Universidade de São Paulo
Escola de Engenharia de São Carlos
Departamento de Engenharia Elétrica

VICENTE DE LIMA GONGORA

Sistema de Fornecimento de Potência a partir
de Célula Combustível utilizando Conversor
Estático com Modulação Delta Modificada

São Carlos
2017

VICENTE DE LIMA GONGORA

Sistema de Fornecimento de Potência a partir de Célula Combustível utilizando Conversor Estático com Modulação Delta Modificada

Tese de Doutorado apresentada a Escola de Engenharia de São Carlos como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Ciências, Programa de Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Sistemas Dinâmicos.

Orientador: Prof. Dr. Azauri Albano de Oliveira Junior.

São Carlos
2017

Trata-se da versão corrigida da tese. A versão original se encontra disponível na EESC/USP que aloja o Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica.

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

D635s De Lima Gongora, Vicente
Sistema de Fornecimento de Potência a partir de
Célula Combustível utilizando Conversor Estático com
Modulação Delta Modificada / Vicente De Lima Gongora;
orientador Azauri Albano de Oliveira Junior . São
Carlos, 2017.

Tese (Doutorado) - Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica e Área de Concentração em Sistemas
Dinâmicos -- Escola de Engenharia de São Carlos da
Universidade de São Paulo, 2017.

1. Conversor CC/CA. 2. Conversor estático de
potência. 3. Célula a combustível. 4. Estratégia de
modulação. 5. Fontes não poluentes de energia. 6.
Geração distribuída de energia. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **VICENTE DE LIMA GONGORA.**

Título da tese: "Sistema de fornecimento de potência a partir de célula a combustível utilizando conversor estático com modulação delta modificada".

Data da defesa: 19/04/2017.

Comissão Julgadora:

Resultado:

Prof. Dr. **Azauri Albano de Oliveira Junior**
(Orientador)
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

aprovado

Prof. Dr. **Manoel Luis de Aguiar**
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

aprovado

Prof. Dr. **José Roberto Boffino de Almeida Monteiro**
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

aprovado

Prof. Dr. **Claudionor Francisco do Nascimento**
(Universidade Federal de São Carlos/UFSCar)

aprovado

Prof. Dr. **Osmar Ogashawara**
(Universidade Federal de São Carlos/UFSCar)

aprovado

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:
Prof. Associado **Luís Fernando Costa Alberto**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Associado **Luís Fernando Costa Alberto**

Agradecimentos

Um trabalho caracteriza-se por uma série de valiosas contribuições com o envolvimento de uma grande equipe! Esta que se encontra tanto nos programas de mestrado como de doutorado da USP na Escola de Engenharia de São Carlos, no departamento de Engenharia elétrica e mais especificamente no Laboratório de controle e eletrônica de potência (LACEP) é uma grande equipe!

Foram muito importantes, todas as contribuições recebidas ao longo do desenvolvimento deste e, o evidente agradecimento necessita ser registrado. Tenha sido ele uma contribuição através da amizade nos motivando para seguir em frente e, neste sentido, sem dúvida houveram muitas, como também nas contribuições efetuadas através das discussões técnicas entre professores e amigos participantes do programa de pós graduação.

Iniciamos agradecendo a Deus; e à nossa Família que através do seu continuado apoio que nos impulsiona e conforta em todos os momentos.

Especial agradecimento:

Ao professor Dr. Azauri Albano de Oliveira Junior pelas valiosas orientações e contribuições ao trabalho se disponibilizando tanto do seu tempo, como da amizade durante todo o desenvolvimento.

Ao professor Dr. Manoel Luis Aguiar, da mesma forma, pelas valiosas contribuições, fornecendo peças e componentes que proporcionaram os ensaios experimentais e, se disponibilizando também para acompanhar os trabalhos realizados.

Ao professor Dr. José Roberto tanto pelas contribuições e sugestões de estrutura e comando efetuada durante os seminários do projeto PRONEX, bem como a disponibilização de equipamentos e componentes para a manutenção do protótipo experimental.

A Capes que através do PRONEX patrocinou parte dos componentes deste projeto.

A Universidade de São Paulo – USP que, por intermédio da Escola de Engenharia Elétrica de São Carlos e do Departamento de Engenharia Elétrica, disponibilizando a utilização do Laboratório de Eletrônica de Potência – Lacep para a realização dos protótipos experimentais, realizados neste trabalho.

Às Faculdades da Indústria Senai, nossos agradecimentos pelos incentivos através do

apoio financeiro cobrindo parte das despesas, indispensáveis para a conclusão deste trabalho.

Ao amigo do programa de doutorado Carlos Matheus Oliveira, pela disponibilização do seu tempo, colaborando tanto durante os ensaios como também à distância na produção de artigos originados deste trabalho.

Sinceros agradecimentos aos colegas que com sua amizade nos inspiraram, Thales Eugenio Portes, William Pereira, Paulo Ubaldo, Marcelo Santana e demais colegas do programa de pós graduação que contribuem com o seu empenho e suas pesquisas em benefício da nossa sociedade.

Sinceros agradecimentos, também, a todos os amigos e colegas do Senai em Londrina, em especial, ao Diretor da Faculdade da Indústria Senai em Londrina Sr. Henry Carlo Cabral e ao Coordenador de Educação Sr. Marcelo Strik, pelo apoio para a conclusão deste trabalho.

Resumo

Gongora, V. L. (2017). *Sistema de Fornecimento de Potência a partir de Célula Combustível utilizando Conversor Estático com Modulação Delta Modificada*. Tese (Doutorado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2017.

Este trabalho, constitui-se em uma contribuição para o estudo das estratégias de modulação direta baseadas em histerese e que funcionam em frequência fixa de comutação. Tem como objetivo principal propor a estratégia delta modificada, que diferencia-se na forma de ajuste da largura de banda de histerese, alterando-se seus limites e em como executa o comando de bloqueio das chaves de potência, para que a corrente de saída se mantenha em frequência fixa de operação e apresente rápida resposta dinâmica no sistema controlado. Para tanto, não necessita da utilização de derivadas, nem de uma corrente média de referência, tão pouco, se utiliza dos tempos de comutação. A estratégia proposta, comprova que é possível produzir os adequados pulsos de comando para o processamento da energia proveniente de célula combustível, através do conversor estático de potência, utilizando-se principalmente, dos valores de ultrapassagem nos limites estabelecidos de histerese. Como objetivo secundário desta pesquisa, desenvolve-se um conversor CC/CC auxiliar para adaptar e estabilizar a energia proveniente da CAC, compondo-se um sistema útil que serve de base para fornecer energia, aos mais diversos tipos de cargas em CC. Além disso, apresenta-se uma revisão das estratégias de modulação em modo direto para o controle da corrente de saída no conversor estático, tendo como base a tensão nos terminais de um indutor. Contudo, outras estratégias são naturalmente citadas, no transcorrer deste trabalho, devido haver combinações entre as diferentes estratégias moduladoras e controladoras comentadas.

Palavras-chave: Inversores modo tensão. Células Combustível. Conversor Estático. Conversor CC/CC. Conversor CC/CA.

Abstract

Gongora, V. L. (2017). *Power Supply System from Fuel Cell using Static Converter with Modified Delta Modulation* (Ph.D. Degree) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2017.

This work, is a contribution to the study of direct modulation strategies based on hysteresis and that operate at fixed switching frequency. Its main objective is to propose the modified delta strategy, which differentiates from the others strategies in the form of adjustment of hysteresis bandwidth, changing its limits and in executing the locking command of the power keys, so that the output current is maintain at fixed frequency of operation and a rapid dynamic response in the controlled system. In order to do so, it does not require the use of derivatives or a reference average current and also the switching times are not used. This strategy shows that it is possible to produce the appropriate command pulses for the processing of fuel cell energy by the static power converter using mainly the exceedance limit values. As a secondary objective of this research, an auxiliary DC / DC converter is developed to adapt and stabilize the energy coming from the fuel cell, forming a useful system that serves as a base to supply power to the most diverse types of DC loads. In addition, we present a review of the direct-mode modulation strategies for the control of the output current in the static converter, updating data, and based on the voltage at the terminals of an inductor; however, others strategies are naturally cited because there are combinations between the different modulating strategies and controllers commented on in the course of this work

Key-Word: Voltage Source Inverter. Fuel cell. DC/DC Converter. DC/AC Converter

Lista de Figuras

Fig.1. 1. Célula a Combustível embarcada - fabricante <i>Ballard</i>	5
Fig.1. 2. Comportamento da tensão na CAC em função da densidade de corrente.	6
Fig.1. 3 Modelo genérico de conversor estático de potência.....	7
Fig.1. 4. Estratégia de modulação PWM.....	9
Fig.1. 5. Controle por histerese.....	10
Fig.1. 6. Diagrama simplificado da modulação delta modificada.	11
Fig.1. 7. Possível sistema de fornecimento de potência a partir da CAC.	12
Fig.2. 1. Conversor CC/CC utilizado experimentalmente.	16
Fig.2. 2. Etapas de funcionamento do conversor CC/CC.....	18
Fig.2. 3. Resultados de simulação do conversor CC/CC.....	23
Fig.2. 4. Comportamento Tensão Corrente (V-I) da CAC.....	24
Fig.2. 5. Tensão fornecida pela CAC.	25
Fig.2. 6. Corrente fornecida pela CAC.	25
Fig.2. 7. Tensão de saída experimental do conversor.....	26
Fig.2. 8. Corrente de saída do conversor.....	26
Fig.2. 9. Resultado experimental com a CAC real.....	28
Fig.2. 10. Foto ilustrativa da montagem experimental.....	28
Fig.3. 1. Classificação possível de métodos de controle de corrente.	32
Fig.3. 2.Diagrama de blocos da estrutura geral de controle utilizando-se do sistema <i>abc</i> , de referência natural.....	35
Fig.3. 3. Esquema simplificado do inversor CC/CA trifásico.....	36
Fig.3. 4. Representação do modelo esquemático do conversor monofásico (a) e trifásico (b).	36

Fig.3. 5. Histerese com largura de banda proporcional (a) e fixa (b).	38
Fig.3. 6. (a) Controle por histerese e (b) <i>VSI</i> em modo conectado.	39
Fig.3. 7. Períodos de comutação em função da corrente amostrada.	42
Fig.3. 8. Diferença entre o modulador delta convencional e o de histerese.	44
Fig.3. 9. Circuito modulador delta convencional.	45
Fig.3. 10. Tensão de saída (<i>V9</i>) para o conversor <i>Buck</i> , e pulsos em frequência fixa de chaveamento (<i>V6</i>).	45
Fig.3. 11. Detalhe da resposta do conversor <i>Buck</i> funcionando com o modulador delta.	46
Fig.4. 1. Modos de funcionamento da estratégia delta modificada.	49
Fig.4. 2. Estratégia de modulação delta modificada.	51
Fig.4. 3. Limites superior e inferior da estratégia delta modificada.	51
Fig.4. 4. Sinais da estratégia delta modificada.	52
Fig.4. 5. Resultado da comparação com o limite superior ou fração máxima permitida.	52
Fig.4. 6. (a) Pulsos em frequência constante (b) corrente amostrada entre limites; e em (c) corrente de saída.	53
Fig.4. 7. (a) Pulsos de chaveamento, (b) ultrapassagem do limite inferior e (c) Valor da tensão armazenada.	53
Fig.4. 8. Circuito responsável pela geração de limites e pulsos de chaveamento para a estratégia delta modificada.	54
Fig.4. 9. Pulsos de comando (a) provocados pela ultrapassagem <i>U_{sup}</i>	55
Fig.4. 10. Sistema utilizado para a simulação computacional.	56
Fig.4. 11. Sinais de comando em a), b) e em c) Limites gerados pela estratégia.	57
Fig.4. 12. Detalhe da estratégia delta modificada.	57
Fig.4. 13. Mostra os sinais moduladores da estratégia delta modificado.	58
Fig.4. 14. Diagrama de blocos da estratégia delta modificada aplicada ao <i>VSI</i>	59
Fig.4. 15. Sistema de fornecimento de potência experimental.	60
Fig.4. 16. (a) Sinal <i>CA</i> , para a formação dos limites mostrados em (b) e (c).	61

Fig.4. 17. Sinais moduladores obtidos experimentalmente.	62
Fig.4. 18. (a) Corrente de saída e em (b) o detalhe amplificado.....	62
Fig.4. 19. Montagem experimental.....	63
Fig.A1. 1.Circuito responsável pelo controle da ultrapassagem do limite inferior.	73
Fig.A1. 2. Circuito de controle lógico simulado para funcionamento do conversor ponte completa em modo corrente.	74
Fig.A1. 3. Circuito de geração dos sinais de comando da estratégia delta modificada.....	74
Fig.A1. 4. Resultados de simulação dos sinais de comando do limite superior.....	75

Lista de Tabelas

Tabela 1. Características do Conversor CC/CC desenvolvido.	23
Tabela 2. Resumo dos resultados experimentais com a CAC emulada.	27

Simbologia

CAC: Célula a combustível.
C_o :Capacitor do filtro de saída.
D : Razão Cíclica.
$\hat{d}(t)$: Variação de pequenos sinais na razão cíclica.
G_{vd} : Ganho em malha aberta da tensão de saída pela razão cíclica.
Gvi_{ref}' : Ganho de tensão para o limite superior.
i_{cac} : Corrente de entrada do conversor, push-pull, proveniente da CAC.
I_{cac} : Valor em regime permanente da corrente de entrada do conversor.
I_{cc} : Valor em regime permanente da corrente do indutor de filtragem do conversor CC/CC.
$\widehat{i_{cc}}(t)$: Variações de pequenos sinais na corrente do indutor de filtragem do conversor CC/CC.
i_{Co} : Corrente no capacitor C_o .
i_{inv} : Corrente de saída do inversor.
i_L : Corrente de carga.
i_{Linter} : Corrente do filtro de saída.
i_{Linter}' : Corrente do filtro de saída retificada.
i_{rd} : Corrente da rede elétrica comercial.
i_{ref} : Corrente de referência.
i_{ref}' : Corrente de referência retificada.
n : Relação de transformação.
$2ih$: Largura máxima da banda de histerese.
R_{SE} : Resistência série equivalente do capacitor de filtragem C_o .
S0; S1; S2; S3; S4: Chaves de potência
t_{on} : Representa o tempo de condução das chaves de potência.
T_s : Período de chaveamento.
V_{cac} : Tensão da CAC em regime permanente.
$\widehat{v_{cac}}$: Variação de pequenos sinais na tensão da CAC.
V_i : Tensão média de saída do inversor.
V_{cc} : Tensão do barramento CC.
V_{Co} : Tensão no capacitor de filtragem C_o .
$\widehat{v_{Co}}(t)$: Variação de pequenos sinais na tensão do capacitor de filtragem C_o .
V_{in} : Tensão de entrada.
V_{Lcc} : Tensão no Indutor L_{cc} .
V_o : Tensão de saída do modelo genérico.
v_{out} : Tensão de saída.
V_{rd} : Tensão média da rede elétrica comercial.
V_{ref} : Tensão de referência.

Sumário

LISTA DE FIGURAS.....	1
SIMBOLOGIA.....	5
CAPÍTULO 1	3
INTRODUÇÃO	3
1.1 Introdução geral.....	3
1.2 Células a combustível: a alternativa energética.....	4
1.3 O processamento de energia no conversor estático.....	6
1.4 Objetivos.....	13
1.5 Justificativas	13
1.6 Organização do trabalho	14
CAPÍTULO 2	15
CONJUNTO PRODUTOR DE ENERGIA CPE	15
2.1 Introdução.....	15
2.2 Conversor CC/CC desenvolvido	15
2.3 Ensaio experimentais no CPE, com a CAC emulada	24
2.4 Ensaio experimentais no CPE, com a CAC real	27
2.5 Conclusão.....	28
CAPÍTULO 3	31
ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO	31
3.1 Introdução.....	31

3.2	Principais estratégias de modulação, topologias e suas aplicações	31
3.3	Estratégia de modulação por histerese	36
3.4	Histerese com largura de banda variável	41
3.5	Estratégia de modulação delta convencional	43
3.6	Conclusão	46
CAPÍTULO 4		47
ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO DELTA MODIFICADA		47
4.1	Introdução	47
4.2	Estratégia delta modificada	47
4.3	Funcionamento da estratégia delta modificada	49
4.4	Estratégia delta modificada, uma proposta para fornecimento de potência	50
4.5	Estratégia delta modificada aplicada ao Conversor CC/CA	55
4.6	Resultados experimentais da estratégia delta modificada	59
4.7	Conclusão	63
CAPÍTULO 5		65
CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA FUTUROS TRABALHOS		65
5.1	Conclusão	65
5.2	Sugestões para futuros trabalhos	66
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS		67
APÊNDICE 1		73
A.1	Modulação delta modificada – principais circuitos	73
APÊNDICE 2		77
A.2	Publicações	77

Capítulo 1

Introdução

1.1 Introdução geral

A geração de energia elétrica juntamente com a preservação do meio ambiente são, atualmente, consideradas grandes desafios humanos e tendências que visam sustentar o continuado crescimento do consumo de energia, sendo que as principais causas que provocam este aumento são as necessidades demandadas pela população, com acesso cada vez maior aos inúmeros equipamentos disponibilizados para o seu maior conforto, além do próprio aumento populacional [1].

Outro importante fator que impacta no aumento do consumo de energia, é o desenvolvimento industrial, estes fatores somados acabam atingindo os limites da oferta de geração de energia e podem causar problemas para os sistemas de distribuição [2]; tanto nos pontos específicos dos concentrados centros urbanos, como nos locais afastados do mesmo. Uma opção em face a estas limitações da oferta de geração de energia pelos tradicionais sistemas centralizados de distribuição, é a busca por fontes alternativas e não poluentes de energia [3]. Tais fontes, além de acompanharem a atual tendência de crescimento do consumo, facilitam a geração distribuída de energia elétrica (GD); como exemplo, citam-se as opções de fontes de energia solar e eólica, com notória participação no mercado para a GD [4].

Além das fontes citadas, destaca-se como alternativa também a célula combustível (CAC), que é utilizada nesta pesquisa, devido a participação nos grupos de trabalho formados por docentes e pesquisadores da Universidade de São Paulo (USP), ligados aos Departamentos de Engenharia Elétrica e Mecânica da Escola de Engenharia de São Carlos (EESC), e do Departamento de Eletroquímica do Instituto de Química de São Carlos (ISQSC), além da parceria de professores do Departamento de Engenharia Química da Universidade Federal de São Carlos (UFSCar) e o Instituto de Química da Universidade Estadual de Campinas (Unicamp); cujo, objetivo

foi o de conciliar os avançados estudos das áreas da química e de eletrônica de potência, visando aplicar a energia elétrica produzida pela CAC; que foram constituídos para se desenvolver o projeto: “O desenvolvimento de sistemas para produção de hidrogênio e para geração e utilização de energia eletroquímica”, no Programa de Apoio a Núcleos de Excelência (FAPESP/CNPq – Pronex – 2012/2016), utilizando-se da eletrônica de potência para regular a energia produzida pela CAC.

O interesse na CAC, como alternativa energética, justifica-se pela sua capacidade de gerar energia elétrica de forma continuada, além da facilidade com que pode ser transportada onde houver a necessidade de aumento rápido da demanda por energia [5].

Observa-se também o interesse de países, tais como, o Japão por meio da Sociedade Japonesa de Energia e Sistemas de Hidrogênio (do inglês *Hydrogen Energy Systems Society of Japan (HESS)*) e dos EUA, pelo Departamento de Energia (do inglês *Department of Energy DOE*) que tratam do desenvolvimento das energias renováveis; este incentivo pode ser verificado pela participação ativa destes e outros países no evento mundial das energias inteligentes (do inglês *World Smart Energy Week*), onde, anualmente, se discutem de forma abrangente, as tendências tecnológicas e o atual estado de desenvolvimento das tecnologias de CAC [6].

Outros países como a China, o México e todos da União Europeia anunciaram a importância de assumirem compromissos para que, investimentos em energias alternativas e em eficiência energética sejam executados [7]. Os motivos, não são só, para lidarem com as mudanças climáticas, mas também para a criação de novas oportunidades econômicas e a consequente ampliação do acesso mundial da energia elétrica pela população [7].

1.2 Células a combustível: a alternativa energética

As Células a combustível (CAC's), destacam-se pela capacidade de converterem, diretamente, a energia química em elétrica; processo este descoberto pelo físico inglês William Grove em 1839 [8]. A partir da divulgação de tal descoberta e o seu potencial em aplicações industriais, comerciais e até mesmo residenciais; tais células

têm sido objeto de grandes esforços no desenvolvimento e aprimoramento das tecnologias para produção de energia alternativa e não poluente [5].

Esta continuada busca e investigação pela comunidade científica por novos materiais que se aplicam à CAC, visam facilitar a circulação e a combinação dos gases utilizados, a fim de, melhorar o rendimento da energia elétrica gerada em corrente contínua (CC) neste dispositivo [9], [10], [11].

A produção de energia na CAC baseia-se nos recursos naturais disponíveis e considera-se o hidrogênio como sendo um de seus principais combustíveis e amplamente utilizado, em razão de ser um elemento abundante com reduzido risco de contaminação na superfície da Terra. Pode ser obtido, na maioria das vezes, através do gás natural, contudo, no caso do Brasil, a tendência é a utilização do etanol [5], [12].

As CAC's são também conhecidas, devido a sua capacidade de gerar energia sem poluir o meio ambiente pelo fato de produzir água potável como resíduo do processo, quando se utiliza do hidrogênio [13].

Exemplos de sistemas que empregam as CAC's vão desde os de pequeno porte (0,5kW a 50kW) utilizados em conjunto com conversores de energia, até sistemas de grande porte que, na média são de 200kW [14].

A aplicação da CAC está relacionada à geração autônoma de energia elétrica, por exemplo, no transporte marítimo ou em estações descentralizadas móveis, como o exemplo a Fig.1.1, mostra uma CAC móvel que pode atender, rapidamente, o aumento da potência demandada em diferentes localidades [14].

Fig.1. 1. Célula a Combustível embarcada - fabricante *Ballard*.
Fonte: *Ballard*, 2017 [14].

A curva característica de resposta em tensão da CAC, cujo potencial se desloca em função da corrente elétrica gerada pode ser visualizada na Fig.1.2, onde se identificam as três regiões possíveis para o funcionamento da CAC. Sendo (1) a região de perdas por ativação; (2) a região de perdas ôhmicas; e, (3) a região de perdas por transporte de massa [15].

Fig.1. 2. Comportamento da tensão na CAC em função da densidade de corrente.
Fonte: Adaptado de [16].

Além destas características, a tensão de saída da CAC pode também apresentar variações na tensão produzida em razão de outros fatores, tais como, a variação de temperatura, a variação da pressão dos gases ou no fornecimento de combustível, mesmo funcionando em sua região linear (2), sendo assim, existe a importante necessidade de se regular a tensão fornecida pela mesma através da utilização do conversor estático e desta forma, poder usufruir da potência por ela fornecida [17].

1.3 O processamento de energia no conversor estático

A eletrônica de potência tem contribuído com o desenvolvimento de novas tecnologias para o processamento da energia elétrica, de forma, sistematizada e eficiente nos últimos anos [18]. Pode-se, através da utilização das estruturas de conversores e de adequadas estratégias de modulação gerar energia elétrica [19]; tanto em CC, quanto em CA; e, neste caso, o inversor fonte de tensão (do inglês *Voltage Source Inverter VSI*) tem sido amplamente utilizado [20].

Quando em configuração monofásica, processa pequenas potências atendendo cargas próximas aos locais de consumo [21], [22] ou em configuração trifásica para maiores potências; contudo, são preferencialmente controlados em corrente, devido a

proteção intrínseca contra sobrecorrente; além da rápida resposta dinâmica proveniente deste tipo de estratégia de controle [23]. Sendo esta, uma das razões pela qual, se estuda, neste trabalho, este tipo de estratégia de controle aplicando-a ao conversor estático monofásico desenvolvido neste trabalho.

O processamento de energia é realizado pela ação das chaves de potência, que compõem a estrutura do conversor estático, isto permite a comutação de circuitos elétricos e a transferência da energia elétrica obtida através das fontes alternativas [24].

Como exemplo, o funcionamento do conversor estático pode ser explicado através do seu modelo genérico, representado pelas chaves de potência, que podem abrir e fechar, como proposto em [24] e mostrado na Fig1.3.

Fig.1. 3 Modelo genérico de conversor estático de potência.
Fonte: Adaptado de [24].

Considerando que o modelo genérico pode assumir três estados distintos [24], a saber: (a) Quando S0 está fechada e as demais abertas; (b) Quando S1 e S2 encontram-se fechadas e as demais abertas e (c) Quando S3 e S4 estão fechadas e as demais abertas. Desta forma, relacionam-se as tensões e correntes de saída em relação a entrada da seguinte forma:

$$V_o = \begin{cases} 0 & \text{estado (a)} \\ V_i & \text{estado (b)} \\ -V_i & \text{estado (c)} \end{cases} \quad (1.1)$$

e;

$$i_{inv} = \begin{cases} 0 & \text{estado (a)} \\ i_{saída} & \text{estado (b)} \\ -i_{saída} & \text{estado (c)} \end{cases} \quad (1.2)$$

Sendo assim, dependendo apenas do estado de suas chaves de potência, o conversor genérico pode conectar os terminais de saída à fonte de entrada [24].

No caso de serem incluídas cargas indutivas, as mesmas, podem causar perigosas sobretensões se forem interrompidas as correntes que circulam sobre ela; sendo assim, a chave (S0) funcionará de forma que, a corrente de circulação na carga se mantenha, quando as demais estão abertas; sem, contudo, fechar curto na fonte de entrada [24].

Os estados do conversor, também podem ser representados por funções de comutação, estas são atribuídas ao conjunto de chaves de potência [24]; assim, fazendo-se:

$(x) = 0$, quando S0 está aberta e $(x) = 1$ quando estiver fechada;

$(y) = 0$ quando as chaves S1 e S2 estiverem abertas; $(y) = 1$ quando estiverem fechadas, e por fim;

$(z) = 0$ quando as chaves S3 e S4 estiverem abertas e $(z) = 1$ quando estiverem fechadas [24].

Tem-se:

$$V_o = \bar{x}(y - z)V_i \quad (1.3)$$

$$i_{inv} = \bar{x}(y - z)i_{saída} \quad (1.4)$$

Como exemplo, salienta-se que a conversão CC/CA pode ser conseguida pela periodicidade de chaveamento dos estados (b) e (c), proporcionado pela ação das chaves de potência [24]. Para tanto utiliza-se, também, de adequadas estratégias de modulação para o controle da tensão de saída, possibilitado pela atuação, deste controle, no ciclo de trabalho destas chaves denominado (D); e que normalmente é definido como sendo a razão do período em que a chave permanece no estado de condução, pelo período de chaveamento [25], [26].

Uma das formas de serem produzidos os pulsos de comando, para o controle da tensão de saída em frequência fixa de chaveamento e bem conhecido na literatura; é chamado de modulador por largura de pulso (do inglês *Pulse Width Modulation PWM*); e, normalmente utiliza-se deste bloco, separadamente [24].

Exemplificando esta estratégia considera-se na Fig.1.1, o caso das chaves S1 e S2 funcionarem com ciclo de trabalho ($D = \frac{1}{2}$), assim sendo, tem-se a redução de 50% da tensão de saída em relação à de entrada [24].

Para se descrever a magnitude do controle no conversor estático de potência, a literatura estabelece também, a faixa desta magnitude, definida como sendo igual à razão entre, a tensão útil de saída pela tensão máxima disponível, representada por (M) e geralmente, pode assumir valores entre $(-1 \text{ e } 1)$ [24].

A Fig.1.4(a) mostra o diagrama simplificado de um conversor fonte de tensão com saída em fonte de corrente, considerando-se a sua indutância de saída L_{inter} ; e na Fig.1.4(b) as formas de onda (1) e (2) que são comparadas, a fim de produzirem os pulsos de comando, mostrados em (3), para o controle das chaves de potência do conversor estático de potência.

Fig.1. 4. Estratégia de modulação PWM.
Fonte: Adaptado de [26].

A estratégia de corrente que se utiliza de histerese, apresenta uma rápida resposta dinâmica, boa capacidade de controle do valor máximo da corrente fornecida pelo conversor e boa precisão [20]. Contudo, é considerada como sendo uma típica estratégia de modulação e controle que apresenta, ainda hoje, desafios para resolver os problemas causados pela variação da frequência de chaveamento, provocada pelas chaves de potência utilizadas na estrutura do conversor estático [23].

Normalmente, um controlador de histerese, consiste na comparação da corrente de saída i_{Linter} do conversor estático, com uma corrente de referência senoidal

i_{ref} , em fase com a tensão da RD [26], [27]; como mostra o diagrama de blocos simplificado da Fig.1.5(a). Onde, a corrente amostrada i_{Linter} , acompanha os dois limites superior e inferior da estratégia, como resultado da comparação entre estes sinais; detalhe que é mostrado na Fig.1.5(b). As ordens de comando geradas para as chaves de potência, podem ser observadas na Fig.1.5(c), através dos pulsos de comando, para a condução das chaves de potência do conversor estático; S1, S3 e S2, S4.

Fig.1. 5. Controle por histerese.
Fonte: Adaptado de [26].

Neste trabalho a estratégia de modulação delta modificada, um aprofundamento do programa de mestrado deste autor [28]; é proposta para o controle da corrente no indutor de saída do conversor estático; baseia-se na comparação da corrente amostrada e retificada do indutor de saída representada por i_{Linter}' ; com, a amostra também retificada da tensão de saída do conversor, formando, assim, os dois limites superior e inferior desta estratégia; e que pode ter a largura de banda de histerese

variável aumentando-se ou reduzindo-se, dependendo apenas, dos valores verificados de ultrapassagem pela corrente amostrada por estes limites.

Para formação do limite superior é adicionado do ganho Gvi_{ref}' ; sendo o inferior formado pelo próprio sinal amostrado e retificado. Ambos se formam a partir da referência i_{ref}' , o diagrama em blocos simplificado desta proposta pode ser visualizado na Fig.1.6.

Fig.1. 6. Diagrama simplificado da modulação delta modificada.

O bloco do conversor estático mostrado na Fig.1.6 pode representar estruturas clássicas CC/CA, tais como, ponte completa (do inglês *full-bridge*) e meia ponte (do inglês *half-bridge*); aplicadas por exemplo em, GD, filtros ativos, sistemas CC/CC, sistemas CC/CA; e, além disto, também pode representar outros sistemas, combinando-se estágios intermediários, tais como, o conhecido conversor abaixador de tensão *Buck* utilizado em [29] ou elevador *Boost*, utilizado em [30], e que podem gerar um barramento CC intermediário. Visando, assim adequar e ou manter constante o valor da tensão média em corrente contínua neste barramento; desta forma, é possível uma

etapa intermediária ser constituída do conversor elevador *Boost*, ou do conversor isolador *Push-Pull*, cuja escolha dependerá do conjunto de necessidades a serem estabelecidas, durante a fase de projeto.

Um exemplo clássico desta possibilidade de conversão realizada em duas etapas, pode ser visualizada na Fig.1.7 onde, o conversor *Push-Pull*, mostrado em (b) forma o barramento intermediário de tensão ($+V_{cc}$) e o inversor CC/CA na configuração ponte completa em (c), que se utiliza da energia proveniente da CAC mostrada em (a), para alimentar tanto a carga Z_1 , como Z_0 e a própria Rede CA.

Fig.1. 7. Possível sistema de fornecimento de potência a partir da CAC.
Fonte: do autor [31].

Justifica-se as estruturas de potência mencionadas, para o controle das variáveis de tensão, corrente e frequência através de estratégias de modulação e controle, necessária nestes tipos de sistemas [32]; e, juntamente com a alternativa energética CAC e da estratégia delta modificada podem, também, fornecer energia próximo aos locais de consumo. Desta forma, adiciona-se capacidade de fornecimento de potência rapidamente flexibilizando o atendimento de novas demandas de energia, quando comparadas com o tradicional sistema de distribuição e, assim, contribuem com a GD considerada como sendo uma tendência moderna, frente ao atuais sistemas de distribuição [32].

Este fato possibilita, também, o fornecimento de energia em locais remotos e distantes dos grandes centros consumidores, proporcionando a universalização da energia, uma vez que 15% da população mundial, atualmente, não tem acesso à energia elétrica [7].

1.4 Objetivos

O principal objetivo deste trabalho é propor uma estratégia de modulação direta baseando-se no controle por histerese, solucionando o problema da variação de frequência e ao mesmo tempo apresentar uma rápida resposta dinâmica no sistema controlado. Diferencia-se pela forma como são realizados os ajustes na largura de banda de histerese podendo somar ou subtrair o limite superior, além, da forma como realiza o bloqueio das chaves de potência pelo controle da máxima fração de pulso permitida; e, que pode ser aplicada ao conversor estático para o suprimento de energia a partir da fonte alternativa CAC.

Para tanto, foram estabelecidos os seguintes objetivos específicos:

- (a) Revisão bibliográfica nas principais estratégias de controle direto em modo corrente para sistemas de fornecimento de potência que se utilizam de conversor estático e;
- (b) Detalhamento da estratégia direta de modulação delta modificada, a principal contribuição deste trabalho;
- (c) E por fim, como objetivo secundário a montagem experimental de uma solução tecnológica, para a geração de energia elétrica estabilizada em CC proveniente da CAC é realizada.

1.5 Justificativas

As estratégias de modulação e de controle de corrente, tradicionalmente, são necessárias para que o controle instantâneo da corrente seja executado; e, desta forma permitem: obter uma rápida resposta dinâmica no conversor utilizado; controlar as potências ativa e reativa; e por fim, entregar uma forma de onda de reduzido conteúdo harmônico na saída do conversor [4], [24].

No entanto as estratégias empregadas atualmente, e que se utilizam da histerese, além de complexas necessitam de observar a derivada do erro de corrente [33], comparam a corrente de saída com uma referência média de corrente [34] ou ainda realizam ajustes na frequência de funcionamento através da medição dos tempos de

comutação como em [35], para que tenham reduzidas as perdas provocadas pela variação da frequência de chaveamento.

Assim sendo, a estratégia delta modificada proposta neste trabalho, se justifica para realização do controle da corrente de forma simplificada e que não se utiliza de uma referência média de corrente, não sendo necessário o controle de sua derivada e nem realizar a medição dos tempos de comutação. Para o seu funcionamento, necessita-se apenas do controle da ultrapassagem através dos limites previamente estabelecidos pela estratégia e, desta forma, a largura de banda de histerese é ajustada; além disso o controle da máxima fração de pulso garante que a frequência de chaveamento permaneça constante.

1.6 Organização do trabalho

Esta pesquisa está organizada em 5 Capítulos, no primeiro salienta-se a importância de se utilizar a CAC; exemplifica-se a utilização da estratégia de modulação para o comando das chaves de potência em um conversor estático genérico, descreve-se uma das formas de se produzirem os pulsos *PWM* em um conversor funcionando em modo tensão de forma simplificada, mostra-se algumas das características do controle por histerese e da estratégia de modulação proposta, neste trabalho, delta modificada; por fim, descreve-se os objetivos principais e as justificativas deste trabalho.

O Capítulo 2, aborda o desenvolvimento do conversor estático CC/CC, para adequar e estabilizar a energia proveniente da CAC, formando-se o conjunto produtor de energia (CPE); que, pode servir de base para a conversão CC/CA.

O Capítulo 3, apresenta uma revisão das principais estratégias direta de modulação, comentando-se, naturalmente, outras pelo fato da existência de algumas combinações entre elas, conforme a literatura.

O Capítulo 4, aborda em detalhes o funcionamento da estratégia delta modificada, com as análises de seus modos de funcionamento, abordando aspectos da simulação computacional aplicada ao conversor estático e seus resultados experimentais.

No Capítulo 5, apresentam-se as conclusões e são propostas sugestões de continuidade desta pesquisa.

Capítulo 2

Conjunto produtor de energia CPE

2.1 Introdução

Um dos objetivos secundários, deste trabalho, é usufruir da energia elétrica gerada pela CAC, para tanto, implementou-se o conjunto produtor de energia (CPE) que é analisado neste Capítulo. Objetivando-se solucionar a questão de adaptar, isolar e regular a tensão em CC, proveniente da CAC. Além do seu equacionamento clássico, mostra-se também a estrutura adotada, a sequência de funcionamento e os principais resultados simulados e experimentais do conjunto desenvolvido, utilizando-se a CAC emulada e uma versão comercial real.

2.2 Conversor CC/CC desenvolvido

Optou-se pela escolha da topologia do conversor *push-pull* CC/CC, justificada principalmente, pela facilidade de implementação e devido aos fatores básicos e descritos em [36], que são:

- a- Bem difundido onde a entrada é em baixa tensão CC e amplamente utilizado na indústria.
- b- Comando simplificado, apresentando grande confiabilidade para as chaves de potência sem a necessidade do isolamento elétrico;

Com o objetivo de reduzir-se o volume total do núcleo empregado do transformador de alta frequência, utiliza-se de duplo estágio de potência e assim tem-se a redução da potência processada pela metade em cada um desses estágios.

Por ser um conversor isolado galvanicamente, a adaptação da tensão de saída é estabelecida pela relação de transformação e, a regulação da tensão CC é execu-

tada através da utilização do componente dedicado; CI-3525, de fabricação da empresa *On-semi* [37]. O mesmo permite, gerar os sinais moduladores de comando baseado na estratégia de modulação por largura de pulso (*PWM*) retangular, podendo-se utilizar dos controladores clássicos; como o proporcional integral (PI), utilizado no conversor experimental, para a regular a tensão de saída do barramento CC. Os detalhes das ligações, do conversor, podem ser visualizadas na Fig.2.1.

Fig.2. 1. Conversor CC/CC experimental.

No conversor CC/CC *push-pull*, as chaves de potência funcionam de forma complementar e separadas por um período de tempo morto, característica que leva à necessidade de se implementar dois enrolamentos primários no transformador com o mesmo sentido, apesar disso, conduzem correntes em direções opostas controlando o fluxo no material magnético, em ambas polaridades [38], [39]. Além deste outro fator deve ser considerado em projeto:

- a- A necessidade de se utilizar dos circuitos de ajuda à comutação, cuja finalidade é proteger as chaves de potência contra as sobre tensões geradas no

momento da sua abertura, devido à presença da indutância de dispersão do transformador [36];

O equacionamento deste conversor é clássico, sendo efetuado conforme pesquisas anteriores [38], [39], [40].

O diagrama esquemático da Fig.2.1, mostra a ligação do conversor utilizado, caracterizando o seu funcionamento em paralelo no primário dos transformadores isoladores T1, T3 e ligados em série na saída somando-se as suas tensões individuais, a qual, alimenta a ponte retificadora que se utiliza dos diodos rápidos em comutação, D6 a D9 reduzindo-se, desta forma, as perdas geradas pela frequência de operação utilizada, neste caso, de 40kHz.

Representa-se além da CAC, também, a possibilidade de se utilizar baterias em paralelo com a mesma, que identificada por (BAT) no referido diagrama esquemático.

Sua utilização, pode ser justificada quando houver a necessidade de se manter a tensão de saída por breves períodos de tempo, quando da ocorrência de variações de grande amplitude na tensão CC de entrada ou provocadas pela substituição do combustível utilizado na CAC.

Pode, também, ser provocada pelas cargas conectadas na saída do conversor, contudo, nos experimentos realizados tanto com a CAC emulada como na real, não se utilizaram de baterias.

Visando, melhor entendimento do conversor CC/CC, mostram-se na Fig.2.2. (a), (b) e (c), os detalhes da sequência de seu funcionamento; onde, em (a) representa-se as chaves S1 e S3 conduzindo a corrente de carga, que é refletida no secundário dos transformadores, T1 e T3; em (b) S2 e S4 conduzem, neste momento, a corrente de carga e, por fim, em (c) tem-se o intervalo de tempo morto, momento em que todas as chaves do conversor estão abertas.

Fig.2. 2. Etapas de funcionamento do conversor CC/CC.

Para descrever o comportamento do sistema na primeira e terceira etapas considera-se que: a queda de tensão provocada pela resistência intrínseca do indutor pode ser desprezada frente aos valores da tensão de entrada e de saída utilizadas; apresenta uma resistência série equivalente representada por R_{SE} do capacitor de saída C_o que provoca influência no comportamento dinâmico do conversor; por fim, os componentes magnéticos e os semicondutores de potência, são considerados ideais [38], [39], [40], [41]. A relação de espiras de cada transformador é igual a $1:\frac{n}{2}$, e considerando-se os dois conversores, utilizados, fica sendo igual a $1:n$.

$$V_{LCC}(t) = L_{cc} \frac{di_{cc}(t)}{dt} = nV_{CAC}(t) - V_{Co}(t) - R_{SE}i_{Co}(t); \quad (3.1)$$

$$i_{Co}(t) = C_o \frac{dV_{Co}(t)}{dt} = i_{CC}(t) - \frac{V_o(t)}{R_o}; \quad (3.2)$$

$$i_{cac}(t) = ni_{CC}(t); \quad (3.3)$$

Onde representa-se por:

$V_{LCC}(t)$: A queda de tensão na indutância na saída CC do conversor;

L_{cc} : A indutância de saída;

$V_{CAC}(t)$: A tensão fornecida pela CAC;

$V_{Co}(t)$: A tensão no capacitor de saída do conversor;

R_{SE} : A resistência série equivalente do capacitor de saída;

$i_{CaC}(t)$: A corrente fornecida pela CAC;

$i_{Co}(t)$: A corrente no capacitor de saída;

$i_{CC}(t)$: A corrente contínua fornecida na saída do conversor;

n : A relação de espiras considerando-se os dois transformadores.

As equações que descrevem o comportamento do sistema para a segunda e quarta etapa são [38]:

$$Vo(t) = V_{Co}(t) + R_{SE}i_{Co}(t); \quad (3.4)$$

$$V_{LCC}(t) = L \frac{di_{CC}(t)}{dt} = -V_{Co}(t) - R_{SE}i_{Co}(t); \quad (3.5)$$

$$i_{CaC}(t) = 0; \quad (3.6)$$

Definindo-se a variável de controle $D(t)$, como sendo a razão cíclica do conversor sabendo-se que, o ganho estático do conversor *push-pull* é $2D$ [38], considerando-se uma variação de 0 a 0,5 onde, as chaves de potência conduzem de forma complementar durante o mesmo período de chaveamento.

Obtém-se, as equações representativas do modelo, a partir de (3.1):

$$L \frac{di_{CC}(t)}{dt} = nD(t)V_{CaC}(t) - V_{Co}(t) - R_{SE}C_o \frac{dV_{Co}(t)}{dt}; \quad (3.7)$$

$$C_o \frac{dV_{Co}(t)}{dt} = i_{CC}(t) - \frac{1}{R_o} \left(V_{Co}(t) + R_{SE}C_o \frac{dV_{Co}(t)}{dt} \right); \quad (3.8)$$

$$i_{CaC}(t) = nD(t)i_{CC}(t); \quad (3.9)$$

O sistema é linearizado construindo-se o modelo de pequenos sinais funcionando em regime permanente, inserindo uma pequena perturbação ao modelo aproximado pela média instantânea nas variáveis desejadas [38], [39], [40], [41].

Estabelecendo-se os valores em regime para: a razão cíclica $D_{(t)} = 2D$ em razão da consideração efetuada; tensão de entrada em regime $= V_{cac}$ e, a corrente de entrada do conversor $i_{cac}(t)$ que assume o valor de regime $= I_{cac}$; da mesma forma a corrente do indutor $= I_{cc}$ e, a tensão no capacitor $= V_{co}$. Inserindo-se a perturbação na tensão de entrada do conversor e na razão cíclica, a fim de observar as respostas nas variáveis desejadas no sistema, corrente no indutor e tensão no capacitor de saída tem-se [38]:

$$D_{(t)} = D + \hat{d}(t) \text{ e}; \quad (3.10)$$

$$V_{cac}(t) = V_{cac} + \widehat{v_{cac}}(t); \quad (3.11)$$

Respostas:

$$i_{cc}(t) = I_{cc} + \widehat{i_{cc}}(t); \text{ Corrente no indutor de saída} \quad (3.12)$$

$$V_{co}(t) = V_{co} + \widehat{v_{co}}(t); \text{ Tensão no capacitor de saída} \quad (3.13)$$

Inserindo-se ao modelo proveniente da equação (3.7) têm-se:

$$L \left(\frac{di_{cc}}{dt} + \frac{d\widehat{i_{cc}}(t)}{dt} \right) = n(D + \hat{d}(t))(V_{cac} + \widehat{v_{cac}}(t)) - (V_{co} + \widehat{v_{co}}(t)) - R_{SE} \left(C_o \frac{dV_{co}}{dt} + C_o \frac{d\widehat{v_{co}}(t)}{dt} \right); \quad (3.14)$$

Proveniente da equação (3.8) tem-se;

$$C_o \left(\frac{dV_{co}}{dt} + \frac{d\widehat{v_{co}}(t)}{dt} \right) = I_{cc} + \widehat{i_{cc}}(t) - \frac{1}{R_o} \left(V_{co} + \widehat{v_{co}}(t) + R_{SE} C_o \left(\frac{dV_{co}}{dt} + \frac{d\widehat{v_{co}}(t)}{dt} \right) \right); \quad (3.15)$$

E substituindo-se (3.10) e (3.12) em (3.9) tem-se:

$$I_{cac} = n(D + \hat{d}(t))(I_{cc} + \widehat{i_{cc}}(t)); \quad (3.16)$$

Simplificando-se nas equações os termos constantes e considerando-se as variações de pequenos sinais de valor muito menor, do que a própria variável, obtém-se o modelo pela média de pequenos sinais representado pelas equações [38]:

$$L \left(\frac{d\widehat{i_{cc}}(t)}{dt} \right) = n \left(D \widehat{v_{cac}}(t) + \hat{d}(t) \widehat{v_{cac}}(t) \right) - \widehat{v_{co}}(t) - R_{SE} \left(C_o \frac{d\widehat{v_{co}}(t)}{dt} \right); \quad (3.17)$$

$$C_o \left(\frac{d\widehat{v_{Co}}(t)}{dt} \right) = \widehat{i_{cc}}(t) - \frac{1}{R_o} \left(\widehat{v_{Co}}(t) + R_{SE} C_o \left(\frac{d\widehat{v_{Co}}(t)}{dt} \right) \right); \quad (3.18)$$

$$I_{CaC} = n \left(D\widehat{i_{cc}}(t) + \widehat{d}(t)\widehat{i_{cc}}(t) \right); \quad (3.19)$$

Com o modelo linearizado do conversor, aplica-se a transformada de Laplace ao conjunto de equações que representam o sistema, para realizar-se o projeto do compensador, assim [38]:

$$SLi_{cc}(s) = n(Dv_{CaC}(s) + d(s)v_{CaC}(s)) - v_{Co}(s)(1 + SR_{SE}C_o); \quad (3.20)$$

$$v_{Co}(s) \left(SC_o + \frac{1}{R_o} + \frac{SR_{SE}C_o}{R_o} \right) = i_{cc}(s); \quad (3.21)$$

Substituindo $i_{cc}(s)$ em (3.20) tem-se:

$$SLv_{Co}(s) \left(SC_o + \frac{1}{R_o} + \frac{SR_{SE}C_o}{R_o} \right) = n(Dv_{CaC}(s) + d(s)v_{CaC}(s)) - v_{Co}(s)(1 + SR_{SE}C_o); \quad (3.22)$$

Isolando-se $v_{Co}(s)$:

$$v_{Co}(s) = \frac{n(Dv_{CaC}(s) + d(s)v_{CaC}(s))}{\left(S^2LC_o \left(1 + \frac{R_{SE}}{R_o} \right) + S \left(\frac{L}{R_o} + R_{SE}C_o \right) + 1 \right)}; \quad (3.23)$$

Aplicando-se Laplace à equação (3.4), se obtém:

$$\frac{Vo(s)}{(1 + R_{SE}C_oS)} = v_{Co}(s); \quad (3.24)$$

Substituindo (3.24) em (3.23) pode-se obter as funções de transferência do conversor CC/CC em relação à D ou d [38]. Desta forma, para controlar a variável $d(s)$ utiliza-se, da expressão (3.25) que é o ganho em malha aberta da tensão de saída pela razão cíclica [38].

$$G_{vd} = \frac{Vo(s)}{d(s)} = \frac{n(v_{CaC})(1 + R_{SE}C_oS)}{\left(S^2LC_o \left(1 + \frac{R_{SE}}{R_o} \right) + S \left(\frac{L}{R_o} + R_{SE}C_o \right) + 1 \right)}; \quad (3.25)$$

Desta forma, conhecendo-se o comportamento da planta no domínio da frequência, cujos parâmetros foram definidos em (3.25), aplica-se o ganho do modulador PWM ($\frac{1}{V_p}$), onde V_p é igual ao valor da tensão máxima (pico) da portadora dente de

serra utilizada para comparação e K_v , o ganho do sensor de tensão; assim tem-se [38]:

$$G_{vd} = \frac{V_o(s)}{d(s)} = \frac{K_v}{V_p} \frac{n(v_{CaC})(1 + R_{SE}C_oS)}{(S^2LC_o(1 + \frac{R_{SE}}{R_o}) + S(\frac{L}{R_o} + R_{SE}C_o) + 1)} ; \quad (3.27)$$

Sendo necessário ainda, levar em consideração que este conversor, pode funcionar em cascata com outro CC/CA senoidal; e que irá possuir um compensador de ação mais rápida, assim sendo, o compensador de tensão do conversor CC/CC deve ser projetado para tolerar o conteúdo harmônico proveniente da modulação do sinal senoidal, ocasionada pelo funcionamento dos transistores de potência do conversor CC/CA [42], [43].

Neste sentido, despreza-se o zero provocado pela resistência série equivalente R_{SE} do capacitor de filtragem da saída do conversor CC/CC, fazendo com que o polo seja dominante em relação a este zero [38], [42].

Pode se implementar um compensador PI no conversor CC/CC, cujo objetivo é, manter a tensão estabilizada no valor desejado com erro estático zero [42] e imune às variações de carga ou da tensão de entrada fornecida pela CAC emulada e real, desta forma, este controlador é então adotado devido as facilidades oferecidas pelo componente CI-3525 utilizado [37].

Para o cálculo do indutor do filtro de saída, utiliza-se da equação (4.11) e mostrada em (3.28), que considera ($2ih$) como sendo, a sua máxima ondulação de corrente no período de chaveamento e, que devido a elevada frequência de funcionamento os tempos de condução e abertura das chaves de potência, ton e $toff$, podem ser considerados como sendo iguais [35]. Assim, definindo-se $f_{smáx} = 40kHz$, $2ih = 2A$, $L_{cc} = L$ e $V_{cc} = 232Volts$, tem-se:

$$f_{smáx} = \frac{V_{cc}}{4 L ih} \quad (3.28)$$

Desta forma, o valor encontrado para o indutor de saída é de $L_{cc} = 1,45 mH$.

O resultado obtido, através de simulação computacional do conversor CC/CC, utilizando-se tensão de entrada em 12Volts e saída de 232Volts, pode ser visualizado na Fig.2.3, onde em (a) tem-se a tensão nas chaves de potência em (b) a tensão de saída em CC e em (c) a tensão de entrada fornecida pela CAC.

Fig.2. 3. Resultados de simulação do conversor CC/CC.

A tabela 1, mostra de forma resumida as características do conversor CC/CC desenvolvido, como objetivo secundário neste trabalho.

Tabela 1. Características do Conversor CC/CC desenvolvido.

Características principais	Conversor CC (duplo estágio de potência), com transformador isolador em alta frequência.
Potência nominal do Conversor	750W
Tensão de entrada CC da fonte renovável	$12 (+2 - 1,4)V_{cc}$
Corrente máxima em CC, fornecida fonte renovável	Em $12 V_{cc}$; $i = 26 A$ (Limitada pela carga utilizada)
Tensão de saída do conversor CC/CC	$232 (+6 - 5) V_{cc}$
Frequência de chaveamento do conversor CC/CC	39 kHz
Indutor de filtragem calculado	1,45mH
Capacitor adotado	3x 470uF
Transistores de potência utilizados	IRF 2807 / 75 Volts – 58 Amperes @ 100°C e $R_{dson} = 13m Ohms$.

2.3 Ensaios experimentais no CPE, com a CAC emulada

Visando analisar o funcionamento conjunto do conversor e da CAC, utilizou-se previamente do modelo da CAC emulada existente e desenvolvido no LACEP. Os resultados são mostrados nesta seção e seguiram o seguinte procedimento:

- 1- Adicionou-se cargas resistivas na saída do conversor CC/CC experimental de forma escalonada e foram retiradas obedecendo-se a mesma sequência; a fim de, se observar o comportamento do CPE.

Foram realizados vários ensaios, destacando-se as curvas tensão x corrente (V-I) da CAC, mostrados na Fig.2.4. Neste ensaio, a corrente máxima estabelecida para o degrau de corrente foi de 26,1 Amperes, o que permitiu testar o modelo emulado em sua região linear.

Os valores, máximo e mínimo da tensão aplicada ao conversor foram respectivamente de, 14,3 Volts sem carga e de 10,6 Volts para a carga máxima. A tensão mínima de entrada foi, também, limitada pelo controle do conversor, a fim de se proteger as chaves de potência utilizadas contra o aumento da sua corrente de entrada. Situação conveniente, pois, se estabiliza a tensão média na saída do conversor tendo-se, desta forma, o consequente aumento do valor da corrente de entrada é proporcional à redução do valor da tensão fornecida pela CAC.

Fig.2. 4. Comportamento Tensão Corrente (V-I) da CAC

Os resultados obtidos do comportamento da tensão média, sob carga, na CAC podem ser vistos no detalhe ampliado da Fig.2.5. Estes mostram pequenas oscilações em torno do ponto de operação, que são atribuídas às indutâncias parasitas no circuito

experimental.

Fig.2. 5. Tensão fornecida pela CAC.

Na Fig.2.6, a corrente experimental de saída da CAC pode ser verificada; as oscilações mostradas tem origem no dispositivo de aquisição de dados de fabricação da *National Instruments* [44], utilizado para a conversão do sinal analógico proveniente da fonte programável; e provocados, neste caso, pela sua velocidade de resposta. Salienta-se, que não houve influência no comportamento do conversor e não se verifica as mesmas, quando se utiliza da CAC real.

Fig.2. 6. Corrente fornecida pela CAC.

A estabilidade da regulação da tensão de saída do conversor é mostrada na Fig.2.7. Comprovadas através de ensaios experimentais, como resposta às aplicações dos degraus de carga estabelecidos na saída do CPE. Pequenas oscilações em torno da tensão de saída do conversor foram verificadas durante os transitórios de liga e desliga das cargas, nos testes efetuados; sem, contudo, provocar interferências no sistema.

Fig.2. 7. Tensão de saída experimental do conversor.

A corrente experimental na saída do conversor fornecida para as cargas conectadas em CC, obtida durante o mesmo ensaio, é mostrada na Fig.2.8.

Fig.2. 8. Corrente de saída do conversor.

Resume-se na tabela 2, os valores dos resultados experimentais visando facilitar a compreensão dos resultados obtidos.

Tabela 2. Resumo dos resultados experimentais com a CAC emulada.

Tensão CAC [V]	10,60	Potência entregue pela CAC	280,09 [W]
Corrente CAC [A]	26,50	Potência entregue pelo Conversor	192,15 [W]
Tensão Conversor [V]	231,50	Rendimento calculado para a potência consumida	68,60%
Corrente Conversor [A]	0,83	Perdas de potência	87,94 [W]

2.4 Ensaios experimentais no CPE, com a CAC real

O conversor experimental foi testado, também, em conjunto com a CAC real modelo H-300 de Fabricação Horizon [45], com tensão de saída CC não regulada de fornecimento entre (58 e 36) Volts, observada durante o ensaio experimental.

Neste caso, houve a necessidade de serem alterados o enrolamento primário dos transformadores do conversor, além de ajustes no circuito de realimentação.

Devido a esse fato, verifica-se na saída do conversor as variações no valor da tensão média fornecida, durante o ensaio. Para a realização do mesmo, foram utilizadas cargas resistivas, acrescentando e retirando-se de forma escalonada. As respostas podem ser observadas, diretamente, através das curvas mostradas na Fig.2.9.

Fig.2. 9. Resultado experimental com a CAC real.

Onde: no Ch1 tem-se a tensão de saída da CAC, no Ch2 a tensão de saída do conversor, no Ch3 a corrente de saída da CAC e finalmente no Ch4 a corrente de saída do conversor.

A potência entregue pela CAC foi de 198 Watts, limitado pela disponibilidade de cargas no momento do ensaio e a entregue pelo conversor foi de 125 Watts, neste caso o conversor, projetado para 750W apresentou um rendimento de 64%. Mostra-se na Fig.2.10 a montagem ilustrativa do conversor experimental com a CAC real.

Fig.2. 10. Foto ilustrativa da montagem experimental.

2.5 Conclusão

Neste Capítulo, implementou-se uma das possibilidades para o processamento

da energia proveniente através de fontes alternativas. Foram executados a simulação e montagem experimental do conversor CC/CC funcionando com a CAC emulada e real, obtendo-se o conjunto CPE.

Realizaram-se as análises do conjunto proposto podendo, desta forma, atender as exigências das cargas que necessitam de diferentes níveis de tensão, daqueles produzidos pelas fontes alternativas em CC e assim, usufruírem da energia elétrica proveniente da CAC.

Capítulo 3

Estratégias de modulação

3.1 Introdução

A fim de, se identificar o estado da arte das estratégias de modulação e de controladores de corrente utilizados nos conversores estáticos; neste Capítulo realiza-se uma revisão bibliográfica, com maior ênfase, nos moduladores de geração direta de sinais; sendo outras estratégias, naturalmente, comentadas devido às variadas combinações existentes entre as mesmas, além de, salientar as diferenças entre as estratégias de histerese convencional, delta convencional com a delta modificada durante o transcorrer deste Capítulo.

3.2 Principais estratégias de modulação, topologias e suas aplicações

A literatura mostra uma série de estratégias de modulação desenvolvidas, a fim de controlar as correntes de saída nos sistemas de fornecimento de potência, onde amplamente se aplica o inversor fonte de tensão (do inglês *Voltage Source Inverter* *VS*); e, podem ser divididas em dois grandes grupos conforme [24], [46] e descritos a seguir:

- a) O grupo que se utiliza de um bloco *PWM* separado, utilizando-se de uma portadora triangular proveniente, em geral, da saída de um regulador proporcional integral (PI), para executarem diversos controles, tais como de amplitude, frequência, corrente e conteúdo harmônico na saída do conversor utilizado [24]; e,

- b) Os que, geralmente, combinam a tarefa de modulação e controle de corrente diretamente, são chamados de controladores *on-off* [24].

Na Fig.3.1, apresenta-se uma classificação possível das estratégias de modulação e controle que podem ser subdivididas, como mencionado, conforme [24].

Fig.3. 1. Classificação possível de métodos de controle de corrente.
Fonte: adaptado de [24].

Algumas das estratégias da forma direta utilizando-se de controladores de corrente, analisando-se e comparando-se suas vantagens e desvantagens características, foram executadas em [4] e [24]; salientando-se alguns dos seus principais objetivos, que se relaciona a seguir:

- Possibilitar o controle instantâneo da corrente;
- Controlar a potência ativa e reativa, gerada pelas fontes renováveis;
- Controlar a tensão do barramento CC;
- Obter uma rápida resposta dinâmica, compensando as variações dos parâmetros de carga e;
- Entregar na saída uma forma de onda que apresente um reduzido conteúdo harmônico.

De maneira geral, o controlador de corrente quando aplicado ao conversor estático consiste de, uma malha de controle dimensionada para fornecer uma resposta

dinâmica rápida, podendo assim, regular o conteúdo harmônico e o valor da corrente fornecida à carga [4]. Pode haver também, malhas auxiliares para o controle da tensão, a fim de, se manter estável o valor da tensão do barramento CC e, desta forma, controlar o fluxo de energia no sistema de fornecimento de potência; normalmente, com resposta dinâmica mais lenta quando se compara com a malha de realimentação de corrente, evitando-se instabilidades [4].

Alguns autores combinam sistemas realimentados pelo barramento CC, com outros controladores mais internos; assim, o controle da corrente injetada é executado indiretamente. Como em [47] que se usufrui da transformada dq para o controle das potências ativa e reativa de forma independente, utilizando-se para tanto, do controlador PI combinado com a conhecida lógica *Fuzzy*, para que se obtenha melhor precisão, cujos dados foram validados através de simulação computacional com um inversor trifásico dividido em duas etapas de conversão, a saber: Etapa (1) que se utiliza do conversor *boost* para elevar a tensão no barramento CC e na etapa (2) utiliza-se do conversor CC/CA na topologia em semiponte trifásica conectada à RD, para a injeção de potência proveniente através de painéis fotovoltaicos.

Utilizando-se da mesma estrutura CC/CA, em semiponte trifásica, foi proposto em [48] um controle vetorial para a corrente de saída do conversor, representando-a através da transformada estacionária $\alpha\beta$, a fim de se obter um padrão de comutação coordenado combinado com um controlador de histerese; cujo objetivo é, o de melhorar a resposta do sistema frente aos transientes; e, desta forma, comprovou-se através de simulação computacional reduzirem-se os harmônicos na saída, quando comparado com o tradicional método por histerese; e se atribui ao fato de se obter uma redução na frequência de chaveamento na estratégia proposta [48] .

Algumas estruturas e controladores de corrente para o conversor CC/CA foram revisadas em [49] e têm como objetivo propor uma estratégia de controle, para resolver os problemas de desbalanceamento da corrente de saída, mesmo na presença de distorções harmônicas. Contudo, salienta que os desafios para os controladores utilizados são, obter os sinais de frequência com precisão; e, manter o sincronismo dos sinais de controle com a RD; assim, tanto a corrente como a tensão podem ser compensadas e entregues, na saída, com reduzido conteúdo harmônico [49].

Também pode ser realizado na estrutura clássica um arranjo topológico; a fim

de que, se mantenha a corrente de saída do *VSI* em valores previamente estabelecidos; como em [50], que se utiliza da topologia monofásica em ponte completa e não isolada em série. No caso, pretende-se compensar a tensão total CC, compensando-se as possíveis variações individuais, sendo a energia de cada módulo proveniente através de sistemas fotovoltaicos; desta forma, assegura-se pelo controle utilizado a injeção de potência ativa na RD [50].

Contudo, é destacado em [50] que as mais recentes topologias, consideram o sistema de fornecimento de potência funcionando em duas etapas, conforme já comentando anteriormente; onde, exemplifica-se um conversor elevador *Boost* impondo um elevado ganho de tensão para a fonte alternativa na primeira etapa; gerando-se, desta forma, um barramento CC intermediário e pré regulado. Que pode ser aproveitado na etapa seguinte, que se utiliza do inversor CC/CA conectado à RD, onde o processamento da energia proveniente a partir da fonte alternativa utilizada é realizado.

Salientando-se ainda, uma condição comentada em [50], que é a de se manter a tensão do barramento CC acima do valor de pico da RD; necessária devido ao fato da estrutura adotada, normalmente, possuir um diodo em antiparalelo com as chaves de potência para a condução de correntes reversas. Estes diodos podem funcionar como retificadores não controlados, caso a tensão do barramento CC seja menor do que o valor de pico da RD [50].

Uma outra possibilidade de implementação de controladores é utilizar-se do sistema *abc*, também chamado de sistema de referência natural (do inglês *natural frame control*) [4]. A Fig.3.2 mostra um exemplo, deste controlador, onde se utiliza do ângulo de fase das tensões da RD proporcionadas por um sistema de sincronismo, a partir do qual, são geradas três referências individuais de corrente para cada fase.

Assim, podem se comparar essas referências individuais, com as correspondentes correntes medidas gerando-se os erros, que por sua vez são processados pelos compensadores deste *VSI* [4].

Salienta-se ainda, que as estratégias moduladoras em corrente por histerese e dead-beat são preferencialmente adotadas, devido a rápida resposta em ambas estratégias [4].

Fig.3. 2. Diagrama de blocos da estrutura geral de controle utilizando-se do sistema *abc*, de referência natural.

Fonte: Adaptado de [4].

Considerando-se ainda a implementação de controladores utilizando-se do sistema *abc*, as diferentes formas de ligação dos sistemas trifásicos, em delta, estrela com ou sem neutro isolado, são fatores que precisam ser considerados no momento de se projetá-los [4].

Principalmente, nas situações em que os sistemas apresentem neutros isolados as fases interagem entre si [4]; outro fator relacionado à estrutura da Fig.3.2, é salientado em [51] com relação a distribuição desigual das perdas em forma de calor entre seus braços, onde salienta-se que a vida útil dos componentes é afetada.

As soluções propostas, para este caso são complexas e, em geral, executam o controle em duas malhas de corrente, uma vez que a terceira corrente é encontrada pela lei das correntes de *Kirchhoff* [4]. Pode-se utilizar do conhecido método de modulação por largura de pulso no espaço vetorial (do inglês *Space Vector Pulse Width Modulation SVPWM*); utilizado, usualmente, em inversores trifásicos com neutros isolados [52] e conhecido pelo fato de produzir maior amplitude de tensão no lado CA, quando se considera o mesmo barramento CC [53]. Ou então, pode-se considerar os efeitos das tensões e correntes de modo comum; alternativas são propostas tanto em [53], como em [54] onde salienta a dificuldade de se obter o controle das variáveis de corrente, com reduzido valor da corrente de modo comum.

No caso de neutros isolados, normalmente, se considera o inversor como sendo uma fonte de tensão ideal com cargas equilibradas e as tensões da RD (V_{rd}) como sendo senoidais e equilibradas [52]; além disso, o sistema possui uma única fonte (V_{cc}) para gerar as tensões de saída (V_i) referenciada a ($G2$) e que se encontra fluando em relação a ($G1$) [52], desta forma, não podem ser conectados para efeito

de cálculo das correntes de linha [53].

O modelo esquemático simplificado do conversor pode ser visualizado na Fig.3.3.

Fig.3. 3. Esquema simplificado do inversor CC/CA trifásico.
Fonte: adaptado de [52]

A fonte de tensão na entrada do conversor V_{cc} pode ser modelada instantaneamente e além disso, também pode ser dividida ao meio como representada em [53]; desta forma, o conversor é modelado para o processamento da energia como sendo uma fonte de tensão referenciada à G1; mostra-se na Fig.3.4 a representação esquemática, para o conversor monofásico e trifásico.

Fig.3. 4. Representação do modelo esquemático do conversor monofásico (a) e trifásico (b).
Fonte: adaptado de [53].

3.3 Estratégia de modulação por histerese

Os controladores de corrente por histerese (do inglês *hysteresis current controller HCC*), têm sido amplamente utilizados devido ao fato de possuírem rápida res-

posta dinâmica, apresentarem reduzida quantidade de harmônicos na corrente injetada e estarem de forma intrínseca limitados, no seu valor máximo pela imposição do limite superior de corrente [48].

Os trabalhos que adotam a técnica da histerese, determinam o estado do conversor pela comparação instantânea de sua corrente de saída com uma referência, gerando assim, um erro que passa por um comparador de histerese e em sua saída são gerados os sinais de comando para as chaves de potência [34].

Quando se utiliza desta estratégia com largura de banda fixa, no *VSI* trifásico a resposta é afetada pela interação das correntes e tensões de modo comum, citadas anteriormente, e podem provocar ultrapassagens de até duas vezes a largura da banda projetada, além de, apresentarem reduzido rendimento devido as variações de frequência [48].

As variações da frequência de chaveamento, em geral, provocam aumento das perdas em forma de calor nas chaves de potência utilizadas, além dos ruídos gerados pelo próprio chaveamento e que podem ser conduzidos para a RD [55], [56]. Apesar dessas desvantagens, relacionadas, ainda hoje a histerese é muito utilizada, isto devido ao fato de terem sido introduzidas, mais recentemente, melhorias no sentido de se minimizar estas variações [57].

A bibliografia apresenta soluções utilizando-se de histerese para a regulação da largura da banda através de limitadores e ajustes para a máxima frequência de chaveamento e para o acoplamento entre fases. Para tanto, são utilizados em geral, a derivada do sinal, o erro de corrente em relação a uma referência média e, o erro de corrente considerando-se o seu sincronismo na passagem por zero, como resultado geral o desempenho melhora quando são incorporadas em cascata com outros controladores [33], [35].

Uma característica própria da contribuição gerada, por este trabalho e um importante tema da atualidade, reside no fato da forma com que os ajustes na largura de banda da histerese são executados e, como realizam-se os mesmos na estratégia delta modificada. Assim sendo, não importa se a derivada da corrente amostrada é rápida ou lenta, tão pouco é necessária uma corrente média de referência para ser comparada com uma amostra, a fim de, obter-se o erro de corrente, uma vez que esta estratégia mede o valor da ultrapassagem no limite previamente estabelecido.

Em [58], considera-se uma amostra senoidal no tempo e aborda um comparativo entre, as estratégias moduladoras por histerese de largura de banda constante

com as de banda variável proporcionalmente de acordo com o sinal senoidal, conforme mostrado na Fig.3.5; com o objetivo de serem reduzidos os harmônicos da tensão de saída, utilizando-se para tanto, da estrutura, semiponte trifásica e, sem isolamento.

Fig.3. 5. Histerese com largura de banda proporcional (a) e fixa (b).
Fonte: Adaptado de [58].

Em [59], é proposta a simulação de um controlador de corrente preditivo, que se baseia no erro entre a corrente de carga amostrada e a calculada, e que necessita realizar duas medidas da corrente amostrada em um mesmo intervalo de tempo; além disso, associa este controlador aos seis estados ativos possíveis de chaveamento. Utiliza-se, para tanto, da estrutura trifásica em semiponte, não isolada do *VSI*, melhorando a resposta dinâmica do conversor e o erro em regime permanente, quando comparado com a histerese convencional.

A fim de se estabelecerem as diferenças entre as formas de controle das estratégias direta de modulação e focado no principal problema do modulador de histerese convencional, que são as variações da frequência, mostra-se a abordagem realizada em [57]; a técnica proposta se utiliza do erro de corrente, no cruzamento da passagem por zero da corrente para que o ajuste na frequência de chaveamento possa ser realizado; suas equações são mostradas devido as mesmas serem úteis para o desenvolvimento do projeto utilizado neste trabalho, além de continuar salientando-se as diferenças fundamentais entre as estratégias de histerese e a delta modificada.

Assim, considerando-se o VSI monofásico conectado à RD conforme mostrado na Fig.3.6(b) em regime permanente e utilizando-se do CPE originário deste trabalho, realiza-se a análise quantitativa pela média instantânea do conversor CC/CA, para o suprimento de energia. Entretanto, considera-se também os períodos de comutação respectivamente em condução e em bloqueio (t_{on} , t_{off}) [57]; mostrados na Fig.3.6(a); além do indutor com resistência intrínseca e igual a R_{Linter} e, que o barramento CC é mantido constante e regulado com a tensão V_{cc} garantida pelo CPE.

Fig.3. 6. (a) Controle por histerese e (b) VSI em modo conectado.
Fonte: adaptado de [57].

Desta forma considerado, a variação da tensão de entrada é nula durante o período de comutação, gerando-se a relação 4.1; modelo que é utilizado para a maioria dos sistemas VSI's e considerado satisfatório, conforme [26], [35], [57], [60].

$$R_{Linter}i_{Linter}(t) + L \frac{di_{Linter}(t)}{dt} + V_{rd}(t) = V_i(t) \quad (4.1)$$

Salienta-se que a relação (4.1) é também válida e utilizada na estratégia delta modificada, detalhada neste trabalho acrescentando-se, contudo, ao modelo o capacitor de saída e considerando-se a RD como carga; a mesma relação pode ser também utilizada para o inversor trifásico quando considerada em cada uma das fases do sistema [33].

Nele estão representadas a tensão média instantânea de saída do inversor por V_i , a corrente do filtro de saída por i_{Linter} e a tensão média instantânea da rede elétrica comercial por V_{rd} . Assumindo-se que a queda de tensão em R_{Linter} é pequena, quando comparada com os valores das tensões de saída do inversor e da RD, pode-se simplificar a equação 4.1 ignorando-se o efeito resistivo [33].

O que resulta na equação 4.2.

$$L \frac{di_{Linter}}{dt} + V_{rd} = V_i \quad (4.2)$$

Assumindo-se que i^* é a referência de corrente então o erro entre i_{Linter} e i^* , pode ser definido como a sua diferença [57]:

$$e = i^* - i_{Linter} \quad (4.3)$$

Esta relação, analisada com maior cuidado, mostra ainda que a corrente de saída é composta da soma de duas componentes a de baixa frequência (fundamental) com a de elevada frequência de chaveamento [57]. Assim obtém-se 4.4 a partir de 4.2 e 4.3:

$$L \frac{de}{dt} = L \frac{di^*}{dt} + V_{rd} - V_i \quad (4.4)$$

Da mesma forma, pode-se definir a referência da tensão de saída do inversor, que depende do estado do mesmo, como sendo [57]:

$$v_i^* = L \frac{di^*}{dt} + V_{rd} \quad (4.5)$$

Rearranjando 4.5 e substituindo-se $L \frac{di^*}{dt}$ em 4.4, obtém-se 4.6:

$$L \frac{de}{dt} = v_i^* - V_i \quad (4.6)$$

Analisando-se a equação 4.3, verifica-se que através do controle do erro de corrente e , a corrente de saída i_{Linter} pode seguir a referência estabelecida i^* [57].

Com relação a tensão observa-se na equação 4.6 que, para um dado valor de referência v_i^* , pode-se controlar a taxa de variação do erro de corrente $\frac{de}{dt}$, selecionando-se o valor desejado para V_i [57].

Em [57], a partir da equação 4.6 se define, a faixa de variação da largura de banda de histerese e as referências, para que a corrente de saída permaneça dentro desta faixa e se estabelecem através de manipulação das equações desenvolvidas e observando-se as formas de onda da Fig.3.6(a), os tempos de condução e a frequência de chaveamento representada por f_s , que são mostrados como segue:

$$\frac{L 2ih}{v_i^* - V_i} = t_{on} \quad (4.7)$$

$$\frac{L 2ih}{v_i^* + V_i} = t_{off} \quad (4.8)$$

$$\frac{1}{f_s} = T_s = t_{on} + t_{off} \quad (4.9)$$

$$f_s = \frac{(v_i^*)^2 - (V_i)^2}{L V_{cc} 4ih} \quad (4.10)$$

Sendo:

$2ih$ - A largura máxima da largura de banda de histerese;

t_{on} - Representa o tempo de condução das chaves de potência;

t_{off} - Tempo em que as chaves permanecem bloqueadas;

T_s - O período de chaveamento;

V_{cc} - Tensão do barramento CC.

A equação 4.10 mostra a dependência da frequência em relação ao valor da indutância de saída do $VS/$ e de outras variáveis. Assim, se a frequência de chaveamento for fixa, pode-se escolher o parâmetro a ser compensado através desta relação [57].

Para o caso dos controladores convencionais, onde a largura da faixa e a tensão do barramento CC são constantes, a tensão média de saída do inversor está variando ao longo de cada semiciclo de 60Hz [57]. Este fato provoca a variação na frequência de chaveamento e a máxima ocorre para o menor valor da tensão média na saída, ou seja, quando $V_i = 0$, desta forma tem-se [57]:

$$f_{smáx} = \frac{V_{cc}}{4 L ih} \quad (4.11)$$

Esta relação, tem especial importância para a estratégia delta modificada, uma vez que se utiliza da mesma, para dimensionar o indutor de saída do conversor estático utilizado. Bastando, para tanto, considerar a frequência de chaveamento fixa e igual a $20kHz$, a tensão $V_{cc} = 225V$ e definindo-se ondulação de corrente desejada que se reflete na largura de banda $ih = 2A$. Substituindo-se estes valores na relação (4.11) se obtém $1,4 mH$, que define o indutor a ser utilizado para a implementação da estratégia delta modificada.

3.4 Histerese com largura de banda variável

Com objetivo de se buscar frequência de chaveamento constante, a partir da relação 4.10 pode-se encontrar como a banda de histerese pode variar em função da resposta à variação da tensão média de saída do inversor e em [57] o equacionamento para o modulador de histerese é realizado com este objetivo, desta forma, evidenciando-se a largura de faixa ih , na equação 4.10, obtém-se a relação 4.13:

$$ih = \frac{((V_{cc})^2 - (V_i)^2)}{L V_{cc} 4 f_s} \quad (4.13)$$

A partir da análise da equação 4.13 enumera-se algumas características gerais na utilização das técnicas diretas de modulação que funcionam com largura de faixa variável [57]:

1- O comportamento do conversor pode ser expresso em eventos discretos no tempo, representados na Fig.3.7 que mostra, como exemplo, os tempos em largura de faixa fixa e, assim obter-se as funções dos tempos de chaveamento através das relações 4.14 e 4.15, que desta forma, podem ser medidos na saída do comparador por histerese [35].

Fig.3. 7. Períodos de comutação em função da corrente amostrada.
Fonte: adaptado de [57].

No desenvolvimento dos sinais da estratégia delta modificada desenvolvida neste trabalho, não se utiliza da derivada do erro da corrente e nem é necessário uma referência média de corrente, como consequência não é necessário a medição dos tempos de condução mostrados nas relações 4.14 e 4.15, como realizada em [35].

$$\frac{V_i}{V_{cc}} = 2 \left(\frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} - 0,5 \right) \quad (4.14)$$

$$\frac{V_i}{V_{cc}} = 2 \left(\frac{T_2 - T_1}{T_3 - T_1} - 0,5 \right) \quad (4.15)$$

2- As variações de tensão do barramento CC, se necessário podem ser incorporadas nas estratégias de modulação direta recalculando-se a largura da banda máxima de histerese, através da utilização da relação (4.13) [57].

Uma solução para este problema, comentada anteriormente, que combina as vantagens da histerese convencional com o controlador SVPWM foi proposta em [33].

Parte-se do pressuposto que apresenta somente seis estados ativos, o que contribui para a redução das perdas por chaveamento, contudo, eleva a taxa de distorção harmônica da corrente de saída [33]; assim sendo, se utiliza da histerese observando-se a derivada do erro de corrente, por fim, obtém-se a melhora nos índices de distorção harmônica para a corrente injetada [33].

Outra combinação de estratégias realizada com o modulador de histerese, foi proposta através de simulação computacional e utilizando-se do *Software Matlab* em [61] e combina a histerese com os controladores PI e a conhecida Lógica *Fuzzy*, estabelecendo os limites máximos de corrente para a segurança da estrutura em semiponte, sem isolamento, do VSI utilizado.

3.5 Estratégia de modulação delta convencional

Esta estratégia faz parte dos moduladores de ação direta originalmente chamada de controle por densidade de pulsos (do inglês *Pulse density controller PDM*) ou simplesmente *DM*, foi aplicada primeiramente em telecomunicações [62] e nos inversores com barramento CC ressonante, (do inglês *link DC ressonante*) [63], conhecidos pelo fato de possibilitarem aos inversores a entrada em condução de suas chaves de potência em tensão zero (do inglês *Zero voltage switching ZVS*), embora esta característica não seja tratada neste trabalho, cita-se pela caracterização da origem do modulador delta.

Um comparativo das principais diferenças entre a estratégia de modulação delta convencional em relação ao modulador de histerese fixa, aplicado ao VSI trifásico com estrutura em semiponte, foi apresentada em [64] e uma revisão das técnicas para o controle de corrente incluindo os moduladores delta convencional e histerese chamados também de (*bang-bang*), foi realizada em [65] e mostrada na Fig.3.8, onde se utiliza, da estrutura em semiponte para os VSI's.

Atualizando-se estes dados e salientando-se que a principal diferença, além do modulador delta convencional possuir frequência fixa de chaveamento, está o fato de apresentar defasagem de 120° nos pulsos de sincronismo e se utilizar do bloco de amostragem e retenção (do inglês *sample and hold S & H*), fato que não existe nos moduladores por histerese convencionais [65].

Considerando-se que o sinal de amostragem para o sistema é deslocado de acordo com o sistema trifásico tradicional de 120° em cada bloco *S & H*, tem-se então, que apenas um dos braços do inversor mudará de estado durante o período de amostragem [65].

Fig.3. 8. Diferença entre o modulador delta convencional e o de histerese.
Fonte: Adaptado de [65].

Para que se tenha melhor entendimento da estratégia de modulação delta convencional que mantém a frequência fixa, e baseando-se na referência [29] apresenta-se a simulação computacional, utilizando-se do conhecido conversor *Buck*. Contudo, esta técnica pode ser aplicada em todas as topologias que tenham como base a corrente no indutor [29].

O circuito é simulado com o software *Psim* e mostrado na Fig.3.9, onde considera-se seus componentes como sendo ideais e que [29]:

V_{in} = 180Volts, é a tensão de entrada;

V_{ref} = 80Volts, é a referência desejada;

D – Razão cíclica;

i_{Linter} – Representa a corrente no indutor;

v_{out} – Tensão de saída.

A relação entre a corrente do indutor e a tensão de saída pode ser encontrada por [29]:

$$i_{Linter} = \frac{1}{L} \int v_L dt = \frac{1}{L} \int (DV_{in} - v_{out}) dt \quad (4.16)$$

Assim substituindo-se a tensão de saída v_{out} pela referência desejada encontra-se a corrente estimada [29] e representada pela expressão (4.17):

$$i_{Linter} = K \int v_L dt = K \int (DV_{in} - V_{ref}) dt \quad (4.17)$$

Fig.3. 9. Circuito modulador delta convencional.
Fonte: adaptado de [29].

Onde K , é ganho de corrente escolhido para se obter uma resposta dinâmica adequada e não necessariamente precisa ser $\frac{1}{L}$ [29].

Analisando-se o resultado desta simulação, mostrada na Fig.3.10 verifica-se que a tensão de saída v_{out} , representada no gráfico por (V9), é forçada pelo modulador delta a atingir V_{ref} desejado e em regime permanente se mantém em torno da referência estabelecida [29]. Como forma de se melhorar a precisão da resposta, caso necessário, pode-se adicionar outros controladores em cascata, como por exemplo o PI [29].

Fig.3. 10. Tensão de saída (V9) e pulsos em frequência fixa de chaveamento (V6).
Fonte: adaptado de [29].

Detalhes do chaveamento e da regulação em regime permanente para o circuito do conversor Buck simulado, pode ser visto na Fig.3.11.

Fig.3. 11. Detalhe da resposta do conversor Buck funcionando com o modulador delta.
Fonte: adaptado de [29].

3.6 Conclusão

Neste Capítulo, desenvolveu-se uma revisão atual das estratégias de modulação, comentando-se algumas estratégias aplicadas aos inversores funcionando em modo corrente, mostrando-se também combinações entre as mesmas utilizadas na bibliografia. Detalhou-se as principais características destes tipos de estratégias observando-se a estrutura do conversor estático utilizado e salientou-se as principais diferenças entre as estratégias por histerese, delta convencional e delta modificada.

Capítulo 4

Estratégia de modulação delta modificada

4.1 Introdução

Desenvolve-se, neste Capítulo, a estratégia de modulação delta modificada proposta nesta pesquisa, como sendo, uma alternativa para o controle direto da corrente no conversor estático.

Apresenta-se o seu funcionamento, suas principais formas de onda, como são realizados os ajustes na largura de banda de histerese e são mostrados os sinais de bloqueio das chaves de potência do conversor.

Os dados são validados através de simulação computacional e de resultados experimentais, mostrados e comentados no transcorrer deste Capítulo.

4.2 Estratégia delta modificada

Esta estratégia é uma proposta baseada em histerese para o controle da corrente no indutor de saída do conversor estático de potência. Visa principalmente melhorar sua resposta dinâmica operando em frequência de chaveamento constante; fazendo frente as outras estratégias que se apresentam com frequência variável ou ajustável.

Como características principais, desta estratégia citam-se:

- Operação em frequência fixa: Assim, não precisa realizar ajustes ou utilizar-se de técnicas para ajuste da frequência de chaveamento. Desta forma, resolve o problema, já comentado anteriormente, das perdas de rendimento ocasionadas pelo aumento da frequência de chaveamento, quando comparada com as estratégias convencionais de histerese.

- Ajusta a largura de banda de histerese: Através de comparações entre, o sinal da corrente retificada de saída com os dois limites, superior e inferior, retificados, a corrente de saída é mantida entre os mesmos. A partir desta comparação são produzidos os sinais moduladores e os ajustes na largura de banda, quando necessários, são realizados. Estes ajustes são proporcionados através de circuitos amostra e mantém (do inglês *sample & hold*), que por sua vez identificam os valores de ultrapassagem para que possam ser adicionados ou subtraídos dos limites inicialmente estabelecidos. Neste ponto se diferencia esta estratégia dos demais autores, que verificam os erros de corrente em relação a uma referência média; ou, se utilizam das derivadas positiva ou negativa da corrente amostrada, para realizarem ajustes na frequência de chaveamento ou na largura de banda.
- Limitador da fração máxima de largura do pulso: Este limite de largura máxima do pulso de comando, para as chaves de potência, é necessário e entra em ação quando a corrente não atinge o limite superior dentro do mesmo ciclo de chaveamento. Assim, o desligamento das chaves de potência é efetuado para que se mantenha em frequência fixa de chaveamento.
- Utiliza-se de amostras retificadas da tensão e da corrente eficaz de saída: Para que os sinais possam ser comparados, atribui-se um determinado ganho ao sinal da tensão eficaz de saída; desta forma, são comparados com a amostra da corrente eficaz adaptada e retificada. Outro detalhe que também se diferencia em relação aos demais autores.
- Circuitos identificadores de semiciclo: O identificador de semiciclo faz-se necessário, para que o sinal em CA seja restabelecido. Devido ao fato, comentado anteriormente de que, nesta estratégia, se utilizam amostras retificadas em ambos sinais, tensão e corrente de saída do conversor.

Esta estratégia, também pode permitir, que sejam associados vários sistemas de fornecimento de potência em paralelo; característica proveniente do controle da corrente de saída do conversor estático, imposta pelo valor de projeto para o limite superior. Considerando-se esta possibilidade, melhora-se também a segurança contra

falhas provocadas pelos sistemas de fornecimento de potência. Salienta-se a verificação de grandes esforços, da comunidade científica, para resolver as questões de confiabilidade dos conversores na atualidade, tais como, a investigação da redução das falhas por chaveamento visando aumentar a vida útil nos mesmos [20].

4.3 Funcionamento da estratégia delta modificada

Os principais modos de funcionamento da estratégia de modulação delta modificada, são mostrados na Fig.4.1 e descritos na sequência:

1. Quando a corrente amostrada atinge o limite superior, o controle envia a ordem de bloqueio para as chaves de potência, fazendo a corrente cair até atingir o limite inferior; que coincide com a chegada de novo pulso de disparo em frequência constante, assim, as chaves de potência conduzem novamente a corrente de carga. (Intervalo de tempo Kt).

2. Quando a corrente não atinge o limite superior, não tendo ultrapassado o limite inferior; a abertura das chaves de potência é executada pelo comando da máxima fração de pulso permitida. Este comando estrategicamente, limita a fração máxima do período ativo da chave de potência, desligando-a dentro do mesmo ciclo de chaveamento. (Mostrado no intervalo de tempo $(k+1)t$).

Fig.4. 1. Modos de funcionamento da estratégia delta modificada.

3. Quando a corrente ultrapassa o limite inferior, intervalo de tempo $(K+2)t$; o circuito *sample and hold*, armazena a tensão V_u de ultrapassagem, para ser adicionada ao limite superior, fazendo com que se desloque para o novo valor, acrescido da mesma tensão. Assim sendo, o comando para abertura das chaves de potência será enviado quando a corrente amostrada for comparada com este novo limite no tempo $(K+3)t$.

4. Quando a corrente não atinge o limite superior e ultrapassa o limite inferior; o comando recebeu o sinal de abertura para chaves de potência, proveniente do controle da máxima fração permitida, procedimento idêntico ao do tempo $(K+1)t$ e, o processo de ultrapassagem do limite inferior é idêntico ao descrito para os tempos $(k+2)t$ e $(k+3)t$.

Tem-se então, que o funcionamento em frequência constante da estratégia delta modificada, é garantida, tanto pela ação dos próprios pulsos de entrada em condução das chaves de potência, como também pela ação conjunta dos seguintes pulsos para o:

- 1- Comando da fração máxima; que permite o bloqueio das chaves de potência, quando a corrente não atinge o limite superior o que permite aguardarem o novo pulso de relógio em frequência constante, e assim, conduzirem novamente a corrente de carga e;
- 2- Bloqueio das chaves de potência, obtidos pela comparação da corrente amostrada com o limite superior.

Estes pulsos de comando para o bloqueio das chaves de potência, que se diferenciam em relação às estratégias dos demais autores, são mostrados e analisados em maior detalhe na seção seguinte.

4.4 Estratégia delta modificada, uma proposta para fornecimento de potência

A estratégia de controle delta modificada é proposta para o fornecimento de potência à RD a partir de célula combustível; apresentando-se como uma possibilidade de controle da corrente fornecida pelo conversor estático, tornando-se, uma opção para a injeção de corrente, conforme mostra a Fig.4.2.

Fig.4. 2. Estratégia de modulação delta modificada.

São utilizados pelo conversor estático, adotado, as amostras de corrente no indutor de saída i_{Linter} e da tensão da rede V_{rd} , que são condicionadas e retificadas a fim de se obter o valor desejado e previamente estabelecido para a corrente de saída do conversor utilizado. Estes sinais adaptados são retificados tornando-se os sinais i_{Linter}' e i_{ref}' ; e a este último é atribuído, inicialmente, um ganho observando-se o valor máximo admitido para a corrente em condução das chaves de potência utilizadas; e assim, torna-se o limite superior. O limite inferior é formado pelo próprio sinal i_{ref}' ; estes podem ser observados na Fig.4.3.

Fig.4. 3. Limites superior e inferior da estratégia delta modificada.

Assim sendo, os limites superior e inferior produzidos, podem ser comparados com a amostra obtida da corrente no indutor de saída i_{Linter}' gerando-se um dos pulsos, para o bloqueio das chaves de potência na estratégia delta modificada. O outro

pulso de bloqueio é formado pelo controle da fração máxima de pulso permitida, necessário quando a corrente amostrada não atinge o limite superior, sendo estes somados e podem ser vistos na Fig.4.4 (a); em (b) tem-se os limites superior e inferior com a corrente amostrada, acompanhando os mesmos; e, também pode ser observado o sinal de carga e descarga provocados pela tensão de ultrapassagem, no circuito *sample & hold*. A indicação por setas mostra o ajuste na banda de histerese como resultado das ultrapassagens.

Fig.4. 4. Sinais da estratégia delta modificada.

Esta forma de implementação dos sinais de comando da estratégia proposta, faz com que a corrente de saída amostrada e retificada acompanhe os dois limites em frequência de chaveamento constante, como resultado da ação conjunta do sinal S4 mostrado na Fig.4.5 e dos pulsos de entrada em condução.

Fig.4. 5. Resultado da comparação com o limite superior ou fração máxima permitida.

Os pulsos, de entrada em condução em frequência constante, podem ser observados na Fig.4.6 (a); e, em (b) a corrente amostrada entre os limites superior e inferior, pode ser vista; e, em (c) observa-se a corrente no indutor de saída do conversor.

Fig.4. 6. (a) Pulsos em frequência constante (b) corrente amostrada entre limites; e em (c) corrente de saída.

Um exemplo dos modos de funcionamento da estratégia de modulação delta modificada, pode ser explicado a partir do momento em que a corrente amostrada i_{Linter} , ultrapassa o limite inferior; neste instante a diferença de ultrapassagem é lida e acrescentada ao limite superior; através do circuito *sample and hold*, formando o novo limite; e, desta forma, é possível o ajuste da largura de banda.

A Fig.4.7, mostra em (a) os pulsos de condução das chaves de potência, em frequência constante, em (b) o detalhe da ultrapassagem do limite inferior, pela corrente amostrada, e em (c) a tensão armazenada, que será acrescentada ao limite superior.

Fig.4. 7. (a) Pulsos de chaveamento, (b) ultrapassagem do limite inferior e (c) Valor da tensão armazenada.

O circuito para geração dos limites superior e inferior da estratégia delta modificada é mostrado junto aos detalhes simulados na Fig.4.8. O mesmo é encarregado de; a partir das amostras retificadas da tensão da RD e da corrente do indutor gerar

os limites previamente estabelecidos e também os pulsos de comando para as chaves de potência que compõem o conversor estático.

Para geração dos pulsos de comando das chaves de potência se efetua:

- Amostra da tensão eficaz da RD, sinal (C) que origina os limites inferior e superior respectivamente;
- A comparação entre os limites inferior e superior e a amostra da corrente retificada i_{Linter}' , é realizada pelos operacionais U5 e U6, mostrados na Fig.4.8. Onde U6 efetua a comparação entre, a corrente amostrada e o limite superior, para se obter o sinal modulador S3.
- O operacional U5 por sua vez, compara a amostra da corrente com o limite inferior para obter o sinal modulador S2. Como resultado, tem-se os sinais moduladores da estratégia direta delta modificada (VS2 e VS3), que serão encaminhados ao circuito identificador de semiciclo.
- O sinal recebido pelo identificador de semiciclo é enviado para o circuito amplificador de pulsos de comando para o acionamento dos transistores de potência utilizados pelo VSI.

Fig.4. 8. Circuito responsável pela geração de limites e pulsos de chaveamento para a estratégia delta modificada.

A estratégia delta modificada pode também alterar reduzindo o valor do limite

superior, atuando caso o valor da corrente amostrada ultrapasse o limite superior em um valor previamente estabelecido por segurança.

Quando isto ocorre o valor desta ultrapassagem chamado de U_{sup} é também coletado pelo circuito *sample & hold* e levado ao limite superior através dos operacionais X2 e U7, mostrados na Fig.4.8; o que ocasiona a subtração do limite superior conforme ilustrado na Fig.4.9.

Fig.4. 9. Pulsos de comando (a) provocados pela ultrapassagem U_{sup} .

Este detalhe, contudo, deve ser escolhido para que o limite superior não encoste e não ultrapasse o inferior; e também para que a corrente amostrada não fique a cada ciclo de chaveamento ultrapassando o limite inferior, devido a maior proximidade entre os dois limites.

4.5 Estratégia delta modificada aplicada ao Conversor CC/CA

A simulação computacional do circuito composto pela fonte alternativa e $VS/$ monofásico é realizada para comprovação da estratégia proposta e, mostrada na Fig. 4.10.

Sendo composto pelas seguintes partes principais:

- 1- Fonte de alimentação senoidal em CA proveniente da RD de 60Hz e representada Vrd ;
- 2- A chave (CH) que simula a desconexão (falhas) da RD;
- 3- Carga RL, estrutura retificadora não controlada a diodos, representando as cargas não lineares;

- 4- A fonte alternativa, representada pela fonte de valor fixo (V_{cc});
- 5- O indutor de saída L_{inter} ;
- 6- O capacitor de filtragem do barramento de corrente contínua C_f ;
- 7- R_{sh3} é o sensor de corrente do VSI ;
- 8- R_{sh1} , sensor da tensão da RD e;
- 9- R_{sh2} é o sensor da corrente de carga.

Fig.4. 10. Sistema utilizado para a simulação computacional.

A fonte de alimentação (V_{rd}) é considerada como sendo senoidal de valor eficaz constante, com capacidade de corrente suficiente para suprir todo o sistema carga, as perdas do conjunto, potências transitórias e as potências reativas. A fonte alternativa é representado pela fonte V_{cc} e, junto com o VSI , formam a parte principal do sistema, que é composto de quatro transistores de potência e do capacitor C_f para redução das ondulações de tensão no barramento CC.

A estrutura retificadora de características indutiva, é formada pela ponte monofásica não controlada, alimentando uma carga resistiva em série com um indutor. Na

Fig.4.11(a) e (b), mostram-se os sinais de comando, para as chaves de potência, produzidos pela estratégia delta modificada; e, na Fig.4.11 (c) os limites superior e inferior utilizados para a formação dos sinais de comando. Os resistores R_{sh1} , R_{sh2} e R_{sh3} foram adicionados à estrutura para realizarem o papel de sensores de corrente (*Shunt*).

Fig.4. 11. Sinais de comando em a), b) e em c) Limites gerados pela estratégia.

A simulação do sistema mostrado na Fig.4.10, considera a RD fornecendo tensão eficaz constante e carga fixa. Além disso, também, que o sistema pode funcionar de forma ilhada em momentos diferenciados, esta forma de funcionamento é realizado controlando-se a chave CH, também visualizada na Fig.4.10; e, que pode desconectar e reconectar o sistema, conforme os tempos estabelecidos como parâmetro na simulação computacional.

A Fig.4.12 mostra, em detalhe, o resultado de simulação para a corrente amostrada e retificada do inversor, quando ocorre ultrapassagem do limite.

Fig.4. 12. Detalhe da estratégia delta modificada.

Observa-se que, neste caso, ocorreu também a ultrapassagem do limite superior, pela corrente amostrada, este fato é necessário, pois como o sinal modulador é

gerado por circuitos comparadores, o mesmo necessita ultrapassar o limite superior para ser percebido.

A corrente injetada pelo inversor na RD é representada por (Y), é visualizada na Fig.4.12 no instante da ultrapassagem pelo limite inferior e após isso, atinge o novo limite superior, como resultado da aplicação da estratégia de modulação delta modificada no VSI.

Para que a estratégia possa funcionar corretamente, injetando-se corrente, é necessário que os semiciclos sejam identificados, para tanto, utilizam-se respectivamente de comparadores para o semiciclo positivo e negativo, que por sua vez, habilitam suas saídas após compararem o valor da tensão da rede amostrada com outra tensão de referência.

Este detalhe, pode ser observado na Fig.4.13 cujo, tempo morto está diretamente relacionado com o valor utilizado como referência para a identificação do semiciclo, positivo e negativo da amostra de tensão coletada da RD, ou seja, quanto maior o valor adotado para a comparação, maior tempo morto identificado.

Fig.4. 13. Mostra os sinais moduladores da estratégia delta modificado.

Na Fig.4.14 tem-se a estratégia delta modificada, que foi apresentada, por este autor [66], no (*Solar Power International (conference and Expo)*, 2015).

Outro detalhe desta estratégia é que pode injetar corrente seguindo o modelo da RD e não apresentando nível CC na corrente injetada pelo conversor, conforme mostrado pelos resultados obtidos, contudo, se a amostra, de tensão, apresentar grandes distúrbios os mesmos irão se refletir na corrente injetada.

Fig.4. 14. Diagrama de blocos da estratégia delta modificada aplicada ao VSI.
Fonte: Do autor, Solar Power International, 2015 [66].

4.6. Resultados experimentais da estratégia delta modificada

Os principais resultados experimentais, utilizando-se da estratégia delta modificada, foram obtidos através de montagem do conversor estático na configuração meia ponte, mostrado na Fig.4.15.

O circuito elétrico utilizado como fonte V_{cc} de entrada para o conversor, inclui um transformador isolador alimentando a ponte retificadora de onda completa a diodos, a tensão CC é controlada utilizando-se o variador de tensão e pode chegar ao valor máximo de 190 Volts CC com 5,0 Amperes.

Da mesma forma, a tensão de entrada da rede elétrica é obtida através do variômetro de fabricação da sociedade técnica Paulista - STP, que pode chegar a uma tensão de 137 Volts com 11,5 Amperes de corrente máxima.

Utilizou-se, também de uma fonte auxiliar *fly-back*, para se obter a tensão auxiliar de alimentação do circuito amplificador de pulsos de disparo, cuja finalidade, foi obter uma fonte de tensão isolada no transistor (1) mostrado na Fig.4.15. Condição necessária uma vez que os transistores possuem diferentes referências para o seu acionamento.

Fig.4. 15. Sistema de fornecimento de potência experimental.

Para a leitura do valor da corrente fornecida pelo conversor, foi utilizado como sensor de corrente um *shunt*, de valor igual a 0,10 Ohms/10Watts, adotou-se esta configuração devido as facilidades e disponibilização dos componentes citados.

A frequência de chaveamento do conversor foi calibrada em 20kHz, o indutor de interligação utilizado, devido a sua disponibilidade, foi de 1,2 mH.

Os transistores Igbt's utilizados na montagem foram os IRFGP4063D, do fabricante *International Rectifier* [67]. A resistência de carga utilizada no ensaio, tem a resistência de valor igual a 30 Ohms em série com a indutância de valor igual a 20mH.

A Fig.4.16 (a) mostra o sinal de tensão CA, obtido através de um transformador isolador e abaixador de tensão de 127V/12V, que é retificado e sua tensão de saída adaptada através de um divisor resistivo. Desta forma, se obtém os limites superior e inferior, bem como a referência senoidal que será utilizada pela estratégia delta modificada proposta. Estes detalhes, estão de acordo com os resultados obtidos através da simulação computacional e são mostrados na Fig.4.16(b) e de forma ampliada em (c).

Fig.4. 16. (a) Sinal CA, para a formação dos limites mostrados em (b) e (c).

O ganho do limite superior pode ser dimensionado conforme a potência desejada na saída do conversor; e como parâmetros que determinam este limite tem-se, os componentes de potência utilizados, principalmente, os transistores do conversor e o indutor de filtragem. O circuito de geração de limites superior e inferior encontra-se no apêndice 1, deste trabalho.

Assim sendo, controla-se o ganho do limite superior de forma manual, para que a corrente máxima a ser injetada pelo conversor possa ser definida. Por medida de segurança este controle é realizado a partir de um valor mínimo de corrente, através da imposição do limite superior reduzido; e, a partir deste pode-se aumentar de forma progressiva até os valores desejados.

Os sinais de comando e de bloqueio da estratégia delta modificada, são obtidos através da comparação entre a corrente retificada i_{Linter}' com os limites gerados; e pelo fato de se ter retificado os sinais de tensão e corrente, faz-se necessário identificar o semiciclo positivo e negativo da RD.

Esta identificação é realizada através da comparação entre a amostra de tensão da própria RD com dois amplificadores operacionais; sendo que, um deles efetua a comparação com uma tensão negativa e outro com uma tensão positiva, desta forma tem-se em cada um o sinal habilitado para cada semiciclo.

Conforme, mencionando anteriormente, através da simulação verificou-se que, quanto maior o nível de tensão do sinal de referência a ser comparado, com a tensão amostrada da RD, maior o tempo morto observado na passagem por zero da corrente na saída do conversor; e, conseqüentemente maior a distorção harmônica desta corrente.

Desta forma, calibrou-se a tensão de referência no circuito experimental, para

ser comparada com o sinal da RD visando, minimizar a distorção harmônica da corrente fornecida. Estes sinais, resultado da ação do circuito de controle, executado em três níveis, tem por objetivo habilitar de forma adequada, cada uma das chaves de potência do conversor estático utilizado experimentalmente e podem ser verificados na Fig.4.17.

Fig.4. 17. Sinais moduladores obtidos experimentalmente.

A corrente de saída do conversor é observada no indutor L_{inter} cujo valor é de $1,2\text{ mH}$, utilizado devido a sua disponibilidade; pode ser verificada na Fig.4.18 (a) e (b) onde, através da variação do ganho do limite superior se define o valor desejado para a corrente de saída a ser injetada na RD.

No caso, para a correta leitura da corrente é necessário realizar a divisão do valor da tensão obtida, pelo da resistência utilizada como sensor, que é de $0,10\text{ Ohms}$. Desta forma, encontram-se o valor da corrente mostrada na Fig.4.18 (a) de $1,37\text{A}$, e em (b) verifica-se a mesma corrente em detalhe amplificado.

Fig.4. 18. (a) Corrente de saída e em (b) o detalhe amplificado.

O conversor estático de potência, implementado experimentalmente, para comprovar a estratégia delta modificada, juntamente com, sua placa moduladora, a placa amplificadora de pulsos de comando dos transistores de potência, a fonte auxiliar *Fly-back* utilizada para o circuito amplificador de pulsos, os capacitores do barramento CC, e osciloscópio, podem ser visualizados na Fig.4.19.

Fig.4. 19. Montagem experimental.

4.7. Conclusão

Neste Capítulo desenvolveu-se a estratégia de modulação delta modificada, detalhando-se seus principais modos de operação. A proposta inicial desta pesquisa, foi comprovada pela simulação computacional e através dos ensaios experimentais realizados e mostrados neste Capítulo.

Salienta-se que, esta proposta, tem a função de controlar a corrente no indutor de saída do conversor estático de potência, em frequência fixa de chaveamento, sendo testada na situação de injeção de corrente na RD, sem necessidade de se utilizar da derivada da corrente ou de corrente média de referência e sem medições dos tempos de comutação. Além disso, conforme mencionado anteriormente, visa manter uma resposta dinâmica rápida característica deste tipo de estratégia.

O próximo capítulo resume os estudos aqui realizados e são propostas algumas sugestões para a continuidade dos estudos neste tema.

Capítulo 5

Conclusões e sugestões para futuros trabalhos

5.1 Conclusão

Este trabalho propôs a estratégia de modulação delta modificada, cuja viabilidade foi comprovada através de simulação computacional e de ensaios experimentais. Utilizou-se, para tanto, do conversor estático de potência executando-se a injeção de corrente na RD.

Diferenciando-se, principalmente, em relação à forma dos ajustes na largura de banda de histerese e em relação aos pulsos de bloqueio das chaves de potência utilizadas.

No caso da estratégia delta modificada o controle da corrente de saída, no conversor estático, é executado de maneira simplificada sem a utilização das derivadas de corrente, corrente média de referência e sem a necessidade de serem calculados os tempos de comutação.

Analizou-se também, outras estratégias com relação às formas de implementação, identificando-se suas diferenças e salientando-se os conversores de potência utilizados; além de, realizar uma revisão bibliográfica atualizando-se os dados informativos, reunindo-se as informações de origem e outros dados comparativos com as estratégias de histerese, delta convencional e delta modificada.

Implementou-se também, como objetivo secundário deste trabalho, uma solução tecnológica para o consumo da energia em CC, estabilizando-se a energia produzida pela CAC emulada e real.

5.2 Sugestões para futuros trabalhos

Salienta-se as seguintes ações para a continuidade desta pesquisa:

Implementar digitalmente a estratégia de modulação delta modificada considerando-se as ferramentas digitais, a fim de que os resultados obtidos, nesta pesquisa possam ser comparados.

Combinar a estratégia de modulação delta modificada com outros controladores aplicados aos conversores estáticos.

Aprofundar os estudos com objetivo de desenvolver estratégias de modulação direta para que sejam reduzidos os harmônicos, nas formas de onda de corrente, obtidas na saída dos conversores.

Referências Bibliográficas

- [1] M. Billah, S. K. Das, M. T. Islam, M. A. Haque, e B. B. Pathik, “Design, simulation and implementation of a grid tied solar power controller integrated with instant power supply technology”, in *Proceedings of the 2015 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia, ISGT ASIA 2015*, 2016.
- [2] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, S. Member, M. Liserre, A. V Timbus, e S. Member, “Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, nº 5, p. 1398–1409, 2006.
- [3] S. Samerchur, S. Premrudeepreechacharn, Y. Kumsuwun, e K. Higuchi, “Power control of single-phase voltage source inverter for grid-connected photovoltaic systems”, in *2011 IEEE/PES Power Systems Conference and Exposition*, 2011, p. 1–6.
- [4] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, e A. V. Timbus, “Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, nº 5, p. 1398–1409, 2006.
- [5] A. M. Pagliosa, “Contribuição ao estudo de um conversor CC-CC isolado de 1,5kW aplicado a célula combustível”, Dissertação - Universidade Federal de Sta Catarina - UFSC, 2005.
- [6] Redd Exhibitions Japan, “International Hydrogen & Fuel Cell Expo”, *International Hydrogen & Fuel Cell Expo.*, 2017. [Online]. Available at: <http://www.fcexpo.jp/en/To-Visit/Venue-Info-Access/>. [Acessado: 30-nov-2016].
- [7] T. Foley, K. Thornton, R. Hinrichs-rahlwes, S. Sawyer, M. Sander, R. Taylor, S. Teske, H. Lehmann, M. Alers, e D. Hales, *Renewables 2015 Global status Report_REN12-GSR2015_Onlinebook*. ISBN 978 3 981593464, 2015.
- [8] X. Yu, M. R. Starke, L. M. Tolbert, e B. Ozpineci, “Fuel cell power conditioning for electric power applications : a summary”, *IET Electric Power Applications*, vol. 1, nº 5, p. 643–656, 2007.
- [9] S. R. S. C. Wang, M.H. Nehrir, “Dynamic Models and Model Validation for PEM Fuel Cells Using Electrical Circuits.”, *IEEE Transactions on Energy Conversion* 20: 442- 451., p. 6, 2005.
- [10] M. Gaiceanu, “Inverter Control for Three-Phase Grid Connected Fuel Cell Power System”, *2007 Compat. Power Electron.*, p. 1–6, 2007.
- [11] M. Arifujjaman, M. S. Hossain, e M. T. Iqbal, “Efficiency comparison of 2- and 3-level inverter based Power Conditioning System for grid-connected SOFC application”, *Can. Conf. Electr. Comput. Eng.*, p. 1–6, 2014.
- [12] M. et all RODRIGUES, “Microrrede Híbrida CC/CA Baseada Em Fontes De Energia Renovável Aplicada A Um Edifício Sustentável”, *Congresso Brasileiro de Autômática.*, 2012. [Online]. Available at: <http://www.eletrica.ufpr.br/anais/cba/2012/Artigos/98822.pdf>. [Acessado: 20-maio-2014].
- [13] J. Liu, T. Zhao, e Y. Chen, “Maximum Power Point Tracking With Fractional

- Order High Pass Filter for Proton Exchange Membrane Fuel Cell”, *IEEE/CAA J. A Autom. Sin. Vol. 4, N° 1*, vol. 4, nº 1, p. 70–79, 2017.
- [14] Ballard, “Célula a Combustível Embarcada”, *Ballard, corporation*, 2016. [Online]. Available at: <http://ballard.com/power-products/>. [Acessado: 09-nov-2016].
- [15] R. Ferrero, M. Marracci, e B. Tellini, “Single PEM fuel cell analysis for the evaluation of current ripple effects”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 62, nº 5, p. 1058–1064, 2013.
- [16] A. M. Dresch, “Síntese e Caracterização Eletroquímica De Membranas Híbridas Nafion-Sio2 Para Aplicação Como Eletrólito Polimérico Em Células a Combustível tipo PEM.”, Dissertação - Instituto De Pesquisas Energéticas e Nucleares Autarquia Associada à Universidade De São Paulo, 2009.
- [17] R. M. M. Moreno, “Estudo de Técnicas de Controle de Fluxo de Potência e de Gerenciamento de Ilhamento em Sistemas de Geração Distribuída com Interfaces Eletrônicas de Potência para Conexão com a Rede Elétrica”, Dissertação - Universidade Estadual De Campinas, 2010.
- [18] F. Blaabjerg, Z. Chen, e S. B. Kjaer, “Power Electronics as Efficient interface in Dispersed Power Generation Systems.”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, nº 5, p. 1184–1194, 2004.
- [19] J. He, Y. W. Li, e F. Blaabjerg, “An enhanced islanding microgrid reactive power, imbalance power, and harmonic power sharing scheme”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, nº 6, p. 3389–3401, 2015.
- [20] W. Wang, J. Zhang, e M. Cheng, “A Dual-Level Hysteresis Current Control for One Five-Leg VSI to Control Two PMSMs”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, nº 1, p. 804–814, 2017.
- [21] G. V. Converters, S. Somkun, e V. Chunkag, “Unified Unbalanced Synchronous Reference Frame Current Control for Single-Phase Grid-Connected Voltage-Source Converters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 63, No. 9, September 2016, vol. 63, nº 9, p. 5425–5436, 2016.
- [22] Y. Xue, L. Chang, S. B. Kjær, J. Bordonau, e T. Shimizu, “Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: An overview”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, nº 5, p. 1305–1314, 2004.
- [23] M. P. Kazmierkowski, K. Mathew, N. A. Azeez, K. N. Gopakumar, e A. Dey, “Hysteresis current controller for a general n-level inverter fed drive with online current error boundary computation and nearly constant switching frequency”, *IET Power Electron.*, vol. 6, nº 8, p. 1640–1649, set. 2013.
- [24] K. Kazmierkowski, M.P.; F., Blaabjerg; R, *Control in Power Electronics*, Auburn Uni. Orlando, Florida: Academic press (International Standard Book Number: 0-12-402772-5 PRINTED), 2012.
- [25] J. A. Pomílio, “9. Modelagem De Conversores: Modelo Da Chave Pwm”. [Online]. Available at: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/it505/CAP9.pdf>. [Acessado: 12-dez-2016].
- [26] Fabiana Pöttker De Souza, “Correção do fator de potência para instalações de baixa potência empregando filtros ativos”, Tese - Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, 2000.

- [27] J. Caicedo, M. Aredes, e E. H. Watanabe, "Frequency Analysis Behavior of Hysteresis Current Control in VSI", vol. 2, nº 3, 2013.
- [28] Gongora Vicente de Lima, "Co-geração de Energia Utilizando o Novo Controle SLCMC e Funcionamento como Sistema de Fornecimento de Energia Ininterrupta a Partir de Fontes Renováveis", Dissertação - Universidade Estadual de Londrina (UEL)., 2004.
- [29] J. W. Kimball, P. T. Krein, e Y. Chen, "Hysteresis and delta modulation control of converters using sensorless current mode", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, nº 4, p. 1154–1158, 2006.
- [30] M. Jang, M. Ciobotaru, e V. G. Agelidis, "Grid-connected fuel cell system based on a boost-inverter with a battery back-up unit", in *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia: "Green World with Power Electronics"*, ICPE 2011-ECCE Asia, 2011, p. 1637–1644.
- [31] Gongora V.L.; Oliveira A. A. Jr., "Geração de energia a partir de fontes renováveis utilizando-se de conversores conectados à rede elétrica.", in *V Seminário sobre tecnologias limpas. 29 a 31 de julho de 2013 – Centro de eventos Plaza São Raphael*, 2013.
- [32] H. Han, X. Hou, J. Yang, J. Wu, M. Su, e J. M. Guerrero, "Review of Power Sharing Control Strategies for Islanding Operation of AC Microgrids", *IEEE Trans. Smart Grid*, p. 1–16, 2015.
- [33] C. Xiaoju e Z. Jianrong, "A new Improvement Strategy based on hysteresis space vector control of Grid-connected inverter", *The International Conference on advanced Power System Automation and Protection*, p. 0–4, 2011.
- [34] B. V. Reddy e B. C. Babu, "Hysteresis controller and delta modulator- A two viable scheme for current controlled voltage Source Inverter", *International Conference for Technical Postgraduates 2009, TECHPOS 2009*, 2009.
- [35] D. G. Holmes, R. Davoodnezhad, e B. P. McGrath, "An improved three-phase variable-band hysteresis current regulator", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, nº 1, p. 441–450, 2013.
- [36] I. Barbi, *Projetos de fontes chaveadas*. Livro do autor, 3º Edição, 2001.
- [37] O. Semi, "SG3525A Pulse Width Modulator Control Circuit", *On SEMI*, 2005. [Online]. Available at: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/SG3525A-D.PDF>. [Acessado: 10-abr-2013].
- [38] R. F. Pinheiro Filho, "Estudo e implementação de uma fonte de tensão alternada de 220V/1kW alimentada por fontes CC de 24V", 2005.
- [39] H. R. E. Larico, "Estudo de Conversores CC-CC Trifásicos Isolados Do Tipo Push-Pull", Tese de doutorado - Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, 2011.
- [40] L. P. De Lima, "Integração de pilhas de células a combustível com outras fontes alternativas de energia", Dissertação - Universidade Federal de Santa Maria - UFSM - RS, 2009.
- [41] M. G. Villalva, "Conversor Eletrônico de Potência Trifásico para Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica", Tese - Universidade Estadual de Campinas Unicamp. FEEC Faculdade de Eng. Elétrica e de Computação, 2010.
- [42] S. C. Ximenes, "Projeto de um conversor CC-CA Trifásico para interligar um

sistema fotovoltaico à rede elétrica.”, Dissertação - Universidade Federal do Ceará, 2012.

- [43] Persio Farah Serednicki; Ricardo Paes Paulo; Walter Meneghette dos Santos, “Projeto e implementação de conversor de tensão CC/CA com saída senoidal microcontrolado.”, 2007.
- [44] “USB 6008”, *National Instruments*. [Online]. Available at: <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/pt/nid/201986>. [Acessado: 10-mar-2016].
- [45] Horizon, “H-300 Fuel Cell Stack User Manual”, 2013. [Online]. Available at: <http://www.fuelcellstore.com/manuals/horizon-pem-fuel-cell-h-300-manual.pdf>. [Acessado: 21-jun-2015].
- [46] F. O. Martinz, “Estudo de Estratégias de Rastreamento da Corrente e da Tensão de Saída CA de um Conversor do Tipo Fonte de Tensão”, Dissertação - Escola politécnica da Universidade de São Paulo - USP, 2007.
- [47] F. Karbakhsh e A. Teymoori, “Three Phase Photovoltaic Grid-Tied Inverter Based on Feed-Forward Decoupling Control Using Fuzzy-PI Controller”, *7th, Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference*, nº PEDSTC, p. 16–18, 2016.
- [48] M. Mohseni e S. M. Islam, “A new vector-based hysteresis current control scheme for three-phase PWM voltage-source inverters”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, nº 9, p. 2299–2309, 2010.
- [49] A. V. D. R. Warrier, “Topologies and Control of Grid Connected Power Converters”, in *2014 International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies*, 2014, p. 401–410.
- [50] M. Coppola, F. Di Napoli, P. Guerriero, D. Iannuzzi, S. D’Aliento, e A. Del Pizzo, “An FPGA-based advanced control strategy of a grid-tied PV CHB inverter”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, nº 1, p. 806–816, 2016.
- [51] L. Ma, T. Kerekes, P. Rodriguez, X. Jin, R. Teodorescu, e M. Liserre, “A new PWM strategy for grid-connected half-bridge active NPC converters with losses distribution balancing mechanism”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, nº 9, p. 5331–5340, 2015.
- [52] P. Buso, Simone; Mattavelli, *Digital control in power electronics / Simone Buso and Paolo Mattavelli*. Morgan & Claypool All, 2006.
- [53] L. M. Junior, “Implementação de controladores para conversores trifásicos, sem transformações de coordenadas: análise geométrica através de vetores espaciais”, Tese de livre docência - Universidade Estadual de São Paulo - USP, São Paulo, 2012.
- [54] C. C. Hou, C. C. Shih, P. T. Cheng, e A. M. Hava, “Common-mode voltage reduction pulsewidth modulation techniques for three-phase grid-connected converters”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, nº 4, p. 1971–1979, 2013.
- [55] L. D. S. Bezzerra, “Conversor CC-CA para aplicação em sistemas autônomos de energia elétrica”, Dissertação - Universidade Federal do Ceará - UFC, 2010.
- [56] M. Santana, “Uma Metodologia de Desenvolvimento do Controle Digital de Conversores Estáticos Utilizando FPGA por”, Dissertação - Universidade Federal de Itajuba, 2006.
- [57] R. Davoodnezhad, “Hysteresis Current Regulation of Voltage Source Inverters

- With Constant Switching Frequency”, Tese - School of Electrical and Computer Engineering - RMIT - Univerity Australia, 2014.
- [58] M. Mohapatra e B. C. Babu, “Fixed and sinusoidal-band hysteresis current controller for PWM voltage source inverter with LC filter”, *TechSym 2010 - Proceedings of the 2010 IEEE Students’ Technology Symposium*, p. 88–93, 2010.
 - [59] C. K. Lin, D. Y. Wu, J. W. Hu, H. C. Yu, e Y. S. Lai, “Model-free predictive current control of a voltage source inverter”, *2015 IEEE 2nd Int. Futur. Energy Electron. Conf. IFEEEC 2015*, 2015.
 - [60] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, e E. Ruppert Filho, “Modeling and control of a three-phase isolated grid-connected converter fed by a photovoltaic array”, *2009 Brazilian Power Electron. Conf. COBEP2009*, nº 1, p. 202–210, 2009.
 - [61] S. A. C. Choudhury, “Fuzzy Logic & PI Controller using HBCC Under Various Voltage & Load Variation”, in *International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies [ICCPCT]*, 2016, p. 7.
 - [62] G. Mirzaeva e G. C. Goodwin, “Feedback Quantizer vs Sigma-Delta Modulator for Voltage Source Inverters”, *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, p. 5938–5943, 2012.
 - [63] I. H. Kheraluwala e D. M. Divan, “Delta Modulation Strategies for Resonant Link Inverters”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 5, nº 2, p. 220–228, 1990.
 - [64] A. Mertens, “Performance analysis of three phase inverters controlled by synchronous delta-modulation systems”, *Conf. Rec. - IAS Annu. Meet. (IEEE Ind. Appl. Soc.)*, vol. 1992–Janua, nº Dm, p. 779–788, 1992.
 - [65] M. P. Kazmierkowski e L. Malesani, “Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, nº 5, p. 691–703, 1998.
 - [66] Gongora Vicente de Lima; Azauri A.O. Junior, “‘Delta Modifield’ a New Control for Static Power Converters Using Solar Power for Distributed Generation of Electricity.” Solar Power International Conference & Expo. Powered by Solar Energy Industries Association (SEIA) & Solar electric Power Association (SEPA), Anaheim, USA, 2015.
 - [67] IRF, “IRGP4063DPbF Insulated Gate Bipolar Transistor”, 2013. [Online]. Available at: <http://www.infineon.com/dgdl/irgp4063dpbf.pdf?fileId=5546d462533600a401535655ee0c2450>. [Acessado: 12-jan-2016].

Apêndice 1

Principais circuitos M. delta modificada

A.1 Modulação delta modificada – principais circuitos

Inicia-se a explicação para o entendimento do circuito de controle de ultrapassagem pelo instante em que a corrente injetada na RD, cruza o limite inferior. Neste momento o sinal Q2 é levado a $+V_{cc}$, e da mesma forma, Q3 é levado a zero. Este processo permite o fechamento da chave1 controlada por Q2, e a abertura da chave2 controlada por Q3, ambos sinais mostrados no circuito da Fig.A1.1.

Fig.A1. 1.Circuito responsável pelo controle da ultrapassagem do limite inferior.
Fonte: do próprio autor, adaptado de [28].

Assim sendo, permite que valor da tensão de ultrapassagem seja adicionado em $ULinf$, gerando um novo limite superior com este valor.

Somente quando a corrente do indutor, chegar a este novo limite tem-se o fechamento da *chave* 2, devido ao sinal em Q3 ser $+V_{cc}$ e desta forma descarrega o capacitor C45, preparando-o para um novo ciclo se nova ultrapassagem ocorrer.

O Sinal de comando de pulsos Q1, é levado para um circuito identificador de semiciclo e na sequência é levado para um circuito amplificador de pulsos, assim o correto acionamento das chaves de potência, será executado. Para entrarem em condução, estas chaves, aguardam os pulsos de comando em frequência constante proveniente do *clock* (V5 – Fig.A1.2).

Fig.A1. 2. Circuito de controle lógico simulado para funcionamento do conversor ponte completa em modo corrente.
Fonte: do próprio autor, adaptado de [28].

O circuito completo da estratégia delta modificada, responsável pela geração dos limites superior e inferior, bem como os comparadores de sinal das ultrapassagens através dos limites superior e inferior, considerando-se a adição e subtração no valor do limite superior pode ser visto na Fig.A1.3.

Além dos aspectos comparativos com outras estratégias e da verificação de origem, realizou-se algumas análises, que se diferenciam em relação a estratégia de deslocamento de limites utilizada no programa de mestrado. Salienta-se contudo que os mesmos devem ser cuidadosamente limitados, para que não ocorra ultrapassagem do limite inferior.

Fig.A1. 3. Circuito de geração dos sinais de comando da estratégia delta modificada.

A estratégia delta modificada pode realizar o controle do limite superior tanto aumentando como reduzindo o seu valor, mostra-se exemplificando-se este fato através dos sinais moduladores $V(S2)$. Sendo útil quando ocorre primeiro a ultrapassagem do limite superior e esta fica acima do valor de tolerância permitido, que é calibrado como sendo duas vezes a largura da faixa de histerese.

Caso a ultrapassagem ocorra mas não atinja este valor o circuito não adiciona a redução no limite superior. Tem-se estes sinais mostrados na Fig.A1.4, em (a) os limites ajustados pelo sinal $V(S2)$ em (b) um detalhe mostrando no mesmo instante o pulso $V(S2)$ e $(VS3)$ em (c) os sinais gerados respectivamente como resultado da comparação com o limite superior e limite inferior, e em (d) uma simulação do que pode ocorrer caso não se observe a restrição limite da estratégia delta modificada.

Fig.A1. 4. Resultados de simulação dos sinais de comando do limite superior.

Apêndice 2

A.2 Publicações

As publicações realizadas e mostradas, nesta secção, foram decorrentes dos estudos realizados até o presente momento. Com a finalização da tese outras submissões serão encaminhadas.

Gongora, V.L.; Oliveira, A. A. Jr.; **Geração de energia a partir de fontes renováveis utilizando-se de conversores conectados à rede elétrica**. V Seminário sobre tecnologias limpas. 29 a 31 de julho de 2013 – Centro de eventos Plaza São Rafael, RS. Realização Universidade Federal do Rio Grande do Sul; <http://www.abes-rs.org.br/tecnologias2013/>

Gongora, V.L.; Oliveira, A. A. Jr.; **Técnica De Modulação Delta Modificado Para Conversores Estáticos De Potência Conectados À Rede Elétrica De Distribuição**. Capítulo de livro. INOVAÇÃO E TECNOLOGIA Volume I. ISBN - 978-85-67993-01-0; 2014 – Editora Faculdade de Tecnologia Senai.

Gongora, V.L.; Menezes, E. J. C.; Oliveira, A. A. Jr.; **Controle Inovador Utilizando-se Conversores Estáticos de Potência Para Geração Distribuída nas Redes Inteligentes**. e-TECH Revista de tecnologia e ciência – v1. Edição: 2014 – ISSN: 2358 5528.

Gongora, V.L.; Oliveira, A. A. Jr.; **“DELTA MODIFIED” A NEW CONTROL FOR STATIC POWER CONVERTERS USING SOLAR POWER FOR DISTRIBUTED GENERATION OF ELECTRICITY**. Solar Power International – Conference & Expo. Solar Energy Industries Association (SEIA) & Solar Electric Power Association (SEPA); www.ias-online.net; September 14-17, 2015 California.

Gongora, V.L.; Oliveira, A. A. Jr.; Aguiar L.M.; **Static Converter Working with Delta Modified control, Viable Alternative Using Renewable Sources no Pollutants, for Distributed Power Generation**. 5th Reno Mat – International Conference on Materials and Processes for Renewable Energy; Universidade Federal do Rio

Grande do Sul, UFGRS - October 7th to 9th, 2015 Porto Alegre. RS. Brasil.
http://www.2015.senafor.com/conteudo/view?ID_CONTEUDO=269

Gongora, V.L.; Oliveira, A. A. Jr.; Aguiar L.M.; Monteiro, J.R.B.A.; **Emulador De Célula Combustível Utilizando-se *Matlab Simulink* e Fonte Programável Para Ensaios Em Conversores Estáticos De Potência.** Capítulo de livro. Inovação e tecnologia V. II. 345p. ISBN - 978-85-67993-03-4; 2016.

Gongora, V.L.; Oliveira, A. A. Jr.; Aguiar L.M.; **Estratégia de Modulação Delta Modificada Aplicada ao Inversor VSI Alimentando uma microrrede com Célula a Combustível.** Revista Sodebrás - ISSN 1809-3957. Edição 136. Ano 2017.