandes etapas:

1. Revisões bibliográficas, enfocando principalmente, possíveis soluções ao problema a ser solucionado e em segundo plano um acréscimo de conhecimento sobre o tema em estudo;
2. Seleção de possíveis soluções e análise prévia das mesmas;
3. Definição de uma hipótese solucionadora (escolha da topologia);
4. Análise matemática, simulação e metodologia de projeto da hipótese definida;
5. Estudos experimentais a fim de verificar a hipótese (protótipo de laboratório);
6. Análise dos dados obtidos;
7. Corroboração ou refutação da hipótese;
8. Se rejeitada, retorna-se ao item 1;
9. Se corroborada, apontam-se novos problemas para possível continuidade do trabalho.

1.2.2 Cronograma de atividades

O cronograma apresentado a seguir envolve tanto as atividades já desenvolvidas, como aquelas a serem realizadas. As etapas referem-se aos itens listados na seção precedente.

Ano	2001	2002			2003			2004			2005
Ativ.\Mês	Dez.	Jan./ Abril	Mai./ Agos.	Set./ Dez.	Jan./ Abr.	Mai./ Agos.	Set./ Dez.	Jan./ Abr.	Mai./ Agos.	Set./ Dez.	Jan./ Mar.
A	•	••••	••••								
B			••••	••							
C				•••							
D				•							
E				••							
F				••							
G				•	•						
H				•	••						
I					••						
J					•••	•					
K						•••	••				
L							•••				
M								•			
N							•	•			
O								••			
P								••			
Q								••			
R								••			
S								••			
T									••••		
U										••••	
V											••
W											•••

1.3 Contexto atual da Eletrônica de Potência

Desde o início do século 20 até os presentes dias a Eletrônica de Potência tem alcançado grandes avanços e se alastrado às mais diversas áreas. Considera-se que a ela é responsável pela segunda revolução na eletrônica, sendo que a primeira foi causada pela invenção dos transistores e conseqüente fabricação de circuitos integrados [6 e 13]¹. Com o desenvolvimento de materiais semicondutores capazes de comandar potências da ordem de centenas de watts o processamento eletrônico da energia passou a integrar uma infinidade de equipamentos eletroeletrônicos, caracterizando o que se denomina de era da Eletrônica de Potência [13]. Em virtude disto, países industrializados começaram a depender muito mais destas tecnologias, fazendo com que elas se tornassem essenciais à vida humana [11].

Atualmente está se vivendo numa era de reinvenção industrial, para a qual a Eletrônica de Potência e outras áreas básicas, como comunicações, computação e tecnologias de transporte são

¹ Bimal K. Bose tem excelentes artigos [2, 3, 6, 7, 13 e 19] tratando do passado, presente e futuro da Eletrônica de Potência, com destaque a [19].

indispensáveis e evoluem rapidamente [19]. Juntamente com a computação, a Eletrônica de Potência forma a base para as indústrias automatizadas [3 e 19].

Em virtude do aumento de compacticidade e queda nos custos na tecnologia disponibilizada pela Eletrônica de Potência, está ir se expandir ainda mais nas áreas residencial, comercial, industrial e militar [10, 13, 18 e 19]². Avanços no campo teórico, seja em ferramentas de análise e de simulação e no campo prático, seja na capacidade elétrica e disponibilidade dos semicondutores, tem possibilitado o surgimento de inúmeras topologias de conversores, com desempenhos cada vez melhores, o que também contribui para o avanço e expansão desta importante área do conhecimento [13, 16 e 19]. De acordo com [5], a redução de custos pode ser conseguida por meio da implementação em software de todas as funções possíveis de um conversor e da integração de circuitos, visando reduzir o número de componentes nos circuitos eletrônicos. Estima-se que os preços médios dos circuitos integrados usados em Eletrônica de Potência deverão cair na faixa de 2,4 a 6,3% ao ano, dependendo da categoria do produto [14].

Dentre as utilizações do processamento eletrônico de energia tem-se: aplicações eletroquímicas, controle de luminosidade e aquecimento, reatores eletrônicos, equipamentos eletroeletrônicos, transmissão de energia elétrica, acionamento de motores, filtragem ativa de corrente e tensão, entre outras. A Eletrônica de Potência pode ser vista como uma interface entre as fontes de energia disponíveis e os consumidores, realizando a conformação das grandezas conforme as necessidades a montante ou a jusante [7 e 23]. Nota-se, então, a característica de multidisciplinaridade desta área, quais sejam: componentes semicondutores, circuitos, máquinas elétricas, teoria de controle, eletrônica de sinais, microcomputadores, integração de circuitos, projeto auxiliado por computador, resfriamento, tecnologia de produção, entre outras [3 e 15].

Num planeta em busca de soluções para os problemas de poluição e esgotamento de fontes energéticas, a Eletrônica de Potência pode contribuir oferecendo tecnologia para a utilização em grande escala de energias “limpas”, tais como: solar, eólica e células combustíveis [3 e 7]. A utilização de energia elétrica, levando em conta que a mesma não é poluente, de forma mais ampla e eficiente também permite uma expansão das possíveis aplicações da Eletrônica de Potência, fazendo com que esta seja uma tecnologia necessária à qualidade de vida da população de um país desenvolvido [3, 7, 13 e 19]. Estima-se que nos EUA, de 15 a 20% da energia elétrica pode ser aproveitada de forma mais eficiente com ajuda da Eletrônica de Potência, além do que, da energia gerada, 20% é consumida com iluminação e outros 65% com acionamentos de motores, o que mais uma vez é campo de aplicação da Eletrônica de Potência, principalmente com equipamentos de alta

² O artigo de Steffen Bernet [18] apresenta um bom estudo dos semicondutores de potência e suas características.

eficiência para uso residencial [7, 19 e 21]³. Da mesma forma, com a queda dos custos, condicionadores de energia podem ser usados em escala maior, visando à regeneração de energia em acionamentos de motores de alta potência [19].

A Eletrônica de Potência é umas das áreas de pesquisa que mais tem evoluído nos últimos anos. Isto se deve à rápida evolução dos semicondutores de potência, topologias de conversores, técnicas PWM (modulação por largura de pulsos), métodos analíticos e de simulação, métodos de estimação e controle, avanço nas capacidades de processamento dos computadores pessoais, processadores digitais e controle de software e hardware [2, 3, 10, 13, 16 e 19].

A história da Eletrônica de Potência pode ser confundida com a própria história da Engenharia Elétrica, desde que as primeiras aplicações envolvendo eletricidade exigiam seu controle e interfaceamento. Na Fig. 2 mostra-se uma cronologia resumida da Eletrônica de Potência até o presente momento [2, 3, 6, 8, 13, 15, 17, 16, 20 e 24]⁴.

A evolução desta área está fortemente ligada à evolução dos dispositivos utilizados para realizar a comutação. Após a invenção dos semicondutores de potência tiveram-se avanços inimagináveis anteriormente, sendo que, a evolução destes dispositivos é seguida a passos largos pela evolução da Eletrônica de Potência [3 e 10]. Esta dependência é tão grande, que em termos de custo, 20 a 30% do custo total envolvido num equipamento é despendido nos semicondutores de potência [6]. Supõe-se que com uso de novos materiais semicondutores, como por exemplo o silício carbide e o diamante, ter-se-á uma nova revolução na Eletrônica de Potência, de maior intensidade do que a vista com o advento dos tiristores [3, 4 e 19]. Da mesma forma, os elementos passivos deverão evoluir, visto que os mesmos não tiveram a mesma atenção que os semicondutores [15].

Com a queda drástica dos preços, os motores elétricos irão incorporar os circuitos de acionamento e controle [7 e 19]. As formas de encapsulamento dos conversores de potência, influenciadas atualmente pelo sistema de ventilação, sofrerão mudanças radicais, devido ao aumento de rendimento dos circuitos usando semicondutores de melhores características elétricas, bem como da integração tridimensional, que integra os circuitos de potência, controle, monitoramento, elementos passivos e dissipadores, possibilitando montagens mais compactas e

³ Rudy Severns [21] publicou um bom artigo chamando a atenção para o esquecimento de conceitos e circuitos anteriormente inventados. Traz também interessantes dicas para levantamentos bibliográficos.

⁴ No Capítulo 1 da tese de Ewaldo Luiz Mehl [8] tem-se uma revisão histórica sobre os primeiros estudos na área de engenharia elétrica. O artigo de Van Wyk [15] trata historicamente de forma ampla a Eletrônica de Potência, mostrando algumas tendências futuristas em estudo atualmente. [17] é um excelente artigo de Thomas G. Wilson, com definições e dados históricos importantes, mostrando os primeiros passos da Eletrônica de Potência. A tese de João Carlos de Oliveira no ano de 2001[20] é o primeiro trabalho a nível de doutorado envolvendo Estabilizadores de Tensão publicado no Brasil.

aproveitamento de elementos parasitas [4 e 15].

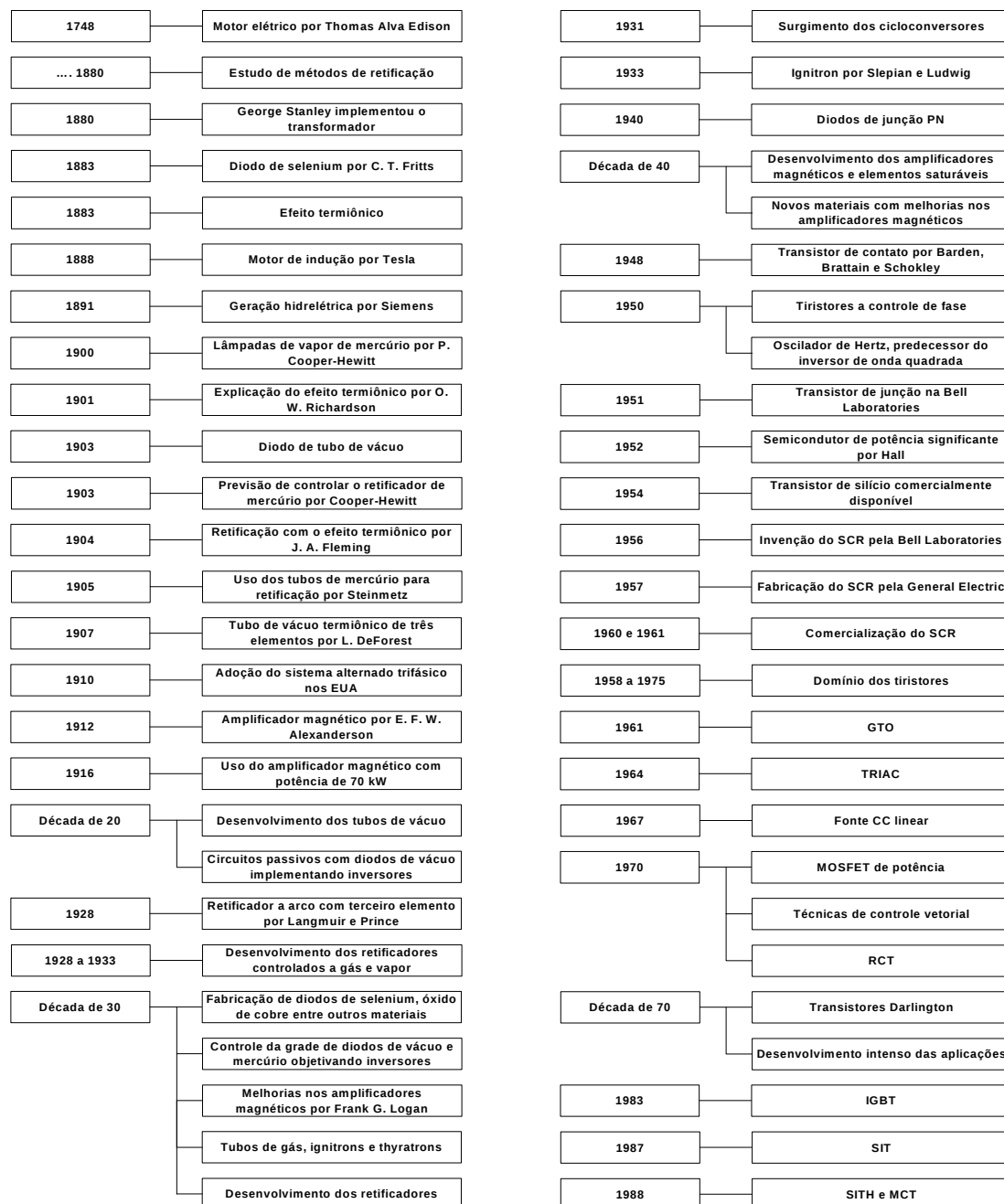


Fig. 2 - Cronologia da Eletrônica de Potência.

Em termos de controle vislumbra-se o uso de controle inteligente, visando uma integração maior entre diversos equipamentos. A utilização de elementos discretos, analógicos ou digitais, restringe-se a equipamentos simples, tais como controle de luminosidade, carregadores de baterias, ou fontes de baixa potência. Já em aplicações de elevada frequência, como fontes chaveadas, por exemplo, usam-se circuitos integrados dedicados, devido a sua simplicidade e resposta rápida. Em sistemas complexos, como acionamento de motores, transmissão de energia e sistemas

ininterruptos de energia (UPS) preferem-se microprocessadores [3].

As formas de projetar circuitos eletrônicos tenderão a mudar drasticamente, com o uso intenso de computadores e ferramentas automatizadas de projeto, levando a uma mudança de mentalidade dos engenheiros da área [19]. Estes também devem levar em consideração que circuitos e soluções muito complexas dificilmente são usadas pela indústria, que busca simplicidade aliada a confiabilidade, baixo custo e reduzido volume [4 e 5]. Outro item importante é o ponto de vista do consumidor, levando-se em conta que a interface com o usuário é um dos fatores decisivos no momento da compra [5].

Desde que a integração tridimensional atinja seus objetivos, a pesquisa em Eletrônica de Potência deverá se concentrar basicamente em duas frentes: novos e melhores dispositivos e controle usando técnicas modernas de alto desempenho [3]. Num futuro mais próximo, espera-se que a conversão eletrônica de energia elétrica alcance níveis de potência cada vez maiores, aplicada cada vez mais em transmissão e controle da energia elétrica gerada nas mais diversas formas, como também em acionamento a base de motores de corrente alternada [19].

1.4 Definições iniciais

Dentre as tarefas do processamento eletrônico da energia está a de controlar o fluxo de energia e para tal faz uso de circuitos elétricos denominados de conversores estáticos de potência [1]. O termo estático foi incorporado para diferenciar a forma de processar a potência, sem o uso de elementos móveis. Em [24] encontra-se a definição de que Eletrônica de Potência envolve o estudo de circuitos eletrônicos objetivando o controle do fluxo de energia elétrica. Estes circuitos manipulam o fluxo de energia com níveis maiores do que a capacidade individual de cada componente.

A energia elétrica é processada pelos circuitos eletrônicos para fazê-la aceitável para diversas aplicações [3]. Para ter-se um controle completo, o conversor deve ter a capacidade de conformar a amplitude da tensão de entrada, a frequência e o número de fases numa tensão de saída ajustável, com frequência de saída e número de fases também ajustáveis [1].

Conforme [17], Eletrônica de Potência é a tecnologia associada com conversão eficiente, controle e condicionamento de potência elétrica através de interruptores estáticos de uma fonte disponível na entrada numa saída desejada.

O objetivo desta área do conhecimento é o controle do fluxo de energia de uma fonte elétrica para uma carga elétrica com alta eficiência, alta disponibilidade, alta confiabilidade, pequeno tamanho, reduzido peso e baixo custo [17].

No passado era costumeiro referir-se ao termo conversor em termos de um circuito elétrico envolvendo conexões de componentes eletrônicos, sendo este um conceito bastante

restritivo [15]. Um conversor será dado pelo equipamento total entre a fonte e a carga, tendo as seguintes funções: chaveamento, condução, armazenamento de energia eletromagnética e controle/informação [15].

Para [25], a Eletrônica de Potência pode ser definida como uma ciência aplicada dedicada ao estudo dos conversores estáticos de energia elétrica. Este último pode ser definido com um sistema, constituído por elementos passivos (resistores, capacitores e indutores) e elementos ativos (interruptores), tais como Diodos, Tiristores, Transistores, GTO's, Triacs, IGBT's e MOSFET's, associados segundo uma lei pré-estabelecida. Ainda para [25], os conversores realizam o tratamento eletrônico da energia elétrica, sendo empregados para o controle do fluxo de energia elétrica entre dois ou mais sistemas elétricos.

Entende-se que Eletrônica de Potência é uma área da Engenharia Elétrica que tem a finalidade de estudar e construir conversores de potência visando o controle de energia elétrica.

A classificação mais geral é aquela segundo a qual os conversores são classificados segundo sua função em quatro grupos [3, 15, 16, 17 e 25]: 1) Conversores CC-CC; 2) Conversores CA-CC; 3) Conversores CC-CA e 4) Conversores CA-CA.

No contexto deste trabalho, conversão CA-CA (corrente alternada – corrente alternada) será definida como aquela que converte energia da forma alternada (tensão e corrente), preferencialmente da rede de energia elétrica, em energia alternada (tensão e corrente) com valores de amplitude ajustável e frequência bem definida.

Em [26]⁵ é apresentada a distinção entre Regulador Automático de Tensão e Estabilizador de Tensão. Para as potências processadas naquela época pelos conversores estáticos fazia sentido a distinção apresentada. Atualmente a mesma não pode mais ser usada. Conforme [26], Regulador é um equipamento que mantém a tensão na saída num valor pré-estabelecido aceitando variações de carga, mas não na tensão de entrada. Já um Estabilizador faz a mesma função permitindo variações na tensão de entrada, mas não de carga. Obviamente, estas definições não são adequadas ao presente estado da Eletrônica de Potência.

Estabilizador segundo notação em dicionários⁶ é um dispositivo que serve para assegurar a constância do valor eficaz da corrente em um circuito ou da diferença de potencial entre dois pontos. Esta definição não é geral o suficiente para ser adotada atualmente. Definir-se-á Estabilizador como um dispositivo capaz de assegurar a constância do valor eficaz e conformar a tensão em sua saída conforme uma referência desejada. Ainda, adotar-se-á como sinônimos

⁵ O livro de G. N. Patchett é uma excelente referência em termos de Estabilizadores e Reguladores de Tensão. Com inúmeras referências bibliográficas, o mesmo pode ser considerado o mais completo levantamento bibliográfico na área.

⁶ Dicionário Aurélio da Língua Portuguesa – Século XXI – Versão Eletrônica.

estabilizador e regulador de tensão.

Para identificação e classificação dos conversores é interessante defini-los de acordo com a transferência de energia em Diretos e Indiretos, conforme seja: Conversor Direto – aquele no qual a energia é transferida de forma direta da entrada para a saída; Conversor Indireto – aquele no qual a energia é transferida de forma indireta da entrada para a saída.

1.5 Conversão CA-CA

A conversão eletrônica de energia envolve a comutação em baixa ou alta frequência de dispositivos semicondutores ou qualquer outro elemento que possa realizar a função de comutação. A expansão de conversores de potência para conversão de tensão alternada em tensão alternada, operando com semicondutores em alta frequência tardou a ocorrer, em comparação com conversores de tensão contínua, justamente em virtude dos fenômenos de comutação.

Para mostrar o problema da comutação em conversores CA-CA será utilizado um conversor do tipo Buck com interruptores bidirecionais em corrente e tensão, o qual é mostrado na Fig. 3. Para analisar a comutação, supõe-se que a tensão da entrada e na carga estejam positivas, e que a corrente na carga, e conseqüentemente no indutor L_o , também esteja positiva, conforme indicado na Fig. 3.

Supondo que o interruptor S_a esteja conduzindo, ter-se-á o circuito apresentado na Fig. 4. Desta forma a tensão na carga irá aumentar.

Se for desejado diminuir a tensão na carga, deve-se fazer conduzir o grupo S_b . Têm-se duas possibilidades: comandar o grupo S_b a entrar em condução antes de abrir o grupo S_a ou abrir o grupo S_a e depois comandar a entrada em condução do grupo S_b . No primeiro caso diz-se que o comando é com sobreposição de sinais, enquanto no segundo caso é com tempo morto.

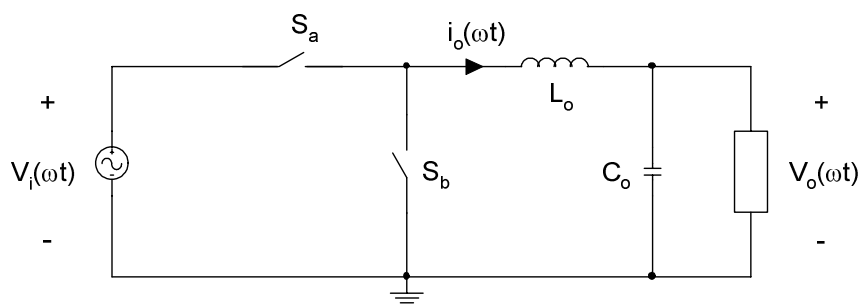


Fig. 3 - Conversor Buck CA-CA.

Na Fig. 5 mostra-se o circuito resultante se os sinais de comando forem sobrepostos, que é a primeira possibilidade citada anteriormente. Pode-se perceber pela figura que irá ocorrer um curto-circuito da fonte de entrada, o que poderá destruir os interruptores.

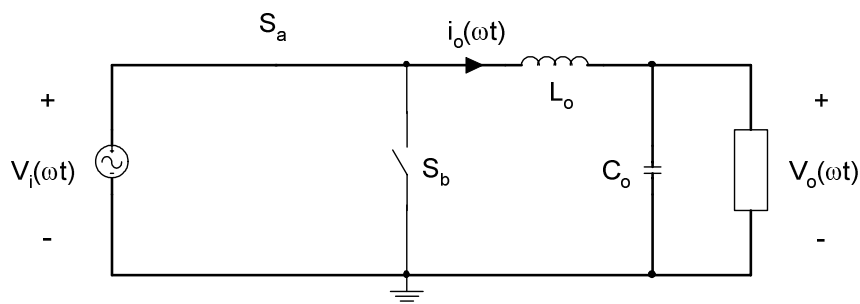


Fig. 4 - Interruptor S_a conduzindo.

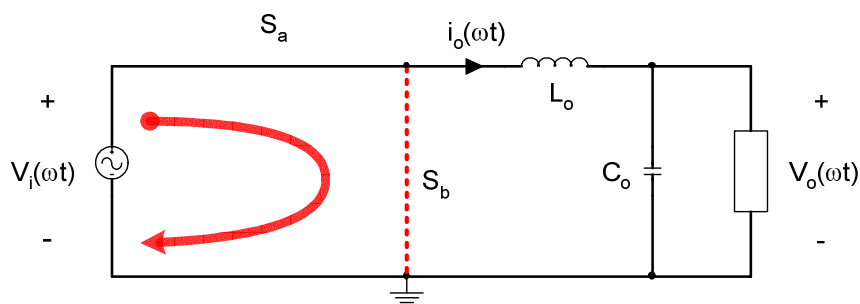


Fig. 5 - Comando com sobreposição.

Se o comando for realizado com tempo morto tem-se o circuito resultante mostrado na Fig. 6. Neste caso a corrente do indutor L_o não terá caminho para circular, o que provocará uma sobretensão sobre os interruptores, também podendo destruir os mesmos.

Resolver o problema de comutação apresentado tem sido um dos principais temas de pesquisa em Conversão CA-CA ao longo da história. Várias soluções foram apresentadas, muitas vezes de difícil implementação, dispendiosas, de baixo rendimento ou, principalmente, de baixa confiabilidade.

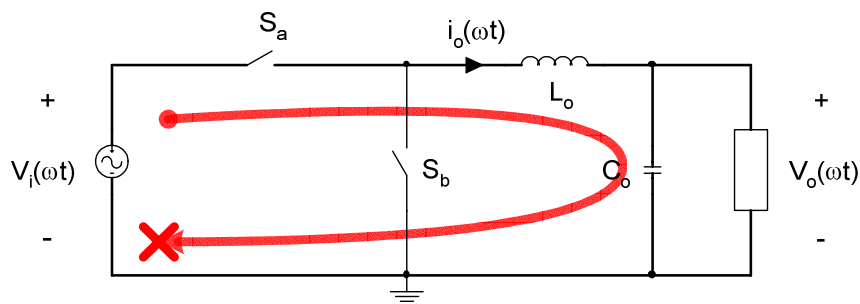


Fig. 6 - Comando com tempo morto.

Desde que a tensão alternada foi adotada como padrão nos sistemas de transmissão e distribuição de energia elétrica [8] nos EUA, a conversão CA-CA é tema de trabalho de engenheiros e pesquisadores no mundo todo. É difícil precisar a data exata do surgimento dos primeiros conversores CA-CA devido à falta de fontes de informação primárias. Tomando como

base referências indicadas em [25] pode-se apontar para o ano de 1929, no qual H. M. Stoller e J. R. Power publicaram um artigo denominado de “*A precision regulator for alternating voltages*”. Após esta data diversos trabalhos apresentaram estabilizadores, quer sejam com amplificadores magnéticos ou válvulas eletrônicas. Em 1950, G. N. Patchett apresentou o artigo intitulado “*Precision a.c. voltage stabilizer*”, descrito em [25], que caracteriza o primeiro conversor do tipo compensador de tensão.

A diferença entre estabilizadores do tipo compensador de tensão e do tipo não compensador de tensão foi apresentada em [89]. Naquele trabalho foram denominados de Conversores Seriais e Não-Seriais. Um estabilizador do tipo não-compensador de tensão processa toda potência da carga, em contrapartida, um estabilizador do tipo compensador de tensão processa apenas um percentual da potência da carga, proporcional à variação tolerável na tensão de entrada. Em outras palavras, um estabilizador de tensão do tipo compensador atua compensando as variações presentes na tensão de entrada. Na Fig. 7 mostra-se os dois tipos de estabilizadores. Pode-se notar que os estabilizadores do tipo compensador ficam em série com a saída, daí a denominação de seriais e não-seriais.

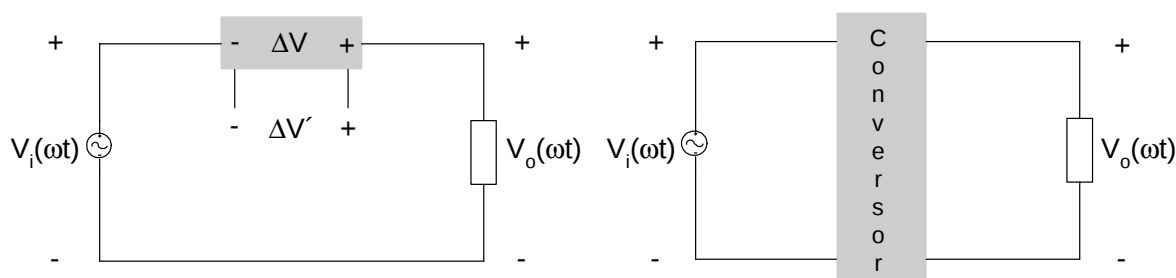


Fig. 7 - Estabilizador do tipo compensador e não – compensador de tensão.

1.6 Classificação dos Conversores CA-CA

Com o avanço da Eletrônica de Potência nas últimas décadas surgiram muitos conversores novos, tornando confusa a tarefa de escolher um entre os possíveis para determinada aplicação. Com a conversão CA-CA não foi diferente, e desta forma, torna-se interessante classificar os conversores em grupos, conforme similaridades quanto ao funcionamento ou forma de conversão de energia.

Uma classificação conforme a função de conversão exigida entre a entrada e saída foi feita em [1]. Na Fig. 8 mostra-se esta classificação. Deve-se notar que a mesma não se restringe aos conversores CA-CA, mas a toda a Eletrônica de Potência.

Em [15] encontra-se uma classificação segundo as funções de chaveamento dos conversores. Também esta classificação aborda toda área do conhecimento de conversão eletrônica

de potência, como mostra a Fig. 9. Nesta figura, a frequência da rede indica que os conversores estão conectados à rede comercial de energia elétrica.

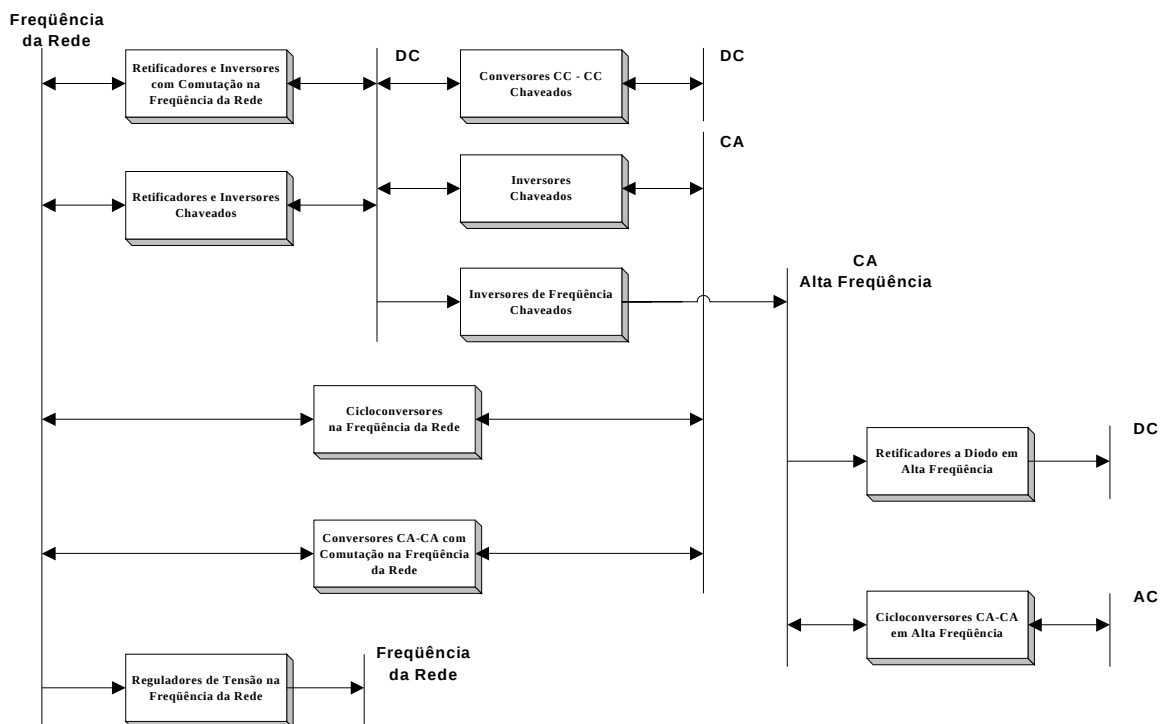


Fig. 8 - Classificação segundo [1].

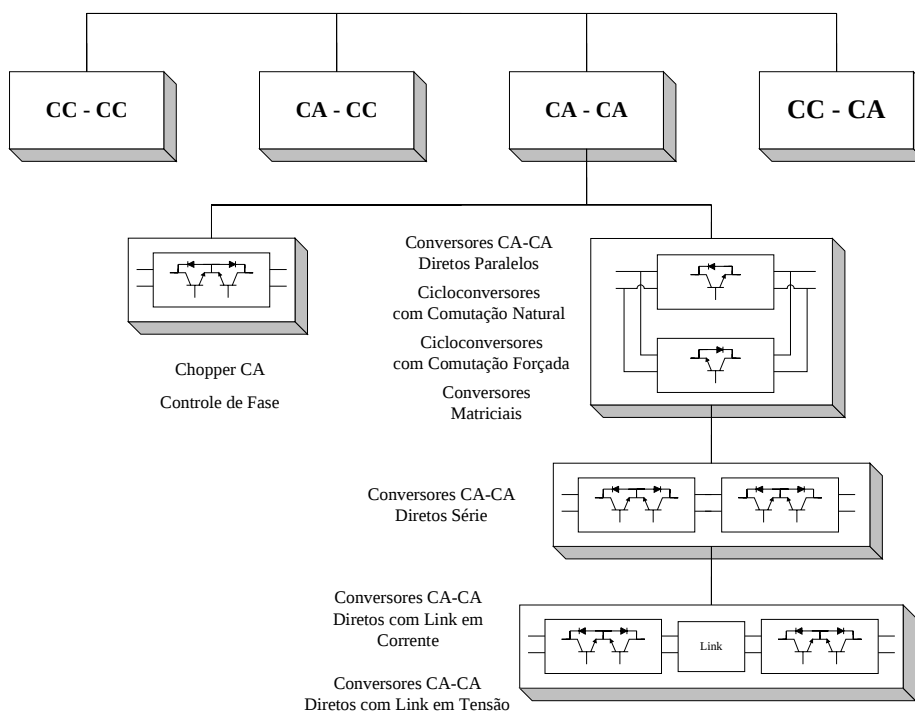


Fig. 9 - Classificação segundo [15].

A classificação restrita aos conversores CA-CA foi feita em [31]⁷. Nesta, os conversores foram classificados conforme o estágio (*Link*) intermediário. Na Fig. 10 mostra-se a classificação feita por [31]. Na referida figura não foram inseridos todos os subgrupos lá identificados. Pelo fato daquele trabalho não ser recente, o mesmo não traz no grupo de conversores de Link Direto os modernos conversores PWM, como também as topologias usadas em filtros ativos e sistemas ininterruptos de energia.

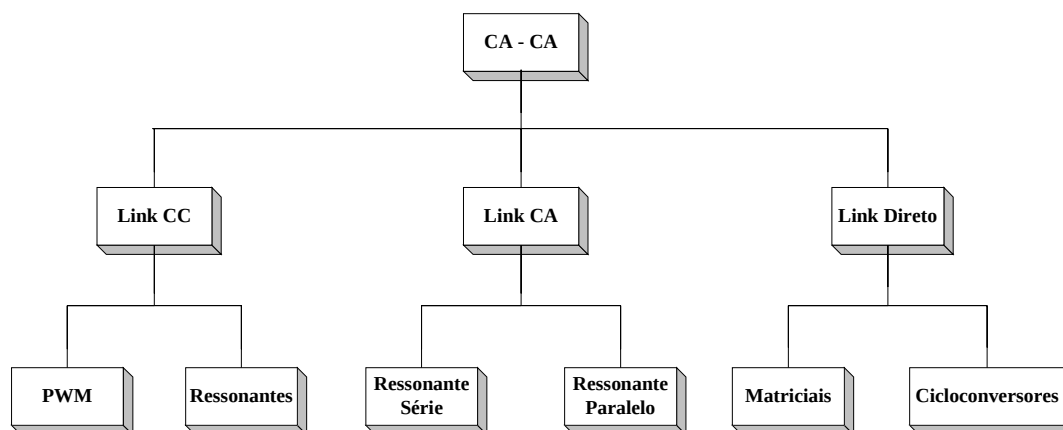


Fig. 10 - Classificação dada em [31].

Num trabalho mais recente [16]⁸ tem-se uma classificação de todos os conversores da Eletrônica de Potência, mostrada na Fig. 11. Não fica explícito em [16] o critério usado para classificação, mas pode-se sugerir que a mesma foi feita segundo o estágio intermediário (*Link*), em sendo o mesmo com ou sem elementos armazenadores de energia.

Neste trabalho adotar-se-á uma classificação que leva em conta a forma de transferência de energia. Conforme definição adotada anteriormente, os conversores podem ser classificados em Diretos e Indiretos. Esta classificação concorda com [16]. No entanto, aqui se adota um critério bem definido, o qual não se refere necessariamente ao estágio intermediário, mas sim em como a energia é transferida. Por transferência Direta se entende que se a entrada é em tensão alternada, a saída também é em tensão alternada, sem estágios de armazenamento ou de conversão da tensão alternada para contínua. Já em conversão Indireta, estão presentes os estágios intermediários de armazenamento de energia, ou então de conversão de tensão alternada para contínua, e posteriormente de contínua para alternada.

⁷ Os artigos de S. Bhowmik e R. Spée[31 e 34] são os únicos que fazem uma classificação dos conversores CA-CA, sendo excelentes referências para quem trabalha na área.

⁸ Masao Yano et al. publicaram este artigo [16], no qual classificam os conversores estudados no Japão. É uma boa referência, mesmo se o assunto em estudo for apenas CA-CA.

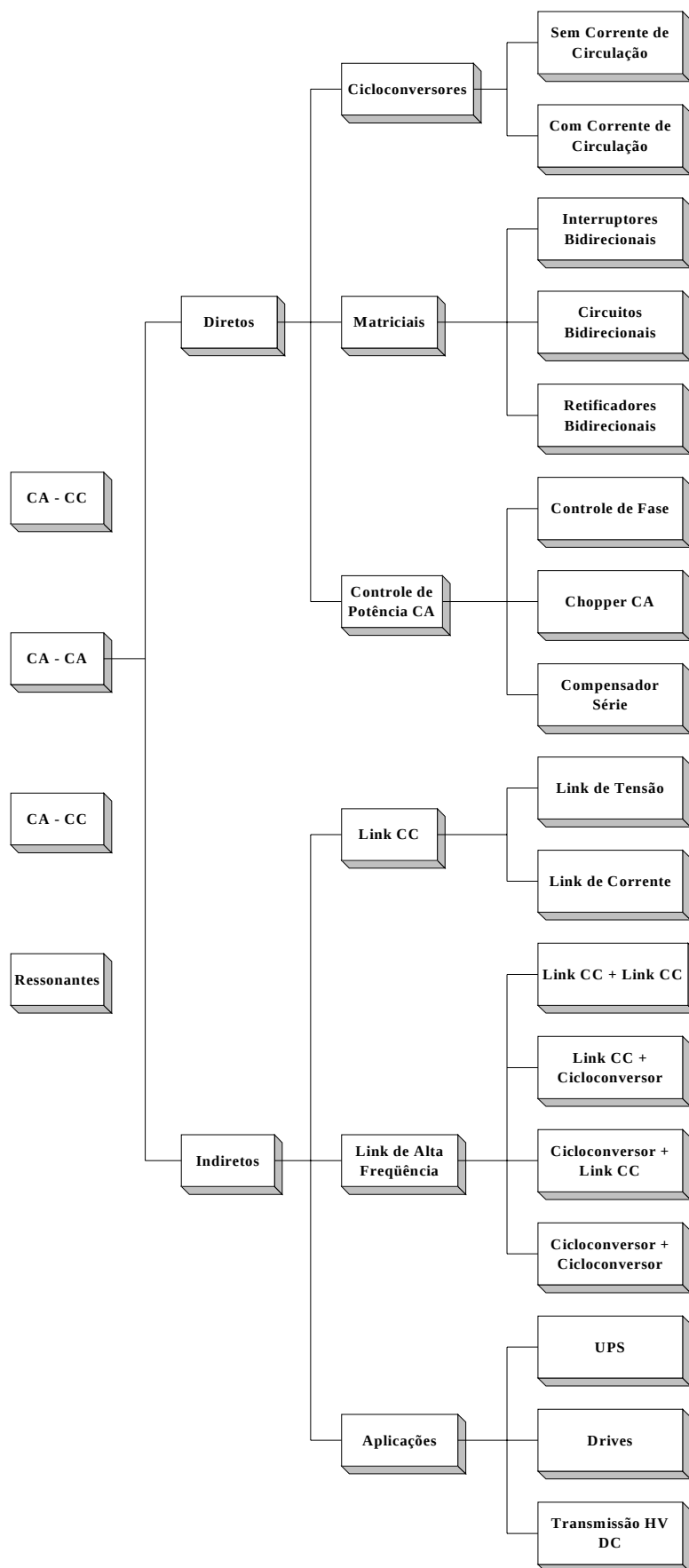


Fig. 11 - Classificação de acordo com [16].

Na Fig. 12 mostra-se a classificação adotada neste trabalho. Pode-se notar em destaque um subgrupo denominado de *Link Direto*, sendo que este subgrupo está inserido no grupo dos conversores Indiretos. Esta aparente contradição desaparece se for atentado ao fato destes conversores transferirem energia de forma indireta e, no entanto não apresentarem elementos no estágio intermediário. Na Fig. 13 mostra-se o diagrama de blocos destes conversores, onde pode-se notar que a tensão de entrada e a de saída são alternadas. No entanto, no estágio intermediário tem-se tensão contínua, mas sem elementos armazenadores de energia. Uma grande vantagem destes conversores é a ausência do grande volume de capacitores no estágio intermediário, em vista dos mesmos não terem barramento em tensão contínua (barramento CC). Outro ponto importante é o fato de que, em virtude de se ter um retificador precedendo um inversor, os interruptores usados nestes conversores não necessitam serem bidirecionais em tensão, mas apenas em corrente.

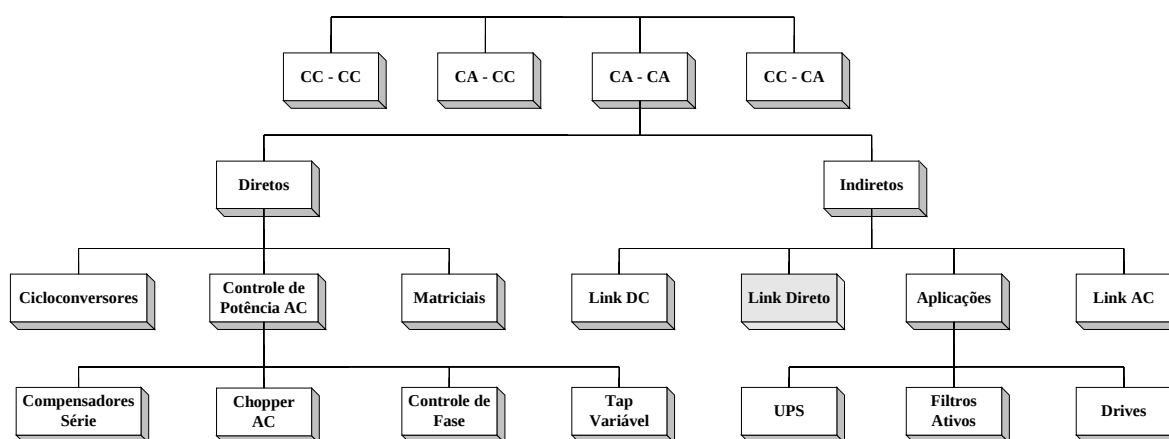


Fig. 12 - Classificação dos Conversores CA-CA.

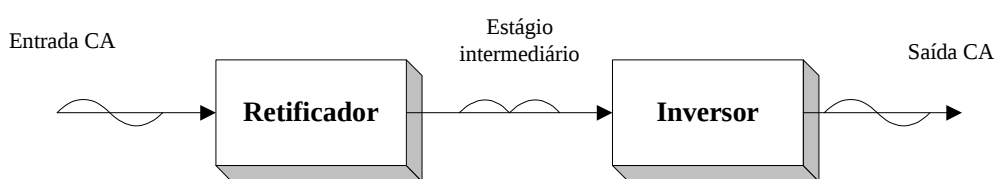


Fig. 13 - Diagrama de blocos dos conversores Indiretos de Link Direto.

A classificação feita neste trabalho não visa abordar todos os possíveis conversores CA-CA. A quantidade de publicações na área é bastante grande, tornando difícil abordar cada trabalho individualmente. Assim sendo, será feita aqui uma síntese de Estabilizadores de Tensão conforme os grupos mostrados na Fig. 12. Apresentar todas as possibilidades de implementar um Estabilizador seria impraticável no contexto deste trabalho. Em [27] e em [88] foram apresentadas algumas possibilidades de implementar a função de estabilização. Estudos comparativos entre diversos conversores foram realizados em [28, 32, 35-39, 41 e 43], oferecendo a possibilidade de avaliar vantagens e desvantagens dos inúmeros conversores apresentados. Trabalhos tratando de

acionamento de motores podem ser de consulta interessante, visto que se trata de conversores CA-CA [29, 33, 40 e 42]⁹.

Os conversores matriciais foram propostos por Gyugyi e Pelly e estudados posteriormente por Venturini [31]. Na verdade, conforme [30], estes conversores teriam sido idealizados por Alf Refsum em 1977, com posteriores estudos por M. Venturini em 1980 e 1981. Uma das maiores desvantagens destes conversores é a limitação da tensão de saída em 86,6% da tensão de entrada. Necessitam de interruptores bidirecionais em tensão e corrente, os quais são difíceis de serem implementados, exigindo controle complexo ou o uso de grampeadores de tensão [16]. Muitas publicações foram feitas a respeito destes conversores, no entanto os mesmos são pouco usados na prática¹⁰.

Os conversores CA-CA do tipo Cicloconversores tem a finalidade de converter tensões alternadas de determinada frequência numa tensão alternada de frequência diferente [16 e 25]. São uma tecnologia bem estabelecida e são preferencialmente usados em acionamentos de motores elétricos¹¹.

Conforme mostrado anteriormente, o método de estabilização através de compensação de tensão é vantajoso, pois o conversor processa apenas parte da potência da carga. Para implementar compensadores do tipo série, diretos, é necessário o emprego de interruptores bidirecionais em corrente e em tensão. Estes conversores podem ser isolados ou não, sendo que para isto é usado um ou mais transformadores de baixa frequência. Estruturas usando interruptores bidirecionais com comando usando tempo morto são apresentadas em [70-88], de [89-91] tem-se estruturas com sobreposição dos sinais de comando dos interruptores. O primeiro grupo tem a desvantagem de necessitar de circuitos de ajuda à comutação ou então utilizar circuitos de comando mais complexos, enquanto que o segundo grupo não necessita de tais circuitos, mas tem problemas de continuidade de corrente.

Um dos métodos mais utilizados para estabilização de tensão é através do controle de fase [27, 88 e 134]. Este método ainda é utilizado para pequenas cargas, no entanto tem um sério problema de harmônicas de corrente injetadas na rede de energia elétrica. O controle da tensão de saída através de variação da impedância é mostrado em [27, 94-97, 103, 107, 121, 125, 132 e 156]. Alguns trabalhos foram realizados visando melhorar o fator de potência ou eliminar harmônicas na tensão de saída de Conversores CA-CA do tipo Chopper [98, 100, 112-113, 117, 119-120, 123,

⁹ Em [42] tem-se uma revisão da literatura referente aos principais conversores usados para acionamento de motores monofásicos.

¹⁰ De [45 a 57] tem-se trabalhos sobre conversores matriciais. Revisões da literatura e evolução destes conversores podem ser encontradas em [53, 54 e 57]. Em [30] tem-se uma abordagem interessante para realização de conversores matriciais.

¹¹ Trabalhos sobre cicloconversores podem ser encontrados em [58 a 69].

131, 138-139, 165 e 176]. Diversos trabalhos abordando conversores do tipo Chopper CA-CA foram publicados, desde novas topologias até estratégias de controle e comando, entre os quais tem-se [93, 99, 101-102, 104-106, 108-111, 114-116, 118, 122, 124, 126-130, 133, 135-137, 140-155, 157-164 e 166-175]¹².

Os estabilizadores usando troca de derivação de transformadores são conhecidos como de Tap Variável. Foram os mais utilizados pela indústria e no Brasil ainda continuam sendo usados em larga escala, tanto em equipamentos para fins domésticos como para fins industriais. Apesar dos problemas de conteúdo harmônico causado pelos estabilizadores tiristorizados, seu baixo custo e facilidade de implementação os tornam atrativos para a indústria. Em [27] e [88] mostrou-se o princípio de funcionamento destes estabilizadores, bem como algumas variações topológicas. Existem diversos trabalhos tratando destes equipamentos [177 a 193], sendo que alguns são relativamente recentes [192 e 193].

Ao contrário dos conversores diretos, os indiretos possuem ou um link com elementos armazenadores de energia ou dupla conversão. O link, conforme a Fig. 12, pode ser CC, direto ou CA. Os trabalhos [197, 199-205, 208-212, 215-216, 218, 220-223, 225-228 e 231]¹³ tratam de conversores com link CC ou CA. Com link em alta frequência têm-se os trabalhos [194, 198 e 217]. Estruturas denominadas de *Triport* são apresentadas em [195-196 e 214]. Trabalhos mais recentes trataram de conversores com link sem elementos armazenadores de energia ou com a otimização destes [206-207, 213, 219, 224, 229-230]¹⁴. Estes conversores têm características interessantes, pois não necessitam de barramento (link) CC, diminuindo consideravelmente o volume. No entanto, isto tem uma restrição: a frequência de saída do conversor deve ser a mesma que a entrada.

Sistemas de energia ininterrupta (UPS) podem ser adaptados para operar como estabilizadores de tensão. Trabalhos tratando de topologias e classificações desses sistemas são apresentadas em [232-233 e 235-236]. Uma UPS do tipo Série-Paralela é tratada em [234].

Da mesma forma que sistemas de energia ininterrupta, filtros ativos, compensadores de reativos e compensadores de tensão de alta potência podem ser utilizados, com algumas restrições, como estabilizadores de tensão. Filtros ativos, sua classificação, revisão e princípios gerais são

¹² A tese de Élie Lefeuvre [171] trata de diversas topologias de Conversores CA-CA Diretos, entre as quais monofásicas e trifásicas, usadas como Estabilizadores de Tensão ou em outras aplicações.

¹³ Um artigo bastante referenciado na literatura foi apresentado por Deeppakraj M. Divan [199] e trata de link CC ressonante.

¹⁴ Os artigos de Yasuhiro Okuma [219] e de Bong-Hwan Kwon et al. [229] apresentam topologias de conversores CA-CA indiretos sem elementos armazenadores de energia no barramento. Já o artigo de Henrik Kragh [224] apresenta um método de otimizar o capacitor do link CC.

apresentados em [237-239, 242-245 e 247-249]¹⁵. Em [240 e 241] foram apresentados filtros ativos paralelos, que se prestam para diminuir o conteúdo harmônico da corrente extraída da rede por cargas não-lineares. Os filtros ativos série apresentados em [246 e 250] foram propostos para corrigir a distorção harmônica da tensão da rede e entregar à carga uma tensão senoidal pura. Estes não tinham o objetivo de corrigir o valor fundamental da tensão da rede, mas poderiam ser projetados para tal fim.

No âmbito de Conversão CA-CA podem ser encontrados outros trabalhos, os quais não tratam necessariamente de topologias de conversores, seu projeto e implementação. Assim, em [251] tem-se um estudo sobre interruptores bidirecionais, abordando seus princípios e perspectivas de aplicações daquela época. Já os trabalhos [252, 255 e 257] tratam de modulação, geração de pulsos e sincronização. Em [253-254 e 256]¹⁶ tem-se trabalhos versando sobre medição e detecção da tensão de saída a fim de realizar a realimentação de conversores CA-CA.

1.7 Conversão CA-CA no Brasil

Neste item pretende-se abordar a Conversão CA-CA no Brasil, concentrando atenção em reguladores e estabilizadores de tensão alternada. A abordagem é cronológica, no entanto, pretende-se estabelecer vínculos entre os trabalhos, agrupando-os por semelhanças topológicas ou por autoria. Neste ponto do trabalho não serão discutidas as características elétricas de cada conversor, bem como vantagens e desvantagens. Diversos conversores mostrados a seguir foram analisados em [27 e 88].

Em 1983 teve início a história dos (pesquisa sobre) reguladores/estabilizadores de tensão no Brasil com duas dissertações de mestrado [27 e 105] realizadas na Universidade Federal de Santa Catarina. O método de estabilização utilizado em [27] é a variação da impedância entre a entrada e saída. Inicialmente este método foi usado com tiristores [27, 107 e 121] e posteriormente com transistores de potência [125 e 132]. Na Fig. 14 mostra-se o estabilizador usando tiristores empregando o método de variação da impedância.

Em se tratando de conversores para aplicação em Conversão CA-CA, a idéia inicial, tomando-se como ponto de partida os conversores CC-CC, é um conversor do tipo Buck com interruptores bidirecionais. Em [105 e 106] foi apresentado um variador de tensão alternada empregando a configuração de um conversor Buck com interruptores bidirecionais em tensão e

¹⁵ O artigo de B. H. Li [249] trata de compensadores de tensão sem transformadores, chamando atenção aos problemas causados pela presença deste elemento nestes circuitos.

¹⁶ Em [253] tem-se a apresentação do detector ortogonal, o qual serve para medir o valor de pico de tensões de maneira rápida e precisa, no entanto, se aplica apenas a sinais senoidais com pouca distorção harmônica.

corrente. Topologicamente semelhantes se tem os conversores abordados em [158 e 163], nos quais as células de comutação são ligeiramente diferentes e os mesmos incorporam filtros na entrada e na saída. Nas Fig. 15 e Fig. 16 mostram-se os conversores citados anteriormente.

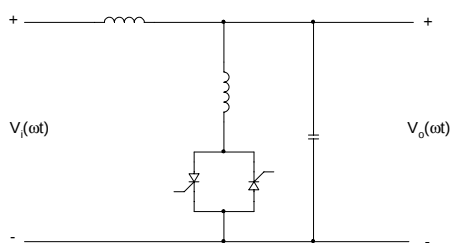


Fig. 14 - Estabilizador usando variação da impedância.

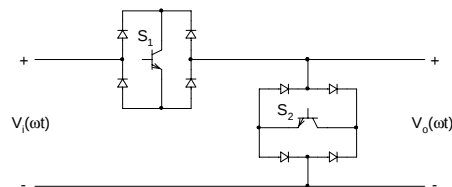


Fig. 15 - Variador de tensão baseado no conversor Buck.

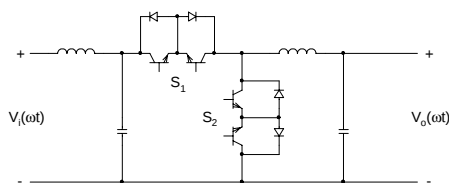


Fig. 16 - Conversor Buck CA-CA com filtro de entrada e saída.

Um estudo comparativo entre os conversores com controle de fase de tiristores e com mudança de derivações de transformadores (tap variável) é apresentado em [28]. O método de controle da tensão de saída através do controle do ângulo de fase de tiristores foi e continua sendo bastante empregado em mercados com poucas exigências normativas. Na Fig. 17 mostra-se um conversor operando com este princípio. Em [183] foi apresentado um conversor operando com mudança de derivações de transformadores. Este conversor é mostrado na Fig. 18.

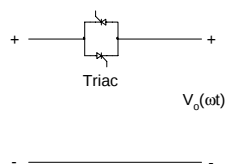


Fig. 17 - Conversor a controle de fase de tiristores.

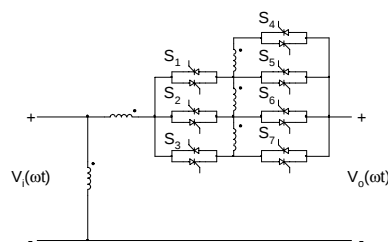


Fig. 18 - Conversor com mudança de derivações de transformadores.

A partir de 1986 foram realizados na UFSC diversos trabalhos abordando Conversão CA-CA. Em [251] tratou-se de interruptores bidirecionais, bem como de suas perspectivas e aplicações. Posteriormente, em [118] foi apresentado um conversor do tipo Flyback CA-CA mostrado na Fig. 19. Em [126] apresentou-se uma nova célula de comutação, com sobreposição dos sinais de comando nos interruptores, a qual não necessita de circuitos de ajuda a comutação. Este conversor

é mostrado na Fig. 20. Uma família de conversores CA-CA foi apresentada em [127], a qual é mostrada na Fig. 21.

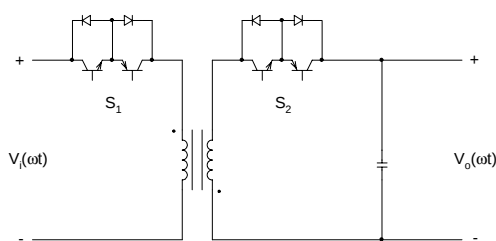


Fig. 19 - Conversor Flyback CA-CA.

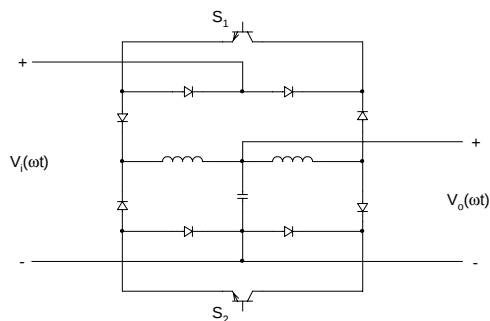


Fig. 20 - Conversor com sobreposição dos sinais de comando.

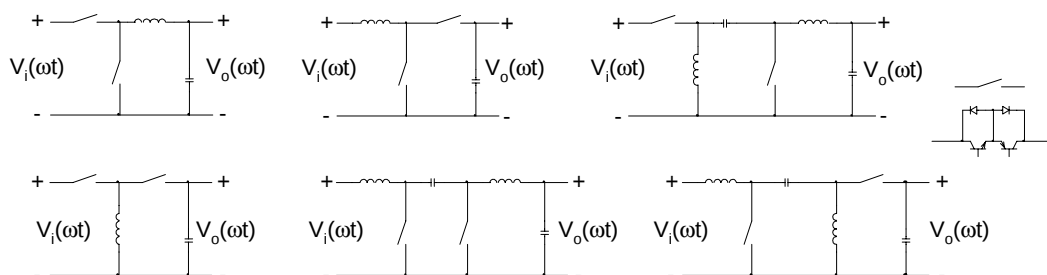


Fig. 21 - Família de conversores CA-CA.

Em 1986 foi apresentado um conversor CA-CA isolado, baseado no conversor Buck, mas com capacidade de elevar e abaixar a tensão de saída [70 e 72]. Nestes trabalhos foram empregados transistores de potência. Interruptores do tipo MOSFET foram utilizados em [75 e 76]. Estes conversores são mostrados na Fig. 22 e Fig. 23.

As características de transferência do recortador CA foram apresentadas em [110]. Este conversor baseia-se no conversor ponte completa com interruptores bidirecionais, conforme mostrado na Fig. 24.

Para diminuir as perdas de comutação dos conversores do tipo Buck CA-CA e eliminar o problema da necessidade de circuitos de ajuda a comutação foram apresentados os trabalhos [65, 140-141 e 159], os quais tratam de células bidirecionais com comutação sob tensão nula. Na Fig. 25 mostra-se o conversor Buck CA-CA empregando a célula ZVS. Esta mesma célula foi utilizada para implementar um conversor de frequência trifásico, mostrado na Fig. 26.

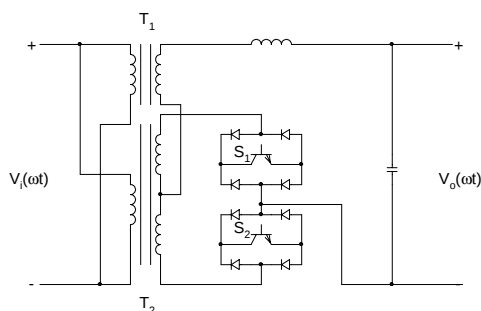


Fig. 22 - Conversor Buck modificado com transistores de potência.

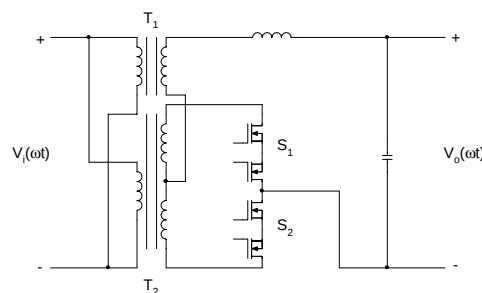


Fig. 23 - Conversor Buck modificado com MOSFETs.

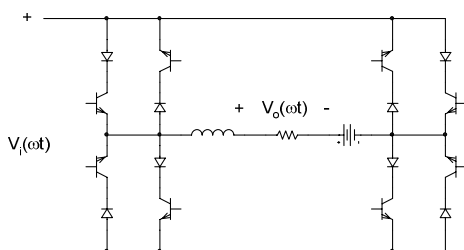


Fig. 24 - Conversor ponte completa CA-CA.

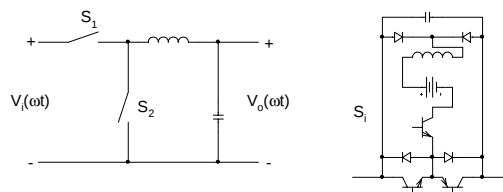


Fig. 25 - Conversor Buck CA-CA com célula ZVS.

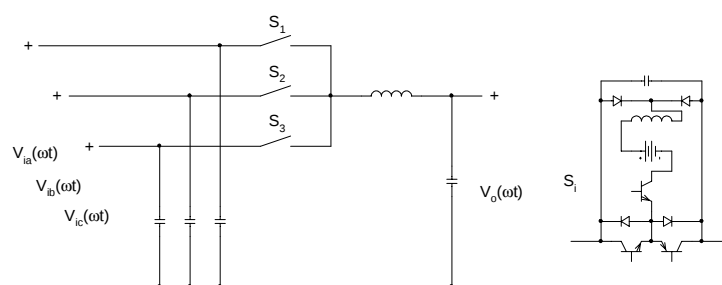


Fig. 26 - Conversor de frequência com célula ZVS.

Em 1995, e dali em diante, foram publicados diversos trabalhos sobre conversores CA-CA realizados na Universidade Federal de Uberlândia. Os primeiros, [142 e 145] tratavam de conversores CA-CA do tipo meia-ponte, mostrados na Fig. 27. Conversores ponte completa com interruptores bidirecionais e do tipo compensador de tensão foram apresentados em [79 e 80]. Posteriormente foram realizados com comutação suave [38 e 82-83]. Estes conversores são mostrados na Fig. 28 e Fig. 29. Uma variação desses conversores foi apresentada em [149] e mostrada na Fig. 30. Em [220-221 e 231] foram apresentados conversores nos quais o elemento série não é um transformador, mas sim um capacitor. Estes conversores são mostrados na Fig. 31. Estudos comparativos entre os diversos conversores apresentados, e também com o método de conversão indireta, empregando um retificador com controle de fator de potência seguido de um conversor ponte completa ressonante, mostrado na Fig. 32, foram realizados em [39, 41 e 43]. Finalmente, tem-se a tese de doutorado [20] apresentada em 2001, a qual versa sobre os trabalhos citados anteriormente neste parágrafo.

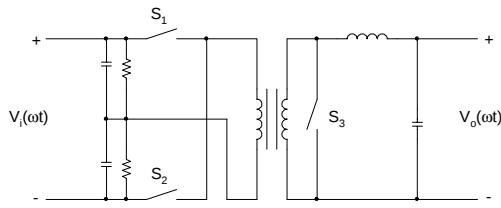


Fig. 27 - Conversor CA-CA meia-ponte.

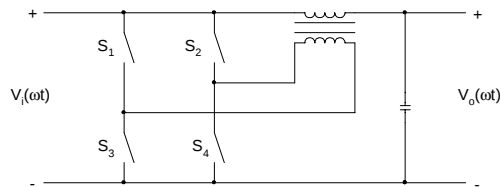


Fig. 28 - Conversor ponte completa do tipo compensador de tensão.

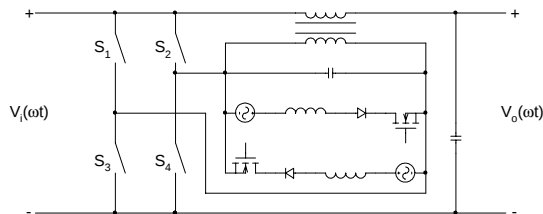


Fig. 29 - Conversor ponte completa compensador com comutação suave.

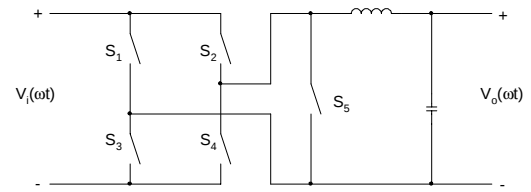


Fig. 30 - Variação do conversor ponte completa.

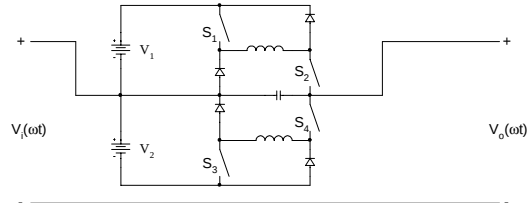


Fig. 31 - Conversor com elemento série capacitivo.

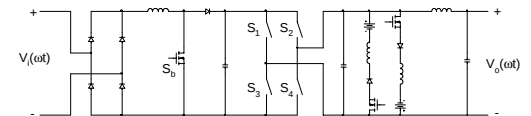


Fig. 32 - Sistema CA-CA indireto com pré-regulação de fator de potência.

Um conversor CA-CA trifásico, com comutação suave, foi apresentado em [52] e é mostrado na Fig. 33. Em [216] foi apresentado um dos métodos mais utilizados para conversão CA-CA, o qual é baseado na conversão indireta, com retificação seguida de inversão. Este conversor é mostrado na Fig. 34.

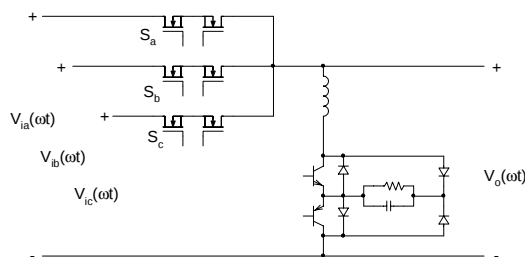


Fig. 33 - Conversor CA-CA trifásico com comutação suave.

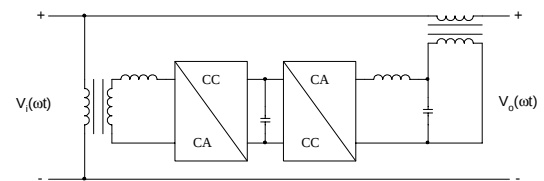


Fig. 34 - Sistema indireto de conversão CA-CA.

Em [152] apresentou-se um conversor trifásico com apenas dois interruptores mostrado na Fig. 35. Condicionadores de tensão série empregando a técnica de controle *Dead Beat* foram analisados em [218]. Conversores trifásicos CA-CA com elo em alta frequência e comutação suave foram apresentados em [153] e são mostrados na Fig. 36. Em [168] apresentou-se um conversor

CA-CA utilizando tiristores, empregado para controle de temperatura através do controle por ciclos inteiros. Um desenho simplificado deste conversor é mostrado na Fig. 37.

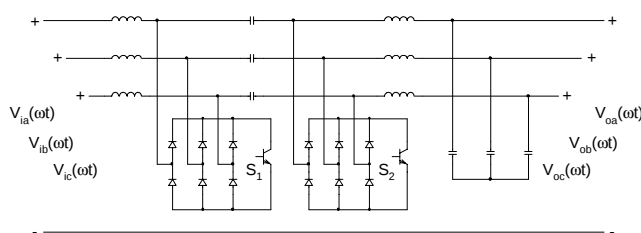


Fig. 35 - Conversor trifásico com dois interruptores.

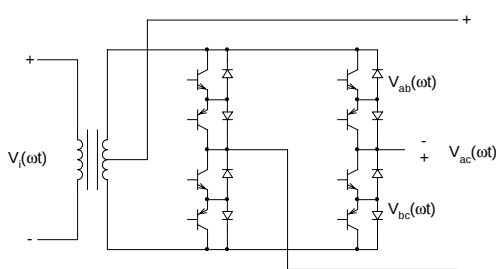


Fig. 36 - Conversor trifásico CA-CA.

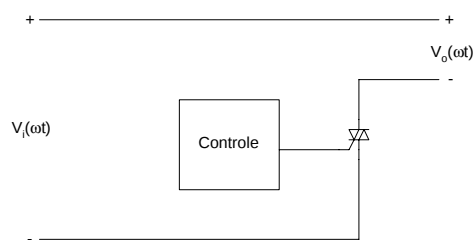


Fig. 37 - Conversor CA-CA com controle por ciclos inteiros.

Conversores série para filtragem ativa foram abordados em [246 e 250], nos quais o objetivo não era corrigir o valor da fundamental da tensão de entrada, mas sim diminuir a distorção harmônica presente nesta tensão. Na Fig. 38 mostra-se o circuito do filtro ativo série.

A partir de 2001, os estudos de estabilizadores de tensão alternada foram retomados na Universidade Federal de Santa Catarina com a apresentação de uma dissertação de mestrado [88]. O conversor apresentado em [88] é mostrado na Fig. 39, o qual é um conversor do tipo Buck modificado, originado a partir de [70 e 126]. A estrutura de [88] também foi apresentada em [89-91]. Em [175] foi realizada uma extensão do conversor apresentado em [126], originando uma família de conversores CA-CA, mostrada nas Fig. 40 a Fig. 43.

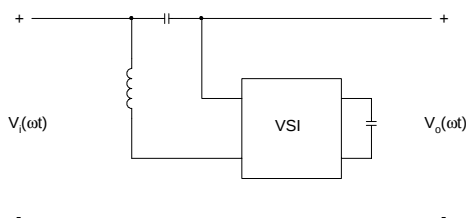


Fig. 38 - Filtro ativo série.

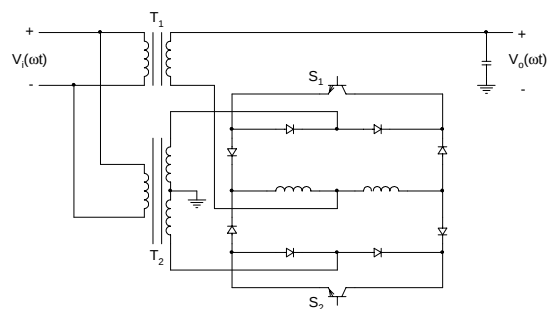


Fig. 39 - Conversor CA-CA baseado no conversor Buck modificado.

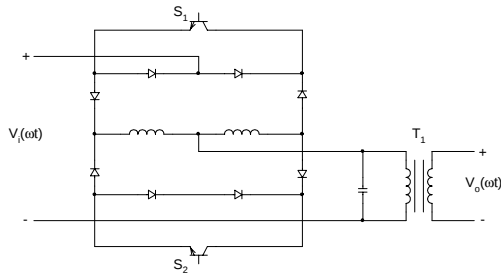


Fig. 40 - Conversor Buck CA-CA com transformador na saída.

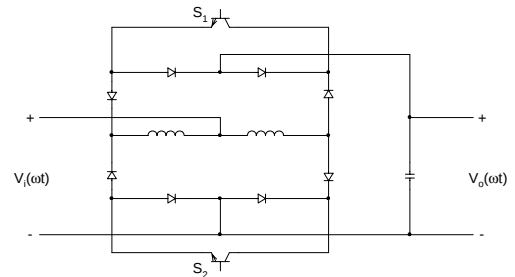


Fig. 42 - Conversor Boost CA-CA.

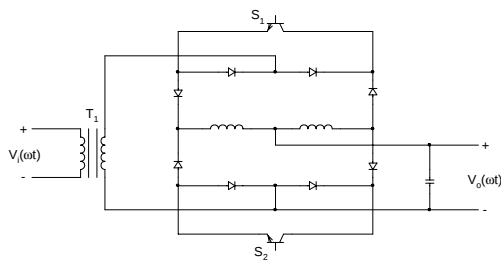


Fig. 41 - Transformador Buck CA-CA com transformador na entrada.

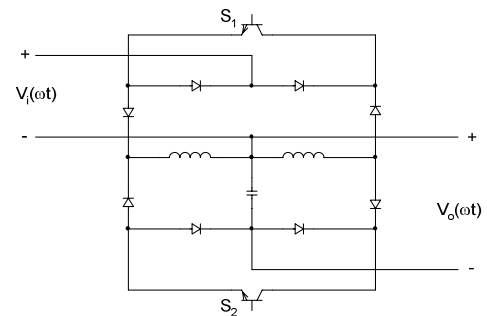


Fig. 43 - Conversor Buck-Boost CA-CA.

No trabalho apresentado em [230]¹⁷ foi modificada a abordagem, deixando-se de utilizar conversão direta com sobreposição dos sinais de comando, passando-se a usar conversão indireta com link direto, conforme mostrado na Fig. 44.

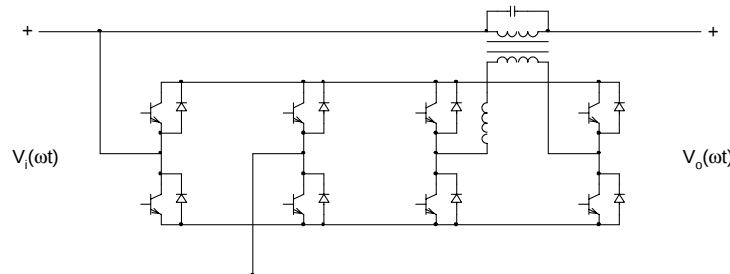


Fig. 44 - Conversor CA-CA indireto com link direto.

Em [233] foi apresentado um conversor monofásico indireto de seis interruptores mostrado na Fig. 45. Este conversor tem a capacidade de corrigir o fator de potência na entrada. Já em [176] apresentou-se um conversor do tipo Sepic CA-CA com correção de fator de potência, mostrado na Fig. 46.

Para fins acadêmicos, mostra-se na Fig. 47 um gráfico no qual tem-se o número de publicações por ano na área de Conversão CA-CA originadas no Brasil. As publicações da UFSC nesse universo são mostradas na Fig. 48. Pode-se estimar uma porcentagem de aproximadamente

¹⁷ Assim como [175], este artigo [230] também faz parte deste trabalho de doutoramento.

47% dos trabalhos como sendo originados nesta universidade. Nota-se uma concentração de publicações nos últimos anos, fato este devido às publicações da UFU e da UFSC oriundos de dissertações de mestrado e teses de doutorado.

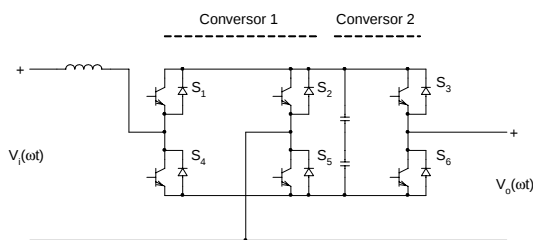


Fig. 45 - Conversor monofásico de seis interruptores.

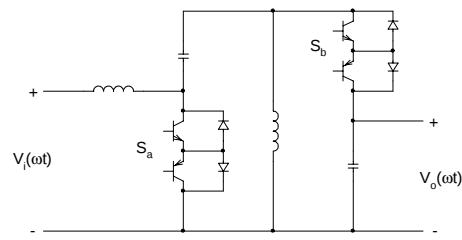


Fig. 46 - Conversor Sepic CA-CA.

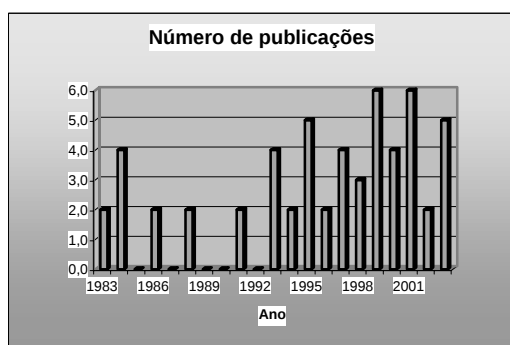


Fig. 47 - Publicações em Conversão CA-CA originadas no Brasil.

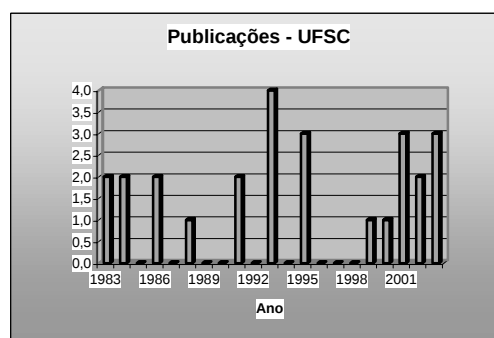


Fig. 48 - Publicações da UFSC no universo da Conversão CA-CA.

1.8 Conclusões iniciais

Realizada a revisão bibliográfica tem-se cumprida a primeira etapa do método hipotético-dedutivo adotado para o desenvolvimento deste trabalho. Ressalta-se que este método é o comumente utilizado em Eletrônica de Potência, mesmo sem a clara percepção deste fato pelo pesquisador.

Com base nas inúmeras publicações estudadas foi possível elaborar o diagrama de blocos mostrado na Fig. 12 o qual mostra um resumo das possibilidades de implementar um estabilizador de tensão alternada. Alguns grupos de conversores mostrados na referida figura são de uso específico, não atendendo aos requisitos desejados a um estabilizador. Em sendo assim, identificou-se o grupo definido como de Link Direto o que alia as maiores vantagens, entre as quais, robustez, simplicidade, facilidade de implementação, entre outras, para servir de objeto de estudo no presente trabalho de doutorado.

2 Estabilizador monofásico – estudo teórico

2.1 Introdução

Neste capítulo realiza-se o estudo teórico do conversor utilizado como estabilizador de tensão alternada. O mesmo tem a configuração de compensador de tensão, o que lhe permite operar com apenas parte da potência da carga. Tem características indiretas de transferência de energia, sendo formado por um primeiro estágio – retificador bidirecional, e um segundo – inversor. No entanto, não utiliza elementos armazenadores de energia no barramento, o que diminui consideravelmente seu volume, peso e custo. Outra característica interessante deste conversor é a utilização das indutâncias de dispersão do transformador no papel de indutância de filtragem da tensão de saída.

A topologia do estágio de potência é baseada em [229], no entanto, os estágios de comando e controle são originais na sua concepção. São possíveis algumas variações topológicas, mudando-se a posição do filtro de saída do inversor de tensão.

Inicialmente apresentam-se duas variações da topologia inicialmente apresentada, as quais são possíveis alterando-se a posição do filtro de saída do inversor de tensão. Em seguida realiza-se o estudo analítico, envolvendo a obtenção do ganho estático, a relação de transformação do transformador T_1 , a ondulação de tensão e corrente no filtro de saída obtendo-se então a metodologia de projeto do estágio de potência do conversor.

Para operar o estabilizador em malha fechada é necessário conhecer-se sua função de transferência. Desta forma, neste capítulo, modela-se o conversor, usando para isso o modelo da chave PWM de Vorpérian, obtendo-se a expressão que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica no domínio da frequência. O equacionamento é válido para modulação a três níveis de tensão. São realizadas simulações para comprovar a veracidade do equacionamento realizado.

2.2 Topologia proposta

O circuito elétrico do estabilizador de tensão alternada, usando o princípio da compensação série, é mostrado na Fig. 49.

Os interruptores S_1/S_2 e S_3/S_4 formam o retificador bidirecional em corrente. O capacitor C_i tem a finalidade de desacoplamento das indutâncias parasitas dos condutores.

O transformador T_1 tem a finalidade de aplicar a tensão de compensação à saída. O capacitor C_o e o indutor L_o formam o filtro de saída do inversor de tensão, que é formado pelos interruptores S_5/S_6 e S_7/S_8 . Considera-se que todos os interruptores contenham diodos em

antiparalelo.

Pode-se notar que o estabilizador de tensão é formado por dois conjuntos de interruptores caracterizando dois conversores ponte completa, PC_1 - retificador e PC_2 - inversor.

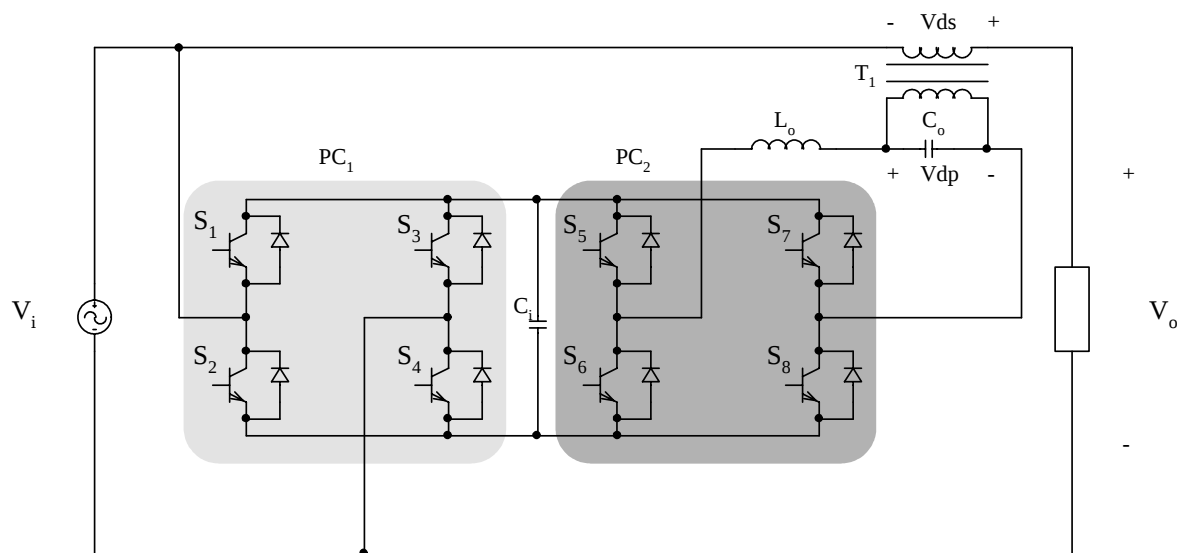


Fig. 49 - Topologia proposta.

2.3 Etapas de funcionamento

Na Fig. 50 mostram-se as formas de onda típicas para uma carga do tipo resistiva-indutiva, na qual tem-se defasagem entre a tensão e a corrente. A tensão $v(\omega t)$ é a tensão da rede, que está em fase com a tensão da carga, enquanto a corrente $i(\omega t)$ é a corrente da carga. As etapas de operação mostradas a seguir correspondem ao funcionamento com três níveis de tensão na saída do inversor.

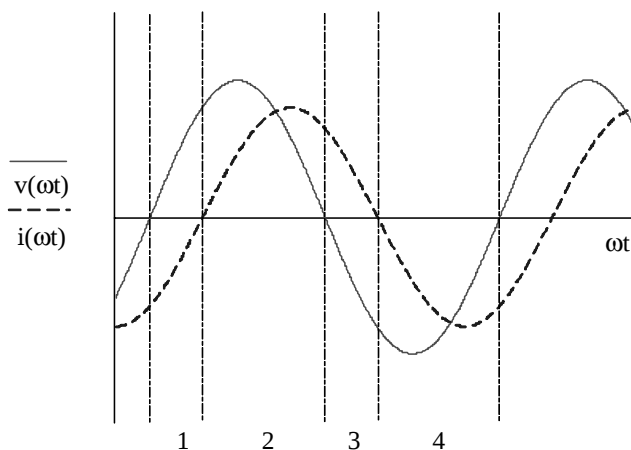


Fig. 50 - Formas de onda típicas.

O conversor Ponte Completa 1 (PC₁) tem duas etapas de funcionamento. Estas dependem da polaridade da tensão da rede, denominada nas figuras de (V_i).

1. $V_i > 0$ – S_1 e S_4 estão ligados. Se $i_o > 0$, então i_{L_o} circula por D_1 e D_4 , caso contrário por S_1 e S_4 . Esta etapa dura até o instante em que a tensão de entrada muda de polaridade.

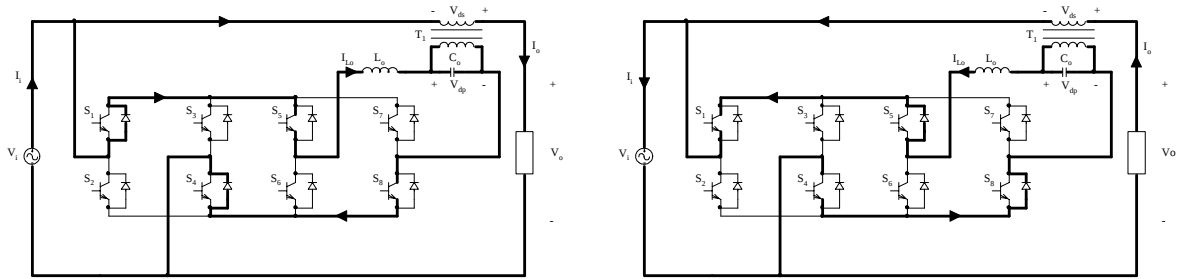


Fig. 51 –Primeiro etapa de operação.

2. $V_i < 0$ – S_2 e S_3 estão ligados. Se $i_o > 0$, então i_{L_o} circula por D_2 e D_3 , caso contrário por S_2 e S_3 . Esta etapa dura até o instante em que a tensão de entrada muda de polaridade.

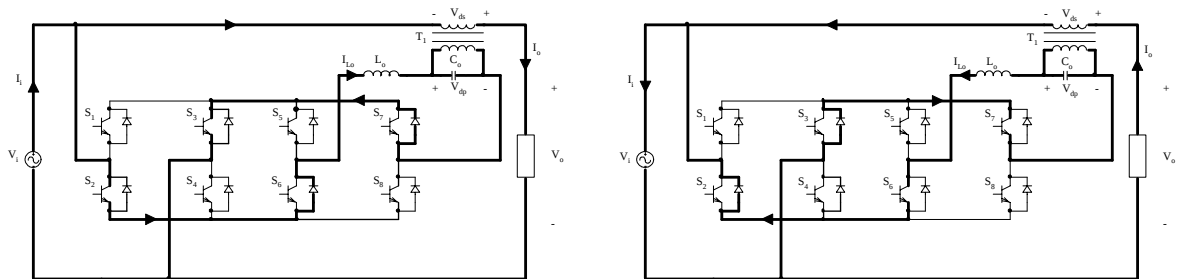


Fig. 52 - Segunda etapa.

O conversor Ponte Completa 2 (PC₂) tem cinco modos de funcionamento. Usou-se a expressão modos de funcionamento e não etapas de funcionamento pelo fato da descrição a seguir não representar a seqüência de operação prática do conversor.

1. S_5 e S_8 ON – A tensão V_{ab} é positiva. Se $i_o > 0$, então i_{L_o} circula por S_5 e S_8 , caso contrário por D_5 e D_8 .

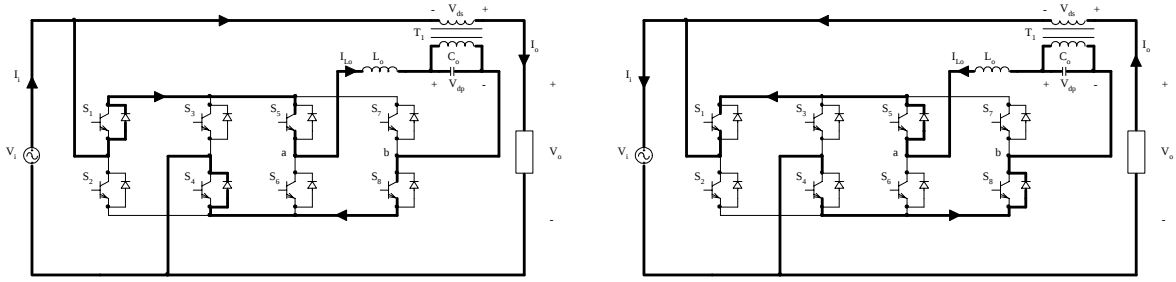


Fig. 53 - Primeiro modo de operação.

2. S_5 e S_7 ON – A tensão V_{ab} é zero. Se $i_o > 0$, então i_{L0} circula por S_5 e D_7 , caso contrário por D_5 e S_7 .

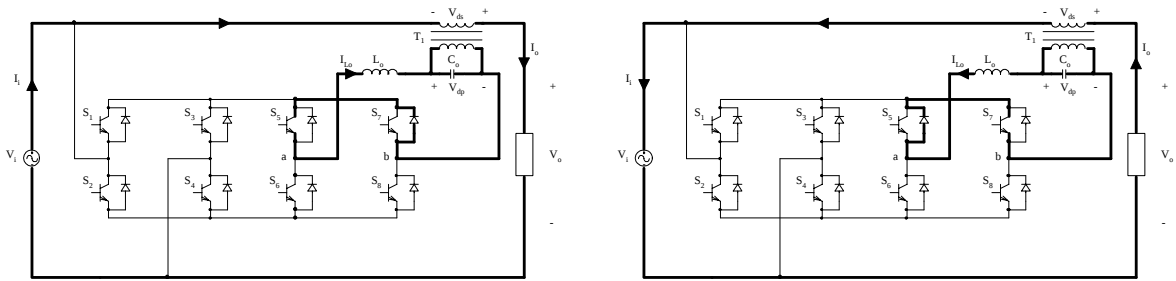


Fig. 54 - Segundo modo.

3. S_6 e S_7 ON – A tensão V_{ab} é negativa. Se $i_o > 0$, então i_{L0} circula por D_6 e D_7 , caso contrário por S_6 e S_7 .

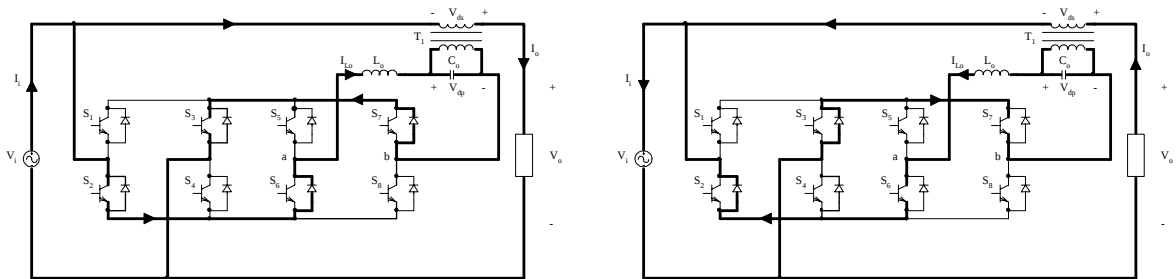


Fig. 55 - Terceiro modo.

4. S_6 e S_8 ON – A tensão V_{ab} é zero. Se $i_o > 0$, então i_{L0} circula por D_6 e S_8 , caso contrário por S_6 e D_8 .

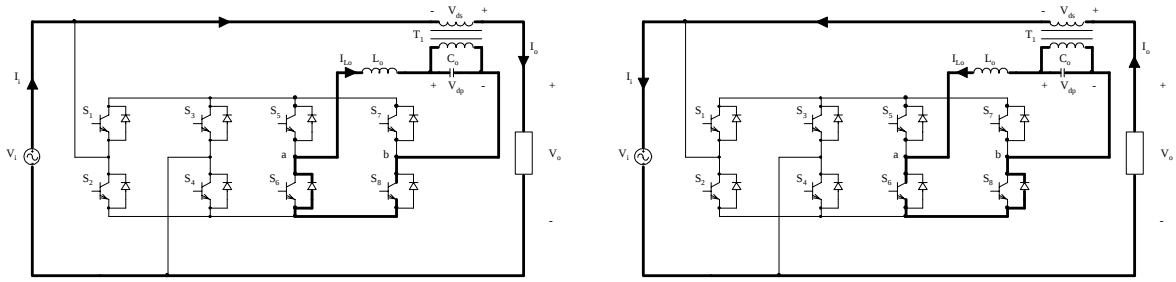


Fig. 56 - Quarto modo.

5. S_5 a S_8 OFF – A tensão V_{ab} é positiva se $i_o < 0$ e negativa se $i_o > 0$. A corrente i_{L_o} circula por D_6 e D_7 se for maior que zero e por D_5 e D_8 se for menor que zero.

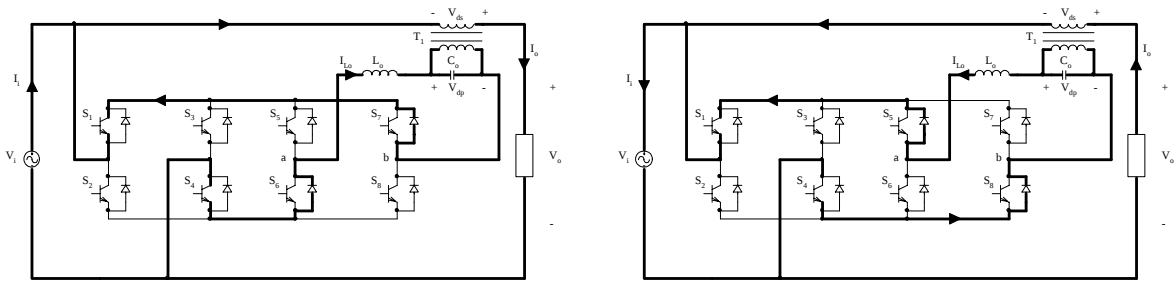


Fig. 57 - Quinto modo.

2.4 Principais formas de onda

Na Fig. 58 mostram-se as principais formas de onda nos componentes do conversor para operação com tensão de entrada positiva. Considerou-se a corrente na carga constante durante os períodos de comutação do conversor.

2.5 Variações topológicas

As topologias escolhidas para o estabilizador são mostradas nas Fig. 59 a Fig. 61. Na primeira o filtro de saída do inversor está no lado primário do transformador T_1 . Já na segunda, o filtro está no lado secundário do transformador T_1 . Tanto na segunda como na terceira estrutura aproveita-se a indutância de dispersão do transformador para atuar como indutância de filtragem da tensão de saída do inversor de tensão.

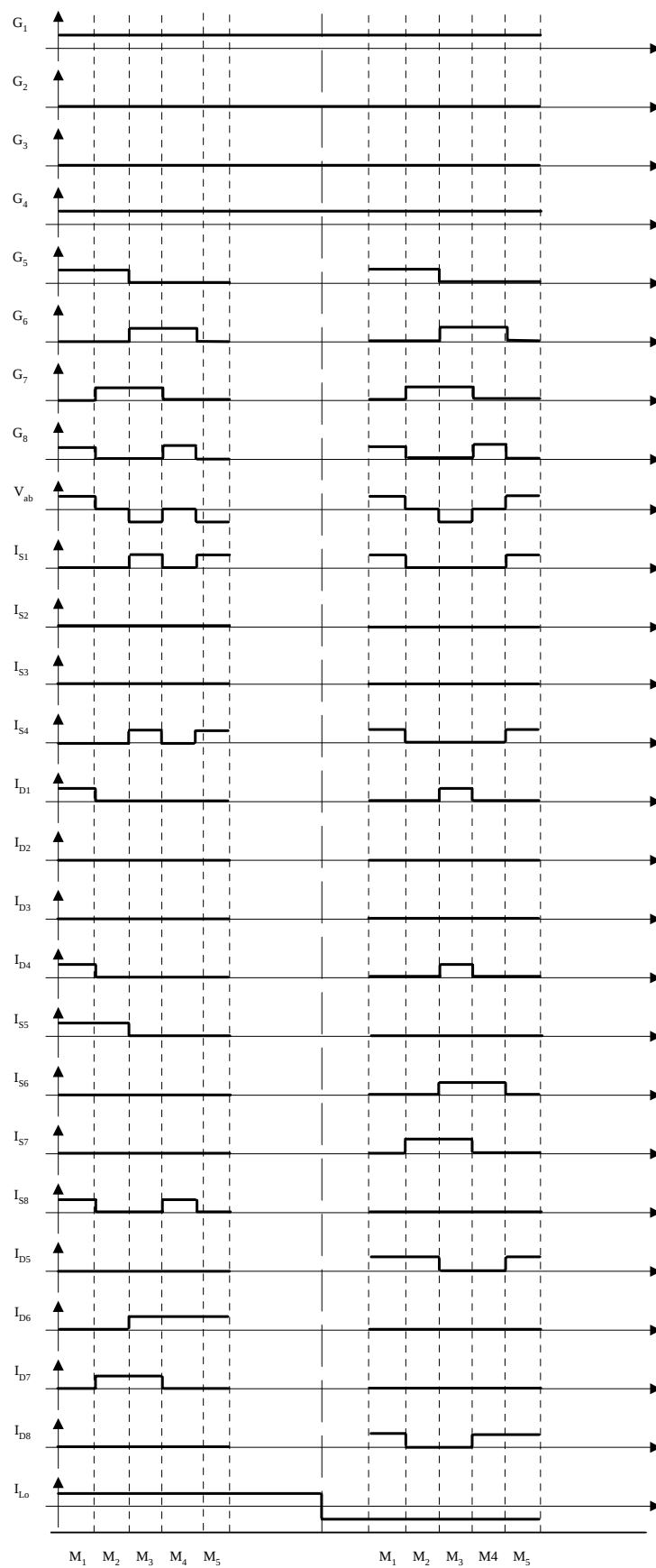


Fig. 58 - Principais formas de onda.

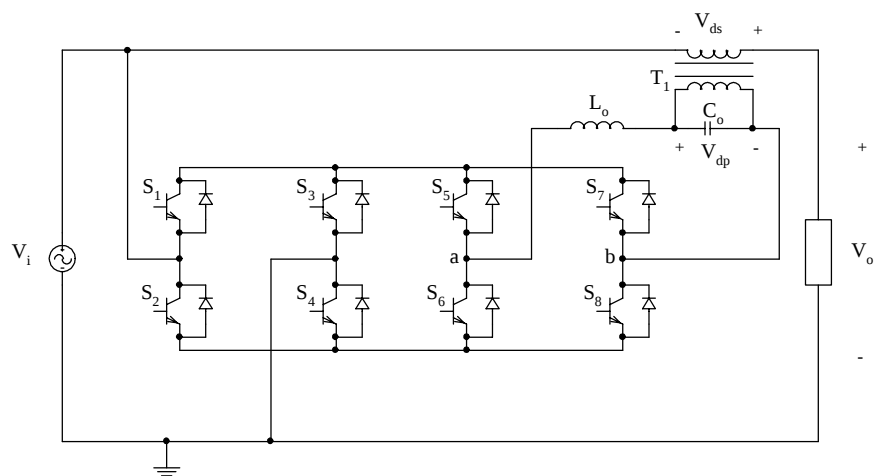


Fig. 59 – Estágio de potência – Topologia 1.

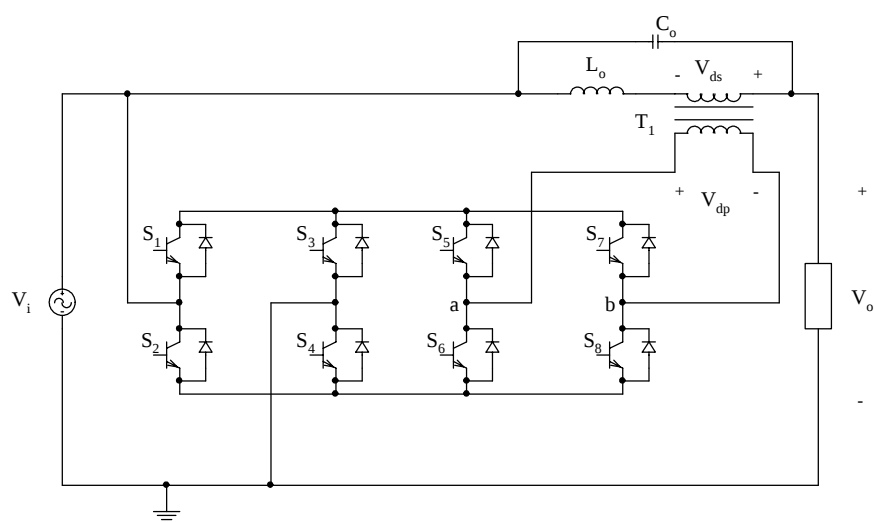


Fig. 60 - Topologia 2.

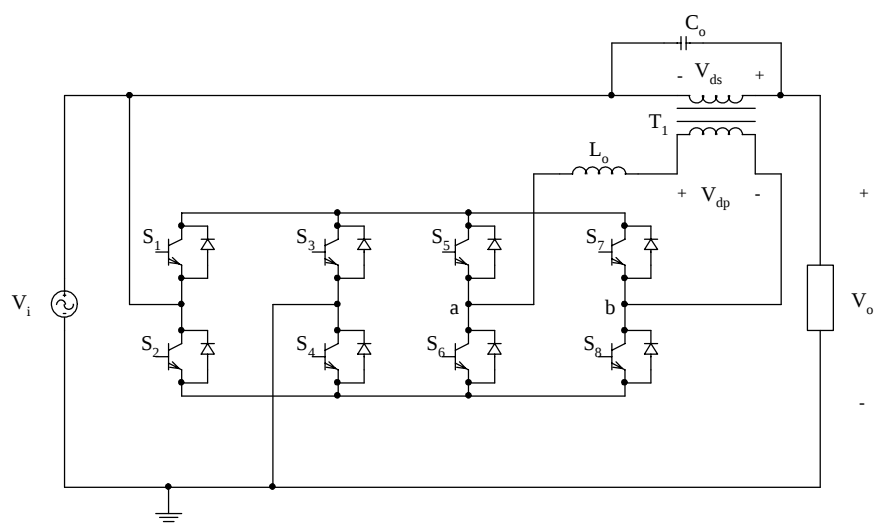


Fig. 61 - Topologia 3.

O equacionamento realizado neste trabalho refere-se a topologia mostrada na Fig. 59. Para as topologias das Fig. 60 e Fig. 61 basta considerar a relação de transformação de T_1 no cálculo do indutor L_o e do capacitor C_o , bem como da função de transferência do conversor.

Um inversor ponte completa pode ser comandado para que a tensão na saída seja de dois níveis ou três níveis. Desta forma o equacionamento do conversor deve ser realizado para estas duas situações distintas.

2.6 Ganho estático

O ganho estático é a relação entre as tensões de entrada e saída do estabilizador. A modulação do inversor em dois ou três níveis interfere na tensão média de saída do inversor. Portanto, deve-se determinar o ganho estático para cada tipo de modulação.

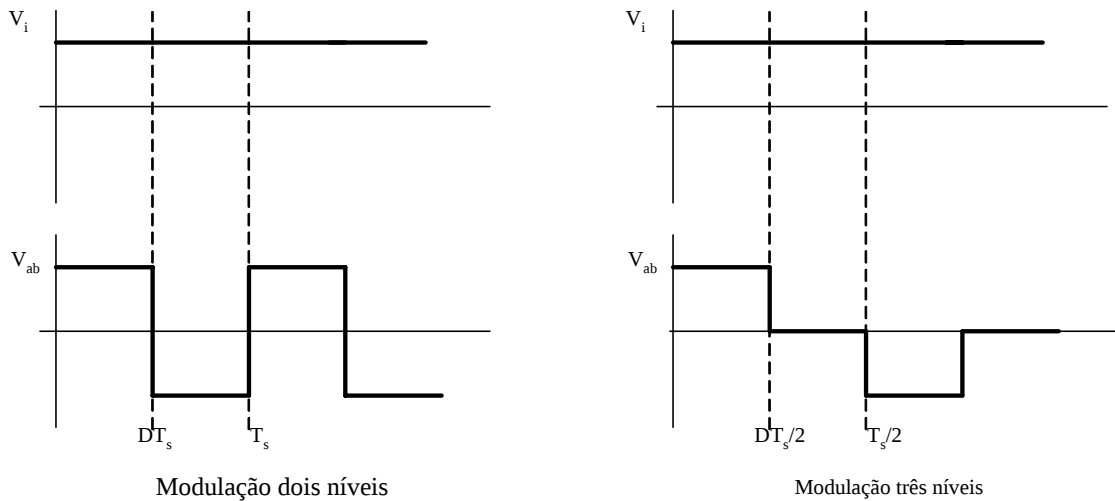


Fig. 62 – Formas de onda para determinar o ganho estático.

2.6.1 Modulação dois níveis

A tensão média nos pontos “a” e “b” é dada por:

$$V_{ab} = V_{dp} = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{DT_s} V_i \cdot dt + \int_{(1-D)T_s}^{DT_s} -V_i \cdot dt \right) \quad (1)$$

$$V_{ab} = V_i (2 \cdot D - 1) \quad (2)$$

A tensão no secundário do transformador é dada por:

$$V_{ds} = \frac{V_{dp}}{n_1} = \frac{V_i (2 \cdot D - 1)}{n_1} \quad (3)$$

Mas:

$$V_{ds} = V_i - V_o \quad (4)$$

$$V_o = V_i - V_{ds} = V_i - \frac{V_i (2 \cdot D - 1)}{n_1} \quad (5)$$

Portanto:

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 - \frac{2 \cdot D - 1}{n_1} \quad (6)$$

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{n_1 + 1 - 2 \cdot D}{n_1} \quad (7)$$

Da mesma forma pode-se obter:

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{2 \cdot D - 1}{n_1} \quad (8)$$

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{n_1 + 2 \cdot D - 1}{n_1} \quad (9)$$

Na Fig. 63 mostra-se um gráfico do ganho estático em função da razão cíclica e da relação de transformação. Pode-se notar que para relação de transformação igual a 1, a tensão de saída poderia variar entre $-2V_i$ e $+2V_i$.

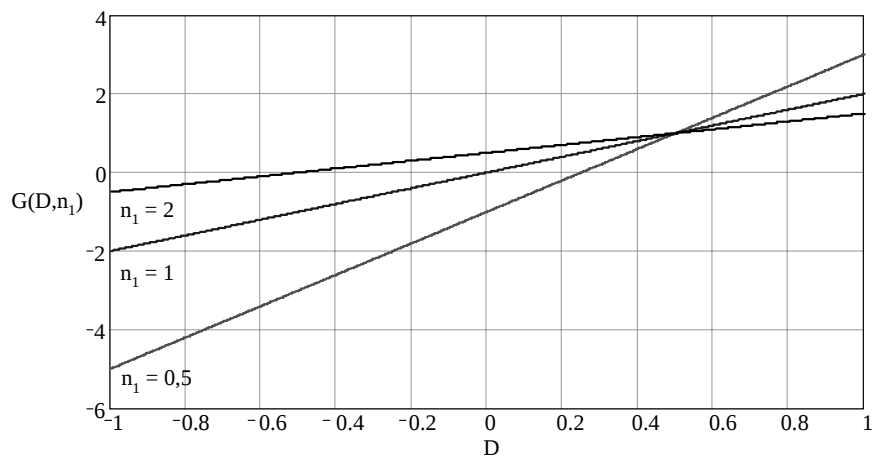


Fig. 63 - Ganho estático em função da razão cíclica.

2.6.2 Modulação três níveis

Para V_{ab} entre zero e $+V_i$, a tensão média nos pontos “a” e “b” é dada por:

$$V_{ab} = V_{dp} = \frac{1}{T_s/2} \int_0^{DT_s/2} V_i \cdot dt = \frac{1}{T_s/2} \cdot V_i \cdot DT_s/2 \quad (10)$$

$$V_{ab} = D \cdot V_i \quad (11)$$

Mas:

$$V_o = V_i + V_{ds} \quad (12)$$

$$V_o = V_i + V_{ds} = V_i + \frac{D \cdot V_i}{n_1} \quad (13)$$

Portanto:

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{D}{n_1} \quad (14)$$

$$\boxed{G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{n_1 + D}{n_1}} \quad (15)$$

Para V_{ab} entre zero e $-V_i$, a tensão média nos pontos “a” e “b” é dada por:

$$V_{ab} = V_{dp} = \frac{1}{T_s/2} \int_0^{DT_s/2} -V_i \cdot dt = \frac{-1}{T_s/2} \cdot V_i \cdot DT_s/2 \quad (16)$$

$$V_{ab} = -D \cdot V_i \quad (17)$$

$$V_o = V_i - V_{ds} \quad (18)$$

$$V_o = V_i - V_{ds} = V_i + \frac{D \cdot V_i}{n_1} \quad (19)$$

Portanto:

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{D}{n_1} \quad (20)$$

$$\boxed{G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{n_1 + D}{n_1}} \quad (21)$$

Esta razão cíclica vale para $-1 \leq D \leq 1$.

2.7 Relação de transformação

A relação de transformação de T_1 é uma variável importante do conversor. Dela depende o correto funcionamento do circuito no que tange a compensação da tensão. Se seu valor for escolhido inadequadamente, o circuito não será capaz de compensar as variações desejadas na tensão de entrada.

Supondo que a tensão de entrada possa variar do valor nominal para um valor abaixo do nominal, ou para um valor acima do nominal, ambos iguais (Δ) e especificados como uma porcentagem da tensão nominal, pode-se determinar a relação de transformação de T_1 como segue. Outra consideração é que a razão cíclica máxima não é igual a 1.

Se a tensão de entrada for mínima tem-se:

$$V_i = V_i^- \quad (22)$$

$$V_i^- = V_i - \Delta \cdot V_i = V_i \cdot (1 - \Delta) \quad (23)$$

Para que a saída fique estabilizada no valor desejado, deve-se ter:

$$V_o = V_i^- + V_{ds} \quad (24)$$

$$V_{dp} = V_i^- \cdot D^+ \quad (25)$$

$$V_{dp} = V_i \cdot (1 - \Delta) \cdot D^+ \quad (26)$$

$$V_{ds} = \frac{V_{dp}}{n_1} = \frac{V_i \cdot (1 - \Delta)}{n_1} \cdot D^+ \quad (27)$$

Mas:

$$V_{ds} = V_o - V_i^- \quad (28)$$

$$V_{ds} = V_o - (V_i - \Delta \cdot V_i) \quad (29)$$

Como $V_o = V_i$:

$$V_{ds} = \Delta \cdot V_i \quad (30)$$

Então:

$$\Delta \cdot V_i = \frac{V_i \cdot (1 - \Delta)}{n_1} \cdot D^+ \quad (31)$$

$$n_1 = \frac{(1-\Delta)}{\Delta} \cdot D^+ \quad (32)$$

Se a tensão de entrada for máxima tem-se:

$$V_i = V_i^+ \quad (33)$$

$$V_i^+ = V_i + \Delta \cdot V_i = V_i \cdot (1 + \Delta) \quad (34)$$

Para que a saída fique estabilizada no valor desejado, deve-se ter:

$$V_o = V_i^+ - V_{ds} \quad (35)$$

$$V_{dp} = V_i^+ \cdot D^- \quad (36)$$

$$V_{dp} = V_i \cdot (1 + \Delta) \cdot D^- \quad (37)$$

$$V_{ds} = \frac{V_{dp}}{n_1} = \frac{V_i \cdot (1 + \Delta)}{n_1} \cdot D^- \quad (38)$$

Mas:

$$V_{ds} = V_i^+ - V_o \quad (39)$$

$$V_{ds} = (V_i + \Delta \cdot V_i) - V_o \quad (40)$$

Como $V_o = V_i$:

$$V_{ds} = \Delta \cdot V_i \quad (41)$$

Então:

$$\Delta \cdot V_i = \frac{V_i \cdot (1 + \Delta)}{n_1} \cdot D^- \quad (42)$$

$$n_1 = \frac{(1 + \Delta)}{\Delta} \cdot D^- \quad (43)$$

Pode-se concluir que as razões cíclicas D^+ e D^- poderiam ter módulos diferentes, mas isso na prática não é interessante. Portanto, faz-se $D^+ = D^- = D_{\max}$ e determina-se n_1 por:

$$n_1 = \frac{(1 - \Delta)}{\Delta} \cdot D_{\max} \quad (44)$$

Por exemplo, para uma tensão de entrada de $220 \text{ V} \pm 20\%$ e razão cíclica máxima de 0,9 obtém-se:

$$n_1 = \frac{(1-\Delta)}{\Delta} \cdot D_{\max} = \frac{(1-0,2)}{0,2} \cdot 0,9 = 3,6$$

2.8 Ondulação de corrente

2.8.1 Dois níveis

Para determinar a ondulação de corrente no indutor de filtragem usar-se-á o circuito equivalente para o indutor no primário. Na Fig. 64 mostra-se o circuito equivalente para os interruptores S_5 e S_8 conduzindo.

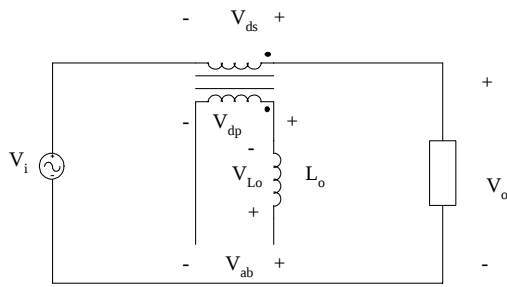


Fig. 64 - Circuito equivalente para indutor no primário.

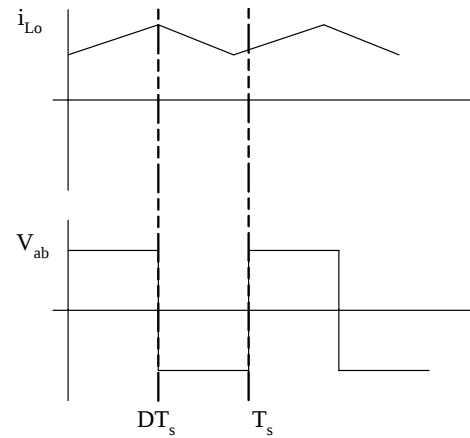


Fig. 65 - Corrente no indutor e tensão V_{AB} .

A tensão sobre o indutor será:

$$V_{L_o} = V_{ab} - V_{dp} \quad (45)$$

Mas:

$$V_{dp} = V_{ds} \cdot n_1 \quad (46)$$

$$V_o = V_i + V_{ds} \quad (47)$$

$$V_{ds} = V_o - V_i \quad (48)$$

$$V_{dp} = (V_o - V_i) \cdot n_1 \quad (49)$$

$$V_{L_o} = V_{ab} - (V_o - V_i) \cdot n_1 \quad (50)$$

Considerando $V_{ab}=V_{ipk}$:

$$V_{Lo} = V_i - (V_o - V_i) \cdot n_1 \quad (51)$$

Mas:

$$V_{Lo} = L_o \cdot \frac{d(i_{Lo})}{dt} \quad (52)$$

Para um período de comutação:

$$V_{Lo} = L_o \cdot \frac{\Delta I_{Lo}}{\Delta T} \quad (53)$$

$$\Delta T = D \cdot T_s \quad (54)$$

$$\Delta I_{Lo} = \frac{V_{Lo}}{L_o \cdot f_s} D \quad (55)$$

$$\Delta I_{Lo} = \frac{V_i - |(V_o - V_i) \cdot n_1|}{L_o \cdot f_s} D \quad (56)$$

É usado o módulo para que a expressão seja válida tanto para tensão de entrada acima ou abaixo da nominal. Pode-se obter a tensão sobre o indutor para os valores extremos de tensão na rede, e assim, obter uma expressão genérica para a ondulação de corrente, conforme segue:

$$V_{Lo} = V_{ab} - V_{dp} \quad (57)$$

$$V_{dp} = V_{ds} \cdot n_1 \quad (58)$$

Considerando $V_{ab}=V_{ipk}$:

$$V_{Lo} = V_i - V_{dp} \quad (59)$$

$$V_{Lo} = V_i - V_{ds} \cdot n_1 \quad (60)$$

$$V_{ds} = \begin{cases} V_o - V_i & \text{se } V_i \leq V_{i_nominal} = 311V \\ V_i - V_o & \text{se } V_i \geq V_{i_nominal} = 311V \end{cases} \quad (61)$$

$$V_{Lo} = \begin{cases} V_i - (V_o - V_i) \cdot n_1 & \text{se } V_i \leq 311V \\ V_i - (V_i - V_o) \cdot n_1 & \text{se } V_i \geq 311V \end{cases} \quad (62)$$

Portanto:

$$\Delta I_{L_o} = \frac{V_{L_o}}{L_o \cdot f_s} D \quad (63)$$

A ondulação de corrente percentual é dada por:

$$\Delta I_{L_o} \% = \Delta I_{L_o} \cdot \frac{50 \cdot V_o \cdot n_1}{P_o} \quad (64)$$

O gráfico da ondulação de corrente, em percentual da corrente eficaz de saída do conversor, em função da tensão de entrada, é mostrado na Fig. 66. Nesta figura usou-se um indutor de 1 mH, frequência de comutação de 20 kHz e relação de transformação igual a 2.

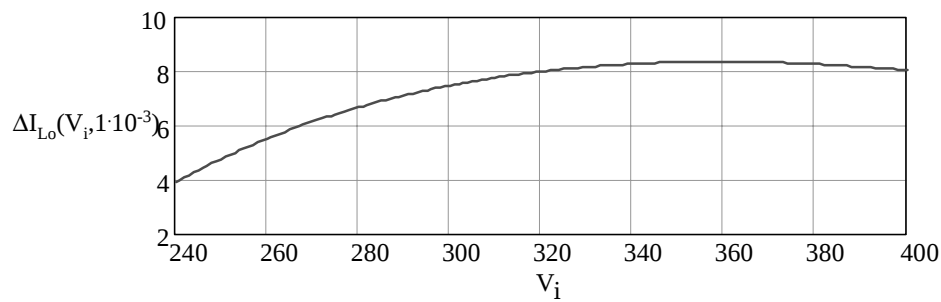


Fig. 66 - Ondulação de corrente em função da tensão de entrada.

Para determinar-se o valor da tensão, para a qual ocorre a máxima ondulação de corrente deve-se derivar a expressão (63) em relação a V_i e igualar a mesma a zero.

2.8.2 Três níveis

Para determinar a ondulação de corrente no indutor de filtro usar-se-á o circuito equivalente para o indutor no primário. Na Fig. 67 mostra-se o circuito equivalente para os interruptores S_5 e S_8 conduzindo.

A tensão sobre o indutor será:

$$V_{L_o} = V_{ab} - V_{dp} \quad (65)$$

$$V_{dp} = V_{ds} \cdot n_1 \quad (66)$$

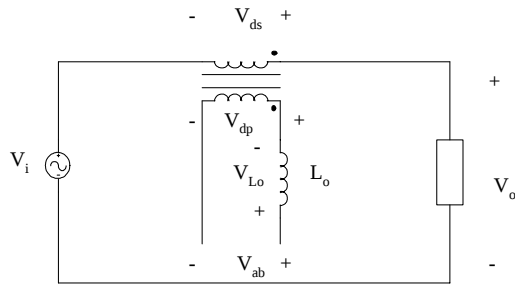


Fig. 67 - Circuito equivalente para indutor no primário.

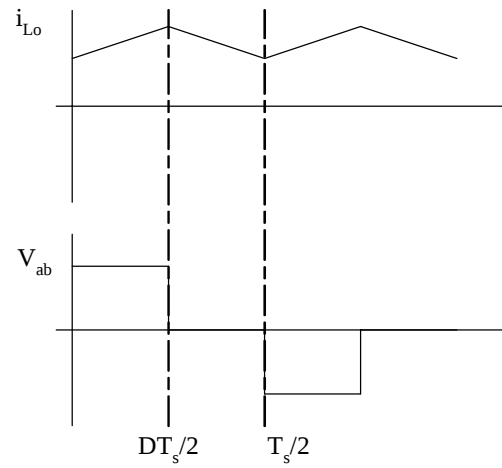


Fig. 68 - Corrente no indutor e tensão V_{AB} .

Considerando $V_{ab}=V_{ipk}$:

$$V_{Lo} = V_i - V_{dp} \quad (67)$$

$$V_{Lo} = V_i - V_{ds} \cdot n_1 \quad (68)$$

$$V_{ds} = \begin{cases} V_o - V_i & \text{se } V_i \leq V_{i_no\ minal} = 311\text{V} \\ V_i - V_o & \text{se } V_i \geq V_{i_no\ minal} = 311\text{V} \end{cases} \quad (69)$$

$$V_{Lo} = \begin{cases} V_i - (V_o - V_i) \cdot n_1 & \text{se } V_i \leq 311\text{V} \\ V_i - (V_i - V_o) \cdot n_1 & \text{se } V_i \geq 311\text{V} \end{cases} \quad (70)$$

Mas:

$$V_{Lo} = L_o \cdot \frac{d(i_{Lo})}{dt} \quad (71)$$

Para um período de comutação:

$$V_{Lo} = L_o \cdot \frac{\Delta I_{Lo}}{\Delta T} \quad (72)$$

$$\Delta T = D \cdot T_s / 2 \quad (73)$$

$$\boxed{\Delta I_{Lo} = \frac{V_{Lo}}{2 \cdot L_o \cdot f_s} D} \quad (74)$$

A ondulação de corrente percentual é dada por:

$$\Delta I_{Lo} \% = \Delta I_{Lo} \cdot \frac{50 \cdot V_o \cdot n_1}{P_o} \quad (75)$$

O gráfico da ondulação de corrente, em percentual da corrente eficaz de saída do conversor, em função da tensão de entrada, é mostrado na Fig. 69. Nesta figura usou-se um indutor de 1 mH, frequência de comutação de 20 kHz e relação de transformação igual a 3.

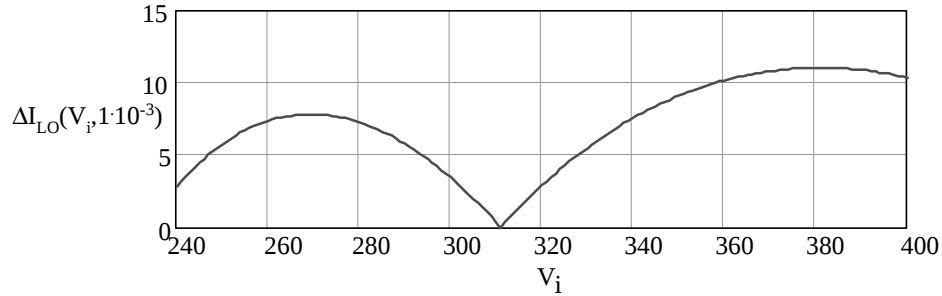


Fig. 69 - Ondulação de corrente em função da tensão de entrada.

Para determinar-se o valor da tensão, para a qual ocorre a máxima ondulação de corrente deve-se derivar a expressão (74) em relação a V_i e igualar a mesma a zero.

Se o indutor for utilizado no secundário, conforme mostrado na Fig. 70, a ondulação de corrente será obtida conforme segue.

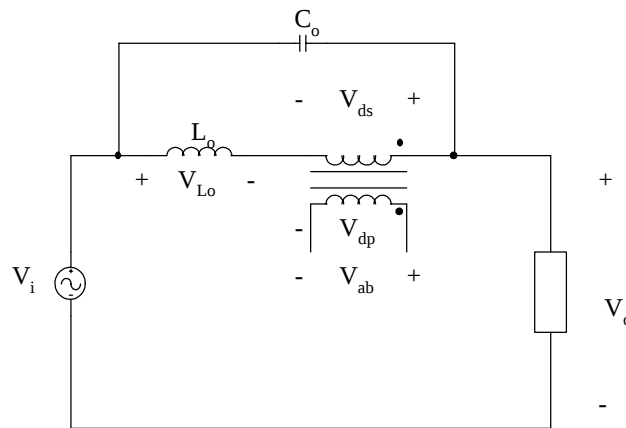


Fig. 70 - Circuito equivalente para indutor no secundário.

Se $V_i = V_i^-$, tem-se que:

$$-V_i - V\Delta + V_o = 0 \quad (76)$$

$$V\Delta = V_o - V_i \quad (77)$$

$$V_{Lo} - V_{ds} + V\Delta = 0 \quad (78)$$

$$V_{Lo} = V_{ds} - V\Delta \quad (79)$$

Mas:

$$V_{ds} = \frac{V_{dp}}{n_1} = \frac{V_i}{n_1} \quad (80)$$

$$V_{Lo} = \frac{V_i}{n_1} - V\Delta = \frac{V_i}{n_1} - (V_o - V_i) \quad (81)$$

$$V_{Lo} = V_i \cdot \left(1 + \frac{1}{n_1}\right) - V_o \quad (82)$$

Se $V_i = V_i^+$, tem-se que:

$$-V_i + V\Delta + V_o = 0 \quad (83)$$

$$V\Delta = V_i - V_o \quad (84)$$

$$V_{Lo} - V_{ds} + V\Delta = 0 \quad (85)$$

$$V_{Lo} = V_{ds} - V\Delta \quad (86)$$

Mas:

$$V_{ds} = \frac{V_{dp}}{n_1} = \frac{V_i}{n_1} \quad (87)$$

$$V_{Lo} = \frac{V_i}{n_1} - V\Delta = \frac{V_i}{n_1} - (V_i - V_o) \quad (88)$$

$$V_{Lo} = V_i \cdot \left(\frac{1}{n_1} - 1\right) + V_o \quad (89)$$

Portanto:

$$V_{Lo} = \begin{cases} V_i \cdot \left(1 + \frac{1}{n_1}\right) - V_o & \text{se } V_i \leq 311V \\ V_i \cdot \left(\frac{1}{n_1} - 1\right) + V_o & \text{se } V_i \geq 311V \end{cases} \quad (90)$$

Como:

$$V_{Lo} = L_o \cdot \frac{\Delta I_{Lo}}{\Delta T} \quad (91)$$

$$\boxed{\Delta I_{Lo} = \frac{V_{Lo}}{2 \cdot f_s \cdot L_o}} \quad (92)$$

A ondulação de corrente percentual é dada por:

$$\Delta I_{L_o} \% = \Delta I_{L_o} \cdot \frac{50 \cdot V_o}{P_o} \quad (93)$$

O gráfico da ondulação de corrente, em percentual da corrente eficaz de saída do conversor, em função da tensão de entrada, é mostrado na Fig. 71. Nesta figura usou-se um indutor de 1 mH, frequência de comutação de 20 kHz e relação de transformação igual a 3.

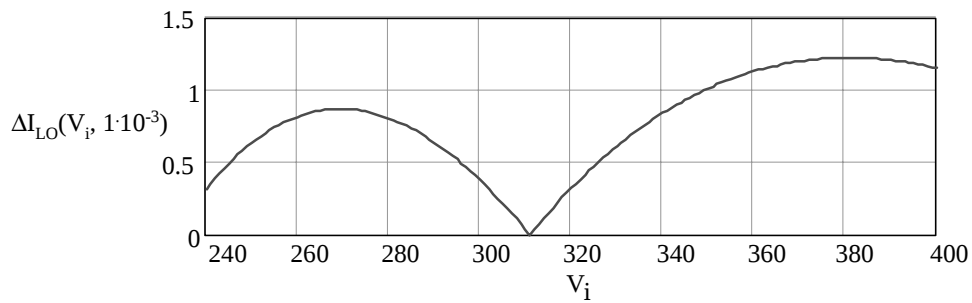


Fig. 71 - Ondulação de corrente em função da tensão de entrada.

Se for utilizado indutor no primário e aproveitando-se a indutância de dispersão do transformador, conforme mostrado nas Fig. 72 e Fig. 73, tem-se o equacionamento conforme segue.

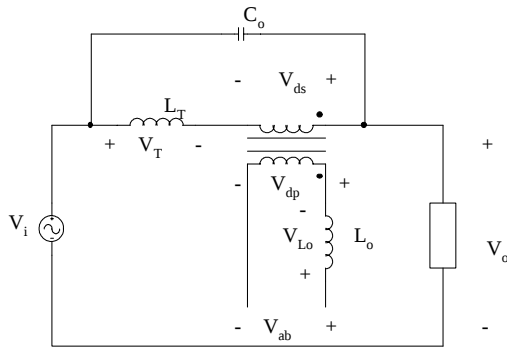


Fig. 72 - Circuito equivalente para indutor no primário.

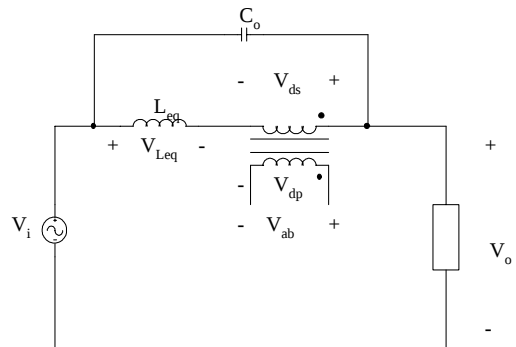


Fig. 73 - Circuito equivalente.

Tem-se que:

$$L_{eq} = L_T + \frac{L_o}{n_1^2} \quad (94)$$

Se $V_i = V_i^-$, tem-se que:

$$-V_i - V\Delta + V_o = 0 \quad (95)$$

$$V\Delta = V_o - V_i \quad (96)$$

$$V_{Leq} - V_{ds} + V\Delta = 0 \quad (97)$$

$$V_{Leq} = V_{ds} - V\Delta \quad (98)$$

Mas:

$$V_{ds} = \frac{V_{dp}}{n_1} = \frac{V_i}{n_1} \quad (99)$$

$$V_{Leq} = \frac{V_i}{n_1} - V\Delta = \frac{V_i}{n_1} - (V_o - V_i) \quad (100)$$

$$V_{Leq} = V_i \cdot \left(1 + \frac{1}{n_1}\right) - V_o \quad (101)$$

Se $V_i = V_i^+$, tem-se que:

$$-V_i + V\Delta + V_o = 0 \quad (102)$$

$$V\Delta = V_i - V_o \quad (103)$$

$$V_{Leq} - V_{ds} + V\Delta = 0 \quad (104)$$

$$V_{Leq} = V_{ds} - V\Delta \quad (105)$$

Mas:

$$V_{ds} = \frac{V_{dp}}{n_1} = \frac{V_i}{n_1} \quad (106)$$

$$V_{Leq} = \frac{V_i}{n_1} - V\Delta = \frac{V_i}{n_1} - (V_i - V_o) \quad (107)$$

$$V_{Leq} = V_i \cdot \left(\frac{1}{n_1} - 1\right) + V_o \quad (108)$$

Portanto:

$$V_{Leq} = \begin{cases} V_i \cdot \left(1 + \frac{1}{n_1}\right) - V_o & \text{se } V_i \leq 311V \\ V_i \cdot \left(\frac{1}{n_1} - 1\right) + V_o & \text{se } V_i \geq 311V \end{cases} \quad (109)$$

Como:

$$V_{Leq} = L_{eq} \cdot \frac{\Delta I_{Leq}}{\Delta T} \quad (110)$$

$$\Delta I_{Leq} = \frac{V_{Leq}}{2 \cdot f_s \cdot L_{eq}} \quad (111)$$

A ondulação de corrente percentual é dada por:

$$\Delta I_{Leq} \% = \Delta I_{Leq} \cdot \frac{50 \cdot V_o}{P_o} \quad (112)$$

O gráfico da ondulação de corrente, em percentual da corrente eficaz de saída do conversor, em função da tensão de entrada, é mostrado na Fig. 74. Nesta figura usou-se um indutor de 1 mH, frequência de comutação de 20 kHz e relação de transformação igual a 3.

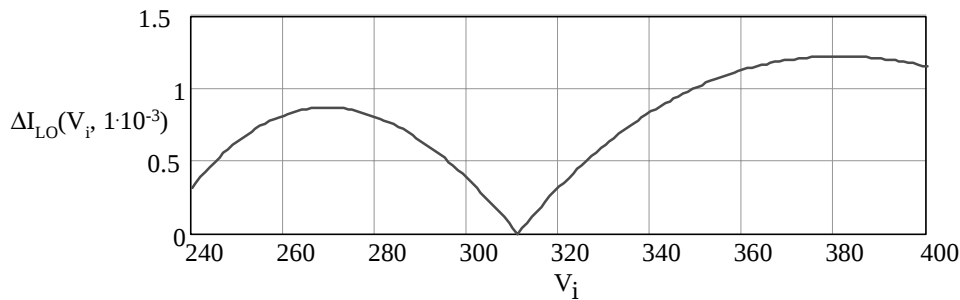


Fig. 74 - Ondulação de corrente em função da tensão de entrada.

2.9 Ondulação de tensão

A ondulação de tensão presente no capacitor de filtragem é devida à ondulação de corrente do indutor do filtro. Assim, para determinar a ondulação de tensão, será considerado o indutor como sendo uma fonte de corrente, conforme mostrado na Fig. 75. A carga de saída (R_o^*) deve estar referida ao circuito do conversor.

As formas de onda da corrente e tensão no capacitor estão mostradas na Fig. 76. Durante o intervalo de tempo ΔT_a , os interruptores S_5 e S_8 estão conduzindo, e a corrente no indutor cresce. Já durante o tempo ΔT_b , os interruptores S_6 e S_7 estão conduzindo, e a corrente no indutor decresce. A tensão no capacitor está defasada de 90° em relação à corrente no indutor.

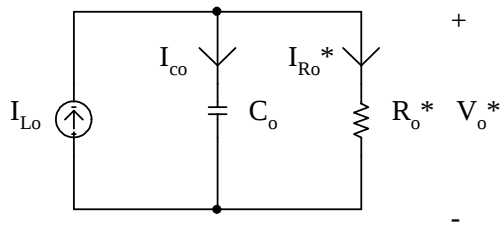


Fig. 75 - Circuito para determinar a ondulação de tensão.

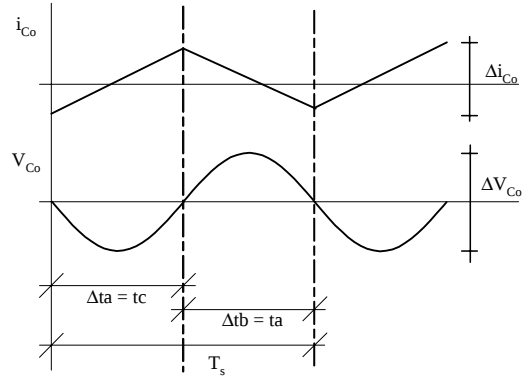


Fig. 76 - Formas de onda da corrente e tensão no capacitor de filtro.

A ondulação de corrente no capacitor é considerada igual à ondulação de corrente no indutor e seu valor fundamental é dado por:

$$\Delta I_{C_o} = \Delta I_{L_o} \quad (113)$$

$$I_{C_o} = \frac{4}{\pi^2} \cdot \Delta I_{C_o} \cdot \cos(\omega t) \quad (114)$$

Em valores máximos tem-se:

$$\frac{I_{C_{o_{max}}}}{2} = \frac{4}{\pi^2} \cdot \Delta I_{C_{o_{max}}} \quad (115)$$

Pode-se escrever também:

$$V_{C_o} = I_{C_o} \cdot X_{C_o} = I_{C_o} \cdot \frac{1}{\omega \cdot C_o} \quad (116)$$

$$V_{C_o} = \frac{4}{\pi^2} \cdot \Delta I_{C_o} \cdot \cos(\omega t) \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot C_o} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (117)$$

$$V_{C_o} = \frac{2 \cdot \Delta I_{C_o}}{\pi^3 \cdot f_s \cdot C_o} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (118)$$

$$\frac{\Delta V_{C_o}}{2} = \frac{2 \cdot \Delta I_{C_o}}{\pi^3 \cdot f_s \cdot C_o} \quad (119)$$

2.9.1 Dois níveis

Para modulação dois níveis, com indutor e capacitor no primário, tem-se:

$$\Delta I_{C_o} = \frac{1}{L_o \cdot f_s} \cdot \left[V_i - |(V_o - V_i) \cdot n_1| \right] \cdot D_{max} \quad (120)$$

$$\Delta V_{Co} = \frac{4}{\pi^3 \cdot f_s^2 \cdot L_o \cdot C_o} \cdot \left[V_i - |(V_o - V_i) \cdot n_1| \right] \cdot D_{\max} \quad (121)$$

Em termos de ondulação relativa:

$$\Delta V_{Co} \% = \Delta V_{Co} \cdot \frac{100}{V_o \cdot n_1} \quad (122)$$

Na Fig. 77 mostra-se a ondulação de tensão para um indutor de 1 mH e para um capacitor de 10 μ F, com relação de transformação de 2, tendo como parâmetro variável a tensão de entrada.

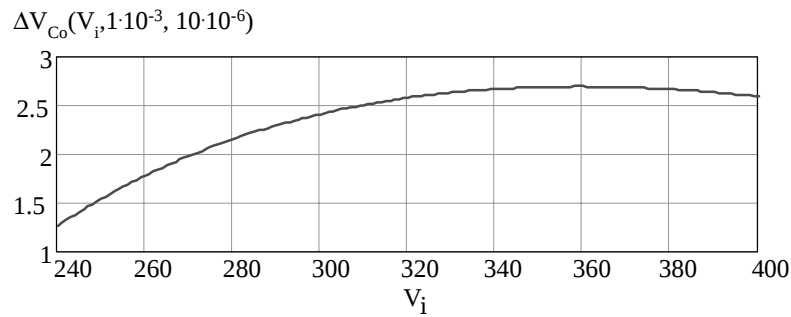


Fig. 77 - Ondulação de tensão em função da tensão de entrada.

2.9.2 Três níveis

Modulação três níveis com indutor e capacitor no primário

$$\Delta I_{Co} = \frac{V_{Lo}}{2 \cdot L_o \cdot f_s} \cdot D_{\max} \quad (123)$$

$$V_{Lo} = \begin{cases} V_i - (V_o - V_i) \cdot n_1 & \text{se } V_i \leq 311 \text{ V} \\ V_i - (V_i - V_o) \cdot n_1 & \text{se } V_i \geq 311 \text{ V} \end{cases} \quad (124)$$

$$\Delta V_{Co} = \frac{V_{Lo}}{\pi^3 \cdot f_s^2 \cdot L_o \cdot C_o} \cdot D_{\max} \quad (125)$$

Em termos de ondulação relativa:

$$\Delta V_{Co} \% = \Delta V_{Co} \cdot \frac{100}{V_o \cdot n_1} \quad (126)$$

Na Fig. 78 mostra-se a ondulação de tensão para um indutor de 1 mH e para um capacitor de 1 μ F, com relação de transformação de 3, tendo como parâmetro variável a tensão de entrada.

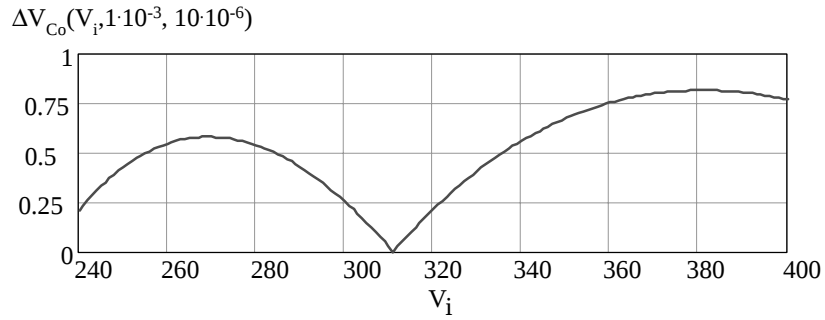


Fig. 78 - Ondulação de tensão em função da tensão de entrada.

Para o capacitor no secundário do transformador, pode-se desenhar o circuito mostrado na Fig. 79. Em termos de ondulação de tensão, o circuito da Fig. 79 pode ser redesenhado conforme a Fig. 80.

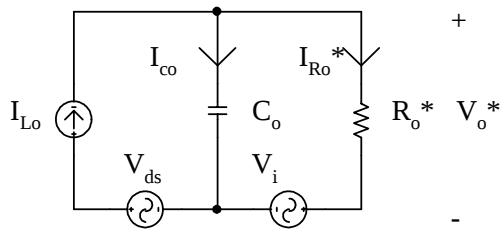


Fig. 79 - Circuito para determinar a ondulação de tensão.

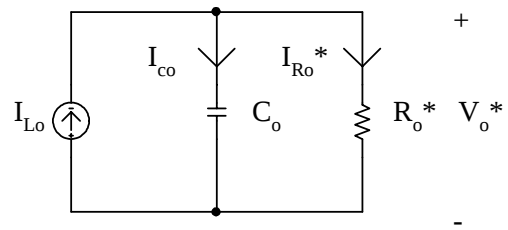


Fig. 80 – Circuito equivalente.

A ondulação de corrente no capacitor é considerada igual à ondulação de corrente no indutor, e seu valor fundamental é dado por:

$$\Delta I_{C_o} = \Delta I_{L_o} \quad (127)$$

$$I_{C_o} = \frac{4}{\pi^2} \cdot \Delta I_{C_o} \cdot \cos(\omega t) \quad (128)$$

Em valores máximos tem-se:

$$\frac{I_{C_{o_{max}}}}{2} = \frac{4}{\pi^2} \cdot \Delta I_{C_{o_{max}}} \quad (129)$$

Pode-se escrever também:

$$V_{C_o} = I_{C_o} \cdot X_{C_o} = I_{C_o} \cdot \frac{1}{\omega \cdot C_o} \quad (130)$$

$$V_{C_o} = \frac{4}{\pi^2} \cdot \Delta I_{C_o} \cdot \cos(\omega t) \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot C_o} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (131)$$

$$V_{Co} = \frac{2 \cdot \Delta I_{Co}}{\pi^3 \cdot f_s \cdot C_o} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (132)$$

$$\frac{\Delta V_{Co}}{2} = \frac{2 \cdot \Delta I_{Co}}{\pi^3 \cdot f_s \cdot C_o} \quad (133)$$

Modulação três níveis com indutor e capacitor no secundário

$$\Delta I_{Co} = \frac{V_{Lo}}{2 \cdot L_o \cdot f_s} \cdot D_{\max} \quad (134)$$

$$V_{Lo} = \begin{cases} V_i \cdot \left(1 + \frac{1}{n_1}\right) - V_o & \text{se } V_i \leq 311 \text{ V} \\ V_i \cdot \left(\frac{1}{n_1} - 1\right) + V_o & \text{se } V_i \geq 311 \text{ V} \end{cases} \quad (135)$$

$$\Delta V_{Co} = \frac{V_{Lo}}{\pi^3 \cdot f_s^2 \cdot L_o \cdot C_o} \cdot D_{\max} \quad (136)$$

Em termos de ondulação relativa:

$$\Delta V_{Co} \% = \Delta V_{Co} \cdot \frac{100}{V_o} \quad (137)$$

Na Fig. 81 mostra-se a ondulação de tensão para um indutor de 1 mH e para um capacitor de 1 μ F, com relação de transformação de 3, tendo como parâmetro variável a tensão de entrada.

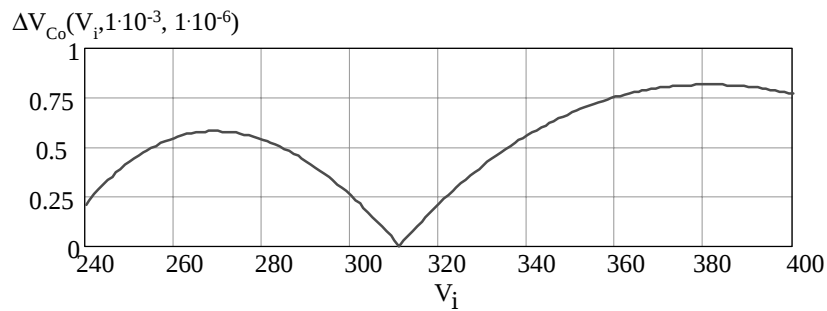


Fig. 81 - Ondulação de tensão em função da tensão de entrada.

2.10 Ganho estático usando modelo da chave PWM

O ganho estático do conversor em estudo foi obtido em item anterior. No entanto, visando comprovar o modelo da chave PWM de Vorpérian aplicado ao estabilizador de tensão alternada,

obter-se-á novamente a expressão que relaciona a tensão de saída com a tensão de entrada.

Na Fig. 82 mostra-se um circuito equivalente do conversor, com o qual pode-se desenhar o circuito baseado no modelo da chave PWM mostrado na Fig. 84. Já na Fig. 83 mostra-se o circuito modelado pela chave PWM para obter-se o ganho estático.

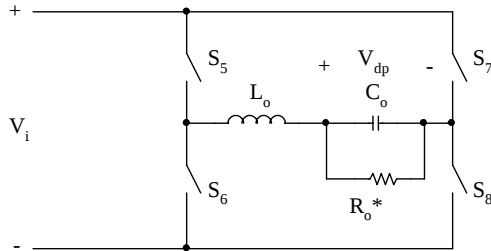


Fig. 82 - Circuito equivalente do conversor.

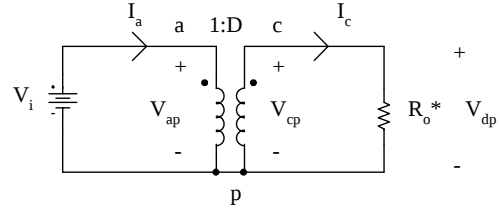


Fig. 83 - Circuito modelado para obter-se o ganho estático.

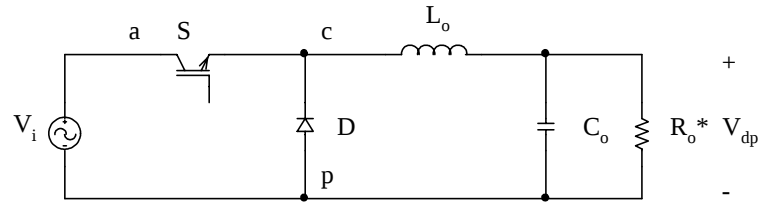


Fig. 84 - Circuito com o modelo da chave PWM.

Baseado no circuito da Fig. 83 pode-se escrever:

$$V_{ap} = V_i \quad (138)$$

$$V_{cp} = D \cdot V_{ap} \quad (139)$$

$$V_{cp} = D \cdot V_i \quad (140)$$

$$I_c = I_o = \frac{V_{dp}}{R_o^*} \quad (141)$$

$$V_{dp} = V_{cp} \quad (142)$$

$$V_{dp} = V_{ap} \cdot D \quad (143)$$

$$V_{dp} = V_i \cdot D \quad (144)$$

Mas:

$$V_o = V_i + V_{ds} \quad (145)$$

$$V_{ds} = V_o - V_i \quad (146)$$

$$V_{dp} = n_1 \cdot (V_o - V_i) \quad (147)$$

$$n_1 \cdot (V_o - V_i) = V_i \cdot D \quad (148)$$

Portanto:

$$\boxed{\frac{V_o}{V_i} = \frac{n_1 + D}{n_1}} \quad (149)$$

Conforme encontrado anteriormente.

2.11 Função de transferência

Na Fig. 85 mostra-se o conversor modelado para obter-se a função de transferência do mesmo.

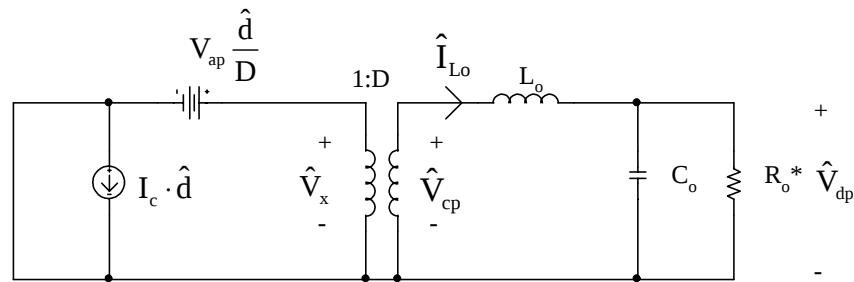


Fig. 85 – Circuito do conversor, modelado para pequenos sinais.

A partir do circuito da Fig. 85 pode-se obter:

$$\hat{V}_x = V_{ap} \cdot \frac{\hat{d}}{D} \quad (150)$$

$$\hat{V}_{cp} = D \cdot \hat{V}_x = D \cdot \left(V_{ap} \cdot \frac{\hat{d}}{D} \right) \quad (151)$$

$$\hat{V}_{cp} = V_{ap} \cdot \hat{d} \quad (152)$$

Mas:

$$\hat{V}_{dp} - \hat{V}_{cp} + \hat{V}_{Lo} = 0 \quad (153)$$

$$\hat{V}_{cp} = \hat{V}_{Lo} + \hat{V}_{dp} \quad (154)$$

Tem-se que:

$$\hat{i}_c = \hat{i}_{Lo} = \hat{i}_{Co} + \hat{i}_{Ro}^* \quad (155)$$

$$\hat{i}_{Co}(s) = s \cdot C_o \cdot \hat{v}_{dp}(s) \quad (156)$$

$$\hat{i}_{Ro}^*(s) = \frac{\hat{v}_{dp}(s)}{R_o^*} \quad (157)$$

$$\hat{i}_{Lo}(s) = s \cdot C_o \cdot \hat{v}_{dp}(s) + \frac{\hat{v}_{dp}(s)}{R_o^*} \quad (158)$$

Mas:

$$\hat{v}_{Lo}(s) = s \cdot L_o \cdot \hat{i}_{Lo}(s) \quad (159)$$

$$\hat{v}_{Lo}(s) = s \cdot L_o \cdot \left(s \cdot C_o \cdot \hat{v}_{dp}(s) + \frac{\hat{v}_{dp}(s)}{R_o^*} \right) \quad (160)$$

Desta forma:

$$\hat{v}_{cp} = s \cdot L_o \cdot \left(s \cdot C_o \cdot \hat{v}_{dp}(s) + \frac{\hat{v}_{dp}(s)}{R_o^*} \right) + \hat{v}_{dp} \quad (161)$$

$$\hat{v}_{cp} = \hat{v}_{dp} \cdot \left[s^2 \cdot L_o \cdot C_o + s \cdot \frac{L_o}{R_o^*} + 1 \right] \quad (162)$$

Então:

$$\hat{v}_{cp} = V_{ap} \cdot \hat{d} \quad (163)$$

$$V_{ap} = V_i \quad (164)$$

$$V_i \cdot \hat{d}(s) = \hat{v}_{dp} \cdot \left[s^2 \cdot L_o \cdot C_o + s \cdot \frac{L_o}{R_o^*} + 1 \right] \quad (165)$$

$$\frac{\hat{v}_{dp}(s)}{\hat{d}(s)} = V_i \cdot \frac{1}{\left[s^2 \cdot L_o \cdot C_o + s \cdot \frac{L_o}{R_o^*} + 1 \right]} \quad (166)$$

O estágio de potência do conversor pode ser redesenhando conforme a Fig. 86. Desta forma obtém-se:

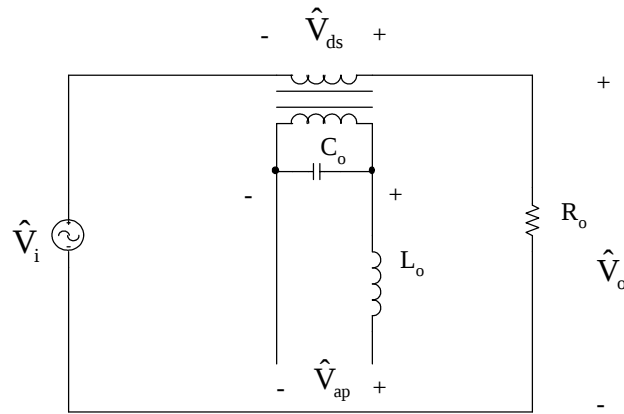


Fig. 86 - Circuito equivalente do conversor.

$$\hat{V}_o = \hat{V}_i + \hat{V}_{ds} \quad (167)$$

$$\hat{V}_{ds} = \hat{V}_o - \hat{V}_i \quad (168)$$

Desprezando as perturbações presentes na tensão de entrada:

$$\hat{V}_{ds} = \hat{V}_o \quad (169)$$

$$\hat{V}_{dp}(s) = n_1 \cdot \hat{V}_{ds} = n_1 \cdot \hat{V}_o \quad (170)$$

Também:

$$R_o^* = R_o \cdot n_1^2 \quad (171)$$

Portanto:

$$\frac{n_1 \cdot \hat{V}_o(s)}{\hat{d}(s)} = V_i \cdot \frac{1}{\left[s^2 \cdot L_o \cdot C_o + s \cdot \frac{L_o}{R_o \cdot n_1^2} + 1 \right]} \quad (172)$$

$$\boxed{\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_i}{n_1} \cdot \frac{1}{\left[s^2 \cdot L_o \cdot C_o + s \cdot \frac{L_o}{R_o \cdot n_1^2} + 1 \right]}} \quad (173)$$

Mas:

$$\hat{d}(s) = \frac{v_c(s)}{v_s(s)} = \frac{V_c}{V_s} \quad (174)$$

Assim, finalmente:

$$G(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_c(s)} = \frac{V_i}{n_1 \cdot V_s} \cdot \frac{1}{\left[s^2 \cdot L_o \cdot C_o + s \cdot \frac{L_o}{R_o \cdot n_1^2} + 1 \right]} \quad (175)$$

Se o capacitor for colocado no lado secundário do transformador, ter-se-á o circuito equivalente mostrado na Fig. 87. Considerando que a tensão de entrada não varie, pode-se desenhar os circuitos da Fig. 88 e da Fig. 89.

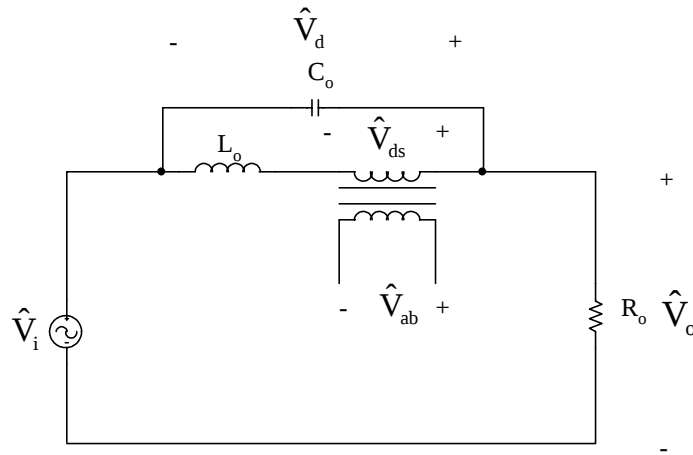


Fig. 87 - Circuito equivalente do conversor.

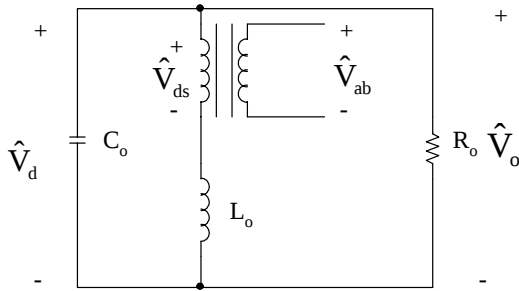


Fig. 88 - Circuito redesenhado.

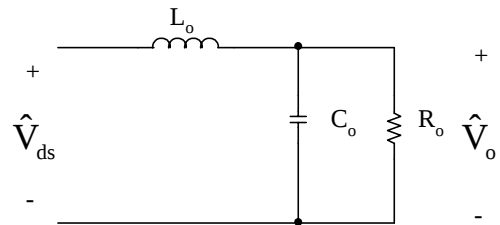


Fig. 89 - Circuito do filtro de saída.

Sabe-se que:

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{ds}(s)} = FT_1 \quad (176)$$

$$FT_1 = \frac{1}{\left[s^2 \cdot L_o \cdot C_o + s \cdot \frac{L_o}{R_o} + 1 \right]} \quad (177)$$

Resta determinar:

$$\frac{\hat{v}_{ds}(s)}{\hat{d}(s)} = FT_2 \quad (178)$$

Os circuitos equivalentes para determinar FT_2 são mostrados nas Fig. 90, Fig. 91 e Fig. 92.

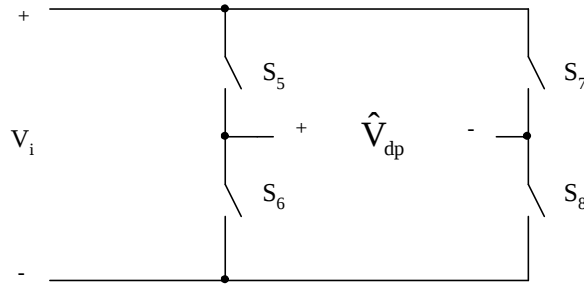


Fig. 90 - Circuito equivalente do conversor.

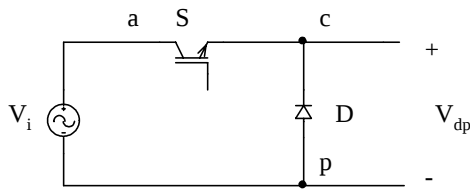


Fig. 91 - Circuito com o modelo da chave PWM.

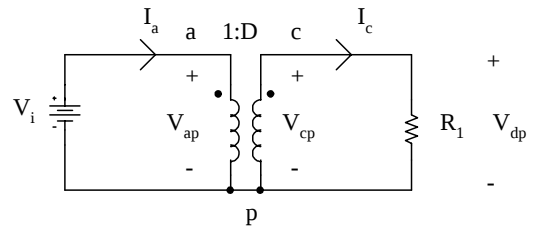


Fig. 92 - Circuito modelado para obter-se o ganho estático.

Baseado no circuito da Fig. 92 pode-se escrever:

$$V_{ap} = V_i \quad (179)$$

$$V_{cp} = D \cdot V_{ap} \quad (180)$$

$$V_{cp} = D \cdot V_i \quad (181)$$

$$I_c = I_1 = \frac{V_{dp}}{R_1} \quad (182)$$

$$V_{dp} = V_{cp} \quad (183)$$

$$V_{dp} = V_{ap} \cdot D \quad (184)$$

$$V_{dp} = V_i \cdot D \quad (185)$$

O modelo de pequenos sinais é mostrado na Fig. 93.

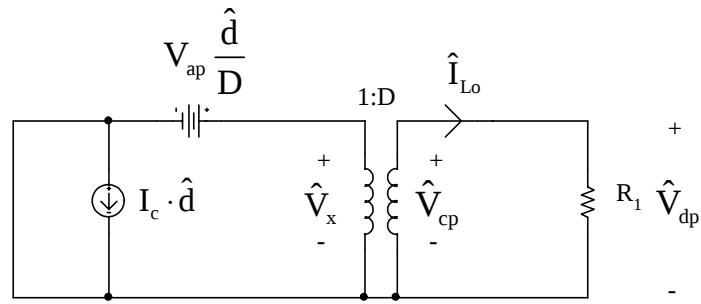


Fig. 93 - Circuito modelado para pequenos sinais.

A partir do circuito da Fig. 93, pode-se obter:

$$\hat{v}_x = V_{ap} \cdot \frac{\hat{d}}{D} \quad (186)$$

$$\hat{v}_{cp} = D \cdot \hat{v}_x = D \cdot \left(V_{ap} \cdot \frac{\hat{d}}{D} \right) \quad (187)$$

$$\hat{v}_{cp} = V_{ap} \cdot \hat{d} \quad (188)$$

$$\hat{v}_{cp} = V_i \cdot \hat{d} \quad (189)$$

$$\hat{v}_{dp} = \hat{v}_{cp} = V_i \cdot \hat{d} \quad (190)$$

$$\hat{v}_{ds} = \frac{\hat{v}_{dp}}{n_1} = \frac{V_i \cdot \hat{d}}{n_1} \quad (191)$$

Então:

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = FT_1 \cdot FT_2 \quad (192)$$

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_i}{n_1} \cdot \frac{1}{\left[s^2 \cdot L_o \cdot C_o + s \cdot \frac{L_o}{R_o} + 1 \right]} \quad (193)$$

Mas:

$$\hat{d}(s) = \frac{v_c(s)}{v_s(s)} = \frac{V_c}{V_s} \quad (194)$$

Assim, finalmente:

$$G(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{v_c(s)} = \frac{V_i}{n_1 \cdot V_s} \cdot \frac{1}{\left[s^2 \cdot L_o \cdot C_o + s \cdot \frac{L_o}{R_o} + 1 \right]} \quad (195)$$

Nota-se que R_1 não aparece na função de transferência completa. Pode-se verificar que I_c depende de R_1 , mas como a variação na tensão de entrada foi feita igual a zero ($\hat{v}_i = 0$), então o termo $\hat{d} \cdot I_c$ não influencia na função de transferência.

2.12 Controle da tensão de saída

Para que o conversor estudado anteriormente atue como um estabilizador de tensão é necessário o controle em malha fechada da tensão de saída. Este controle pode ser instantâneo, corrigindo o valor eficaz da tensão de saída e a sua forma, ou então atuar de forma lenta, no intuito de corrigir apenas o valor eficaz. Em ambos os casos, é necessário detectar (amostrar) a tensão de saída. Isto pode ser feito de diferentes formas:

- Retificador mais filtro – retificando a tensão de saída e filtrando a mesma para obter um valor médio proporcional ao valor eficaz;
- Algoritmos matemáticos – implementados com auxílio de eletrônica digital podem medir o valor eficaz da tensão de saída;
- Detecção ortogonal – desde que a tensão de entrada seja senoidal e a saída também, é facilmente obtido um valor médio proporcional ao valor eficaz, conforme mostrado na Fig. 94;
- Valor instantâneo – utiliza-se apenas um sensor de tensão ou divisor resistivo, levando ao circuito de controle uma amostra da tensão com sua forma original.

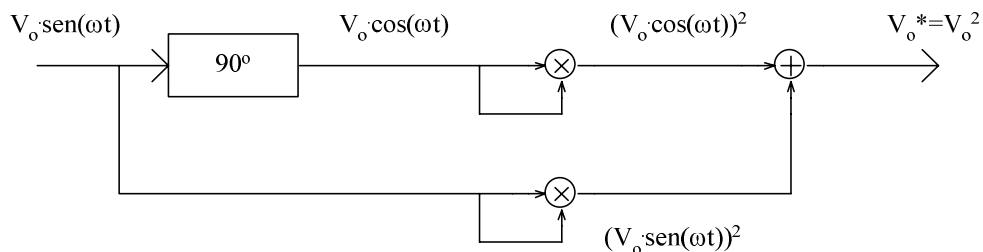


Fig. 94 - Detector ortogonal.

Quando se deseja que o estabilizador atue regulando a tensão de saída e corrigindo a forma de onda da tensão, disponibilizando na saída uma tensão senoidal com baixo conteúdo

harmônico, deve-se utilizar um detector instantâneo, pois o circuito de controle deve ser sensível a variações de amplitude e forma na tensão da saída.

2.13 Conclusão

Neste capítulo foi realizado o estudo teórico da topologia escolhida para um estabilizador monofásico do tipo compensador de tensão.

Apresentaram-se variações topológicas, dentre as quais escolheu-se uma para servir de base para descrição das etapas de funcionamento do conversor, bem como para exemplificar as principais formas de onda do mesmo.

Foram determinadas expressões para o ganho estático, relação de transformação do transformador compensador, ondulações de tensão e de corrente no filtro do inversor e funções de transferência para as topologias apresentadas.

Resumidamente abordou-se a detecção da tensão de saída, necessária para a operação em malha fechada do estabilizador.

No próximo capítulo apresenta-se a metodologia de projeto e os resultados experimentais de um estabilizador de tensão alternada de 10 kVA, operando em malha fechada e funcionando com carga linear e não-linear.

3 Metodologia de projeto e resultados experimentais

3.1 Introdução

O objetivo deste capítulo é apresentar o projeto, simulação e resultados experimentais de um estabilizador de tensão alternada de 10 KVA. A metodologia de projeto é fornecida simultaneamente ao projeto dos componentes do estabilizador. Isso é feito com intuito de não triplicar as expressões utilizadas, uma vez que as mesmas já foram deduzidas e apresentadas no capítulo precedente.

Inicialmente realiza-se o projeto do estágio de potência, seguido pelo projeto dos elementos dos circuitos de comando e controle, e por fim, são mostrados os resultados experimentais do protótipo implementado em laboratório. Através de uma série de ensaios comprova-se o funcionamento da topologia proposta, e verifica-se a necessidade de estudos posteriores, a fim de melhorar e otimizar o funcionamento do estabilizador projetado.

3.2 Projeto do estágio de potência

3.2.1 Introdução

Neste item serão projetados os elementos do estágio de potência do conversor. Ressalta-se que para o transformador especifica-se a relação de transformação e a potência. Em seguida o mesmo é confeccionado. A partir do transformador construído mede-se a indutância de dispersão. Pode-se então dimensionar o indutor, visto que a indutância de filtragem necessária é a soma da indutância de dispersão do transformador mais a indutância do indutor a ser construído.

3.2.2 Dados de entrada

Os dados necessários para projetar o estabilizador são listados a seguir.

- | | |
|---------------------------|---|
| • $\Delta = 0,2$ | Variação na tensão de entrada; |
| • $V_i = 311\text{ V}$ | Tensão de entrada de pico nominal; |
| • $V_o = 311\text{ V}$ | Tensão de saída de pico; |
| • $P_o = 10\text{ kW}$ | Potência de saída; |
| • $\Delta V_o \cong 3\%$ | Ondulação na tensão de saída; |
| • $\Delta I_L \cong 20\%$ | Ondulação na corrente do indutor de filtro; |
| • $f_s = 20\text{ kHz}$ | Frequência de comutação; |

- $\Delta T = 40^0$ Celsius Aumento de temperatura permitido;
- $D_{\max} = 0,98$ Razão cíclica máxima;
- $\eta = 0,82$ Rendimento mínimo para projeto conservativo;
- $T_a = 40^0$ Celsius Temperatura ambiente;
- $T_j = 120^0$ Celsius Temperatura máxima na junção dos semicondutores;
- $V_s = 5$ V Tensão de pico da triangular;
- $R_{ps} = 10$ k Ω Resistência permanente na saída;
- $H = \frac{3,11}{311} = 0,01$ V / V Atenuação do sensor de tensão da saída;
- $f_r = 60$ Hz Frequência da rede;
- $\text{didtH} = 0,12$ A / μ s Derivada da corrente da carga não-linear na subida;
- $\text{didtL} = -0,24$ A / μ s Derivada da corrente da carga não-linear na descida;
- $I_{op} = 137$ A Corrente de pico da carga não-linear.

3.2.3 Transformador T_1

A relação de transformação de T_1 será:

$$n_1 = \frac{(1-\Delta)}{\Delta} \cdot D_{\max} = \frac{(1-0,2)}{0,2} \cdot 0,98 = 3,92$$

$$n_1 = 3$$

A potência do transformador será:

$$I_o = \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{V_o} = \frac{\sqrt{2} \cdot 10\,000}{311} = 45,45 \text{ A}$$

$$P_1 = \Delta \cdot \frac{V_i}{\sqrt{2}} \cdot I_o = 0,2 \cdot \frac{311}{\sqrt{2}} \cdot 45,45 = 2 \text{ kVA}$$

Pode-se obter o ganho estático máximo e mínimo e verificar os limites de compensação:

$$G(D) = \frac{n_1 + D}{n_1}$$

$$G(D_{\max}) = 1,327$$

$$G(-D_{\max}) = 0,673$$

$$V_{\Delta} = V_{dp} \geq \Delta \cdot V_i \cdot n_1 = 0,2 \cdot 311 \cdot 3 = 186,6 \text{ V}$$

$$V_{\Delta}^1 = V_i \cdot (1 + \Delta) \cdot G(D_{\max}) = 311 \cdot (1 + 0,2) \cdot 1,327 = 495,112 \text{ V} \quad \checkmark$$

$$V_{\Delta}^2 = V_i \cdot (1 + \Delta) \cdot G(-D_{\max}) = 311 \cdot (1 + 0,2) \cdot 0,673 = 251,288 \text{ V} \quad \checkmark$$

$$V_{\Delta}^3 = V_i \cdot (1 - \Delta) \cdot G(D_{\max}) = 311 \cdot (1 - 0,2) \cdot 1,327 = 330,075 \text{ V} \quad \checkmark$$

$$V_{\Delta}^4 = V_i \cdot (1 - \Delta) \cdot G(-D_{\max}) = 311 \cdot (1 - 0,2) \cdot 0,673 = 167,525 \text{ V} \quad \checkmark$$

3.2.4 Filtro de saída

O gráfico da ondulação de corrente é mostrado na Fig. 95.

$$V_{\text{Leq}}(V_i) = \begin{cases} V_i \cdot \left(1 + \frac{1}{n_1}\right) - V_o & \text{se } V_i \leq 311 \text{ V} \\ V_i \cdot \left(\frac{1}{n_1} - 1\right) + V_o & \text{se } V_i \geq 311 \text{ V} \end{cases}$$

$$D(V_i) = n_1 \cdot \left(\frac{V_o}{V_i} - 1\right)$$

$$\Delta I_{\text{Leq}} \% = \Delta I_{\text{Leq}} \cdot \frac{50 \cdot V_o}{P_o}$$

$$\Delta I_{\text{Leq}}(L_{\text{eq}}, V_i) = \frac{V_{\text{Leq}}(V_i)}{2 \cdot f_s \cdot L_{\text{eq}}} = \frac{1}{2 \cdot f_s \cdot L_{\text{eq}}} \cdot V_{\text{Leq}}(V_i) \cdot D(V_i) \cdot \frac{50 \cdot V_o}{P_o}$$

Escolhendo-se um indutor equivalente tem-se:

$$L_{\text{eq}} = 60 \mu\text{H}$$

$$\Delta I_{\text{Leq}}(L_{\text{eq}}, 373) = 20,139\%$$

Em valores absolutos, a ondulação de corrente será:

$$\Delta I_{\text{Leq}}(L_{\text{eq}}, V_i) = \frac{V_{\text{Leq}}(V_i)}{2 \cdot f_s \cdot L_{\text{eq}}} = \frac{1}{2 \cdot f_s \cdot L_{\text{eq}}} \cdot V_{\text{Leq}}(V_i) \cdot D(V_i)$$

$$\Delta I_{\text{Leq}}(L_{\text{eq}}, 249) = 6,536 \text{ A} \quad \text{Na menor tensão de entrada}$$

$$\Delta I_{\text{Leq}}(L_{\text{eq}}, 311) = 0 \text{ A} \quad \text{Na tensão de entrada nominal}$$

$$\Delta I_{\text{Leq}}(L_{\text{eq}}, 373) = 12,951 \text{ A} \quad \text{Na tensão de entrada máxima}$$

Por restrições de controle, o capacitor deve ser maior que:

$$C_o \geq \frac{100}{(2\pi \cdot f_s)^2 \cdot L_{eq}} = \frac{100}{(2\pi \cdot 20k)^2 \cdot 60\mu} = 100\mu F$$

Escolhendo-se capacitores comerciais:

$C_o = 4 \times 33\mu F$ do fabricante Epcos

$$\Delta VC_o(373, L_{eq}, C_o) = 0,102\%$$

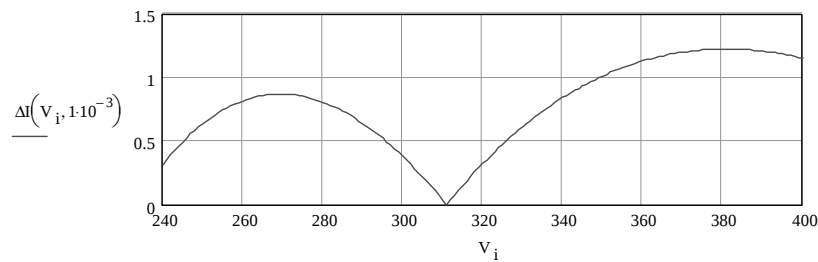


Fig. 95 - Ondulação de corrente em função da tensão de entrada.

Deve ser verificado se as quedas de tensão devido à carga não-linear não inviabilizam o correto funcionamento do estabilizador.

Subida da corrente

$$V_{Leq} = L_{eq} \cdot \frac{di}{dt} = 60\mu \cdot \frac{0,12}{10^{-6}} = 7,2 \text{ V}$$

$$\begin{cases} V_{ab} = V_i \cdot (1 + \Delta) \cdot (-D_{max}) = 311 \cdot (1 + 0,2) \cdot -0,98 = -365,736 \text{ V} \\ V_{ds} = \frac{V_{ab}}{n_1} - V_{Leq} = \frac{-365,736}{3} - 7,2 = -129,112 \text{ V} \end{cases} \quad \checkmark$$

$$\begin{cases} V_{ab} = V_i \cdot (1 - \Delta) \cdot (D_{max}) = 311 \cdot (1 - 0,2) \cdot 0,98 = 243,824 \text{ V} \\ V_{ds} = \frac{V_{ab}}{n_1} - V_{Leq} = \frac{243,824}{3} - 7,2 = 74,075 \text{ V} \end{cases} \quad \checkmark$$

Descida da corrente

$$V_{Leq} = L_{eq} \cdot \frac{di}{dt} = 60\mu \cdot \frac{-0,24}{10^{-6}} = -14,4 \text{ V}$$

$$\begin{cases} V_{ab} = V_i \cdot (1 + \Delta) \cdot (-D_{max}) = 311 \cdot (1 + 0,2) \cdot -0,98 = -365,736 \text{ V} \\ V_{ds} = \frac{V_{ab}}{n_1} - V_{Leq} = \frac{-365,736}{3} - (-14,4) = -107,512 \text{ V} \end{cases} \quad \checkmark$$

$$\begin{cases} V_{ab} = V_i \cdot (1 - \Delta) \cdot (D_{\max}) = 311 \cdot (1 - 0,2) \cdot 0,98 = 243,824 \text{ V} \\ V_{ds} = \frac{V_{ab}}{n_1} - V_{Leq} = \frac{243,824}{3} - (-14,4) = 95,675 \text{ V} \end{cases} \quad \checkmark$$

3.2.5 Esforços nos componentes

A indutância equivalente do lado primário é dada por:

$$L_o = n_1^2 \cdot L_{eq} = 3^2 \cdot 60 \mu = 540 \mu\text{H}$$

Semicondutores

$V_p = V_i \cdot (1 + \Delta) = 311 \cdot (1 + 0,2) = 373,2 \text{ V}$	Tensão de pico
$I_{sM} = \frac{I_{op}}{n_1} + \frac{\Delta I_{Lo}(373, L_o)}{2 \cdot n_1} = \frac{137}{3} + \frac{12,951}{2 \cdot 3} = 45,926 \text{ A}$	Corrente máxima
$I_{sp} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_o}{n_1} + \frac{\Delta I_{Lo}(373, L_o)}{2 \cdot n_1} = \frac{\sqrt{2} \cdot 45,45}{3} + \frac{12,951}{2 \cdot 3} = 21,695 \text{ A}$	Corrente de pico
$I_{s14_med} = \frac{I_{sp}}{\pi} = \frac{21,695}{\pi} = 6,906 \text{ A}$	Corrente média
$I_{s14_ef} = \frac{I_{sp}}{2} = \frac{21,695}{2} = 10,848 \text{ A}$	Corrente eficaz
$I_{s58_med} = \frac{I_{sp}}{\pi} = \frac{21,695}{\pi} = 6,906 \text{ A}$	Corrente média
$I_{s58_ef} = \frac{I_{sp}}{2} = \frac{21,695}{2} = 10,848 \text{ A}$	Corrente eficaz

Com base nos esforços acima obtidos foi escolhido o interruptor do tipo IGBT da IR, que tem as seguintes características:

- IRG4psc71ud
- Tensão máxima – 600 V
- Corrente média @ 20 kHz – 25 A para cápsula em 100 °C
- Tensão de coletor emissor – 1,7 V
- Resistência térmica cápsula – dissipador – 0,24 °C/W
- Resistência térmica junção – cápsula - IGBT – 0,36 °C/W
- Resistência térmica junção – cápsula – Diodo – 0,69 °C/W

Capacitor de filtragem

$$V_c = V_i \cdot \Delta = 311 \cdot 0,2 = 62,2 \text{ V}$$

Tensão de pico

$$I_{c_ef} = \Delta I_{L_o} (373, L_o) \cdot \sqrt{\frac{4}{3}} \cdot n_1 = 5,384 \text{ A}$$

Corrente eficaz

Indutor de filtragem

$$V_L = V_i = 311 \text{ V}$$

Tensão de pico

$$I_{Lp} = I_{sp} = 21,695 \text{ A}$$

Corrente de pico

$$I_{L_med} = \frac{2 \cdot I_{sp}}{\pi} = \frac{2 \cdot 21,695}{\pi} = 13,812 \text{ A}$$

Corrente média

$$I_{L_ef} = \frac{I_{sp}}{\sqrt{2}} = \frac{21,695}{\sqrt{2}} = 15,341 \text{ A}$$

Corrente eficaz

Dissipador

As perdas obtidas por simulação valem:

$$P_{sT} = 32 \text{ W}$$

Perdas nos interruptores

$$P_{dT} = 34 \text{ W}$$

Perdas nos diodos

Portanto, as temperaturas no dissipador serão:

$$T_{ds} = T_j - (R_{jcs} + R_{cd}) \cdot P_{sT} = 120 - (0,36 + 0,24) \cdot 32 = 100,8 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$T_{dd} = T_j - (R_{jcd} + R_{cd}) \cdot P_{sD} = 120 - (0,69 + 0,24) \cdot 34 = 88,4 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$R_{da} = \frac{T_{dd} - T_a}{P_{sT} + P_{dT}} = \frac{88,4 - 40}{32 + 34} = 0,73 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

O dissipador escolhido é da Semikron, modelo SP 0,25, o qual tem R_{da} de $0,61 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ sem ventilação forçada. Como as perdas foram obtidas por simulação, preferiu-se usar ventilação forçada para garantir o correto funcionamento do estágio de potência.

3.2.6 Projeto físico do indutor

Escolha do núcleo

- $k = 0,7$

Fator de enrolamento

- $J = 450 \text{ A/cm}^2$ Densidade de corrente
- $B = 0,35 \text{ T}$ Máxima densidade de fluxo magnético
- $\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$ Permeabilidade do ar

Portanto:

$$\Delta B = 2 \cdot B \cdot \frac{\Delta I_{L_o}(373, L_o)}{I_{L_p} \cdot n_1} = 2 \cdot 0,35 \cdot \frac{12,951}{21,695 \cdot 3} = 0,028 \text{ T}$$

Serão construídos dois indutores em série. Portanto, considerando a indutância de dispersão do transformador:

$$L_o = (L_o - L_{ds}) \cdot n_1^2 = (60\mu - 27\mu) \cdot 3^2 \cong 300\mu\text{H}$$

$$L_o = \frac{L_o}{2} = \frac{300\mu}{2} = 150\mu\text{H}$$

$$A_e A_w = \frac{L_o \cdot I_{sM} \cdot I_{L_{ef}} \cdot 10^4}{k \cdot B \cdot J} = \frac{150\mu \cdot 45,93 \cdot 15,34 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,35 \cdot 450} = 9,5 \text{ cm}^4$$

Escolheu-se o núcleo EE 65/39 Thornton, que tem as seguintes características:

- $A_e = 7,98 \text{ cm}^2$ Área efetiva
- $l_t = 11 \text{ cm}$ Comprimento médio de uma espira
- $A_w = 3,7 \text{ cm}^2$ Área da janela
- $V_e = 117,3 \text{ cm}^4$ Volume do núcleo
- $A_e A_w = 29,53 \text{ cm}^4$ Produto de áreas

Número de espiras

$$N = \frac{L_o \cdot I_{sM} \cdot 10^4}{B \cdot A_e} = \frac{150\mu \cdot 45,93 \cdot 10^4}{0,35 \cdot 7,98} \cong 25 \text{ espiras}$$

Entreferro

$$lg = \frac{N^2 \cdot \mu_o \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_o} = \frac{25^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 7,98 \cdot 10^{-2}}{150\mu} = 0,43 \text{ cm}$$

Perdas no núcleo

$$k_H = 4 \cdot 10^{-5} \quad k_E = 4 \cdot 10^{-10}$$

$$P_{\text{nucleo}} = (\Delta B)^{2,4} \cdot (k_H \cdot f_s + k_E \cdot f_s^2)$$

$$P_{\text{nucleo}} = (0,028)^{2,4} \cdot (4 \cdot 10^{-5} \cdot 20k + 4 \cdot 10^{-10} \cdot (20k)^2) = 0,022 \text{ W}$$

Seção dos condutores

$$d \leq 2 \cdot \Delta = 2 \cdot 0,053 = 0,106 \text{ cm}$$

$$s = \frac{I_{L_ef}}{J} = \frac{15,34}{450} = 0,034 \text{ cm}^2$$

$$N_{\text{fios}} = \frac{s}{A_{22\text{AWG}}} = \frac{0,034}{0,003255} = 10,44 \quad \rightarrow 25 \text{ fios } 22 \text{ AWG em paralelo}$$

Perdas nos condutores

$$R_{\text{fio}} = N \cdot \frac{\rho_{22\text{AWG}}}{N_{\text{fios}}} \cdot l_t = 25 \cdot \frac{0,000708}{25} \cdot 11 = 7,8 \text{ m}\Omega$$

$$P_{\text{fio}} = R_{\text{fio}} \cdot I_{L_ef}^2 = 7,8 \text{ m} \cdot 15,34^2 = 1,864 \text{ W}$$

Elevação de temperatura

$$P_{\text{total}} = P_{\text{nucleo}} + P_{\text{fio}} = 0,022 + 1,864 = 1,885 \text{ W}$$

$$R_t = 23 \cdot (A_e A_w)^{-0,37} = 23 \cdot (29,53)^{-0,37} = 6,573 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W}$$

$$\Delta t = P_{\text{total}} \cdot R_t = 1,885 \cdot 6,573 = 12,4 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Fator de ocupação

$$A_{w_nec} = \frac{N \cdot N_{\text{fios}} \cdot S_{22\text{AWG}}}{0,7} = \frac{25 \cdot 25 \cdot 0,004013}{0,7} = 3,583 \text{ cm}^2$$

$$k_{\text{ocup}} = \frac{A_{w_nec}}{A_w} = \frac{3,583}{3,7} = 0,968$$

3.2.7 Esquemático e foto do estágio de potência

Na Fig. 96 mostra-se o diagrama esquemático do estágio de potência projetado, e na Fig. 97, a foto do protótipo montado em laboratório.

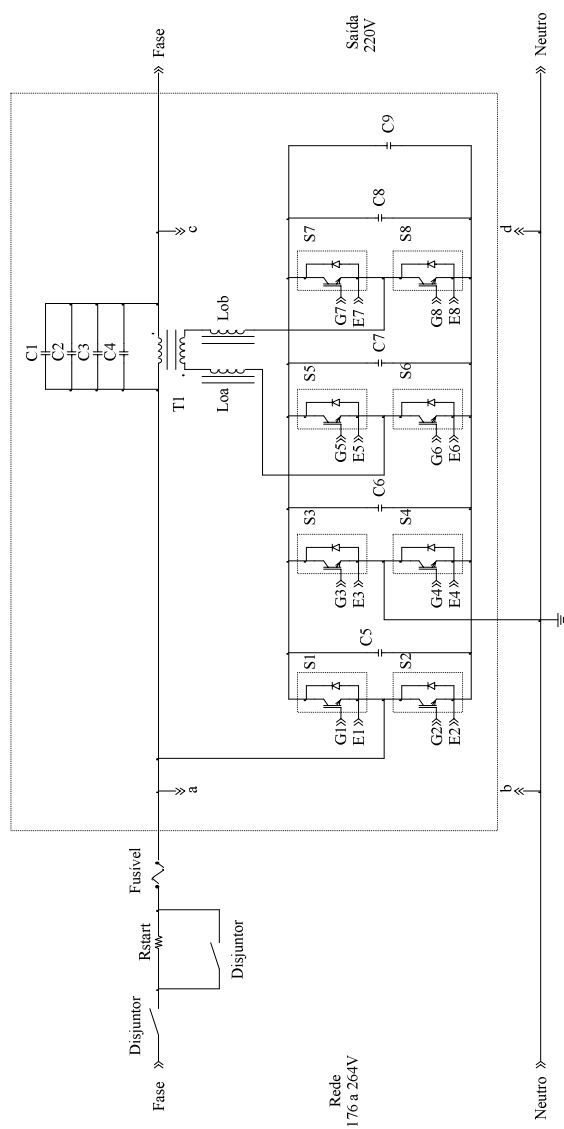


Fig. 96 - Esquemático do estágio de potência.

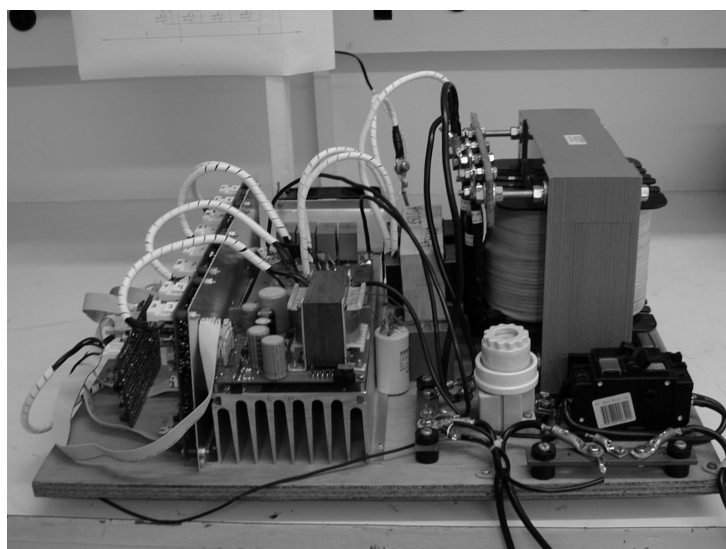


Fig. 97 - Foto do protótipo montado.

3.3 Projeto dos circuitos de comando e controle

3.3.1 Introdução

Neste item serão projetados os elementos dos circuitos de comando e controle do estabilizador. Alguns componentes não são projetados, pois os mesmos são recomendações de fabricantes ou então amplamente utilizados na literatura.

3.3.2 Sensor da tensão da saída

O circuito para monitorar a tensão da saída é um divisor resistivo com ganho apropriado, seguido de um circuito buffer (adaptador de impedância). Na Fig. 98 mostra-se o circuito do sensor da tensão de saída.

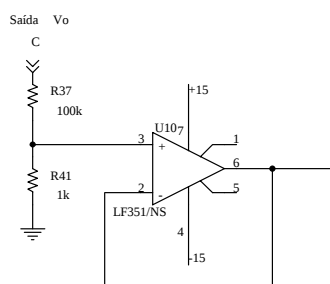


Fig. 98 - Sensor da tensão da saída.

O ganho do divisor resistivo especificado anteriormente, é dado por:

$$H = \frac{V_{o_ref}}{V_o} = \frac{3,11}{311} = 0,01 \text{ V / V}$$

Escolhendo-se para $R_{41} = 1 \text{ k}\Omega$, tem-se:

$$R_{37} = R_{41} \cdot \frac{1-H}{H} = 1\text{k} \cdot \frac{1-0,01}{0,01} = 99\text{k} \cong 100\text{k}\Omega$$

3.3.3 Retificador de precisão

Devido à lógica de comando utilizada, tem-se a necessidade de retificar a tensão de saída amostrada, para ser comparada com uma senóide de referência também retificada. Esta retificação deve ser feita com precisão. Na Fig. 99 mostra-se o circuito do retificador de precisão.

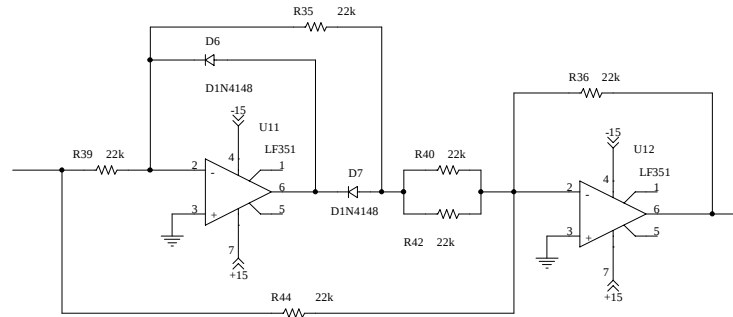


Fig. 99 - Retificador de precisão.

3.3.4 Filtro passa-baixas

Em diversos pontos do circuito foram inseridos filtros de primeira ordem para eliminar ruídos de alta frequência presentes nos sinais processados. Estes filtros são circuitos que bloqueiam as altas frequências, deixando passar com pouca atenuação as baixas frequências, da ordem de 60Hz. O circuito de um dos filtros passa-baixas é mostrado na Fig. 100.

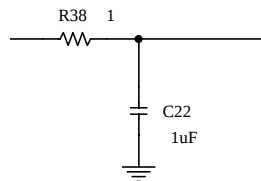


Fig. 100 - Filtro passa-baixas.

A função de transferência de um filtro de primeira ordem é dada por:

$$G(s) = \frac{1}{1 + s \cdot R_{38} \cdot C_{22}}$$

Plotando esta função no domínio da frequência tem-se os diagramas de bode de módulo e fase mostrados nas Fig. 101 e Fig. 102.

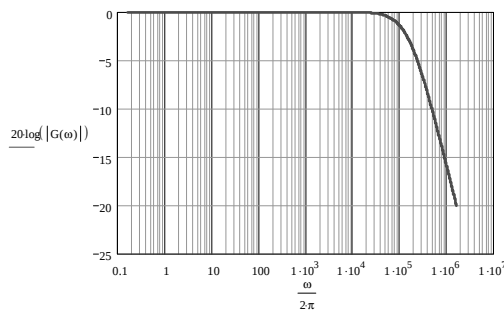


Fig. 101 - Diagrama de módulo do filtro de primeira ordem.

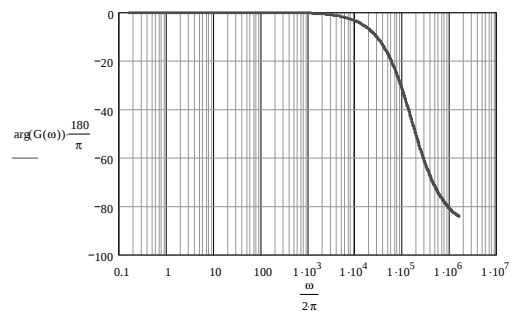


Fig. 102 - Diagrama de fase do filtro de primeira ordem.

3.3.5 Sincronismo e pulsos de comando de S_1/S_4 e S_2/S_3

A partir de uma tensão senoidal de baixa amplitude, originada na fonte auxiliar, realiza-se o sincronismo da senóide de referência e geram-se os pulsos de comando dos interruptores S_1 a S_4 . O sincronismo é feito pelo microcontrolador PIC a partir de um sinal quadrado, em fase com a tensão da rede.

Na Fig. 103 mostra-se o diagrama do circuito que realiza as funções acima descritas.

No ponto denominado de TP_1 , tem-se o sinal de sincronismo em fase com a tensão da rede que será utilizado pelo PIC para sincronizar a senóide de referência.

No ponto TP_4 , têm-se os sinais de comando para os drivers dos interruptores S_1 e S_4 , e no ponto TP_3 , dos interruptores S_2 e S_3 .

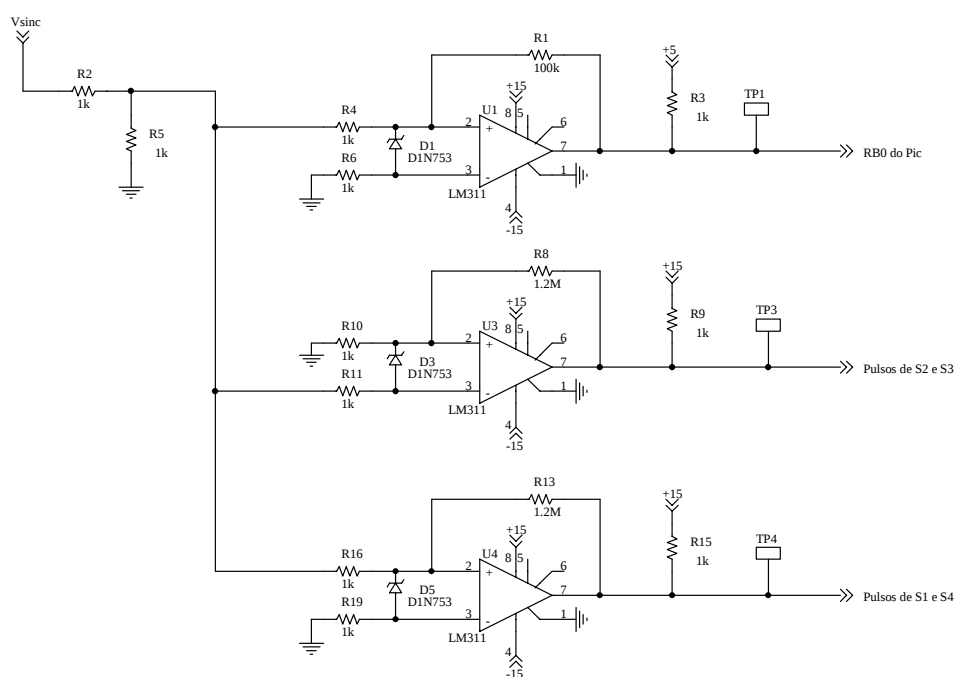


Fig. 103 - Circuito de sincronismo e geração dos pulsos de S_1 a S_4 .

3.3.6 Geração da senóide de referência

A senóide de referência, retificada, é gerada pelo circuito mostrado na Fig. 104. Na memória do PIC tem-se armazenada uma senóide retificada, que é aplicada nos terminais de saída, com o início determinado pelo sinal de sincronismo aplicado ao terminal 21 do PIC.

O conversor digital/analógico converte os sinais digitais fornecidos pelo PIC em sinais analógicos, e com ajuda do amplificador operacional LM741, disponibiliza na saída uma senóide ou uma senóide retificada, conforme o conteúdo da memória do microcontrolador.

No potenciômetro R_{18} ajusta-se a amplitude do sinal de saída, presente no ponto TP_5 , e no

potenciômetro R_{22} ajusta-se o nível DC do sinal, ou seja, pode-se eliminar o offset no sinal de saída.

Já no ponto denominado de TP_2 , tem-se um sinal que indica se o sincronismo foi realizado.

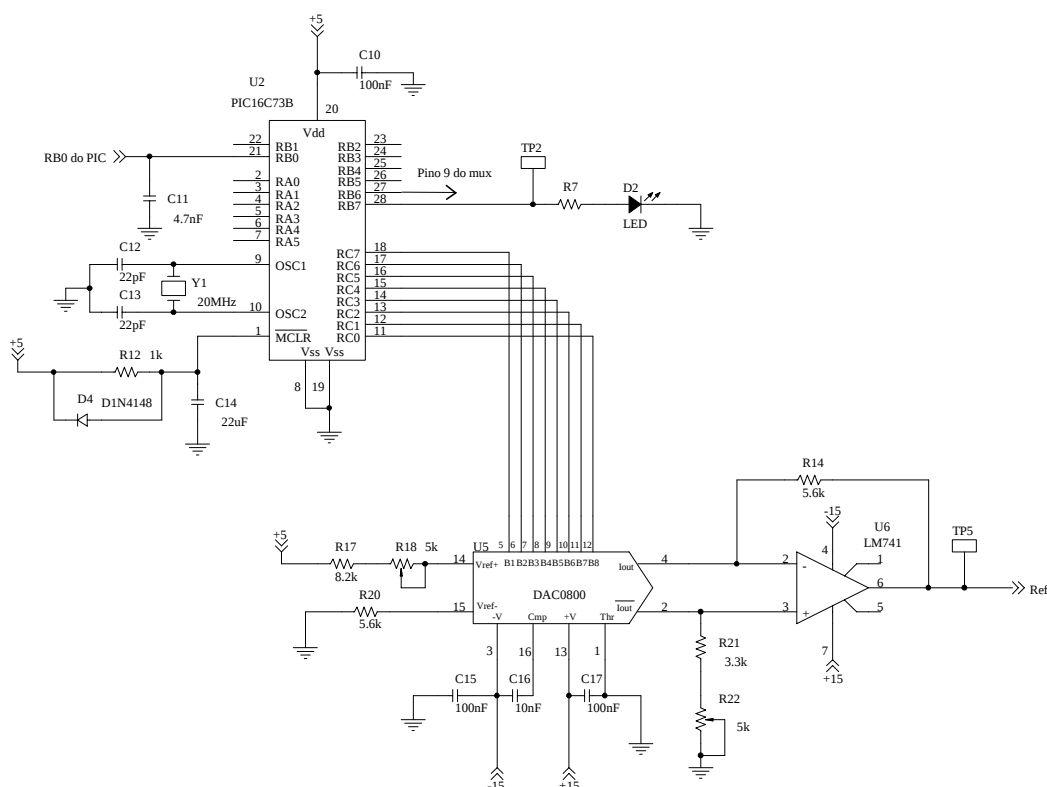


Fig. 104 - Circuito de geração da referência.

3.3.7 Geração das triangulares

As tensões triangulares, com frequência de 20 kHz, usadas para modulação PWM são geradas a partir de circuitos integradores e comparadores, conforme mostrado na Fig. 105. São necessárias duas triangulares defasadas de 180° . Por isso é utilizado um circuito inversor (U_9), com o integrado LF351, ou outro equivalente.

Os circuitos RC formados por C_{20} e R_{29} e C_{21} e R_{32} tem a função de eliminar qualquer offset presente nas triangulares, e também eliminarem ruídos.

Supondo-se uma tensão de saturação dos amplificadores operacionais de 13,8 V e fixando-se a tensão de pico da triangular em 5 V, tem-se:

$$a = \frac{R_{25}}{R_{27}} = \frac{V_{sat}}{V_s} = \frac{13,8}{5} = 2,76$$

Atribuindo-se valores para $R_{27} = 33 \text{ k}\Omega$ e $C_{18} = 1 \text{ nF}$ pode-se determinar o restante dos

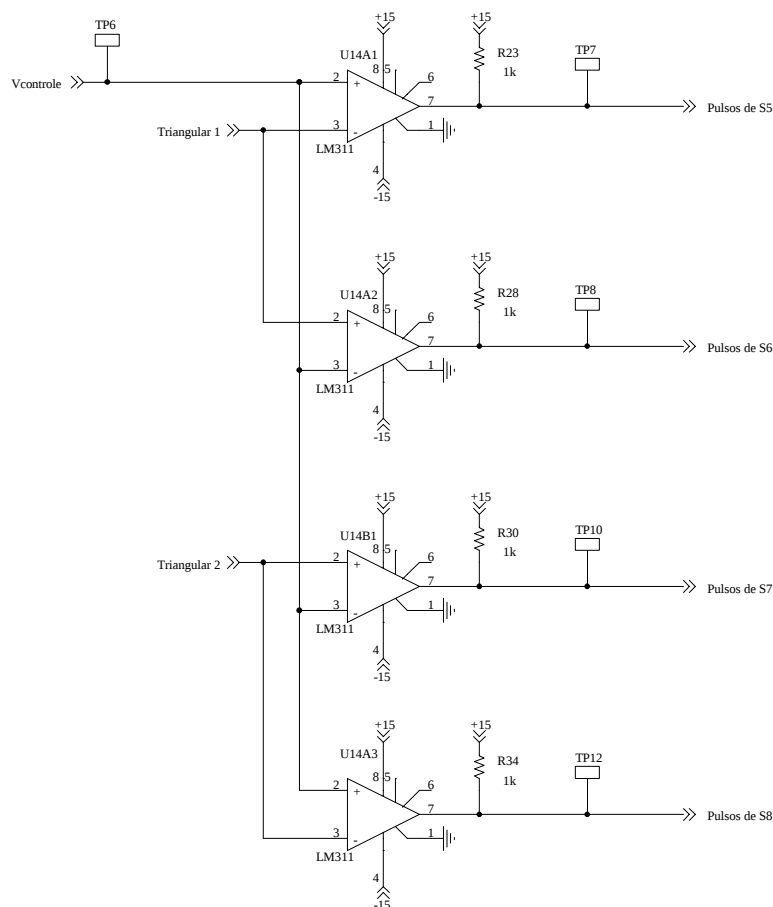


Fig. 106 - Circuito PWM.

3.3.9 Sensor de corrente no indutor L_o

O circuito que monitora a corrente no indutor L_o tem por base um sensor de efeito Hall, e tem por objetivo fornecer um sinal DC que será somado à tensão de controle, visando eliminar qualquer nível médio na corrente do indutor. Isto é necessário porque, se a tensão aplicada ao primário do transformador T_1 tiver nível médio, mesmo da ordem de alguns volts, será gerada uma corrente média de alto valor, visto que a impedância que limita esta corrente é apenas a resistência dos condutores do indutor L_o e do transformador T_1 , e poderá ser destrutiva aos semicondutores do estabilizador.

O sensor de efeito Hall fornece um sinal de corrente que aplicado num resistor ($R_{58} = 1k\Omega$) originando uma tensão. Esta tensão é aplicada a um circuito integrador/comparador com zero. Desta forma, se a corrente contiver valor DC, o integrador irá gerar um sinal DC na sua saída, visando compensar este nível DC. Se a corrente tiver valor DC positivo, a saída será um sinal negativo, e vice-versa. Em seguida, este sinal é somado à tensão de controle, provocando o surgimento de um nível médio de tensão na saída do inversor, que irá anular o valor DC inicial, o qual provocou o surgimento do nível DC na corrente do indutor.

O circuito do sensor de corrente do indutor L_o é mostrado na Fig. 107. O sensor de efeito Hall utilizado foi o La-100P da LEM. O mesmo suporta uma corrente nominal de 100 A, com relação de 1:2000.

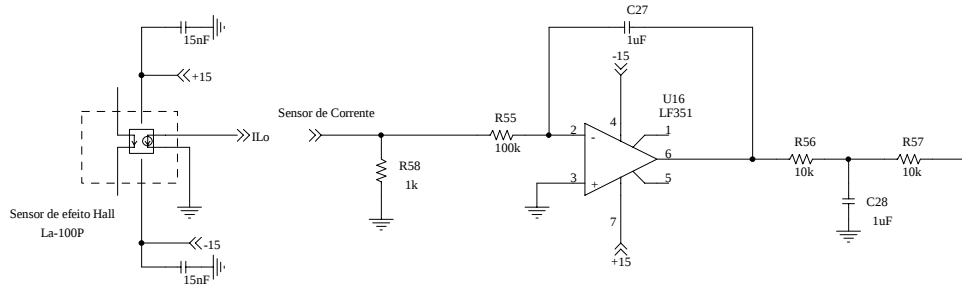


Fig. 107 - Sensor de corrente do indutor L_o .

O ganho do sensor de corrente é de 1:2000, sendo que as correntes: máxima, eficaz e de pico no indutor, são dadas a seguir.

$$I_{Lm} = 46 \text{ A} \quad I_{Lf} = 15,47 \text{ A} \quad I_{Lp} = 21,877 \text{ A}$$

As correntes originadas pelo sensor são:

$$I_{Lm}^* = \frac{46}{2000} = 0,023 \text{ A} \quad I_{Lf}^* = \frac{15,47}{2000} = 0,0077 \text{ A}$$

$$I_{Lp}^* = \frac{21,877}{2000} = 0,0109 \text{ A}$$

O resistor usado foi de $1\text{k}\Omega$ (R_{58}), portanto a tensão na entrada do integrador será:

$$V_{Lm}^* = R_{58} \cdot I_{Lm}^* = 1000 \cdot 0,023 = 23 \text{ V} \quad \text{Irá saturar em } 15 \text{ V};$$

$$V_{Lf}^* = R_{58} \cdot I_{Lf}^* = 1000 \cdot 0,0077 = 7,7 \text{ V} \quad \text{Não satura};$$

$$V_{Lp}^* = R_{58} \cdot I_{Lp}^* = 1000 \cdot 0,0109 = 10,9 \text{ V} \quad \text{Não satura}.$$

A função de transferência do integrador é dada por:

$$G(s) = \frac{1}{s \cdot R_{55} \cdot C_{27}}$$

A frequência de corte da função de transferência é dada por:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{55} \cdot C_{27}}$$

Esta frequência deve ser baixa, para não interferir no funcionamento da malha de controle da tensão. Pode-se usar o critério de colocar “ f_c ” uma década abaixo da frequência da rede, o que leva a:

$$C_{27} \geq \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot R_{55} \cdot f_{\text{rede}}}$$

Adotando-se para R_{55} um valor de 100 k Ω , pode-se determinar que o capacitor deve ter valor acima de 0,26 μF . Usou-se então 1 μF .

3.3.10 Compensador de tensão

A tensão de controle a ser comparada com as triangulares para gerar os pulsos de comando, é gerada pelo compensador de tensão. Este é um circuito formado por um comparador, que subtrai a tensão da saída amostrada da referência, gerando um sinal de erro. O sinal de erro é compensado por meio de uma rede resistiva/capacitiva. Estes elementos, juntamente com o amplificador operacional, formam um controlador do tipo PID, ou seja, proporcional-integral-derivativo.

O circuito do compensador de tensão é mostrado na Fig. 108.

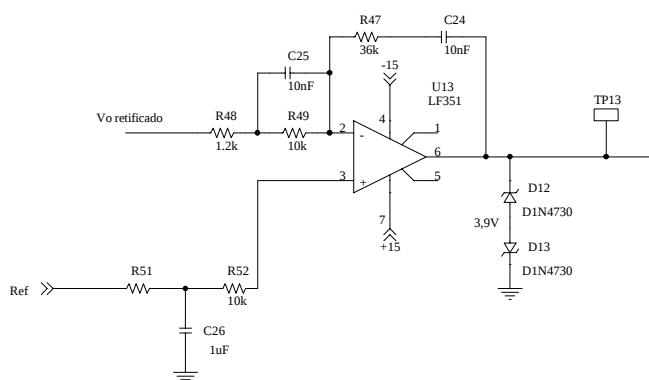


Fig. 108 - Compensador de tensão.

Para o projeto do compensador de tensão, pode-se referir o capacitor de filtro e a indutância equivalente para o lado primário:

$$n_1 = 3 \quad L_o = 60 \mu\text{H} \quad C_o = 132 \mu\text{F}$$

O projeto do compensador de tensão, do tipo avanço-atraso de fase, pode ser realizado utilizando-se os seguintes passos:

1. Posicionar a frequência de cruzamento oito vezes abaixo da frequência de comutação:

- $f_c = \frac{f_s}{8} = 2,5 \text{ kHz}$
2. Determinar o ganho do conversor na frequência de cruzamento:
 - $G(2\pi \cdot f_c) = \frac{V_i}{V_s \cdot n_1} \cdot \frac{1}{(2\pi \cdot f_c)^2 \cdot L_o \cdot C_o + (2\pi \cdot f_c) \cdot \frac{L_o}{R_o} + 1} = -13,667 \text{ dB}$
 3. Posicionar os zeros do controlador na frequência de ressonância do filtro de saída do conversor:
 - $f_{z1} = f_{z2} = f_o = 1,788 \text{ kHz}$
 4. Posicionar o primeiro pólo do controlador na origem:
 - $f_{p1} = 0$
 5. Posicionar o segundo pólo do controlador inicialmente numa frequência nove vezes maior que a frequência de ressonância:
 - $f_{p2} = 9 \cdot f_o = 16,1 \text{ kHz}$
 6. Determinar o ganho H_2 do controlador, necessário para que na frequência de cruzamento o ganho resultante seja zero:
 - Para que o ganho resultante $GC(2\pi f_c)$ seja zero em f_c o ganho do controlador deve ser igual a menos o ganho do conversor em f_c :

$$|G(2\pi \cdot f_c)| = -|C(2\pi \cdot f_c)|$$

Desta forma, o ganho do controlador em f_{p2} será:

$$H_2 = |C(2\pi \cdot f_c)| + 20 \log \left(\frac{f_{p2}}{f_c} \right) = -|C(2\pi \cdot f_c)| + 20 \log \left(\frac{f_{p2}}{f_c} \right) = 29,434 \text{ dB}$$

$$A_2 = 10^{\frac{H_2}{20}} = 29,629$$

7. Determinar o ganho H_1 do controlador:
 - $H_1 = H_2 - 20 \log \left(\frac{f_{p2}}{f_c} \right) = 10,35 \text{ dB}$
 - $A_1 = 10^{\frac{H_1}{20}} = 3,292$
8. Determinar os componentes do compensador:
 - Atribuir um valor comercial para o capacitor C_1 :
 $C_1 = \text{Valor comercial} = 10 \text{ nF}$

- Determinar o restante dos componentes:

$$R_2 = \frac{1}{2\pi \cdot f_{z1} \cdot C_1} = 8,899 \text{ k}\Omega \rightarrow R_2 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = R_2 \cdot \frac{A_1}{A_2 - A_1} = 1,25 \text{ k}\Omega \rightarrow R_1 = 1,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = A_2 \cdot R_1 = 35,56 \text{ k}\Omega \rightarrow R_4 = 39 \text{ k}\Omega$$

$$C_2 = C_1 \cdot \frac{R_2}{R_4} = 2,564 \text{ nF} \rightarrow C_2 = 2,7 \text{ nF}$$

$$R_3 = \frac{R_2 \cdot R_4}{R_2 + R_4} = 7,959 \text{ k}\Omega \quad \rightarrow \quad R_3 = 10 \text{ k}\Omega$$

9. Verificar a margem de fase:

- $MF = 180^\circ + \angle G(2\pi \cdot f_c) + \angle C(2\pi \cdot f_c) = 48^\circ$
- Caso a margem de fase esteja fora do intervalo $-180^\circ < MF < 0^\circ$ deve-se voltar ao item 5, escolhendo outra frequência para f_{p2} e refazer o projeto.

Os diagramas de bode de módulo e fase são mostrados nas Fig. 109 e Fig. 110. Em vermelho tem-se a curva da planta sem compensação. Em azul a curva do compensador e em preto de laço aberto com a compensação.

Para alterar a resposta do sistema pode-se alterar o valor dos resistores R_{47} e R_{48} . Aumentando R_{48} deixa-se o sistema mais lento, já em relação a R_{47} , deve-se diminuir seu valor para deixar o sistema mais lento. Também se pode alterar o valor do capacitor C_{24} . Aumentando o valor deste capacitor o sistema ficará mais lento.

Os diodos zener (D_{12} e D_{13}) servem para limitar a máxima razão cíclica, impedindo que algum interruptor do inversor permaneça conduzindo por muito tempo.

No ponto denominado de T_{p13} , pode-se monitorar a tensão de controle gerada pelo compensador de tensão.

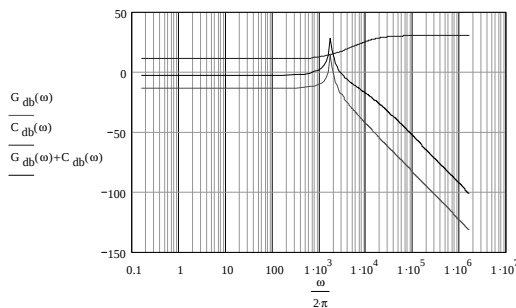


Fig. 109 - Diagrama de módulo.

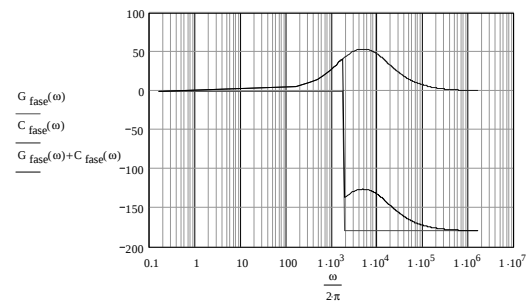


Fig. 110 - Diagrama de fase.

3.3.11 Lógica de geração da tensão de controle

O sinal de controle gerado pelo compensador de tensão não é adequado para acionamento dos interruptores, durante o período inteiro da rede. Portanto, no semiciclo negativo este sinal deve ser invertido, caso contrário o conversor irá gerar a tensão com a fase invertida no secundário do transformador T_1 .

Basicamente, o circuito mostrado na Fig. 111 é formado por um inversor e um multiplexador. A partir dos sinais de comando dos interruptores do retificador (S_1/S_4 e S_2/S_3), sabe-se em qual semiciclo a rede está, e desta forma pode-se determinar se a tensão de controle deve ser

invertida ou não. Em outras palavras, se o pulso de comando para S_1/S_4 estiver alto, significa que a rede está no semiciclo positivo, então a tensão de controle não precisa ser invertida. Se o pulso de comando para S_2/S_3 estiver alto, então é selecionada a entrada do multiplexador que recebe a tensão de comando invertida.

A tabela verdade do multiplexador é dada abaixo. Pode-se verificar que conforme os níveis lógicos dos sinais nas entradas de seleção, tem-se uma saída correspondente selecionada.

Entradas de controle				
Inibição	Seleção			Saída
	C	B	A	
0	0	0	0	x0
0	0	0	1	x1
0	0	1	0	x2
0	0	1	1	x3
0	1	0	0	x4
0	1	0	1	x5
0	1	1	0	x6
0	1	1	1	x7
1	x	x	x	Não

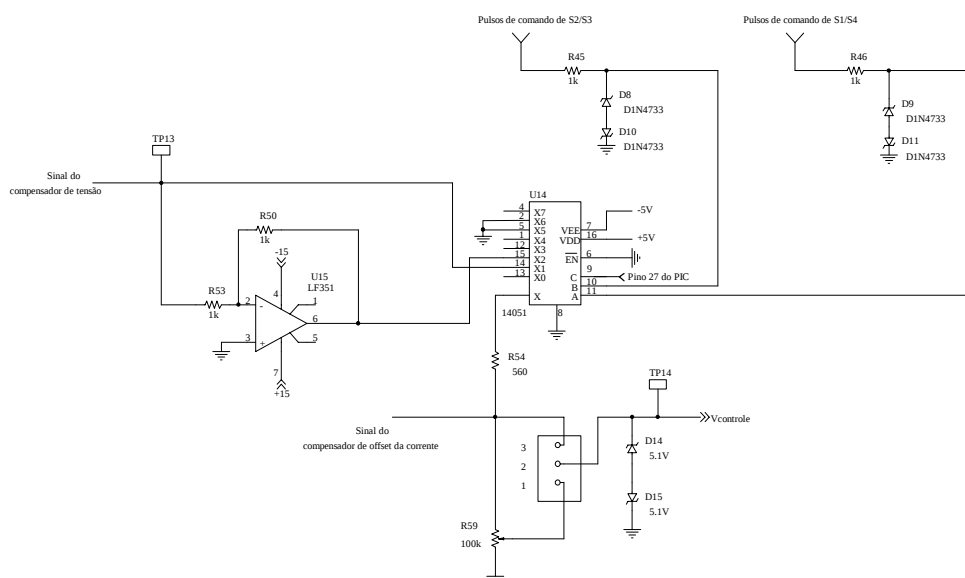


Fig. 111 - Lógica para geração da tensão de controle.

3.3.12 Esquemático do circuito de comando e controle

Na Fig. 112 mostra-se o diagrama esquemático do circuito de comando e controle projetado.

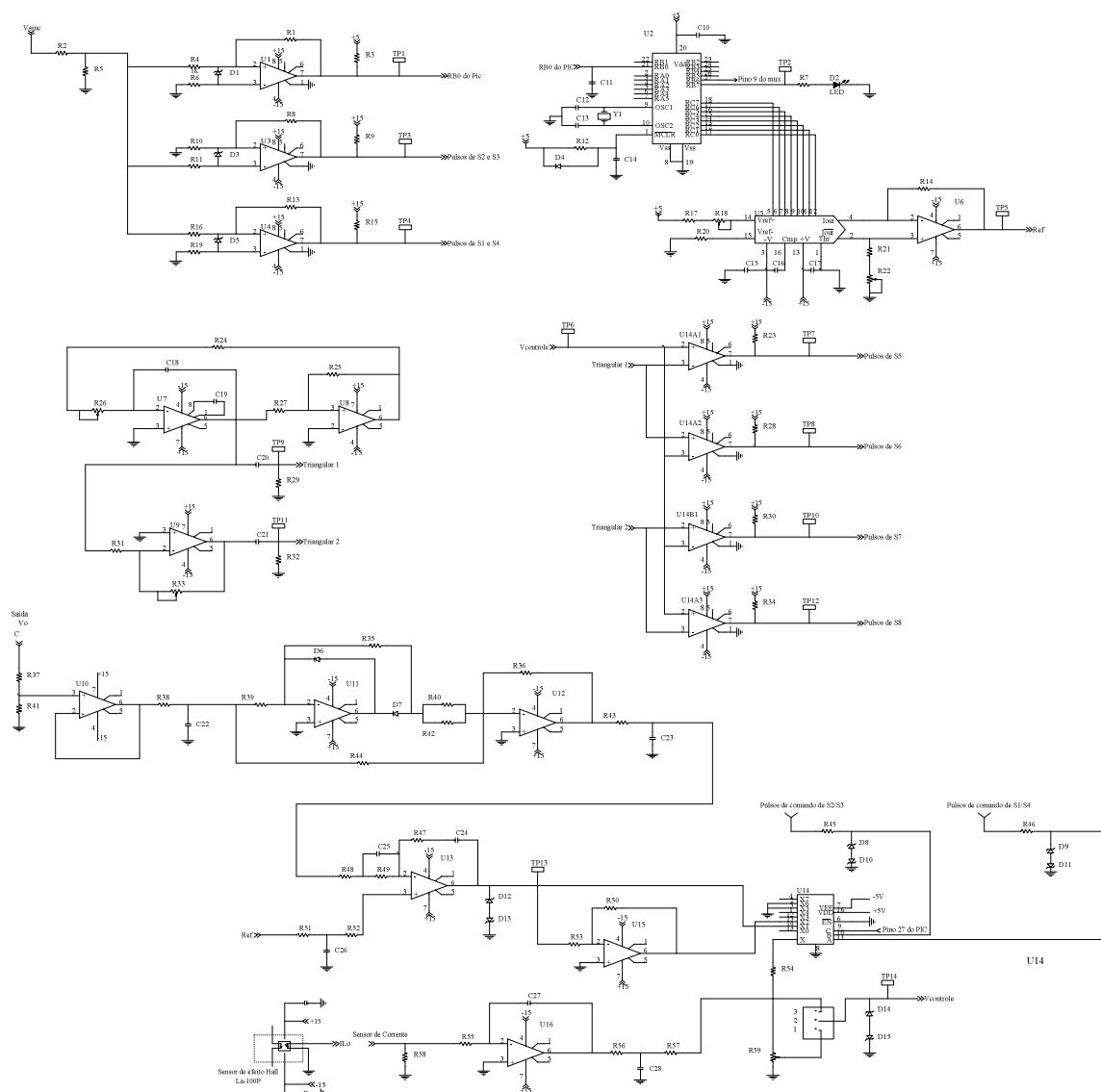


Fig. 112 - Circuitos de comando e controle.

3.4 Resultados experimentais

A partir da implementação em laboratório do estabilizador projetado, realizaram-se diversos ensaios, e os resultados destes são apresentados a seguir. São mostradas as formas de onda das principais grandezas do estágio de potência e do circuito de comando e controle, sob as diferentes condições de operação do estabilizador, quer sejam: partida e desligamento do sistema,

funcionamento em malha aberta e malha fechada, variação na tensão de entrada, variação de carga, carga total e carga não-linear e funcionamento com tensão de entrada distorcida.

3.4.1 Comando

Na Fig. 113 mostra-se a tensão de sincronismo e os sinais de comando dos interruptores S_1/S_4 e S_2/S_3 . Nota-se que durante o semiciclo positivo da tensão de entrada, conduzem os interruptores S_1 e S_4 , e durante o semiciclo negativo os interruptores S_2 e S_3 .

A tensão de sincronismo e o sinal para o sincronismo do PIC são mostradas na Fig. 114. Verifica-se que ocorre apenas uma transição na passagem por zero da tensão da rede.

Na Fig. 115 mostra-se a tensão de sincronismo e a tensão de referência. Pode-se notar a má qualidade da tensão da rede.

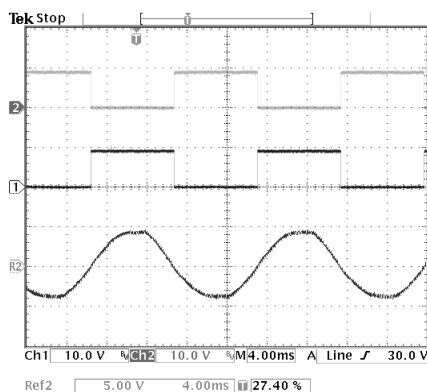


Fig. 113 - Tensão de sincronismos e sinais de S_1/S_4 e S_2/S_3 .

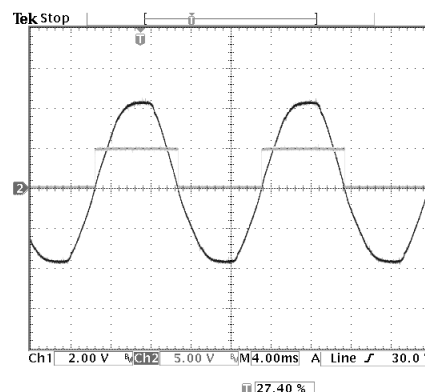


Fig. 114 – Tensão de sincronismo e sinal de sincronismo para o PIC.

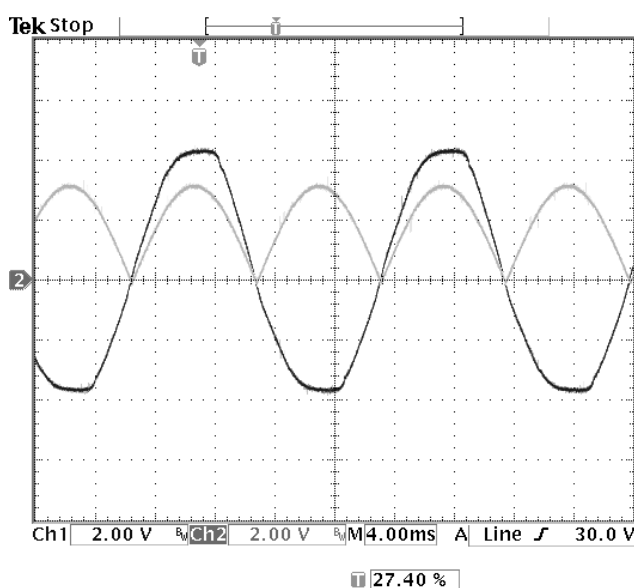


Fig. 115 - Tensão de sincronismo e tensão de referência.

3.4.2 Variação de frequência

Na Fig. 116 mostra-se a tensão de sincronismo, obtida de um gerador de sinais, e a tensão de referência para operação com 60 Hz. Nas Fig. 117 e Fig. 118 mostram-se as mesmas formas de onda para operação com 57 e 65 Hz, respectivamente.

Pode-se verificar que a tensão de referência é ajustada para estar em sincronismo e na mesma frequência da tensão da rede. O conversor implementado não permite a operação com frequência diferente na saída em relação à frequência da rede, por isso faz-se necessário ajustar a frequência da tensão de referência com a frequência da rede.

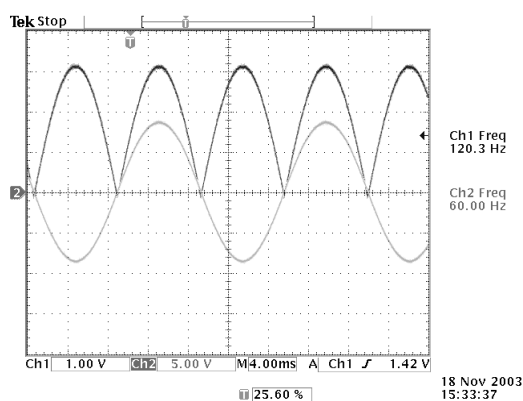


Fig. 116 - Tensão de sincronismo e referência, para 60 Hz.

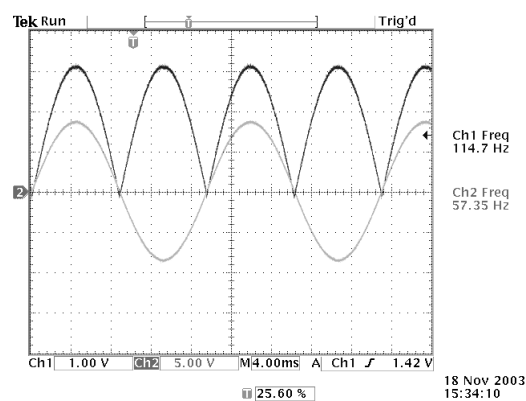


Fig. 117 - Tensão de sincronismo e referência, para ≈ 57 Hz.

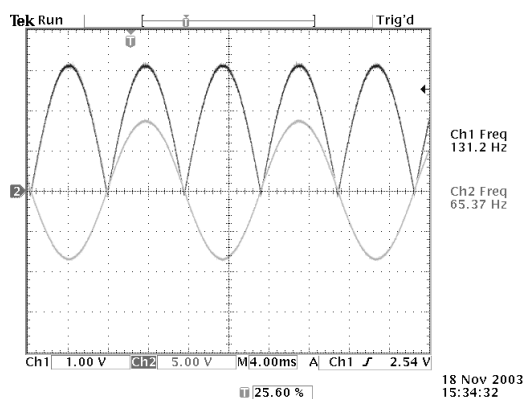


Fig. 118 - Tensão de sincronismo e referência, para ≈ 65 Hz.

3.4.3 Controle

Na Fig. 119 mostram-se a tensão de saída e a tensão após o filtro RC, denominada de tensão amostrada. Pode-se verificar que a mesma segue fielmente a tensão de saída.

Na Fig. 120 mostram-se a tensão de controle antes do mux/demux, a tensão de referência e

a tensão amostrada/retificada da saída. Percebe-se que a tensão de saída segue a referência. No entanto, nota-se que a tensão de saída possui uma componente de baixa frequência, possivelmente uma harmônica de ordem três, a qual é provocada pela malha de controle. Isso ocorreu porque a malha de controle foi ajustada em laboratório, ficando com frequência de corte abaixo da projetada inicialmente, deixando o sistema em malha fechada mais lento. Isto foi necessário devido à indutância de linha da rede de energia elétrica.

As tensões de controle antes e depois do mux/demux são mostradas na Fig. 121. Verifica-se que da forma como o circuito de controle foi implementado, ocorre a troca instantânea de quadrante, o que ajuda a diminuir o aparecimento de tensão média no primário do transformador, ou seja, na saída do inversor de tensão.

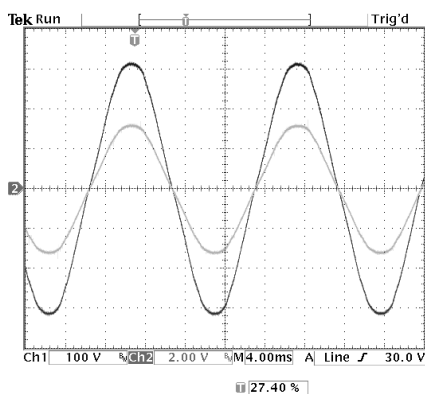


Fig. 119 - Tensão de saída e amostradas após o filtro RC.

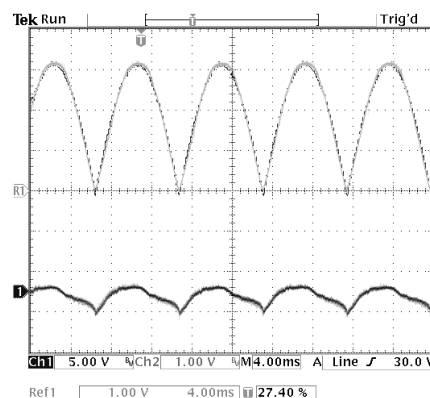


Fig. 120 - Tensão de referência, amostrada/retificada e de controle antes do mux/demux.

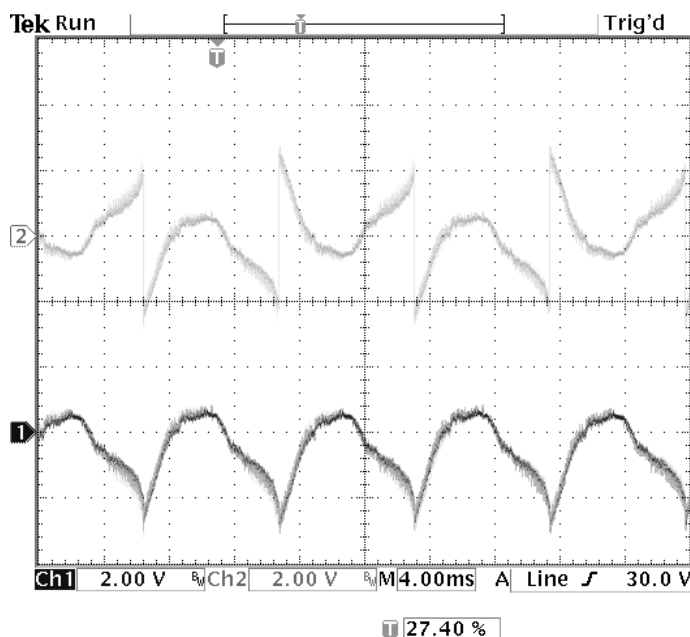


Fig. 121 - Tensão de controle antes e depois do mux/demux.

3.4.4 Malha aberta

Na Fig. 122 mostram-se a tensão de entrada, retificada e os sinais de comando dos interruptores S_1/S_4 e S_2/S_3 . Verifica-se o correto funcionamento do estágio retificador.

A operação no modo somador é caracterizada pelas formas de onda da Fig. 123, onde mostram-se as tensões de saída do estabilizador, saída do inversor (PWM) e no secundário do transformador, a qual é somada a tensão de entrada, e a corrente no indutor (10A/div). O detalhe destas formas de onda é mostrado na Fig. 124. Nota-se que a tensão de saída do inversor apresenta dois níveis, neste semiciclo de tensão. Pela Fig. 126 conclui-se que esta tensão tem três níveis, conforme era desejado pelo comando implementado.

As formas de onda para operação no modo subtrator são mostradas na Fig. 125, na qual tem-se as mesmas grandezas da Fig. 123. Estas são vistas em detalhe na Fig. 126.

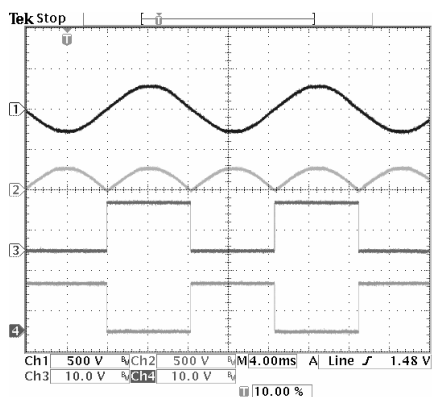


Fig. 122 - Tensão de entrada, tensão retificada e sinais de comando do retificador.

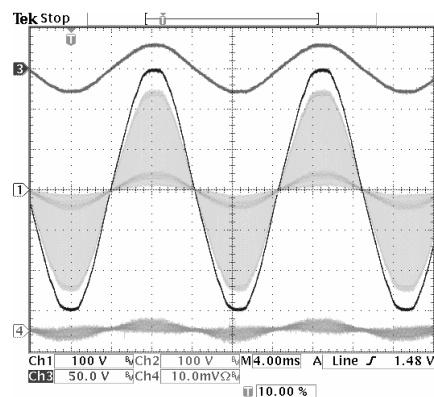


Fig. 123 - Tensão de saída, tensão PWM, tensão somada e corrente no indutor (10A/div).

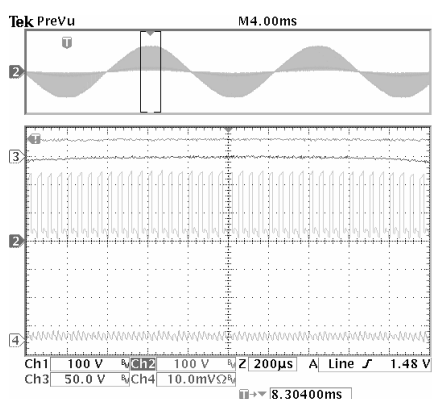


Fig. 124 - Detalhe das grandezas da figura anterior.

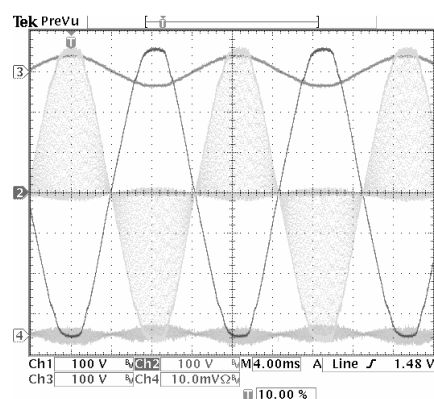


Fig. 125 - Tensão de saída, tensão PWM, tensão somada e corrente no indutor (10A/div).

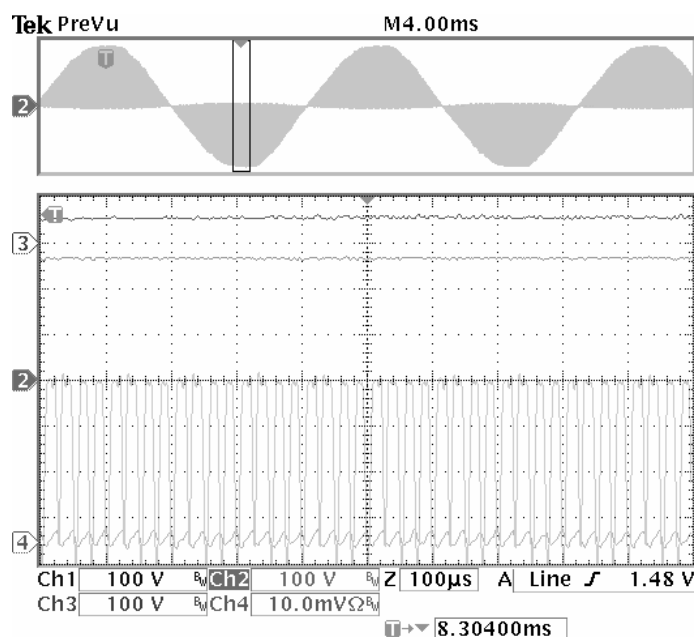


Fig. 126 – Detalhe das grandezas da figura anterior.

3.4.5 Partida

Na Fig. 127 mostra-se a tensão de saída e a corrente no indutor (5A/div) durante a partida do sistema. Os detalhes da energização e início da correção são mostrados nas Fig. 128 e Fig. 129.

A tensão de controle e a tensão de saída durante a partida do sistema são mostradas na Fig. 130. Na Fig. 131 mostram-se as formas de onda da tensão de saída e da corrente no indutor (5A/div) durante a partida e no desligamento. O detalhe destas formas de onda é mostrado na Fig. 132.

Pelas figuras anteriores, pode-se verificar que o estabilizador não apresenta problemas de partida ou desligamento, no que concerne a sobrecorrentes ou sobretensões, o que facilita a operação do mesmo.

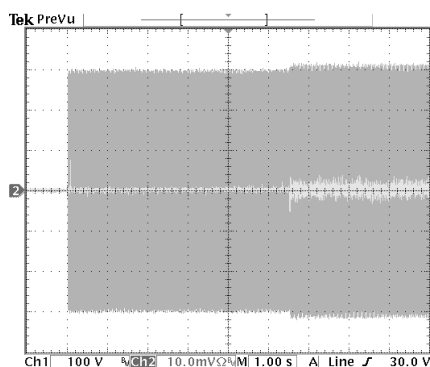


Fig. 127 - Tensão de saída e corrente no indutor (5A/div) durante a partida.

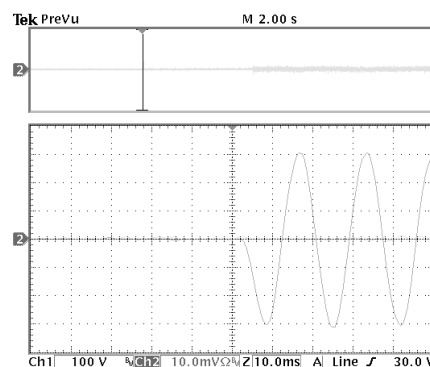


Fig. 128 – Tensão e corrente no instante da energização do sistema.

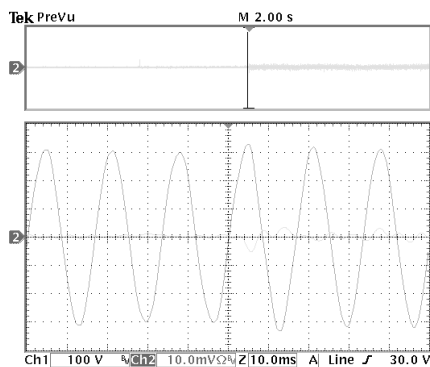


Fig. 129 - Instante do início da correção durante a partida do sistema.

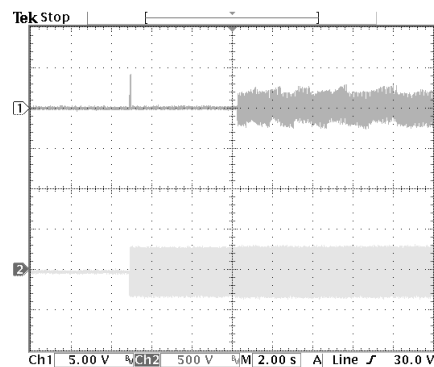


Fig. 130 - Tensão de saída e tensão de controle durante a partida.

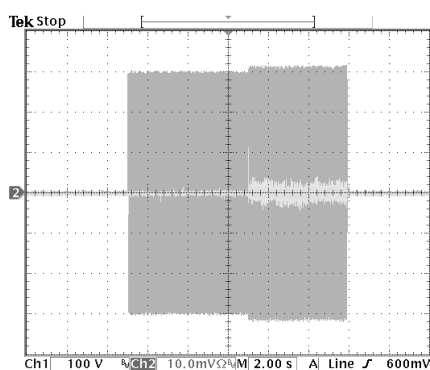


Fig. 131 - Tensão de saída e corrente no indutor (5A/div) na partida e desligamento.

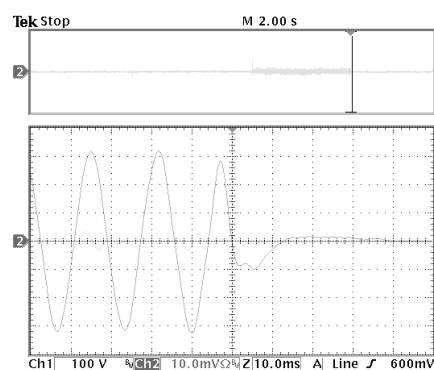


Fig. 132 - Detalhe do desligamento.

3.4.6 Variação na tensão de entrada

Na Fig. 133 mostram-se a tensão de entrada, de saída, corrente no indutor e tensão de controle para operação com entrada em 220 V, ou seja, na tensão nominal da rede.

As mesmas formas de onda para operação com tensão de entrada acima da nominal, são mostradas nas Fig. 134 e Fig. 135. Nas Fig. 136 e Fig. 137 mostram-se estas formas de onda para operação com tensão de entrada abaixo da tensão nominal.

Nas figuras citadas, o canal 1 equivale a corrente no indutor (10A/div), o canal 2 a tensão de saída e o canal 3 a tensão de entrada, a tensão de controle corresponde ao canal 4 do osciloscópio.

Verifica-se que o estabilizador regula a tensão de saída no valor desejado, com erro menor que 1%. Na Tabela 1 pode-se verificar a variação na tensão de entrada e o erro na tensão de saída.

Tabela 1 - Variação da tensão de entrada x Erro na tensão de saída.

V_i [V]	V_o [V]	ΔV_i [%]	$ \epsilon $ [%]
225,3	222,0	+2,4	0,9
249,4	221,2	+11,8	0,5
272,8	221,6	+19,4	0,7
201,4	221,3	-9,2	0,6
177,5	222,0	-23,9	0,9

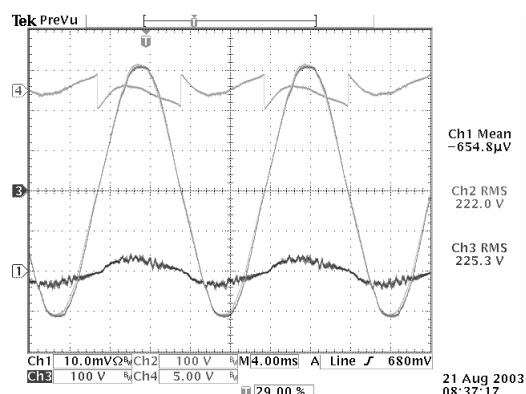


Fig. 133 - Operação com entrada em ≈ 220 V.

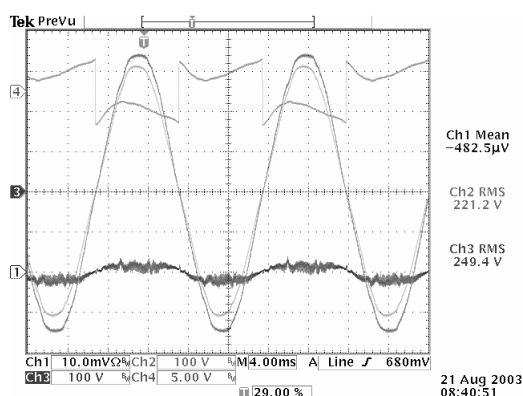


Fig. 134 - Operação com entrada em ≈ 250 V ($V_i + 14\%$).

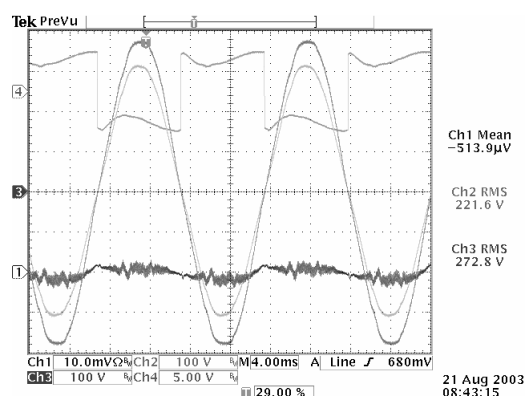


Fig. 135 - Operação com entrada em ≈ 273 V ($V_i + 23\%$).

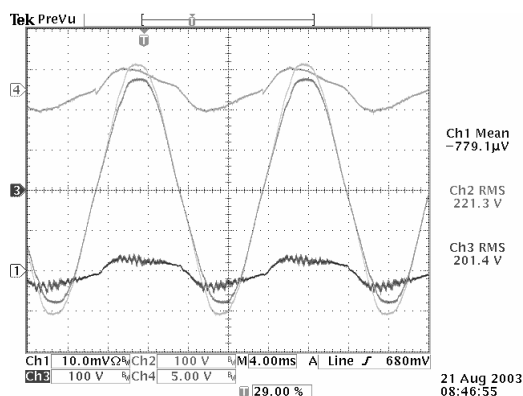


Fig. 136 - Operação com entrada em ≈ 201 V ($V_i - 8,5\%$).

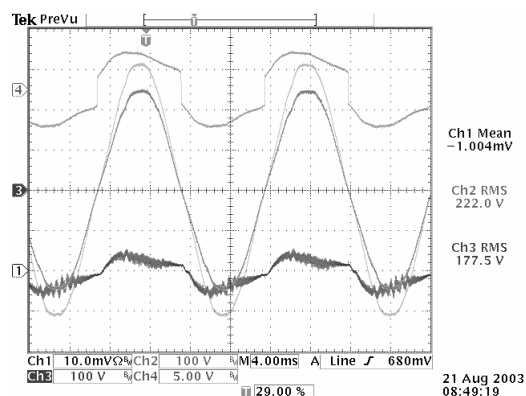


Fig. 137 - Operação com entrada em ≈ 177 V ($V_i - 20\%$).

3.4.7 Transitórios de tensão e de carga

Na Fig. 138 mostram-se os detalhes da tensão de entrada e de saída para transitório de +20% na tensão de entrada. Para um transitório de -20% na tensão de entrada tem-se as formas de onda da Fig. 139.

Na Fig. 140 mostram-se as formas de onda da tensão de entrada, de saída e corrente no indutor (50A/div) para operação com carga nominal.

O transitório de acréscimo de carga é mostrado em detalhe na Fig. 141, e na Fig. 142 para retirada de carga. Verifica-se que a tensão de saída é regulada, com tempo de resposta bastante pequeno, o que é conseguido com o controle do valor instantâneo da mesma. Se fosse utilizado o controle do valor eficaz da tensão de saída, o transitório para corrigir esta tensão seria de alguns milésimos de segundo, podendo durar mais de um período de rede, conforme o controle utilizado.

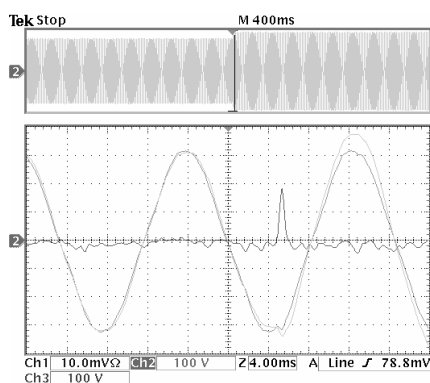


Fig. 138 - Detalhe do transitório de acréscimo na tensão na entrada.

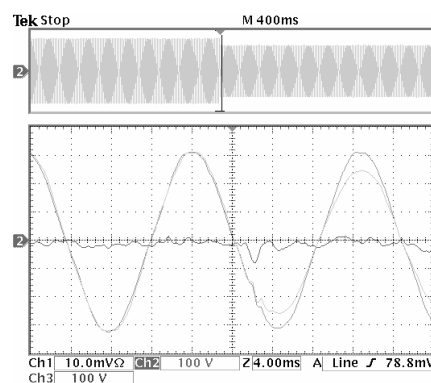


Fig. 139 - Detalhe do transitório de diminuição na tensão de entrada.

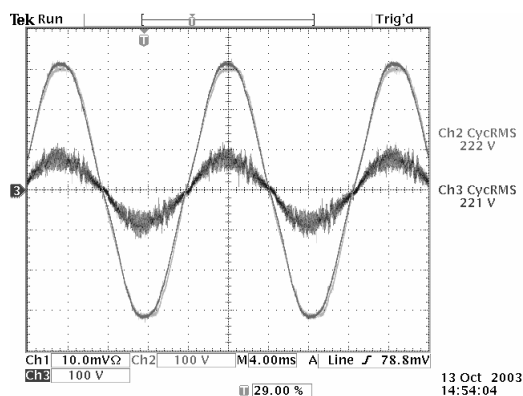


Fig. 140 - Tensão de entrada, saída e corrente no indutor (50A/div) para carga nominal.

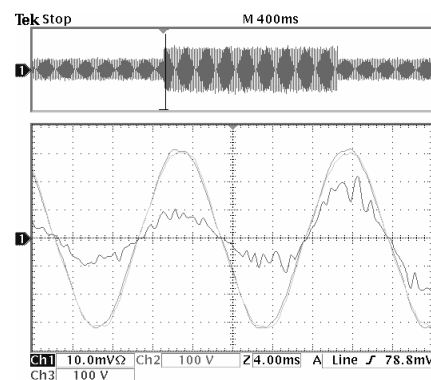


Fig. 141 - Detalhe do acréscimo de 50% de carga.

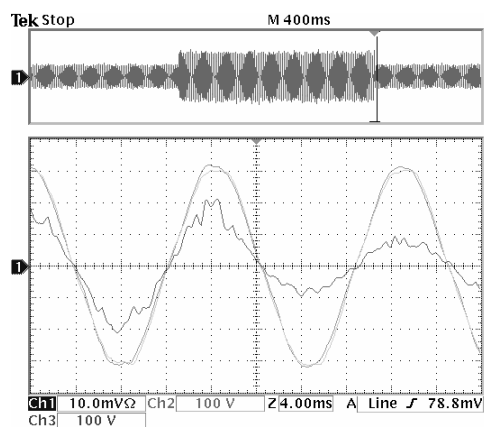


Fig. 142 - Detalhe da retirada de 50% de carga.

3.4.8 Carga não-linear

Na Fig. 144 mostram-se a tensão e corrente na carga para operação com carga não-linear de 6,5 kVA. O diagrama esquemático da carga utilizada está mostrado na Fig. 143.

As formas de onda da tensão e corrente na carga, para operação com 9,6 kVA, são mostradas na Fig. 145. Já na Fig. 146 mostram-se as formas de onda da tensão e corrente da rede, para conexão direta na rede, de uma carga não-linear de 10 kVA. Nota-se a péssima qualidade da tensão disponibilizada pela rede. Tal distorção é causada pelas indutâncias de linha dos cabos e dos transformadores da rede de distribuição de energia elétrica.

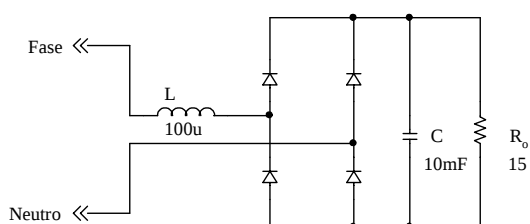


Fig. 143 - Carga não-linear.

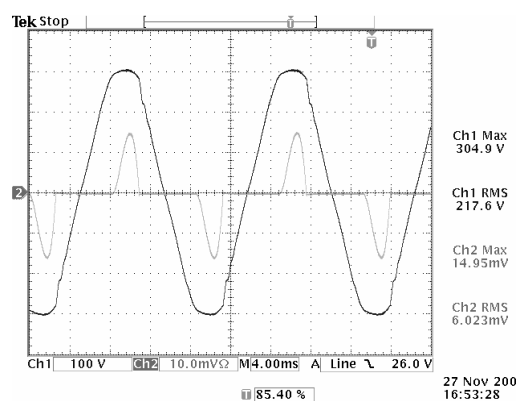


Fig. 144 - Tensão e corrente na carga para 6,5 kVA.

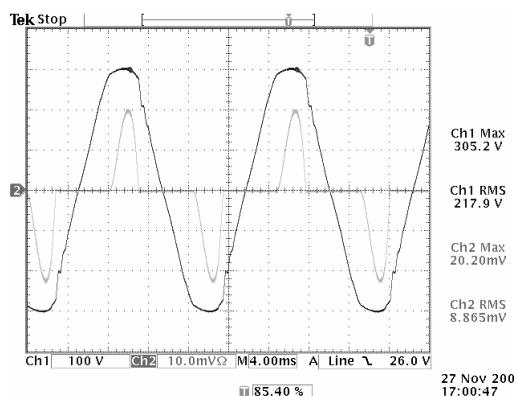


Fig. 145 - Tensão e corrente na carga para 9,6 kVA.

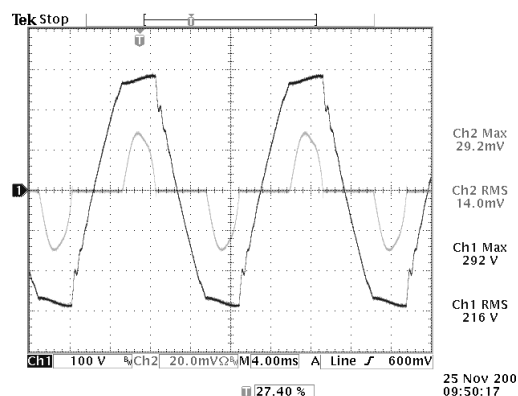


Fig. 146 - Tensão e corrente na rede para 10 kVA.

3.4.9 Rendimento

Na Fig. 147 mostra-se a curva de rendimento do conversor, em função da variação de potência solicitada na saída. Nota-se que o rendimento do conversor é elevado, ficando acima de 98% a plena carga.

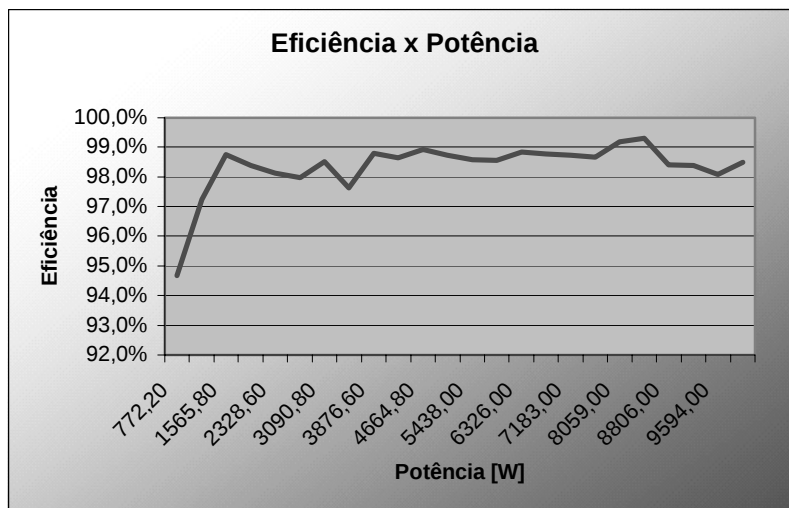


Fig. 147 - Curva de rendimento.

3.4.10 Ensaio térmico

Foram medidas as temperaturas em diversos elementos do circuito, para operação a plena carga por duas horas, em malha aberta.

Na Tabela 2 mostram-se as temperaturas medidas. Nota-se que não ocorreram problemas de aquecimento excessivo nos componentes do sistema, conforme foi previsto pelo projeto, visto que foi utilizada ventilação forçada.

Tabela 2 - Ensaio térmico

Elemento		Temperatura [°C]
Interruptores	Dissipador	30,7
	Cápsula	40,5
Capacitor	Barramento	37,7
	Filtro de saída	34,5
	Entrada	40,1
Indutor	Núcleo	39,6
	Bobinado	43,2
Transformador	Núcleo	36,2
	Bobinado	50,1
Fusível	Parte externa	63,2
Fonte auxiliar	Transformador	47,6
	Capacitor	38,0
	Reguladores	36,5

3.4.11 Análise harmônica e fator de potência

Nas figuras a seguir mostram-se as análises harmônicas da tensão e corrente na entrada e na saída. Calcula-se o fator de potência empregando a expressão:

$$F_p = \frac{\cos(\phi_d)}{\sqrt{1 + THD^2}}$$

3.4.12 Visto pela rede

A vazio

A análise harmônica da tensão na entrada do estabilizador é mostrada na Fig. 148, enquanto que a da corrente de entrada é mostrada na Fig. 149. Na Tabela 3 tem-se os valores do THD (taxa de distorção harmônica) e do fator de potência visto pela rede.

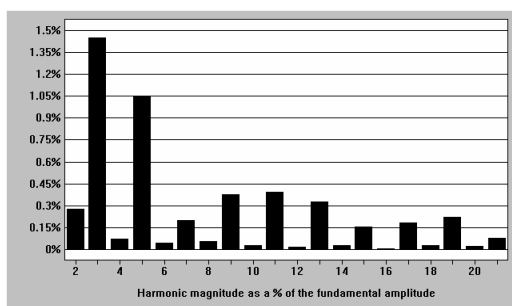


Fig. 148 - Análise harmônica da tensão na entrada.

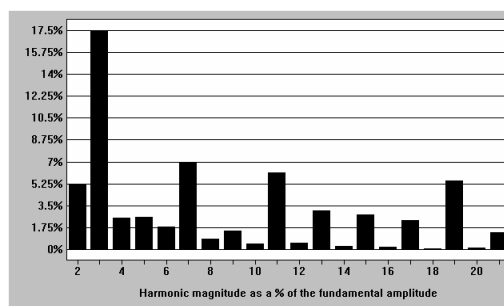


Fig. 149 - Análise harmônica da corrente na entrada.

Tabela 3 - Fator de potência na entrada a vazio.

Grandeza	THD/Fator de deslocamento	Fator de potência
Tensão	1,961%	-
	0	
Corrente	22,21%	0,22
	-76,692°	

Com carga linear nominal ($\cong 10$ kVA)

A análise harmônica da tensão na entrada do estabilizador é mostrada na Fig. 150, enquanto que a da corrente de entrada é mostrada na Fig. 151. Na Tabela 4 tem-se os valores do THD (taxa de distorção harmônica) e do fator de potência, visto pela rede, para operação com potência nominal e carga linear. Nota-se que o estabilizador não prejudica significativamente o fator de potência da carga.

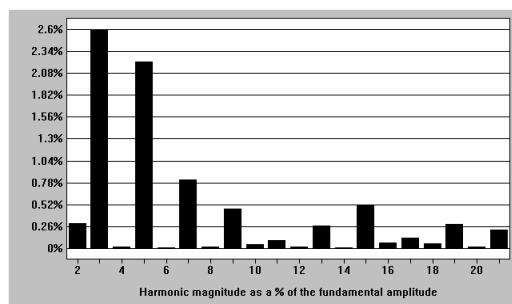


Fig. 150 - Análise harmônica da tensão na entrada.

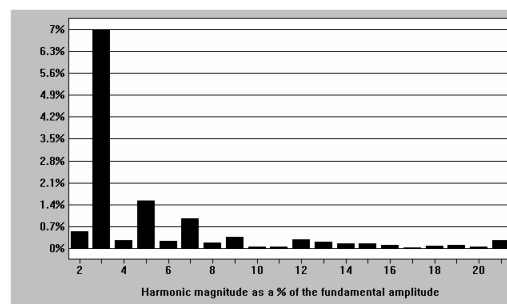


Fig. 151 - Análise harmônica da corrente na entrada.

Tabela 4 - Fator de potência na entrada com ≈ 10 kVA.

Grandeza	THD/Fator de deslocamento	Fator de potência
Tensão	3,623%	-
	0	
Corrente	7,278%	0,996
	-2,66°	

Com carga não-linear nominal (≈ 10 kVA)

A análise harmônica da tensão na rede, sem o estabilizador, com a carga não-linear conectada diretamente na rede, é mostrada na Fig. 152. Na Tabela 5 tem-se o valor do THD (taxa de distorção harmônica) no ponto de conexão da carga com a rede. Nota-se que a tensão disponibilizada pela rede é de péssima qualidade, fazendo com que o estabilizador atue como filtro ativo.

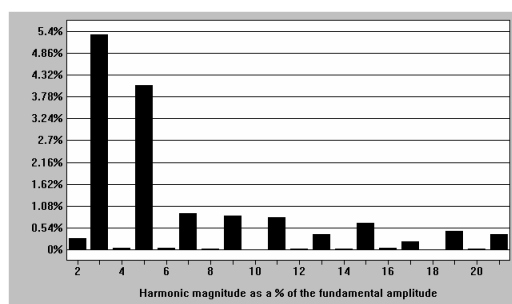


Fig. 152 - Análise harmônica da tensão na saída.

Tabela 5 - THD com ≈ 10 kVA não-linear direto na rede.

Grandeza	THD
Tensão	6,920%

3.4.13 Visto pela carga

Com carga linear nominal (≈ 10 kVA)

A análise harmônica da tensão na saída do estabilizador é mostrada na Fig. 153, enquanto que a análise harmônica da corrente de carga é mostrada na Fig. 154. Na Tabela 6 tem-se os valores do THD (taxa de distorção harmônica) e do fator de potência visto pelo estabilizador.

Tabela 6 - Fator de potência na saída com ≈ 10 kVA.

Grandeza	THD/Fator de deslocamento	Fator de potência
Tensão	3,604%	-
	0	
Corrente	3,683%	0,999
	-0,26°	

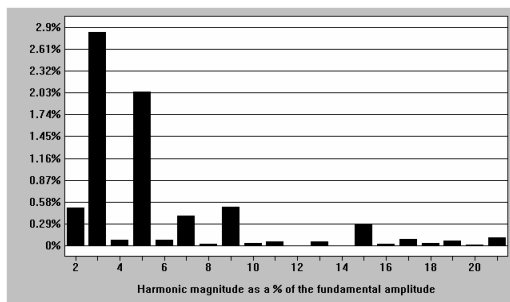


Fig. 153 - Análise harmônica da tensão na saída.

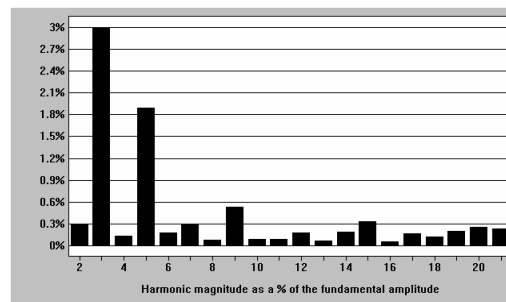


Fig. 154 - Análise harmônica da corrente na saída.

Com carga não-linear ($\approx 6,5$ kVA)

A análise harmônica da tensão na saída do estabilizador é mostrada na Fig. 155, enquanto que a análise harmônica da corrente de carga é mostrada na Fig. 156. Na Tabela 7 tem-se os valores do THD (taxa de distorção harmônica) e do fator de potência visto pelo estabilizador.

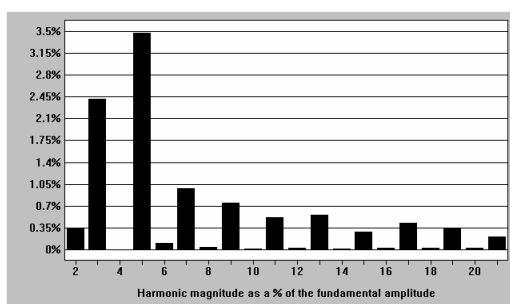


Fig. 155 - Análise harmônica da tensão na saída.

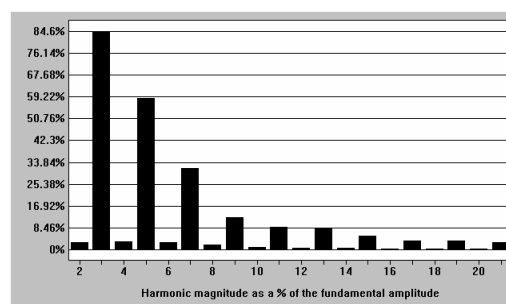


Fig. 156 - Análise harmônica da corrente na saída.

Tabela 7 - Fator de potência na saída com $\approx 6,5$ kVA de carga não-linear.

Grandeza	THD/Fator de deslocamento	Fator de potência
Tensão	4,532%	-
	0	
Corrente	109,514%	0,660
	11,934°	

Com carga não-linear nominal ($\cong 9,6$ kVA)

A análise harmônica da tensão na saída do estabilizador é mostrada na Fig. 157, enquanto que a análise harmônica da corrente de carga é mostrada na Fig. 158. Na Tabela 8 tem-se os valores do THD (taxa de distorção harmônica) e do fator de potência visto pelo estabilizador.

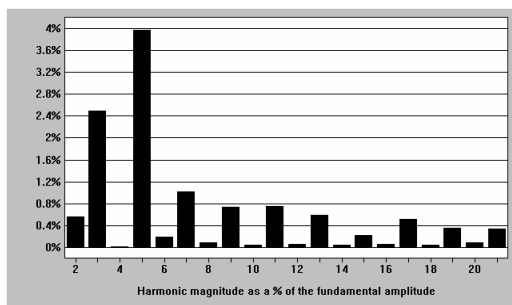


Fig. 157 - Análise harmônica da tensão na saída.

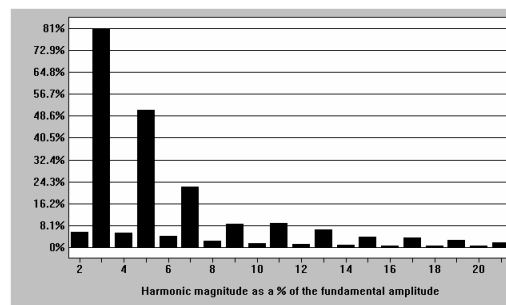


Fig. 158 - Análise harmônica da corrente na saída.

Tabela 8 - Fator de potência na saída com $\approx 9,6$ kVA de carga não-linear.

Grandeza	THD/Fator de deslocamento	Fator de potência
Tensão	5,040%	-
	0	
Corrente	99,927%	0,691
	12,226°	

Comparando-se a taxa de distorção harmônica da tensão da rede com a carga conectada diretamente, sem estabilizador, com a saída do estabilizador (Tabela 5 x Tabela 8), pode-se notar uma melhora na forma de onda da tensão, visto que o THD diminuiu de 6,920% para 5,040%.

3.5 Conclusão

Apresentaram-se neste capítulo a metodologia de projeto e os resultados experimentais do estabilizador de tensão alternada. Foram projetados os elementos do estágio de potência e de controle.

Através de diversos ensaios de laboratório mostrou-se o correto funcionamento do conversor, seja para: variações de tensão de entrada, variação de carga, partida e desligamento, tensão de entrada distorcida e carga não-linear.

Pela análise harmônica realizada verificou-se que o circuito funciona como filtro ativo, quando na saída do mesmo está conectada uma carga não-linear, corrigindo a forma da tensão de saída.

A metodologia de projeto apresentada não levou em consideração a ocorrência simultânea

da distorção na tensão de entrada e operação com carga não-linear. No entanto, em laboratório verificou-se que devido à presença das indutâncias de linha, a tensão disponibilizada pela concessionária de energia elétrica tem pouca qualidade quanto à forma, fazendo com que o estabilizador opere nos extremos de sua capacidade, quais sejam: carga não-linear e tensão de entrada distorcida. Portanto, na metodologia de projeto deverá ser incluída esta condição de operação.

4 Conclusão

O tema deste trabalho de doutoramento é Estabilizadores de Tensão Alternada, objetivando-se conciliar num mesmo equipamento diversas características, entre as quais: bidirecionalidade de tensão e corrente, tensão de saída com baixo conteúdo harmônico, capacidade abaixadora e elevadora de tensão, boa relação de compromisso entre volume, custo e eficiência, atendimento à norma IEE 519-1992 com respeito à máxima distorção harmônica na tensão de saída, etc. Com intuito de atender as características citadas, realizou-se uma ampla revisão bibliográfica, através da qual foi possível definir uma topologia capacitada ao fim desejado.

Em seguida, no capítulo 2, realizou-se o estudo teórico da topologia escolhida e no capítulo 3, fez-se o projeto e mostrados os ensaios de laboratório do protótipo implementado. A partir de então, analisando-se os resultados obtidos, foi possível apontar os seguintes tópicos de continuidade do trabalho (vinculados ao cronograma do capítulo 1):

- Refinamento da metodologia de projeto, visando à operação simultânea com tensão de entrada distorcida e carga não-senoidal na saída (item M);
- Remodelagem do conversor, visando incorporar ao modelo a indutância de linha da rede de energia elétrica (item O);
- Estudo da utilização de filtro na entrada e suas implicações na resposta dinâmica do conversor (itens P e Q);
- Apresentação de uma nova metodologia de projeto, com base no estudo realizado nos tópicos anteriores (item R);
- Projeto e testes de laboratório, visando comprovar o estudo realizado (itens R, S, T e U).

Um dos pontos a merecer maior destaque nos estudos subseqüentes é a modelagem e controle do conversor com a presença de indutâncias na entrada. Pelos resultados experimentais comprovou-se que a rede de energia elétrica apresenta elevada indutância de linha (da ordem de centenas de μH), o mesmo acontecendo se forem utilizados transformadores na entrada para isolamento da carga da rede, fazendo necessário uma modelagem mais realista do conversor em estudo. Um indicativo de solução, sem comprovação imediata, é a utilização de uma malha de pré-alimentação, incorporada na malha de controle da tensão de saída. Esta “pode” cancelar o efeito das indutâncias ou do filtro de entrada do conversor, inserindo o efeito de um amortecimento, que poderia ser realizado por meio de resistências, prejudicando o rendimento do equipamento.

Com relação aos resultados obtidos no estudo experimental, realizado com o conversor implementado, pode-se afirmar que a topologia escolhida apresenta:

- Elevada robustez – usando-se interruptores comerciais na configuração de

bidirecionalidade de corrente e unidirecionalidade de tensão;

- Reduzido volume – não há necessidade de capacitores no barramento de tensão contínua;
- Fácil partida e desligamento – não há necessidade de resistências para controle de corrente de partida;
- Resposta dinâmica rápida – frente a variações de carga ou na tensão de entrada, o conversor atua de forma rápida e pouco oscilatória, corrigindo a tensão de saída sem comprometer a integridade da carga;
- Capacidade de atuar como filtro ativo – através do controle instantâneo da tensão de saída, consegue-se corrigir distorções presentes na tensão de entrada;
- Capacidade de operar com cargas não-lineares – empregando-se a metodologia de projeto adequada, e usando controle instantâneo da tensão de saída, consegue-se entregar à carga tensão com boa qualidade, mesmo sendo aquela do tipo não-linear.

Destaca-se também que na metodologia de projeto apresentada vislumbrou-se obter expressões de fácil utilização pela indústria, sabendo que um dos objetivos específicos deste trabalho de doutoramento é disponibilizar ao setor empresarial do país uma tecnologia facilmente absorvível. Desta forma, o projeto do estabilizador ora realizado, fez parte de uma parceria entre esta universidade e empresas do setor de estabilizadores de tensão.

5 Referências Bibliográficas

5.1 Contexto atual da Eletrônica de Potência

- [1] MOHAN, N. *Power Electronic Circuits: An Overview*. International Conference on Industrial Electronics - IECON'88, p. 522-527, October, 1988.
- [2] BOSE, Bimal k. Technology Trends in Microcomputer Control of Electrical Machines. IEEE Transactions on Industrial Electronics – Vol. 35, N0 01, February - 1988.
- [3] BOSE, Bimal k. Recent Advances in Power Electronics. International Conference on Industrial Electronics - IECON'90, p. 829-838, November, 1990.
- [4] WYK, J. D. van and FERREIRA, J. A. Some Present and Future Trends in Power Electronics Converters. Power Electronics and Motion Control - PEMC'92, p. 09-18, November, 1992.
- [5] EWG – European Working Group. Aspects of Power Electronics Evolution in Europe. Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC'92, p. 40-48, February, 1992.
- [6] BOSE, Bimal K. Evaluation of Modern Power Semiconductor Devices and Future Trends of Converters. IEEE Transactions on Industrial Applications – Vol. 28, N0 02, March-April - 1992.
- [7] BOSE, Bimal K. Power Electronics and Motion Control – Technology Status and Recent Trends. IEEE Transactions on Industrial Applications – Vol. 29, N0 05, September-October - 1993.
- [8] MEHL, Ewaldo Luiz. Proposição, Análise, Projeto e Implementação Prática de um Novo Retificador Trifásico com Elevado Fator de Potência. Florianópolis, SC – Brasil, 1996. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [9] KASSAKIAN, John G. The Future of Power Electronics in Advanced Automotive Electrical Systems. Power Electronics Specialists Conference – PESC'96, p. 07-14, June, 1996.
- [10] AKAGI, Hirofumi. Utility Applications of Power Electronics in Japan. International Conference on Industrial Electronics - IECON'97, p. 409-416, November, 1997.
- [11] AKAGI, Hirofumi. The State-of-the-Art of Power Electronics in Japan. IEEE Transactions on Power Electronics – Vol. 13, N0 02, March - 1998.
- [12] BLOOM, Laurence J. Past, Present and Future Dynamics Within the Power Supply Industry. Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC'98, p. 178-283, February, 1998.
- [13] BOSE, Bimal K. Advances in Power Electronics – Its Impact on the Environment. IEEE International Symposium on Industrial Electronics - ISIE '98, p. 28-30, July, 1998.
- [14] GABORIAULT, Mark T. The Global Market for Power Supply and Power Management Integrated Circuits. Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC'99, p. 43-

- 48, March, 1999.
- [15] WYK, J. D. Van and LEE, Fred C. Power Electronics Technology at the Dawn of the New Millenium – Status and Future. Power Electronics Specialists Conference – PESC'99, p. 03-12, June-July, 1999.
 - [16] YANO, Masao, et al. Recent Trend in Power Conversion. International Conference on Industrial Electronics - IECON'2000, p. 1340-1346, October, 2000.
 - [17] WILSON, Thomas G. The Evolution of Power Electronics. IEEE Transactions on Power Electronics – Vol. 15, N0 03, May - 2000.
 - [18] BERNET, Steffen. Recent Developments of High Power Converters for Industry and Traction Applications. IEEE Transactions on Power Electronics – Vol. 15, N0 06, November - 2000.
 - [19] BOSE, Bimal K. Energy, Environment, and Advances in Power Electronics. IEEE Transactions on Power Electronics – Vol. 15, N0 04, July - 2000.
 - [20] OLIVEIRA, João Carlos de. Contribuição para o Desenvolvimento de Dois Diferentes tipos de Estabilizadores de Tensão Alternada com Variação Contínua. Uberlândia, MG – Brasil, 2001. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia.
 - [21] SEVERNS, Rudy. Circuit Reinvention in Power Electronics and Identification of Prior Work. IEEE Transactions on Power Electronics – Vol. 16, N0 01, January - 2001.
 - [22] MASADA, Eisuke. Power Electronics in Industrial Strategy for Modern Society. Power Conversion Conference – PCC'2002, p. 01-05, April, 2002.
 - [23] DE DONCKER, R. W. Medium-Voltage Power Electronic Technologies for Future Decentralized Power Systems. Power Conversion Conference – PCC'2002, p. 927-932, April, 2002.
 - [24] KREIN, Philip T. Elements of Power Electronics. New York, EUA – Oxford University Press, 1997.
 - [25] BARBI, Ivo. Eletrônica de Potência. Florianópolis, SC - Brasil – 3a Edição, Edição do Autor, 2000.
 - [26] PATCHETT, G. N. Automatic Voltage Regulators and Stabilizers. Great Britain, Pitman Press – Third edition – 1970.

5.2 Classificação dos Conversores CA-CA

- [27] KASSICK, Enio Valmor. Estudo e Realização de um Estabilizador de Tensão Alternada Senoidal a Tiristor. Florianópolis, SC – Brasil, 1983. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [28] ALVAREZ, Héctor Lira. Reguladores Automáticos de C. A. Estudo Comparativo. 5o Congresso Brasileiro de Autômática (CBA 84), Campina Grande, PB - Brasil, p. 327-332, 1984.

- [29] LIPO, Thomas A. Recent Progress in the Development of Solid-State AC Motor Drives. IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 3, no 2, April – 1988.
- [30] BEASANT, R.R. et al. An approach to the realization of a high-power Venturini converter. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'90), p. 291-297, June, 1990.
- [31] BHOWMIK, S. and SPÉE, R. A Guide to the Application-Oriented Selection of AC/AC Converter Topologies. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '92), p. 571-578, February, 1992.
- [32] PETZOLDT, J. et al. Comparison of power converters with DC and AC link. Fifth European Conference on Power Electronics and Applications, p. 189-195, September, 1993.
- [33] TADAKUMA, Susumo and EHARA, Minoru. Historical and predicted trends of industrial AC drives. IEEE Industrial Electronics Society (IECON'93), p. 655-661, November, 1993.
- [34] BHOWMIK, S. and SPÉE, R. A Guide to the Application-Oriented Selection of AC/AC Converter Topologies. IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 8, no 2, April – 1993.
- [35] SRINIVASAN, S. et al. Custom Power Using AC Power Converters. Proceedings of Power Conversion, p. 441-450, 1994.
- [36] BEUKES, H. R. et al. Comparative Evaluation of PWM AC-AC Converters. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'95), p. 529-535, June, 1995.
- [37] SRINIVASAN, S. and VENKATARAMANAN, G. Experimental evaluation of AC/AC converter topologies in utility applications. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'95), p. 517-522, June, 1995.
- [38] OLIVEIRA, J. C. et al. Comparison of Two AC/AC Regulators: The Serial AC Link Regulator and the Boost/Inverter Converter. 5o Brazilian Power Electronics Conference(COBEP'99), Foz do Iguaçu - PR - Brazil, p. 712-717, September, 1999.
- [39] OLIVEIRA, J. C. et al. Comparative Analysis of Three AC/AC Single Phase Voltage Regulators. IV Conferência de Aplicações Industriais (INDUSCON 2000), p. 298-303, Porto Alegre – RGS, 2000.
- [40] JAHNS, Thomas M. and OWEN, Edward L. AC adjustable-speed drives at the millennium: how did we get here?. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '2000), p. 18-26, February, 2000.
- [41] OLIVEIRA, J. C. et al. Two AC/AC Regulators Studied in a Comparative Way: The Serial AC Link Regulator and the Boost/Inverter Converter. IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'00), New Orleans, Louisiana - USA, p. 868-8874, February, 2000.
- [42] BA-THUNYA, A. S. et al. Single phase induction motor drives-a literature survey. IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC 2001), p. 911-916, 2001.
- [43] OLIVEIRA, J. C. et al. Three AC/AC Single Phase Voltage Regulators Analysed in a Comparative Way. IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'2001), p. 887-892,

March, 2001.

[44] Disponível em: www.powerdesigns.com

5.3 Conversores Matriciais

- [45] RODRIGUEZ, J. A New Control Technique for AC-AC Converters. Control in Power Electronics and Electrical Drives (IFAC 83), p. 203-209, Lausanne – Switzerland, 1983.
- [46] BURANY, N. Safe control of four-quadrant switches. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS 89), p. 1190-1194, October, 1989.
- [47] ALESINA, A. et al. Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 4, No 1, p. 101-112, January, 1989.
- [48] OYAMA, J. et al. New control strategy for matrix converter. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'89), p. 360-367, June, 1989.
- [49] SMIT, J. J. et al. A high-frequency matrix converter for high-efficient power conversion in renewable energy systems. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'90), p. 521-526, March, 1990.
- [50] BEASANT, R. R et al. An approach to the realization of a high-power Venturini converter. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'90), p. 291-297, June, 1990.
- [51] KAZERANI, Mehrdad and OOI, Boon Teck. Direct AC-AC matrix converter based on three-phase voltage-source converter modules. International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation (IECON'93), p. 812-817, November, 1993.
- [52] HEY, Hélio L. et al. A Soft-Switching AC-AC Converter. 3o Brazilian Power Electronics Conference(COBEP'95), São Paulo - SP - Brazil, p. 503-508, December, 1995.
- [53] WHEELER, Patrick W. et al. Matrix Converters: A Technology Review. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No 2, p. 276-288, April, 2002.
- [54] ZHOU, Dongsheng et al. Evaluation of AC-AC matrix converter, a manufacturer's perspective. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS 2002), p. 1558-1563, October, 2002.
- [55] FIRDAUS, S. and HAMZAH, Mustafar Kamal. Modelling and simulation of a single-phase AC-AC matrix converter using SPWM. Student Conference on Research and Development (SCORed 2002), p. 286 – 289, July, 2002.
- [56] BLAND, M et al. A new resonant soft switching topology for direct AC-AC converters. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'02), p. 72-77, June, 2002.
- [57] SIMON, Olaf et al. Modern Solutions for Industrial Matrix-Converter Applications. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No 2, p. 401-406, April, 2002.

5.4 Cicloconversores

- [58] McVEY, Eugene S and WARREN, Ramon E. A Variable-Frequency Precision ac Regulator. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-14, No 2, December, 1967.
- [59] BIRD, B. M, et al. Amplitude-Modulated Frequency Changer. IEEE Proceedings, Vol. 119, No 8, August, 1972.
- [60] BERG, Gunnar J. and DAS, Pawan K. A New Three-Phase Static Variable Frequency Changer. IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol. IA-9, No 5, September/October, 1973.
- [61] PEDDER, D. A. G. et al. A Solid State, Variable-Frequency, 3-Phase Power Source with Individual Harmonic Control. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-24, No 1, February, 1977.
- [62] UEDA, R et al. Stabilization of Bank Selection in no Circulating Cycloconverter by Means of Reliable Current-Zero and Current-Polarity Detection. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS 82), p. 651-656, 1982.
- [63] BEAUREGARD, F. et al. Design Considerations Related to the use of Power Mosfet in High Performance AC to AC Converters. PCI Proceedings, p. 84-93, May, 1987.
- [64] RIBICKIS, L. et al. New solutions for direct frequency converter as voltage regulator. International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation (IECON'94), p. 338-343, September, 1994.
- [65] VILLACA, M. V. M. and PERIN, A. J. A soft switched direct frequency changer. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS 95), p. 2321-2326, October, 1995.
- [66] ROY, G. et al. An AC-AC converter made of two semi direct frequency changers has no limits on the voltage gain. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'96), p. 918-924, March, 1996.
- [67] MINO, Kazuaki, et al. Direct Linked Type Frequency Changer Based on DC-Clamped Bilateral Switching Circuit Topology. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS 97), p. 1429-1436, October, 1997.
- [68] PERIN, Arnaldo. Conversor Direto de Frequência sem Tempo Morto entre as Comutações. UFSC/CTC/EEL, Documento Interno.
- [69] OZPINECI, Burak and TOLBERT, Leon M. Cycloconverters. Disponível em: <http://www.pels.org/Comm/Education/Tutorials>

5.5 Compensadores série - diretos

- [70] CARDOSO, César Mauro. Estudo e Realização de um Estabilizador de Tensão Alternada à

- Transistor de Potência. Florianópolis, SC – Brasil, 1986. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [71] THOMAS, Charles E. Electronic Power Conditioner. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'86), p. 46-51, April-May, 1986.
- [72] BARBI, Ivo e CARDOSO, Cesar Mauro. Um Estabilizador de Tensão Alternada Senoidal. SBA: Controle & Automação, Vol. 2, nº 1, p. 40-46, 1988.
- [73] KULARATNA, A. D. V. N. Low Cost, Light Weight AC Regulator Employing Power Transistors. Power Conversion and Intelligent Motion (PCIM'90), Philadelphia, Pennsylvania - USA, p. 67-76, October, 1990.
- [74] KULARATNA, A. D. V. N. Techniques Based on Bipolar Power Transistor Arrays for Regulation of AC Line Voltage. The European Power Electronics Association (EPE'93), p. 96-100, September, 1993.
- [75] KUROKAWA, Sérgio. Desenvolvimento de um Estabilizador de Tensão Alternada de Variação Contínua Utilizando MOSFETs. Uberlândia, MG – Brasil, 1994. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Uberlândia.
- [76] VIEIRA, João Batista Jr e KUROKAWA, Sérgio. Um Estabilizador de Tensão Alternada de Variação Contínua Utilizando MOSFETs. Ciência & Tecnologia/UFU. No 1 – Ano 3 – p. 113-128 – Jan./Jun. – 1994.
- [77] KARADY, G.G. et al. An adaptive load voltage regulator using a microprocessor controlled series switched capacitor. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'94)p. 194-198, May, 1994.
- [78] RAAIJEN, E et al. An efficient and economical active AC line conditioner. 17th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC'95), p. 664-670, November, 1995.
- [79] OLIVEIRA, J. C. et al. A PWM AC/AC Full Bridge Converter Used Like a Serial Regulator. 4nd Brazilian Power Electronics Conference(COBEP'97), Belo Horizonte, MG - Brazil, p. 385-390, December, 1997.
- [80] OLIVEIRA, J. C. et al. A Serial Regulator Using a PWM AC/AC Full Bridge Converter. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'97), p. 549-554, July, 1997.
- [81] EL-SABBE, Awad & ZEIN EL-DIN, Ashraf. A Novel AC Voltage Regulator. 24nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'98), Aachen, Germany, p. 607-611, Augus/September, 1998.
- [82] OLIVEIRA, J. C. et al. Um Regulador CA/CA Série Utilizando um Conversor em Ponte Completa com Comutação Suave. 12o Congresso Brasileiro de Automática (CBA 98), Uberlândia, MG - Brasil, 1998.
- [83] OLIVEIRA, J. C. et al. A Serial Regulator Using a Soft Switching PWM AC/AC Full Bridge Converter. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'99), Charleston, South

- Carolina - USA, p. 193-198, 1999.
- [84] HIETPAS, S. M. and NADEN, M. Automatic Voltage Regulator using an AC Voltage-Voltage Converter. Rural Electric Power Conference, p. C5/1-C5/7, May, 1999.
 - [85] KIM, J.-H and KWON, B. -H. Three-phase ideal phase shifter using AC choppers. IEE Proceedings Electric Power Applications, p. 329-335, July, 2000.
 - [86] HIETPAS, S. M. and NADEN, M. Automatic Voltage Regulator using an AC Voltage-Voltage Converter. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No 1, January/February, 2000.
 - [87] LEE, Yim-Shu et al. Design of a Novel ac Regulator. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 38, no 2, p. 89-94, April, 1991.
 - [88] PETRY, Clóvis Antônio. Estabilizador de Tensão Alternada para Cargas Não-Lineares. Florianópolis, SC – Brasil, 2001. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
 - [89] PETRY, Clóvis A. et al. High Frequency AC Regulator for Non-Linear Loads. 6o Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'2001), Florianópolis, SC - Brazil, p. 491-496, Novembro, 1999.
 - [90] PETRY, Clóvis A. et al. Conversor CA-CA Direto para Cargas Não-Lineares. 12o Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2002), Natal, RGN - Brasil, p. 757-762, Setembro, 2002.
 - [91] PETRY, Clóvis A. et al. Estabilizador de Tensão Alternada para Cargas Não-Lineares. Seminário de Eletrônica de Potência (SEP-2002), INEP/UFSC, Florianópolis, SC – Brasil, p. 66-71, Setembro, 2002.

5.6 Choppers CA-CA e Controle de Fase

- [92] BLAND, T. G. Steady-State Analysis of Single-Phase AC Controller with Resistance Load. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-22, no 3, p. 441-447, August, 1975.
- [93] MOZDZER JR, Alexander and BOSE, Bimal K. Three-Phase AC Power Control Using Power Transistors. IEEE Transactions on Industrial Application, Vol. IA-12, p. 499-505, September-October, 1976.
- [94] METWALLY, M. S. et al. A New Single Phase AC Controller for Resistive Loads. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-24, no 3, p. 441-447, August, 1977.
- [95] REVANKAR, G. N. and TRASI, D. S. Symmetrically Pulse width Modulated AC Chopper. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-24, no 1, p. 39-45, February, 1977.
- [96] HAMMAD, A. E. and MATHUR, R. M. A New Generalized Concept for the Design of

- Thyristor Phase-Controlled Var Compensators Part I: Steady State Performance. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-98, no 31, p. 219-226, January-February, 1979.
- [97] HAMMAD, A. E. and MATHUR, R. M. A New Generalized Concept for the Design of Thyristor Phase-Controlled Var Compensators Part I: Transient Performance. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-98, no 31, p. 227-231, January-February, 1979.
- [98] GYUCYI, Laszlo. Input Power Factor of AC to AC Power Converters. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-16, no 4, p. 524-534, July-August, 1980.
- [99] BOWERS, J. C. A Solid State Transformer. Power Conversion International, May-June, p. 56-65, 1980.
- [100] WILLIAMSON, Stephen. Reduction of the Voltage and Current Harmonics Introduced by a Single-Phase Triac AC Controller, by Means of Shunt Resistance. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-28, no 4, p. 266-272, November, 1981.
- [101] SELVAKUMAR, C. R. Negative-Feedback High-Efficiency AC Voltage Regulator. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-28, no 1, p. 24-27, February, 1981.
- [102] MARJANOVIĆ, Nebojsa. Semiconductor Auto-Transformer with Continuous Voltage Transformation Ratio Variation. Proceeding PCI, p. 262-267, September, 1982.
- [103] WILLIAMS, B. W. Asymmetrically Modulated AC Chopper. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-29, no 3, p. 181-184, August, 1982.
- [104] BHAT, S. Ashoka Krishna and VITHAYATHIL, Joseph. A Simple Multiple Pulsewidth Modulated AC Chopper. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-29, no 3, p. 185-189, August, 1982.
- [105] FAGUNDES, João Carlos dos Santos. Estudo e Realização de um Variador Estático Direto de Tensão Alternada Senoidal. Florianópolis, SC – Brasil, 1983. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [106] BARBI, Ivo e FAGUNDES, João C. S. Uma Fonte de Tensão Alternada Senoidal a Transistor de Potência. 5o Congresso Brasileiro de Automática (CBA 84), Campina Grande, PB - Brasil, p. 730-736, 1984.
- [107] BARBI, Ivo e KASSICK, Enio V. Um Estabilizador de Tensão Alternada Senoidal a Tiristor. 5o Congresso Brasileiro de Automática (CBA 84), Campina Grande, PB - Brasil, p. 350-355, 1984.
- [108] MALIK, Nazar H. et al. Analysis and Performance of Three-Phase Phase-Controlled Thyristor AC Voltage Controllers. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-32, no

- 3, p. 192-199, August, 1985.
- [109] KHOEI, Abdollah and YUVARAJAN, Subbaraya. Single-Phase AC-AC Converters Using Power Mosfet's. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-35, no 3, p. 442-443, August, 1988.
 - [110] POMILIO, José Antenor. Características de Transferência de Recortador C. A. 7o Congresso Brasileiro de Automática (CBA 88), São José dos Campos, SP - Brasil, p. 400-405, 1988.
 - [111] TSUCHIYA, J. and SHIOYA, M. Instantaneous value control using a synchronous-integrating filter for PWM AC voltage regulator. 15th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON '89), p. 67-70, November, 1989.
 - [112] CHOE, Gyu-Ha et al. An Improved PWM Technique for AC Choppers. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 4, no 4, p. 496-505, October, 1989.
 - [113] GOULET, Kevin. Automation Equipment of the '90's – Power Conditioning Equipment of the '60's. Proceeding Power Quality/ASD, p. 64-77, October, 1990.
 - [114] HAMED, Sadeq A.. Steady-State Modeling, Analysis, and Performance of Transistor-Controlled AC Power Conditioning Systems. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 5, no 3, p. 305-313, July, 1990.
 - [115] CHO, Jung G. and CHO, Gyu H. Cyclic Quase-Resonant Converters: A New Group of Resonant Converters Suitable for High Performance DC/DC and AC/AC Conversion Applications. 16th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON '90), p. 956-963, November, 1990.
 - [116] CIMADOR, Giuseppe and PRESTIFILIPPO, Paolo. An attractive new converter topology for AC/DC, DC/DC & DC/AC power conversion. 12th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC '90), p. 597-604, October, 1990.
 - [117] ADDOWEESH, Khaled E. and MOHAMADEIN, Adel, L. Microprocessor Based Harmonic Elimination in Chopper Type AC Voltage Regulators. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 5, no 2, p. 191-200, April, 1990.
 - [118] BARBI, I. et al. A Compact AC/AC Voltage Regulator Based on an AC/AC High Frequency Flyback Converter. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'91), Boston - USA, p. 846-852, June, 1991.
 - [119] JANG, Do-Hyun et al. Asymmetrical PWM method for AC chopper with improved input power factor. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'91), Boston - USA, p. 838-845, June, 1991.
 - [120] CHOE, G. -H. and JANG, D. H. Asymmetrical PWM technique for AC choppers. Proceedings Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON '91), p. 587-592, October-November, 1991.
 - [121] GABIATTI, Gerson and KASSICK, Enio Valmor. Overvoltage Supressor Circuit for AC

- Voltage Regulators. 1st Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'91), Florianópolis, SC - Brazil, p. 305-309, December, 1991.
- [122] BOULIER, M. et al. Three-Phase AC-AC Converter Controlled by P.W.M. The European Power Electronics Association (EPE'91), p. 4-413-4-417, Firenze, 1991.
- [123] JANG, D. H. and CHOE, G. -H. A new APWM technique with harmonics elimination and power factor control in AC choppers. Proceedings of the 1992 International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation, p. 252-258, November, 1992.
- [124] ZIOGAS, P. D. et al. A practical PWM AC controller topology. IEEE Industry Applications Society Conference (IAS'92), p. 880-887, October, 1992.
- [125] MOITA, Galba Freire. Estabilizador de Tensão Alternada Empregando Alta Frequência e Transistor de Potência. Florianópolis, SC – Brasil, 1993. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [126] FAGUNDES, J. C. et al. A PWM AC Chopper Without Dead Time and Clamping Circuit. 2nd Brazilian Power Electronics Conference(COBEP'93), Uberlândia, MG - Brazil, p. 297-301, November, 1993.
- [127] BARBI, I. et al. A Novel Family of PWM High Frequency AC Choppers. 2nd Brazilian Power Electronics Conference(COBEP'93), Uberlândia, MG - Brazil, p. 302-307, November, 1993.
- [128] HOFMEESTER, N. H. M. et al. Modelling and control of an AC/AC boost-buck converter. The European Power Electronics Association (EPE'93), p. 85-90, September, 1993.
- [129] HUH, Dong-Young and CHO, Gyu-Hyeong. Electronic Step Down (220/110 V) Transformer Using a New Quantum Series Resonant Converter. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 8, no 4, p. 439-444, October, 1993.
- [130] ENJETI, Prasad N. and CHOI, Sewan. An approach to realize higher power PWM AC controller. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'93), p. 323-327, March, 1993.
- [131] DEIB, D. A. and HILL, H. W. Optimal harmonic reduction in AC/AC chopper converters. 24th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'93), p. 1055-1060, June, 1993.
- [132] MOITA, Galba F. et al. An AC Voltage Regulator Employing Power Transistors and a High Frequency Switching Technique. 2nd Brazilian Power Electronics Conference(COBEP'93), Uberlândia, MG - Brazil, p. 365-370, November, 1993.
- [133] ROSSETO, L. et al. AC/AC PWM Converters with High-Frequency Insulation and Minimum Number of Switches. The European Power Electronics Association (EPE'93), p. 13-17, September, 1993.
- [134] ADDOWEESH, K. E. and AL-KHALIDI, M.S. AC chopping technique with phase and

- voltage control. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'93), p. 684-688, June, 1993.
- [135] SALAZAR, L. et al. On the characteristics of a PWM AC controller using four switches. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'93), p. 307-313, June, 1993.
- [136] SRINIVASAN, Shanker and VENKATARAMANAN, Giri. Versatile PWM Converters for Three Phase AC Power Conditioning. Proceedings Power Conversion, p. 451-459, September, 1994.
- [137] VINCENTI, Donato, et al. Design and Implementation of a 25-kVA Three-Phase PWM AC Line Conditioner. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 9, no 4, p. 384-389, July, 1994.
- [138] JANG, Do-Hyun et al. Asymmetrical PWM Technique with Harmonic Elimination and Power Factor Control in AC Choppers. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, no 2, p. 175-184, March, 1995.
- [139] JANG, Do-Hyun and CHOE, Cyu-Ha. Improvement of Input Power Factor in AC Choppers Using Asymmetrical PWM Technique. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, no 2, p. 179-1185, April, 1995.
- [140] VILLAÇA, Marco V. M. and PERIN, Arnaldo J. A New Bidirectional ZVS Switch for Direct AC/AC Converter Applications. IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'95), p. 977-983, March, 1995.
- [141] VILLAÇA, Marco V. M. e PERIN, Arnaldo J. Variador de Tensão Alternada a Interruptores Bidirecionais com Célula de Comutação ZVS. Seminário de Eletrônica de Potência (SEP-95), INEP/UFSC, Florianópolis, SC – Brasil, p. 125-132, Agosto, 1995.
- [142] OLIVEIRA, J. C. et al. A PWM AC/AC Half-Bridge Converter. 3th Brazilian Power Electronics Conference(COBEP'95), São Paulo, SP - Brazil, p. 497-502, December, 1995.
- [143] SRINIVASAN, Shanker and VENKATARAMANAN, Giri. Design of a versatile three-phase AC line conditioner. IEEE Industry Applications Conference (IAS'95), p. 2492-2499, October, 1995.
- [144] VENKATARAMANAN, Giri. A family of PWM converters for three phase AC power conditioning. International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, p. 572-577, January, 1996.
- [145] OLIVEIRA, J. C. et al. A Half-Bridge PWM AC/AC Converter. IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'96), San Jose, CA - USA, p. 709-715, March, 1996.
- [146] KWON, B. -H. et al. Novel topologies of AC choppers. IEE Proceedings Electric Power Applications, p. 323-330, July, 1996.
- [147] SUZUKI, Y and SUGAWARA, I. An approach to the AC to AC/DC converter. 18th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC '96), p. 434-441, October,

- 1996.
- [148] STRZELECKI, R. et al. Design and tests of a three-phase PWM AC power controller with two transistorized switches. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'96), p. 499-504, June, 1996.
 - [149] OLIVEIRA, J. C. et al. A Voltage Regulator Made Using a PWM AC/AC Full-Bridge Converter. 4nd Brazilian Power Electronics Conference(COBEP'97), Belo Horizonte, MG - Brazil, p. 391-395, December, 1997.
 - [150] PRAKASH, S. R. N. et al. A direct AC/AC bi-directional power converter with high-frequency link and simple PWM control. Proceedings on Power Electronics and Drive Systems, p. 869-875, May, 1997.
 - [151] AHMED, Abd El-Latif et al. Improved circuit of AC choppers for single-phase systems. Proceedings of the Power Conversion Conference, p. 907-912, August, 1997.
 - [152] LOPES, Luiz A. C. et al. A 2-Switch Three-Phase PWM AC Controller. 4nd Brazilian Power Electronics Conference(COBEP'97), Belo Horizonte, MG - Brazil, p. 379-384, December, 1997.
 - [153] RODRIGUES, Marta A. T. e SILVA, Edison R. C. Conversor Trifásico CA/CA com Elo de Alta Frequência e Comutação Suave. III Conferência de Aplicações Industriais (INDUSCON 98), p. 207-212, São Paulo, SP. Setembro, 1998.
 - [154] KWON, B. -H et al. Novel commutation technique of AC-AC converters IEE Proceedings Electric Power Applications, p. 295-300, July, 1998.
 - [155] KIM, Jong-Hyun et al. A PWM Buck-Boost AC Chopper Solving the Commutation Problem. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, no 5, p. 832-835, October, 1998.
 - [156] CASTILLA, M. et al. An electronic transformer with variable conversion ratio. 24th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON '98), p. 802-807, August-September, 1998.
 - [157] OKUI, Hideyuki and IRIE, Hisaichi. Four-quadrant AC-AC converter applied by integrated-voltage-control method. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'98), p. 721-726, May, 1998.
 - [158] TRABACH, E. P. et al. A Stabilized Single Phase Electronic Autotransformer. 5nd Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'99), Foz do Iguaçu, PR - Brazil, p. 701-706, Setembro, 1999.
 - [159] VILLAÇA, Marco V. M & PERIN, Arnaldo José. Nova Célula de Comutação Suave para Interruptores Bidirecionais. Eletrônica de Potência, Vol. 4, no 1, Setembro, 1999.
 - [160] CHANG, Jie and BRAUN, Dennis. Compact AC-AC Converter Using 3-In-1 IBPMs and Adaptive Commutation. IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS'99), p. 438-443, July, 1999.

- [161] YOUM, Jang-Hyoum and KWON, Bong-Hwan. Switching Technique for Current Controlled AC-to-AC Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 46, no 2, p. 309-318, April, 1999.
- [162] AHMED, Nabil A. et al. A New Configuration of Single-Phase Symmetrical PWM AC Chopper Voltage Controller. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 46, no 5, p. 942-952, October, 1999.
- [163] TRABACH, E. P. et al. A Stabilized Single Phase Electronic Autotransformer. *IEEE Industrial Electronics Society (IECON'99)*, p. 222-227, November-December, 1999.
- [164] MONTERO-HERNÁNDEZ, Oscar and ENJETI, Prasad N. Application of a boost AC-AC converter to compensate for voltage sags in electric power distribution systems. *31th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'00)*, p. 470-475, June, 2000.
- [165] CHATTERJEE, K et al. Unity power factor single phase AC line current conditioner. *IEEE Industry Applications Conference*, p. 2297-2304, October, 2000.
- [166] VESZPREMI, K. and HUNYAR, M. New application fields of the PWM IGBT AC chopper. *IEEE Eighth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*, p. 46-51, September, 2000.
- [167] ZINOVIEV, G. et al. New class of buck-boost AC-AC frequency converters and voltage controllers. *The 4th Korea-Russia International Symposium on Science and Technology*, p. 303-308, June-July, 2000.
- [168] MORAES, Paulo M. S. D., BARBI, Ivo and PERIN, Arnaldo J. A New Topology for Power Control of AC Loads Using AC-AC Converters. *IV Conferência de Aplicações Industriais (INDUSCON 2000)*, p. 264-269, Porto Alegre – RGS, 2000.
- [169] VESZPREMI, K. et al. PWM AC chopper-ready for higher power applications. *IEEE Porto Power Tech Proceedings*, September, 2001.
- [170] KAZERANI, M. A direct AC/AC converter based on current-source converter modules. *32th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'01)*, p. 1115-1121, June, 2001.
- [171] LEFEUVRE, Élie. *Convertisseurs Alternatif-Alternatif Directs à Base de Cellules de Commutation Deux Quadrants*. Québec, Canadá, 2001. Thèse (Philosophiae Doctor) – Faculté des études supérieures de l'Université Laval.
- [172] FEDYCZAK, Z. et al. Single-phase PWM AC/AC semiconductor transformer topologies and applications. *33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'02)*, p. 1048-1053, June, 2002.
- [173] CHANG, Jie et al. Highly Compact AC-AC Converter Achieving a High Voltage Transfer Ratio. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, no 2, p. 345-352, April, 2002.
- [174] SHINYAMA, T. et al. AC chopper using four switches. *Proceedings of the Power Conversion Conference (PCC 2002)*, p. 1056-1060, April, 2002.

- [175] PETRY, Clóvis A. et al. New AC-AC Converter Topologies. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'2003), June, 2003.
- [176] DANTAS, F. D. and CANESIN, C. A. A New High-Power-Factor AC Voltage Regulator in High-Switching Frequency of Operation. 7o Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'2003), Fortaleza, CE - Brazil, p. 584-589, Setembro, 2003.

5.7 Conversores com Mudança de Derivação de Transformadores

- [177] McVEY, Eugene S. et al. Design Information for a Switched ac Regulator. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-14, no 2, p. 51-56, December, 1967.
- [178] THOMPSON, Raymond. A Thyristor Alternating-Voltage Regulator. IEEE Transactions on Industry and General Applications, Vol. IGA-4, no 2, p. 162-166, March-April, 1968.
- [179] ROBERTS, Michael J. et al. SCR-Controlled Digitally Programmable AC Power Supply. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-25, no 1, p. 59-61, February, 1978.
- [180] ARRILLAGA, J. and DUKE, R. M.O. A Static Alternative to the Transformer On-Load Tap-Changer. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-99, no 1, p. 86-91, January-February, 1980.
- [181] SERVETAS, E.C. and VLACHAKIS, A. V. A New AC Voltage Regulator Using Thyristors. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-28, no 2, 140-145, May, 1981.
- [182] MATHUR, R.M. and BASATI, R. S. A Thyristor Controlled Static Phase-Shifter for AC Power Transmission. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-100, no 5, p. 2650-2655, May, 1981.
- [183] ALVAREZ, Héctor Lira et al. Regulador de Voltaje de C. A. Usando Tiristores y Principio de Autotransformador. 5o Congresso Brasileiro de Automática (CBA 84), Campina Grande, PB - Brasil, p. 333-337, 1984.
- [184] SCHMID, D. A. and REISCHL, P. Harmonic cancellation of power signals using voltage amplitude modulation by variable gain: applications to the AC-AC regulator. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'92), p. 579-585, February, 1992.
- [185] KARADY, George G and PARIHAR, Pramod. Integrated PWM and Transformer Switching Technique for AC Voltage Regulation. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'94), p. 961-967, February, 1994.
- [186] AL-ALI, A. R. et al. A programmable SCR-based AC voltage regulator. International IEEE/IAS Conference on Industrial Automation and Control: Emerging Technologies, p. 524-529, May, 1995.

- [187] JOHNSON, Brian K and VENKATARAMANAN, Giri. A Hybrid Solid State Phase Shifter Using PWM AC Converters. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 13, no 4, p. 1316-1321, October, 1998.
- [188] JANG, Do-Hyun and CHOE, Gyu-Ha. Step-Up/Down AC Voltage Regulator Using Transformer with Tap Changer and PWM AC Chopper. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, no 6, p. 905-911, December, 1998.
- [189] BOSCOLO, A. et al. No energy stored power conditioners for voltage sag compensation. 9th Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON 98), p. 1194-1198, May, 1998.
- [190] KOSEV, J. and ARSOV, G. L. A simple inductorless AC-line voltage autotransformer. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'99), p. 584-589, July, 1999.
- [191] SANCHEZ, V. et al. Design and implementation of a fast on-load tap changing regulator using soft-switching commutation techniques. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'00), p. 488-493, June, 2000.
- [192] ECHAVARRIA, R. et al. A novel fast on-load tap changing regulator. VII IEEE International Power Electronics Congress (CIEP 2000), p. 109-116, October, 2000.
- [193] ECHAVARRIA, R. et al. Parametric analysis of a quasi-resonant fast on-load tap changing regulator. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'02), p. 1809-1814, June, 2002.

5.8 Conversores com Link CC, Link CA, Alta Frequência e Sem Link

- [194] McMURRAY, William. The Thyristor Electronic Transformer: a Power Converter Using a High-Frequency Link. IEEE Transactions on Industry and General Applications, Vol. IGA-7, no 4, p. 451-457, July-August, 1971.
- [195] RANDO, R. AC Triport – A New Uninterruptible AC Power Supply. International Telecommunications Energy Conference (INTELEC'78), p. 50-58, 1978.
- [195] SUOZZI, J. J. System Consideration of Triports. International Telecommunications Energy Conference (INTELEC'78), p. 46-49, 1978.
- [196] HARADA, K. et al. Stability improvement of constant voltage transformer for triport UPS system. International Telecommunications Energy Conference (INTELEC'88), p. 536-541, October-November, 1988.
- [197] DIVAN, Deepakraj M. The Resonant DC Link Converter – A New Concept in Static Power Conversion. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 25, no 2, p. 317-325, March-April, 1989.
- [198] PRAKASH, S. R. Narayana and IYENGAR, B. S. R. A novel high frequency PWM push-pull inverter generates sinusoidal output voltage at 50 Hz. International Telecommunications Energy Conference (INTELEC'90), p. 35-40, October, 1990.

- [199] NESBITT, J. et al. A novel single phase to three phase converter. Electronics Conference and Exposition (APEC'91), p. 95-99, March, 1991.
- [200] CHEN, Chingchi and DIVAN, Deepakraj M. Simple topologies for single phase AC line conditioning. IEEE Industry Applications Conference (IAS'91), p. 911-917, September-October, 1991.
- [201] FRATTA, Antonino, et al. Medium Power AC/AC Converter with Forced Commutation of the DC Voltage Supply. The European Power Electronics Association (EPE'91), p. 4-509-4-514, Firenze, 1991.
- [202] LEE, J. -M. et al. A novel AC voltage regulator topology. IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON '91), p. 825-829, November, 1991.
- [203] LO, Yu-Kang et al. A new high-performance AC-to-AC conversion system. IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON '93), p. 824-829, November, 1993.
- [204] HUSSELS, P. et al. Synthesis of Cycloconverter and Current-Source-Inverter Presentation of a New Control Strategy. The European Power Electronics Association (EPE'93), p. 33-38, Brighton, 1993.
- [205] BONANI, I. AC Regulator Controlled By L. V. I. The European Power Electronics Association (EPE'93), p. 101-105, Brighton, 1993.
- [206] KIM, Joohn Sheok and SUL, Seung Ki. New control scheme for AC-DC-AC converter without DC link electrolytic capacitor. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'93), p. 300-306, June, 1993.
- [207] MALESANI, L. et al. AC/DC/AC PWM converter with minimum energy storage in the DC link. Electronics Conference and Exposition (APEC'93), p. 306-311, March, 1993.
- [208] ZHANG, X-Z. Analysis and Design of Switched-Mode AC-AC Voltage Regulator with Series Connected Compensation. IEE Power Electronics and Variable-Speed Drives Conference Publication, p. 181-187, October, 1994.
- [209] CHEN, Chingchi and DIVAN, Deepakraj M. Simple Topologies for Single Phase AC Line Conditioning. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, no 2, p. 406-412, March-April, 1994.
- [210] ALAKULA, Mats. Vector controlled AC/AC converters with a minimum of energy storage. Conference Record of the 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, p. 1130-1134, October, 1994.
- [212] MUR, F. et al. Reconfigurable Voltage and Current Line Conditioner. IEEE International Power Electronics Congress (CIEP 95), p. 117-120, October, 1995.
- [213] MALESANI, Luigi et al. AC/DC/AC PWM Converter with Reduced Energy Storage in the DC Link. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, no 2, p. 287-292, March-April,

1995.

- [214] KULRATNA, Nihal and SAMPATH, H. W. A Triport UPS Design with Bipolar Power Transistor Array Based AC Line Voltage Regulation. The European Power Electronics Association (EPE'95), p. 2-329-2-334, Sevilla, 1995.
- [215] BLAABJERG, F. et al. Evaluation of modern IGBT-modules for hard-switched AC/DC/AC converters. IEEE Industry Applications Conference (IAS'95), p. 997-1005, October, 1995.
- [216] CAMPOS, Alexandre et al. Analysis and Design of a Series-Connected PWM Voltage Regulator for Single-Phase AC Sources. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, n0 6, USA, p. 1285-1292, November/December, 1996.
- [217] SUZUKI, Y et al. High-performance UPS based on AC-to-AC converter. International Telecommunications Energy Conference (INTELEC'98), p. 754-761, October, 1998.
- [218] CLARO, Carlos Alberto and CAMPOS, Alexandre. Analysis and Design of a Series AC Voltage Conditioner Employing a Dead Beat Control Technique. IEEE Industrial Electronics Society (IECON'98), p. 385-390, August-September, 1998.
- [219] OKUMA, Yasuhiro. PWM Controlled ac Power Supply based on ac Chopper Technology and Its Applications. Transactions IEE Japan, Vol. 119-D, no 3, p. 412-419, 1999.
- [220] OLIVEIRA, J. C. et al. A New AC/AC Serial Regulator Using a Capacitor as the Serial Component. 50 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'99), Foz do Iguaçu, PR - Brazil, p. 707-711, Setembro, 1999.
- [221] OLIVEIRA, J. C. et al. A Proposed of an AC/AC Serial Regulator using a Capacitor as the Serial Component. IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'00), New Orleans, Louisiana - USA, p. 875-879, February, 2000.
- [222] BIEL, D. et al. Sliding mode control of a single-phase AC/DC/AC converter. Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control, p. 903-907, December, 2001.
- [223] JACOBINA, C. B. and OLIVEIRA, T. M. Six-switch Single-Phase AC/AC Converter. IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'2001), p. 186-192, March, 2001.
- [224] KRAGH, H. On the control of a DC-link based high frequency AC-voltage regulator. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'01), p. 1122-1128, June, 2001.
- [225] JIALIN, Lu and YANMIM, Su. A novel control strategy for high-power high-performance AC power supplies. IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON '01), p. 1178-1183, December, 2001.
- [226] LIM, Sung-Hun et al. A novel noncontact electric energy transfer system with regulating AC voltage/frequency. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'01), p. 713-717, June, 2001.
- [227] SHENKMAN, A. et al. Single-switch AC-AC converter with high power factor and soft commutation for induction heating applications. IEE Proceedings Electric Power Applications,

- p. 469-474, November, 2001.
- [228] PARK, Han-Woong et al. A Novel High-Performance Voltage Regulator for Single-Phase AC Sources. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 48, no 3, p. 554-562, 2001.
- [229] KWON, Bong-Hwan et al. Novel Line Conditioner with Voltage Up/Down Capability. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, no 5, p. 1110-1119, 2002.
- [230] PETRY, Clóvis A. et al. AC-AC Indirect Converter for Application as Line Conditioner. 7o Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'2003), Fortaleza, CE - Brazil, p. 509-514, Setembro, 2003.
- [231] BISSOCHI, Carlos Augusto et al. A New Proposal of a Line Conditioner. 7o Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'2003), Fortaleza, CE - Brazil, p. 572-576, Setembro, 2003.

5.9 UPS

- [232] PERKINSON, J. UPS systems: a review. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'88), p. 151-154, February, 1988.
- [233] KRISHNAN, R. and SRINIVASAN, S. Topologies for uninterruptible power supplies. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'93), p. 122-127, June, 1993.
- [234] OLIVEIRA da SILVA, S. A. et al. A Series-Parallel Compensated Line-Interactive UPS System Implementation with Active Power-Line Conditioning. 6o Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'2001), Florianópolis, SC - Brazil, p. 189-196, Novembro, 1999.
- [235] SOLTER, W. AC Triport – A new international UPS classification by IEC 62040-3. International Telecommunications Energy Conference (INTELEC'02), p. 541-545, October, 2002.
- [236] BARBI, Ivo. No-Breaks (UPS) para Não Projetistas. Apostila do Curso, UFSC/CTC/EEL, Agosto, 1995.

5.10 Filtros Ativos

- [237] GYUGYI, L. and STRYCUŁA, E. C. Active AC Power Filters. IEEE Industry Applications Conference (IAS'76), p. 529-535, 1976.
- [238] VAN WYK, J. D. Electronic control of power flow: present possibilities and some expected trends in applications. Third International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives, p. 1-12, July, 1988.
- [239] AKAGI, Hirofumi. Trends in Active Power Line Conditioners. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 9, no 3, p. 263-268, May, 1994.
- [240] POTTKER, F. and BARBI, I. Power factor correction of non-linear loads employing a single phase active power filter: control strategy, design methodology and experimentation. IEEE

- Power Electronics Specialists Conference (PESC'97), p. 412-417, June, 1997.
- [241] POTTAKER, F. and BARBI, I. Power factor correction of linear and nonlinear loads employing a single phase active power filter based on a full-bridge current source inverter controlled through the sensor of the AC mains current. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'99), p. 387-392, July, 1999.
- [242] SINGH, Bhim et al. A Review of Active Filters for Power Quality Improvement. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, no 5, p. 960-971, October, 1999.
- [243] EL-HABROUK, M. et al. A Survey of Active Filters and Reactive Power Compensation Techniques. Conference Publication on Power Electronics and Variable-Speed Drives, p. 7-12, 2000.
- [244] BARRERO, Fermín et al. Active Power Filters for Line Conditioning: A Critical Evaluation. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 15, no 1, p. 319-325, January, 2000.
- [245] EL-HABROUK, M. et al. Active power filters: a review. , IEE Proceedings Electric Power Applications, Vol. 147, p. 403-413, September, 2000.
- [246] RIBEIRO, E. R. and BARBI, I. A series active power filter for harmonic voltage suppression. International Telecommunications Energy Conference (INTELEC'01), p. 514-519, October, 2001.
- [247] NIELSEN, J. G. and BLAABJERG, F. Comparison of system topologies for dynamic voltage restorers. IEEE Industry Applications Conference (IAS'01), p. 2397-2403, October, 2001.
- [248] WATANABE, Edson et al. The p-q Theory for Active Filter Control: Some Problems and Solutions. 12o Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2002), Natal, RGN - Brasil, p. 1078-1083, Setembro, 2002.
- [249] Li, B. H. et al. Transformerless Dynamic Voltage Restorer. IEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution, p. 263-273, May, 2002.
- [250] RIBEIRO, Enio R. and BARBI, Ivo. A Digital Control Applied to a Series Active Filter for Harmonic Voltage Reduction. 7o Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'2003), Fortaleza, CE - Brazil, p. 186-191, Setembro, 2003.

5.11 Interruptores Bidirecionais

- [251] BARBI, Ivo et al. Interruptores Bidirecionais: Princípios e Perspectivas de Aplicações. 6o Congresso Brasileiro de Automática (CBA 86), Belo Horizonte, MG - Brasil, p. 360-365, 1986.

5.12 Medição, controle e comando

- [252] YAIR, Alexander and STEINKOLER, Meir. Improved Pulse Delay Circuit for Phase-Controlled Rectifiers and AC Voltage Controllers. IEEE Transactions on Industrial Electronics

- and Control Instrumentation, Vol. IECI-24, no 2, p. 200-202, May, 1977.
- [253] CHU, Hui-Yung et al. Transient Response of a Peak Voltage Detector for Sinusoidal Signals. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 39, no 1, p. 74-79, February, 1992.
- [254] PAN, Ching-Tsai and JIANG, Maoh-Chin. A Quick Response Peak Detector for Variable Frequency Three-Phase Sinusoidal Signals. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 41, no 4, p. 434-440, August, 1994.
- [255] GUL, Ensar. A Novel Method of Using Waveform-Generators for Sine Pulsewidth Modulation. IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, Vol. 30, no 2, p. 606-610, April, 1994.
- [256] CHIN, Tung-Hai et al. Accurate Measurement of Instantaneous Values of Voltage, Current and Power for Power Electronics Circuits. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'98), p. 302-307, May, 1998.
- [257] MUR, Francisco. et al. Phase Synchronization and Measurement Digital Systems of AC Mains for Power Converters. IEEE International Power Electronics Congress (CIEP 98), p. 188-194, 1998.

5.13 Normas

- [258] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, IEEE. IEEE Recommended Practices for Harmonic Control in Electric Power System, IEEE 519, 1992.
- [259] ABNT. NBR 14373 – Estabilizadores de tensão de corrente alternada – Potências até 3 kVA, Set. 1999.

5.14 Metodologia científica

- [260] MARCONI, Marina de Andrade e LAKATOS, Eva Maria. Metodologia Científica. Editora Atlas – 3a Edição – São Paulo – SP - 2000.
- [261] ECO, Umberto. Como se Faz uma Tese. Editora Perspectiva – 17a Edição – São Paulo – SP - 2002.
- [262] VERGARA, Sylvia Constant Vergara. Projetos e Relatórios de Pesquisa em Administração. Editora Atlas – 4a Edição – São Paulo – SP - 2003.