

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**“Retificador Trifásico de 18 Pulsos com Estágio CC
Controlado por Histerese Constante”**

RODOLFO CASTANHO FERNANDES

Orientador: Prof. Dr. Falcondes José Mendes de Seixas

Dissertação apresentada à Faculdade de
Engenharia - UNESP – Campus de Ilha
Solteira, para obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Conhecimento: Automação.

FICHA CATALOGRÁFICA

Elaborada pela Seção Técnica de Aquisição e Tratamento da Informação
Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação da UNESP - Ilha Solteira.

F363r	<p>Fernandes, Rodolfo Castanho. Retificador trifásico de 18 pulsos com estágio CC controlado por histerese constante / Rodolfo Castanho Fernandes. -- Ilha Solteira : [s.n.], 2010 102 f. : il.</p> <p>Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2010</p> <p>Orientador: Falcondes José Mendes de Seixas Inclui bibliografia</p> <p>1. Eletrônica de Potência. 2. Conversor CA-CC. 3. Retificador multipulsos. 4. Qualidade de energia. 5. Histerese constante. 6. Estágio CC elevador de tensão.</p>
-------	---

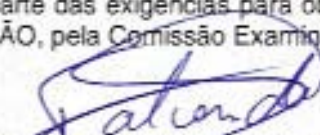
CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

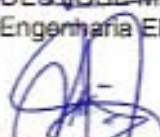
TÍTULO: Retificador trifásico de 18 pulsos com estágio CC controlado por histerese constante


AUTOR: RODOLFO CASTANHO FERNANDES

ORIENTADOR: Prof. Dr. FALCONDES JOSE MENDES DE SEIXAS

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica,
Área: AUTOMAÇÃO, pela Comissão Examinadora:


Prof. Dr. FALCONDES JOSE MENDES DE SEIXAS
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. LUIZ CARLOS GOMES DE FREITAS
Centro de Ciências Exatas e Tecnologia / Faculdade de Engenharia Elétrica / Universidade Federal
de Uberlândia

Data da realização: 03 de dezembro de 2010.

Dedicado à minha família, **Álvaro, Valkíria e Mariana.**

Para a **Arêta**, companheira de muitos anos.

Para os meus avós, todos eles.

Só cheguei até aqui porque contei com a ajuda de vocês.

“Se pude ver mais longe, foi porque me amparei sobre os ombros de gigantes.”

Isaac Newton (1643-1727)

AGRADECIMENTOS

Este trabalho foi possível porque sempre contei com o apoio e compreensão dos meus pais, que me apoiaram em todas as decisões que tomei. Agradeço a eles por tudo que conquistei. Devo a eles tudo o que tenho. Igualmente, agradeço à Arêta, que me acompanha desde o início da minha graduação, pela paciência e amor. Este trabalho também é seu.

Agradeço imensamente ao mestre Falcondes pela segurança com a qual me orientou e por mostrar, ao mesmo tempo, grande sabedoria e humildade. Esteja certo que, mais do que aluno e professor, nos tornamos bons amigos. O desejo de continuar na vida acadêmica nasceu graças ao convívio e conversas que tivemos.

Sou grato ao Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin, por quem tenho grande amizade e respeito, pela participação na banca examinadora. Obrigado pelas oportunidades de trabalhar com a equipe do Laboratório de Eletrônica de Potência, inclusive em projetos de P&D. Foram experiências excelentes.

Muito obrigado ao Prof. Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas pela participação na banca examinadora, pela revisão cuidadosa do material e pelos comentários.

Ao Prof. Dr. Dilson Amâncio Alves, pela contribuição durante as etapas de projeto do autotransformador.

Ao Sr. Rubens Takanoashi, da empresa Arcelor Mittal, por fornecer os dados técnicos dos aços elétricos usados no estudo do autotransformador.

A todos os membros e pesquisadores do LEP, que compartilharam seus conhecimentos em muitas etapas deste trabalho e de outros em que estivemos juntos: Guilherme, Leonardo, Moacyr, Alírio, Marcelo, Priscila, Luciano, Jurandir, Flávio, Luigi e Ruben.

Aos amigos de Ilha Solteira, que tornaram os finais de semana mais divertidos e inspiraram este trabalho, Kenji, Leandro, Juliana, André, Opérsio e Gabriela. Foram boas madrugadas. E também à Stefani pelo otimismo e pelas longas conversas que tivemos.

Fico muito feliz em ter a oportunidade de conviver com todos.

Finalmente, agradeço ao Departamento de Engenharia Elétrica e à CAPES pelo apoio financeiro concedido.

RESUMO

Este trabalho propõe um novo conversor CA-CC trifásico de múltiplos pulsos com estágios CC-CC elevadores de tensão controlados pela técnica de histerese constante. Nesta proposta não são empregados indutores de interfase. A finalidade deste conversor é a de possibilitar um barramento CC regulado para aplicações embarcadas, acionamentos elétricos e afins, sempre com preocupações relacionadas aos aspectos de Qualidade de Energia Elétrica. Assim, a proposta deve apresentar elevado fator de potência, baixa distorção harmônica total de corrente drenada da rede elétrica. Ampla revisão bibliográfica, reunindo as propostas mais recentes da literatura para conversores com mesma finalidade, é feita para que sejam estudadas as estruturas de potência, técnicas de controle, versatilidade, possibilidade de isolamento galvânico e robustez. Em seguida, é detalhada a proposta principal deste trabalho por meio da apresentação do equacionamento do autotransformador, dos estágios elevadores de tensão e da técnica de controle. Esta análise permite que sejam feitas simulações com todos os elementos do conversor CA-CC e então, se desenvolva o projeto físico dos elementos magnéticos e se escolham os componentes eletrônicos do protótipo. O número reduzido de componentes de controle e a simplicidade dos circuitos de potência são grandes atrativos da proposta discutida. Todas as informações relevantes são descritas detalhadamente e, sempre que possível, meios alternativos de solucionar problemas são também apresentados, de forma que fiquem claras as possibilidades de melhoria da técnica empregada. A operação conjunta de todos os elementos mais a técnica de controle foi validada, de maneira que se comprovou, por meio de ensaios, todos os princípios de funcionamento da proposta de conversor CA-CC. Pelos resultados experimentais, obteve-se corrente drenada da rede elétrica de 18 pulsos e com distorção harmônica total de aproximadamente 6%.

Palavras-chave: Conversor CA-CC. Retificador multipulsos. Qualidade de energia. Histerese constante. Estágio CC-CC elevador de tensão.

ABSTRACT

This work proposes a new AC-DC three-phase multipulse converter with DC-DC boost stages and constant hysteresis control. The objective of this converter is to provide a reliable DC bus for on-board applications, electric motor drives and similars, always considering power quality issues. Thus, the proposal presents high power factor and low harmonic distortions in the currents from the mains. A wide revision is made on other recent proposals found in the scientific literature. Different topologies are compared considering power circuits, control techniques, isolation possibility and robustness. The second chapter presents the details on the main proposal of this work and also the mathematical equations that describe the autotransformer, boost converters and control strategy. Later, simulation results are commented and discussed and the physical design is detailed. The output filter elements, power components and control elements are specified. Experimental results including main waveforms, efficiency, voltage regulation and temperature rise are presented for the autotransformer. The boost stages are also tested and its results are discussed. Finally, the proposed AC-DC converter is tested and the control technique applied to the power stage is validated.

Keywords: AC-DC converter. Multipulse rectifier. Power quality. Constant hysteresis. Boost DC-DC stage.

SUMÁRIO

Capítulo 1 – Introdução Geral

1.1	<i>Considerações Iniciais</i>	10
1.2	<i>Conversores Trifásicos de Elevado Fator de Potência</i>	11
1.2.1	<i>Conversores Multipulsos</i>	11
1.2.2	<i>Conversores Multifases</i>	13
1.2.3	<i>Conversores Híbridos</i>	14
1.3	<i>Estado da Arte de Retificadores Trifásicos</i>	15
1.3.1	<i>Conversor Híbrido Programável Utilizando Conversores SEPIC</i>	16
1.3.2	<i>Conversor Híbrido com Controle Digital e Modulação por Histerese Variável</i>	19
1.3.3	<i>Conversor Híbrido Unidirecional em Corrente com Regulação da Tensão de Saída</i>	21
1.3.4	<i>Conversor Híbrido Bidirecional em Corrente com Regulação da Tensão de Saída</i>	22
1.3.5	<i>Conversor com Conexão Delta Diferencial e Dois Estágios Boost</i>	23
1.3.6	<i>Conversor 18 Pulsos com Conexão Y-Diferencial e Três Estágios Elevadores</i>	25
1.3.7	<i>Conversores Alimentados em Corrente e com Isolamento em Alta Frequência</i>	26
1.3.8	<i>Conversor 18 Pulsos Alimentado em Tensão Isolado em Alta Frequência</i>	28
1.3.9	<i>Conversor Isolado com Conexão Scott com Dois Estágios Elevadores em Série</i>	30
1.4	<i>Conclusões</i>	31

Capítulo 2 – Conversor CA-CC Multipulsos com Controle por Histerese Constante

2.1	<i>Considerações Iniciais</i>	34
2.2	<i>Transformador Defasador e Adequador de Tensão</i>	35
2.2.1	<i>Conexão Δ-Diferencial</i>	36
2.3	<i>Estágio Intermediário CC-CC</i>	42
2.4	<i>Estratégia de Controle por Histerese Constante</i>	43
2.5	<i>Possíveis Aplicações para a Proposta</i>	49
2.6	<i>Conclusões</i>	50

Capítulo 3 - Cálculo de Parâmetros e Simulações

3.1	<i>Considerações Iniciais</i>	51
3.2	<i>Modelo para Representação do Autotransformador</i>	51
3.2.1	<i>Resultados de Simulação para o Autotransformador</i>	53
3.3	<i>Cálculos para o Estágio Elevador de Tensão</i>	58
3.4	<i>Simulações com Autotransf., Retificador e Estágio Elevador com Controle por Histerese</i>	61
3.5	<i>Simulações com Estágio SEPIC Isolado e Controle por Histerese Constante</i>	64
3.6	<i>Simulações com Estágio SEPIC Isolado Com Ondulação Nula de Corrente</i>	66
3.7	<i>Conclusões</i>	68

Capítulo 4 - Projeto e Especificação de Componentes

4.1	<i>Considerações Iniciais</i>	69
4.2	<i>Projeto do Autotransformador Δ-Diferencial</i>	69
4.2.1	<i>Etapa de Pré-Projeto</i>	70
4.2.2	<i>Etapa de Projeto do Núcleo Magnético</i>	71
4.3	<i>Especificação dos Retificadores Trifásicos</i>	76
4.4	<i>Projeto dos Indutores Armazenadores de Energia</i>	77
4.5	<i>Especificação dos Componentes do Circuito de Controle por Histerese Constante</i>	79
4.6	<i>Especificação de Semicondutores e Elementos de Filtragem</i>	80
4.7	<i>Conclusões</i>	81

Capítulo 5 - Resultados Experimentais

5.1	<i>Considerações Iniciais</i>	82
5.2	<i>Resultados para o Autotransformador</i>	82
5.2.1	<i>Formas de onda das Tensões de Saída</i>	83
5.2.2	<i>Defasamento entre fases R</i>	83
5.2.3	<i>Regulação de Tensão</i>	84
5.2.4	<i>Rendimento e Elevação de Temperatura</i>	85
5.3	<i>Resultados para o Retificador de 18 Pulsos</i>	86

5.3.1	<i>Formas de Onda de Tensões Retificadas</i>	87
5.3.2	<i>Correntes em um Sistema Trifásico</i>	87
5.3.3	<i>Corrente em um Enrolamento Primário</i>	88
5.3.4	<i>Correntes na Entrada do Retificador</i>	88
5.4	<i>Resultados para Estágio Elevador de Tensão – Indutores Acoplados</i>	89
5.5	<i>Resultados para Estágio Elevador de Tensão – Indutores Desacoplados</i>	92
5.6	<i>Conclusões</i>	94
Capítulo 6 – Conclusões Gerais		
6.1	<i>Considerações Gerais</i>	95
6.2	<i>Propostas de Continuidade</i>	97
	REFERÊNCIAS	98

Capítulo 1

Introdução Geral

1.1 Considerações Iniciais

O trabalho que se inicia tem o objetivo de propor um novo conversor retificador de múltiplos pulsos, trifásico, que forneça um barramento CC regulado e estabilizado ao mesmo tempo em que apresente reduzida distorção harmônica nas correntes drenadas da rede elétrica em corrente alternada. Com isto, espera-se oferecer uma contribuição às excelentes pesquisas que vêm sendo desenvolvidas no mesmo sentido.

Os efeitos da baixa Qualidade de Energia elétrica são bem conhecidos e bastante discutidos na literatura [1, 2]. São estes efeitos, muitas vezes extremamente danosos às redes elétricas e/ou equipamentos que dela dependem, que motivam a busca por soluções na vasta área de Eletrônica de Potência. As pesquisas, por sua vez, procuram atender a normas e recomendações, cada vez mais severas e restritivas, seja no que se refere a amplitudes harmônicas admissíveis, seja em relação a interferências eletromagnéticas [3-7].

Para alimentar cargas de pequena potência, em geral opta-se por estruturas monofásicas. O filtro capacitivo localizado logo após o estágio retificador das fontes chaveadas monofásicas faz com que a corrente drenada da rede elétrica tenha característica impulsiva, resultando em distorção harmônica total de corrente (DHT_i) elevada e fator de potência reduzido. Técnicas de correção ativa do fator de potência, como os pré-reguladores *boost* ou *buck-boost* (acompanhados das devidas estratégias de controle), podem ser empregadas para tornar tal corrente mais próxima de uma referência senoidal, de maneira que o equipamento atenda às normas cabíveis.

Ocorre, entretanto, que topologias monofásicas dificilmente podem suprir potências acima de 2 kW sem necessitar de aparatos adicionais como técnicas de comutação não-dissipativa ou componentes especiais com menores perdas. Surge, muitas vezes, a necessidade de se utilizar topologias trifásicas. No que se refere a conversores de elevado fator de potência, as soluções estão divididas entre conversores multipulsos, multifases e híbridos, a serem discutidos nos próximos itens.

1.2 Conversores Trifásicos de Elevado Fator de Potência

1.2.1 Conversores Multipulsos

A definição usual de conversores multipulsos é a de que estes são conversores que fornecem mais de seis pulsos de ondulação de tensão retificada para cada ciclo da rede alternada. Igualmente, são os conversores que apresentam mais de seis pulsos (patamares) na corrente drenada da rede elétrica. Técnicas de projeto, especificação e equacionamentos encontram-se na literatura [8-10].

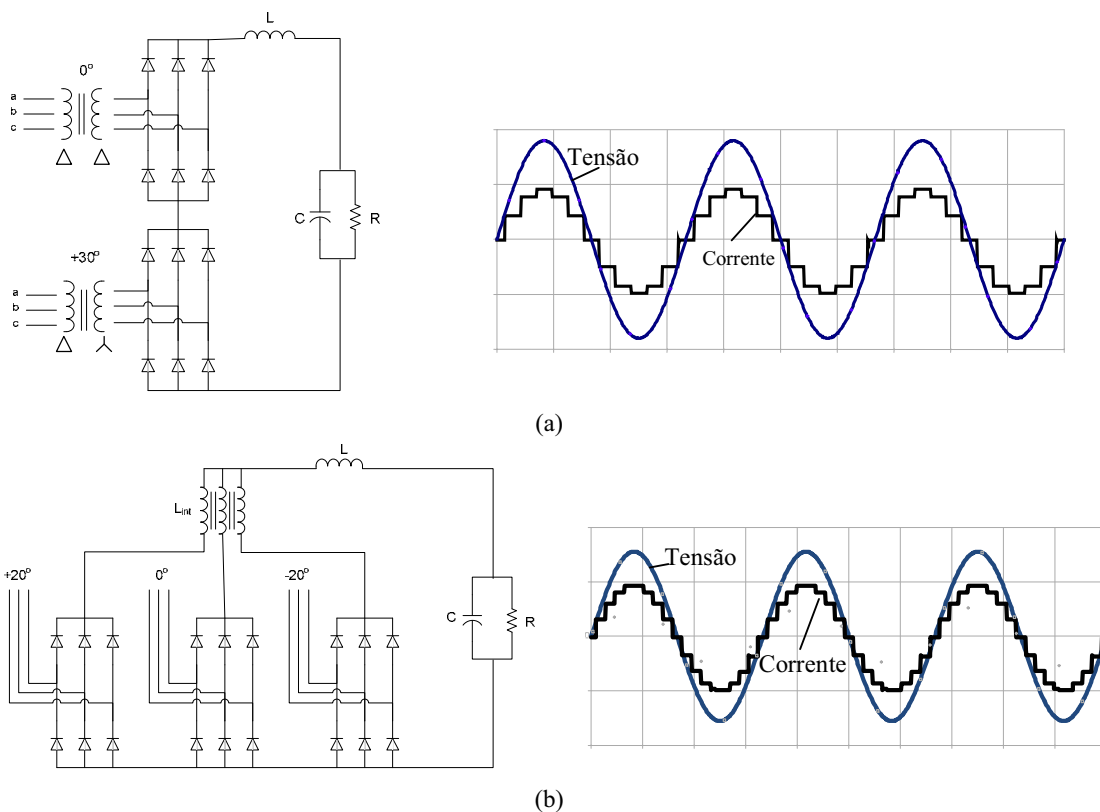


Figura 1.1 – Conversor 12 pulsos com pontes em série e corrente em uma das fases de entrada (a), conversor 18 pulsos com pontes em paralelo e corrente em uma das fases de entrada (b).

A figura 1.1(a) mostra como pode ser obtido um conversor 12 pulsos a partir da ponte retificadora trifásica clássica. Neste caso as pontes retificadoras estão associadas em série, mas esta não é a única forma de se obter o conversor de 12 pulsos [11], conforme se vê na figura 1.2(a). O defasamento de 30° entre as tensões de alimentação das pontes pode ser

obtido por meio de um transformador com primário em Δ (delta) e secundários em Δ e Y (estrela).

Na figura 1.1(b) um esquema genérico para a obtenção do conversor 18 pulsos é mostrado. Desta vez, as pontes retificadoras estão associadas em paralelo, o que requer o uso do indutor adicional L_{int} , usualmente chamado de transformador de interfase (em inglês, *interphase power transformer, IPT*), para absorver diferenças instantâneas de tensão, pois as pontes retificadoras operam defasadas entre si. Uma discussão interessante é feita em [11] quanto ao uso de transformadores de interfase. Sempre que possível, deve-se evitar o emprego destes elementos magnéticos adicionais, pois há grande dificuldade em projetá-los correta e otimizada, principalmente quando há conteúdo harmônico pré-existente na tensão da rede CA que alimenta o conversor (o que geralmente ocorre).

O defasamento de $+20^\circ$ ou -20° em relação à rede de alimentação pode ser obtido por diferentes conexões de transformadores defasadores, isolados ou não [12]. A figura 1.2 traz alguns exemplos de transformadores isolados para aplicações multipulsos. Conversores de maior número de pulsos também são possíveis. Ainda na figura 1.2, “Z” indica conexão zigue-zague e “P” significa conexão polígono. As saídas retificadas podem ser associadas em série ou paralelo, dependendo das exigências de projeto.

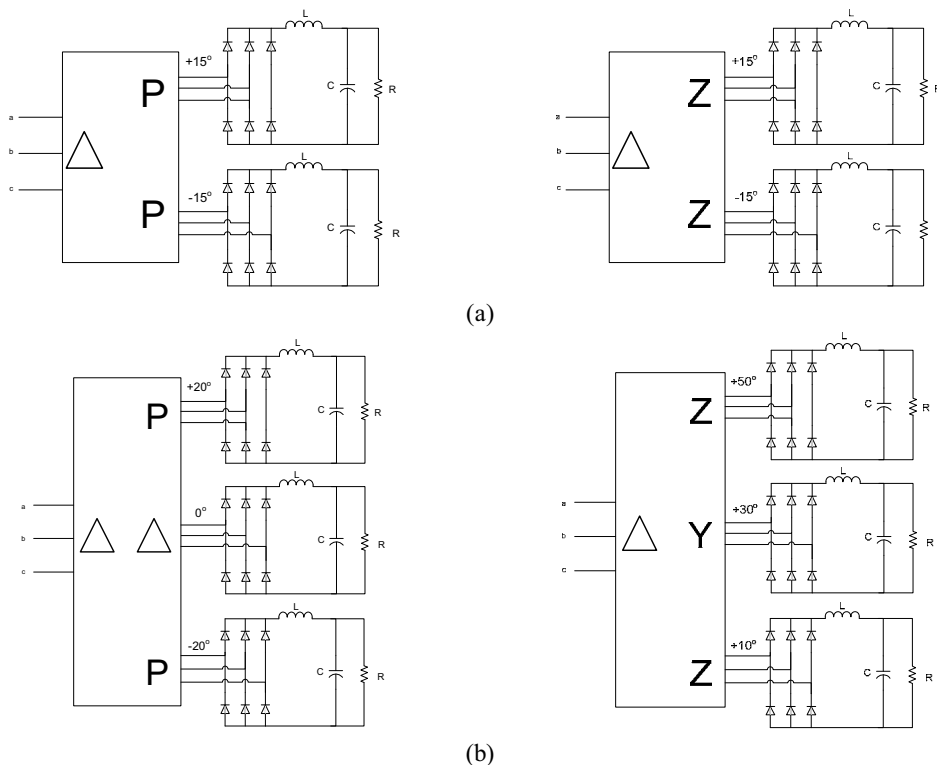


Figura 1.2 – Algumas conexões isoladas de transformador para obtenção de 12 pulsos (a) e 18 pulsos (b)

Conexões não-isoladas, baseadas em autotransformadores, são conhecidas na literatura por processarem uma pequena fração da potência requerida pela carga localizada no barramento CC [12-14], o que permite significativa redução das dimensões do núcleo magnético. Estas conexões são bastante atrativas quando pesos e volumes finais do conversor são críticos e a carga não necessita ser isolada, ou o isolamento pode ser feito em alta frequência. Uma desvantagem destas conexões especiais é o grande número de enrolamentos que se necessita para obter algumas delas (principalmente para topologias além de 18 pulsos). Isto pode ser particularmente impeditivo em linhas de produção em série.

1.2.2 Conversores Multifases

Autotransformadores podem ser projetados de maneira que cada uma de suas fases de saída esteja defasada de certo ângulo das outras. Por exemplo, para a obtenção de um conversor 18 pulsos, nove fases podem ser geradas a partir de um sistema trifásico convencional se um autotransformador for desenvolvido para que cada uma dessas fases possua defasamento de 40° em relação à anterior. Assim, não se obtém três sistemas trifásicos, cada um defasado do outro de $+20^\circ$ ou -20° , e sim nove fases defasadas entre si de 40° . Isto permite a funcionalidade do circuito mostrado na figura 1.3. Nesta situação não mais existem três pontes retificadoras trifásicas, o que torna dispensável o uso do *IPT*.

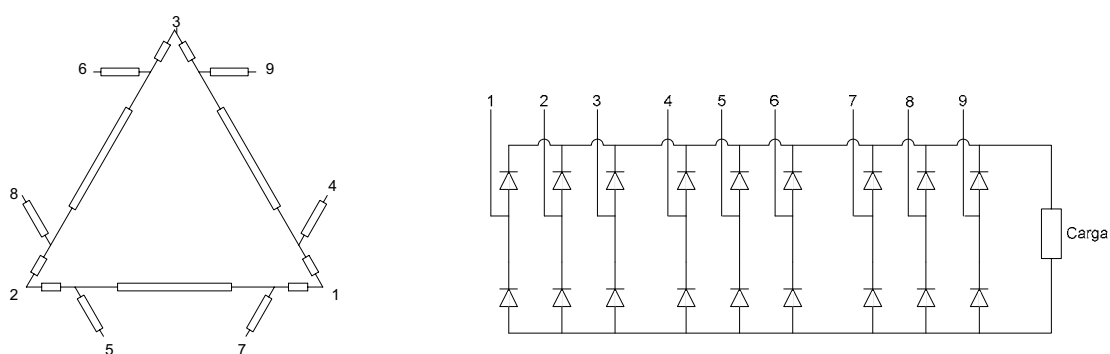


Figura 1.3 – Exemplo de conversor multifase para obtenção de topologia 18 pulsos

Para obter um conversor multifase com 12 pulsos, basta que se projete um autotransformador de maneira que existam seis fases, com defasagem entre si de 60° . Analogamente, para o conversor de vinte e quatro pulsos, são necessárias 12 fases defasadas de 30° .

Genericamente, um conversor de p pulsos requer $p/2$ fases defasadas por $\frac{360^\circ}{p/2}$ graus.

Em [15] é detalhada uma nova topologia de autotransformador para aplicações multifase proposta recentemente, a conexão *windmill*. Um exemplo de aplicação de 200 kVA é apresentado em [11].

1.2.3 Conversores Híbridos

O arranjo genérico de um conversor híbrido é dado na figura 1.4. Um retificador de seis pulsos não-controlado é associado em paralelo com outras topologias retificadoras com modulação por largura de pulsos (em inglês, *pulse width modulation, PWM*). O estágio não-controlado processa a maior parte da potência ativa total requerida pela carga. Por sua vez, o estágio controlado opera em alta frequência e processa a fração restante da potência ativa.

O chaveamento dos retificadores *PWM* é feito de forma a se impor certa corrente de entrada nestas estruturas de maneira que, quando combinadas com a corrente de entrada típica do retificador trifásico de seis pulsos, se obtenha corrente de linha com baixa distorção harmônica e em fase com a componente fundamental de tensão, resultando em conversores com elevado fator de potência. Os conversores híbridos são robustos e versáteis, pois diferentes formas de onda de corrente na rede CA podem ser alcançadas pela alteração da corrente de referência imposta aos retificadores *PWM*. Facilmente podem oferecer possibilidade de *retrofit* para instalações retificadoras.

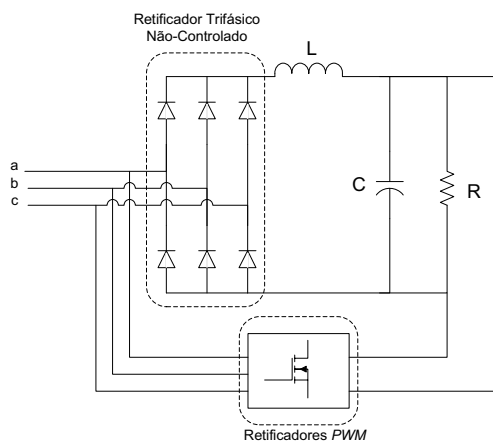


Figura 1.4 – Arranjo para conversores híbridos

No arranjo proposto na figura 1.4, a tensão do barramento CC é imposta pela ponte retificadora trifásica. Assim, a tensão média é não regulada e será idealmente igual a 2,34 vezes a tensão eficaz de fase da alimentação CA [16]. Somente é possível haver regulação de tensão de saída se:

- Houver um estágio CC-CC em série, após o retificador de seis pulsos. Assim, com uma malha de controle da tensão de saída, pode-se regular a mesma alterando-se a razão cíclica da chave semicondutora do estágio CC-CC;
- O retificador de seis pulsos for do tipo controlado. Desta maneira, a tensão média sobre a carga será uma função do ângulo de disparo dos semicondutores. Esta solução resolveria o problema de regulação de tensão, contudo as correntes demandadas pelo conversor também se tornariam função do ângulo de disparo, o que levaria ao aumento da distorção harmônica da corrente de entrada.

A bidirecionalidade em corrente depende do retificador trifásico de seis pulsos conter ou não semicondutores bidirecionais. Ter esta característica é interessante em casos onde se necessita fluxo bidirecional entre o barramento CC e a rede de alimentação, como no caso de acionamentos de máquinas elétricas. A complexidade dos circuitos de comando e controle, todavia, tende a aumentar com o número de chaves controláveis.

1.3 Estado da Arte de Retificadores Trifásicos

Apresentados os arranjos convencionais de conversores CA-CC trifásicos, neste tópico são analisadas e comentadas as propostas mais recentes da literatura, o estado da arte dos retificadores trifásicos, do ponto de vista de suas técnicas de controle, quantidade de semicondutores, complexidade dos circuitos, fator de potência, rendimento, distorções harmônicas totais, possibilidade de regulação de tensão sobre a carga e bidirecionalidade de tensão e corrente.

1.3.1 Conversor Híbrido Programável Utilizando Conversores SEPIC

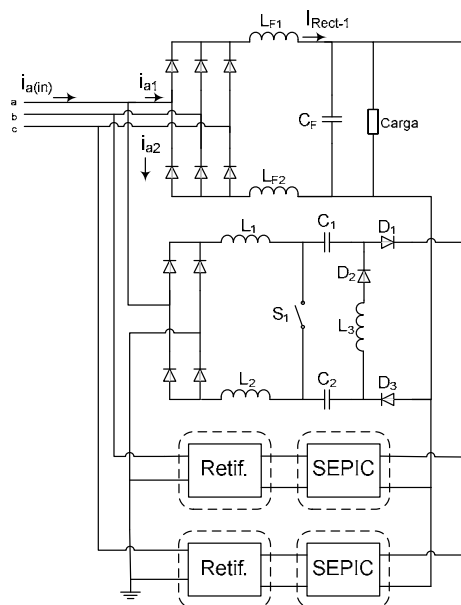


Figura 1.5 – Conversor Híbrido com três estágios *SEPIC* em paralelo

O conversor apresentado na figura 1.5 é amplamente discutido nas referências [17-19], e emprega três conversores CC-CC *SEPIC* (do inglês, *Single Ended Primary Inductor Converter*) além de uma ponte retificadora de seis pulsos. Conforme figura 1.5, é obrigatório que se modifique os estágios *SEPIC* para que estes operem com independência entre si. Estas modificações dizem respeito à divisão do indutor de entrada do estágio em dois indutores com metade da indutância total, e também há a necessidade de diodos adicionais.

Nesta figura, o valor instantâneo da corrente na fase *a* ($i_{a(in)}(\omega t)$) equivale à soma da corrente que flui pela ponte trifásica ($i_{a1}(\omega t)$) com aquela que é requerida pelo conversor *SEPIC* ($i_{a2}(\omega t)$). Esta última é imposta de acordo com programação prévia, de maneira que o conversor pode operar com diferentes números de pulsos, atendendo normas mais ou menos rigorosas. Na figura 1.6 é apresentada a maneira de se obter corrente de entrada de 12 pulsos para a fase *a* do sistema.

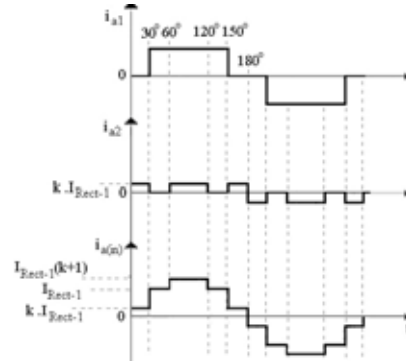


Figura 1.6 – Formas de onda no conversor híbrido para obtenção de 12 pulsos de corrente na entrada

O equacionamento para a fase a é apresentado a partir de (1.1).

$$i_{a(in)}(\omega t) = i_{a1}(\omega t) + i_{a2}(\omega t) \quad (1.1)$$

A forma de onda de $i_{a1}(\omega t)$ é descrita pela série de Fourier conforme (1.2). Fica evidente que esta corrente é característica de um retificador de seis pulsos, pois as ordens harmônicas correspondem a $6 \cdot n \pm 1$ (onde $n = 1, 2, 3, \dots$) enquanto a amplitude de cada uma destas harmônicas é $1/(6 \cdot n \pm 1)$ em relação à amplitude da componente fundamental.

$$i_{a1}(\omega t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_{Rect-1} \left[\cos(\omega t) - \frac{1}{5} \cos(5\omega t) + \frac{1}{7} \cos(7\omega t) - \frac{1}{11} \cos(11\omega t) + \frac{1}{13} \cos(13\omega t) \dots \right] \quad (1.2)$$

O mesmo pode ser feito com a forma de onda de $i_{a2}(\omega t)$, que é representada por (1.3).

$$i_{a2}(\omega t) = \frac{4}{\pi} \cdot k \cdot I_{Rect-1} \left[0,63 \cdot \sum_{n=1,13,25,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \cos(n\omega t) + 2,36 \cdot \sum_{n=5,17,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \cos(n\omega t) - 2,36 \cdot \sum_{n=7,19,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \cos(n\omega t) - 0,63 \cdot \sum_{n=11,23,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \cos(n\omega t) \right] \quad (1.3)$$

Finalmente, somando-se estas últimas duas equações obtém-se a expressão de $i_{a(in)}(\omega t)$, que tem as características das correntes dos retificadores de 12 pulsos (ordens $12 \cdot n \pm 1$ com amplitudes $1/(12 \cdot n \pm 1)$).

$$i_{a(in)}(\omega t) = \frac{4,3}{\pi} I_{Rect-1} \left[\cos(n\omega t) - \sum_{n=11,23,35,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \cos(n\omega t) + \sum_{n=13,25,37,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \cos(n\omega t) \right] \quad (1.4)$$

Quanto ao controle, a figura 1.7 ilustra a estratégia adotada, empregando modulação por largura de pulsos. Com a escolha do conversor *SEPIC*, que tem característica de fonte de corrente na entrada, a imposição de uma corrente de referência é facilitada. O sinal de referência (V_{REF}) pode ser gerado tanto digitalmente quanto por meios analógicos. Esta tensão é multiplicada por uma fração da corrente que circula pelo indutor L_F , após a ponte

retificadora trifásica ($I_{\text{Rect-1}}$) e somada com uma tensão dente-de-serra (V_s). Em seguida, ocorre a comparação deste sinal com a corrente que circula no indutor L_1 do conversor *SEPIC*. O resultado desta comparação é o sinal de controle da chave S_1 .

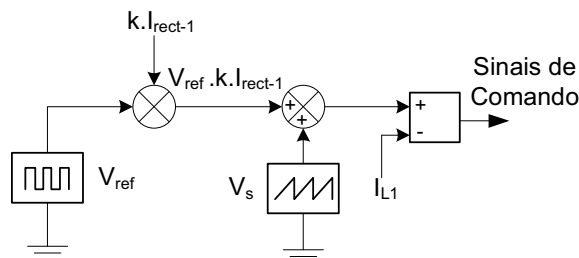


Figura 1.7 – Estratégia de controle *PWM*

Observa-se que para esta configuração, na qual se obtém 12 pulsos para a corrente de entrada, a DHT_i é de 14,7%.

Ainda operando como conversor 12 pulsos, a maior parte da potência elétrica requerida pela carga é processada pela ponte retificadora. De fato, apenas 21% da potência total é provida através dos conversores *SEPIC* (cada conversor fornece cerca de 7% da potência da carga). Caso se deseje aumentar o número de pulsos e assim obter DHT_i tão baixa quanto, por exemplo, 5%, os conversores *SEPIC* passarão a prover cerca de 45% da potência da carga (15% por conversor).

Alguns resultados são que a tensão de saída apresenta baixa ondulação, o espectro harmônico da corrente de entrada é idêntico ao esperado para conversores de 12 pulsos tendo sido o fator de potência obtido de 0,989.

Finalmente, nota-se que a técnica *PWM* permite simplicidade aos circuitos de comando e controle. Ainda assim, há a necessidade de um circuito como o da figura 1.7 para cada estágio *CC-CC* e também são necessário quatro sensores do tipo Efeito Hall para obter os sinais requeridos pelo controle: um para cada conversor *SEPIC* mais um para o retificador trifásico.

A versatilidade deste conversor híbrido deve-se ao fato de que, como já comentado, pode haver imposição da corrente de referência, objetivando-se uma forma de onda específica para a corrente de entrada nas fases do conversor. Freitas [19] discute a imposição de correntes para obtenção de formas de onda de vinte pulsos e até mesmo senoidais nas fases de entrada do conversor.

Como ambos os estágios *CC-CC* elevador e *SEPIC* possuem característica de fonte de corrente na entrada, o que favorece a imposição de uma forma de onda de corrente, e fonte de tensão na saída, o que facilita o paralelismo dos estágios, pode-se conseguir uma nova

topologia substituindo-se os conversores *SEPIC* do conversor anterior por conversores elevadores de tensão [20, 21]. Novamente, é preciso modificar a estrutura básica dos estágios CC-CC para que o princípio de funcionamento de cada um deles seja garantido. Detalhes das modificações são discutidos na literatura [22].

1.3.2 Conversor Híbrido com Controle Digital e Modulação por Histerese Variável

Este trabalho é discutido por Soares et al. [23-25] e, sendo também baseado em conversores *SEPIC*, constitui um aprimoramento de [18]. É introduzido o controle digital em *FPGA (Field Programmable Gate Array)*, com linguagem de programação *VHDL (VHSIC Hardware Description Language)* que impõe a corrente de referência dos conversores CC-CC, permitindo maior facilidade na obtenção de corrente de linha senoidal na rede CA. O circuito principal é o mesmo da figura 1.5.

A técnica de controle por histerese funciona colocando o semiconductor de potência do conversor *SEPIC* em condução quando a corrente através do indutor atinge um valor mínimo de referência. Em condução, a chave cria novamente um caminho para circulação da corrente no indutor. Esta aumentará até atingir o limite superior, quando o semiconductor é comutado para o bloqueio. Assim sendo, o valor instantâneo da corrente no indutor fica restrito a uma faixa bem delimitada, chamada de “largura de banda de histerese”.

Impondo forma de onda $i_{a(2)}(\omega t)$ como a da figura 1.8(a), forma de onda senoidal para a corrente é esperada na entrada do conversor híbrido. Se I_m é o valor de pico desta senóide e $I_{Retif-1}$ é o pico da corrente no retificador trifásico não-controlado, define-se o parâmetro K como:

$$K = \frac{I_m}{I_{Retif-1}} \quad (1.5)$$

Se $K \geq 2$, a DHT_i é nula, pois facilmente nota-se que $i_{a(2)}(\omega t)$ pode ser gerada de maneira a “completar” $i_{a(1)}(\omega t)$. Percebe-se que, se $K < 2$ a senóide a ser obtida terá uma pequena parcela inferior a $i_{a(1)}(\omega t)$, o que significa a necessidade de uma pequena área negativa na forma de onda de $i_{a(2)}(\omega t)$. É somente com esta área que se pode somar instantaneamente ambas as formas de onda e obter corrente senoidal na entrada do conversor.

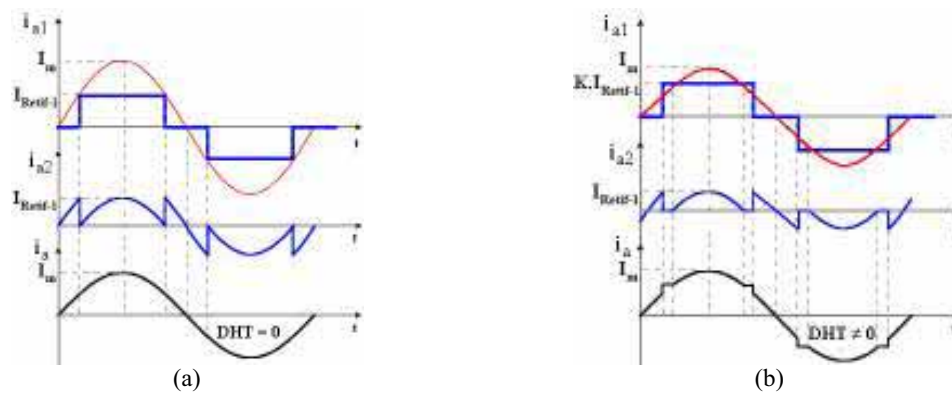


Figura 1.8 – Formas de onda para $K \geq 2$ (a) e $K < 2$ (b)

A parcela de corrente negativa, mesmo que pequena, só pode ser obtida com a bidirecionalidade em corrente dos retificadores monofásicos, anteriores aos estágios *SEPIC*. Como apenas diodos estão presentes nestes retificadores, as parcelas negativas requeridas serão ceifadas, impedindo que a DHT_i seja nula, conforme figura 1.8(b).

No controle digital de histerese, o processo de aquisição de dados do conversor A/D influencia diretamente nos comandos de entrada em condução e bloqueio da chave principal dos estágios *SEPIC*. Isto porque pode ocorrer uma amostragem do sinal de corrente no indutor pouquíssimos instantes antes desta atingir, por exemplo, o limite superior da banda de histerese. Entre esta aquisição (dentro dos limites da banda) e a próxima, a corrente poderá ter excedido o limite e só então o semiconductor será bloqueado. A modulação pode não ocorrer com a precisão da histerese analógica (onde tudo se resume à precisão dos comparadores empregados). A estratégia de modulação por histerese digital proposta consiste em eliminar o limite superior da banda de histerese e então o controle da ondulação e frequência das correntes nos indutores *SEPIC* é realizado impondo-se tempo de condução fixo e tempo de bloqueio variável para a chave principal (frequência de comutação variável).

Quanto aos resultados obtidos, no melhor caso a DHT_i é de 4% , chegando a cerca de 8% quando a carga é reduzida a 20% da nominal. Os fatores de potência encontrados são próximos da unidade. O atendimento à norma IEC 61003-2 também foi verificado.

Outra questão interessante é que, no controle digital desenvolvido em [23], são necessários conversores A/D operando a frequências da ordem de 500 kHz para correta amostragem das correntes em cada um dos indutores *SEPIC*. Frequências elevadas devem ser sempre alvos de projetos cuidadosos, pois interferências eletromagnéticas (geradas pelo próprio conversor híbrido, inclusive) podem dificultar a aquisição de dados e degradar o controle.

A versatilidade deste conversor híbrido é grande, já que ele é digitalmente programável, do ponto de vista de que há programação digital da corrente imposta aos estágios *SEPIC*.

1.3.3 Conversor Híbrido Unidirecional em Corrente com Regulação da Tensão de Saída

Esta proposta tem equacionamento matemático semelhante ao visto no item 1.3.1 e é discutida por Alves, Font e Barbi [26]. As simulações mostram capacidade para obtenção de correntes quase senoidais na entrada e elevado fator de potência. Um estágio CC-CC elevador de tensão, é incorporado ao retificador trifásico não-controlado, permitindo assim a regulação da tensão da saída. A figura 1.9 ilustra a proposta.

Procura-se operar com 50% da potência nominal sendo processada na ponte trifásica e o restante fica dividido entre cada um dos três estágios com estratégia *PWM*. Nesta situação a DHT_i é a mínima possível, algo próximo de 3%. Por ser unidirecional, este conversor requer o ajuste correto do ganho K (como definido previamente), ou a DHT_i poderá ser aumentada. Isto se dá pelo mesmo motivo discutido na proposta anterior: ocorre o ceifamento de parte da forma de onda imposta aos conversores CC-CC em paralelo com a ponte não-controlada.

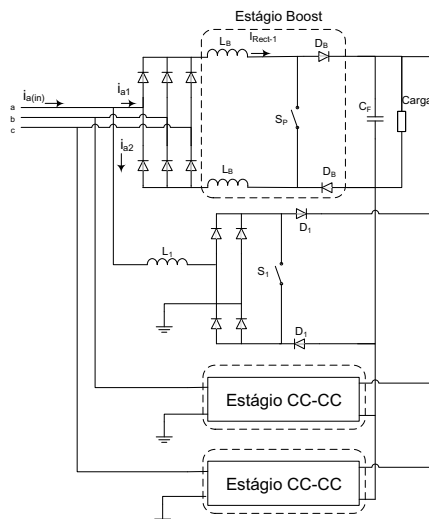


Figura 1.9 – Conversor híbrido unidirecional em corrente com regulação de tensão

1.3.4 Conversor Híbrido Bidirecional em Corrente com Regulação da Tensão de Saída

Na figura 1.10 é mostrado o circuito bidirecional em corrente. A regulação de tensão é possível devido ao estágio elevador de tensão posicionado depois da ponte retificadora trifásica e que opera no modo de condução contínua. Conceitos e simulações são apresentados por Font e Barbi [27].

Como agora é possível que a corrente imposta ao estágio em paralelo com a ponte trifásica a diodo assumam valores negativos, a forma de onda desta corrente de referência não mais será ceifada. Assim, mesmo para valores de K próximos da unidade, a corrente drenada da rede ainda poderá ser senoidal. Dois modos de operação são possíveis. No primeiro modo o estágio retificador trifásico processa toda a potência da carga enquanto o estágio retificador *PWM* processa apenas a energia necessária para complementar a forma de onda demandada pela ponte trifásica e obter corrente senoidal na entrada. No segundo modo, cada um dos estágios processa metade da potência requerida pela carga.

A estratégia de controle usa quatro malhas para corrente e uma para tensão, que fornece compensação para a tensão de saída e valores de referência para as malhas de corrente. As correntes demandadas pelo retificador *PWM* são controladas indiretamente pelo monitoramento das correntes de entrada. Controle digital também é possível e pode ser implementado para reduzir o número de circuitos integrados (são necessárias quatro unidades UC3854B).

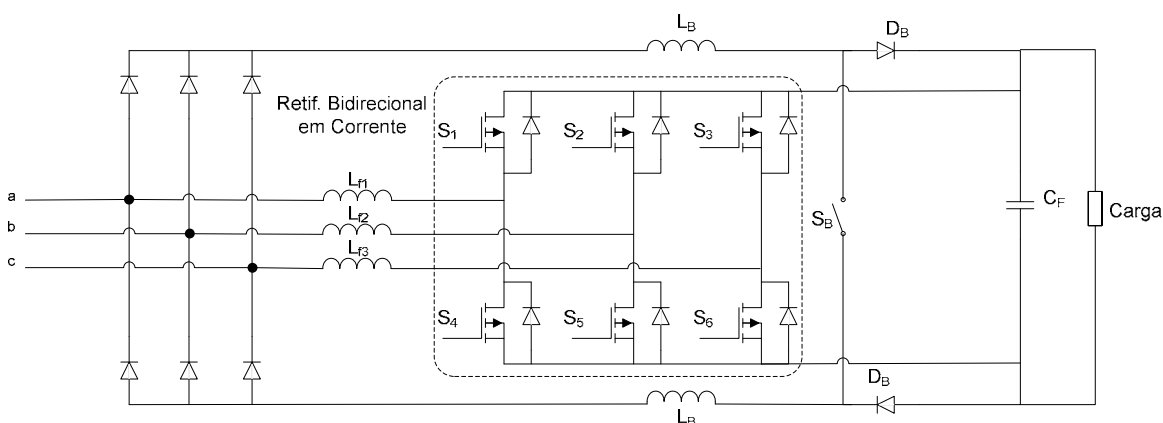


Figura 1.10 – Conversor híbrido bidirecional em corrente

A diferença fundamental desta proposta para as anteriores é que, neste caso, as estruturas em paralelo operam como filtros, manipulando potências ativas e reativas. Nas

outras propostas híbridas, ao contrário, os módulos chaveados operam apenas potências ativas.

1.3.5 Conversor com Conexão Delta Diferencial e Dois Estágios Boost

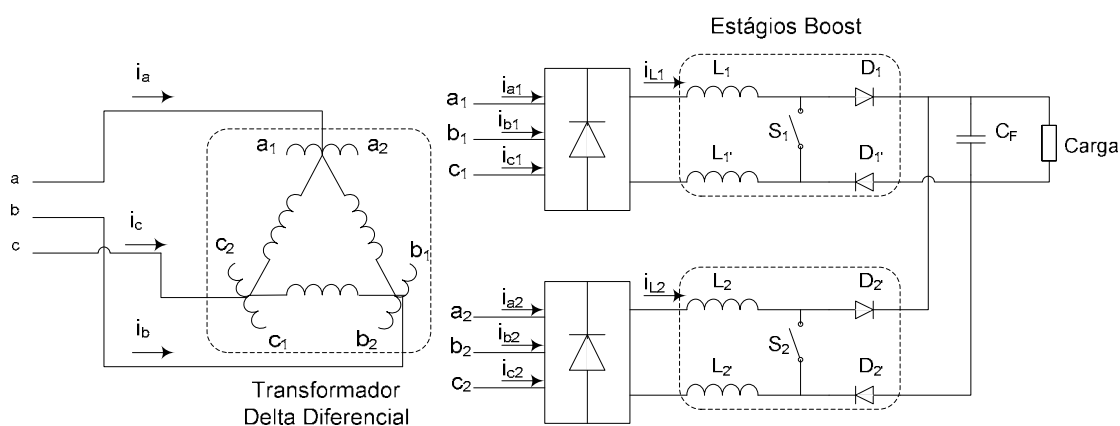


Figura 1.11 – Conversor 12 pulsos com regulação de tensão

Este conceito é apresentado por Choi [28] e usa autotransformador com conexão Δ -Diferencial, portanto não-isolado, mas que processa apenas 24% da potência da carga. Dois estágios elevadores de tensão são conectados em paralelo sem a necessidade de transformadores de interfase. A figura 1.11 apresenta a topologia.

A corrente drenada da rede é determinada pela corrente nos indutores, as quais podem ser moduladas de maneira que se obtenha corrente senoidal na entrada. O princípio de funcionamento é descrito a seguir.

É possível que haja corrente fluindo na fase a_1 apenas quando um dos diodos (o do pólo positivo ou o do pólo negativo) estiver corretamente polarizado. Assim, no semiciclo positivo, quando a tensão v_{ab} for maior (em amplitude) que as demais, o diodo do pólo positivo da fase a_1 estará conduzindo juntamente com o do pólo negativo de b_1 . Quando a tensão v_{ac} tornar-se maior que as outras, o diodo do pólo negativo de c_1 entrará em condução, enquanto o diodo de b_1 se bloqueia. No semiciclo negativo, o diodo do pólo negativo da fase a_1 estará em condução ora com o diodo do pólo positivo de b_1 , ora com o de c_1 . Esta operação define a função S_{a1} , que tem sua forma de onda mostrada na figura 1.12. É importante notar que S_{b1} e S_{c1} ocorrem, em alguns intervalos, simultaneamente com S_{a1} .

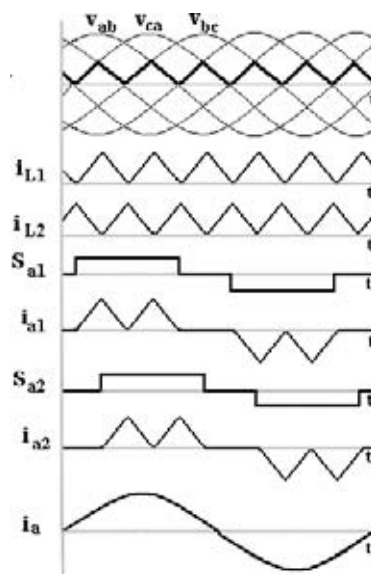


Figura 1.12 – Formas de onda para o conversor

Enquanto há a correta polarização de um dos diodos da fase a_1 , a corrente que circulará nesta fase é dada por i_{a1} . Na outra ponte retificadora, da mesma maneira, tem-se a corrente na fase a_2 , chamada de i_{a2} , com defasagem angular de 30° em relação à i_{a1} .

A soma instantânea das formas de onda nas fases das pontes retificadoras resulta em uma senóide na entrada do conversor (i_a). É preciso, entretanto, que o controle imponha a corrente triangular nos indutores dos estágios elevadores de tensão (i_{L1} e i_{L2}). Valores normalizados para as correntes i_{L1} e i_{L2} são armazenados em tabelas (*look-up tables*) e sincronizados com as tensões de linha da rede CA por meio de circuitos detectores de cruzamento com zero. Também é utilizado um bloco de controle do tipo *PLL* (*Phase-locked loop*) que gera sinais em fase com uma referência (no caso, as referências são as formas de onda das tensões de linha da alimentação). Pelos resultados experimentais de Choi [28], a DHT_i é de apenas 2,7%, com fator de potência praticamente unitário.

Com técnica semelhante de controle, Hahn, Enjeti e Park [29] propõem o uso de transformador Y/Δ . As formas de onda são basicamente as mesmas da figura 1.12. É importante que fique claro que [29] foi publicado alguns anos antes de Choi [28].

1.3.6 Conversor 18 Pulsos com Conexão Y-Diferencial e Três Estágios Elevadores

Esta proposta é apresentada por Seixas e Barbi [30] e é representada pela figura 1.13. Utiliza-se um transformador defasador com conexão Y-Diferencial para a geração de três conjuntos de fases apropriadamente defasados entre si. Com Y-Diferencial projetado, o núcleo magnético processa menos de 22% da potência nominal requerida pela carga.

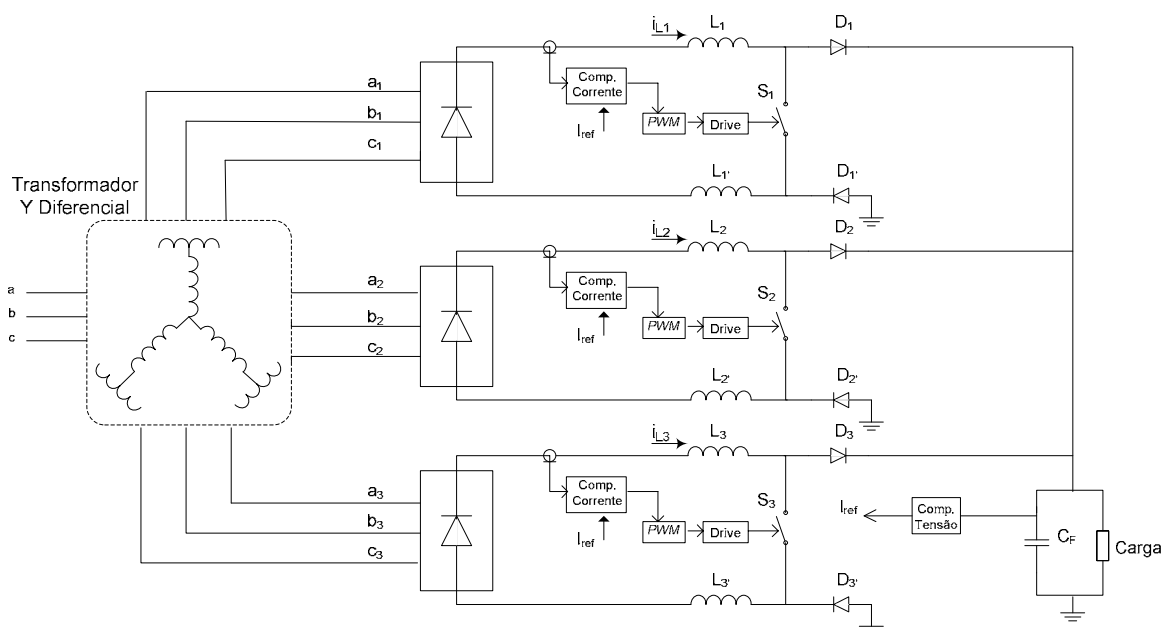


Figura 1.13 – Topologia 18 pulsos com estágios elevadores de tensão.

Quando o estágio elevador opera a frequência constante, sem malha reguladora de corrente, a frequência de chaveamento e a indutância definem a ondulação da corrente através dos indutores dos estágios elevadores de tensão. A ondulação pode tornar-se, assim, muito grande em relação ao valor médio da corrente e, eventualmente, o estágio poderá operar no modo de condução descontínua, prejudicando severamente as correntes de entrada provenientes da rede elétrica.

A compensação de corrente, o modulador *PWM* e o estágio de ataque do *IGBT* podem ser realizados simultaneamente com o circuito integrado LM3524. Devido à presença dos diodos adicionais, os circuitos de ataque dos *IGBTs* devem ser isolados. A regulação de tensão de saída é feita por um compensador único para os três estágios elevadores de tensão.

A corrente da referência (que é usada na comparação com as correntes medidas pelos sensores Hall em cada um dos indutores) é a mesma e provém do compensador de tensão. As frequências de chaveamento de cada *IGBT* não requerem sincronismo, pois os três estágios

elevadores de tensão operam completamente independentes. Apresenta fator de potência 0,99 e DHT_i 8,8%.

1.3.7 Conversores Alimentados em Corrente e com Isolamento em Alta Freqüência

Algumas alternativas alimentadas em corrente são propostas para que haja isolamento entre a rede elétrica e a carga, em alta freqüência [12]. Um resumo é apresentado a seguir, sempre para topologia CA-CC 18 pulsos com transformador Y-Diferencial.

Reguladores Boost e Estágio Full-Bridge Único

O conceito é apresentado na figura 1.14.

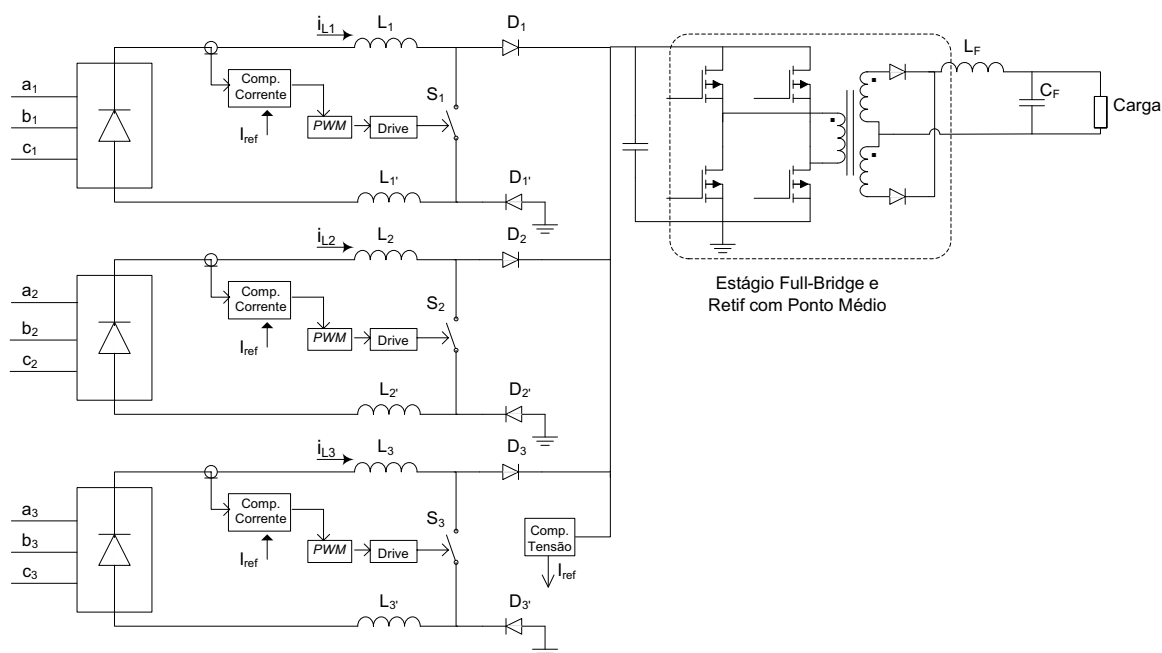


Figura 1.14 – Conversor com três estágios elevadores de tensão e ponte completa.

Como os estágios elevadores de tensão estão conectados em paralelo, um novo conversor CC-CC pode ser introduzido, permitindo isolamento em relação à carga. A escolha da ponte completa (usualmente referida na literatura como *full bridge*) permite operar em médias potências (em torno de 10 kW). Além disso, o novo estágio permite adaptar a tensão do projeto à da carga. Uma malha de tensão única pode ser implementada para realizar a regulação da tensão de saída pelo controle da razão cíclica das chaves do estágio isolado. A

característica de saída em tensão, do estágio ponte completa alimentado em corrente, resulta em elevadas correntes de pico e eficazes no filtro capacitivo de saída (confirmado por simulação). Isto torna necessário o uso de maior número de capacitores para suportar tais correntes, sendo uma desvantagem da topologia.

Estágios Ponte Completa e Secundários em Série

A conexão série dos enrolamentos secundários força o equilíbrio das correntes que circulam no primário dos transformadores de alta frequência. Este equilíbrio faz com que as correntes provenientes das pontes retificadoras tenham uma componente de frequência 18 vezes maior que a da rede de alimentação e outra na frequência de comutação dos semicondutores que fazem parte da ponte completa.

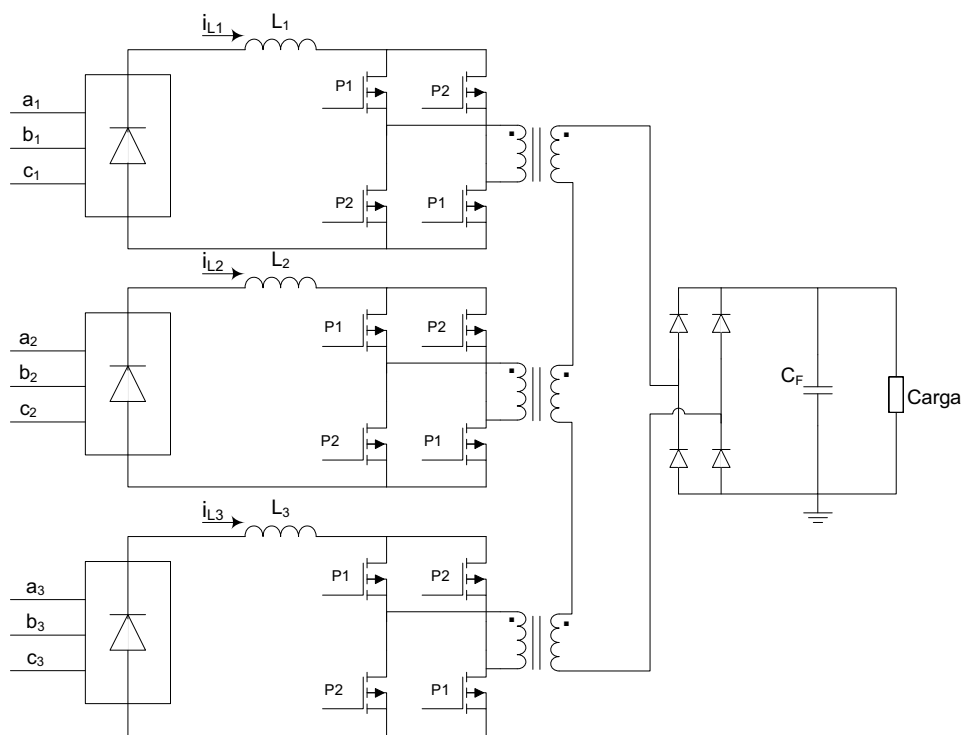


Figura 1.15 – Conversor com estágios em ponte completa e secundários em série

O uso de compensadores de corrente é desnecessário e um regulador simples e único de tensão pode ser proposto para regular a tensão de saída. A figura 1.15 mostra a topologia.

O circuito de comando, embora opere 12 semicondutores, requer apenas dois sinais para o chaveamento (P1 e P2). Deve haver superposição entre estes sinais de comando para que se obtenha o modo elevador de tensão, ou seja, para que as pontes completas operem armazenando energia como um estágio elevador convencional. Além disso, há necessidade de

comando isolado para os semicondutores superiores do conversor, pois estes não estão conectados à massa de referência do circuito.

Estágios *Push-Pull* e Secundários em Série

Esta é uma variação do caso anterior. O estágio *push-pull* simplifica ainda mais o conversor por usar metade dos semicondutores normais do *full-bridge*. E, como os dois semicondutores estão na mesma referência do circuito de potência, podem ser comandados sem serem isolados. A figura 1.16 representa o estágio comentado.

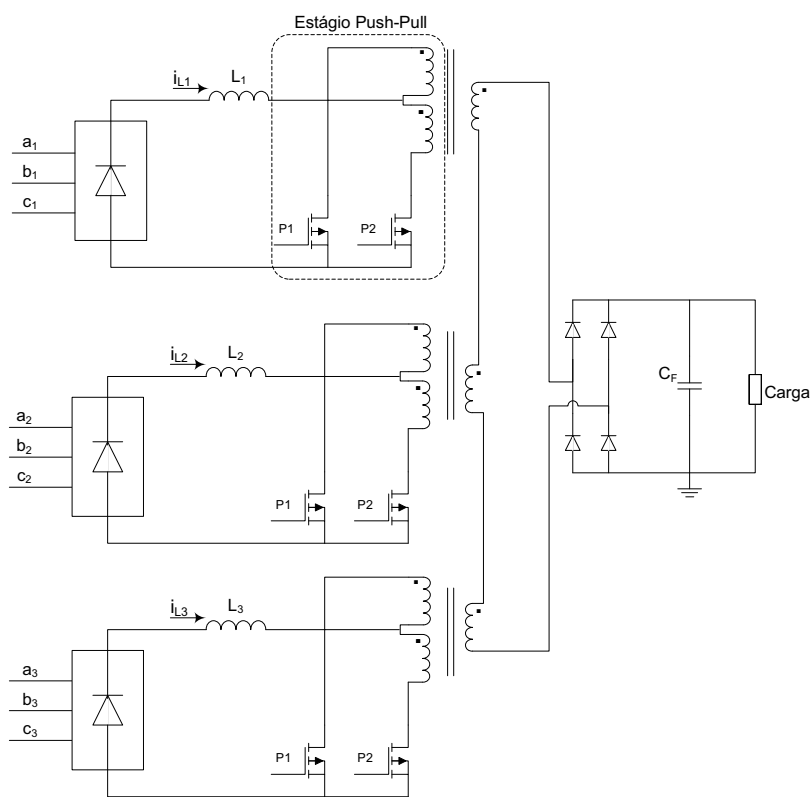


Figura 1.16 - Conversor com estágio *push-pull* e secundários em série

1.3.8 Conversor 18 Pulsos Alimentado em Tensão Isolado em Alta Frequência

Esta idéia é discutida por Seixas et al. [12, 31-33]. O defasamento angular entre as fases que alimentam as três pontes retificadoras não-controladas é obtido com autotransformador na configuração Y-Diferencial. Depois de cada ponte retificadora existe

um filtro LC passa-baixa convencional, de alta frequência e pequenas dimensões. Logo após os filtros, estágios em ponte completa são posicionados. Os enrolamentos secundários dos três conversores CC-CC são conectados em série, permitindo assim o balanceamento das correntes no barramento CC sem necessidade de monitorar as mesmas. O circuito proposto é mostrado na figura 1.17.

A correta operação destes conversores CC-CC requer o sincronismo entre os semicondutores controláveis. A técnica *PSPWM* (*Phase-Shifted PWM*) é empregada para reduzir perdas de comutação sem o uso de chaves adicionais e permitir a regulação de tensão na saída. A implementação desta pode ser realizada com o circuito integrado UC3875. Através de transformadores de pulso a sincronia entre os estágios CC-CC é atingida com facilidade.

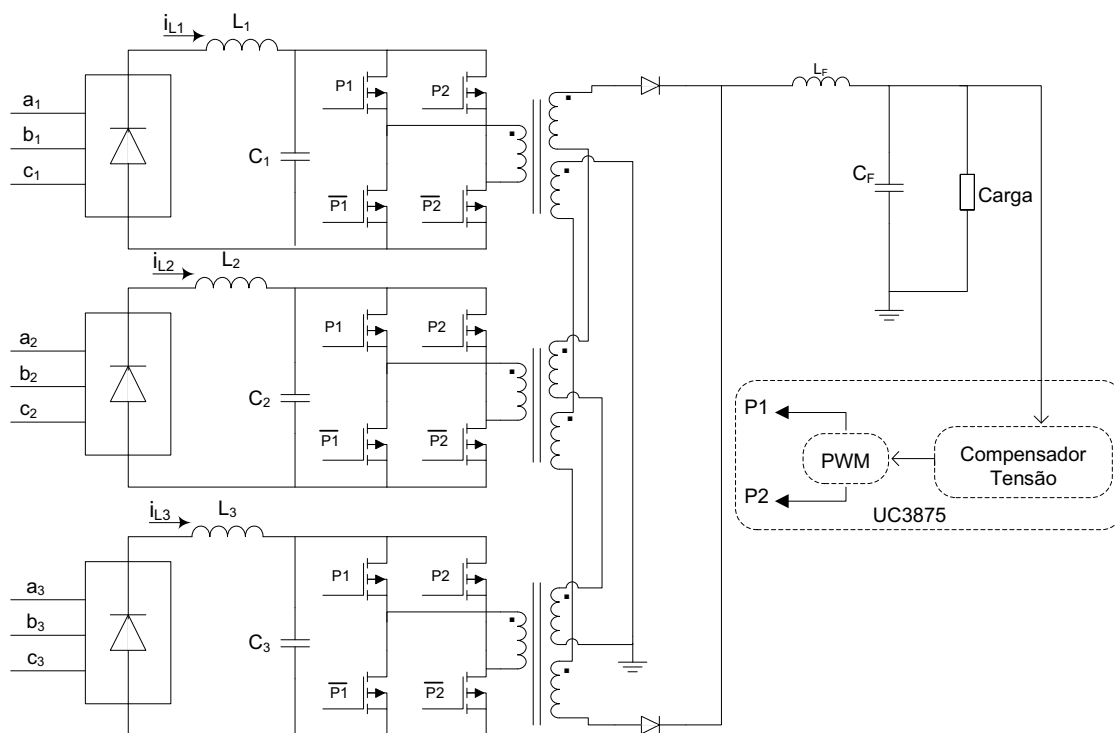


Figura 1.17 – Conversor 18 pulsos isolado em alta frequência

O retificador de saída, próximo à carga, é de ponto médio e a tensão a ser retificada é composta pela soma das tensões em cada secundário. Como estas apresentam ondulação de seis pulsos, a soma delas resulta, sobre a carga, em ondulação de 18 pulsos. Os resultados experimentais mostram que o fator de potência é de 0,99 com DHT_i 8,6%.

1.3.9 Conversor Isolado com Conexão Scott com Dois Estágios Elevadores em Série

A topologia discutida por Badin e Barbi [34] usa como transformador isolador a conexão Scott, a qual fornece duas tensões defasadas de 90° a partir de um sistema trifásico de alimentação [35]. Na figura 1.18 é mostrada a configuração proposta, onde dois estágios elevadores de tensão são conectados em série. Neste caso, um ponto médio é obtido e a partir dele pode-se conseguir metade da tensão total de saída e também uma fonte simétrica.

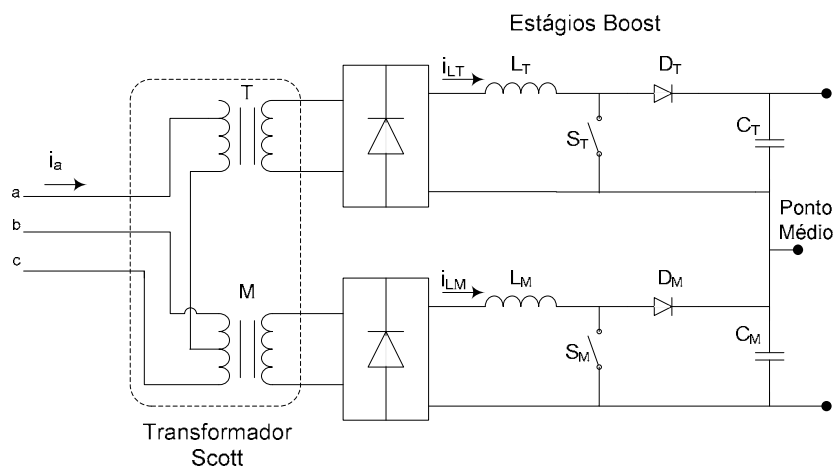


Figura 1.18 – Conversor Isolado com estágios elevadores em série

Os estágios elevadores são usados na correção do fator de potência forçando a corrente nos indutores a seguir a forma de onda da tensão retificada, nos secundários do transformador Scott. Cada estágio tem seu próprio controle de corrente, contudo, ambos se aproveitam da mesma malha de controle de tensão. Isto garante distribuição igualitária da potência processada em cada estágio. Uma segunda malha de tensão ocupa-se em manter o equilíbrio das duas tensões de saída em relação ao ponto de referência (ponto médio da conexão série). O controle de corrente é feito por valores médios instantâneos. A própria conexão Scott auxilia na distribuição de correntes trifásicas de linha. Os resultados experimentais mostram DHT_i de cerca de 4,5% e fator de potência 0,99.

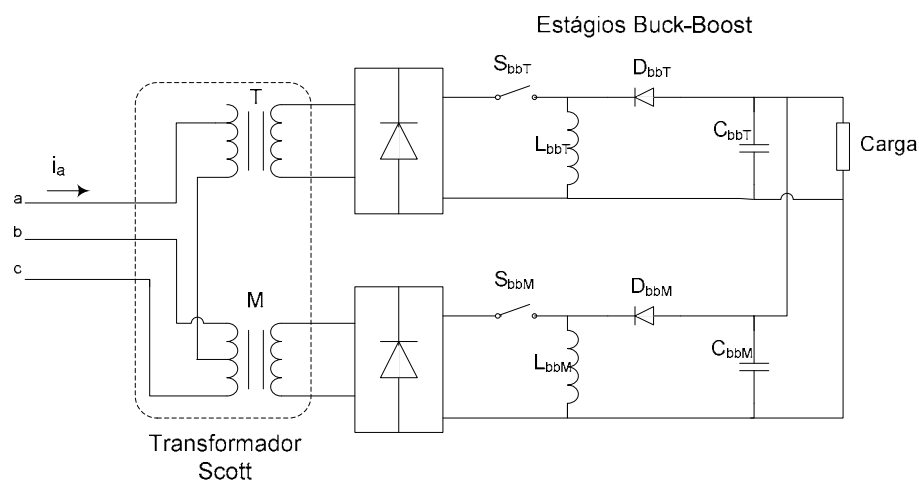


Figura 1.19 – Conversor com estágios abaixadores-elevadores e transformador Scott

Miller e Barbi [36, 37] apresentam uma alternativa, também com regulação de tensão e técnicas de controle semelhantes às descritas há pouco, porém com ligação paralela de dois estágios elevadores. Todo o controle é feito pelo circuito integrado UC3854B. Com dois estágios CC-CC do tipo abaixador-elevador de tensão é possível realizar o mesmo que foi apresentado anteriormente, com algumas alterações na técnica de controle. Pires et al. [38], usam controle por modos deslizantes e a figura 1.19 ilustra a proposta.

1.4 Conclusões

Há alguma dificuldade em se obter retificadores que apresentem simultaneamente robustez, reduzidas dimensões físicas, simplicidade de controle e ainda permitam isolamento entre carga e rede elétrica. Mais difícil ainda é reunir todas estas características em um conversor que tenha elevado fator de potência e correntes de entrada com baixa distorção harmônica total. Foram discutidas algumas propostas, as quais contemplam vários dos requisitos desejáveis, mas que não atendem a outros.

Se o isolamento galvânico não é pré-requisito, os conversores híbridos são excelentes alternativas. Em especial, o conversor bidirecional em corrente e o conversor com transformador Δ -Diferencial e estágio elevador são propostas interessantes, pelos resultados obtidos e pela estratégia de controle. O híbrido com controle digital é o mais versátil, embora seja preciso cautela ao se trabalhar em frequências elevadas, por questões de interferências eletromagnéticas.

Quando é preciso isolar a carga da rede elétrica, as alternativas híbridas são descartadas juntamente com as topologias multipulsos não-isoladas. Restam, assim, as propostas com transformador Scott e os conversores multipulsos isolados em alta frequência. A desvantagem do uso da conexão Scott está, como já mencionado, na complexidade das malhas de controle de tensão e corrente. O volume do transformador Scott é grande, visto que dois núcleos monofásicos são necessários. Quanto aos multipulsos com estágios CC-CC, o número de semicondutores a ser controlado é elevado (principalmente para estágios em ponte completa). O controle e comando destes semicondutores, contudo, é simples, de forma que a confiabilidade não é afetada.

A tabela 1.1 seguinte resume todas as topologias comentadas, sob o ponto de vista de isolamento galvânico, tipo de controle, número de componentes, DHT_i (conforme resultados das respectivas referências).

Tabela 1.1 – Resumo das topologias discutidas.

Conversor	Isolamento	Controle	No. Componentes de Potência	Pontos Críticos	DHT_i (%)
Híbrido SEPIC 12 Pulsos	Não	Analógico	Baixo	DHT da tensão de alimentação	14,7
Híbrido Boost 12 Pulsos	Não	Analógico	Baixo	Transformador nos estágios Boost	14,0
Híbrido Digital	Não	Digital	Baixo	Conversores A/D	4,0
Híbrido Bidirecional	Não	Analógico	Médio	Perdas	5,0
Delta Dif. Dois Boosts	Não	Analógico	Baixo	PLL e Look-up Table	2,7
Y dif. Três Boosts	Não	Analógico	Baixo	--	8,8
Y dif. um Full-bridge	Alta Frequência	Malha Aberta	Médio	--	6,0
Y dif. Três Full-bridge	Alta Frequência	Analógico	Alto	Número de Chaves	8,6
Y dif. Três Push-Pull	Alta Frequência	Malha Aberta	Médio	Corrente eficaz elevada cap. de saída	8,6
Scott Dois Boosts série	Sim	Analógico	Baixo	Malha de Equilíbrio de Potência	4,5
Scott Dois Boosts paralelo	Sim	Analógico	Baixo	Malha de Equilíbrio de Potência	8,0

Este primeiro capítulo apresenta as possíveis topologias e estado da arte de retificadores trifásicos de elevado fator de potência.

O capítulo 2 apresenta detalhes da proposta deste trabalho, o conversor CA-CC de elevado fator de potência com estágios elevadores de tensão com controle por histerese constante. São descritas a topologia Δ -Diferencial, a técnica de controle, as etapas de funcionamento do conversor e as possíveis aplicações do mesmo. No capítulo 3 discutem-se os parâmetros desejáveis do conversor, as especificações do mesmo e simulações, tanto para o transformador de entrada quanto para o estágio CC-CC e controle por histerese.

O capítulo 4 apresenta o projeto físico dos elementos magnéticos, especificações de componentes de potência e controle. Os resultados experimentais são comentados no capítulo 5 e comparados com as simulações obtidas previamente.

Ao final, no capítulo 6, são discutidas as conclusões gerais do projeto, possibilidades de melhora em algumas questões e propostas para a continuidade do trabalho.

Capítulo 2

Conversor CA-CC Multipulsos com Controle por Histerese Constante

2.1 Considerações Iniciais

Neste capítulo é apresentada a proposta principal do trabalho. Trata-se de conversor CA-CC trifásico que compreende um transformador defasador especial, o estágio retificador de múltiplos pulsos e estágios elevadores de tensão controlados com a técnica denominada de Histerese Constante. Em linhas gerais, esta proposta procura atender às seguintes características:

- Elevado Fator de Potência, portanto, baixa Distorção Harmônica Total para as correntes de entrada;
- Possibilidade de regulação da tensão média do barramento CC;
- Modularidade (módulos retificadores/elevadores independentes);
- Baixos volume e peso.

A figura 2.1 ilustra a organização geral do conversor proposto. A discussão a ser feita se inicia com as justificativas das escolhas do autotransformador e dos estágios elevadores de tensão. Em seguida, avalia-se a técnica de controle mais apropriada. Ao final do capítulo, são apresentadas as possíveis aplicações da proposta. Em princípio, propõe-se que a faixa de potência para tal estrutura seja de 1 kVA até algumas dezenas de kVA.

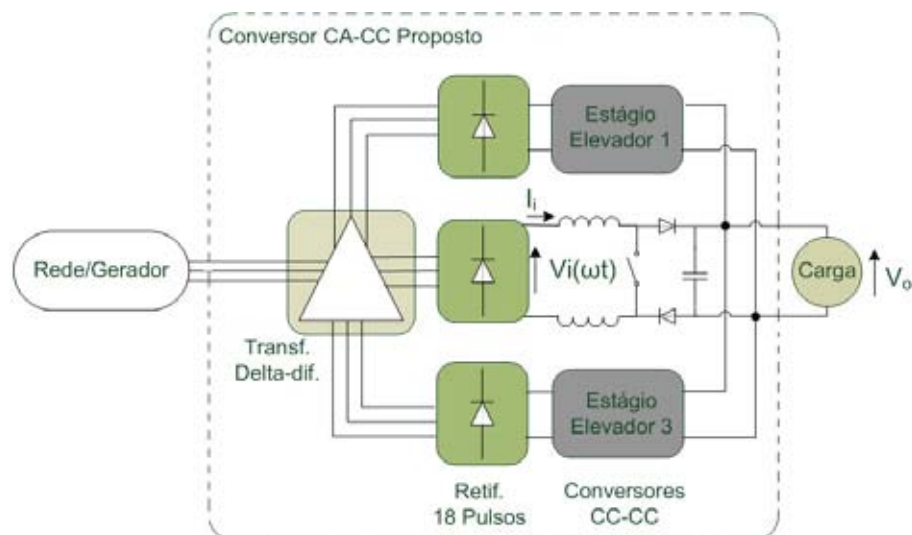


Figura 2.1 – Esquema geral do conversor proposto.

2.2 Transformador Defasador e Adequador de Tensão

A função do transformador de entrada, aquele que está entre a rede elétrica local e o estágio de retificação, é a de realizar uma adequação prévia da tensão do aproveitamento elétrico local ao nível de tensão requerido pela carga a ser conectada no barramento CC. Este transformador, portanto, poderá ter natureza elevadora ou abaixadora, a depender da aplicação a que se destina. A segunda função deste elemento é a de alimentar as pontes retificadoras de seis pulsos, de maneira que, como discutido no capítulo 1, se possa obter um retificador de 18 pulsos. Assim, este transformador deve prover três sistemas trifásicos a partir da rede local (também trifásica): um sistema trifásico em fase com a rede, um segundo sistema trifásico defasado de $+20^\circ$ da rede, e um terceiro, defasado de -20° desta mesma referência.

Em princípio, a literatura traz grande quantidade de soluções para transformadores defasadores, conforme citado no capítulo anterior, onde foram comentadas as topologias baseadas nas conexões zigue-zague, polígono e também as mais convencionais, Δ e Y. Todas estas são possibilidades que garantem o isolamento galvânico entre a rede elétrica e a carga. Contudo, o núcleo magnético projetado para estes transformadores deverá processar a potência total requerida pela carga, além é claro, das potências de perdas no cobre, no próprio núcleo, nas pontes retificadoras e nos estágios adiante. Sendo assim, torna-se interessante avaliar o emprego de topologias que, embora não permitam o isolamento galvânico, apresentem redução considerável com relação a pesos e volumes totais, quando comparadas com as topologias isoladas, propiciando ainda redução de custos e aumento de rendimento.

Neste ponto, cabem as conexões baseadas em autotransformadores, eventualmente chamadas de conexões diferenciais. Nestas conexões, o núcleo magnético processa apenas uma fração da potência total requerida pela carga, geralmente inferior a 40%. O restante é transferido da rede elétrica para a carga não por meios magnéticos, mas sim pelos próprios enrolamentos do autotransformador.

Para que se tenha idéia da diferença de pesos entre as diferentes topologias isoladas e as diferenciais, a figura 2.2 traz o gráfico comparativo entre as topologias Δ e Y (não-isoladas) e zigue-zague (isolada) para diferentes potências nominais na carga. Todas as curvas referem-se a transformadores associados a retificadores de 18 pulsos. Além disso, o peso total corresponde à soma dos pesos de cobre e núcleo. Em todos os casos, a tensão de linha da rede foi assumida $220 V_{\text{rms}}$ e a tensão na carga 400 V.

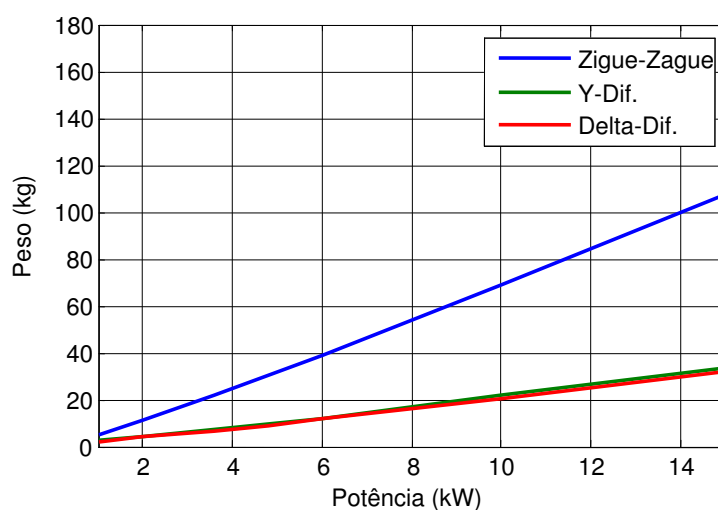


Figura 2.2 – Gráfico comparativo de pesos totais para diferentes topologias de transformador.

Como se nota, as conexões baseadas em autotransformadores apresentam os menores pesos totais. Para aplicações embarcadas, onde as dimensões físicas são preocupações críticas, estas topologias podem ser bastante atrativas. Nesse sentido, adota-se a conexão Δ -Diferencial para o transformador defasador deste trabalho. Esta conexão passa a ser detalhada no item seguinte.

2.2.1 Conexão Δ -Diferencial

A figura 2.3 mostra a conexão Δ -Diferencial. Nesta representação, V_a , V_b e V_c são os fasores que representam as tensões de fase da rede trifásica, estas tensões estão defasadas de 120° entre si.

As tensões V_{Rn} , V_{Sn} e V_{Tn} correspondem ao sistema trifásico secundário em fase com a rede elétrica. As tensões V_{R1} , V_{S1} , V_{T1} formam o sistema trifásico adiantado de $+20^\circ$ em relação à rede elétrica. Finalmente, as tensões V_{R2} , V_{S2} e V_{T2} compõem o sistema trifásico defasado de -20° da rede elétrica.

Cada um dos sistemas trifásicos secundários será conectado a uma ponte retificadora de seis pulsos, de forma que as tensões retificadas de seis pulsos também terão defasamentos de 0° , $+20^\circ$ e -20° em relação à rede elétrica. O correto cálculo do número de espiras de cada enrolamento é o que garante o defasamento angular que se espera. Os detalhes de projeto e montagem do transformador serão discutidos no capítulo 4.

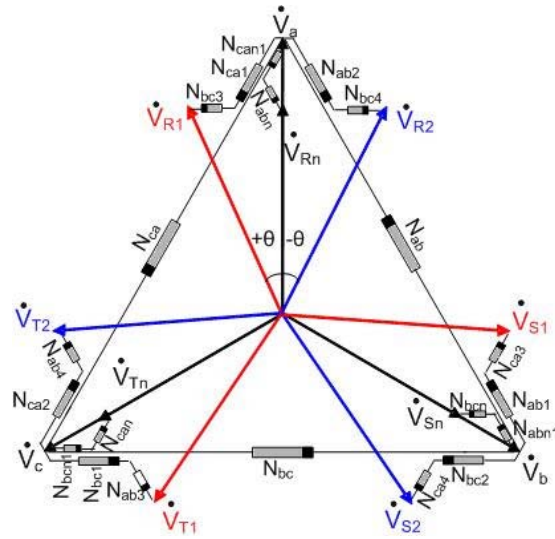


Figura 2.3 – Conexão Δ-Diferencial.

A figura 2.4 mostra uma representação alternativa da conexão Δ-Diferencial, onde são mostrados os enrolamentos com suas polaridades sobre o núcleo magnético de três colunas. Note-se que na figura 2.3 os enrolamentos e respectivas polaridades também estão presentes e esta figura mostra como devem ser conectados os enrolamentos dispostos na figura 2.4.

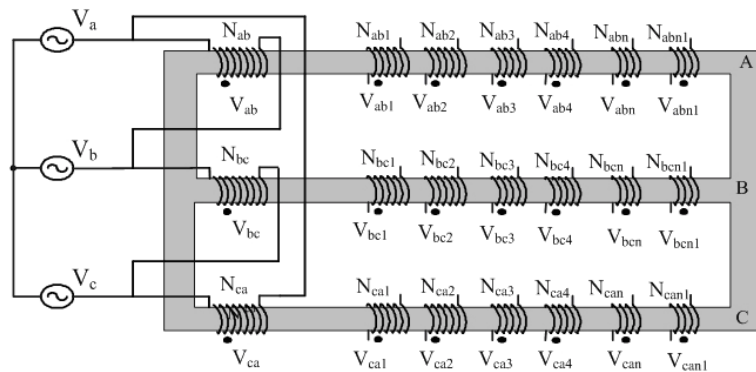


Figura 2.4 – Detalhe do núcleo magnético da conexão Δ-Diferencial.

Tanto para a implementação física quanto para a simulação dos autotransformadores, é preciso que se calcule as relações de espiras entre os diversos enrolamentos dos mesmos. Estas relações de espiras podem, então, serem escritas como relações entre indutâncias. Finalmente, estas últimas podem ser usadas no aplicativo de simulação escolhido.

A metodologia que se utiliza para os cálculos é baseada na generalização das conexões de autotransformadores para aplicação em conversores multipulsos [10, 39, 40]. Este método desenvolve equações que podem representar tanto as conexões em Δ quanto em Y, abaixadoras ou elevadoras de tensão, para conversores de 12 ou de 18 pulsos. Portanto, é uma ferramenta bastante prática.

Pode ser aplicada com facilidade tanto por aqueles que são familiares aos conversores multipulsos quanto por aqueles que não dominam completamente estas soluções. Embora o desenvolvimento das equações, obtidas a partir de diagramas fasoriais, não seja aqui demonstrado, as equações generalizadas são apresentadas e, no capítulo 3, são usadas para as primeiras simulações da proposta.

O ângulo α , proveniente da análise fasorial, pode ser calculado como em (2.1). É interessante notar que esta equação é função da tensão de fase de uma das saídas do autotransformador (V_{R1}), que é uma informação que depende do projeto (de acordo com as especificações da carga), e também da tensão de fase da rede elétrica (V_a) e dos parâmetros α , Ψ e θ . O parâmetro Ψ , medido em graus, indica se a conexão a ser projetada é em Δ (para a qual $\Psi = 0^\circ$) ou em Y (fazendo-se $\Psi = 30^\circ$). O ângulo θ indica se o conversor é de 12 pulsos ($\theta = 15^\circ$) ou de 18 pulsos ($\theta = 20^\circ$). Portanto, o valor de α pode ser determinado de acordo a especificação de tensão desejada sobre a carga e também em função da tensão da rede elétrica disponível.

$$\alpha = -\psi - \arctg \left[\frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{(V_{R1} \cdot \cos(\psi + \theta) - V_a \cdot \cos(\psi) - \sqrt{3} \cdot V_a \cdot \sin(\psi))}{(V_{R1} \cdot \cos(\psi + \theta))} \right] \quad (2.1)$$

A tensão V_{R1} pode ser enfatizada e escrita como em (2.2).

$$V_{R1} = V_a \cdot \frac{\sin(30^\circ + \Psi)}{\sin(150^\circ - \Psi - \alpha)} \cdot \frac{\sin(90^\circ - \Psi - \alpha)}{\sin(90^\circ + \Psi + \theta)} \quad (2.2)$$

Tendo calculado o ângulo α , pode-se determinar a tensão sobre os enrolamentos com índices “1” e “2” (conforme figuras 2.3 e 2.4), ou seja, N_{ab1} , N_{ab2} , N_{bc1} , N_{bc2} , N_{ca1} e N_{ca2} , conforme a equação (2.3).

$$V_{ab1} = V_a \cdot \frac{\sin(30^\circ + \Psi)}{\sin(150^\circ - \Psi - \alpha)} \cdot \frac{\sin(\alpha)}{\sin(30^\circ + \Psi)} \quad (2.3)$$

A tensão sobre os enrolamentos com índices “3” e “4” pode ser calculada como mostra a equação (2.4). Assim, tem-se a tensão sobre os enrolamentos N_{ab3} , N_{ab4} , N_{bc3} , N_{bc4} , N_{ca3} , N_{ca4} .

$$V_{ab3} = V_a \cdot \frac{\sin(30^\circ + \Psi)}{\sin(150^\circ - \Psi - \alpha)} \cdot \frac{\sin(\alpha - \theta)}{\sin(90^\circ + \Psi + \theta)} \quad (2.4)$$

Analisando novamente as figuras 2.3 e 2.4, nota-se que é preciso ainda conhecer a tensão sobre os enrolamentos de índices “n” e “n1”, as quais podem ser determinadas pelas equações (2.5) e (2.6), respectivamente. A solução destas equações permite o conhecimento das tensões sobre os enrolamentos N_{abn} , N_{bcn} , N_{can} e também N_{abn1} , N_{bcn1} e N_{can1} .

$$V_{abn} = \frac{(V_{R1} - V_a)}{2 \cdot \cos(30^\circ + \Psi)} \quad (2.5)$$

$$V_{abn1} = \frac{(V_{R1} - V_a)}{2 \cdot \cos(30^\circ + \Psi)} \cdot \cos(3 \cdot \Psi) \quad (2.6)$$

Por fim, a tensão sobre os enrolamentos N_{ab} , N_{bc} e N_{ca} é conhecida, pois corresponde exatamente à tensão de linha da rede elétrica.

O número de espiras de N_{ab} , por exemplo, pode ser determinado (como será feito no capítulo 4) conhecendo-se a potência do autotransformador, as características do núcleo magnético e a frequência de operação. Tendo o número de espiras de N_{ab} e conhecendo-se as tensões em todos os outros enrolamentos (pois todas podem ser prontamente calculadas pelas equações apresentadas) obtêm-se as relações de espiras necessárias ao projeto.

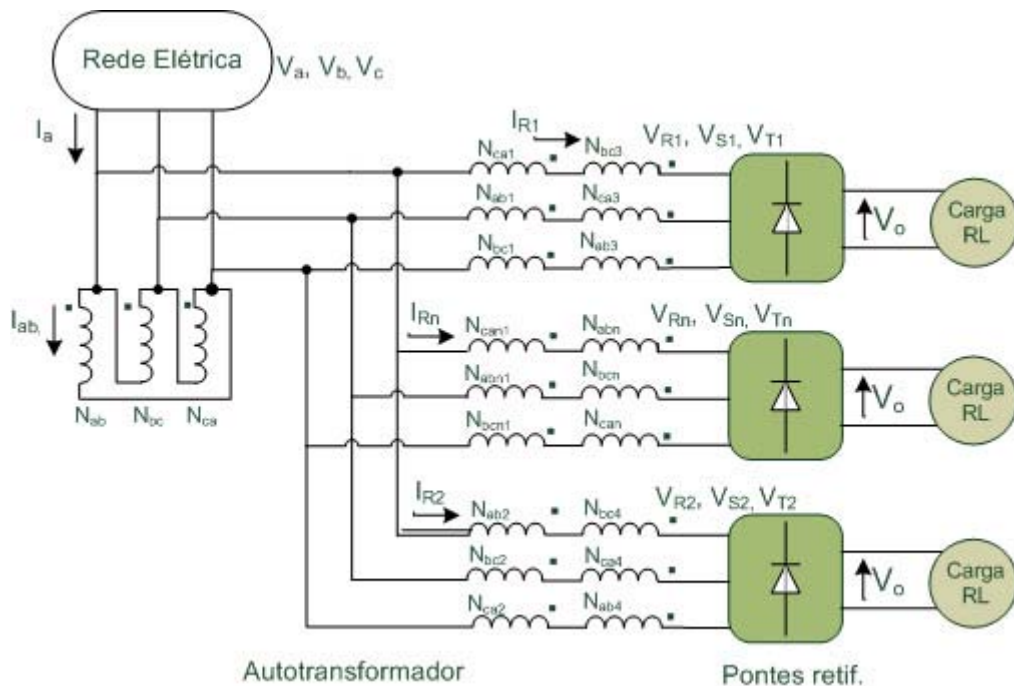


Figura 2.5 – Conexão Δ -Diferencial 18 pulsos alimentando carga com característica de corrente constante.

Continuando a análise dos autotransformadores, foi citado que o transformador no conversor CA-CC tem o objetivo de prover o defasamento necessário e de adequar níveis de tensão. Contudo, ao se optar por uma conexão diferencial, outra vantagem é alcançada: este tipo de conexão permite que se obtenha múltiplos degraus na corrente drenada da rede

elétrica. Desta maneira, a conexão diferencial opera também como um estágio passivo de correção de fator de potência.

A figura 2.5 apresenta um conversor de 18 pulsos, com a conexão Δ -Diferencial e três retificadores independentes, onde a carga tem característica de corrente constante. A forma de onda típica da corrente na entrada de uma das pontes retificadoras (I_{Rn}), nesta situação, é mostrada na figura 2.6(a), e a decomposição desta em série de Fourier é dada de acordo com (2.7). As correntes I_{R1} e I_{R2} , também descritas pelas respectivas séries de Fourier, em (2.8) e (2.9). Em todos os casos I_o corresponde à corrente média na carga.

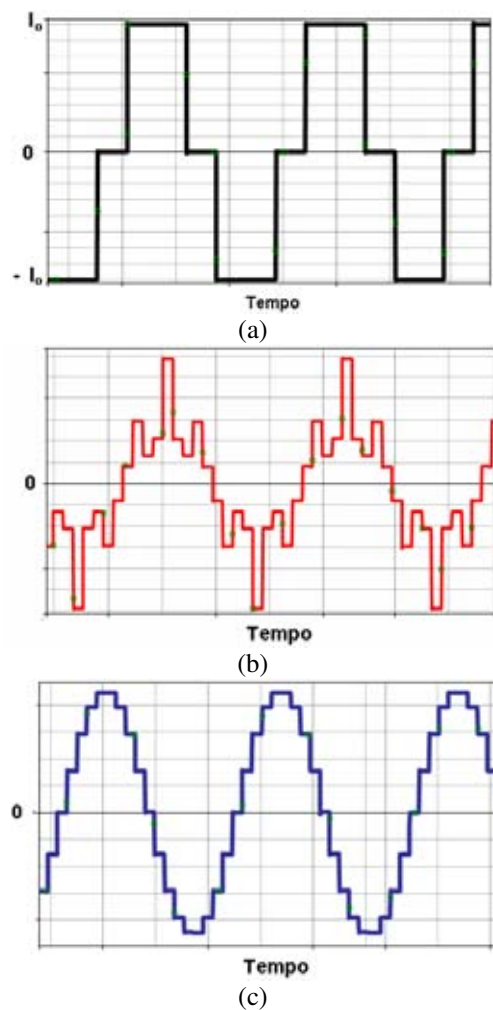


Figura 2.6 – Formas de onda típicas para corrente I_{Rn} (a), I_{ab} (b) e na rede (c).

$$I_{Rn}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot I_o \cdot \sum_{h=1}^{100} \left[\frac{1}{h} \cdot \cos\left(\frac{h \cdot \pi}{6}\right) \cdot \text{sen} \left[h \cdot (2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right] \right] \quad (2.7)$$

$$I_{R1}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot I_o \cdot \sum_{h=1}^{100} \left[\frac{1}{h} \cdot \cos\left(\frac{h \cdot \pi}{6}\right) \cdot \text{sen} \left[h \cdot \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3} + \theta \right) \right] \right] \quad (2.8)$$

$$I_{R2}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot I_o \cdot \sum_{h=1}^{100} \left[\frac{1}{h} \cdot \cos\left(\frac{h \cdot \pi}{6}\right) \cdot \text{sen} \left[h \cdot \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3} - \theta \right) \right] \right] \quad (2.9)$$

É possível também escrever todas as correntes, em cada um dos secundários do autotransformador, conforme as equações seguintes. Note-se que estas séries descrevem a mesma forma de onda vista na figura 2.6(a), apenas com diferentes defasamentos.

$$I_{S1}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot I_o \cdot \sum_{h=1}^{100} \left[\frac{1}{h} \cdot \cos\left(\frac{h \cdot \pi}{6}\right) \cdot \text{sen}[h \cdot (2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)] \right] \quad (2.10)$$

$$I_{S1}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot I_o \cdot \sum_{h=1}^{100} \left[\frac{1}{h} \cdot \cos\left(\frac{h \cdot \pi}{6}\right) \cdot \text{sen}[h \cdot (2 \cdot \pi \cdot f \cdot t + \theta)] \right] \quad (2.11)$$

$$I_{S2}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot I_o \cdot \sum_{h=1}^{100} \left[\frac{1}{h} \cdot \cos\left(\frac{h \cdot \pi}{6}\right) \cdot \text{sen}[h \cdot (2 \cdot \pi \cdot f \cdot t - \theta)] \right] \quad (2.12)$$

Igualmente, para as fases restantes, tem-se:

$$I_{Tn}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot I_o \cdot \sum_{h=1}^{100} \left[\frac{1}{h} \cdot \cos\left(\frac{h \cdot \pi}{6}\right) \cdot \text{sen} \left[h \cdot \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \right] \quad (2.13)$$

$$I_{T1}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot I_o \cdot \sum_{h=1}^{100} \left[\frac{1}{h} \cdot \cos\left(\frac{h \cdot \pi}{6}\right) \cdot \text{sen} \left[h \cdot \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3} + \theta \right) \right] \right] \quad (2.14)$$

$$I_{T2}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot I_o \cdot \sum_{h=1}^{100} \left[\frac{1}{h} \cdot \cos\left(\frac{h \cdot \pi}{6}\right) \cdot \text{sen} \left[h \cdot \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3} - \theta \right) \right] \right] \quad (2.15)$$

A corrente I_{ab} , em um enrolamento primário, é mostrada na figura 2.6(b) e pode ser escrita por (2.16), onde devem ser consideradas as relações de espiras. Nos outros enrolamentos, as respectivas equações são (2.17) e (2.18).

$$I_{ab}(t) = \frac{V_{ca1}(I_{S1}(t) - I_{R2}(t))}{V_{ab}} + \frac{V_{bc3}(I_{T1}(t) - I_{T2}(t))}{V_{ab}} + \frac{V_{abn}(I_{Rn}(t) - I_{Sn}(t))}{V_{ab}} \quad (2.16)$$

$$I_{bc}(t) = \frac{V_{ca1}(I_{T1}(t) - I_{S2}(t))}{V_{ab}} + \frac{V_{bc3}(I_{R1}(t) - I_{R2}(t))}{V_{ab}} + \frac{V_{abn}(I_{Sn}(t) - I_{Tn}(t))}{V_{ab}} \quad (2.17)$$

$$I_{ca}(t) = \frac{V_{ca1}(I_{R1}(t) - I_{T2}(t))}{V_{ab}} + \frac{V_{bc3}(I_{S1}(t) - I_{S2}(t))}{V_{ab}} + \frac{V_{abn}(I_{Tn}(t) - I_{Rn}(t))}{V_{ab}} \quad (2.18)$$

Por fim, a forma de onda de 18 pulsos, drenada da rede elétrica, pode ser escrita em função das equações anteriores. Esta forma de onda é aquela vista na figura 2.6(c).

$$I_a(t) = I_{R1}(t) + I_{R2}(t) + I_{Rn}(t) + I_{ab}(t) - I_{ca}(t) \quad (2.19)$$

$$I_b(t) = I_{S1}(t) + I_{S2}(t) + I_{Sn}(t) + I_{bc}(t) - I_{ab}(t) \quad (2.20)$$

$$I_c(t) = I_{T1}(t) + I_{T2}(t) + I_{Tn}(t) + I_{ca}(t) - I_{bc}(t) \quad (2.21)$$

O conteúdo harmônico desta última forma de onda é de grande interesse, já que há grande preocupação com questões de qualidade de energia elétrica.

Contudo, a forma de onda de corrente apresentada na figura 2.6(c) só é obtida quando a carga conectada a cada retificador de seis pulsos é do tipo corrente constante. De outra maneira, a corrente drenada da rede não mais apresentará os degraus característicos, e a DHT_i será comprometida. É preciso então que o estágio CC-CC a ser desenvolvido permita emular a característica de corrente constante e, ao mesmo tempo, alimentar a carga no barramento CC com o nível de tensão adequado. Em resumo, a topologia CC-CC precisa, simultaneamente, mostrar-se como uma fonte de corrente para que a DHT_i seja a menor possível e elevar a tensão média retificada aos níveis da carga a ser alimentada.

2.3 Estágio Intermediário CC-CC

O estágio intermediário CC-CC é assim chamado porque está entre a ponte retificadora e a carga. Conforme a figura 2.1, existem três estágio CC-CC conectados em paralelo, cada um alimentado por uma ponte retificadora.

Pelas necessidades de apresentar característica de fonte de corrente na sua entrada e permitir a elevação da tensão, dois estágios CC-CC são candidatos, são eles o estágio elevador e o estágio abaixador-elevador *SEPIC*, apresentados respectivamente nas figuras 2.7 (a) e 2.7(b).



Figura 2.7 – Estágio elevador clássico (a) e estágio *SEPIC* (b).

Estes dois estágios permitem que a corrente drenada da ponte retificadora siga uma referência imposta pelo circuito de controle, de maneira que é possível emular uma corrente

constante com a correta técnica de controle e comando da chave semicondutora ativa dos estágios.

Por outro lado, a característica de fonte de tensão na saída de ambos os estágios permite, com pequenas modificações, que os três estágios necessários possam ser colocados em paralelo com independência funcional entre si.

Estes dois estágios possíveis possuem certas diferenças entre si, as quais são fundamentais na escolha entre um e outro. Por exemplo, comparando o elevador com o *SEPIC*, o estágio *SEPIC* possui um número maior de semicondutores além de um capacitor e um indutor adicional. Os dois indutores do estágio *SEPIC* podem ou não ser acoplados e, neste último caso, dois núcleos magnéticos são necessários, o que pode aumentar os custos totais do conversor final e complicar a disposição dos componentes nas placas de circuito impresso. Ao se pensar no circuito de controle, a função de transferência do estágio *SEPIC* é de quarta ordem, já que possui quatro elementos de acumulação de energia. Embora isto não seja um grande empecilho, o estágio elevador possui função de transferência mais simples.

O estágio elevador, entretanto, não permite isolamento em alta frequência com facilidade, ao passo que o circuito *SEPIC* pode ser facilmente isolado. Mais além, a proteção intrínseca contra corrente de partida do estágio *SEPIC* merece ser citada. Neste contexto, o *SEPIC* leva grande vantagem em relação à outra possibilidade. Neste primeiro trabalho, o estágio elevador clássico será empregado. A técnica de controle, similar para ambos, é descrita a seguir. Resultados de simulação para o estágio *SEPIC* também serão discutidos.

2.4 Estratégia de Controle por Histerese Constante

A função da estratégia de controle é garantir que a corrente na entrada do estágio elevador seja a mais constante possível. A figura 2.8 ilustra a técnica de controle por histerese constante. Este termo vem do fato de que a largura da banda de histerese (ΔI_i) é constante. Através desta representação do circuito de controle, observa-se que o conversor irá trabalhar sempre no Modo de Condução Contínua. Isto traz algumas vantagens como a independência do ganho de tensão em relação à carga.

No estágio elevador visto na figura 2.8, um sensor de corrente do tipo Efeito Hall é usado para realizar a transdução da corrente através do indutor em um sinal de tensão proporcional a ela. Este sinal é comparado com um sinal de referência (V_{ref}), que define o

valor médio da corrente a ser estabelecida na entrada do estágio CC-CC. A largura da banda de histerese (ΔV_h) é ajustada de acordo com os elementos R_P , R_F e a tensão V_{CC} , que alimenta o comparador por histerese. A equação (2.22) permite o cálculo de ΔV_h .

$$\Delta V_h = \frac{R_P}{R_P + R_F} \cdot V_{CC} \quad (2.22)$$

Enquanto a corrente através do indutor for inferior ao valor máximo ajustado, a chave ativa permanece em condução. Ao se atingir o valor máximo, a chave é comandada para o bloqueio, de forma que a corrente no indutor decresça. Desta forma, se o comparador por histerese for preciso e seus tempos de comparação forem pequenos o suficiente, a chave deverá operar em frequências da ordem de 100 kHz. Assim, com o correto ajuste da largura da banda de histerese, é possível que a corrente na entrada do estágio elevador seja algo muito próximo de uma constante, a menos, é claro, de uma oscilação de alta frequência.

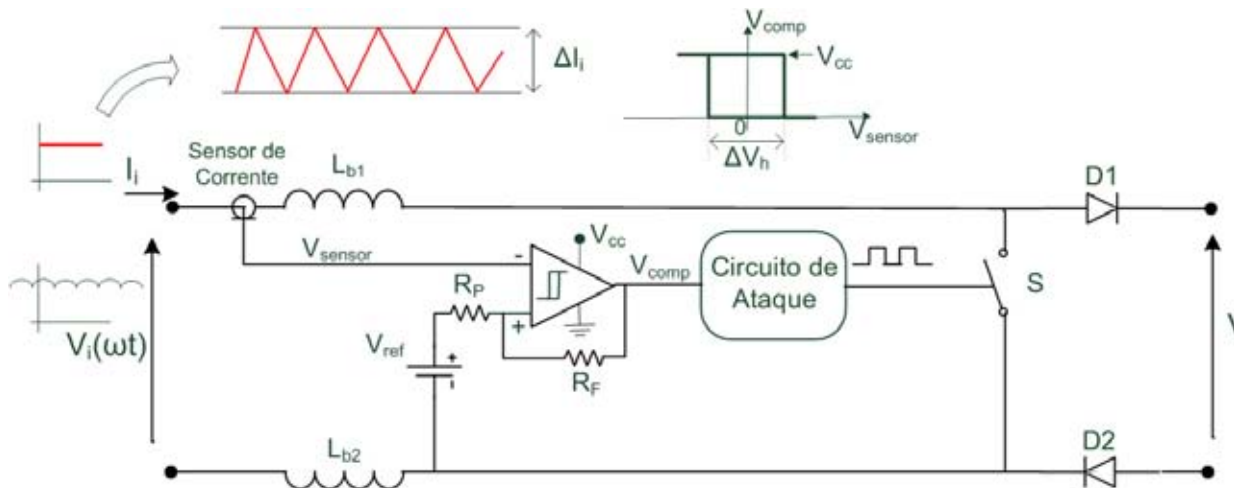


Figura 2.8 – Estratégia de Controle por Histerese Constante.

O circuito da figura 2.8 indica ainda que a tensão que alimenta o estágio elevador, embora contínua, contém os seis pulsos característicos da retificação. Desta maneira a razão cíclica, dada por (2.23) para o estágio elevador de tensão, é alterada de acordo com o ângulo de comutação (ωt), visto que, também de acordo com este ângulo, o valor instantâneo da tensão contínua de alimentação se altera.

$$D(\omega t) = 1 - \frac{V_i(\omega t)}{V_o} \quad (2.23)$$

Para $\omega t = 90^\circ$, a tensão retificada encontra-se em seu pico ($V_{im\acute{a}x}$), correspondente ao pico da tensão de fase que alimenta a ponte retificadora. Conforme (2.23), se $V_i(\omega t)$ é máximo, $D(\omega t)$ atinge o valor mínimo (D_{min}).

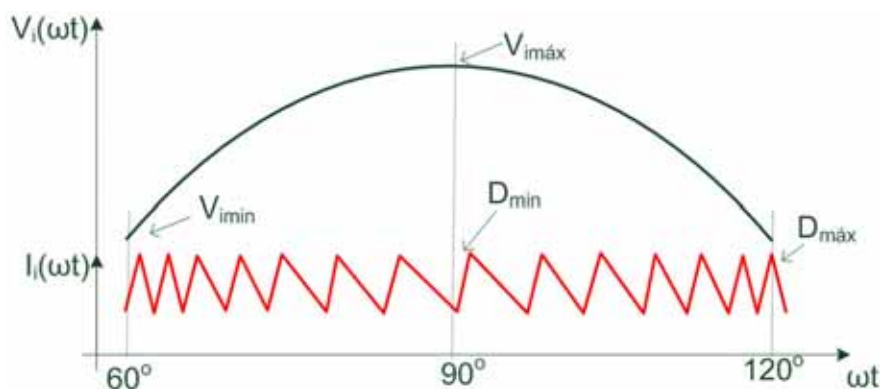


Figura 2.9 – Variação da razão cíclica com $V_i(\omega t)$.

Para $\omega t = 60^\circ$ ou $\omega t = 120^\circ$, por outro lado, $V_i(\omega t)$ assume o valor mínimo ($V_{i\text{min}}$) e desta maneira a razão cíclica apresenta-se máxima ($D_{\text{máx}}$). Os valores máximo e mínimo de $D(\omega t)$, obviamente, dependerão dos parâmetros do circuito CC-CC, como a indutância e oscilação de corrente de entrada admissível. A figura 2.9, ilustra a variação de $D(\omega t)$ com o ângulo ωt .

Existem alguns comparadores destinados especificamente ao controle por histerese. São circuitos integrados comerciais muito aplicados, sobretudo em comparações de pequenos sinais elétricos. Por exemplo, circuitos como TL714 ou LMP7300, podem ser aplicados a este projeto em específico. Contudo, é suficiente implementar o controle por histerese com comparadores convencionais, facilmente encontrados e de custos inferiores aos comparadores específicos para histerese. Pode-se empregar, por exemplo, o comparador LM6171 ou LM339. Basicamente, para operar em um circuito de controle por histerese, um bom comparador deve apresentar as seguintes características:

- Reduzido tempo de resposta (t_{res}) – Esta característica indica o tempo de que o comparador necessita para mudar o nível de tensão no pino de saída, por exemplo, de nível lógico alto para nível baixo. Bons tempos estão na ordem de 100 ns ou menos;
- Elevado *Slew Rate* – Esta taxa indica a inclinação do sinal no pino de saída do comparador durante a transição de um nível para outro. Bons valores estão na ordem de 1000 V/ μs ou mais;
- Elevada frequência de operação – Comparadores capazes de operar a frequências da ordem de 100 kHz a um MHz podem ser suficientes para o controle por histerese;
- Elevada taxa de Rejeição de Modo Comum (*CMRR*, *common mode rejection ratio*) – Este fator é muito importante, pois indica a capacidade do comparador em rejeitar sinais comuns a ambos os pinos de comparação, o que ocorre geralmente na presença de ruídos de

alta frequência. Quanto maior a taxa de rejeição de modo comum, mais o comparador atenuará estes ruídos. Valores interessantes de $CMRR$ estão na faixa de 110 dB.

Como existirão três estágios elevadores de tensão em paralelo, existirão também três controles por histerese, independentes. Três circuitos integrados, suas respectivas alimentações e elementos para ajuste da largura da banda de comparação também serão necessários. Assim, pensando em reduzir a complexidade das placas de circuito impresso e até mesmo os custos de produção e montagem do controle, uma alternativa seria realizar o controle digitalmente.

Nesta solução, um microcontrolador poderia ser programado de forma a receber os três sinais de tensão (proporcionais às correntes através dos indutores) provenientes dos sensores de corrente e compará-los com a referência (V_{ref}) de acordo com um ganho pré-ajustado, correspondente aos resistores R_P e R_F .

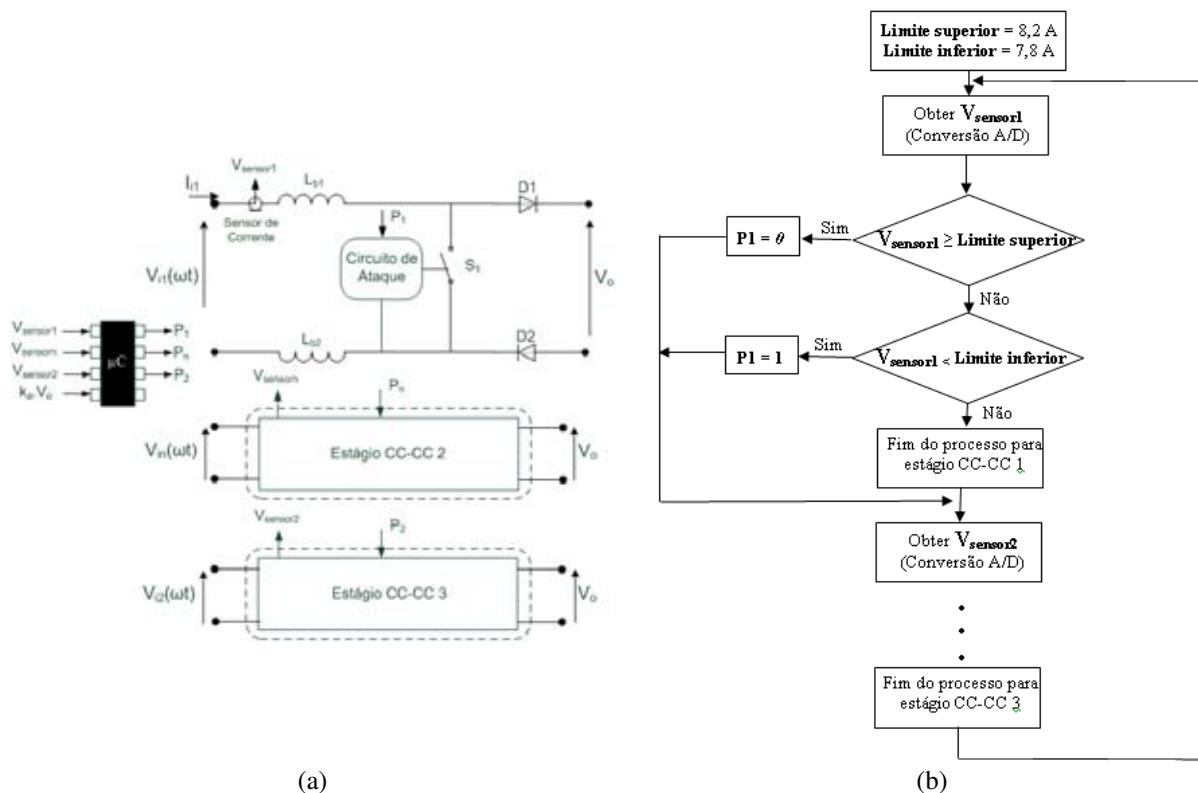


Figura 2.10 – Circuito com microcontrolador (a) e rotina para o controle por histerese (b).

Cada sinal seria comparado em uma rotina diferente, sendo, portanto necessárias três rotinas programadas. O sinal resultante referente a cada comparação seria então colocado à disposição em um pino de saída do microcontrolador. Três pinos seriam necessários, um para cada estágio elevador. Estes pinos seriam então conectados aos circuitos de comando de cada

chave semicondutora. A figura 2.10 ilustra a idéia. Na figura 2.10(a) é mostrado o circuito com os três estágios elevadores e o microcontrolador.

Os sinais P1, Pn e P3 correspondem aos pulsos provenientes da lógica de comparação. Estes pulsos são isolados e amplificados adequadamente pelo circuito de comando, ou de ataque.

Além de utilizar conversores A/D para realizar o controle da corrente de entrada de cada estágio CC-CC, o microcontrolador deve também permitir que seja implementada uma malha de controle de tensão de saída (V_o), com dinâmicas próprias. Na figura 2.10(a), o ganho k_a tem a função apenas de adequar a tensão V_o aos níveis de operação do microcontrolador.

Na figura 2.10(b) é mostrada uma possível rotina a ser programada neste microcontrolador para realizar o controle por histerese. Nota-se que a largura da banda de histerese nada mais é do que um valor pré-armazenado no código de programação (diferença entre os parâmetros “Limite superior” e “Limite inferior”). Esta rotina é válida para processamentos do tipo serial.

Quando se têm três rotinas sendo processadas, todas com a mesma prioridade, é importante que o processamento ocorra simultaneamente, de forma que as três comparações sejam realizadas ao mesmo tempo, e não uma após a outra, como ocorre no processamento serial. Este requisito impõe a necessidade de se empregar um dispositivo do tipo *FPGA*, que permite o processamento concorrente dos sinais. Os microcontroladores geralmente operam de maneira serial, ou seja, o sinal proveniente de um sensor de corrente é transformado em um equivalente digital (processo de aquisição de dados), comparado com a referência, o resultado torna-se disponível em um pino de saída e só então o próximo sinal proveniente do segundo sensor de corrente poderá ser comparado com a referência.

Uma possibilidade, para que se possa empregar microcontroladores, é escolher um dispositivo que opere em frequências muito altas, da ordem de centenas de MHz. Desta maneira as rotinas seriam executadas rapidamente, mesmo de forma serial.

Um segundo problema diz respeito à aquisição dos sinais. Os microcontroladores que possuem conversores A/D em geral permitem que a frequência de amostragem seja configurada na ordem de 200 kHz. Para o projeto em questão, como existem três estágios operando, a frequência de amostragem do sinal de cada estágio seria um terço do total, algo em torno de 66 kHz. Esta é uma impossibilidade, já que o chaveamento do semicondutor ativo de cada estágio elevador de tensão irá ocorrer por volta de 80 kHz. Mesmo microcontroladores mais avançados, como os de 32 bits, raramente possuem conversores A/D capazes de operar em altas frequências. Havendo necessidade de realizar o controle

digitalmente, as tecnologias atuais de microcontroladores deverão ser substituídas por dispositivos de maior custo, como *FPGAs* e *DSPs* (*digital signal processors*). Com estas considerações, procura-se justificar o uso da histerese por meios analógicos.

O emprego de microcontroladores, entretanto, ainda é muito útil para o projeto em questão. Embora a malha de controle de corrente apresente severos problemas quando desenvolvida digitalmente (por ser uma malha rápida), a malha de controle de tensão pode ser implementada digitalmente, com maior facilidade, já que tem dinâmicas mais lentas. Além disso, o microcontrolador pode ser preparado para receber as rotinas de proteção do conversor, como sobretensão, falhas de comando e controle, curto-circuito, etc.

Circuito de Comando

O ataque da chave semicondutora ativa deve ser feito através de um circuito de comando capaz de operar em frequências da mesma ordem do comparador e ainda reproduzir os pulsos vindos daquele de maneira a rejeitar distorções e não amplificar erros. Este elemento de comando deve prover isolamento entre o circuito de comparação e a chave de potência, sendo assim possível empregar transformadores de pulso ou opto-isoladores.

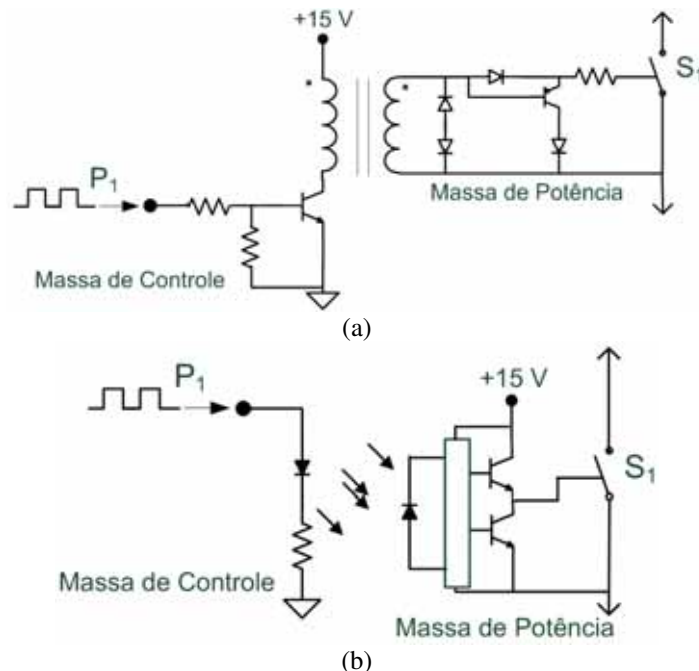


Figura 2.11 – Circuito de comando isolado com transformador de pulso (a) e com opto-isolador(b).

Para o caso em que é necessário o comando de três semicondutores simultaneamente, o uso de opto-isoladores é pouco atrativo, do ponto de vista de que são necessárias três fontes de tensão, uma para cada circuito integrado opto-isolador, já que cada chave semicondutora ativa encontra-se em uma massa diferente daquela do controle. Contudo, transformadores de

pulso são mais susceptíveis a deformações de forma de onda, ou seja, podem enviar pulsos muito distorcidos à chave a ser comandada, dependendo dos ruídos presentes nos sinais vindos do estágio de controle.

2.5 Possíveis Aplicações para a Proposta

Algumas possibilidades de aplicação de estágios retificadores multipulsos não-isolados e associados a estágios CC-CC são:

- Geradores de Ímã Permanente – estes geradores operam com tensões e frequências variáveis de acordo com a carga elétrica conectada, de maneira que é preciso primeiramente condicionar a energia elétrica gerada para que depois esta possa alimentar cargas convencionais. Isto pode ser feito conectando o barramento CC gerado pelo retificador de múltiplos pulsos proposto a um estágio inversor, o qual proverá tensão e frequência fixas;
- Aeronaves – há um grande número de pesquisas recentes relacionadas a aplicações do tipo *MEA (More Electric Aircraft)*, ou seja, aeronaves que tem seus atuadores hidráulicos substituídos por atuadores elétricos [41, 42]. Está é a tendência nas aeronaves modernas. Nestes casos, as tensões contínuas usuais são 270 V ou 360 V. A partir deste barramento CC, inversores são empregados para que se consiga 115 V eficazes à frequência de 400 Hz, para alimentação geral da aeronave. Paralelamente, conversores CC-CC são usados para reduzir a tensão de tal barramento a níveis padronizados, como 28 V para as cargas eletrônicas embarcadas [43];
- Acionamento de Máquinas Elétricas – o barramento CC regulado pode ser usado para alimentar um estágio inversor para controle de velocidade de motores de indução, por exemplo [44];
- Substituição de retificadores já existentes – a proposta pode ser usada como *retrofit*, isto é, para a substituição de estágios retificadores já aplicados em determinada instalação elétrica.

É imprescindível que nestas aplicações sejam usados conversores de elevado fator de potência, ou seja, que drenem correntes com baixo conteúdo harmônico, pois a fonte de energia elétrica embarcada pode ser única e crítica, merecendo grande atenção.

2.6 Conclusões

Este capítulo apresentou a proposta de um novo conversor CA-CC e procurou descrever princípios de operação e exigências fundamentais para o projeto e simulação de cada estágio. O equacionamento matemático das formas de onda de corrente que caracterizam o autotransformador Δ -Diferencial é suficiente para que se tenha conhecimento do conteúdo harmônico da corrente drenada da rede elétrica, na presença da proposta que se faz . Comparadas as possibilidades de execução do controle por meios analógicos ou digitais, opta-se pelo primeiro, pois a necessidade de execução simultânea das três malhas de controle de corrente torna impeditivo o uso de microprocessadores de baixo custo.

Conhecendo o equacionamento do conversor proposto, cabe então estudar a simulação do mesmo, o que será feito no capítulo 3.

Capítulo 3

Cálculo de Parâmetros e Simulações

3.1 Considerações Iniciais

Ao longo deste capítulo são discutidos e calculados os parâmetros necessários para a simulação do conversor CA-CC proposto. Entre estes parâmetros, incluem-se:

- As relações entre indutâncias capazes de representar o transformador Δ -Diferencial;
- As indutâncias necessárias para os indutores dos estágios elevadores de tensão;
- A capacitância dos filtros de saída dos estágios elevadores de tensão.

Com estes elementos é possível realizar as simulações iniciais do conversor, de forma que seja possível analisar esforços de tensão e corrente sobre os componentes semicondutores presentes na proposta. Desta maneira, oportunamente, será possível especificar os componentes comerciais capazes de atender às expectativas.

As simulações apresentadas a seguir foram obtidas com o aplicativo *OrCAD PSpice*. As especificações do projeto são dadas pela tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Especificações de projeto.

Tensão eficaz de linha e frequência da rede local (V_{ab})	220 V, 60 Hz
Tensão média em seis pulsos (V_i)	250 V
Tensão no barramento CC de saída (V_o)	400 V
Potência Nominal na Carga (P_o)	6 kW
Retificador	Três pontes retif. seis pulsos, a diodos.

3.2 Modelo para Representação do Autotransformador

É preciso deixar claro que o que se chama de “modelo” é uma representação do autotransformador, através de indutâncias acopladas magneticamente, em um aplicativo próprio para simulação. Este modelo, portanto, não corresponde a um circuito equivalente do autotransformador.

A metodologia de determinação das tensões sobre os enrolamentos foi apresentada no capítulo 2. De acordo com as equações propostas e os dados da tabela 3.1, os resultados são os que se seguem.

Para conexão Δ -Diferencial de 18 pulsos:

$$\psi = 0^\circ \text{ e } \theta = 20^\circ$$

Para que a tensão média de seis pulsos seja de 250 V, a tensão de fase V_{R1} deve ser:

$$V_i = 2,34 \cdot V_{R1} \rightarrow V_{R1} = 107V$$

Portanto, a partir da equação (2.1), o ângulo α corresponde a:

$$\alpha = 8,698^\circ \quad (3.1)$$

De acordo com (2.3), a tensão sobre os enrolamentos N_{ab1} , N_{ab2} , N_{bc1} , N_{bc2} , N_{ca1} e N_{ca2} é:

$$V_{ab1} = 30,72V \quad (3.2)$$

De (2.4), a tensão sobre os enrolamentos N_{ab3} , N_{ab4} , N_{bc3} , N_{bc4} , N_{ca3} , N_{ca4} resulta em:

$$V_{ab3} = -21,17V \quad (3.3)$$

Pelas equações (2.5) e (2.6), tem-se as tensões sobre os enrolamentos N_{abn} , N_{bcn} , N_{can} e N_{abn1} , N_{bcn1} e N_{can1} .

$$V_{abn} = V_{abn1} = -11,64V \quad (3.4)$$

A tensão sobre os enrolamentos N_{ab} , N_{bc} , N_{ca} corresponde a:

$$V_{ab} = 220V \quad (3.5)$$

Os resultados com sinal negativo indicam que todas os enrolamentos com índices “3”, “4”, “n” e “n1” possuem, na verdade, polaridade contrária àquela mostrada na figura 2.3, no capítulo anterior.

O aplicativo de simulações representa cada os enrolamentos por meio de indutores, respeitando as polaridades determinadas. É preciso então escolher um valor de indutância para um dos enrolamentos e tomá-lo como referência para a determinação das indutâncias dos demais. É muito importante perceber que estes valores de indutâncias têm apenas a função de simulação, não servem para o projeto físico dos enrolamentos. O que importa são as relações entre indutâncias, estas sim, podem orientar o projeto dos enrolamentos. As relações entre

tensões, indutâncias e espiras são dadas em (3.6). Estas relações são válidas para quaisquer outros enrolamentos.

$$\frac{V_{ab1}}{V_{ab}} = \frac{N_{ab1}}{N_{ab}} = \sqrt{\frac{L_{ab1}}{L_{ab}}} \quad (3.6)$$

Se, por exemplo, se usar como referência o enrolamento com N_{ab} espiras, cuja tensão a que está submetido já se conhece, e a ele se atribuir indutância L_{ab} igual a 100 H, pode-se então calcular a indutância do enrolamento de N_{ab1} espiras, já que sua tensão também é conhecida. Este exemplo resultaria em L_{ab1} igual a 1,95 H. Este resultado é válido para todos os enrolamentos com índices “1” e “2”. Fazendo o mesmo para os outros enrolamentos, a tabela 3.2 pode ser escrita.

Tabela 3.2 – Indutâncias para simulação do autotransformador.

Enrolamento	Indutância para Simulação
N_{ab}, N_{bc}, N_{ca}	100 H
$N_{ab1}, N_{ab2}, N_{bc1}, N_{bc2}, N_{ca1}, N_{ca2}$	1,95 H
$N_{ab3}, N_{ab4}, N_{bc3}, N_{bc4}, N_{ca3}, N_{ca4}$	0,97 H
$N_{abn}, N_{bcn}, N_{can}$ e $N_{abn1}, N_{bcn1}, N_{can1}$	0,28 H

3.2.1 Resultados de Simulação para o Autotransformador

Com estas informações, o circuito da figura 3.1 pode ser simulado. Neste circuito uma fonte de corrente representa a carga nominal. A conexão entre cada um dos enrolamentos, com as respectivas polaridades, é feita com base na figura 2.5, do capítulo anterior.

Com este circuito, observam-se as principais formas de onda: corrente nas fases da rede elétrica (I_a, I_b e I_c), corrente em cada fase que alimenta uma ponte retificadora (I_{R1}, I_{S1}, I_{T1}), corrente nos enrolamentos conectados em Δ (I_{ab}), amplitude e defasamento entre tensões retificadas sobre a carga (V_{i1}, V_{in}, V_{i2}), tensões defasadas de $+20^\circ, -20^\circ$ e em fase com a rede, para a fase R (V_{R1}, V_{Rn} e V_{R2}) e tensões de fase de um dos sistemas trifásicos (V_{R1}, V_{S1} e V_{T1}).

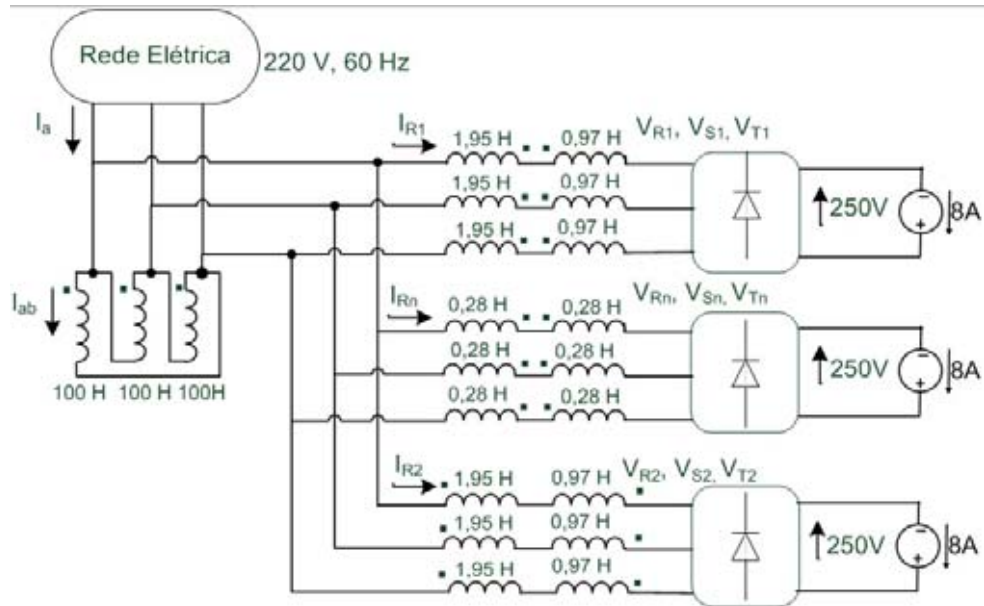


Figura 3.1 – Circuito para simulação do autotransformador Δ -Diferencial.

A seguir, na figura 3.2 são exibidas as formas de onda de um dos sistemas trifásicos gerados pelo autotransformador. Estes resultados correspondem às tensões de fase (V_{R1} , V_{S1} e V_{T1}), mas são válidos também para os outros dois sistemas de tensões. Neste caso o autotransformador encontra-se em carga plena. É observada a igualdade de amplitude entre as três fases e também o correto defasamento angular de 120° entre fases. O valor eficaz de cada uma das tensões é de 107 V.

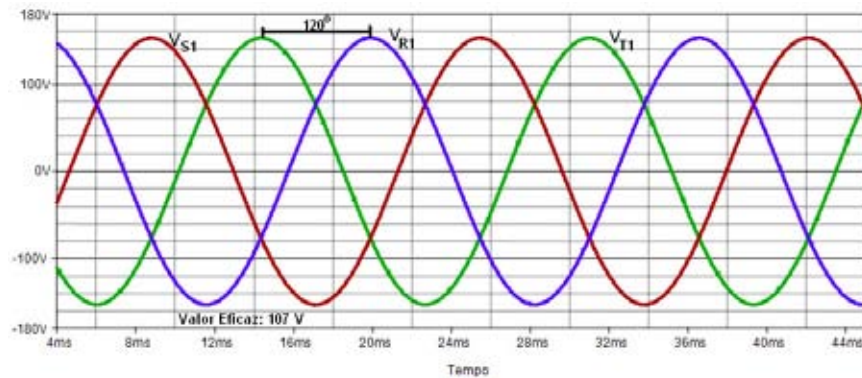


Figura 3.2 – Formas de onda das tensões do sistema trifásico formado por V_{R1} , V_{S1} e V_{T1} .

Em seguida, na figura 3.3, são mostradas as formas de onda para a fase R. Existem portanto, três formas de onda (V_{R1} , V_{Rn} e V_{R2}), sendo que cada uma pertence a um sistema trifásico diferente. Uma está em fase com a rede elétrica (V_{Rn}), outra está defasada de $+20^\circ$ (V_{R2}) e a fase restante (V_{R1}) encontra-se com defasamento de -20° . Uma fase da rede elétrica também é mostrada, para referência.

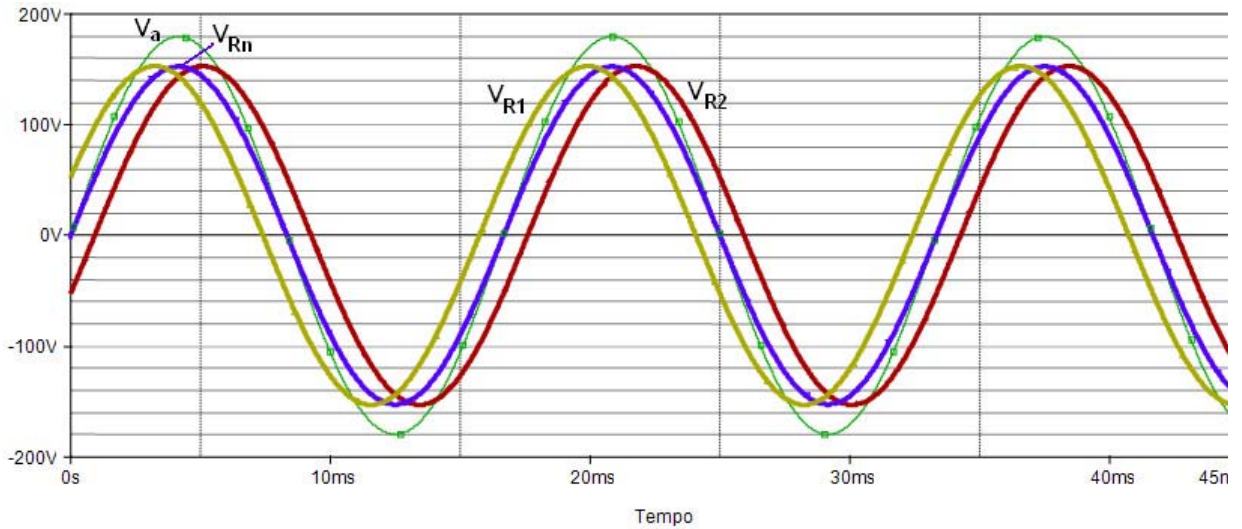


Figura 3.3 – Defasamento entre tensões para a fase R.

Na figura 3.4 são apresentadas as formas de onda das tensões retificadas de seis pulsos, sobre as cargas. Cada uma destas tensões possui valor médio próximo de 250 V, têm todas a mesma amplitude e também possuem defasamento angular entre si de 20° .

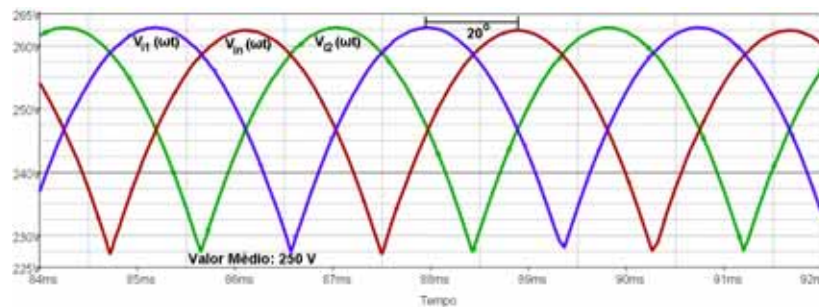


Figura 3.4 – Formas de onda das tensões retificadas de seis pulsos, sobre as respectivas cargas.

Considerando uma das pontes retificadoras, a qual é alimentada por três fases defasadas entre si de 120° (pois compõem um sistema trifásico), a corrente em cada uma destas fases (I_{R1} , I_{S1} e I_{T1}) é mostrada na figura 3.5(a), e um detalhe para a corrente I_{T1} na figura 3.5(b). As formas de onda mostram que há corrente em cada fase por 120° em cada semiciclo e uma troca da fase por onde circula a corrente a cada 60° . Esta é a forma usual de operação das pontes retificadoras trifásicas, resultado bastante conhecido. O valor eficaz destas formas de onda é importante para a determinação da seção transversal dos condutores dos enrolamentos.

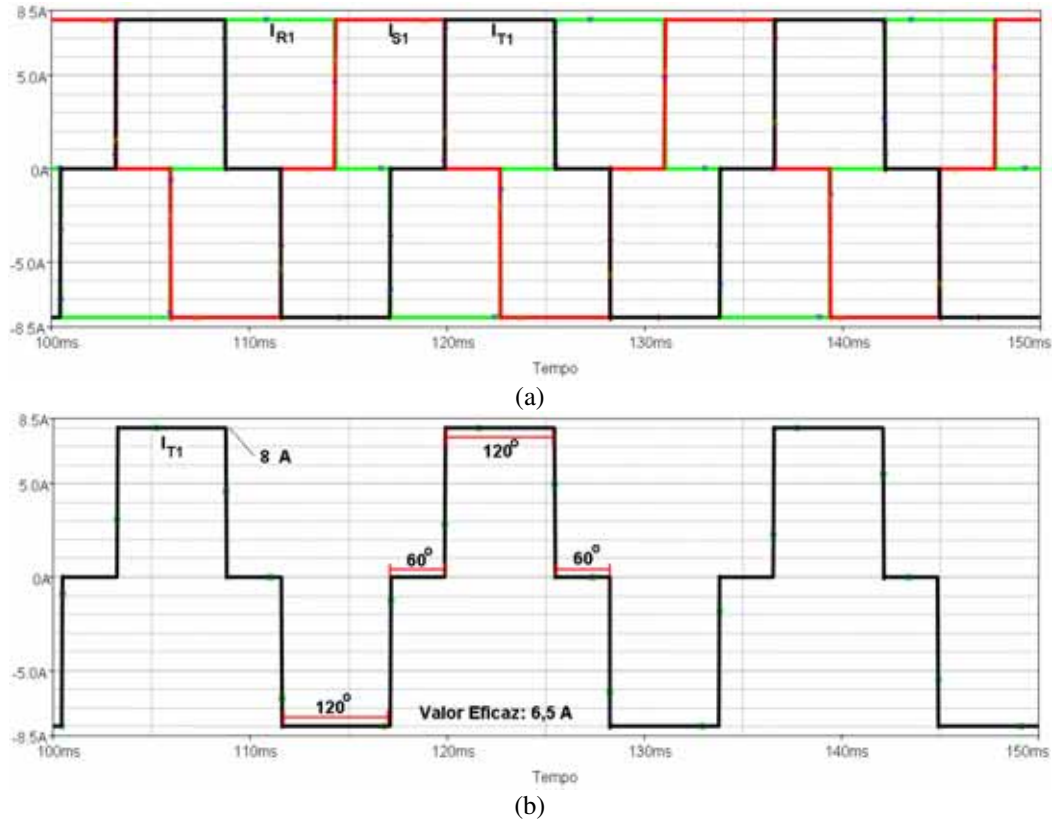


Figura 3.5 – Formas de onda das correntes nas fases que alimentam uma ponte retificadora (a) e detalhe da corrente I_{T1} (b).

A composição de correntes ocorre de tal maneira que, nos enrolamentos conectados em Δ , tem-se a forma de onda da figura 3.6, para a corrente I_{ab} . Esta forma de onda já foi apresentada e analisada no capítulo 2. Cada um dos degraus de corrente encontrados nesta forma de onda tem uma amplitude correta. Caso haja algum erro na montagem do transformador, como número incorreto de espiras ou polaridades invertidas, a corrente vista não terá amplitudes corretas. Disto resultará que a corrente drenada da rede elétrica também não apresentará os 18 pulsos esperados. O valor eficaz da corrente I_{ab} também será necessário para o projeto físico dos enrolamentos.

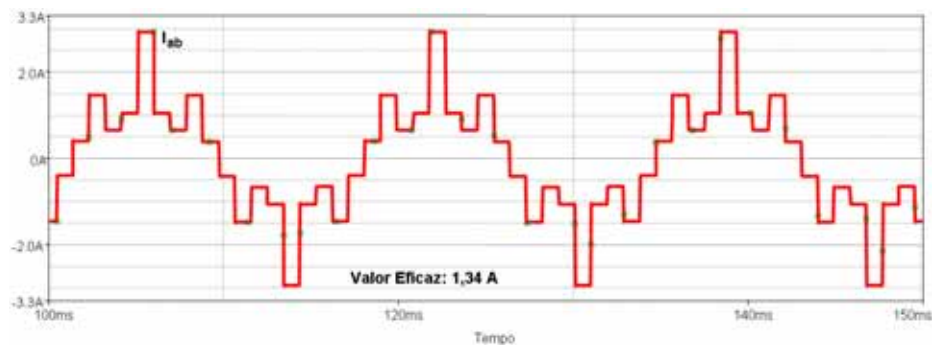


Figura 3.6 – Corrente em um dos enrolamentos conectados em Δ (I_{ab}).

Finalmente, a figura 3.7(a) mostra as correntes que circulam nas fases da rede elétrica, com os 18 pulsos esperados. Outro resultado importante é que as correntes das diferentes fases estão bem equilibradas, com mesma amplitude, e apresentam o correto defasamento de 120° entre si. A decomposição em série de Fourier de uma destas formas de onda revela a presença dos harmônicos de 17^a, 19^a, 35^a e 37^a ordens. O espectro harmônico é visto na figura 3.7(b). A DHT_i é de 9,5% (considerado até a 40^a harmônica).

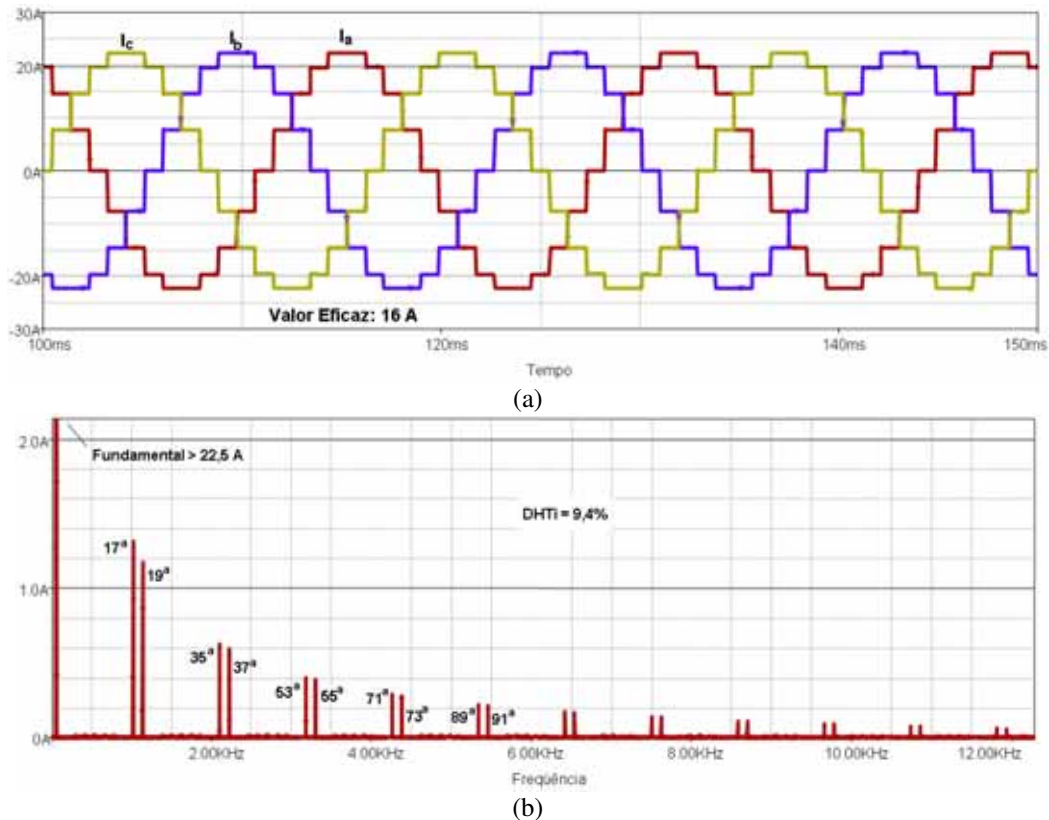


Figura 3.7 – Correntes de 18 pulsos nas fases três da rede elétrica (a) e espectro harmônico (b).

Estas simulações foram realizadas com o aplicativo *OrCAD Pspice*. Resultados semelhantes foram obtidos com o aplicativo *MATLAB Simulink*, onde o autotransformador é descrito por matrizes contendo as indutâncias próprias e mútuas entre enrolamentos. Cada coluna do núcleo trifásico contém sete enrolamentos (como mostra a figura 2.4, do capítulo 2). Assim, uma matriz 7×7 pode representar esta coluna. Três matrizes 7×7 idênticas representam os 21 enrolamentos que compõem o autotransformador proposto. Uma matriz é mostrada em (3.7), nela os elementos da diagonal principal correspondem às indutâncias próprias de cada enrolamento (para uma primeira simulação, pode-se usar os valores da tabela 3.2) e os elementos restantes correspondem às indutâncias mútuas. Esta matriz é simétrica. Em (3.7) as mútuas foram obtidas usando-se um fator de acoplamento de k igual a 0,99.

$$\begin{bmatrix} L_{ab} & M_1 & M_1 & M_2 & M_2 & M_3 & M_3 \\ M_1 & L_{ab1} & M_4 & M_5 & M_5 & M_6 & M_6 \\ M_1 & M_4 & L_{ab2} & M_5 & M_5 & M_6 & M_6 \\ M_2 & M_5 & M_5 & L_{ab3} & M_7 & M_8 & M_8 \\ M_2 & M_5 & M_5 & M_7 & L_{ab4} & M_8 & M_8 \\ M_3 & M_6 & M_6 & M_8 & M_8 & L_{abn} & M_9 \\ M_3 & M_6 & M_6 & M_8 & M_8 & M_9 & L_{abn1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 100,00 & 13,825 & 13,825 & 9,750 & 9,750 & 5,239 & 5,239 \\ 13,825 & 1,950 & 1,931 & 1,362 & 1,362 & 0,732 & 0,732 \\ 13,825 & 1,931 & 1,950 & 1,362 & 1,362 & 0,732 & 0,732 \\ 9,750 & 1,362 & 1,362 & 0,970 & 0,960 & 0,516 & 0,516 \\ 9,750 & 1,362 & 1,362 & 0,960 & 0,970 & 0,516 & 0,516 \\ 5,239 & 0,732 & 0,732 & 0,516 & 0,516 & 0,280 & 0,277 \\ 5,239 & 0,732 & 0,732 & 0,516 & 0,516 & 0,277 & 0,280 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

De forma geral, em (3.7):

$$M_n = k \cdot \sqrt{L_{j,j} \cdot L_{i,i}} \quad (3.8)$$

Na prática, as indutâncias de cada enrolamento serão diferentes daquelas que formam a matriz de (3.7), contudo, a relação entre elas (o quociente) deve ser aproximadamente a mesma.

3.3 Cálculos para o Estágio Elevador de Tensão

Como discutido em ocasiões anteriores, o paralelismo de estágios CC-CC elevadores de tensão requer modificações que incluem um diodo adicional e a divisão do indutor acumulador de energia em duas partes. Ainda assim, o projeto do estágio elevador é feito exatamente como se este não tivesse modificação alguma.

A tabela 3.3 traz as especificações necessárias para a simulação de cada conversor CC-CC elevador de tensão, que opera no modo de condução contínua.

Tabela 3.3 - Parâmetros para um conversor do estágio CC-CC.

Potência de Saída	2 kW
Tensão Média de Saída (V_o)	400 V
Tensão Média de Entrada (V_i)	250 V
Corrente Média de Entrada (I_i)	8 A
Oscilação da Corrente de Entrada (ΔI_i)	5%, 400 mA
Frequência Máxima de Chaveamento	80 kHz
ΔV_h	0,5 V

A razão cíclica varia de acordo com a tensão de seis pulsos ($V_i(\omega t)$) que alimenta o estágio, conforme já discutido no capítulo 2. Há, portanto, um valor máximo de razão cíclica

(D_{\max}) para a operação do semiconductor ativo em cada um dos três estágios CC-CC. Com os valores máximos e mínimos da tensão $V_i(\omega t)$, calcula-se a razão cíclica máxima e mínima. O valor máximo de $V_i(\omega t)$ corresponde ao pico da senóide que alimenta uma das pontes retificadoras e, como já foi visto, esta tensão é equivalente a aproximadamente 107 V, ou seja, 262 V de pico na tensão retificada. Este pico pode ser visto também na figura 3.4. Considerando que V_o seja sempre igual a 400 V, a razão cíclica neste ponto de máximo seria mínima e igual a $D_{\min} = 0,35$.

Já no caso em que a tensão retificada de seis pulsos atinge o seu valor mínimo, ou seja, 225 V, o que pode ser visto também pela figura 3.4, a razão cíclica seria máxima e igual a $D_{\max} = 0,44$.

$$D(\omega t) = 1 - \frac{V_i(\omega t)}{V_o} \quad (3.10)$$

Conhecendo o valor máximo da razão cíclica, determina-se a indutância necessária para o estágio elevador. Esta indutância mínima (L_i) é calculada através de (3.11), com D_{\max} igual a 0,44.

$$L_i = D_{\max} \cdot (1 - D_{\max}) \cdot \frac{V_o}{f_{\max} \cdot \Delta I_i} = 3mH \quad (3.11)$$

Cabe citar que este valor de indutância é o valor mínimo para armazenar a energia necessária para a elevação de tensão pretendida, de acordo também com a frequência desejada e a ondulação admissível de corrente na entrada do estágio elevador. Além disso, esta indutância corresponde ao valor total, que, de acordo com as modificações necessárias, será dividido em duas partes. Para o caso em que L_i é igual a 3 mH, serão usados dois indutores de 1,5 mH. Quanto a estes indutores, pode-se afirmar que:

- Se estiverem desacoplados magneticamente, isto é, cada um em um núcleo magnético diferente, não há preocupação com polaridades. Basta que um esteja logo na entrada do estágio elevador, no ramo superior e antes da chave semicondutora ativa e o outro esteja na parte inferior, depois da chave ativa e conectado ao ponto mais negativo da ponte retificadora. Quando a chave estiver fechada, os dois indutores estarão em série, como se houvesse apenas uma indutância equivalente. Quando a chave se abrir, a inversão instantânea de tensão no indutor inferior garantirá que um dos diodos inferiores da ponte entre em condução;

- Se estiverem magneticamente acoplados, portanto ambos no mesmo núcleo magnético, é preciso que neste núcleo os fluxos induzidos por cada indutor se reforcem, somando-se. É preciso que haja polaridade aditiva. Havendo um núcleo apenas, há maior facilidade de dispor os elementos na placa de circuito impresso final, eventualmente, poderá haver alguma redução de custo. Dificilmente há redução de pesos e volumes, pois, embora haja apenas um núcleo magnético, este deverá ser projetado para operar com o dobro de fluxo magnético.

O capacitor de saída (C_f), em paralelo com a carga, pode ser calculado como em (3.12), onde a frequência da oscilação da tensão é de três vezes a frequência da tensão retificada e a variação máxima de amplitude é de $\pm 1\%$.

$$C_f = \frac{3 \cdot P_o}{f_{oscilação} \cdot (V_{Omax}^2 - V_{Omin}^2)} = 450 \mu F \quad (3.12)$$

Esta capacitância total garantirá a máxima oscilação permitida. Como há interesse em que os três estágios elevadores sejam módulos independentes, cada um deles deverá ter seu próprio capacitor de saída, de maneira que os capacitores dos três forneçam a capacitância total dada por (3.12), ou seja, cada estágio poderá ter um filtro de saída com capacitância de $150 \mu F$.

Para determinar o tipo de chave semicondutora a ser empregada é preciso avaliar esforços de corrente e tensão no estágio elevador operando no modo de condução contínua. Se a corrente média no indutor de entrada é de $8 A$, então a corrente média na chave (I_S) será:

$$I_S = I_i \cdot D_{máx} = 3,5 A \quad (3.13)$$

Quando a chave encontra-se bloqueada, a tensão máxima sobre ela corresponde (idealmente) à tensão de saída do estágio, $400 V$. Como na prática ocorrem picos de tensão devido às não-idealidades dos componentes, é de interesse que se opte por chaves de pelo menos $600 V$. Nestes níveis de tensão, corrente e frequência da ordem de $100 kHz$, a tecnologia *MOSFET* é a mais indicada. Por enquanto, uma chave ideal pode ser usada nas simulações.

De maneira semelhante, a corrente média no diodo pode ser dada por:

$$I_D = I_i \cdot (1 - D_{máx}) = 5 A \quad (3.14)$$

amplitude da oscilação destas correntes é fixa e regulável através dos resistores R_F e R_P , ou da tensão V_{CC} que alimenta os circuitos comparadores. Isto quer dizer que mesmo para correntes médias inferiores à nominal (8 A) a amplitude de oscilação destas correntes não se altera. Em outras palavras, a amplitude de oscilação não é proporcional à corrente média, mas sim fixa (no caso é fixa em 400 mA, conforme tabela 3.3).

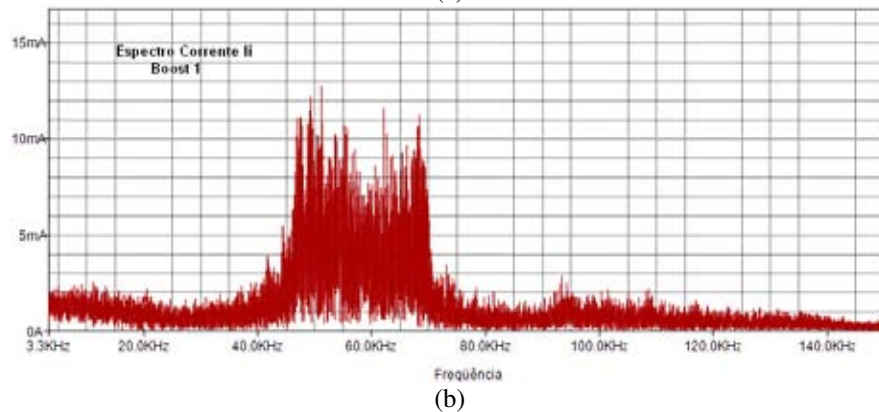
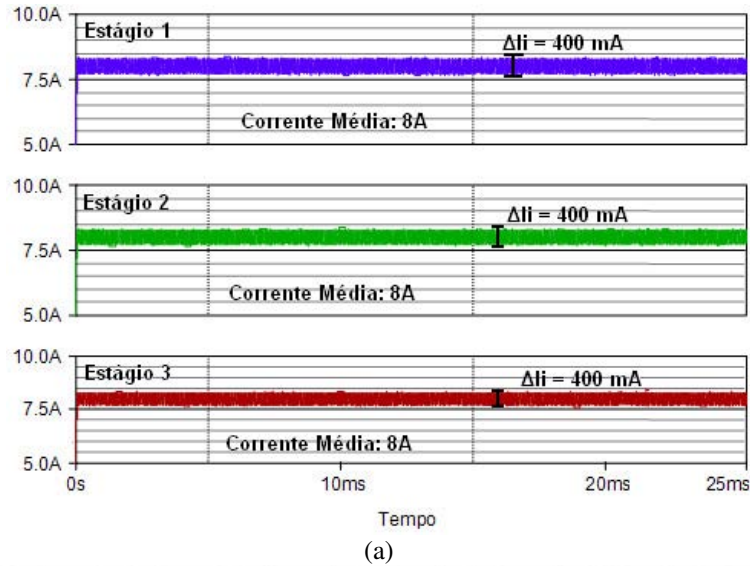


Figura 3.9 – Corrente na entrada de cada estágio elevador, situação de carga plena (a) e espectro harmônico para a situação de plena carga (b).

Para qualquer valor de corrente média, as três correntes apresentam-se muito bem equilibradas, de forma que cada um dos estágios elevadores processa um terço da potência total. Para a situação de carga plena, cada estágio processa 2 kW.

Quando se analisa o espectro harmônico de uma destas correntes, tem-se o resultado mostrado na figura 3.9(b). Como a frequência de comutação da chave ativa varia conforme a oscilação da tensão retificada de seis pulsos, o espectro harmônico contém componentes em toda a proximidade de uma frequência central (cerca de 60 kHz). Há, portanto, uma faixa de frequências de chaveamento, compreendida entre 50 kHz e 70 kHz

Um resultado de simulação que chama a atenção é a forma de onda da corrente nas entradas das pontes retificadoras, do lado CA. Estas correntes não são exatamente simétricas, indicando que a corrente através do indutor inferior do estágio elevador, não é igual àquela do indutor superior (I_i). As formas de onda para as três entradas de uma ponte retificadora são mostradas na figura 3.10.

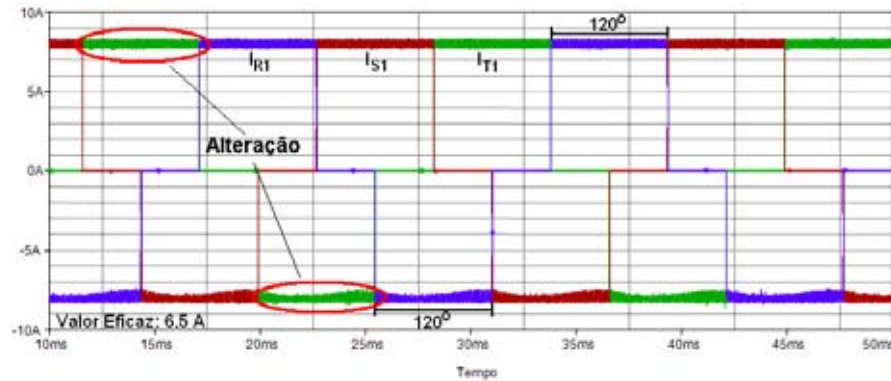


Figura 3.10 – Correntes I_{R1} , I_{S1} e I_{T1} com estágio elevador e controle por histerese.

Com os três estágios conectados em paralelo, a tensão sobre a carga é vista na figura 3.11. Esta tensão, próxima dos 400 V desejados, apresenta oscilação de três vezes a frequência da tensão de entrada dos estágios elevadores (que são tensões de seis pulsos, portanto, frequências de seis vezes a da rede elétrica). Resulta, então, que a tensão de saída tem oscilação em frequência de 1080 Hz. A amplitude desta oscilação depende da escolha e projeto apropriado do capacitor de saída de cada estágio.

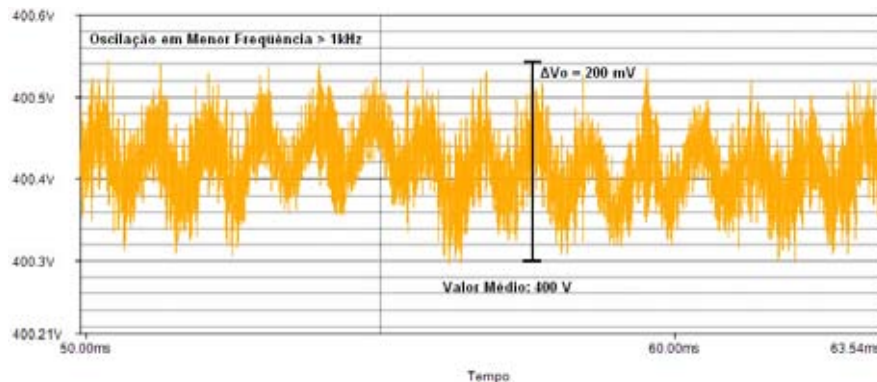


Figura 3.11 – Tensão sobre a carga (V_o).

Com as correntes constantes em cada estágio elevador, é de se esperar que a forma de onda da corrente drenada da rede elétrica seja aquela composta pelos 18 pulsos característicos. Este resultado encontra-se na figura 3.12(a), onde são mostradas as três correntes provenientes da rede local. Cada patamar, ou degrau, destas correntes contém a oscilação de corrente em alta frequência, conforme mostrado na figura 3.9(a). Um detalhe de tensão e corrente é mostrado na figura 3.12(b). Na figura 3.12(c) encontra-se o espectro

harmônico de uma destas correntes e, como se percebe, este resultado é semelhante àquele da figura 3.7(b), sendo que agora existem as componentes de alta frequência. A DHT_1 é de 8,8 %, o fator de deslocamento é de 0,996. Portanto, o fator de potência resulta em 0,992.

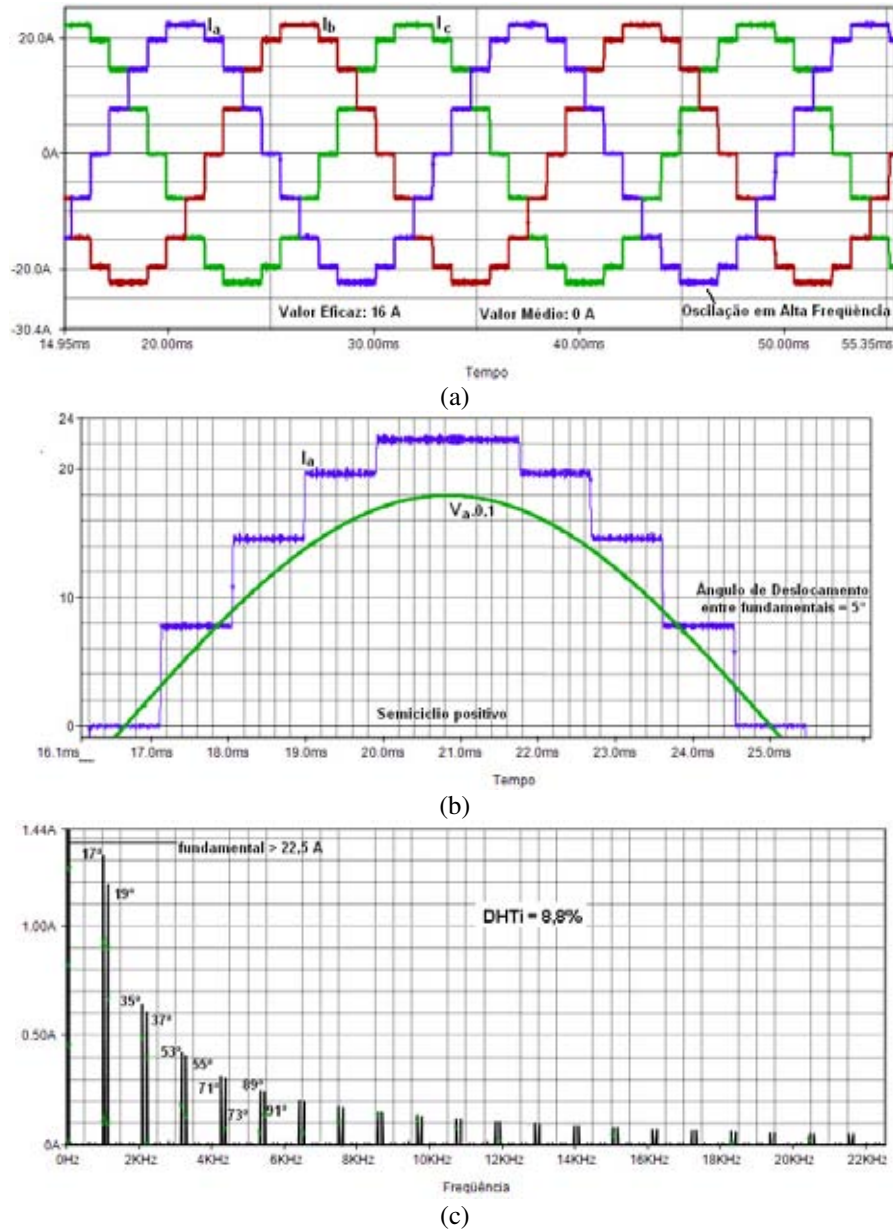


Figura 3.12 – Correntes drenadas da rede elétrica (a) detalhe de corrente e tensão de fase (b) e espectro harmônico para uma das correntes de 18 pulsos (c).

3.5 Simulações com Estágio SEPIC Isolado e Controle por Histerese Constante

Aplicando a mesma técnica de controle sobre o estágio *SEPIC*, como amplamente discutido, os mesmos resultados anteriores foram obtidos. Este estágio permite facilmente que

a introdução de isolamento galvânico, em alta frequência. Portanto, estas simulações representam também uma proposta de trabalhos a serem continuados. A figura 3.13 mostra o estágio *SEPIC* isolado com os parâmetros de simulação. Os parâmetros podem ser calculados de acordo com a teoria básica dos conversores CC-CC e, havendo necessidade, são reajustados durante as simulações.

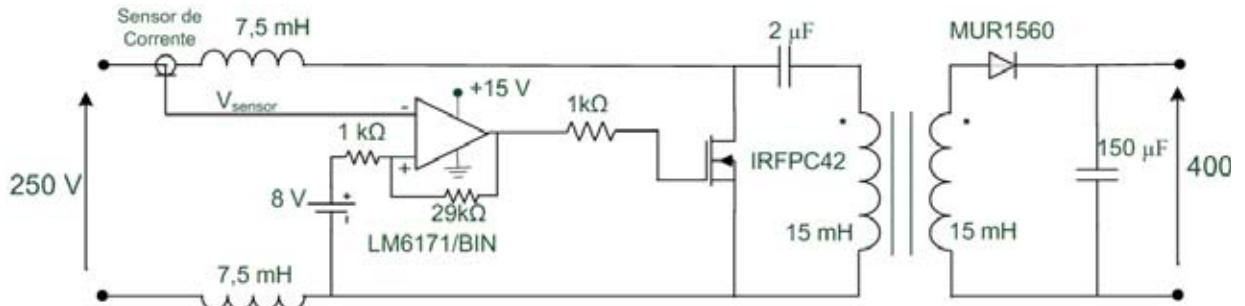
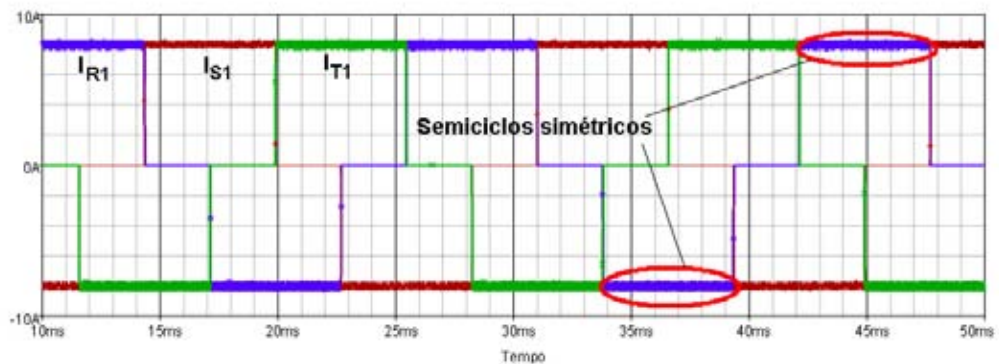
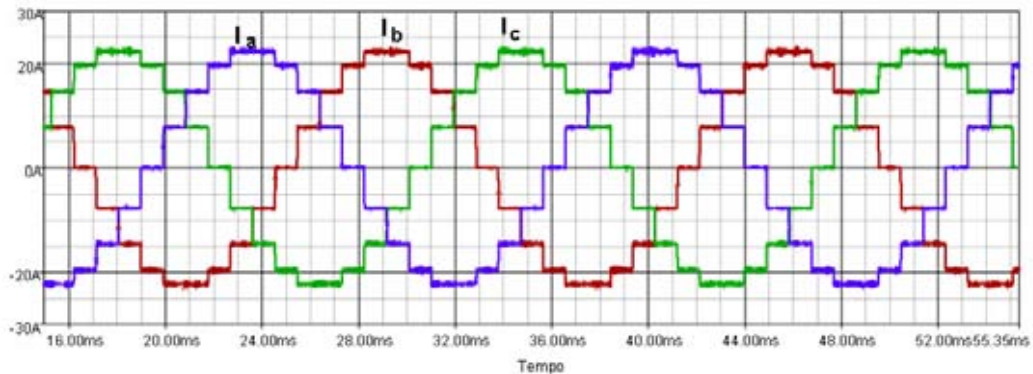


Figura 3.13 – Estágio CC-CC *SEPIC* isolado completo para simulação.

Ao se isolar o estágio *SEPIC*, não há mais a necessidade de se adicionar um diodo para o correto funcionamento do circuito, como foi proposto anteriormente. Além disso, a assimetria entre semiciclo positivos e negativos para correntes na entrada das pontes retificadoras (como apresentado na figura 3.10) deixa de existir.



(a)



(b)

Figura 3.14 – Correntes em uma ponte retificadora (a) e correntes drenadas da rede elétrica (b)

A figura 3.14 mostra os resultados quando são empregados três estágios *SEPIC* conectados em paralelo e associados ao autotransformador de 18 pulsos, de acordo com os dados da tabela 3.1. O espectro harmônico é semelhante ao do caso com estágio elevador de tensão, inclusive no que diz respeito às componentes de alta frequência.

3.6 Simulações com Estágio *SEPIC* Isolado Com Ondulação Nula de Corrente e sem Circuitos de Controle de Corrente

Uma propriedade interessante do conversor *SEPIC* é a possibilidade de obtenção de ondulação nula para as correntes de entrada ou de saída do conversor pelo ajuste dos elementos indutivos. Desta maneira, trabalhando-se as indutâncias próprias e mútuas, pode-se obter corrente praticamente constante (ondulações da ordem de 1% do valor médio desejado) sem a necessidade de um circuito de controle específico para este fim. A figura 3.15 mostra o circuito usado em simulação e que atende às especificações de projeto, 2 kW de potência entregues à carga, 400 V de tensão de saída, 250 V de tensão de entrada e ondulação de corrente de entrada inferior a 3%. Neste caso, não há integração magnética entre os indutores, senão entre aqueles que são destinados ao isolamento galvânico. Esta simulação, portanto, tem por objetivo mostrar a possibilidade real de se eliminar blocos de controle, reduzindo a complexidade do conversor CA-CC como um todo. O equacionamento básico dos conversores *SEPIC*, a integração magnética e as formas de onda características são discutidos por Barbi [45].

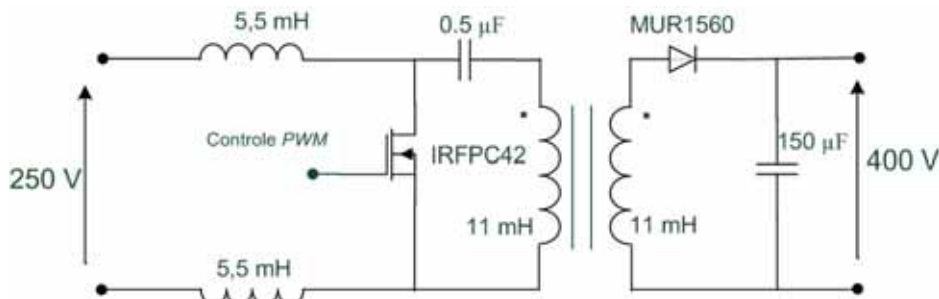


Figura 3.15 – Estágio CC-CC *SEPIC* isolado sem circuitos de controle para simulação.

A chave semicondutora ativa é comandada por um circuito modulado por largura de pulsos. Assim, monitorando-se a tensão de saída, altera-se a razão cíclica a fim de atingir um valor aceitável para a carga. Para a associação deste estágio a um autotransformador de 18

pulsos, podem-se simplesmente conectar os três estágios *SEPIC* em paralelo, como feito até aqui, ou em série. A figura 3.16 mostra as duas possibilidades. Na verdade, a forma de conexão das saídas independe do fato de se ter ou não o controle de corrente, podendo-se assim, conectar em série ou em paralelo o circuito da figura 3.13. Contudo, o isolamento galvânico é imprescindível para a conexão em série de conversores, de maneira que se exclui a possibilidade do uso do conversor elevador de tensão neste caso.

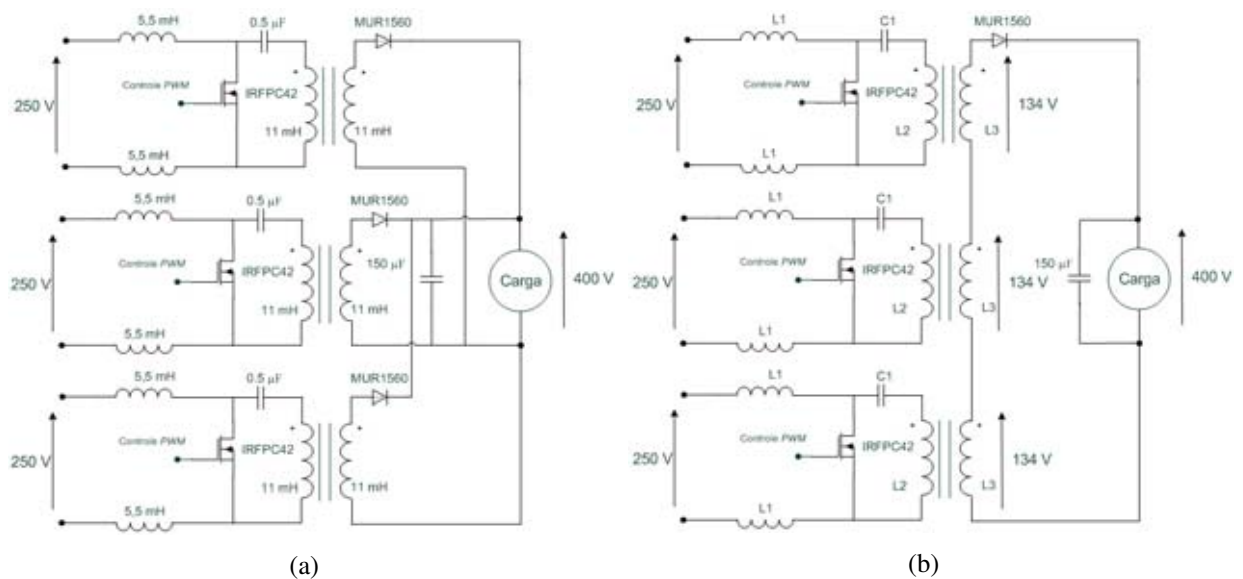


Figura 3.16 – Estágio CC-CC *SEPIC* isolado sem circuitos de controle associados em paralelo (a) e em série (b).

Na conexão série, a tensão de saída de cada estágio *SEPIC* é de 1/3 da tensão desejada na carga, para o caso em que existem três estágios associados. A corrente em cada enrolamento é a mesma, a qual também é a corrente total na carga, e isto é de interesse, pois o equilíbrio de correntes de saída é forçado pelo arranjo de estágios. Este resultado é de certa forma semelhante ao que Seixas [12] analisa para estágios *Full-Bridge* com secundários conectados em série. Nos dois casos, é preciso apenas uma malha de controle de tensão. Os três estágios podem ser comandados pelo mesmo pulso proveniente do circuito *PWM*, sincronizados e sem defasamento algum.

Com a variação da razão cíclica em função dos ajustes feitos pela malha de tensão, é esperado que a ondulação de corrente na entrada dos estágios CC varie, deixando de ser nula e passando a assumir valores dependentes de cada nova razão cíclica imposta. Conclui-se então que os estágios devem ser projetados pensando-se nos limites de operação, a fim de que, mesmo no pior caso, a ondulação de corrente ainda seja aceitável. A ondulação de corrente varia também com o valor instantâneo da tensão retificada de seis pulsos que alimenta cada

estágio CC. Cabe lembrar que o comprometimento das correntes de entrada dos estágios CC pode levar à deterioração das correntes drenadas da rede elétrica, elevando a DHT_i .

Os níveis de potência para conversores baseados em estágios *SEPIC* isolados devem ser cuidadosamente estudados. Havendo um transformador operando em alta frequência e com fluxo magnético unidirecional, questões relacionadas a saturação e aproveitamento dos elementos magnéticos merecem atenção.

3.7 Conclusões

A simplicidade proporcionada pelo controle por histerese mostrou-se um grande atrativo do conversor proposto, pois a técnica necessita apenas de poucos componentes para ser implementada, além de ter funcionamento bastante simples.

A versatilidade da proposta começa a se tornar evidente, pois com a mesma técnica de controle, sem alteração dos parâmetros, pode-se simplesmente substituir o estágio elevador de tensão pelo estágio *SEPIC* e assim obter isolamento galvânico. Mais além, com o cálculo correto das indutâncias do estágio *SEPIC* pode-se eliminar a malha de controle de corrente e ainda assim obter pequena ondulação da corrente de entrada dos estágios CC-CC. Este é um fato relevante, pois, ao mesmo tempo em que reduz custos, permite o uso de apenas uma malha de controle de tensão do tipo *PWM*.

No próximo capítulo serão discutidos os detalhes do projeto físico e especificação de todos os componentes do conversor. As preocupações com a redução de pesos, volumes e custos, como se verá, estiveram sempre presentes nas etapas de projeto.

Capítulo 4

Projeto e Especificação de Componentes

4.1 Considerações Iniciais

Até este ponto foram apresentadas as propostas e discutidas as simulações para as mesmas. No capítulo que se inicia serão tratados os aspectos de projeto dos elementos magnéticos, onde se incluem o autotransformador e os indutores dos estágios elevadores de tensão. Também serão especificados os componentes do circuito de controle, comando e dos estágios de potência. Como se verá, há grande preocupação com aspectos relacionados às dimensões físicas dos elementos, bem como pesos totais dos mesmos, sobretudo para os magnéticos.

4.2 Projeto do Autotransformador Δ -Diferencial

Projetar um autotransformador especial, como o que se propõe, difere pouco de se projetar um transformador convencional. Ambos os projetos requerem que se conheça basicamente tensões e correntes em cada um dos enrolamentos, o que pode ser obtido com certa facilidade por simulação. O equacionamento clássico para projeto de transformadores, autotransformadores e indutores, é repleto de desenvolvimentos empíricos, os quais nem sempre são simples de serem analisados.

Há grande interesse, no presente trabalho como um todo, em estudar detalhes do projeto de elementos magnéticos. Isto porque são estes elementos que introduzem maior peso e volume aos conversores, sejam eles CC-CC, CA-CC ou CC-CA. O sobre-dimensionamento de transformadores ou indutores geralmente reduz muito a densidade de potência dos conversores, tornando-os menos atrativos.

Mais além, a otimização de elementos magnéticos sempre foi uma preocupação em Eletrônica de Potência. Por isso, a descrição metódica do procedimento realizado é

apresentada. O procedimento de projeto é baseado no método proposto por [46], adaptado para autotransformadores.

4.2.1 Etapa de Pré-Projeto

É nesta etapa que são reunidas as informações mínimas sobre os enrolamentos do autotransformador. Recordando a figura 3.1, são conhecidas as tensões sobre todos os enrolamentos. Por meio do aplicativo de simulação, obtém-se a corrente eficaz em cada um deles. A tabela 4.1 mostra valores de tensão e corrente (eficazes) sobre os enrolamentos, para a situação de carga plena. Com as correntes eficazes, assumindo densidade de corrente (J) igual a 3 A/mm², determina-se a seção transversal (A_{cobre}) do condutor a ser utilizado em cada enrolamento, conforme (4.1).

$$A_{\text{cobre}} = \frac{I_{\text{enrolamento}}}{J} [\text{mm}^2] \quad (4.1)$$

Tabela 4.1 – Correntes, tensões sobre os enrolamentos e condutores especificados.

Enrolamento	Tensão eficaz, Corrente eficaz, Condutor
N_{ab}, N_{bc}, N_{ca}	220 V, 1,34 A, 20 AWG
$N_{ab1}, N_{ab2}, N_{bc1}, N_{bc2}, N_{ca1}, N_{ca2}$	30,7 V, 6,50 A, 13 AWG
$N_{ab3}, N_{ab4}, N_{bc3}, N_{bc4}, N_{ca3}, N_{ca4}$	21,1 V, 6,50 A, 13 AWG
$N_{abn}, N_{bcn}, N_{can}$ e $N_{abn1}, N_{bcn1}, N_{can1}$	11,6 V, 6,50 A, 13 AWG

A potência a ser processada no núcleo magnético do autotransformador (S_{total}) é dada pela média simples da soma de potência nos enrolamentos chamados de primários (N_{ab}, N_{bc}, N_{ca}) e nos enrolamentos secundários, que são todos os restantes, conforme (4.2), de [11].

$$S_{\text{total}} = \frac{3 \cdot V_{ab} \cdot I_{ab} + 6 \cdot V_{ab1} \cdot I_{R1} + 6 \cdot V_{ab3} \cdot I_{R1} + 6 \cdot V_{abn} \cdot I_{R1}}{2} = 1,7 \text{ kVA} \quad (4.2)$$

A potencia aparente do núcleo magnético é de apenas 1,7 kVA. Este valor é uma pequena fração da potência requerida pela carga (P_o), 6 kW. Comparando os dois valores, tem-se a chamada Taxa_{kVA}, em (4.3). Apenas 28,3% da potência requerida pela carga conectada ao barramento CC é transferida a ela por meios magnéticos. A maior parte é transferida à carga diretamente através dos enrolamentos.

$$Taxa_{kVA} = \frac{S_{total}}{P_o} = 28,3\% \quad (4.3)$$

Conhecendo-se a potência para a qual o núcleo magnético trifásico deverá ser projetado, pode-se passar para o próximo passo do projeto.

4.2.2 Etapa de Projeto do Núcleo Magnético

Considerando tudo o que foi dito sobre otimização e redução de pesos e volumes, esta é a etapa mais importante. Primeiramente, é preciso escolher o material magnético a ser empregado para a montagem do núcleo.

A frequência de operação do transformador é de 60 Hz, embora para aplicações com geradores de ímã permanente ou em aeronáutica, esta frequência possa chegar à cerca de 800 Hz. Considerando também os níveis de potência envolvidos e o fato de ser uma aplicação trifásica, o melhor material é o aço-silício. Em geral este material apresenta densidades máximas de fluxo magnético (B_m) da ordem de 1,5 T. Contudo, esta informação por si só não permite a escolha correta do núcleo, sendo o principal ponto de erros no momento da otimização do núcleo.

Além da densidade máxima de fluxo, um bom material magnético é caracterizado também (e principalmente) pela elevada permeabilidade magnética relativa (μ_r) e pelas baixas perdas, seja por histerese, seja por correntes parasitas.

Dois possibilidades comerciais podem ser usadas: os aços de grãos não-orientados (GNO) ou de grãos orientados (GO). As principais diferenças entre estes tipos de aço-silício são:

- A espessura de laminação – A espessura das lâminas do tipo GO são menores que as de aços GNO. Valores típicos de espessuras GO são 0,18 mm, 0,27 mm e 0,35 mm, ao passo que aços GNO muitas vezes estão disponíveis apenas na espessura de 0,54 mm. Quanto mais fina a laminação, menores são as perdas por correntes parasitas;
- A qualidade do material – Aços do tipo GO apresentam estrutura (a nível molecular) orientada de forma a reduzir a relutância dos caminhos magnéticos do núcleo. Assim, são reduzidas as perdas por histerese;

Na figura 4.1 são comparados dois aços diferentes, um do tipo GO e outro do tipo GNO, ambos disponíveis no mercado nacional e muito empregados nos projetos de transformadores de distribuição. Estas curvas e outras informações valiosas são uma cortesia da empresa Arcelor Mittal, siderúrgica fabricante de aços para fins elétricos, entre muitos outros.

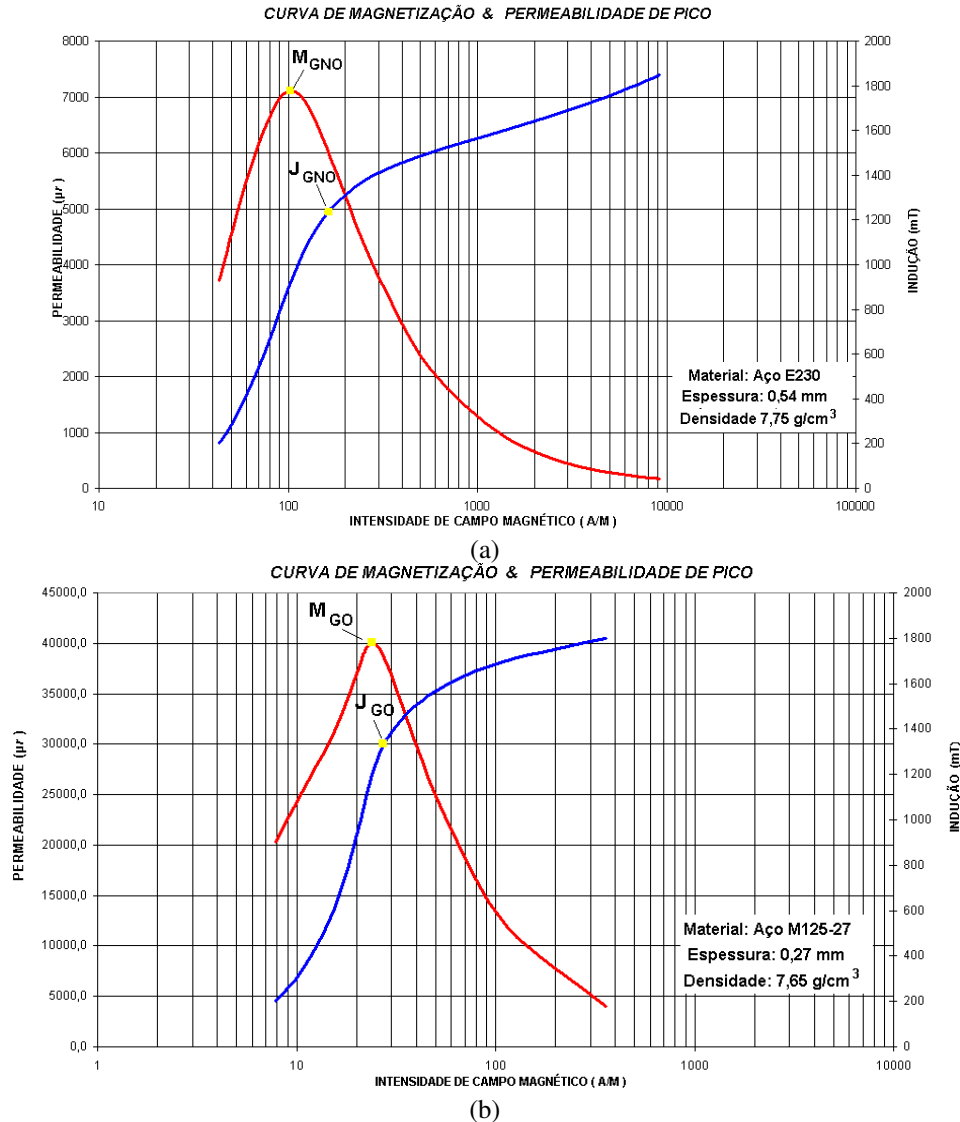


Figura 4.1 – Curvas B-H e μ_r -H para aço GNO (a) e GO (b).

Comparando-as:

- Embora a forma gráfica das curvas B-H de ambos os aços sejam parecidas, a inflexão de ambas (o “joelho” de cada curva, marcado pelos pontos J_{GO} e J_{GNO}) ocorre para valores muito diferentes de intensidade de campo magnético (H). Este ponto marca o início da região chamada de não-linear. Por exemplo, na curva GNO, a região não-linear se inicia com H igual a 150 A/m. Para a curva GO, a região não-linear é atingida com intensidade de campo externo de apenas 26 A/m. Isto mostra que, para os aços GO, um pequeno módulo de campo magnético é suficiente para levar o núcleo a um estado de elevada densidade de fluxo. Em

palavras pouco técnicas, menor é o esforço necessário para obter alto aproveitamento do núcleo magnético;

- A própria região chamada de não-linear é mais linear para os aços do tipo GNO, o que facilita o projeto de elementos magnéticos que devem operar próximos à saturação;

- Pela curva de permeabilidade relativa, a permeabilidade máxima para o aço GNO ocorre com densidade de fluxo de 1000 mT (ponto M_{GNO}), onde μ_r é igual a 7100. Na curva do aço GO, a permeabilidade máxima ocorre para densidade de fluxo de 1200 mT (ponto M_{GO}), com μ_r igual a 40100. Conclui-se então que, embora a densidade de fluxo, para a situação de máxima permeabilidade, seja próxima para as duas curvas, o valor da permeabilidade relativa é muito maior para o aço GO. Como a indutância própria de cada enrolamento é diretamente proporcional à permeabilidade magnética do meio, elevada permeabilidade resultará em elevada indutância, portanto, correntes de magnetização muito pequenas para o transformador ou autotransformador;

- O ponto de máxima permeabilidade relativa ocorre aproximadamente no meio da região linear. A partir deste ponto, qualquer aumento na intensidade de campo (H) se reflete na redução da permeabilidade, até que, em um caso extremo, a permeabilidade seja praticamente nula. Esta é a situação que caracteriza a forte saturação, e ocorre ao final da região não-linear;

- As perdas totais (histerese e correntes parasitas) para o aço GO são de 0,65 W/Kg para o ponto de máxima permeabilidade. Para o aço GNO as perdas são de 1,90 W/Kg, também para o ponto de máxima permeabilidade relativa.

Levando em consideração a comparação feita e reconhecendo as vantagens de se empregar lâminas de aço do tipo grãos orientados, o aço M125-27 foi escolhido para a implementação do autotransformador.

É preciso definir o valor de B_m para realizar o projeto. Ainda pela figura 4.1(b), é interessante escolher a densidade de fluxo pouco inferior àquela onde se tem o valor máximo de permeabilidade. Desta forma, qualquer aumento de tensão na rede elétrica que alimenta o transformador o levará para ainda mais próximo do ponto ótimo. Caso o pico da permeabilidade seja ultrapassado, ainda assim esta será elevada. A princípio, pode-se escolher B_m igual a 1200 mT ou 1,2 T. Esta escolha parece contraditória em relação ao que se disse há pouco, mas não é, como será provado.

A equação (4.4) permite o cálculo do chamado Produto das Áreas (A_p), que nada mais é do que o produto das áreas da seção transversal do núcleo magnético (A_c) e da área da janela do mesmo (A_j). A área da janela é uma escolha de projeto, depende apenas das medidas das lâminas de que se dispõe. Nesta equação estão presentes também a frequência de operação (f), o fator de utilização das janelas (K_u , igual a 0,4) e o fator térmico (K_t , igual a 304, para elevação máxima de temperatura de 25°C).

$$A_p = \left(\frac{S_{total} \cdot 10^4}{4,44 \cdot B_m \cdot f \cdot K_u \cdot K_t} \right)^{1,14} = 1175,76 \text{ cm}^4 \quad (4.4)$$

Embora tenha natureza empírica, o fator térmico precisa ser bem escolhido, pois para aplicações embarcadas, não é possível que a elevação de temperatura do conversor como um todo seja grande.

A seção do núcleo é dada por (4.5).

$$A_c = \frac{2}{3} \left(\frac{A_p}{A_j} \right) = 19,6 \text{ cm}^2 \quad (4.5)$$

As lâminas “E” e “I” escolhidas têm as dimensões mostradas na figura 4.2, de onde se obtém A_j igual a 40 cm². A partir desta escolha, conhecendo-se a área da seção do núcleo, calcula-se o empilhamento de lâminas necessário. Este resulta em 4,9 cm. Havendo em disponibilidade carretéis de 5,5 cm, estes foram usados. A área do núcleo, portanto, será maior que o valor dado em (4.3). Esta nova área (A_{cnova}) é de 22 cm².

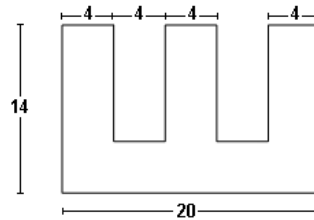


Figura 4.2 – Dimensões da lâmina escolhida para o autotransformador (unidades em cm).

Recalculando o produto das áreas, notando-se que A_j não se altera, tem-se A_{pnovo} igual a 1320 cm⁴.

A próxima etapa consiste em conferir se a densidade de fluxo está de acordo com o esperado, depois de alterado o produto das áreas. Assim, isolando B_m na equação (4.4), tem-se:

$$B_{mnovo} = \frac{S_{total} \cdot 10^4}{A_{pnovo}^{1,14} \cdot 4,44 \cdot K_u \cdot K_t} = 1,1 \text{ T} \quad (4.6)$$

Com este último resultado, fica claro que a densidade máxima de fluxo magnético será de 1,1 T, na situação de carga plena. Este valor, portanto, está de acordo com o conceito comentado anteriormente de se operar com B_m um pouco inferior àquele onde se tem máxima μ_r .

Projetado o núcleo, resta apenas determinar o número de espiras de cada enrolamento. A equação (4.7) mostra o cálculo do número de espiras dos enrolamentos N_{ab} , N_{bc} e N_{ca} , todos iguais. O mesmo procedimento se aplica aos outros enrolamentos.

$$N_{ab} = V_{ab} \cdot \left(\frac{10^4}{4,44 \cdot f \cdot B_{m\text{nov}} \cdot A_{c\text{nova}}} \right) = 346 \text{ espiras} \quad (4.7)$$

Espera-se que o rendimento do autotransformador seja superior a 97 % e que a regulação das tensões de saída seja inferior a 5%. Estes valores são apenas referências. Assim, finalmente, chega-se à tabela 4.2, que reúne todos os dados do autotransformador a ser implementado.

Tabela 4.2 – Detalhes do Autotransformador.

Tensão de Linha Entrada	Trifásico, 220 V
Tensão de Linha Saída	Três Sistemas Trifásicos, 186 V
Potência Total na Carga (P_o)	6 kW
Potência Processada no Núcleo Magnético (S_{total})	1,7 kVA
Taxa $_{kVA}$	28,3 %
Frequência de Operação (f)	60 Hz
Tipo de Núcleo Magnético	E – I, M125-27 GO, espessura 0,27 mm
Densidade Máxima de Fluxo Magnético (B_m)	1,1 T
Elevação Máxima de Temperatura Admissível	25°C
Rendimento (η_{auto})	> 97 %
Regulação de Tensão (R_{auto})	< 5%
Enrolamentos	Especificações
N_{ab}, N_{bc}, N_{ca}	20 AWG, 346 espiras
$N_{ab1}, N_{ab2}, N_{bc1}, N_{bc2}, N_{ca1}, N_{ca2}$	13 AWG, 48 espiras
$N_{ab3}, N_{ab4}, N_{bc3}, N_{bc4}, N_{ca3}, N_{ca4}$	13 AWG, 33 espiras
$N_{abn}, N_{bcn}, N_{can}$ e $N_{abn1}, N_{bcn1}, N_{can1}$	13 AWG, 18 espiras

Há uma grande dificuldade em se obedecer a todos os requisitos desta última tabela. Sobretudo os que estão mais relacionados com rendimento, elevação de temperatura e peso.

Quase sempre se procura elevado rendimento, o que está ligado a ter pequenas perdas no núcleo e, ao mesmo tempo nos enrolamentos. Como as perdas magnéticas são conhecidas (ao menos se tem a relação W/kg de perdas), é usual que o projetista aumente a seção transversal dos condutores dos enrolamentos, reduzindo a resistência série e assim diminuindo as perdas elétricas. Claro, o volume dos enrolamentos é prejudicado e o peso total também se eleva.

De outra forma, pode-se reduzir (levemente) a elevação de temperatura aumentando as dimensões do núcleo magnético. Isto, contudo, aumenta as perdas magnéticas, que são função do peso do núcleo, reduzindo o rendimento. A regulação de tensão também é deteriorada.

Encontrar um ponto de equilíbrio para todos os parâmetros da tabela 4.2, além de um grande desafio, é a maneira mais certa de se garantir a otimização do autotransformador.

4.3 Especificação dos Retificadores Trifásicos

As pontes retificadoras de seis pulsos podem ser especificadas com diodos de potência discretos. Contudo, estão disponíveis comercialmente pontes em que todas as junções P-N encontram-se em um único componente. Assim, basta especificar uma ponte que atenda a tensão de pico do lado alternado (cerca de 270 V), corrente média 8 A, frequência de operação inferior a 1 kHz, reduzida resistência série e pequena queda de tensão sobre os diodos quando em condução. Outros atrativos são a possibilidade de fácil fixação em dissipador térmico e existência de terminais apropriados para soldagem em placas de circuito impresso. Uma ponte retificadora que atende aos requisitos é a SKD 25/08, cujas especificações são dadas na tabela 4.3.

Tabela 4.3 – Especificação ponte retificadora trifásica escolhida.

Corrente Máxima (I_D)	20 A
Tensão Reversa Máxima (V_{RRM})	800 V
Resistência Série (R_{min})	0,7 Ω
Queda de Tensão ($V_{Fmáx}$)	2,2 V / 0,85 V típico
Tempo de Recuperação Reversa (t_{rr})	10 μ s

4.4 Projeto dos Indutores Armazenadores de Energia

O indutor do estágio elevador de tensão deve atender às especificações da tabela 4.4. Deve existir apenas um núcleo magnético, portanto, os indutores estarão magneticamente acoplados e conectados com polaridade aditiva.

Tabela 4.4 – Especificação do indutor do estágio elevador de tensão.

Tipo de indutor	CC, armazenador de energia
Indutância (L_i)	3 mH (2x 1,5 mH)
Corrente Média (I_i)	8 A
Oscilação de Corrente (ΔI_i)	400 mA
Frequência da Oscilação de Corrente	80 kHz

O projeto se inicia com o cálculo da corrente de pico no indutor, pela equação (4.8).

$$I_{pico} = I_i + \frac{I_i}{2} = 8,2 \text{ A} \quad (4.8)$$

Calcula-se então a energia máxima a ser armazenada no indutor (E), (4.9).

$$E = L_i \cdot \frac{I_{pico}^2}{2} = 0,101 \text{ J} \quad (4.9)$$

O produto das áreas (A_p) para o indutor tem o mesmo significado comentado para o autotransformador e pode ser calculado por (4.10). A densidade de corrente (J) é de 3 A/mm², o fator de utilização (K_u) é igual a 0,4 e a densidade máxima de fluxo (B_m) é de 1 T.

$$A_p = \frac{2 \cdot E \cdot 10^4}{B_m \cdot J \cdot K_u} = 16,81 \text{ cm}^4 \quad (4.10)$$

O fato de B_m ter sido escolhido igual a 1 T indica que o indutor será implementado com núcleo de aço-silício. Para este caso, as lâminas são do tipo GNO, de espessura 0,54 mm e demais dimensões conforme figura 4.3.

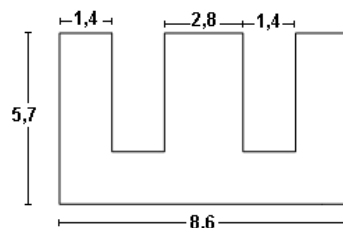


Figura 4.3 – Dimensões da lâmina escolhida para o indutor armazenador de energia (unidades em cm).

A corrente eficaz no indutor pode ser calculada como em (4.11), e é necessária para a especificação da seção transversal do condutor com o qual será enrolado o indutor.

$$I_{i\text{ eficaz}} = \sqrt{I_i^2 + \Delta I_i^2} = 8,01 \text{ A} \quad (4.11)$$

A seção transversal do condutor (A_{cobre}) é determinada conforme (4.1) e corresponde ao condutor 13 AWG. Foi verificada a não-necessidade de condutores em paralelo (*litz*).

Com lâminas como a da figura 4.3, a área da janela (A_j) é de 7,2 cm². Empilhando 1 cm de lâminas, tem-se que a área da seção transversal do núcleo (A_c) é igual a 3,1 cm². Assim, o produto (A_p) é igual a 22,32 cm⁴, superior, portanto, ao mínimo calculado em (4.10). Nestas condições, o número de espiras que pode ser acomodado no núcleo magnético é dado por (4.12).

$$N_{\text{esp}} = \frac{0,45 \cdot A_j}{A_{\text{cobre}}} = 117 \text{ espiras} \quad (4.12)$$

Com este número de espiras, é preciso introduzir entreferro para atingir a indutância correta. Este entreferro é calculado em (4.13).

$$l_g = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot N_{\text{esp}}^2 \cdot A_c \cdot 10^{-8}}{L_i} = 1,7 \text{ mm} \quad (4.13)$$

Pode-se então corrigir número de espiras com base no fluxo de espraiamento. O fator de correção (F), é dado por (4.14).

$$F = 1 + \left(\frac{l_g}{\sqrt{A_c}} \right) \cdot \ln \left(\frac{9,4}{l_g} \right) = 1,39 \quad (4.14)$$

O novo número de espiras ($N_{\text{esp novo}}$) é dado por (4.15).

$$N_{\text{esp novo}} = \left(\frac{l_g \cdot L_i}{0,4 \cdot \pi \cdot A_c \cdot F \cdot 10^{-8}} \right)^{\frac{1}{2}} = 100 \text{ espiras} \quad (4.15)$$

Portanto, o indutor deverá ser montado em um único núcleo, com dois enrolamentos de 50 espiras cada, a serem conectados com polaridade aditiva, sendo ajustados para que a indutância total atinja pelo menos 3 mH.

Por último, a densidade máxima de fluxo pode ser conferida através de (4.16). Esta densidade deve ser inferior ou igual a 1 T, de acordo com o especificado.

$$B_{mnovo} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot N_{espnovo} \cdot F \cdot I_{pico} \cdot 10^{-4}}{l_g} = 0,81 T \quad (4.16)$$

4.5 Especificação dos Componentes do Circuito de Controle por Histerese Constante

A figura 4.4 mostra o circuito de controle proposto e também o circuito de ataque da chave semicondutora ativa. O comparador empregado é o LM6171, um comparador capaz de operar em elevadas frequências com baixo consumo de energia. Apresenta *Slew Rate* elevado (3600 V/ μ s) e *CMRR* de 110 dB. Atende, portanto, às exigências feitas no capítulo 2. Os circuitos de controle estão todos em uma massa única e a alimentação destes é proveniente da mesma fonte, +15 V.

Para o circuito de ataque, baseado no circuito integrado HCPL-3180 que é um opto-isolador, são necessárias três fontes de tensão independentes, já que cada uma estará em uma massa diferente (a massa de potência do estágio elevador que cada 3180 comanda).

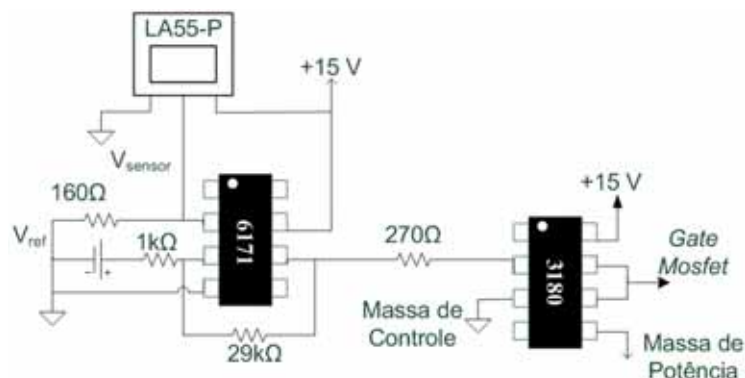


Figura 4.4 – Circuito de controle e circuito de ataque para um estágio.

Assim como o LM6171, o HCPL-3180 apresenta baixo tempo de resposta (próximo a 200 ns). A alimentação destes circuitos integrados também é feita em +15 V. O sensor de corrente adequado para as especificações é o transdutor LA55-P, o qual é alimentado em +15 V e encontra-se na massa de controle.

4.6 Especificação de Semicondutores e Elementos de Filtragem

Os últimos componentes a serem especificados são os semicondutores (chave ativa e diodos do estágio elevador de tensão) e capacitores do filtro de tensão de saída do conversor.

Pelas simulações realizadas e tendo idéia da ordem de grandeza da frequência de comutação da chave ativa, esta deverá ser do tipo *MOSFET*, como já foi concluído anteriormente. Um componente que atende a estas exigências e ainda aos níveis de tensão e corrente é a chave de potência do tipo *HEXFET* IRFPC50A, que tem as características mostradas na tabela 4.5. Este componente será usado na implementação do conversor. A necessidade de circuitos amortecedores de transitórios (*snubbers* RC) ou grampeadores de tensão (*snubbers* RCD) será avaliada nos ensaios com os protótipos.

Tabela 4.5 – Especificação da chave ativa do estágio elevador de tensão.

Tensão Máxima <i>Drain-Source</i> ($V_{DSm\acute{a}x}$)	600 V
Corrente Máxima de Dreno (I_{Dreno})	11 A
Resistência em Condução (R_{DSon})	0,58 Ω
Tempos Totais de Recuperação	< 100 ns

Ainda com base nos níveis de tensão e corrente teóricos e confirmados pelas simulações, os dois diodos de cada estágio elevador a serem usados serão os do tipo MUR1560, cujas especificações básicas encontram-se na tabela 4.6. Também para estes diodos a necessidade de circuitos minimizadores de efeitos transitórios será investigada após a montagem do protótipo.

Tabela 4.6 – Especificação dos diodos do estágio elevador de tensão.

Corrente Máxima (I_{Diodo})	15 A
Tensão Reversa Máxima (V_{RM})	600 V
Queda de Tensão em Condução ($V_{Fm\acute{a}x}$)	1,5 V típico
Tempo de Recuperação Reversa (t_{rr})	60 ns

Quanto ao filtro capacitivo de saída do conversor, os capacitores devem ser associados de maneira que a capacitância total (C_f) seja de 450 μ F. Como cada estágio elevador de tensão deverá ser montado como um módulo independente dos outros estágios, é interessante que os capacitores já estejam neste módulo e que, quando os três estágios forem colocados em

paralelo, a capacitância resultante se aproxime do valor total. Por razões de disponibilidade, serão usados dois capacitores 330 μF / 450 V associados em série em cada estágio, resultando em 165 μF por módulo e C_f total de 495 μF .

4.7 Conclusões

Foram preocupações durante o desenvolvimento do autotransformador:

- Que as defasagens angulares fossem as mais próximas daquilo que se esperava e se observou por simulação;
- Que o peso e as dimensões físicas de núcleo e enrolamentos fossem as menores possíveis;
- A elevação de temperatura do autotransformador operando em carga plena fosse de, no máximo, 25°C, ou seja, que em regime térmico, a temperatura final não ultrapassasse 50°C;
- Que o rendimento fosse de pelo menos 97%;
- Que houvesse boa regulação de tensão, ou seja, pequena diferença entre a tensão em plena carga e a vazio.

Também foram projetados os indutores armazenadores de energia, também com núcleo de aço-silício, embora a corrente através destes indutores contenha oscilações em alta frequência. Igualmente, há a possibilidade de usar indutores com núcleo de ferrite.

Capítulo 5

Resultados Experimentais

5.1 Considerações Iniciais

Este capítulo tem o objetivo de apresentar os resultados das implementações do conversor CA-CC proposto. Inicialmente são discutidos os resultados de testes com o autotransformador: elevação de temperatura, formas de onda, rendimento, regulação. Em seguida são mostrados os resultados para o estágio CC-CC, também com as principais formas de onda e outros dados de interesse. Finalmente, são discutidos os resultados para o conversor CA-CC.

5.2 Resultados para o Autotransformador

A figura 5.1 mostra o autotransformador finalizado e a montagem experimental. Este elemento apresenta peso total de 16,4 kg, um bom resultado, considerando-se as alternativas e os níveis de potência a que se destina. No peso total, 37% correspondem ao peso do cobre, o restante deve-se ao núcleo magnético.



Figura 5.1 – Autotransformador Δ -Diferencial e montagem experimental.

5.2.1 Formas de onda das Tensões de Saída

As formas de onda das tensões de saída são aquelas dadas nas simulações por V_{R1} , V_{S1} e V_{T1} , ou seja, as tensões de fase de um dos sistemas trifásicos. Para obter estas formas de onda, a referência de tensão adotada foi o ponto de neutro da bancada de testes. Formas de ondas semelhantes são obtidas para os outros sistemas trifásicos gerados pelo autotransformador: (V_{R2} , V_{S2} , V_{T2}) e (V_{Rn} , V_{Sn} e V_{Tn}).

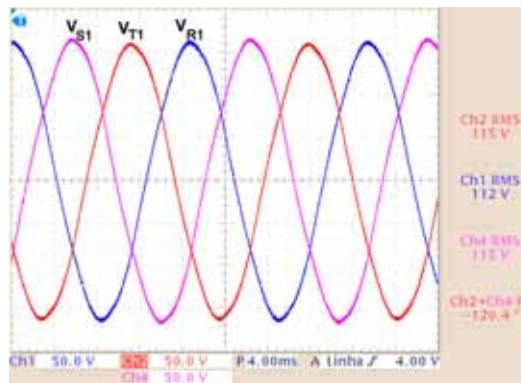


Figura 5.2 – Formas de onda para o sistema trifásico (V_{R1} , V_{S1} e V_{T1}).

As condições de ensaio são as seguintes: tensão nominal de alimentação no primário do autotransformador (220 V eficazes, de linha) e todos os secundários a vazio.

Com os secundários a vazio é normal que a tensão esteja acima do valor de projeto. Contudo, recordando do capítulo 3 que a tensão de fase dos secundários deve ser de aproximadamente 107 V eficazes, percebe-se claramente que a elevação vista na figura 5.2, para as três fases, é pequena, o que é um indício da boa regulação de tensão do autotransformador. As três tensões possuem formas de onda semelhantes, com amplitudes praticamente iguais e exibem também o correto defasamento de 120° entre si. Mais ainda, são senóides com mesma frequência da rede elétrica e, em suas cristas de onda, possuem as pequenas deformações características dos harmônicos já existentes na rede de alimentação.

5.2.2 Defasamento entre fases R

Neste caso, são tomadas apenas as fases R, uma em cada sistema trifásico. Na figura 5.3, encontram-se as formas de onda de V_{R1} , V_{R2} e V_{Rn} . O objetivo deste ensaio é provar que há o correto defasamento de $+20^\circ$ e -20° entre os sistemas trifásicos. Para tanto, toma-se a

fase “Rn”, que corresponde á tensão V_{Rn} , como referência (as três fases do sistema “n” estão em fase com a rede elétrica local).

Com mesma amplitude e frequência, tem-se uma das formas de onda adiantada de 20° e outra atrasada de 20° , exatamente o que é necessário para a operação com retificador de 18 pulsos. Estes resultados conferem com os da figura 3.3.

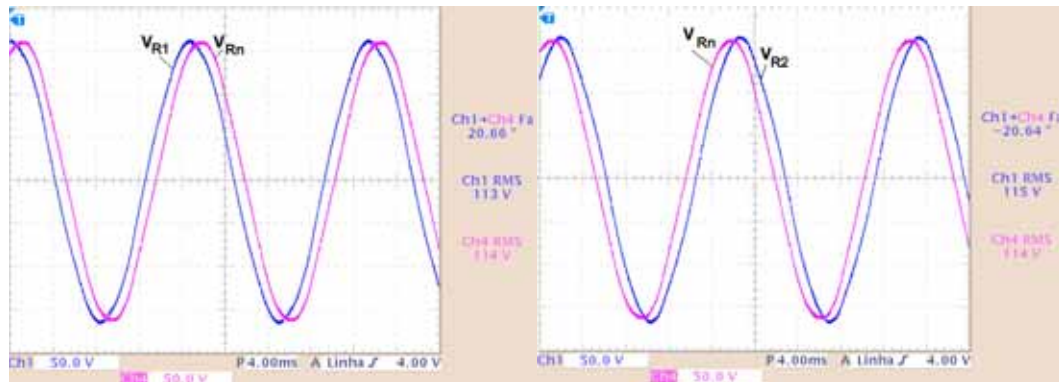


Figura 5.3 – Formas de onda de (V_{R1} , V_{R2} e V_{Rn}).

5.2.3 Regulação de Tensão

O ensaio de regulação de tensão procura determinar a diferença percentual entre a tensão de saída de um transformador quando este opera a vazio e quando opera em carga plena. A regulação de tensão (R) é dada por (5.1), e quanto menor for, melhor.

$$R = \frac{V_{vazio} - V_{carga}}{V_{vazio}} \cdot 100 \quad (5.1)$$

Para o autotransformador especial deste estudo, onde existem nove fases de saída e três de entrada, o cálculo da regulação de tensão é feito da seguinte forma: com o transformador a vazio, a alimentação trifásica no primário é colocada em seu valor nominal. São medidas as três tensões de linha de cada um dos três sistemas trifásicos secundários. Portanto, nove tensões de linha devem ser medidas. Faz-se uma média simples destes valores e o resultado é considerado como a tensão V_{vazio} de (5.1). A tabela 5.1 mostra os valores de tensão de linha (valores eficazes) obtidos para cada um dos sistemas trifásicos.

Tabela 5.1 – Tensões de linha com transformador a vazio.

Sistema adiantado de 20° (V_{RS2} , V_{ST2} , V_{TR2})	190,37/190,35/188,85 V
Sistema atrasado de 20° (V_{RS1} , V_{ST1} , V_{TR1})	190,74/188,76/188,36 V
Sistema em fase com a rede local (V_{RSn} , V_{STn} , V_{TRn})	191,44/190,01/192,00 V
Média (V_{vazio})	190,10 V

O mesmo procedimento é realizado, desta vez com o autotransformador operando em carga plena. As cargas conectadas a cada sistema trifásico são idênticas. Os resultados encontram-se na tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Tensões de linha com transformador em carga plena.

Sistema adiantado de 20° (V_{RS2} , V_{ST2} , V_{TR2})	197,98/198,89/196,98 V
Sistema atrasado de 20° (V_{RS1} , V_{ST1} , V_{TR1})	198,27/196,10/197,22 V
Sistema em fase com a rede local (V_{RSn} , V_{STn} , V_{TRn})	197,77/196,30/198,47 V
Média (V_{carga})	197,55 V

Assim, conhecendo-se V_{vazio} e V_{carga} tem-se que a regulação de tensão é igual a 3,8%. Este resultado, portanto, atende à especificação do capítulo anterior onde se desejava obter regulação (R) inferior a 5%. Se as tensões de saída do autotransformador variam pouco da situação a vazio até a carga plena, garante-se que as tensões retificadas de seis pulsos, que alimentam os estágios elevadores, sempre estarão em níveis aceitáveis, sem prejuízo para os estágios CC-CC.

5.2.4 Rendimento e Elevação de Temperatura

O ensaio de rendimento foi realizado com o autotransformador e as três pontes retificadoras. Assim, o rendimento refere-se ao conjunto. O gráfico da figura 5.4 mostra o rendimento do conjunto para ampla faixa de potências de carga. Com exceção de carga inferiores a 400 W (menos de 7% da potência nominal da carga), o rendimento é sempre superior a 97%.

Por questão de disponibilidade, foram usadas pontes para 800 V e 25 A, muito além daquilo que se necessita (250 V e 8 A). Estas pontes possuem resistência série e queda de

tensão em condução consideráveis e, boa parte das perdas elétricas certamente está nestas pontes retificadoras. Se o rendimento do conjunto é de 97%, existem 180 W de perdas, onde se incluem:

- Perdas no núcleo – Correspondem a 0,65 W/ kg. O núcleo montado possui 11 kg e, assim, as perdas são de cerca de 7 W;
- Perdas nas pontes retificadoras – Considerando a resistência série de 0,7 Ω de cada ponte, tensão em condução de 1,2 V e corrente média de 8 A, uma estimativa de perdas Joule revela cerca de 160 W de perdas totais, para as três pontes;
- Perdas nos enrolamentos do autotransformador – Estas devem completar a soma de perdas, resultando em 180 W totais. Portanto, existem cerca de 13 W de perdas nos enrolamentos.

Sendo assim, o rendimento estimado deve ser próximo de 99%.

Quanto à elevação de temperatura, o autotransformador foi posto em funcionamento em carga plena por quatro horas sem interrupções. Com a temperatura ambiente no início do ensaio igual a 25 °C, a máxima temperatura atingida ao final do ensaio foi de 48 °C no núcleo do autotransformador. Enrolamentos tiveram temperatura estabilizada em 52 °C, sem qualquer forma de refrigeração forçada. Portanto, a elevação máxima de 25 °C, especificada no projeto, foi atendida.

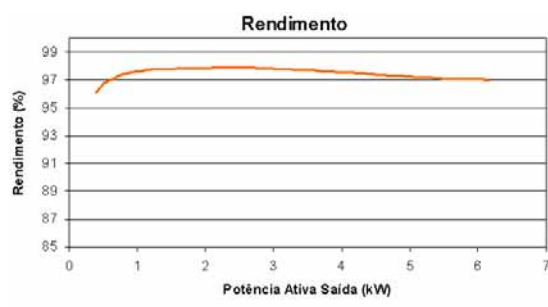


Figura 5.4 – Rendimento para o autotransformador com pontes retificadoras.

5.3 Resultados para o Retificador de 18 Pulsos

Para a realização dos ensaios a seguir, com autotransformador e retificador em potência nominal, as pontes retificadoras foram mantidas independentes, cada uma com sua carga RL, de 525 mH e 10 Ω .

5.3.1 Formas de Onda de Tensões Retificadas

A figura 5.5 apresenta as formas de onda para as três tensões retificadas, de seis pulsos. Assim como os sistemas trifásicos que alimentam as pontes, as tensões retificadas possuem defasamento de $+20^\circ$, -20° e 0° com referência na rede elétrica.

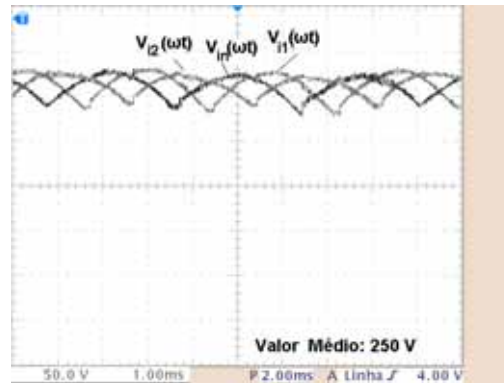


Figura 5.5 – Tensões retificadas de seis pulsos.

Estas tensões possuem valores médios de aproximadamente 250 V, quando em carga plena e cerca de 270 V a vazio.

5.3.2 Correntes em um Sistema Trifásico Secundário

Estas correntes correspondem a I_{R1} , I_{S1} , I_{T1} , as correntes nas fases que alimentam uma mesma ponte retificadora. Uma forma de onda típica, para a corrente I_{R1} , é mostrada na figura 5.6. Resultado semelhante ao encontrado na figura 3.5, por simulação. A escala da sonda de corrente é de 10 mV/ A, portanto, o valor eficaz de I_{R1} é de 6,4 A.

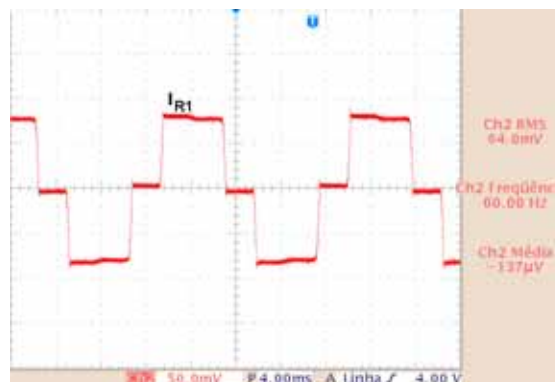


Figura 5.6 – Forma de onda de corrente em uma fase de um sistema trifásico secundário.

5.3.3 Corrente em um Enrolamento Primário

Esta forma de onda característica foi analisada oportunamente e é comprovada pela figura 5.7, para um enrolamento apenas (I_{ab}). Novamente, a escala da sonda de corrente é de 10 mV/A. O valor eficaz desta corrente é de 1,2 A.

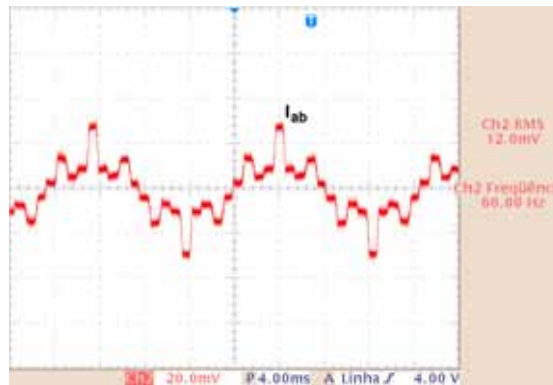
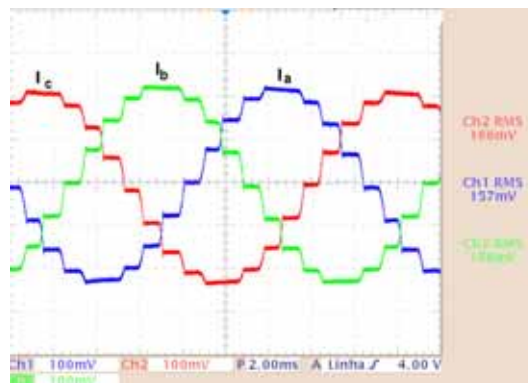


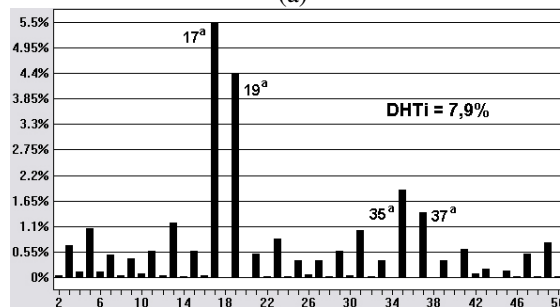
Figura 5.7 – Corrente em um enrolamento primário.

5.3.4 Correntes na Entrada do Retificador

As correntes drenadas da rede elétrica são mostradas na figura 5.8(a). Estas correntes, de 18 pulsos, podem ser decompostas de acordo com o espectro da figura 5.8(b).



(a)



(b)

Figura 5.8 – Correntes drenadas da rede elétrica (a) e espectro harmônico típico (% da fundamental) (b).

A figura 5.9 mostra detalhe de um semiciclo de tensão e corrente em uma mesma fase da rede elétrica, para que se tenha idéia do ângulo de deslocamento entre ambas. Este ângulo, de apenas 6° , implica em elevado fator de deslocamento, 0,995. Aliado a DHT_i de 7,9%, garante-se que o fator de potência é de 0,992.

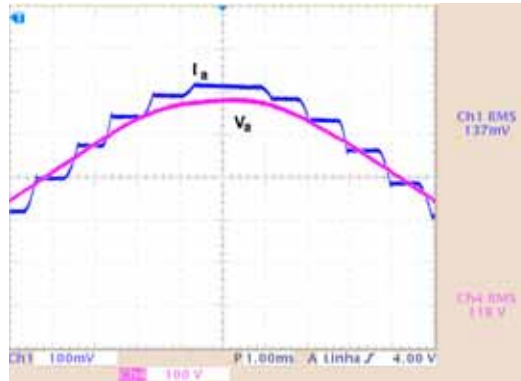


Figura 5.9 – Detalhe de tensão e corrente.

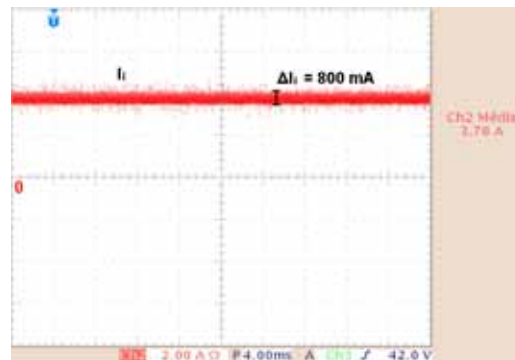
5.4 Resultados para Estágio Elevador de Tensão com Controle por Histerese Constante – Indutores Acoplados Magneticamente

Com um estágio elevador projetado e implementado de acordo com as observações feitas ao longo deste trabalho, alguns resultados experimentais preliminares são discutidos. A figura 5.10 mostra este estágio montado. Todos os componentes de potência, bem como o sensor de corrente e o filtro capacitivo de saída estão presentes neste módulo. Com módulos independentes, a manutenção em caso de falha de um deles é facilitada, além do que se torna mais simples encontrar o componente danificado. Na figura 5.10, os indutores estão acoplados em um único núcleo magnético. Esta é uma tentativa de redução de peso e volume, além de permitir avaliar o desempenho de núcleos de aço-silício em aplicações onde existem componentes de alta frequência.

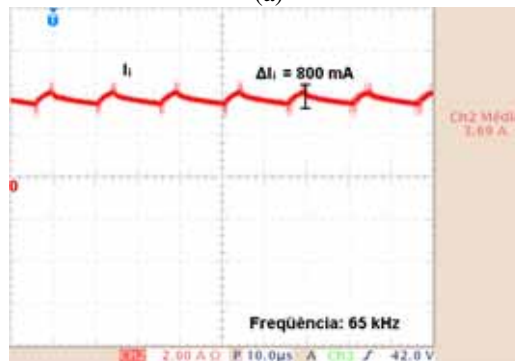


Figura 5.10 – Módulo elevador de tensão.

A corrente na entrada do estágio (I_i) é mostrada nas figuras 5.11(a) e 5.11(b), para a situação de meia carga. Nesta situação pode-se perceber a amplitude da oscilação de corrente, igual a 800 mA, já que o controle por histerese recebeu pequenas modificações para esta etapa de testes iniciais. De qualquer maneira, a amplitude de oscilação, que corresponde à banda de histerese, mantém-se constante mesmo que se varie V_{ref} , ou seja, mesmo variando o valor médio de corrente I_i . Neste ensaio a tensão de alimentação é o valor nominal.



(a)



(b)

Figura 5.11 – Corrente I_i para situação de meia carga (a) e detalhe (b).

Com esta corrente, a forma de onda de corrente na entrada da ponte retificadora (I_{R1}) apresenta-se conforme figura 5.12. Como foi comentado, existem diferenças na corrente entre o semiciclo positivo e o negativo. Embora estas diferenças sejam pequenas, inferiores inclusive ao que foi obtido por simulação, podem representar problemas para a distorção harmônica total do conversor CA-CC, e poderão ser investigadas com maiores cuidados.

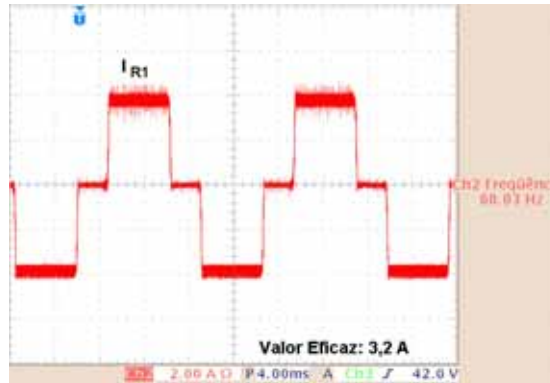


Figura 5.12 – Corrente I_{R1} experimental.

Na figura 5.13 é mostrado um detalhe de corrente na entrada do estágio elevador e tensão sobre o semicondutor *MOSFET*. As oscilações observadas durante entrada e saída de condução da chave merecem atenção e podem indicar a necessidade de circuitos amortecedores.



Figura 5.13 – Corrente de entrada e tensão sobre a chave ativa.

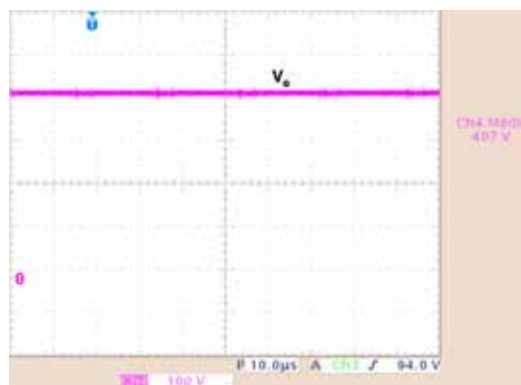


Figura 5.14 – Tensão de saída do estágio elevador.

Na figura 5.14, observa-se a tensão de saída do estágio elevador (V_o), cujas oscilações são muito pequenas, para valor médio de 400 V.

5.5 Resultados para Conversor CA-CC com Estágio Elevador de Tensão e Controle por Histerese Constante – Indutores Desacoplados Magneticamente

Durante os testes com indutores acoplados, verificou-se a ocorrência de ruídos audíveis durante a energização do módulo e em menor escala durante a operação do mesmo. Além disso, os dois aplicativos usados para simulação do conversor CA-CC, *OrCAD Pspice* e *MATLAB Simulink*, apresentaram resultados discordantes no que se refere à possibilidade de conexão em paralelo dos estágios CC-CC quando os indutores de cada estágio estão magneticamente acoplados. Embora esta discordância possa estar relacionada à forma de representação do conversor em cada aplicativo, optou-se pelo uso de indutores desacoplados.

A figura 5.15(a) mostra o conversor proposto, com autotransformador e três estágios elevadores de tensão. Na figura 5.15(b) é mostrado um dos módulos desenvolvidos e o circuito de controle.

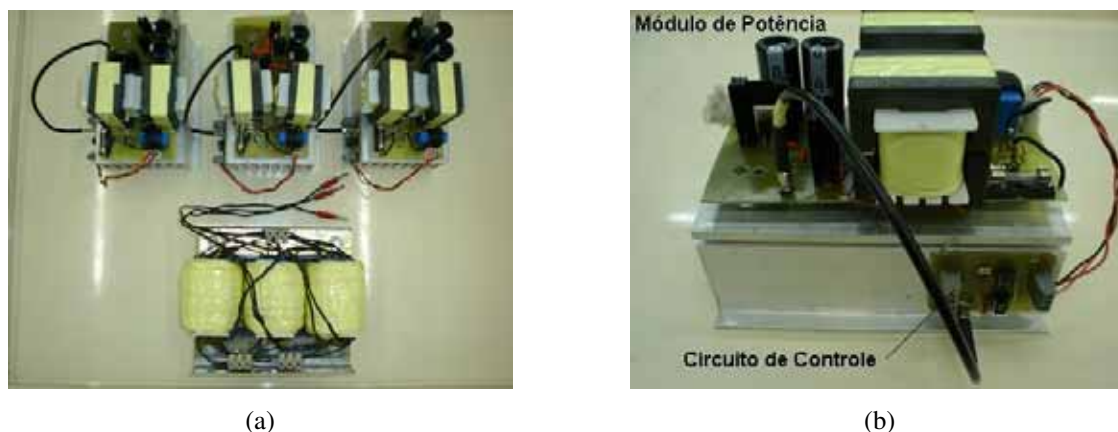


Figura 5.16 – Conversor CA-CC (a) e módulo elevador de tensão e circuito de controle (b).

A modularidade do conversor CA-CC é entendida como uma boa característica, pois, como dito antes, facilita a substituição de componentes danificados ou a troca completa de um módulo de potência ou controle em caso de necessidade.

Os resultados apresentados aqui foram obtidos em baixa carga, cerca de 30% da potência nominal, de maneira que não foi possível realizar ensaio de rendimento ou de dinâmicas de carga ou tensão (degraus de carga ou de tensão). Estes resultados, contudo, são

suficientes para validar a técnica de controle e provar os princípios de funcionamento descritos, analisados e simulados ao longo do trabalho.

A figura 5.17(a) mostra as formas de onda das três correntes de entrada dos estágios CC e o detalhe para uma delas é mostrado na figura 5.17(b). O valor de ΔI_i é de 800 mA, conforme imposição do circuito de controle. As três correntes têm o mesmo valor médio e a mesma frequência. Esta frequência foi determinada pelo ensaio de um módulo, sem o autotransformador. Em tensão nominal e potência de 80% da nominal, a frequência máxima foi de 68 kHz, condizente com aquela observada com o módulo com núcleo de aço-silício.

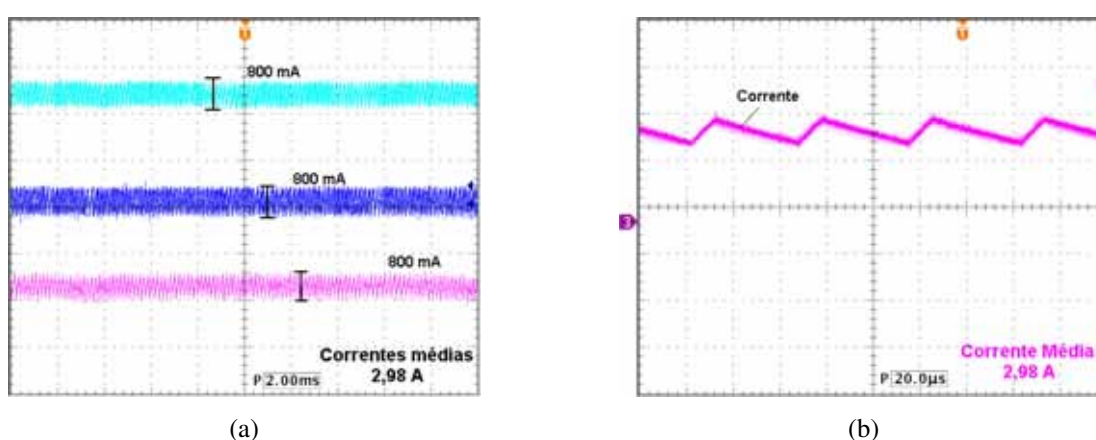


Figura 5.17 – Correntes de entrada dos estágios CC (a) e detalhe de uma das correntes (b).

Na figura 5.18(a) estão as formas de onda das correntes drenadas da rede elétrica local, I_a , I_b e I_c . Na figura 5.18(b) tem-se meio ciclo de tensão e corrente de uma fase, para que se tenha idéia do fator de deslocamento, que está próximo da unidade. É importante que se note que o ângulo indicado nesta figura não corresponde ao ângulo de deslocamento, já que este é definido como ângulo entre as componentes fundamentais da tensão e da corrente em análise. Em 5.18(c) é mostrado o espectro harmônico de uma destas correntes.

A distorção harmônica total de 6,07% é um bom indicativo de que os resultados teóricos previstos concretizam-se no conversor implementado. Mesmo em carga reduzida, acredita-se que melhorias nos circuitos de controle permitam realizar ensaios mais elaborados com o conversor CA-CC. Todavia, a técnica de controle foi aplicada ao módulo elevador de tensão e pôde-se validar a proposta.

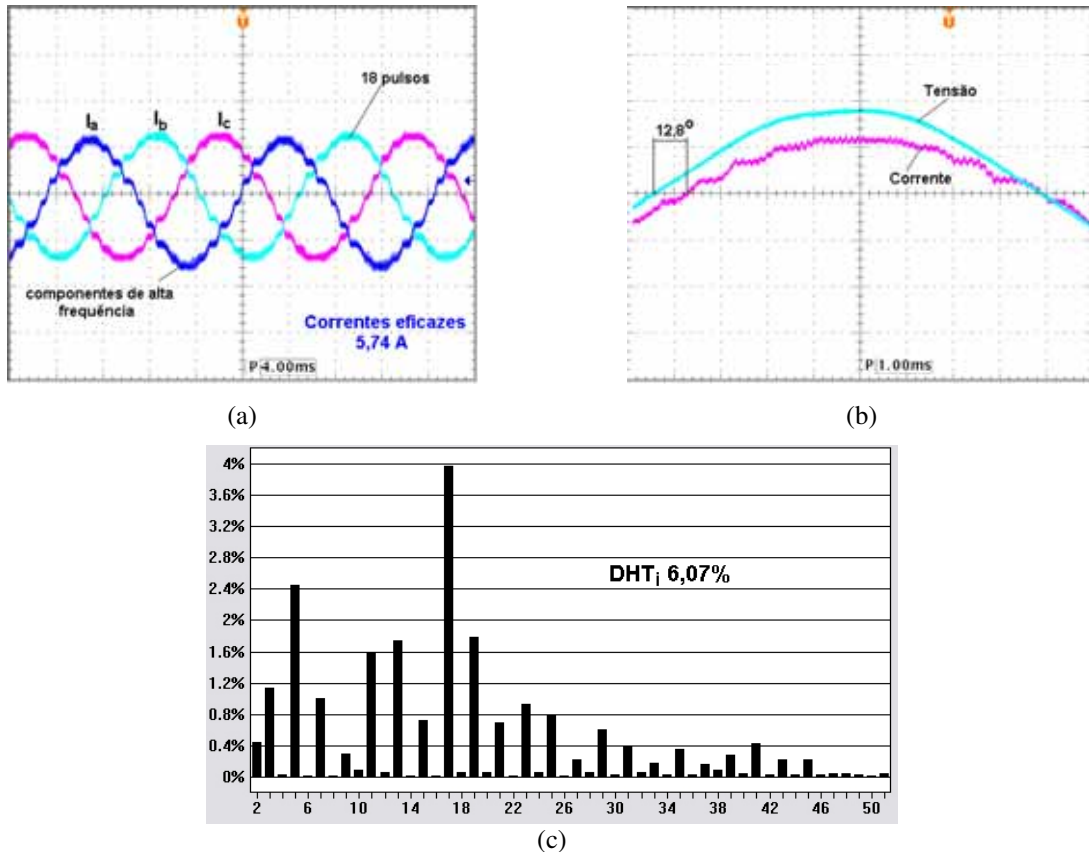


Figura 5.18 – Correntes na rede elétrica (a), tensão e corrente de fase (b) e espectro harmônico de uma das correntes (c).

5.6 Conclusões

Este capítulo reúne os resultados experimentais para o autotransformador, retificadores, estágio CC-CC elevador com núcleo magnético acoplado e desacoplado, e conversor CA-CC como um todo.

Havia um grande desafio de se atender a todos os critérios de projeto do autotransformador simultaneamente (regulação de tensão, elevação de temperatura, rendimento, defasamentos, volume e peso). Este foi superado, como mostram os resultados discutidos neste capítulo.

Os resultados para o conversor CA-CC demonstram a viabilidade da proposta. Quanto a DHT da corrente proveniente da rede elétrica pode-se afirmar que é um resultado que atende às simulações e que o conversor cumpre sua função do ponto de vista de qualidade de energia, embora testes ainda precisem ser realizados.

Capítulo 6

Conclusões Gerais

6.1 Considerações Gerais

O capítulo inicial apresentou as técnicas mais recentes da literatura para conversores CA-CC de elevado fator de potência, para diferentes técnicas onde se incluem conversores com controle digital ou analógico, com retificadores modulados por largura de pulsos ou por histerese, isolados galvânicamente ou não. Procurou-se fazer uma pesquisa aprofundada nestes conversores, compreendendo seus equacionamentos matemáticos e observando as suas limitações e contribuições.

Em seguida foi definida a proposta do conversor CA-CC de 18 pulsos com controle por histerese constante. Talvez uma das características mais importantes desta proposta seja a possibilidade de aplicar esta técnica de controle tanto a um estágio CC-CC do tipo elevador de tensão quanto ao estágio *SEPIC*, que pode receber o isolamento galvânico, como exigência de algumas aplicações. O número de componentes eletrônicos necessários à realização da técnica de controle é muito pequeno, além de serem facilmente ajustados se necessário. A escolha de realização por meios analógicos trouxe esta simplicidade ao controle, o que talvez não se obtivesse na presença de um microcontrolador. Isto porque, como foi comentado, as frequências de aquisição e o modo serial de processamento são grandes desvantagens desta forma de controle digital.

As principais formas de onda nos enrolamentos do autotransformador foram equacionadas, simuladas e comparadas com resultados experimentais. O projeto físico do autotransformador é outro ponto que recebeu grandes atenções neste trabalho. Isto porque é o elemento mais volumoso do conversor CA-CC e muitas aplicações impõem alguma restrição relacionada às dimensões deste componente. Alguns outros comentários devem ser feitos para conclusão do assunto. Estes comentários estão relacionados com a possibilidade de montagem em níveis industriais de transformadores especiais.

Em linhas de produção, transformadores com muitas bobinas a serem enroladas elevam os custos totais e o tempo de montagem, já que geralmente são feitos manualmente. O autotransformador Δ -Diferencial, por exemplo, pode conter enrolamentos com poucas espiras,

a depender do nível de tensão exigido pela carga. Os desperdícios de cobre, isolantes e vernizes, podem se tornar preocupações a mais. Além disso, é muito comum que as relações de espiras resultem em números fracionários, o que na prática levam a arredondamentos do número de voltas em uma bobina. Em aplicações de pequena potência, com reduzidos níveis de tensão, é possível que o defasamento angular entre os secundários do autotransformador sejam afetados por esta não-idealidade. A distorção harmônica total, como consequência, pode ser prejudicada.

Quanto à montagem experimental do conversor CA-CC, validou-se a técnica de controle e o funcionamento dos módulos elevadores de tensão em conjunto com o autotransformador. Melhorias, sobretudo no circuito de controle e comando, podem permitir melhores resultados, alcançando-se potências mais próximas da nominal. Entre estas melhorias estão:

- Especificação de componentes opto-isoladores com maior tensão de isolamento a fim de evitar danos ao circuito de controle;
- Especificação de diodos hiper-rápidos para os estágios elevadores de tensão (ou *SEPIC*) de forma que sejam reduzidos os tempos de recuperação reversa e assim diminuam os esforços de comutação nos diodos;
- Aplicação de circuitos amortecedores (*snubbers*), do tipo RC ou RCD (grampeadores).

É importante ressaltar que a proposta deste trabalho não faz uso de indutores ou transformadores de interfase para a conexão dos estágios CC, o que permite a eliminação destes elementos magnéticos, muitas vezes volumosos, que contribuem severamente para a redução do rendimento global da estrutura.

6.2 Propostas de Continuidade

São propostas de melhoria do conversor CA-CC proposto e de continuidade da pesquisa:

- Implementação do estágio CC-CC *SEPIC* isolado, como forma de garantir isolamento galvânico em altas frequências. Os resultados de simulação indicam que a viabilidade técnica é a mesma do estágio elevador de tensão clássico;
- Realização de ensaios relacionados a interferências eletromagnéticas conduzidas e irradiadas, pois o estágio CC-CC opera em modo de condução contínua. Existem elevadas variações de tensão e corrente nos semicondutores dos estágios;
- Aplicação da malha de controle de tensão. Esta malha pode ter dinâmicas mais lentas que as do controle de corrente, de forma que os conversores A/D dos microcontroladores convencionais devem ser suficientes;
- Implementação de rotinas de proteção contra curtos-circuitos, sobretensões, sobre-temperaturas e outros.

REFERÊNCIAS

- [1] GALLI, W. Power quality and utility interface issues: overview. In: SKVARENINA, T. (Comp.). **The power electronics handbook**. Boca Raton: CRC Press, 2002. Cap. 17, p. 17.1-17.3.
- [2] BHATTACHARYYA, S.; MYRZIK, J. M. A.; KLING, W. L. Consequences of poor power quality - an overview. In: INTERNATIONAL UNIVERSITIES POWER ENGINEERING CONFERENCE - UPEC 2007, 42., 2007, Brighton. New York: IEEE, 2007. p. 651-656.
- [3] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. **ANSI/IEEE Std 519-1992**: IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems. New York, 1992.
- [4] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC Std. 61000-3-2**: limits for harmonic current emissions (equipment input current up to and including 16 A per phase). Geneva, 2005.
- [5] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC Std. 61000-3-4**: limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16A per phase. Geneva, 1998.
- [6] AMERICAN NATIONAL STANDARD FOR HARMONIC EMISSION. **ANSI Std. C82.77-2002**: related power quality requirements for lighting equipment. Rosslyn, 2002.
- [7] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC Std. 61000-2-2**: compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signaling in public low-voltage power supply systems. Geneva, 2002.
- [8] OLIVEIRA, P. S.; SEIXAS, F. J. M.; FERNANDES, R. C. Otimização dos retificadores multipulsos com conexão delta – diferencial. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ENGINEERING AND COMPUTER EDUCATION - ICECE'09, 2009, Buenos Aires. **Proceedings...** Buenos Aires: COPEC, 2009. v. 1, p. 738-742. 1 CD-ROM.
- [9] OLIVEIRA, P. S.; SEIXAS, F. J. M.; FERNANDES, R. C. Otimização dos retificadores multipulsos com conexão y – diferencial. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ENGINEERING AND COMPUTER EDUCATION - ICECE'09, 2009, Buenos Aires. **Proceedings...** Buenos Aires: COPEC, 2009. v. 1, p. 743-747.
- [10] GONÇALVES, V. A. **Redução de harmônicos de corrente em retificadores de múltiplos pulsos: generalização das conexões diferenciais**. 2006. 177 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2006.
- [11] PAICE, D. A. **Power electronic converter harmonic multipulse methods for clean power**. New York: IEEE Press, 1996. 202 p.

- [12] SEIXAS, F. J. M. **Conversores CA-CC de 12 kW com elevado fator de potência utilizando autotransformador com conexão diferencial de múltiplos pulsos**. 2001. 218 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.
- [13] BHIM, S. et al. A review of three-phase improved power quality AC–DC converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 51, n. 3, p. 641-660, 2004.
- [14] SEIXAS, F. J. M.; GONÇALVES, V. A. Generalization of the delta-differential autotransformer for 12 and 18-pulse converters. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE - PESC '05, 36., 2005, Recife. **Proceedings...** Recife: IEEE, 2005. p. 460-466.
- [15] LEE, K.; ARMES, J. E.; PAICE, D. A. Evaluation of 3-phase to 9-phase transformer, 18-pulse converter, and adjustable speed drive, including novel third harmonic calculations. In: IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE - APEC 2007, 22., 2007, Anaheim. **Proceedings...** Anaheim: IEEE, 2007. p. 781-789.
- [16] AHMED, A. **Eletrônica de Potência**. São Paulo: Prentice Hall, 2000. 479 p.
- [17] FREITAS, L. C. G. et al. Performance evaluation of a novel hybrid multipulse rectifier for utility interface of power electronic converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 54, n. 6, p. 3030-3041, 2007.
- [18] FREITAS, L.C.G. et al. Programmable PFC Based hybrid multipulse rectifier for ultra clean power application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 21, n. 4, p. 959-966, 2006.
- [19] FREITAS, L. C. **Um novo retificador híbrido multipulsos sem a utilização de transformadores defasadores e/ou transformadores de interfase**. 2006. 180 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2006.
- [20] FREITAS, L. C. G. et al. Programmable PFC based hybrid multipulse power rectifier for utility interface of power electronic converters. In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE - PESC'05, 2005, Recife. **Proceedings...** Recife: IEEE, 2005. p. 2237-2243.
- [21] FREITAS, L. C. G. et al. Multipulse power rectifier without using multiphase transformers. In: ANNUAL CONFERENCE OF IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY – IECON'2005, 31., 2005, Raleigh . Piscataway: IEEE, 2005. p. 519 – 524.
- [22] SPIAZZI, G.; LEE, F. C. Implementation of single-phase boost power-factor-correction circuits in three-phase applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 44, p. 365-370, 1997.
- [23] SOARES, J. O. **Controle digital através de dispositivo FPGA aplicado a um retificador trifásico híbrido operando com modulação por histerese variável**. 2008. 276 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2008.
- [24] SOARES, J. O.; CANESIN, C. A.; DE FREITAS, L. C. A true programmable HPF hybrid three-phase rectifier. In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE - PESC 2008, 2008, Rhodes. **Proceedings...** Rhodes: IEEE, 2008. p. 3843-3849.

- [25] SOARES, J. O.; CANESIN, C. A.; DE FREITAS, L. C. Hybrid three-phase HPF rectifier with programmable input current THD, using FPGA device and VHDL language. In: INTERNATONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS - ICPE '07, 7., 2007, Daegu. **Proceedings...** Daegu: IEEE, 2007. p. 420-425.
- [26] ALVES, R. L.; FONT, C. H. I.; BARBI, I. A novel unidirectional hybrid three-phase rectifier system employing boost topology. In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE - PESC '05, 36., 2005, Recife. **Proceedings...** Recife: IEEE, 2005. p. 487-493.
- [27] FONT, C. H. I.; BARBI, I. A new high power factor bidirectional hybrid three-phase rectifier. In: ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION - APEC '06, 21., 2006, Santa Rosa. **Proceedings...** Santa Rosa: IEEE, 2006. p. 1300-1306.
- [28] CHOI, S. A three-phase unity-power-factor diode rectifier with active input current shaping. In: **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 52, n. 6, p. 1711-1714, 2005.
- [29] HAHN J.; ENJETI, P.; PARK, I. A wide input range active multi-pulse rectifier for utility interface of power electronic converters. In: INTERNATIONAL CONFERENCE POWER ELECTRONICS - ICPE, 2001, Seoul, Korea. **Proceedings...** Seoul: ICPE, 2001. p. 512-517.
- [30] SEIXAS, F. J. M.; BARBI, I. A new 12 kW three-phase 18-pulse high power factor AC-DC converter with regulated output voltage for rectifier units. In: INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION ENERGY CONFERENCE – INTELEC'99, 21., 1999, Copenhagen. **Proceedings...** Copenhagen: IEEE, 1999. sec. 14.2.
- [31] SEIXAS, F. J. M.; BARBI, I. A 12 kW three-phase low THD rectifier with high-frequency isolation and regulated DC output. In: **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 19, n. 2, p. 371-377, 2004.
- [32] SEIXAS, F. J. M.; BARBI, I. A robust 12kW three-phase rectifier using a 18-pulse autotransformer and isolated DC-DC converters. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE - COBEP'01, 2001, Florianópolis. **Proceedings...** Florianópolis: IEEE, 2001. p. 686-691.
- [33] SEIXAS, F. J. M.; BARBI, I. A new three-phase low THD Power supply with high-frequency isolation and 60 V/200 A regulated DC output. In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE – PESC'01, 32., 2001, Vancouver. **Proceedings...** Vancouver: IEEE, 2001. p. 1629-1634.
- [34] BADIN, A. A.; BARBI, I. Unity power factor isolated three-phase rectifier with neutral point based on the scott transformer. In: ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION - APEC '06, 21., 2006, Santa Rosa. **Proceedings...** Santa Rosa: IEEE, 2006. p. 1289-1295.
- [35] FERNANDES, R. C.; OLIVEIRA, P. S.; SEIXAS, F. J. M. Scott transformer: analysis, design and experimentation. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ENGINEERING AND COMPUTER EDUCATION - ICECE'09, 2009, Buenos Aires. **Proceedings...** Buenos Aires: COPEC, 2009. 1 CD-ROM. p. 354-358.
- [36] MILLER, S. K. T. **Retificador trifásico isolado com fator de potência unitário baseado no transformador Scott**. 2004. 249 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2004.

- [37] MILLER, S. K. T.; BARBI, I. Practical aspects of the unity power factor isolated three-phase rectifier based on the Scott transformer. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE – APEC, 2005, Austin. **Proceedings...** Austin: IEEE, 2005. p. 621-627.
- [38] PIRES, V. F. et al. Unity power factor isolated three-phase buck-boost rectifier based on Scott transformer. In: COMPATIBILITY AND POWER ELECTRONICS - CPE'09, 6., 2009, Badajoz. **Proceedings...** Badajoz: IEEE, 2009. p. 406-410.
- [39] OLIVEIRA, P. S.; FERNANDES, R. C.; SEIXAS, F. J. M. Família de retificadores multipulsos com topologias diferenciais de transformadores. **Revista Controle & Automação**, Campinas, v. 22, 2011. (Aceito para publicação).
- [40] FERNANDES, R. C.; OLIVEIRA, P. S.; SEIXAS, F. J. M. A Family of auto-connected transformers for 12 and 18-pulse converters - generalization for delta and wye topologies. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 26, 2011. (Aceito para publicação).
- [41] ROSERO, J. A. et al. Moving towards a more electric aircraft. **IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine**, New York, v. 22, n. 3, p. 3-9, 2007.
- [42] GONG, G. et al. Comparative evaluation of three-phase high-power factor AC-DC converter concepts for application in future more electric aircraft. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION - APEC'04, 2004, Anaheim. **Proceedings...** Anaheim: IEEE, 2004. p. 1152-1159.
- [43] CHENG, K. W. E. Comparative study of AC/DC converters for more electric aircrafts. INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND VARIABLE SPEED DRIVES, 7., 1998, London. **Proceedings...** London: IEE, 1998. p. 299- 304. (Conference Publication, n. 456).
- [44] SINGH, B.; BHUVANESWARI, G.; GARG, V. Power-quality improvements in vector controlled induction motor drive employing pulse multiplication in AC-DC converters. **IEEE Transactions on Power Delivery**, New York, v. 21, n. 3, p. 1578- 1586, 2006.
- [45] BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Conversores CC-CC básicos não-isolados**. Florianópolis: UFSC, 2000.
- [46] McLYMAN, C. **Transformer and inductor design handbook**. New York: CRC Press, 2004. 556 p.