

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO

ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA COM ÊNFASE EM ELETROTÉCNICA
PROJETO DE FIM DE CURSO

Autor: Joana de Oliveira Vieira

**ALGORÍTMOS DE CONTROLE PARA CONVERSORES
ELETRÔNICOS DE POTÊNCIA EMPREGADOS EM
SISTEMAS DE GERAÇÃO DISTRIBUÍDA**

Aprovado por:

_____.

Maurício Aredes, Dr.-Ing.

_____.

Luís Guilherme Rolim, Dr.-Ing.

_____.

Lucas Frizera Encarnação, Ing.

Rio de Janeiro

Setembro de 2008

VIEIRA, JOANA DE OLIVEIRA

ALGORÍTMOS DE CONTROLE PARA CONVERSORES DE POTÊNCIA
EMPREGADOS EM SISTEMAS DE GERAÇÃO DISTRIBUÍDA

[Rio de Janeiro] 2008

(DEE-POLI/UFRJ, Engenharia Elétrica, 2008)

p.70 xii 29,7 cm

Projeto de Formatura – Universidade Federal do Rio de Janeiro,
Escola Politécnica, Departamento de Engenharia Elétrica,
Curso de Engenharia Elétrica ênfase em Eletrotécnica

- 1 – Geração Distribuída,
- 2 – Conversores Multinível,
- 3 – Teoria de Potência Instantânea,
- 4 – Controladores Ressonantes.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer ao professor Emílio Bueno pela oportunidade que me foi consentida de desenvolver este trabalho na Espanha. Oportunidade esta que me agregou muito conhecimento técnico e considero fundamental para o meu desenvolvimento profissional.

Gostaria de agradecer também aos professores Maurício Aredes e Luís Guilherme Rolim pela confiança que me foi dada para a realização deste trabalho no projeto de parceria entre a UFRJ e a Universidad de Alcalá.

Agradeço também a minha família, Angela, Rodrigo, Carolina, e a meu avô, Antônio Carlos, bem como a meus amigos, João Alberto e Lia, por todo o apoio e incentivo ao longo destes anos de estudo.

E, sobretudo, gostaria de agradecer ao André pelo suporte emocional e acadêmico que me foi dado ao longo de todos estes anos e por nunca ter me deixado desistir de lutar por tudo aquilo que quis.

Resumo do Projeto de Fim de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Escola Politécnica, Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio de Janeiro como um dos requisitos necessários para a obtenção de grau de Engenheiro Eletricista.

ALGORÍTMOS DE CONTROLE PARA CONVERSORES DE POTÊNCIA EMPREGADOS EM SISTEMAS DE GERAÇÃO DISTRIBUÍDA

Joana de Oliveira Vieira

Setembro /2008

Orientador: Mauricio Aredes.

Palavras-chave: Geração Distribuída, Conversores Multinível, Teoria de Potência Instantânea, Controladores Ressonantes.

RESUMO

Ao longo dos últimos anos, a arquitetura da matriz energética sofreu modificações, devido ao aumento considerável de geração distribuída à rede. Dentro deste novo cenário, as energias renováveis têm ganhado muita importância, não só por se apresentarem uma opção ao desenvolvimento sustentável, proporcionando geração de energia limpa, como também devido ao grande avanço tecnológico ocorrido nos últimos anos, o que possibilitou aumento de eficiência além de torná-la mais atrativa economicamente.

Desta forma, a crescente participação de fontes de energia renovável na matriz energética criou a necessidade de alteração nas normas de conexão destas à rede. Os conversores de potência se tornaram então o elemento chave para atendimento dos requisitos necessários através do controle de fluxo de potência. Assim as técnicas de controle empregadas devem ser, além de eficazes, eficientes. Ou seja, a partir das informações adquiridas da rede, devem ser capazes de cumprir os requisitos necessários estabelecidos pelas normas de conexão de forma robusta, precisa e rápida. Além disto, devem ser imunes a possíveis perturbações na rede, como desequilíbrios ou variações em sua frequência.

O objetivo deste trabalho é a implementação de uma nova estratégia de controle do VSC (*Voltage Source Converter*) conectado a rede elétrica de um conversor *back-to-back*. Ao fim deste trabalho, o controlador desenvolvido será comparado a um controlador PI.

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS	ii
SUMÁRIO	iv
Índice de Figuras	vi
Índice de Tabelas	viii
INTRODUÇÃO	1
1.1. Motivação	1
1.2. Objetivos.....	1
1.3. Sumário	2
A ENERGIA EÓLICA NO CONTEXTO DA GERAÇÃO DISTRIBUÍDA.....	3
2.1. Sistemas de geração distribuída	3
2.2. Situação da energia eólica no mundo	5
2.3. Normas Espanholas para Conexão a Rede.	8
ESTADO DA ARTE DE CONVERSORES MULTINÍVEL.....	10
3.1. Conversores Multiníveis	10
3.1.1. Conversor Diode- Clamped	11
3.1.2. Conversor Flying-Capacitor	13
3.1.3. Conversor Cascaded Full-Bridge	14
3.2. Estratégias de Modulação	16
3.2.1. Multistep.....	16
3.2.2. Modulação PWM Escalar	17
3.2.3. SVPWM: Modulação PWM Vetorial.....	20
3.3. Conversor e Técnica de Modulação Utilizados	21
REVISÃO DOS CONHECIMENTOS DE TEORIA DE POTÊNCIA	22
4.1. Desenho de um conversor “back-to-back” de três níveis	22
4.2. Teoria de Potência Instantânea.....	23
4.3. Fator de Distorção: THD.....	25
ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DE UM VSC CONECTADO A REDE ELÉTRICA	27
5.1. Modelo do VSC	28
5.1.1. Modelo Contínuo	29
5.1.2. Modelo discreto	31
5.2. Controladores de Corrente	33
5.2.1. Controlador baseado nos eixos síncronos	34

5.2.2.	Controlador baseado nos eixos estacionários	36
5.2.3.	Princípio do modelo interno.....	38
5.2.4.	Modelo Contínuo do Controlador Proporcional Ressonante	39
5.2.5.	Modelo Discreto do Controlador Proporcional Ressonante.....	42
5.2.5.1.	Sintonização dos ganhos do controlador	45
5.3.	Circuito de Sincronismo PLL	46
5.3.1.	Modelo Contínuo DSC (Delayed Signal Cancellation).....	47
5.3.2.	Modelo com SOGIs	48
5.4.	Modelo do Elo CC	50
5.5.	Projeto do Controlador de Tensão do Elo CC.	53
SIMULAÇÕES DOS ALGORÍTMOS DE CONTROLE		56
6.1.	VSC Conectado à Rede com Carga Passiva.	57
6.2.	VSC Conectado a Rede com Carga Ativa.	61
CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS		65
BIBLIOGRAFIA		67

Índice de Figuras

<i>Figura 2.1 Estrutura geral do sistema elétrico tradicional.....</i>	<i>4</i>
<i>Figura 2.2: Possível arquitetura para a nova estrutura do sistema de potência.</i>	<i>4</i>
<i>Figura 2.3: Crescimento mundial da potência instalada a partir da geração eólica...6</i>	
<i>Figura 2.4: (a) Curva de tensão x tempo admissível no ponto de conexão à rede. (b) Corrente reativa admissível nos aerogeradores.....</i>	<i>9</i>
<i>Figura 3.1: Diagrama unifilar de um conversor NPC e um MPC de quatro níveis. ..</i>	<i>11</i>
<i>Figura 3.2: Sinal de controle das chaves eletrônicas de um conversor NPC e um MPC de quatro níveis.</i>	<i>12</i>
<i>Figura 3.3: Diagrama unifilar de um conversor com capacitores limitadores de três e quatro níveis.....</i>	<i>14</i>
<i>Figura 3.4: Conversor multinível em cascata.</i>	<i>15</i>
<i>Figura 3.5: Tensão de linha e tensão de referência para um conversor de MPC de 5 níveis com modulação multisstep.</i>	<i>16</i>
<i>Figura 3.6: (a) Ramo da fase a de um conversor NPC. (b) Sinais de disparo dos comutadores.....</i>	<i>17</i>
<i>Figura 3.7: Sinais de controle de modulação PWM escalar.....</i>	<i>18</i>
<i>Figura 3.8: Sinais de controle de modulação THSPWM.</i>	<i>19</i>
<i>Figura 3.9: Circuito gerador dos sinais de controle através de THSPWM.</i>	<i>19</i>
<i>Figura 3.10: Representação vetorial do lado ac do conversor de dois níveis.</i>	<i>20</i>
<i>Figura 3.11: Representação vetorial do lado ac do conversor NPC.</i>	<i>21</i>
<i>Figura 4.1: Diagrama de blocos com os elementos que compõe o conversor back-to-back.</i>	<i>22</i>
<i>Figura 4.2: Configuração de um conversor “back-to-back”.....</i>	<i>23</i>
<i>Figura 5.1: Modelo simplificado do conversor conectado a rede.....</i>	<i>28</i>
<i>Figura 4.2: Diagrama de blocos nos eixos $\alpha\beta$.</i>	<i>30</i>
<i>Figura 5.3: Diagrama de blocos nos eixos dq.</i>	<i>31</i>
<i>Figura 5.4: Representação do vetor de tensão e vetor de fluxo da rede nos eixos dq para VFOC.....</i>	<i>34</i>
<i>Figura 5.5 Diagrama de controle baseado nos eixos síncronos.</i>	<i>35</i>
<i>Figura 5.6 Diagrama de controle baseado em teoria de potência instantânea.</i>	<i>36</i>
<i>Figura 4.7 Diagrama de Bode para as funções de transferência (5.13) e (5.14).</i>	<i>39</i>
<i>Figura 4.8: Diagrama de blocos do controlador ressonante da equação 5.18.</i>	<i>41</i>
<i>Figura 5.9: Diagrama de blocos do bloco ressonante do controlador PR.</i>	<i>41</i>
<i>Figura 5.10: Diagrama de Bode e resposta no domínio do tempo para o bloco ressonante do controlador PR.</i>	<i>42</i>
<i>Figura 5.11: Resposta dos diferentes métodos de discretização do SOGI.....</i>	<i>43</i>
<i>Figura 5.12: Diagrama de blocos para o modelo trapezoidal sem atraso computacional.....</i>	<i>44</i>
<i>Figura 5.13: Diagrama de blocos para o modelo Euler Backward sem atraso.....</i>	<i>44</i>
<i>Figura 5.14: Diagrama de blocos para o modelo Euler Forward em laço direto e Euler Backward no laço realimentado com atraso </i>	<i>45</i>
<i>Figura 5.15 Diagrama de blocos para a técnica DSC.</i>	<i>48</i>
<i>Figura 5.16 Estrutura SOGI-QSG para identificação de seqüências. 4.16.....</i>	<i>49</i>
<i>Figura 5.17 (a) Diagrama de Bode para implementação contínua. (b) Diagrama de Bode para implementação discreta.</i>	<i>49</i>
<i>Figura 5.18: Modelo simplificado do conversor para modelagem do elo cc.....</i>	<i>51</i>
<i>Figura 5.19: Representação em diagrama de blocos da equação 5.40 e 5.42.....</i>	<i>53</i>

<i>Figura 5.20: Representação em diagrama de blocos do regulador de tensão no elo cc.</i>	<i>55</i>
<i>Figura 5.1: Conversor back-to-back conectado a linha de distribuição.....</i>	<i>56</i>
<i>Figura 6.2: Simulação para um afundamento do tipo A para os controladores: (a) proporcional-ressonante e (b) proporcional-integral.</i>	<i>58</i>
<i>Figura 6.3: Harmônicos na corrente de rede e THD para um afundamento do tipo A para os controladores: (a) proporcional-ressonante e (b) proporcional-integral.....</i>	<i>59</i>
<i>Figura 6.4: Simulação para um afundamento do tipo B para os controladores: (a) proporcional-ressonante e (b) proporcional-integral.</i>	<i>59</i>
<i>Figura 6.5: Harmônicos na corrente de rede e THD para um afundamento do tipo B para os controladores: (a) proporcional-ressonante e (b) proporcional-integral.....</i>	<i>60</i>
<i>Figura 6.6: Simulação para variação de frequência da rede para os controladores: (a) proporcional-ressonante e (b) proporcional-integral.....</i>	<i>60</i>
<i>Figura 5.7: Harmônicos na corrente de rede e THD para variação na frequência de rede para os controladores: (a) proporcional-ressonante e (b) proporcional-integral.</i>	<i>61</i>
<i>Figura 6.8: Simulação para um afundamento do tipo A para os controladores: (a) proporcional-ressonante e (b) proporcional-integral.</i>	<i>62</i>
<i>Figura 6.9: Harmônicos na corrente de rede e THD para um afundamento do tipo A para os controladores: (a) proporcional-ressonante e (b) proporcional-integral.....</i>	<i>62</i>
<i>Figura 6.10: Simulação para um afundamento do tipo B para os controladores: (a) proporcional-ressonante e (b) proporcional-integral.</i>	<i>63</i>
<i>Figura 6.11: Harmônicos na corrente de rede e THD para um afundamento do tipo B para os controladores: (a) proporcional-ressonante e (b) proporcional-integral.....</i>	<i>63</i>
<i>Figura 6.12: Simulação para variação de frequência da rede para os controladores: (a) proporcional-ressonante e (b) proporcional-integral.....</i>	<i>64</i>
<i>Figura 6.13: Harmônicos na corrente de rede e THD para variação na frequência de rede para os controladores: (a) proporcional-ressonante e (b) proporcional-integral.</i>	<i>64</i>

Índice de Tabelas

<i>Tabela 2.1: Capacidade Instalada de Geração Eólica.</i>	<i>7</i>
<i>Tabela 3.1: Voltagens entre a, b, c e N para as oito posições vetoriais.....</i>	<i>20</i>
<i>Tabela 5.1: Possíveis aproximações para a equação 5.8.....</i>	<i>33</i>
<i>Tabela 5.2: Resumo dos métodos utilizados para discretização do SOGI, seu resultado e a correspondência com ele.</i>	<i>43</i>
<i>Tabela 6.1: Parâmetros do circuito de simulação.....</i>	<i>57</i>
<i>Tabela 6.2: Parâmetros do Controlador empregado nas simulações da figura 6.2 ...</i>	<i>58</i>
<i>Tabela 6.3: Parâmetros do motor de indução utilizado para simulação.</i>	<i>61</i>

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1. *Motivação*

Países como Alemanha, Espanha e Dinamarca tiveram recentemente uma inclusão significativa de energia proveniente de pequenas centrais elétricas, sobretudo geradas a partir de fontes de energia renováveis, como energia eólica, solar e pequenas hidroelétricas. Esta parcela de energia foi expressiva ao ponto de nascer a necessidade da criação dos chamados “grid codes”, que são códigos para a conexão destas centrais à rede.

A fim de atender as especificações necessárias, os equipamentos responsáveis pela interface entre a geração e a rede ganharam destaque uma vez que se faz necessário técnicas de controle eficazes, buscando torná-los imunes inclusive a possíveis perturbações na rede, como desequilíbrios e variações de tensão na rede.

Este trabalho realiza um estudo sobre duas diferentes estratégias de controle de corrente, comparando-as em relação a respostas obtidas para a tensão do barramento cc e as correntes entregues a rede.

1.2. *Objetivos*

Este trabalho tem como objetivo a implementação de uma estratégia de controle para um VSC (*Voltage Source Converter*) conectado a rede elétrica de um conversor *back-to-back*. Esta estratégia engloba a Teoria de Potência Instantânea, onde as correntes serão representadas sobre o eixo estacionário $\alpha\beta$ e serão utilizados controladores ressonantes em sua estratégia de controle. O controle do barramento cc, por sua vez, fará uso de um controlador proporcional-integral.

Ao fim deste trabalho, o controlador desenvolvido será comparado à estratégia de controle onde tanto o controlador do elo cc quanto o controlador de corrente são realizados com controladores PI.

Espera-se, a partir de simulações realizadas em Matlab[®], que o novo controlador tenha sua resposta melhorada em relação ao controlador PI.

1.3. Sumário

Este trabalho está estruturado em sete partes, esta inclusa. No capítulo 2 é feita uma breve introdução do sistema de geração distribuída, enfocando a situação atual da energia eólica neste contexto. São apresentadas as vantagens e inconvenientes desta frente a outras formas de geração. São ainda abordadas as normas espanholas em vigor sobre a regulação da geração de energia elétrica para energias renováveis, entre elas as normas de controle e conexão à rede de turbinas eólicas.

No capítulo 3 é feita uma revisão de técnicas utilizadas em aplicações em sistemas de potência de média tensão. São apresentadas diferentes tecnologias para conversores multiníveis e técnicas de geração dos sinais de modulação.

O capítulo 4 se dedica à apresentação do conversor *back-to-back* e a introdução da teoria de potência instantânea, que será utilizada posteriormente para o desenvolvimento dos controladores de corrente.

No capítulo 5 são apresentadas duas estratégias de controle de corrente, uma baseada nos eixos síncronos e outra baseada nos eixos estacionários. É estudado também o modelo da planta para desenvolvimento dos controladores de corrente e de tensão do barramento cc, bem como seus projetos, para um VSC conectado à rede elétrica.

No capítulo 6 são apresentados os resultados obtidos das simulações realizadas para um conversor *back-to-back* conectado a uma carga passiva e a uma carga ativa e com presença de afundamentos de tensão e variação de frequência na rede.

Finalmente, no capítulo 7 são apresentadas as principais conclusões do trabalho desenvolvido e algumas sugestões para trabalhos futuros.

A ENERGIA EÓLICA NO CONTEXTO DA GERAÇÃO DISTRIBUÍDA

Conteúdo – Neste capítulo é feita uma breve introdução do sistema de geração distribuída, enfocando a situação atual da energia eólica neste contexto. São apresentadas as vantagens e inconvenientes desta frente a outras formas de geração. São abordadas aqui também as normas espanholas em vigor sobre a regulação da geração de energia elétrica para energias renováveis, entre elas as normas de controle e conexão a rede de turbinas eólicas.

2.1. Sistemas de geração distribuída

A indústria elétrica surgiu da necessidade de atendimento energético de determinadas localidades, o que era feito através da instalação de geradores próximos a estas zonas de demanda. Desta forma, pode-se dizer que a indústria começou sua história inserida no contexto de geração distribuída, onde seus parques eram projetados para pequenas variações de carga.

Nos anos subseqüentes, com a demanda de energia crescente e a possibilidade de grande economia de escala, a estrutura do sistema elétrico sofreu modificações. Grandes centrais elétricas próximas às fontes primárias de energia substituíram os pequenos geradores. Economicamente as grandes centrais eram tão mais atrativas que justificavam a construção de longas linhas de transmissão interligando as zonas de geração e as de demanda. Foi neste contexto que nasceu o sistema elétrico presente atualmente.

Porém não foi somente a economia de escala a única responsável pelo desenvolvimento do sistema elétrico. Em geral, a integração e formação dos monopólios presentes hoje se devem ao tamanho dos investimentos para construções no setor, o que somente podia ser suportado pelo governo e, por isto, encontra-se a figura do estado com domínio de propriedade e controle da dinâmica dos sistemas elétricos de potência.

O sistema tradicional de potência está composto por quatro etapas realizadas em uma ordem determinada, são elas: geração, transmissão, distribuição e consumo. A figura 2.1 apresenta o fluxo de potência através do sistema.

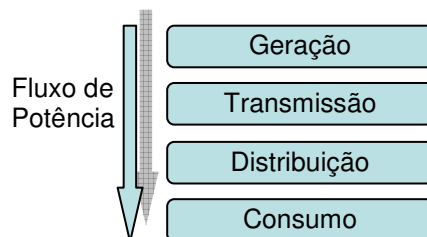


Figura 2.1 Estrutura geral do sistema elétrico tradicional.

Contudo, nos últimos anos a estrutura do sistema da indústria elétrica tem sofrido modificações em função da abertura do mercado energético. Atualmente já se dispõe de tecnologias que permitem a geração a baixos custos para pequenas centrais. A arquitetura do setor elétrico, então, necessita ser redesenhada uma vez que estas pequenas centrais se encontram próximas aos centros de consumo e já não é necessário o transporte através de longas linhas de transmissão. Desta forma o sistema de geração distribuída se caracteriza também por redução dos custos devido às linhas de transmissão como também das perdas nas mesmas [1] e [2].

Diferentemente da arquitetura tradicional, o novo sistema de geração se caracteriza por fluxo de potência desde as grandes centrais interconectadas às zonas de demanda de energia através de linhas de transmissão e distribuição, bem como também de fluxo de potência desde os pontos de geração distribuída interconectadas às áreas de consumo através das linhas de distribuição, como apresenta a figura 2.2.

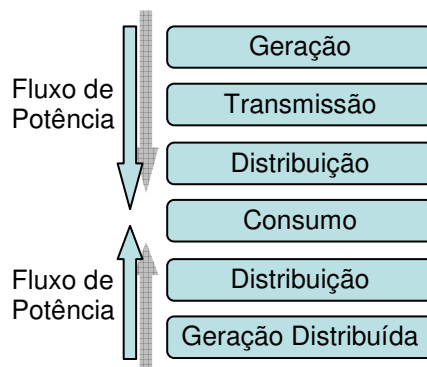


Figura 2.2: Possível arquitetura para a nova estrutura do sistema de potência.

Esta nova concepção do sistema elétrico possibilita que o crescimento da demanda possa ser satisfeito tanto através do investimento de grandes centrais e ampliação das redes de transmissão, como também através de investimento em geração distribuída. E através de investimentos neste, como os custos são menores em relação àqueles, pode-se destacar como vantagem o aparecimento de novos agentes responsáveis por geração, retirando a responsabilidade exclusiva do Estado.

2.2. *Situação da energia eólica no mundo*

Dentro do novo cenário energético apresentado, as energias renováveis têm ganhado muita importância, não só por se apresentarem uma opção ao desenvolvimento sustentável, proporcionando geração de energia limpa, como também devido ao grande avanço tecnológico ocorrido nos últimos anos, o que possibilitou aumento de eficiência além de torná-la mais atrativa economicamente.

Dentre as possíveis formas de geração, a energia eólica ganhou destaque em função da rápida evolução de sua tecnologia, o que permitiu não só a adaptação do sistema às redes já existentes como também permitiu a redução dos custos, tornando-os suficientemente competitivos. Assim a energia eólica se tornou aquela que mais cresceu nos últimos anos, com uma taxa de crescimento anual ao redor dos 40%.

Como uma fonte alternativa, apresenta vantagens por dispor de recursos inesgotáveis. Ao contrário daquelas formas de geração baseadas em combustão ou mesmo a energia nuclear, o aproveitamento dos ventos não produz resíduos em seu processo de geração de energia. Além disso, esta forma de geração está isenta não só dos impactos ambientais, como também dos riscos de contaminação oriundos dos processos de extração, transformação e transporte. Em relação às modificações causadas no meio, a energia eólica apresenta menor impacto se comparada a formas de geração que requerem grandes modificações do meio ambiente para implantação das plantas de geração, tais como energia hidráulica ou energia das marés. É importante ressaltar ainda que a implantação de um parque eólico não altera as características físico-químicas do solo ou a sua erosividade.

Porém há algumas desvantagens associadas a esta forma de geração, das quais é importante ressaltar as grandes e caras máquinas utilizadas em seus parques, devido ao pequeno peso específico do ar. O ruído produzido pela rotação da máquina também deve ser levado em consideração, ainda que seu efeito não tenha proporção maior que de um parque

industrial de mesma escala. Há ainda o impacto visual causado pelas grandes torres, que chegam a alturas de edifícios de vinte andares, e que em geral estão presentes em zonas como colinas e litoral. E por último, é importante que o projeto de um parque leve em consideração as rotas de migração de aves, devido a risco de impactos destas com as pás das turbinas.

A figura 2.3 apresenta o crescimento da potência instalada no mundo. É interessante notar a taxa de crescimento ocorrida a partir de 1995, chegando à potência instalada 10 vezes superior em um intervalo de 10 anos. Ao final do ano de 2007 o potencial instalado já alcançava 94 GW e a previsão para 2010, segundo os dados de [3], é que se alcancem os 180 GW.

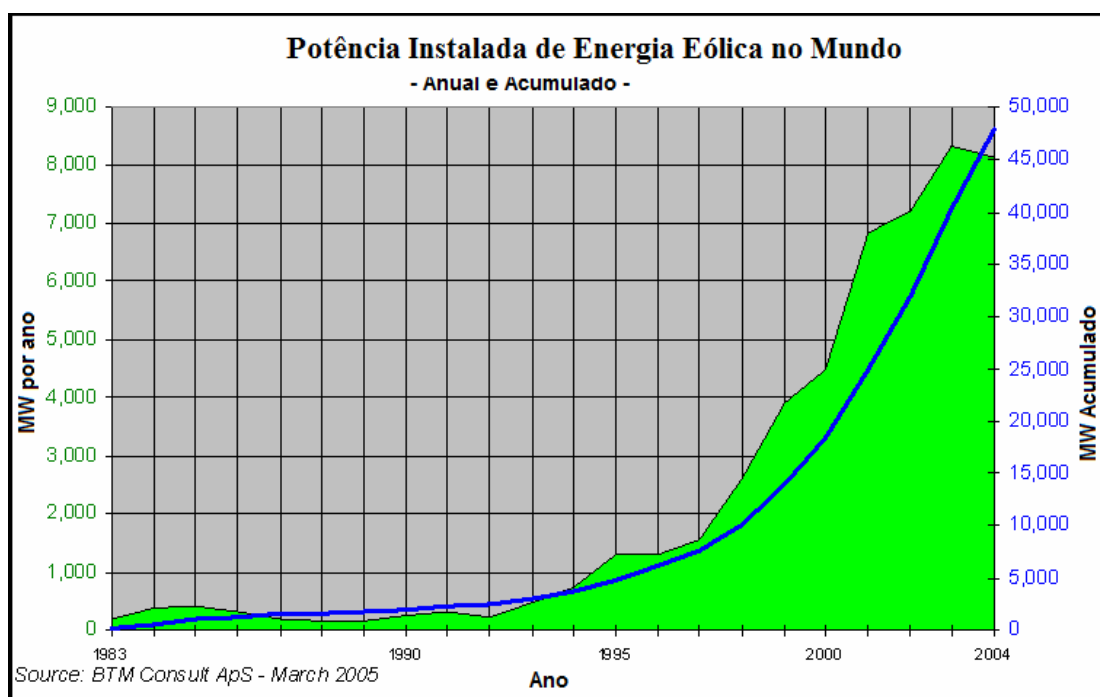


Figura 2.3: Crescimento mundial da potência instalada a partir da geração eólica.

A Europa é líder não somente na produção de energia, com 74% da produção mundial, como também no mercado de equipamentos de geração [4], [5] e [6]. A tabela 2.1 apresenta a distribuição de potência instalada. Países como Alemanha, Estados Unidos e Espanha ganham importante destaque em função da quantidade de energia gerada a partir desta fonte de energia. Considerando a capacidade instalada em relação à produção total de energia merecem destaque países como Dinamarca, onde 19% de sua geração são provenientes de aerogeração, ou Espanha e Portugal, com cerca de 9%, ou ainda Alemanha e Irlanda com valores ao redor dos 6% [7].

	Rank	País	2005	2006	2007
Capacidade Instalada de Geração Eólica (MW)	1	Alemanha	18,415	20,622	22,247
	2	Estados Unidos	9,149	11,603	16,818
	3	Espanha	10,028	11,615	15,145
	4	Índia	4,403	6,270	8,000
	5	China	1,260	2,204	6,050
	6	Dinamarca	3,136	3,140	3,129
	7	Itália	1,718	2,123	2,726
	8	França	757	1,567	2,454
	9	Inglaterra	1,332	1,936	2,389
	10	Portugal	1,022	1,716	2,150
	11	Canadá	683	1,459	2,150
	12	Noruega	1,219	1,560	1,747
	13	Japão	1,061	1,394	1,538
	14	Áustria	819	965	982
	15	Grécia	573	746	871
Total Mundial			59,091	74,223	93,849

Tabela 2.1: Capacidade Instalada de Geração Eólica.

Contudo, desafios técnicos ainda existem desde os processos de geração até a conexão à rede. Os parques eólicos se diferem dos parques convencionais uma vez que os convencionais são compostos por máquinas síncronas, o que possibilita manter a estabilidade durante períodos transitórios, controlar a tensão e frequência, gerar potência reativa e compensar afundamentos de tensão na rede. As máquinas utilizadas em parques eólicos são geradores de indução com rotor de gaiola, geradores de indução duplamente alimentados e geradores síncronos com conversores de potência para sua conexão a rede. Desta forma, novos requisitos para conexão são necessários para que não haja problemas de estabilidade no sistema em função do aumento do número de parques interconectados.

Os pontos de conexão dos parques eólicos às redes de distribuição apresentam potência de curto-circuito bastante inferior àquelas com níveis de tensão superiores. Isto associado às oscilações de potência devido à variação do vento e do comportamento aerodinâmico das turbinas, fez-se necessárias normas de conexão bastante restritas quanto ao grau de penetração, a fim de evitar pioras na qualidade da energia elétrica.

São necessários para sua conexão conversores de potência controlados eletronicamente para ajuste dos parâmetros da energia entregue a rede. Faz-se ainda necessário o atendimento de diversas normas de interconexão e atuação durante falhas na rede, além de sistemas de proteção que sejam rápidos e eficazes.

O avanço da tecnologia possibilitou que as turbinas, que algumas décadas atrás eram de 20kW, hoje possuam capacidade de até 3MW e protótipos em desenvolvimento que alcançam os 5MW [8].

Até a década de 90, os conversores que conectavam a energia eólica à rede elétrica eram conversores CC/CA de dois níveis, que já possuíam sua tecnologia bastante dominada em nível mundial. Porém o aumento de potência resultou em tensões de bloqueio dos transistores ainda maiores, aumento das perdas de energia, redução da vida útil dos componentes, entre outros inconvenientes. A solução encontrada para estes problemas foi a alteração da topologia do conversor para estruturas multinível. Estes possibilitam o aumento da tensão no barramento cc até o nível desejado, simplesmente variando o número de níveis do conversor.

2.3. Normas Espanholas para Conexão a Rede.

Devido à crescente penetração da energia eólica na indústria elétrica espanhola, normas e leis para controle e conexão a rede foram necessárias para garantir a qualidade da energia. Enquanto a potência instalada conectada à rede elétrica era inexpressiva frente à capacidade total instalada, não eram necessárias normas de regulamentação técnica uma vez que eram tratados como fontes de energia e não se esperava contribuições de forma ativa ao controle e estabilidade da rede. Desta forma, frente a alguma perturbação, os parques eólicos eram simplesmente desconectados. Atualmente, a desconexão de parques eólicos em países como Alemanha, Dinamarca e Espanha já não é uma opção viável já que a perda destas unidades de geração pode provocar um colapso no abastecimento de energia.

De forma a solucionar os problemas causados pela desconexão dos parques, estes países especificaram o comportamento dos aerogeradores frente aos afundamentos de tensão na rede. Este conjunto de especificações é conhecido como “grid codes” e estabelecem os requisitos mínimos de proteção em regime especial para distintas instalações e tecnologias de produção.

Na Espanha, sobre o Real Decreto 436/2004, é definido que os projetos devem incluir as medidas necessárias para que não haja desconexão dos parques na presença de afundamentos de tensão trifásicos, bifásicos ou monofásicos no ponto de conexão da rede. A figura 2.4 apresenta o comportamento esperado de acordo com a norma.

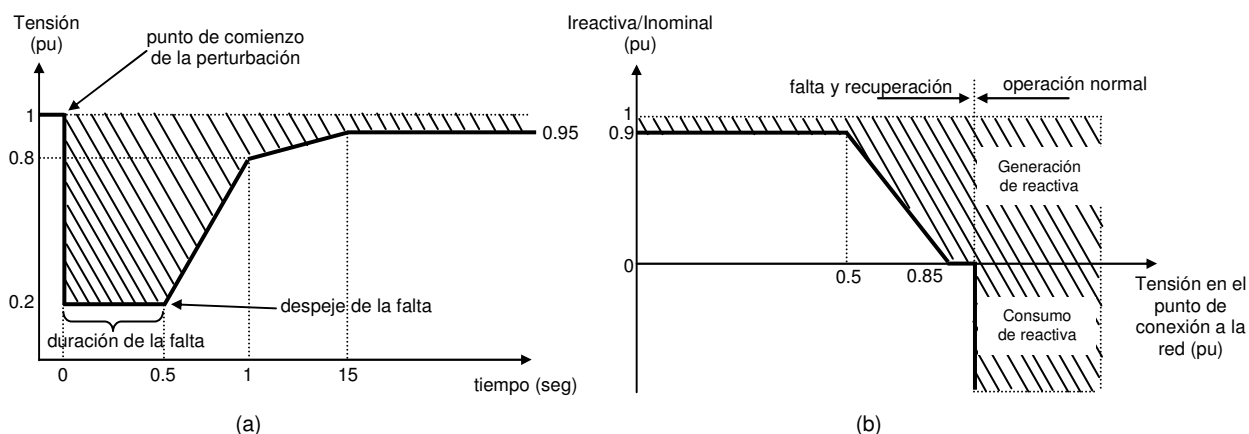


Figura 2.4: (a) Curva de tensão x tempo admissível no ponto de conexão à rede. (b) Corrente reativa admissível nos aerogeradores.

Além dos requisitos apresentados, é estabelecido no procedimento de operação 12.3 da Rede Elétrica da Espanha que não é admissível o consumo de potência ativa ou reativa no ponto de conexão durante períodos de falta ou recuperação do sistema. O objetivo deste é fazer com que os geradores apoiem a recuperação do sistema. Desta forma, durante a falta e recuperação do sistema as máquinas deverão gerar a maior corrente possível. A figura 2-4 (b) apresenta o comportamento para a corrente reativa admissível nos aerogeradores. Assim, para tensões inferiores a 0,85 p.u. o parque eólico deverá gerar potência reativa no ponto de conexão, enquanto que, acima deste valor, a geração será a mesma para regime permanente.

O VSC é o equipamento responsável pela interface entre a rede e a máquina e será nele onde estarão presentes os projetos de controle necessários para o cumprimento dos requisitos aqui apresentados.

ESTADO DA ARTE DE CONVERSORES MULTINÍVEL

Conteúdo – Neste capítulo é feita uma revisão de técnicas utilizadas em aplicações em sistemas de potência de média tensão. São apresentadas diferentes tecnologias para conversores multiníveis e técnicas de geração dos sinais de modulação.

3.1. Conversores Multiníveis

Até poucos anos atrás, a topologia GTO CSI (*Current Source Inverter*) era considerada padrão para aplicações em sistemas de potência. Conexões em série de GTO's possibilitavam tensões de linha superiores a 6kV. Recentemente, devido ao desenvolvimento de equipamentos de eletrônica de potência como IGCT e HV-IGBT, que suportam voltagens de 3,9kV e 4,5kV respectivamente, novas tecnologias substituíram a topologia GTO CSI.

Há poucas décadas surgiu uma solução alternativa para conversores aplicados a sistema de média e alta tensão: conversores multiníveis. Proposto nos anos 80 por [9], foram comprovadas inúmeras vantagens frente aos conversores de dois níveis. Uma década depois, já existiam disponíveis soluções comerciais para conversores de três níveis.

Dentre as vantagens oferecidas por esta topologia, podem-se destacar:

- A capacidade de tensão dos dispositivos existentes pode aumentar sem as complicações que aparecem quando se conectam dispositivos em série;
- O comportamento espectral das formas de onda multinível é melhor que para os conversores de dois níveis;
- As formas de onda multinível limitam os problemas causados pelos elevados gradientes de tensão que aparecem nos cabos e que provocam danos aos enrolamentos dos motores.

Existem, para os conversores multinível, diferentes topologias, onde as três principais são: VSI com diodos Limitadores, VSI com Capacitores Limitadores e VSI em ponte H em cascata. Será feito aqui uma breve revisão dos conceitos relacionados a cada uma destas topologias, apresentando as vantagens e inconvenientes de cada uma delas.

3.1.1. Conversor Diode- Clamped

Introduzido pela primeira vez por [9], esta topologia também é conhecida por NPC (*neutral point clamped*) para topologias de três níveis e MPC (*Multiple point clamped*) para topologias de quatro ou mais níveis. Este é o conversor multinível mais amplamente estudado e aplicado até o momento.

A figura 3.1 representa o esquema unifilar para um conversor NPC e para um MPC de quatro níveis. O número de níveis de um conversor está relacionado ao número de comutadores por fase e, conseqüentemente, ao número dos diferentes níveis de tensão que se pode aplicar a carga.

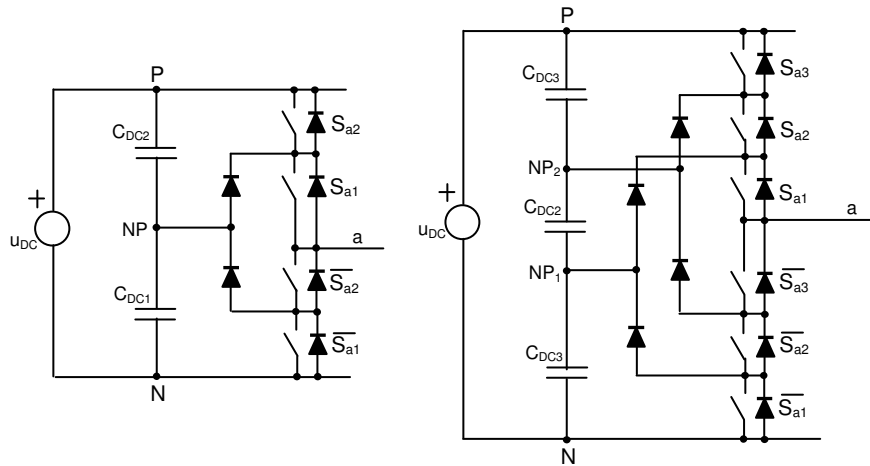


Figura 3.1: Diagrama unifilar de um conversor NPC e um MPC de quatro níveis.

No caso dos conversores NPC, a tensão do elo cc se divide mediante a duas capacitâncias, onde o ponto médio costuma-se definir como o ponto neutro do barramento cc. As tensões de saída podem assumir três diferentes níveis: $V_{PN}/2$, 0 e $-V_{PN}/2$. O gráfico da figura 3.2 apresenta as posições dos interruptores para cada nível de tensão aplicada. Os diodos conectados no ponto médio do elo cc têm a função de fixar a tensão de bloqueio dos transistores, neste caso de $V_{PN}/2$.

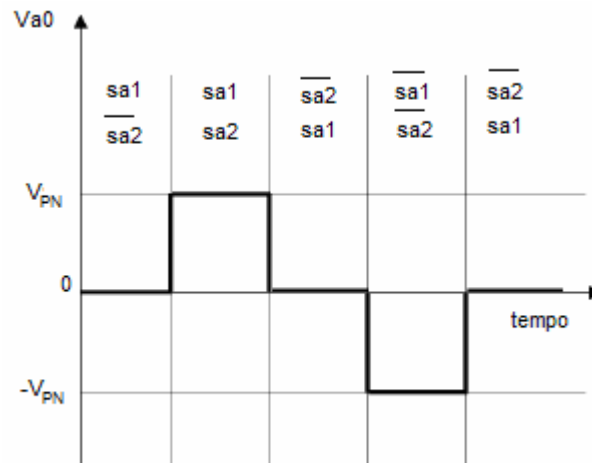


Figura 3.2: Sinal de controle das chaves eletrônicas de um conversor NPC.

De forma resumida, esta topologia apresenta, além da melhora na qualidade da forma de onda, redução das tensões de chaveamento, que é dada por um fator de $(m-1)$, onde m é o número de níveis do conversor.

Em comparação com os GTO-CSI, os conversores de três níveis apresentam as vantagens a seguir [10]:

- Menores valores de dv/dt e THD devido aos níveis de extra-tensão com menores danos aos enrolamentos do motor.
- Redução de custos, simplificação dos drivers e maiores frequências de chaveamento devido à utilização de HV-IGBT ou IGCT.
- Maiores fatores de potência (>0.95) sem dependência da carga e redução dos harmônicos na corrente, desde que sejam utilizados retificadores de 12 pulsos.

Estes conversores possuem algumas vantagens interessantes frente aos conversores de dois níveis:

- As tensões nos comutadores são $V_{PN}/(m+1)$, onde V_{PN} é a tensão no elo cc e m é o número fases do conversor;
- Esta topologia pode ser generalizada, ou seja, os princípios utilizados para um NPC podem ser ampliados para conversores MPC de m níveis.

Porém, na prática este conversor também apresenta algumas dificuldades técnicas para aplicações em conversores de alta potências (>10MW).

- Requerem diodos limitadores de alta velocidade, que suportem elevadas correntes e elevadas dv/dt .
- Para topologias MPC, os diodos estão expostos a tensões inversas de $V_{PN}(n-1)/n$, podendo ser necessário à conexão em série de vários dispositivos, aumentando os custos do projeto e gerando a necessidade de equalização das tensões nos mesmos.
- Manter o equilíbrio entre os condensadores ainda é um problema para conversores com mais de três níveis.

3.1.2. Conversor Flying-Capacitor

Proposta em 1992 [10], esta topologia apresenta uma alternativa para os conversores com diodos limitadores, onde os diodos foram substituídos por capacitores. Conhecido também por Floating-Capacitor converter, Capacitor-Clamped converter ou ainda Imbricated Converter.

Dentre as vantagens apresentadas por esta topologia, podem-se destacar a solução ao problema com os diodos, a limitação de dv/dt nos comutadores eletrônicos e a introdução de estados adicionais, que podem ser usados para manter o equilíbrio dos capacitores.

A figura 3.3 representa o esquema unifilar para um conversor flying-capacitor de três e outro de quatro níveis.

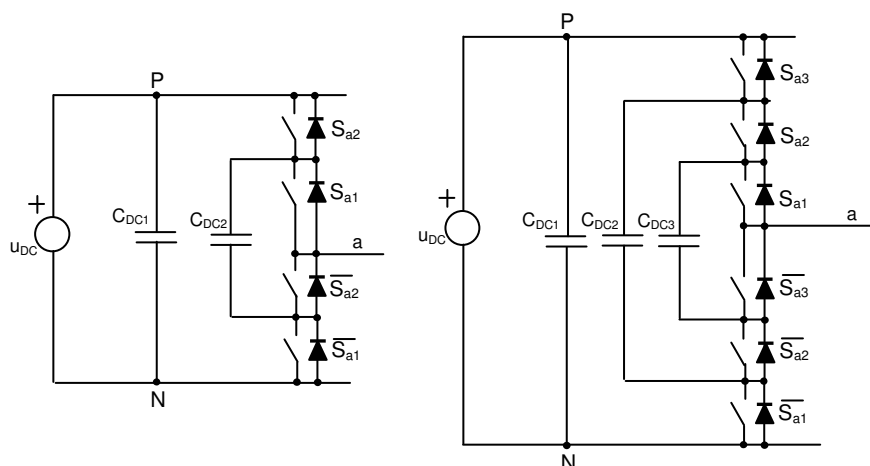


Figura 3.3: Diagrama unifilar de um conversor com capacitores limitadores de três e quatro níveis.

Atualmente, esta topologia apresenta poucas desvantagens, porém ainda existem limitações tecnológicas a serem vencidas:

- Necessidade de um controlador de carga nos capacitores, o que implica em maior nível de complexidade nos circuitos de controle;
- Existe a possibilidade de aparecimento de ressonâncias;
- Se a tensão do elo cc aumenta rapidamente, as capacitâncias em flutuação demoram um tempo para alcançar as tensões normais de funcionamento e os comutadores superiores e inferiores de cada ramo bloqueiam uma tensão maior que a prevista durante este tempo. Isto supõe um importante obstáculo para a aplicação comercial deste conversor, especialmente em sistemas de geração distribuída, onde se produz rápidas variações da potência transmitida durante afundamentos de tensão da rede.

3.1.3. Conversor Cascaded Full-Bridge

O conceito dos conversores em cascata está baseado na conexão de múltiplos módulos de inversores de potência de dois níveis [10], [11] e [12]. As formas de onda podem ser geradas através da adição vetorial de cada saída do conversor, com a utilização de transformadores ou ainda com elos cc isolados.

A grande vantagem desta topologia é a modularidade, que proporciona flexibilidade para aumentar o número de níveis sem acrescentar complexidade. Outra grande vantagem é que requer o mesmo número de comutadores da topologia com diodos limitadores, mas sem os

mesmos. Entretanto esta topologia requer também múltiplos elos cc, o que incrementa o custo do projeto.

A figura 3.4 apresenta o diagrama trifásico de um conversor multinível constituído por pontes H conectadas em cascata.

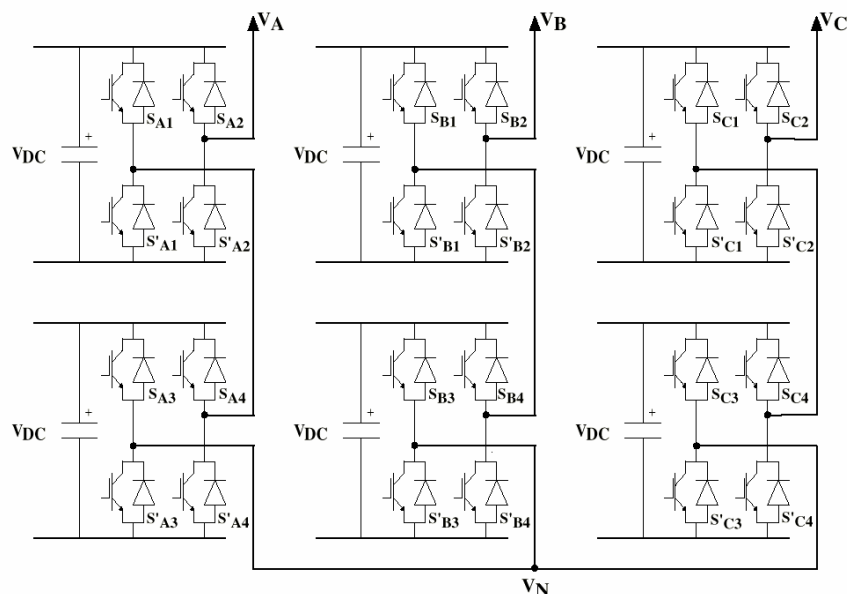


Figura 3.4: Conversor multinível em cascata.

Cada ponte H pode gerar três tensões de saída: $+V_{dc}$, 0 e $-V_{dc}$. A tensão de saída é o resultado da soma das tensões geradas em cada ponte. Contudo as tensões contínuas de cada ponte H devem ser isoladas entre si.

Em aplicações de filtro ativo ou correção do fator de potência, os barramentos cc podem ser constituídos por capacitâncias. Já em veículos elétricos, baterias podem ser empregadas, enquanto que em aplicações de armazenamento de energia se pode empregar pilhas a combustível ou bobinas supercondutoras[11].

A conexão das fontes de entrada isoladas entre os conversores em montagens do tipo CA/CC/CA bidirecionais (*back-to-back*) não é possível já que se produz um curto-circuito, a não ser nos casos onde os conversores comutem sincronamente.

3.2. Estratégias de Modulação

Um dos mais importantes avanços dos conversores de potência modernos, como aumento de eficiência, menor peso e dimensões e rapidez de operação, são devido aos modos de chaveamento, onde os comutadores são controlados nos modos *ON/OFF*.

As formas de modulação mais utilizadas em conversores multinível são classificadas em [14], [15], [16] e [17]:

- Multistep;
- PWM escalar;
- PWM vetorial;

3.2.1. Multistep

A técnica de modulação multistep, também conhecida como modulação por pulso, é uma extensão da técnica de modulação para conversores de dois níveis. Esta técnica está baseada na utilização dos níveis de tensão, onde uma referência senoidal pode ser aproximada.

A figura 3.5 apresenta a curva obtida através desta técnica de modulação. Como se pode intuir, para conversores de maiores níveis, tem-se menores quantidades de harmônicos.

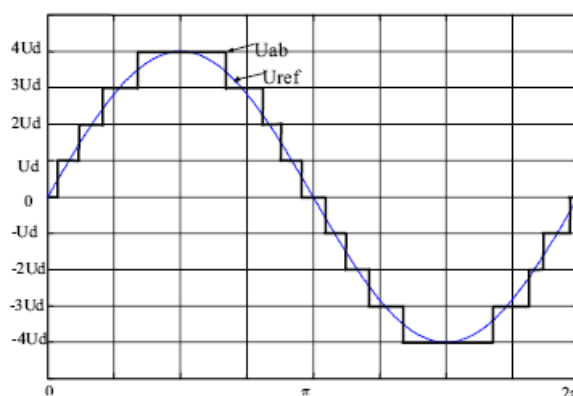


Figura 3.5: Tensão de linha e tensão de referência para um conversor de MPC de 5 níveis com modulação multistep.

A grande vantagem desta técnica está em sua simplicidade de implementação e em manter a frequência de chaveamento dos comutadores bem baixa. Porém para valores de tensão variáveis é necessário também que a tensão do elo cc seja variável.

3.2.2. Modulação PWM Escalar

A modulação escalar é baseada em um sinal triangular chamado de portadora. Através de comparações deste sinal com as referências senoidais, (U_a^*, U_b^*, U_c^*) , os sinais lógicos que definem os instantes de chaveamento dos transistores são gerados.

No caso dos conversores multiníveis, os comutadores de cada ramo são ativados por pares. A figura 3.6 (a) apresenta o ramo da fase a de um conversor NPC. Assim, o sinal de controle gerado será utilizado nas chaves $(s_{a1} \ \bar{s}_{a1})$ de forma que o sinal de $\bar{s}_{a1}$ é o sinal de s_{a1} negado, como apresenta a figura 3.6 (b).

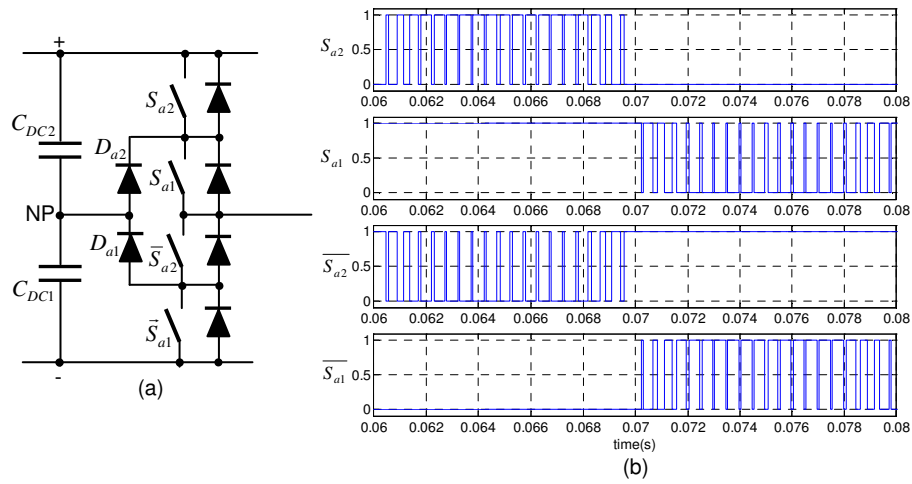


Figura 3.6: (a) Ramo da fase a de um conversor NPC. (b) Sinais de disparo dos comutadores.

A figura 3.7 mostra como são gerados os sinais de comutação dos transistores a partir da moduladora e da portadora. Note que agora é necessário que haja um número de sinais de portadoras igual a $(m-1)$, onde m é o número de níveis do conversor. O sinal de controle responsável pela excitação do par de comutadores $(s_{a1} \ \bar{s}_{a1})$ será o resultado da comparação entre a portadora superior com o sinal de referência, enquanto para o par $(s_{a2} \ \bar{s}_{a2})$ será para a portadora inferior.

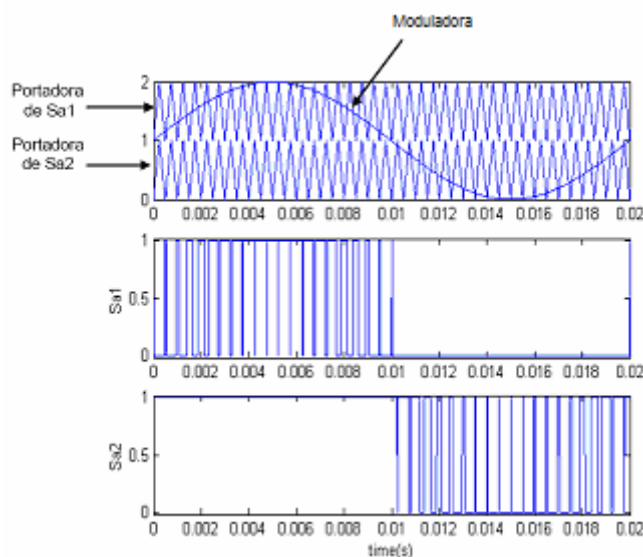


Figura 3.7: Sinais de controle de modulação PWM escalar.

A vantagem deste método frente ao multistep é a significativa redução de harmônicos no sinal de saída. Porém esta técnica apresenta também alguns inconvenientes, tais como sua máxima modulação linear é de 0,79 e a distorção de corrente não está minimizada.

THSPWM: Modulação PWM Escalar com Adição de Seqüência Zero

A fim de melhorar os inconvenientes apresentados para a modulação PWM escalar, pode-se adicionar a seqüência zero aos sinais moduladores, que é composta somente pelo terceiro harmônico.

A modulação escalar com adição da seqüência zero é aplicável nos casos onde o neutro do lado *ac* do conversor não está conectado ao ponto central do barramento cc. Desta forma, o acréscimo do terceiro harmônico não produz distorções nas tensões de fase U_{aN} , U_{bN} e U_{cN} . Com isto se ganha vantagens nos parâmetros de modulação, tais como extensão da região linear de operação ($M_{m\acute{a}x} = 0,907$), redução das freqüências de chaveamento, redução harmônica.

A figura 3.8 apresenta os sinais moduladores e as portadoras, bem como os sinais de controle gerados a partir de sua comparação.

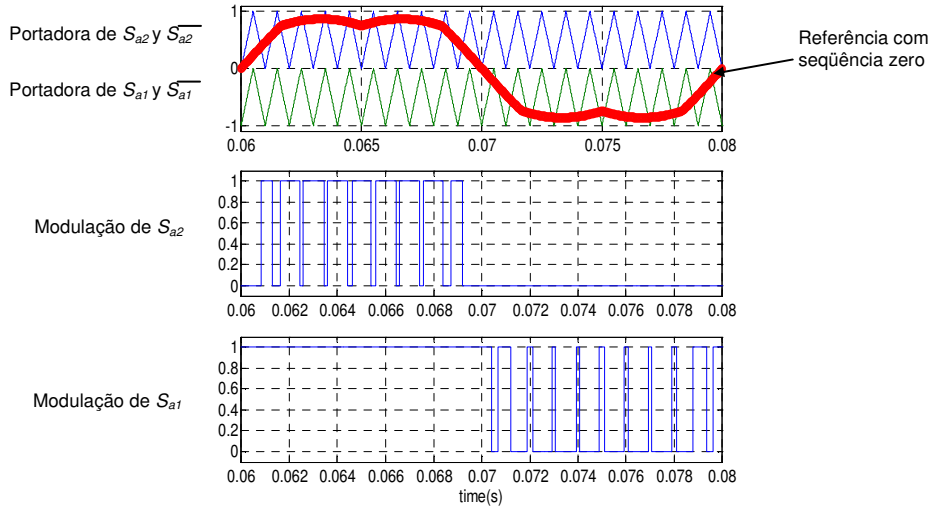


Figura 3.8: Sinais de controle de modulação THSPWM.

A seqüência zero pode ser calculada a partir da equação 3.1:

$$V_z = -\frac{\max\{u_a^*, u_b^*, u_c^*\} + \min\{u_a^*, u_b^*, u_c^*\}}{2} \quad (3.1)$$

O circuito capaz de gerar os sinais de controle, apresentado na figura 3.9, desenvolvido em Simulink® utilizado por [14]. O circuito gera os sinais de controle para um conversor NPC e possui a flexibilidade de simulação com ou sem o acréscimo da seqüência zero nos sinais moduladores.

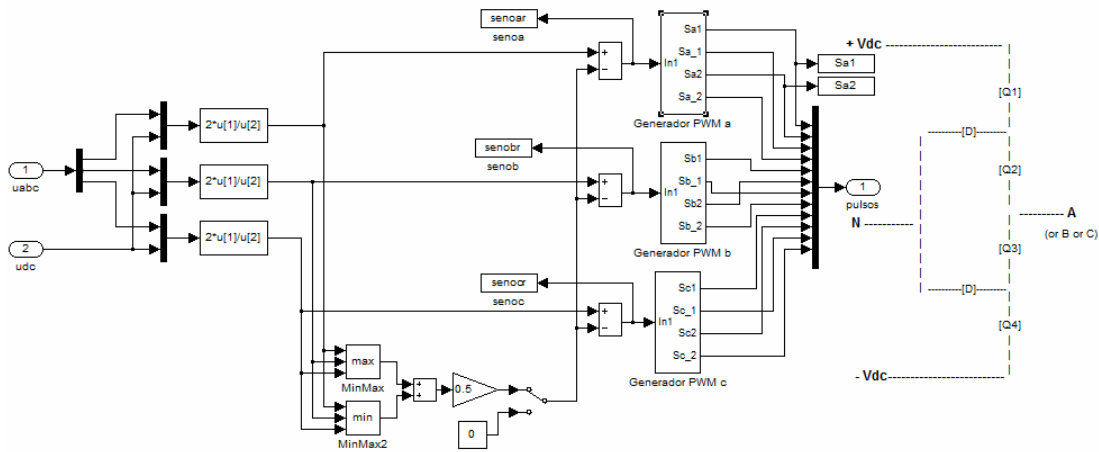


Figura 3.9: Circuito gerador dos sinais de controle através de THSPWM.

3.2.3. SVPWM: Modulação PWM Vetorial

A estratégia de modulação SVPWM é baseada na representação do espaço vetorial do lado *ac* do conversor. Para um conversor trifásico de dois níveis existem oito possíveis combinações de chaveamento, composto por seis estados ativos e dois estados incapazes de aplicar tensão a carga.

A figura 3.10 apresenta o espaço vetorial para um conversor de dois níveis. Cada posição vetorial representa os posicionamentos das fases (*a b c*). O círculo circunscrito ao hexaedro representa a região linear de modulação. Em função do posicionamento do vetor U^* , os tempos de cada uma das posições de chaveamento pertinentes são calculados. A tabela 3.1 apresenta os níveis de tensão para as oito posições possíveis de chaveamento [18].

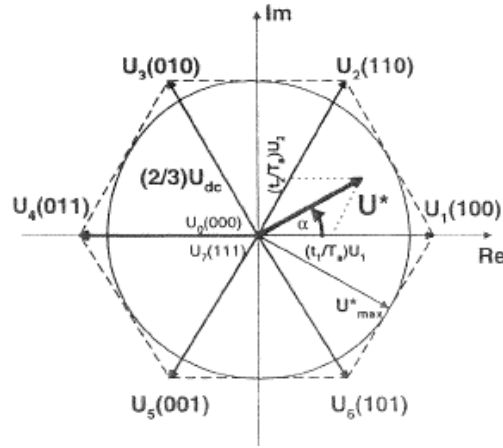


Figura 3.10: Representação vetorial do lado *ac* do conversor de dois níveis.

	U_{a0}	U_{b0}	U_{c0}	U_{aN}	U_{bN}	U_{cN}	U_{N0}
U_0	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0	0	0	$-U_{dc}/2$
U_1	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/6$
U_2	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/6$
U_3	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/6$
U_4	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/6$
U_5	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/6$
U_6	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/6$
U_7	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	0	0	0	$U_{dc}/2$

Tabela 3.1: Voltagens entre a, b, c e N para as oito posições vetoriais.

Conforme o número de níveis do conversor aumenta, aumenta também o grau de complexidade de identificação e cálculo dos tempos de comutação em função do aumento de possibilidades de padrões de comutação para gerar o mesmo vetor de referência. A figura 3.11 apresenta o espaço vetorial para um conversor NPC.

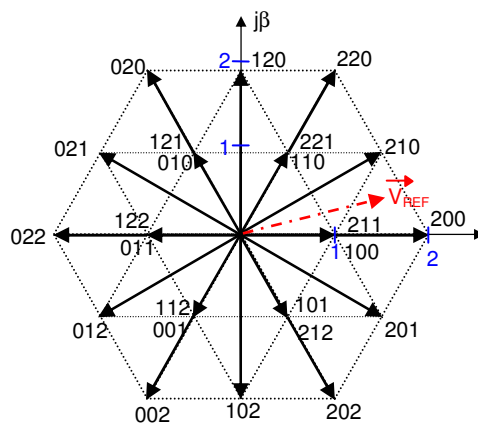


Figura 3.11: Representação vetorial do lado ac do conversor NPC.

O vetor de referência se sintetiza escolhendo os três estados de comutação mais próximos do vetor de referência em cada instante de amostragem. Assim, o cada período de amostragem está composto de por uma seqüência de quatro estados de comutação, onde o primeiro e o último devem ser equivalentes.

Os resultados para esta técnica de modulação são muito similares a modulação PWM escalar com seqüência zero, porém seu algoritmo é bastante mais complicado.

3.3. Conversor e Técnica de Modulação Utilizados

Como apresentado neste capítulo, os conversores multiníveis *Flying Capacitor* e *Cascaded Full-Bridge* apresentam limitações para aplicações em sistemas de geração distribuída devido a possível ocorrência de altos gradientes de tensão no barramento cc durante distúrbios na rede no primeiro caso e curtos-circuitos ocorridos em topologias tipo CA/CC/CA no segundo. Com isto a topologia utilizada neste trabalho foi a Diode-Clamped.

Em relação à técnica de modulação adotada neste trabalho, utilizou-se a modulação PWM Escalar com adição de seqüência zero, por apresentar melhorias em relação às formas de ondas geradas e THD em relação à modulação por pulso e à PWM escalar, porém sem apresentar a dificuldade de implementação da modulação vetorial.

REVISÃO DOS CONHECIMENTOS DE TEORIA DE POTÊNCIA

Conteúdo – Este capítulo se dedica à apresentação do conversor back-to-back e a introdução da teoria de potência instantânea, que será utilizada posteriormente para o desenvolvimento dos controladores de corrente.

4.1. Desenho de um conversor “back-to-back” de três níveis

O conversor *back-to-back*, representado no esquema da figura 4.1, é composto por dois VSC's interconectados através de um elo cc comum. Composto por dois VSC's, um deles conectado ao filtro L enquanto o segundo se conecta a uma máquina ac, se caracteriza por uma estrutura completamente bidirecional.

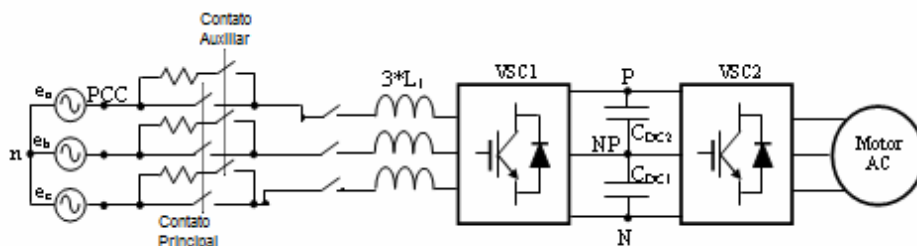


Figura 4.1: Diagrama de blocos com os elementos que compõe o conversor *back-to-back*.

Enquanto um destes VSC's funciona como retificador o outro funciona como inversor. Cada VSC é um conversor de três níveis NPC, o que melhora o comportamento espectral das formas de onda geradas, uma vez que o primeiro grupo de harmônicos encontra-se ao redor de $2f_{sw}$, onde f_{sw} é a frequência de chaveamento.

O filtro de rede que conecta o conversor à rede elétrica é responsável por introduzir uma impedância intermediária entre duas fontes de tensão: o VSC e a rede elétrica. Além disto, ele

tem a função de eliminar harmônicos de alta frequência proveniente da comutação PWM do conversor. A figura 4.2 apresenta o circuito com suas chaves eletrônicas do conversor.

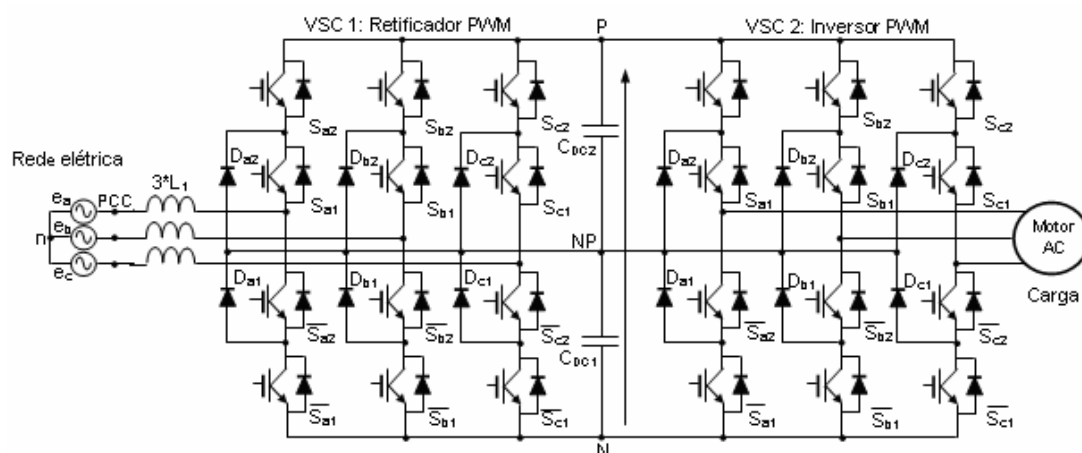


Figura 4.2: Configuração de um conversor “back-to-back”.

É necessário dimensionar o conversor de forma que seja possível atender as limitações de tensão, corrente e potência dos dispositivos que o compõe. É ainda necessário desenvolver mecanismos de controle que possibilitem a compensação de afundamentos de tensão ou possíveis desequilíbrios de tensão, mantendo constante a potência ativa entregue à rede, conforme as normas de conexão espanholas em vigor apresentado na seção 3.4.

4.2. Teoria de Potência Instantânea

A teoria de potência convencional vem sendo aplicada por décadas para estudos e projetos de sistemas de potência. Porém esta apresenta algumas limitações quanto as suas aplicações, pois apresenta validade confirmada apenas para sistemas operando em regime permanente e sem distorções, no caso monofásico, e no caso trifásico é necessário ainda que o sistema esteja equilibrado [19], [20], [21] e [22]. Isso se deve ao fato de haver sido desenvolvida para sistemas monofásicos e ter seu uso estendido a trifásico, considerando-os como três sistemas monofásicos independentes, desta forma o acoplamento entre fases não foi considerado.

Outro problema existente nesta teoria está relacionado ao conceito de potência reativa, que está relacionado a elementos indutivos e capacitivos. Desta forma, quando aplicada a sistemas compostos por cargas lineares, a teoria convencional é suficiente, contudo quando há existência de cargas não-lineares esses conceitos já não o são.

Por último, a teoria convencional foi desenvolvida com base em valores eficazes e fasores, o que implica em uma frequência apenas, não sendo aplicável para mais de uma frequência no sistema e durante transitórios.

Para superar estas limitações uma nova teoria foi proposta por [19], com o objetivo de solucionar conflitos de conceitos da aplicação da teoria convencional ao controle de filtros ativos. Ela permite uma nova teoria de potência que possibilitou o entendimento de sistemas balanceados ou desbalanceados e com ou sem distorção. Esta teoria, conhecida como teoria pq , leva em consideração as potências instantâneas do sistema.

Modelado para um sistema genérico, que pode ser representado pelas equações de tensão e corrente dadas por:

$$v_k(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} V_{kn} \sin(w_n t + \phi_{kn}); k = (a, b, c) \quad (4.1)$$

$$i_k(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{kn} \sin(w_n t + \phi_{kn}); k = (a, b, c) \quad (4.2)$$

A utilização desta implica na projecção das correntes e tensões sobre os eixos estacionários $\alpha\beta$, através da transformada de Clarke. As transformadas direta ($abc \rightarrow \alpha\beta 0$) e inversa ($\alpha\beta 0 \rightarrow abc$) em suas formas matriciais estão dadas pelas equações (4.3) e (4.4)

respectivamente onde $\|T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}\| = \frac{3}{2}$.

$$\bar{s}_{\alpha\beta 0}(t) = T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} \cdot \bar{s}_{abc}(t) = \begin{bmatrix} s_{\alpha}(t) \\ s_{\beta}(t) \\ s_0(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_a(t) \\ s_b(t) \\ s_c(t) \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$\bar{s}_{abc}(t) = \begin{bmatrix} s_a(t) \\ s_b(t) \\ s_c(t) \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta 0 \rightarrow abc} \cdot \bar{s}_{\alpha\beta 0}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_{\alpha}(t) \\ s_{\beta}(t) \\ s_0(t) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

A potência real instantânea, p , e imaginária, q , e de sequência zero, p_0 , são dadas por:

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Desta forma a potência trifásica instantânea pode ser escrita por:

$$P_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 = p + p_0 \quad (4.6)$$

A equação 4.6 nos mostra que a potência trifásica é dada pela soma da potência real p e da potência de sequência zero p_0 .

As correntes instantâneas são calculadas a partir da equação:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

É importante perceber que as componentes de sequência zero não contribuem para as potências instantâneas p ou q . Além disso, como na teoria de potência convencional, é indesejável no sistema.

As definições de potência real e imaginária assumem significados distintos na teoria de potência instantânea. A potência ativa instantânea corresponde ao fluxo instantâneo de energia por unidade de tempo e é igual à soma da potência real e da potência de sequência zero.

Enquanto na teoria convencional a potência imaginária corresponde à energia armazenada em elementos reativos e possui valor médio, na teoria de potência instantânea ela representa a energia que pode ser constante ou não é trocada entre as fases do sistema. Ou seja, não contribui para a transferência de energia entre a fonte e a carga e somente pode ser produzida pelos modos não-homopolares.

4.3. Fator de Distorção: THD

Há diversos índices utilizados para contabilizar a quantidade de harmônicos presentes numa onda, ou em outras palavras, quão distorcido uma onda está em relação a uma onda senoidal. O THD (*Total Harmonic Distortion*) ou distorção harmônica total é um deles sendo bastante usado por indústrias e concessionárias. Para uma onda puramente senoidal, livre de

distorções, o THD é de 0%. Já para algumas ondas muito distorcidas, como exemplo, correntes de alguns aparelhos eletrônicos, o THD pode até passar de 100%. A definição do THD é apresentada a seguir:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^k f_n^2}}{f_1} * 100\% \quad (4.8)$$

onde,

f_1 – módulo da grandeza na frequência fundamental;

n – ordem harmônica;

k – último harmônico considerado;

f_n – módulo da grandeza na frequência harmônica.

ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DE UM VSC CONECTADO A REDE ELÉTRICA

Conteúdo – Serão aqui apresentadas duas estratégias de controle de corrente, uma baseada nos eixos síncronos e outra baseada nos eixos estacionários. Será estudado também o modelo da planta para desenvolvimento dos controladores de corrente e de tensão do elo cc, bem como seus projetos, para um VSC conectado à rede elétrica.

Um VSC conectado à rede elétrica está exposto a possíveis perturbações como, por exemplo, variações dos valores do filtro, distúrbios na rede causados por harmônicos, tensões desbalanceadas, variações de frequência, afundamentos de tensão, entre outros.

Desta forma, para otimizar o comportamento do VSC é necessário que o seu projeto de controle cumpra alguns requisitos:

- Boa utilização da tensão do barramento cc;
- Rápida resposta do controlador frente a distúrbios na rede;
- Corrente de rede com baixo conteúdo de harmônico;
- Correta sincronização com a tensão de rede;
- Erros nulos de fase e amplitude sobre uma larga faixa de frequências;
- Frequência de comutação constante ou limitada para garantir a operação segura dos dispositivos do conversor.

De acordo com a aplicação do VSC é necessário dar maior prioridade a alguns destes requisitos, uma vez que há características contraditórias implicadas. Por exemplo, para um projeto onde seja exigida uma rápida resposta do controlador deve-se levar em consideração o conteúdo de harmônico máximo tolerável, já que uma resposta rápida a distúrbios implica em maior quantidade de harmônicos no sinal de saída.

Neste projeto serão abordados dois modelos para controle de corrente. O primeiro estará baseado na teoria convencional de potência, com os sinais de controle representados nos eixos

síncronos. O segundo está baseado na teoria de potência instantânea, com os sinais de controle projetados sobre os eixos estacionários.

5.1. Modelo do VSC

Um conversor de potência conectado a rede elétrica pode ser representado, como mostra a figura 5.1, pelo filtro de rede conectado a duas fontes de tensão, a de rede e a do conversor. Neste caso, o modelo será desenvolvido para um conversor conectado a rede através de um filtro de rede L .

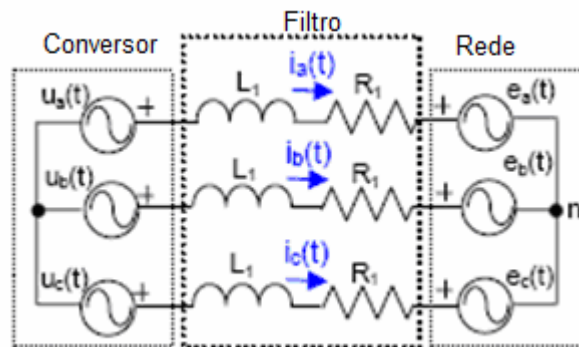


Figura 5.1: Modelo simplificado do conversor conectado a rede.

Para o desenvolvimento do modelo se levou em conta algumas considerações:

1. O sistema está balanceado, ou seja, as tensões de rede e do conversor possuem diferença de fase de 120° entre as fases e estão em seqüência positiva.
2. O sistema está balanceado, ou seja, as impedâncias de filtro assumem o mesmo valor nas três fases.
3. As indutâncias assumirão valores constantes, independente da frequência, e ainda não serão considerados os efeitos de saturação das mesmas.
4. Foi considerado um desacoplamento total entre as fases, ou seja, impedâncias mútuas foram consideradas desprezíveis.

É interessante notar que o sentido adotado das correntes do conversor está do conversor a rede e, neste caso, o conversor funciona como um inversor, transferindo potência à rede.

Neste trabalho são expostas as equações dos modelos representados nos eixos $\alpha\beta$ e dq , tanto para modelo contínuo quanto para modelo discreto, e são apresentados as vantagens e inconvenientes de se trabalhar em cada um deles.

5.1.1. Modelo Contínuo

As equações que descrevem o sistema da figura 5.1 são dadas por:

$$\vec{u}_{abc}(t) = R_1 \vec{i}_{abc}(t) + L_1 \frac{d\vec{i}_{abc}(t)}{dt} + \vec{e}_{abc}(t) \quad (5.1)$$

onde L_1 e R_1 representam a indutância do filtro de rede e a resistência da indutância respectivamente, $\vec{u}_{abc}(t)$ representa o vetor das tensões de fase da saída do conversor, $(u_a(t), u_b(t), u_c(t))$, $\vec{i}_{abc}(t)$ representa o vetor de correntes de fase que percorrem filtro, $(i_a(t), i_b(t), i_c(t))$ e, finalmente, $\vec{e}_{abc}(t)$ representa o vetor de tensões de fase da rede, $(e_a(t), e_b(t), e_c(t))$.

Quando estas grandezas estão representadas sobre os eixos estacionários, $\alpha\beta$, a equação (5.1) se converte em:

$$\vec{u}_{\alpha\beta}(t) = R_1 \vec{i}_{\alpha\beta}(t) + L_1 \frac{d\vec{i}_{\alpha\beta}(t)}{dt} + \vec{e}_{\alpha\beta}(t) \quad (5.2)$$

onde $\vec{u}_{\alpha\beta}(t)$, $\vec{i}_{\alpha\beta}(t)$ e $\vec{e}_{\alpha\beta}(t)$ são os vetores nos eixos $\alpha\beta$. Representando-a em espaço de estados, temos:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} u_\alpha - e_\alpha \\ u_\beta - e_\beta \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

$$A = \begin{bmatrix} -R_1/L_1 & 0 \\ 0 & -R_1/L_1 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 1/L_1 & 0 \\ 0 & 1/L_1 \end{bmatrix}$$

Seu diagrama de blocos é representado pelo diagrama da figura 5.2:

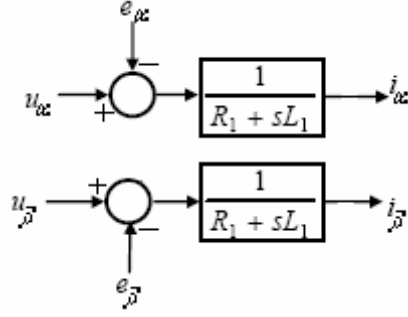


Figura 5.2: Diagrama de blocos nos eixos $\alpha\beta$.

A representação da equação 5.1 sobre os eixos síncronos, dq , pode ser desenvolvida a partir da equação encontrada para os eixos estacionários, aplicando-se a matriz de transformação $T_{\alpha\beta \rightarrow dq}$.

$$\begin{aligned}
 u_{\alpha\beta}(t) &= R_1 i_{\alpha\beta}(t) + L_1 \frac{d}{dt} i_{\alpha\beta}(t) + e_{\alpha\beta}(t) \\
 T_{\alpha\beta \rightarrow dq} u_{\alpha\beta}(t) &= R_1 T_{\alpha\beta \rightarrow dq} i_{\alpha\beta}(t) + L_1 \frac{d}{dt} (T_{\alpha\beta \rightarrow dq} i_{\alpha\beta}(t)) + T_{\alpha\beta \rightarrow dq} e_{\alpha\beta}(t) \\
 u_{dq}(t) &= R_1 i_{dq}(t) + L_1 T_{\alpha\beta \rightarrow dq} \frac{d}{dt} (i_{\alpha\beta}(t)) + L_1 i_{\alpha\beta}(t) \frac{d}{dt} (T_{\alpha\beta \rightarrow dq}) + e_{dq}(t)
 \end{aligned} \tag{5.4}$$

A matriz de transformação $T_{\alpha\beta \rightarrow dq}$ e sua derivada são dadas por:

$$T_{\alpha\beta \rightarrow dq} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad \frac{d}{dt} T_{\alpha\beta \rightarrow dq} = -\omega \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & -\cos(\omega t) \\ \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \end{bmatrix} \tag{5.5}$$

Substituindo-as na equação (4.4), obtém-se:

$$\begin{aligned}
 \vec{u}_{dq}(t) &= R_1 \vec{i}_{dq}(t) + L_1 \frac{d\vec{i}_{dq}(t)}{dt} + \omega L_1 \vec{i}_{dq}(t) + \vec{e}_{dq}(t) \\
 \begin{cases} u_d(t) = R_1 i_d(t) + L_1 \frac{di_d(t)}{dt} - \omega L_1 i_q(t) + e_d(t) \\ u_q(t) = R_1 i_q(t) + L_1 \frac{di_q(t)}{dt} + \omega L_1 i_d(t) + e_q(t) \end{cases}
 \end{aligned} \tag{5.6}$$

onde $\vec{u}_{dq}(t)$, $\vec{i}_{dq}(t)$ e $\vec{e}_{dq}(t)$ são os vetores nos eixos dq . Representando-a em espaço de estados, temos:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} u_d - e_d \\ u_q - e_q \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$A = \begin{bmatrix} -R_1/L_1 & w \\ -w & -R_1/L_1 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 1/L_1 & 0 \\ 0 & 1/L_1 \end{bmatrix}$$

Seu diagrama de blocos é representado pelo diagrama da figura 5.3:

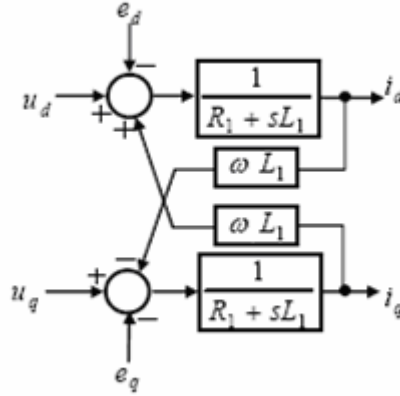


Figura 5.3: Diagrama de blocos nos eixos dq .

O modelo da planta descrito nos eixos dq tem o conveniente de apresentar variáveis contínuas no tempo, o que permite o uso de um controlador PI de primeira ordem. Em contrapartida, como pode ser visto no diagrama da figura 5.3, a planta apresenta acoplamento cruzado entre os eixos dq , que necessitaria ser eliminado pelo controlador para melhora do comportamento dinâmico da planta. Enquanto que no sistema descrito pelos eixos estacionários o sistema não apresenta o acoplamento, contudo é necessária utilização de técnicas de controle mais sofisticadas, uma vez que os sinais não são contínuos.

5.1.2. Modelo discreto

Assumindo que o sinal de $u(s)$, o sinal de saída do controlador, pode ser considerado constante durante um período de amostragem, e aplicando o método de discretização ZOH ao modelo da planta, se obtém a seguinte equação:

$$T'(z) = (1 - z^{-1}) Z \left[\frac{T'(s)}{s} \right] = \frac{\frac{1}{R_1} \left(1 - e^{-R_1 T_s / L_1} \right) z^{-1}}{1 - e^{-R_1 T_s / L_1} z^{-1}} = \frac{a z^{-1}}{1 - b z^{-1}} \quad (5.8)$$

De acordo com os valores de L_1, R_1 e T_s , é possível aproximar o termo $e^{-R_1 T_s / L_1}$ a $1 - \frac{R_1 T_s}{L_1}$, com seus valores para a e b dadas pela coluna 1 da tabela 5.1.

A coluna 2 apresenta uma outra possibilidade de aproximação dos valores de a e b . Seus valores vêm do desenvolvimento da equação 5.8, no domínio discreto, quando é assumido que o sinal de erro será eliminado na próxima amostra, conforme o conceito do controlador *dead-beat* [23]. A tensão necessária para essa amostra pode ser calculada através da integral para um intervalo de amostragem, T_s .

$$\frac{\int_{kT_s}^{(k+1)T_s} u \cdot dt}{T_s} = \frac{R_1 \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} i \cdot dt + L_1 \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} \frac{di}{dt} \cdot dt + \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} e \cdot dt}{T_s}$$

$$\bar{u}(k, k+1) = R \cdot \bar{i}(k, k+1) + L \frac{i(k+1) - i(k)}{T_s} + \bar{e}(k, k+1) \quad (5.9)$$

Assumindo que a tensão de referencia para a próxima amostra deve ser a tensão necessária para alcançar a variação de corrente, pode-se escrever que $\bar{u}(k, k+1) = u^*(k)$. Para um controlador *dead-beat*, o sinal de erro é eliminado em uma amostra, no que resulta em

$$\bar{i}(k, k+1) = i^*(k). \text{ Em caso de ser possível a aproximação } \bar{i}(k, k+1) = \frac{i^*(t) + i(k)}{2}, \text{ que}$$

não é sempre verdadeira uma vez que a corrente depende da carga e da tensão no elo cc e da frequência de chaveamento. Ainda assim, a igualdade é verdadeira em grande parte das vezes. Para frequências de amostragem muito mais rápidas que a frequência de rede, também se pode escrever $\bar{e}(k, k+1) = e(k)$. E por último, como consequência do conceito de um controlador

dead-beat, tem-se que $i(k) = \sum_{n=0}^{n=k-1} (i^*(n) - i(n))$, onde a corrente no instante k é a soma de

todas as alterações ocorridas. Desta forma, pode-se escrever:

$$\begin{aligned}
u^*(k) &= R_1 \frac{i^*(k) + i(k)}{2} + L_1 \frac{i^*(k) - i(k)}{2} + e(k) = \\
&= R_1 \frac{i^*(k) + i(k)}{2} + R_1 i(k) + L_1 \frac{i^*(k) - i(k)}{2} + e(k) = \\
&= \left(\frac{L_1}{T_s} + \frac{R_1}{2} \right) (i^*(k) - i(k)) + R_1 \sum_{n=0}^{n=k-1} (i^*(n) - i(n)) + e(k) = \\
&= \left(\frac{L_1}{T_s} + \frac{R_1}{2} \right) \left((i^*(k) - i(k)) + \frac{T_s}{\left(\frac{L_1}{R_1} + \frac{T_s}{2} \right)} \cdot \sum_{n=0}^{n=k-1} (i^*(n) - i(n)) \right) + e(k) \quad (5.10)
\end{aligned}$$

Conforme se considere uma ou outra aproximação, os valores de a e b são dados pela tabela 3.

Aprox. 1	Aprox. 2
$a = \frac{T_s}{L_1}$	$a = \frac{1}{\frac{L_1}{T_s} + \frac{R_1}{2}}$
$b = 1 - \frac{R_1 T_s}{L_1}$	$b = 1 - \frac{T_s}{\frac{L_1}{R_1} + \frac{T_s}{2}}$

Tabela 5.1: Possíveis aproximações para a equação 5.8.

No que se refere à discretização dos termos de acoplamento cruzado, é necessário levar em conta que o desacoplamento digital não cancela perfeitamente a natureza física do acoplamento existente entre as correntes nos eixos dq .

5.2. Controladores de Corrente

A regulação de corrente é uma questão importante para conversores de potência e têm aplicação particular para a melhora de desempenho para drives de motores e retificadores PWM. Ao longo das últimas décadas esta área tem sido tema de pesquisa para aplicação em VSCs.

Serão apresentadas aqui duas estratégias de controle de corrente. A primeira está baseada na representação das tensões e correntes das fases abc transformadas para os eixos dq . A

segunda faz uso de uma nova teoria de potência, a teoria de potência instantânea, e representação das componentes abc transformadas para os eixos $\alpha\beta$.

5.2.1. Controlador baseado nos eixos síncronos

As técnicas de controle baseadas no uso de eixos dq têm como princípio orientar o vetor de tensão $e_{\alpha\beta}$ em relação a um dos eixos deste plano. Este pode ser orientado em relação ao eixo d , resultando em um controle orientado de tensão (VOC), ou orientado em relação ao eixo q , resultando em controle orientado de fluxo virtual (VFOC).

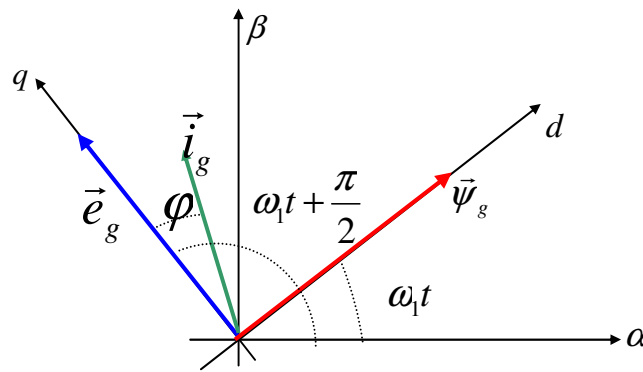


Figura 5.4: Representação do vetor de tensão e vetor de fluxo da rede nos eixos dq para VFOC.

No caso do controle orientado de fluxo, por exemplo, $e_d = 0$ e $e_q = E$, como ilustrado na figura 5.4. A potência aparente na rede seria definida por:

$$\vec{S}_g = P_g + jQ_g = \vec{e}_g \cdot \text{conj}(\vec{i}_g) = (e_d + je_q)(i_d - ji_q) = (e_d i_d + e_q i_q) - j(e_d i_q - e_q i_d) \quad (5.11)$$

Desta forma, é possível o controle desacoplado das potências ativa e reativa, onde a primeira é dada por $P_g = e_q i_q$ e a última por $Q_g = e_q i_d$. Ou seja, com a corrente i_d é possível controlar a correção do fator de potência enquanto com a corrente i_q se controla para realizar a regulação da tensão no elo cc e, por conseguinte, a potência ativa consumida ou absorvida pela rede elétrica.

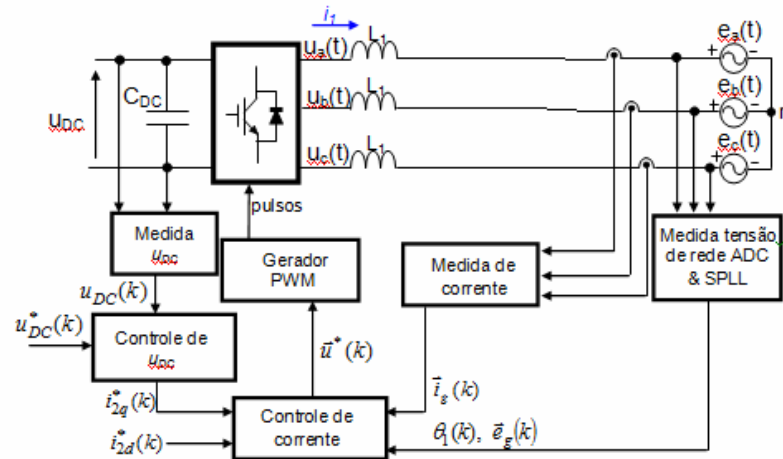


Figura 5.5 Diagrama de controle baseado nos eixos síncronos.

O controlador baseado nos eixos síncronos, representado na figura 5.5, possui um laço externo de controle, o controlador de tensão no elo cc, e dois laços internos para controle das correntes.

Os laços de corrente são projetados para alcançar tempos de estabelecimento muito curtos e para tal é comum o emprego de controladores *dead-beat*, de *Lyapunov*, entre outros. Em contrapartida, o laço de controle externo tem como objetivo a estabilidade e regulação ótima e é projetado para tempo de estabelecimento bem maior que os laços de controle, cerca de 10 vezes mais lento, e desta forma se pode considerar que os laços de controle interno e externo estão desacoplados.

Um inconveniente deste método de controle é a necessidade de transformação das correntes e tensões de rede aos eixos dq . Os sinais são transformados em sinais contínuos mediante a transformada de *Park*, sincronizada com a fase de tensão da sequência positiva. Esta transformação demanda grande carga computacional e nesta etapa é fundamental a utilização de um PLL (*Phase Locked Loop*) para sua sincronização.

Outra desvantagem é a presença de acoplamento cruzado entre as correntes nos eixos d e q . Para implementar perfeitamente o desacoplamento de eixos, é necessário conhecer os valores exatos da indutância de filtro.

Por outro lado, a transformação dos sinais em sinais contínuos possibilita a implementação de controladores PI, que são bastante simples e sua tecnologia já está amplamente dominada.

Em [14] é desenvolvido o controlador de um conversor *back-to-back* conectado a rede através de um filtro L e um filtro LCL, utilizando controladores PI, através de um algoritmo de controle para a corrente de rede. O controlador desenvolvido aqui terá, ao fim deste trabalho, seus resultados comparados aos resultados obtidos por [14].

5.2.2. Controlador baseado nos eixos estacionários $\alpha\beta$

A técnica de controle que faz uso dos eixos estacionários $\alpha\beta$ está baseada na teoria de potência instantânea, conhecida como teoria *pq*.

A figura 5.6 representa o diagrama de controle baseado na teoria de potência instantânea. Como na teoria de potência convencional, este possui um laço externo para controle do barramento cc e dois laços internos de dinâmica mais rápida para controle das correntes.

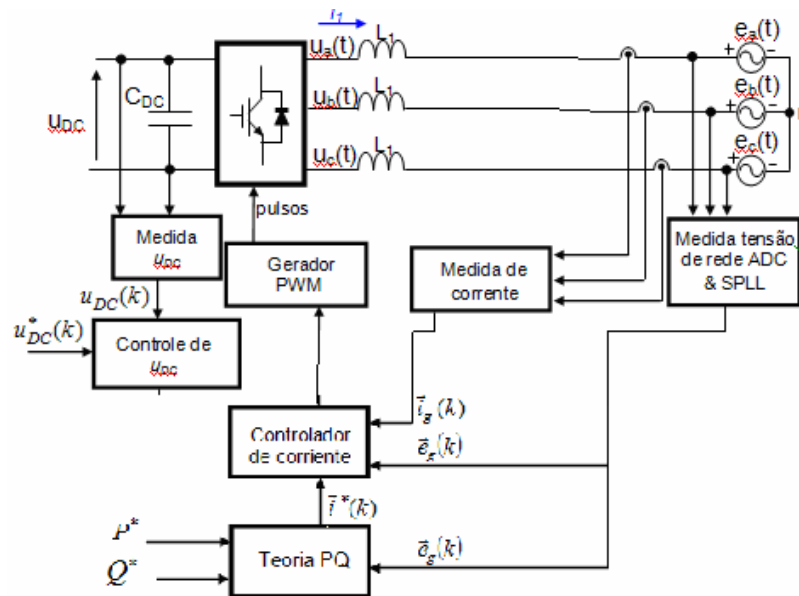


Figura 5.6 Diagrama de controle baseado em teoria de potência instantânea.

Esquemáticamente, este modelo se diferencia do modelo apresentado na seção 5.2.1 pelo acréscimo de um bloco para cálculo das correntes de referência baseado na teoria de potência instantânea. Este bloco possui como entradas as potências e tensões que servirão para o cálculo das correntes de referência. A potência de referência usada aqui é a potência de saída do controlador do elo cc. Para melhoras na resposta do controlador, é possível a utilização da potência real requerida pela carga em feedback somada àquela para cálculo das correntes.

No controlador de tensão do barramento cc, a tensão u_{dc}^2 sobre o capacitor é comparada com um valor de referência u_{dc}^{*2} . O erro obtido é injetado em um controlador proporcional-integral. O sinal p^* de saída deste controlador representa a potência injetada na rede elétrica pelo conversor sempre que este for maior que zero.

Dependendo da forma como o sinal q^* for obtido, o conversor pode ser capaz de compensar fator de potência do sistema ou atuar na regulação de tensão do ponto de acoplamento comum.

Quando o objetivo é a compensação do fator de potência, o sinal q^* pode ser obtido através de:

$$q^* = v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta, \quad (5.12)$$

onde v_α , v_β , i_α e i_β são as componentes $\alpha\beta$ da tensão e corrente na carga.

Uma vez obtidos p^* e q^* estes sinais são utilizados para gerar as correntes de referência para o conversor através da equação:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p^* \\ q^* \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

De posse das componentes $\alpha\beta$ das correntes de referência, estas serão entregues ao controlador de corrente.

A grande vantagem deste método frente ao método apresentado anteriormente está no acoplamento de eixos, que aqui não está presente. Em contrapartida, a presença de sinais não contínuos dificulta as técnicas de controle empregadas, fazendo-se necessário a aplicação de técnicas de controle mais sofisticadas.

Neste trabalho os controladores de corrente foram desenhados com a utilização de controles proporcionais ressonantes, que são controladores compostos por uma parcela proporcional e a outra ressonante baseada em SOGI's (*second order generalized integrators*).

5.2.3. Princípio do modelo interno

O princípio de funcionamento dos integradores de segunda ordem generalizados, SOGIs, requerem que as condições enumeradas a seguir sejam satisfeitas para que a resposta do sistema siga a referência sem erros em regime estacionário.

1. O sistema em malha fechada deve ser assintoticamente estável; e
2. A função de transferência em malha aberta deve incluir um modelo matemático que gere o sinal de referência de entrada requerido.

O controlador deve ter dois pólos ressonantes na frequência do sinal de entrada. Dessa forma, pela transformada de *Laplace*, o controlador possui uma função de transferência senoidal. Existem duas alternativas para tal: as funções cosseno e seno. As suas transformadas de *Laplace* são apresentadas aqui para uma frequência de ressonância ω_0 .

$$\cos \theta \xrightarrow{L} G_1(s) = \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (5.14)$$

$$\sin \theta \xrightarrow{L} G_2(s) = \frac{\omega_0}{s^2 + \omega_0^2} \quad (5.15)$$

A figura 5.7 apresenta o diagrama de bode para ambas as funções. Pode-se observar que ganho teórico para a frequência de ressonância, tanto para a função cosseno quanto para a função seno, é infinito. Em relação à resposta para baixas frequências, a função cosseno apresenta maior atenuação, de aproximadamente -20db/dec, enquanto a função seno apresenta atenuação constante de -50db/dec. Para altas frequências, enquanto a atenuação da função cosseno é de aproximadamente -20db/dec, a função seno chega a apresentar quase o dobro, -40db/dec.

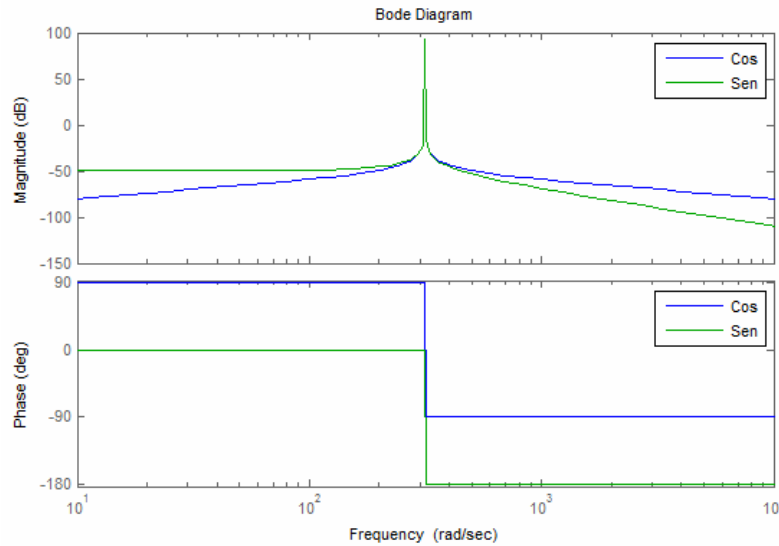


Figura 4.7 Diagrama de Bode para as funções de transferência (5.13) e

$$\sin \theta \xrightarrow{L} G_2(s) = \frac{\omega_0}{s^2 + \omega_0^2} \quad 5.14).$$

Pode-se observar também que a função de co-seno, G_1 , tem suficiente margem de fase, 90° , enquanto para a função de seno, G_2 , a margem de fase é de 0° . Este efeito influencia na resposta do sistema a um impulso, pois a função seno não terá resposta amortecida enquanto a função cosseno o terá.

É feito um estudo a base de simulações em [24] e seus resultados apresentam rápido seguimento assintótico do sinal de referencia para G_1 enquanto para G_2 o erro se reduz lentamente a zero.

Em casos trifásicos, sua aplicação consiste em um laço de controle ressonante para cada corrente dos eixos $\alpha\beta$.

5.2.4. Modelo Contínuo do Controlador Proporcional Ressonante

Reguladores ressonantes capazes de rastrear o sinal de referencia para uma entrada senoidal, com erro nulo para o regime permanente, ainda não possuem sua tecnologia dominada, contudo vem sendo amplamente estudada nos últimos anos.

Baseado no princípio do modelo interno apresentado na seção anterior, na literatura [24], [25] e [26] se encontram propostas de modelos que combinam um laço de controle com ganho proporcional e um laço de controle com uma estrutura ressonante.

O princípio de funcionamento consiste na transformação de um controlador PI para sinais contínuos em um controlador equivalente com compensação para sinais alternados.

A equação de transformação de um sistema contínuo para um sistema alternado é dada pela seguinte equação:

$$H_{AC}(s) = \frac{H_{DC}(s + j\omega_0) + H_{DC}(s - j\omega_0)}{2} \quad (5.16)$$

onde ω_0 é a frequência de ressonância do controlador. Essa transformação faz da função $H_{AC}(s)$ em um filtro passa banda para frequência ω_0 .

Como apresentado na seção 5.2.1, para um sistema baseado em sinais contínuos um controlador PI é capaz de rastrear o sinal de referência, garantindo erro nulo em regime permanente. Aplicando a equação de transformação 5.16 à função de um controlador PI, H_{DC}' , chega-se a equação do controlador ressonante, H_{AC}' .

$$H_{DC}' = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (5.17)$$

$$H_{AC}' = K_p + \frac{2K_i s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (5.18)$$

De acordo com [26] um integrador generalizado pode ser utilizado sem a necessidade de consideração das componentes de sequência do sinal. Nele é demonstrado que cada eixo pode ser tratado como um sinal monofásico, aplicando-se a cada sinal um bloco de controle, pois os termos de acoplamento cruzado presentes na transformação dos eixos dq para $\alpha\beta$ são cancelados. A equação 5.19 apresenta seu resultado final.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(s) \\ v_\beta(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2k_i s}{s^2 + \omega_0^2} & 0 \\ 0 & \frac{2k_i s}{s^2 + \omega_0^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha(s) \\ e_\beta(s) \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

Os pólos ressonantes na frequência fundamental geram ganho infinito para sinais de entrada na mesma frequência. Esta característica se traduz na capacidade de eliminar o sinal de erro em regime permanente e rejeitar perturbações.

O esquema do controlador H_{AC} é representado pela figura 5.8.

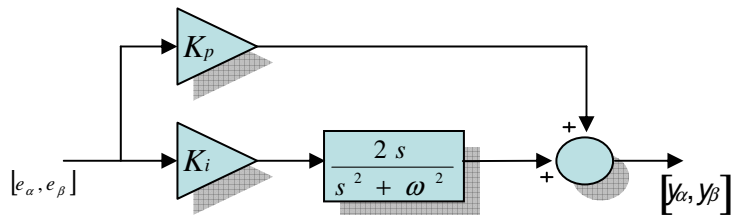


Figura 4.8: Diagrama de blocos do controlador ressonante da equação 5.18.

Em [27] é utilizado um bloco ressonante apresentado na figura 5.9 para construção do controlador de um STATCOM do bloco ressonante do controlador. A estrutura usada para controle de corrente utilizada possui uma estrutura ressonante similar à estrutura apresentada.

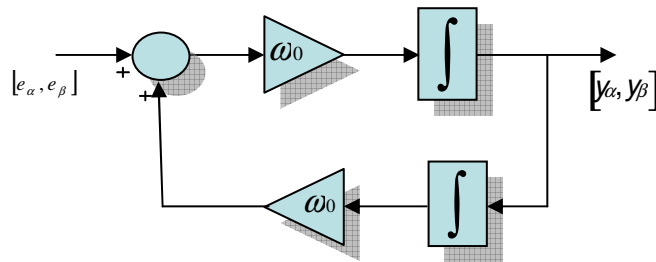


Figura 5.9: Diagrama de blocos do bloco ressonante do controlador PR.

E sua função de transferência no domínio contínuo é dada por:

$$T_{SOGI} = \frac{s\omega_0}{s^2 + \omega_0^2} \quad (5.20)$$

O lugar das raízes e sua resposta a um degrau no domínio do tempo estão apresentados na figura 5.10. Sua resposta é um sinal oscilatório de frequência ω_0 e de amplitude unitária.

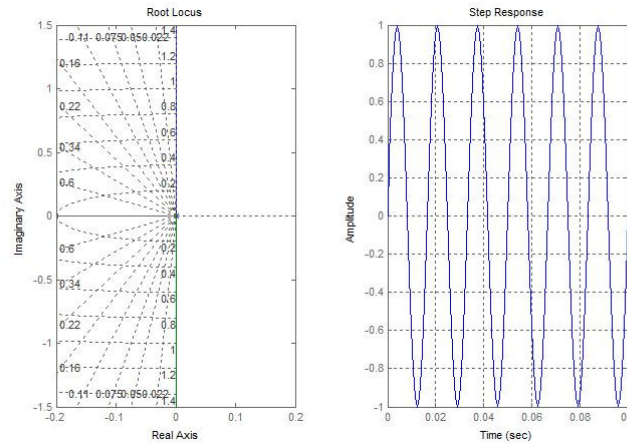


Figura 5.10: Diagrama de Bode e resposta no domínio do tempo para o bloco ressonante do controlador PR.

5.2.5. Modelo Discreto do Controlador Proporcional Ressonante

Para a aplicação industrial, os algoritmos são implementados através de processadores digitais, tais como DSPs e FPGAs, entre outros. Para tal é necessária que a discretização do elemento ressonante deste controlador seja feita de forma correta.

Sua discretização foi realizada para os diferentes métodos: trapezoidal, Euler Forward e Euler Backward para os casos onde há e não há atraso do sinal inerente ao processo computacional. Foi observado, porém, que alguns destes modelos provocavam a instabilidade do controlador. Assim os modelos de discretização foram tidos como possibilidade de implementação foram aqueles onde a resposta do controlador discreto tivesse um comportamento similar ao comportamento do controlador desenvolvido para o domínio de tempo contínuo.

A tabela 5.2 apresenta o resumo das simulações realizadas para a estrutura do SOGI apresentado na seção anterior. Apresenta também a correspondência com as figuras que apresentam as suas respectivas respostas a um sinal degrau unitário. Os métodos de discretização que se apresentam como possibilidade de implementação do SOGI discreto são os métodos trapezoidal sem atraso tanto no laço direto quanto no laço realimentado (a), Euler Backward também para ambos os laços (d) e Euler Forward no laço direto e Euler Backward no laço realimentado (g).

Ganho Direto	Ganho Retroalimentado	Atraso Computacional	Comparação ao modelo contínuo	Figura
Trapezoidal	Trapezoidal	Não	Similar	Fig. 5.11.a
Trapezoidal	Trapezoidal	Sim	Não similar	Fig. 5.11.b
Euler Backward	Euler Backward	Não	Não similar	Fig. 5.11.c
Euler Backward	Euler Backward	Sim	Similar	Fig. 5.11.d
Euler Forward	Euler Forward	Não	Não similar	Fig. 5.11.e
Euler Forward	Euler Forward	Sim	Não similar	Fig. 5.11.f
Euler Forward	Euler Backward	Não	Similar	Fig. 5.11.g
Euler Forward	Euler Backward	Sim	Não similar	Fig. 5.11.h

Tabela 5.2: Resumo dos métodos utilizados para discretização do SOGI, seu resultado e a correspondência com ele.

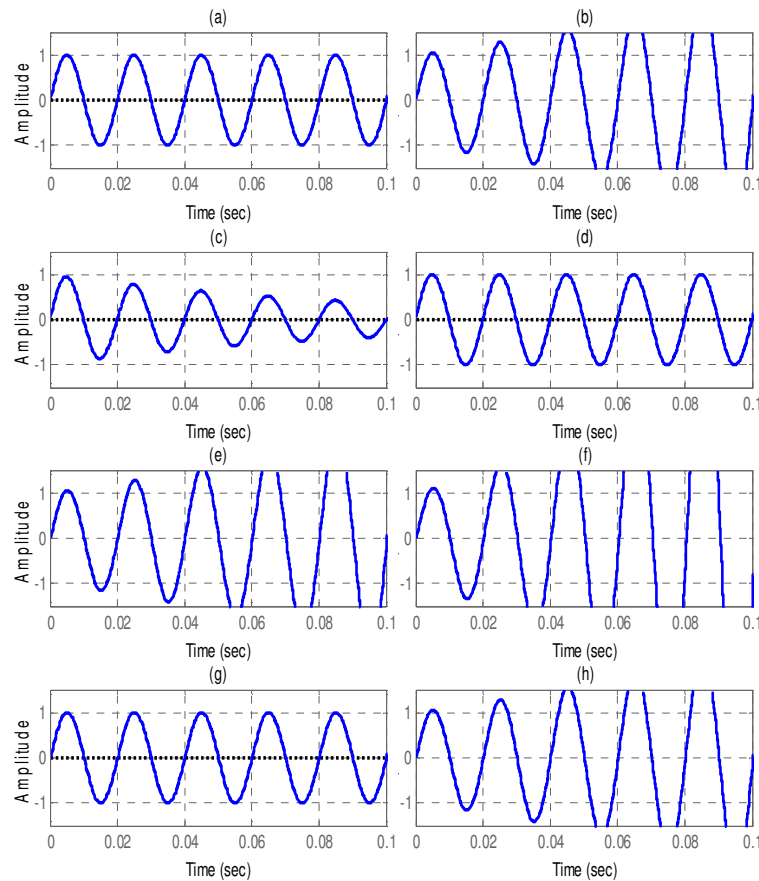


Figura 5.11: Resposta dos diferentes métodos de discretização do SOGI.

A estrutura baseada no modelo trapezoidal é apresentada na figura 5.12. Apesar de apresentar sua resposta similar ao modelo desenvolvido para o domínio contínuo, esta estrutura apresenta dificuldades de implementação dos integradores frente as estruturas que serão apresentadas a seguir em função de seus laços algébricos.

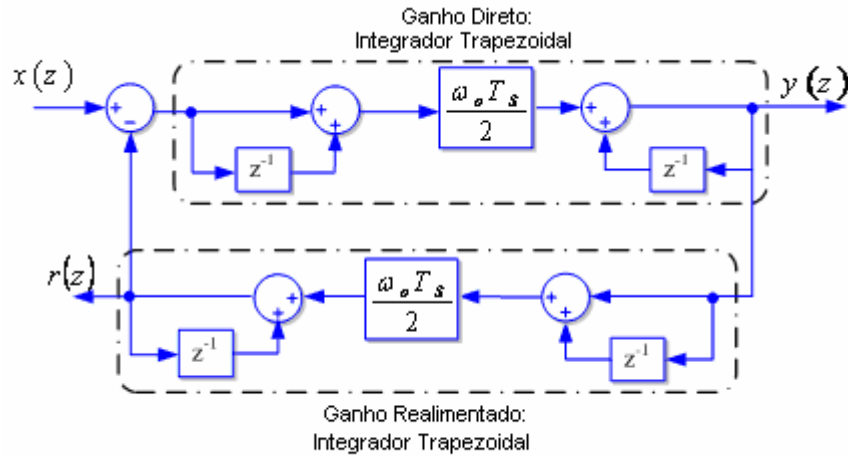


Figura 5.12: Diagrama de blocos para o modelo trapezoidal sem atraso computacional.

As estruturas baseadas no método Euler Backward em ambos os laços, onde no laço direto não há atraso computacional e com atraso no laço realimentado e Euler Forward no laço direto e Euler Backward no laço realimentado sem atraso computacional são apresentadas na figura 5.13 e 5.14 respectivamente. Estas estruturas são muito similares, apresentando variação somente na posição do retardo computacional. Neste trabalho a estrutura utilizada foi a última em função da simplicidade de implementação.

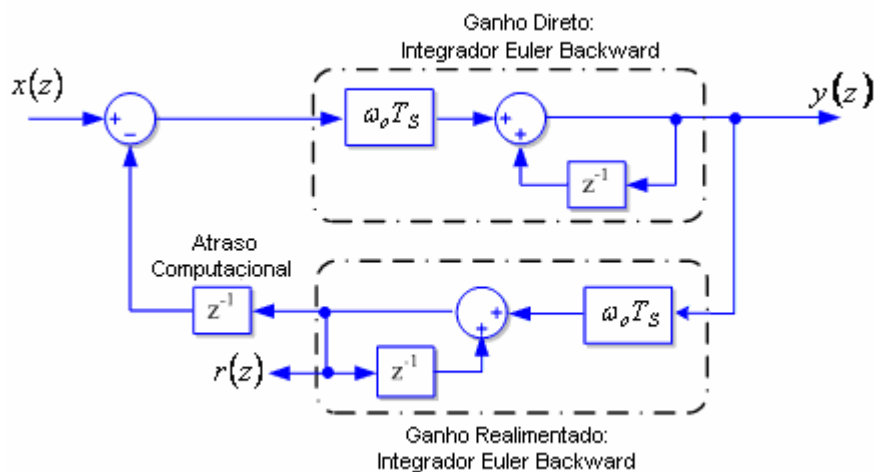


Figura 5.13: Diagrama de blocos para o modelo Euler Backward no laço direto e realimentado com atraso computacional.

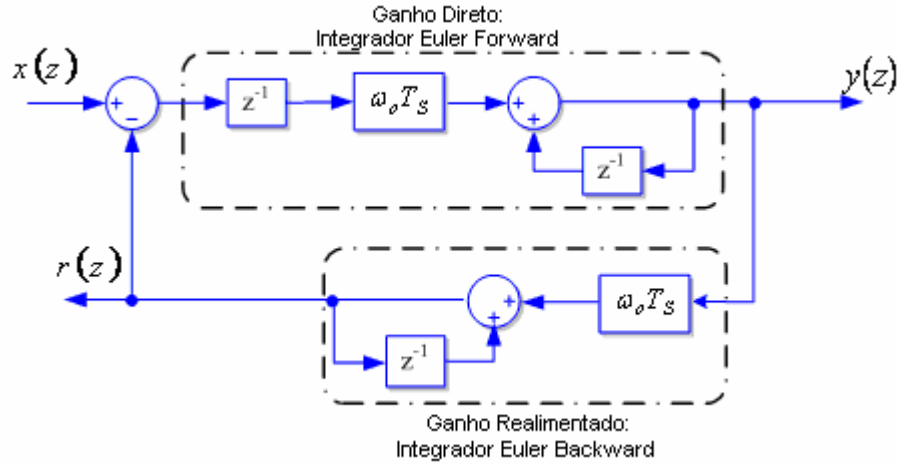


Figura 5.14: Diagrama de blocos para o modelo Euler Forward em laço direto e Euler Backward no laço realimentado sem atraso computacional.

5.2.5.1. Sintonização dos ganhos do controlador

A função de transferência do SOGI da estrutura ressonante, apresentado na figura 5.14, no domínio discreto, é dada por:

$$T_{SOGI} = K_i \frac{\frac{T_s \omega z}{z-1}}{1 + (T_s \omega)^2 \frac{z}{z-1} \frac{1}{z}} = K_i \frac{T_s \omega z(z-1)}{(z-1)^2 + (T_s \omega)^2 z} \quad (5.21)$$

Se o termo $(T_s \omega)^2 \ll 2$, a função de transferência pode ser aproximada à equação:

$$T_{SOGI} = K_i \frac{T_s \omega z(z-1)}{(z-1)^2} = K_i \frac{T_s \omega z}{(z-1)} \quad (5.22)$$

Adicionando o ganho proporcional e calculando a nova função de transferência, chega-se a:

$$T' = K_p + K_i \frac{T_s \omega z}{(z-1)} = (K_p + K_i T_s \omega) \frac{z + \frac{K_p}{K_p + K_i T_s \omega}}{z-1} = K_p \frac{z - \alpha}{z-1} \quad (5.23)$$

A aplicação do controlador ressonante será para o controlador de corrente do VSC conectado a rede elétrica com filtro L de um conversor *back-to-back*. Conforme apresentado na seção 5.1, a planta a ser controlada no domínio discreto é descrita por:

$$G_{RL}(z) = (1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left[\frac{G_{RL}(s)}{s} \right] = \frac{\frac{1}{R_1} \left(1 - e^{-R_1 T_s / L_1} \right)}{z - e^{-R_1 T_s / L_1}} = \frac{a}{z - b} \quad (5.24)$$

Dependendo do ganho do controlador, o sistema em malha fechada pode ter dois pólos conjugados. A forma geral do controlador escrita de forma polinomial é dada por:

$$P(z) = (z - \rho e^{j\vartheta}) (z - \rho e^{-j\vartheta}) = z^2 - (2\rho \cos \vartheta)z + \rho^2 \quad (5.25)$$

onde $\rho = e^{-(\xi \omega_n T_s)}$ e $\vartheta = \omega_n T_s \sqrt{1 - \xi^2}$. Para que as condições sejam verificadas é necessário que K_p e α assumam os valores:

$$K_p = \frac{1 + a - 2\rho \cos \vartheta}{b} \quad (5.26)$$

$$\alpha = \frac{a - \rho^2}{bK_p}$$

$$\text{e assim } k_p = \alpha K_p \text{ e } k_i = \frac{K_p - k_p}{\omega_o T_s}.$$

As constantes foram sintonizadas para período de amostragem $T_s = 200 \mu s$, constante de amortecimento $\xi = 0.707$ e tempo de estabelecimento $t_s = 2 ms$. A frequência natural pode ser calculada através da relação para sistemas de segunda ordem, $t_s \approx \frac{4.6}{\xi \omega_n}$.

5.3. Circuito de Sincronismo PLL

Fase, amplitude e frequência da tensão da rede são informações críticas para conexão de inversores à rede. Em algumas aplicações, a detecção precisa e rápida do ângulo de fase, amplitude e frequência das tensões de rede são essenciais para a correta geração dos sinais de referencia.

O PLL (*Phase Locked Loop*) é usado para detecção da fase da tensão de rede e para gerar sua estrutura é necessária a geração de sinais em quadratura.

Nas seções seguintes apresentaremos estruturas para o desenvolvimento de PLL's baseados nos eixos síncronos e estacionários.

5.3.1. Modelo Contínuo DSC (Delayed Signal Cancellation)

O vetor de uma rede desequilibrada pode ser escrito como:

$$\vec{e}_{\alpha\beta}(t) = \vec{e}_{\alpha\beta}^+(t) + \vec{e}_{\alpha\beta}^-(t) = E^+ e^{j(\omega t + \phi_p)} + E^- e^{-j(\omega t + \phi_n)}, \quad (5.27)$$

onde $\vec{e}_{\alpha\beta}^+(t)$ e $\vec{e}_{\alpha\beta}^-(t)$ são os vetores correspondentes as seqüências positivas e negativas de amplitudes E^+ e E^- e com fase angular de ϕ_p e ϕ_n respectivamente.

Em [27] é apresentado o método de detecção de seqüências DSC, Delayed Signal Cancellation, e é definido por:

$$\hat{e}_{\alpha\beta}^+(t) = \frac{1}{2} \left(e_{\alpha\beta}(t) + j e_{\alpha\beta}(t - T/4) \right) \quad (5.28)$$

$$\hat{e}_{\alpha\beta}^-(t) = \frac{1}{2} \left(e_{\alpha\beta}(t) - j e_{\alpha\beta}(t - T/4) \right) \quad (5.29)$$

onde $\hat{e}_{\alpha\beta p}(t)$ e $\hat{e}_{\alpha\beta n}(t)$ são as estimações das componentes das seqüências positivas e negativas e T é o período do sinal de rede. A segunda parcela das equações (5.28) e (5.29) são resultado do atraso de um quarto de período do sinal de tensão de rede. Desenvolvendo as equações e fazendo $q = e^{-j\pi/2}$ teremos:

$$\begin{cases} e_{\alpha\beta}^+ = \frac{1}{2} [e_{\alpha\beta} + j e_{\alpha\beta} e^{-j\pi/2}] = \frac{1}{2} [e_{\alpha} + j e_{\beta} + j e_{\alpha} e^{-j\pi/2} - e_{\beta} e^{-j\pi/2}] = \\ \frac{1}{2} [(e_{\alpha} - e_{\beta} q) + j(e_{\alpha} q + e_{\beta})] = e_{\alpha}^+ + j e_{\beta}^+ \end{cases}$$

Escrevendo na forma matricial, tem-se:

$$\begin{bmatrix} e_{\alpha}^+ \\ e_{\beta}^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

Analisando a equação 5.34, se pode concluir que a soma do sinal de rede com seu sinal atrasado de um quarto de período tem como função gerar sinais em quadratura para a identificação da sua sequência positiva.

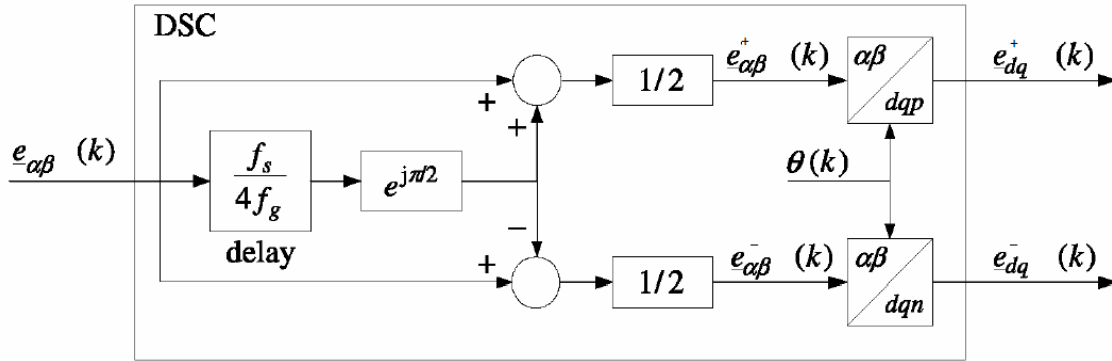


Figura 5.15 Diagrama de blocos para a técnica DSC.

O diagrama de blocos para a técnica DSC está apresentado na figura 5.15. Neste diagrama, após a identificação das seqüências positiva e negativa, os sinais sofrem transformação para os eixos dq , a fim de gerar os sinais contínuos de controle para o sistema.

5.3.2. Modelo com SOGIs

Para gerar o sinal de $e_{\alpha\beta}^+$ a partir dos sinais de rede $e_{\alpha\beta}$ é necessário gerar dois sinais defasados 90° entre si.

$$\begin{aligned}
 e_{\alpha\beta}^+ &= [T_{\alpha\beta}] e_{abc} = [T_{\alpha\beta}] [T_+] e_{abc} = [T_{\alpha\beta}] [T_+] [T_{\alpha\beta}]^{-1} e_{\alpha\beta} \\
 e_{\alpha\beta}^+ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -|n|q \\ |n|q & 1 \end{bmatrix} e_{\alpha\beta}^n
 \end{aligned} \tag{5.31}$$

Este método é baseado nas estruturas dos SOGIs para criar os sinais para geração dos sinais em quadratura. Em [27] a estrutura ressonante apresentada na seção 5.2.4 foi utilizada para geração destes sinais. A figura 5.16 representa a estrutura geral do PLL. Os dois sinais de saída, α' e $q\alpha'$, estão defasados em 90° uma em relação à outra. A componente α' possui a mesma fase e magnitude da fundamental do sinal de entrada. Esta estrutura é bastante útil para o projeto de PLLs monofásicos, para cálculo de seqüências positivas e negativas e na decomposição da tensão de rede em harmônicos.

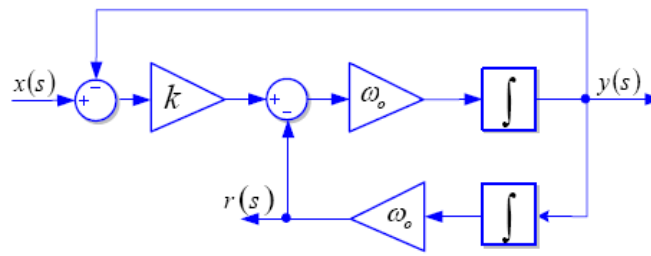


Figura 5.16 Estrutura SOGI-QSG para identificação de seqüências. 4.16

Sua função de transferência em malha fechada é dada por:

$$H_d(s) = \frac{y}{x}(s) = \alpha' \quad (5.32)$$

$$H_q(s) = \frac{r}{x}(s) = q\alpha' \quad (5.33)$$

onde ω_0 é a frequência de ressonância do SOGI.

A figura 5.17 apresenta os gráficos de Bode para o SOGI-QSG, apresentado na figura 5.16, para a implementação de integradores contínuos e discretos, utilizando Euler Backward com atraso computacional. Nota-se que os sinais se encontram em quadratura para $\omega_0 = 2\pi 50 \text{ rad/s}$ e $T_s = 200 \mu\text{s}$ tanto para o domínio contínuo quanto o discreto.

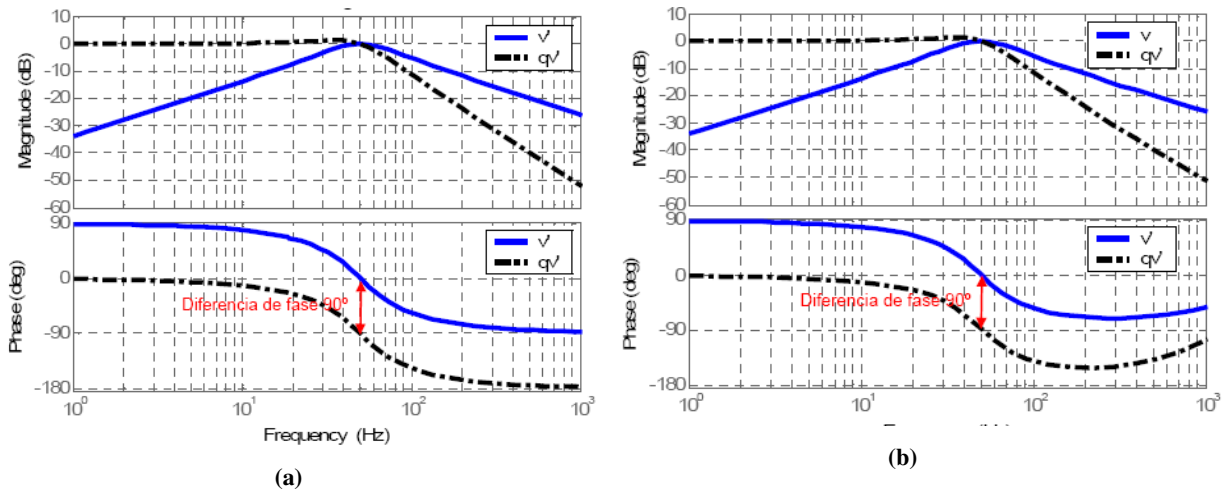


Figura 5.17 (a) Diagrama de Bode para implementação contínua. (b) Diagrama de Bode para implementação discreta.

5.4. **Modelo do Elo CC**

Um conversor *back-to-back* está composto por dois VSCs, onde um trabalha como retificador e o outro como inversor. Neste caso é importante minimizar as oscilações de tensão no elo cc a fim de evitar variações nas correntes da rede elétrica.

Uma possível solução, porém inviável economicamente, seria a utilização de grandes capacitores no elo cc, o que reduziria consideravelmente as oscilações de tensão. Outra possível solução é o emprego de controladores de tensão.

Na literatura se encontram diversos trabalhos sobre controle de elo cc onde as aproximações teóricas assumem uma carga resistiva no barramento cc do VSC conectado a rede elétrica. De acordo com [14] esta aproximação não é correta para o caso de um conversor back-to-back, pois ao trabalhar em modo regenerativo a resistência equivalente vista desde o elo cc é negativa. Devido a isto aparecerá um pólo no semi-plano positivo no plano s , o que pode gerar problemas de instabilidade.

Em aplicações industriais é freqüente que a capacidade do elo cc esteja sobredimensionada. Neste caso, com os capacitores do elo cc sobredimensionados, a possibilidade de instabilidade é reduzida, em contrapartida, como dito anteriormente, os custos de projeto aumentam consideravelmente.

O modelo do elo cc se considera como um capacitor ideal compreendido entre duas fontes de corrente, do lado da rede elétrica e da carga, como ilustra a figura 5.18, onde:

- C_{DC} é o capacitor do elo cc;
- u_{dc} é a tensão no elo cc;
- $i_{C_{DC}}$ é a corrente através de C_{DC} ;
- i_{DC1} é a corrente do elo cc no lado da rede;
- i_{DC2} é a corrente do elo cc no lado da carga;
- P_g é a potência ativa da rede; e
- P_L é a potência da carga.

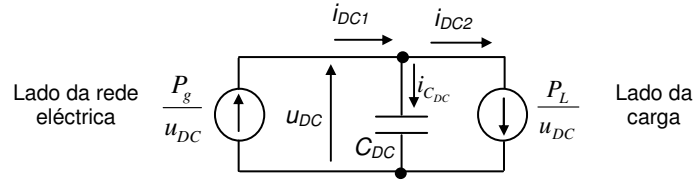


Figura 5.18: Modelo simplificado do conversor para modelagem do elo cc.

O desenvolvimento do modelo do elo cc admite duas possibilidades de estudo: a primeira está baseada no balanço de potência e a segunda na energia armazenada no capacitor.

A grande desvantagem do primeiro modelo frente ao segundo é a necessidade de medição da corrente i_{DC2} , o que na prática muitas vezes se torna complicado. Neste trabalho, o controlador de tensão do elo cc está baseado no segundo modelo, ou seja na energia armazenada no capacitor do elo cc.

De acordo com o esquema apresentado na figura 5.18, a energia armazenada no capacitor é dada pela diferença entre a potência da rede e a potência consumida pela carga. Sua equação é descrita por:

$$\frac{1}{2} C_{DC} \frac{du_{DC}^2}{dt} = P_g - P_L \quad (5.34)$$

A fim de transformar a equação em um sistema de primeira ordem, é feita uma substituição de variáveis onde $W = u_{DC}^2$. Para a aplicação das ferramentas de controle clássico, é obtido um modelo para pequenos sinais. O resultado destas duas alterações na equação 5.38, tem-se:

$$\frac{1}{2}C_{DC}\frac{d\tilde{W}}{dt} = \tilde{P}_g - \tilde{P}_L \quad (5.35)$$

Em [14] foi realizado um estudo de estabilidade em função dos valores adotados de R_L e C_{DC} . O funcionamento do VSC foi analisado para valores positivos e negativos de R_L , como também para valores grandes ou pequenos de C_{DC} . Concluiu-se que quando o VSC opera como retificador, o sistema é assintoticamente estável para $R_L \rightarrow \infty$. Porém, para um sistema com valor constante e finito de R_L , o aumento do valor de C_{DC} pode provocar instabilidade. Na prática, valores elevados de C_{DC} implicam em uma resposta da planta mais lenta com menos oscilações na tensão do elo cc.

Por outro lado, valores pequenos de C_{DC} levam a maior estabilidade da planta. Porém isto implicaria em uma resposta mais rápida e com mais variações na tensão do barramento cc, o que poderia levar o VSC a instabilidade, pois estas variações são transmitidas ao restante do circuito, incluindo as correntes da rede.

Quanto ao funcionamento no modo regenerativo, $R_L < 0$, o sistema é instável e quanto maiores os valores de C_{DC} e R_L mais a planta se aproxima da estabilidade. Desta forma, é interessante que o projeto do controlador seja independente do valor da resistência de carga R_L .

A função de transferência será obtida a partir da relação $\tilde{W}/\tilde{P}_g$ da equação 5.35. A perturbação em $\tilde{P}_L$ não é considerada nula, pois esta é função da entrada $\tilde{W}$ e do tipo de carga a qual está conectado.

$$\frac{1}{2}C_{DC}\frac{d\tilde{W}}{dt} = \tilde{P}_g - \tilde{P}_L \Rightarrow \frac{1}{2}C_{DC}\frac{d\tilde{W}}{dt} = \tilde{P}_g - \frac{\tilde{W}}{R_L} \Rightarrow \frac{\tilde{W}}{\tilde{P}_g}(s) = \frac{R_L}{\frac{C_{DC}R_L}{2}s + 1} \quad (5.36)$$

Se a equação 5.36 é escrita no domínio discreto, através da aproximação ZOH, tem-se:

$$\frac{\tilde{W}}{\tilde{P}_g}(z) = R_L \frac{1 - e^{-2T_s/R_L C_{DC}}}{z - e^{-2T_s/R_L C_{DC}}} \quad (5.37)$$

O pólo está localizado em $e^{-2T_s/R_L C_{DC}}$ e pode ser aproximado a 1 se $R_L C_{DC} \geq 40T_s$ e a constante da função de transferência pode ser aproximada a $1 - \frac{2T_s}{R_L C_{DC}}$ se $R_L C_{DC} \geq 20T_s$ [14]. Desta forma, se pode aproximar a 5.41 de forma que a função de transferência seja independente de R_L , resultando em:

$$\frac{\tilde{W}}{\tilde{P}_g}(s) = \frac{2}{sC_{DC}} \quad (5.38)$$

O diagrama de blocos para a equação 4.36 está representado na figura 5.19 (a) e, em forma equivalente em (b). A figura 5.19 (c) representa o diagrama de blocos para a equação 5.38

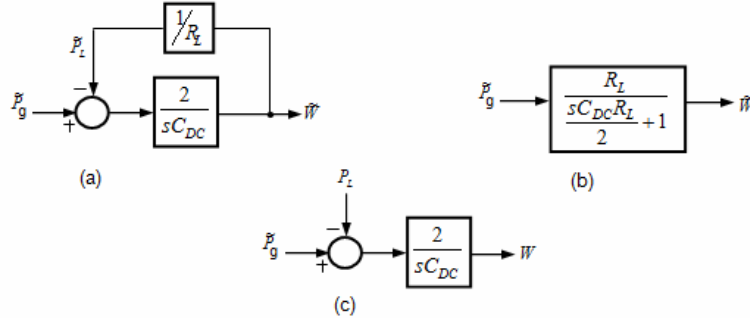


Figura 5.19: Representação em diagrama de blocos da equação 5.36 e 5.38.

5.5. Projeto do Controlador de Tensão do Elo CC.

A partir do diagrama de blocos apresentado na figura 5.19 se desenvolve o controlador da tensão do elo cc utilizando como variável de controle a energia do capacitor. A expressão matemática que o descreve é dada por:

$$\frac{1}{2}C_{DC}\frac{dW}{dt} = P_g - P_L \quad (5.39)$$

Esta é uma equação linear a partir da qual se pode desenvolver um controlador de tensão do elo cc [29][30]. O objetivo é encontrar o valor da potência, para que esta sirva de entrada para os cálculos das correntes de referência de acordo com a teoria de potência instantânea apresentada anteriormente. A função de transferência que descreve a planta, apresentada na seção anterior e repetida aqui por conveniência, é dada por:

$$\frac{\tilde{W}}{\tilde{P}_g}(s) = \frac{2}{sC_{DC}} \quad (5.40)$$

O projeto do controlador levou em consideração requisitos como:

- O controlador de u_{DC} deve ser mais lento que o controlador de corrente, para que ambos possam ser independentes. O tempo de estabelecimento é calculado para que esteja compreendido no intervalo de 10ms a 20ms. A primeira limitação garante que o controlador seja mais lento que o controlador de corrente. A segunda permite que ele seja capaz de responder possíveis perturbações na rede em um ciclo.
- Deve-se evitar sobretensões no elo cc e estabelece-se que $\zeta \geq \frac{1}{\sqrt{2}}$.

A função de transferência do controlador PI pode ser expressa por:

$$\frac{P_g}{W}(z) = K_{pDC} \frac{z - \alpha_{DC}}{z - 1} \quad (5.41)$$

Desta forma o ajuste dos parâmetros do controlador pode ser obtido a partir do método do lugar das raízes no plano z. Finalmente obteve-se $\alpha_{DC} = 0.945$ e $K_{pDC} = 0.1688 \frac{C_{DC}}{2e_{\alpha\beta}T_s}$. É acrescentado ainda um integrador *anti-windup* de ganho $K_{AWDC} = 1/K_{pDC}$, de acordo com [31]. A figura 5.20 apresenta o diagrama de blocos do controlador da tensão no barramento cc.

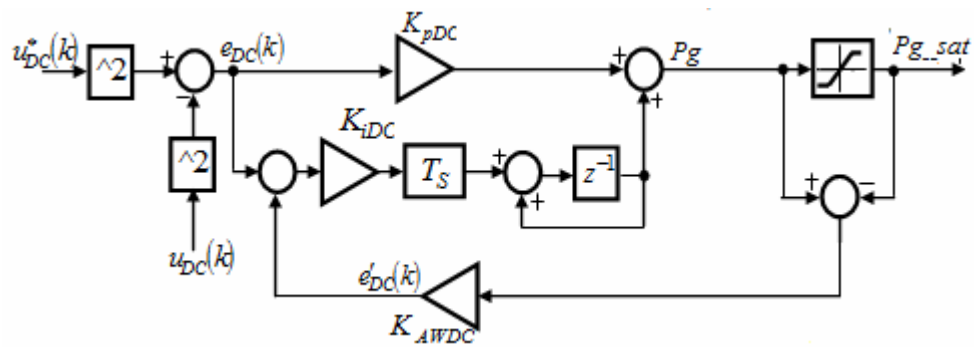


Figura 5.20: Representação em diagrama de blocos do regulador de tensão no elo cc.

SIMULAÇÕES DOS ALGORÍTMOS DE CONTROLE

Conteúdo – Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos das simulações realizadas para um conversor conectado a uma carga passiva e um back-to-back conectado a uma carga ativa e com presença de afundamentos de tensão e variação de frequência na rede.

Para um afundamento de tensão, onde o módulo de tensão da rede se reduz a V , a máxima potência que se pode entregar a rede P_g está limitada pela máxima corrente que o conversor pode gerar. Se esta potência for inferior à potência do gerador P_w , se produz um incremento da tensão do elo cc, salvo os casos onde esta energia possa ser armazenada em algum ponto do sistema. [32].

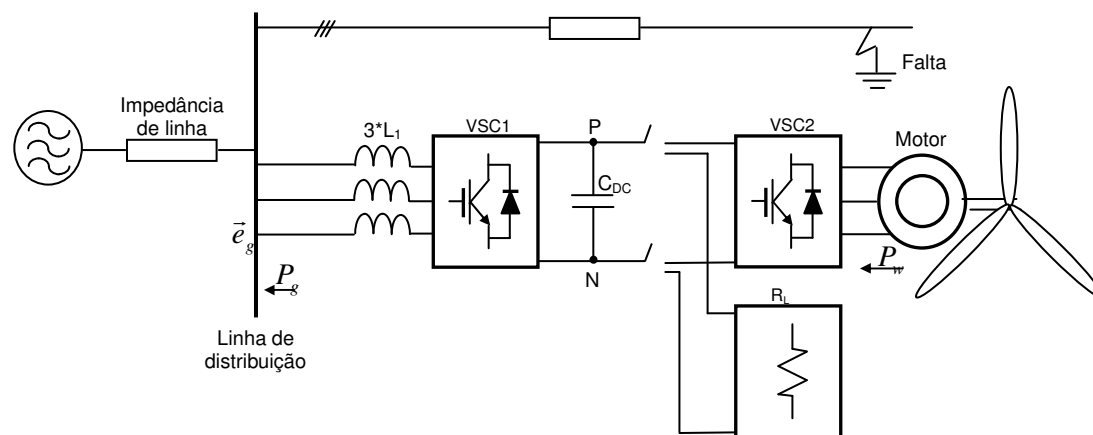


Figura 5.1: Conversor *back-to-back* conectado a linha de distribuição.

Antigamente, na ocorrência de algum afundamento momentâneo de tensão, a prática habitual era a desconexão do VSC da rede, de forma que o excedente de energia fosse armazenado ou dissipado em algum ponto do sistema. Porém, devido ao aumento do número de conversores conectado à rede, esta solução já não é viável uma vez que a desconexão destes parques representaria uma perda significativa de potência no sistema elétrico.

No caso de compensar os afundamentos de tensão, novas correntes de referência devem ser geradas, o que pode implicar em correntes superiores à corrente nominal [33] e [34]. Desta

forma, a potência que se entrega a rede ou a potência de saída do conversor deve ser constante, independente da variação da variação momentânea da rede.

Os VSCs que se conectam a rede elétrica podem ter dois tipos de cargas conectadas ao elo cc: ativas e passivas. No caso de carga ativa, com o outro VSC conectado a um gerador elétrico, o VSC conectado à rede pode trabalhar como retificador, quando é a rede elétrica que entrega energia ao conversor, ou como inversor, quando é o conversor que a entrega à rede. Na segunda situação, pode ocorrer excedente de energia devido à diferença entre a energia produzida pelo gerador e a máxima potência que o conversor é capaz de entregar à rede. Esta potência deve ser dissipada ou armazenada.

Se a carga é passiva e é uma resistência, o VSC conectado a rede elétrica somente pode trabalhar como retificador PWM. Na ocorrência de um afundamento de tensão o objetivo é manter a potência ativa constante drenada da rede.

A tabela 6.1 apresenta os valores adotados para a simulação.

Parâmetro	Sigla	Valor
Capacitância do elo cc	Cdc_1	$4500\mu F$
Capacitância do elo cc	Cdc_2	$4500\mu F$
Indutância de filtro	L_1	$0,75mH$
Resistência de filtro	R_1	$3,6m\Omega$
Frequência	ω_0	$100.\pi \text{ rad/s}$
Período de Amostragem	T_s	$200\mu s$
Período de Comutação	T_{sw}	$400\mu s$
Tensão Nominal da rede	E	$400V$
Potência Nominal do conversor	S_n	$100kVA$

Tabela 6.1: Parâmetros do circuito de simulação.

6.1. VSC Conectado à Rede com Carga Passiva.

Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos da simulação para o caso de uma carga passiva conectada ao barramento cc para um conversor de três níveis conectado a rede elétrica através de um filtro L.

A figura 6.2 (a) apresenta os resultados obtidos para o controlador desenvolvido no capítulo 4, utilizando a teoria de potência instantânea, na ocorrência de um afundamento do tipo A, ou seja, afundamento de tensão nas três fases para 75% em relação ao valor nominal e tem duração de 0.1s, entre $t_1 = 0.75s$ e $t_2 = 0.85s$. A figura 6.2 (b) apresenta os resultados obtidos para o controlador PI, segundo desenvolvido por [14], nas mesmas condições. Nas figuras, são apresentadas a tensão u_{DC} do elo cc e as correntes de rede. A tabela 6.2 traz os valores das constantes empregadas nos controladores.

Controlador PR
$K_p = 2.300$
$K_i = 3.3647$

Tabela 6.2: Parâmetros do Controlador empregado nas simulações da figura 6.2

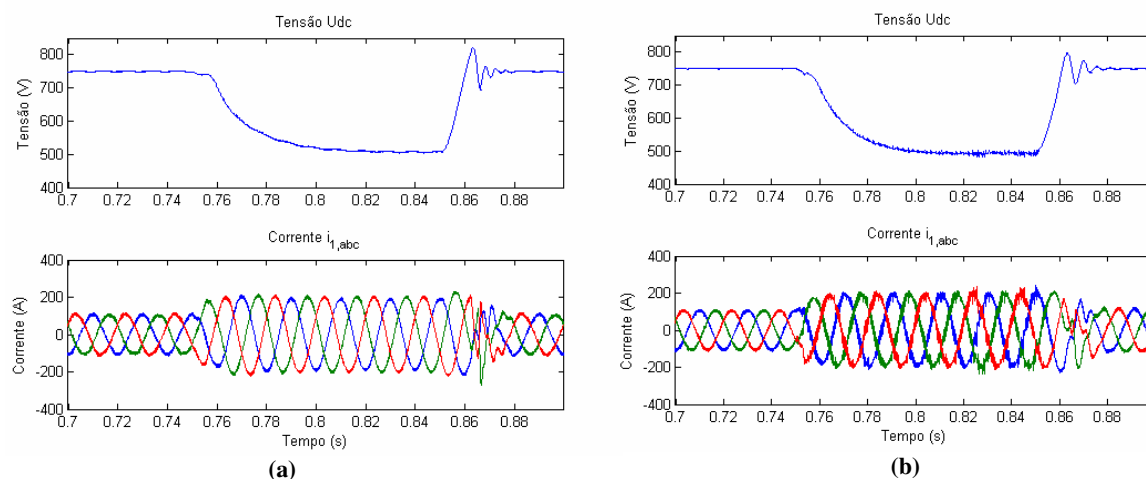


Figura 6.2: Simulação para um afundamento do tipo A para os controladores: (a) proporcional-ressonante e (b) proporcional-integral.

A figura 6.3 apresenta os harmônicos produzidos na corrente de rede ante o afundamento de tensão. Enquanto o controlador proporcional-ressonante apresenta $THD = 0.603$ o controlador proporcional-integral apresenta $THD = 5.582$.

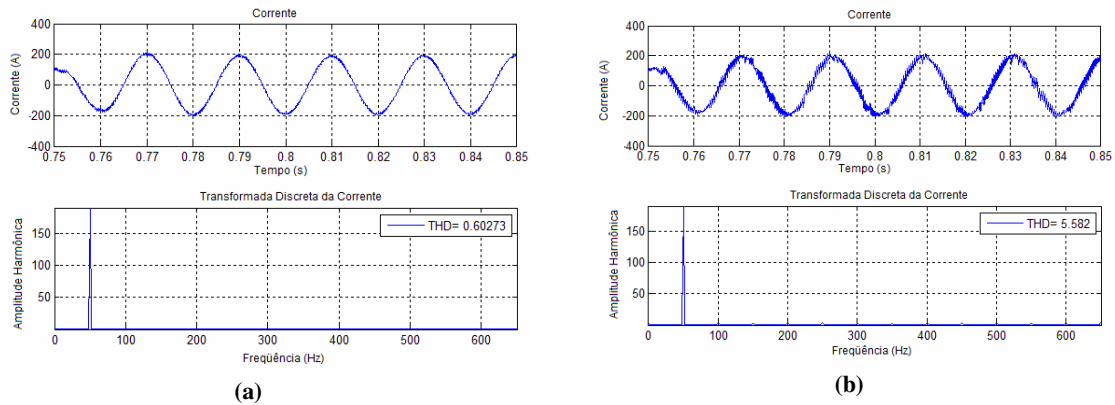


Figura 6.3: Harmônicos na corrente de rede e THD para um afundamento do tipo A para os controladores: (a) proporcional-ressonante e (b) proporcional-integral.

O estudo foi realizado também para ocorrência de um afundamento do tipo B, ou seja, afundamento de tensão em somente uma das fases da tensão de rede. Assim, as simulações foram realizadas para redução para 75% da tensão na fase a , também de duração 0.1s compreendido no mesmo intervalo das simulações anteriores.

A figura 6.4 (a) e (b) apresentam os resultados obtidos para o controlador ressonante e o controlador integral para os mesmos parâmetros dos controladores apresentados na tabela 6.1.

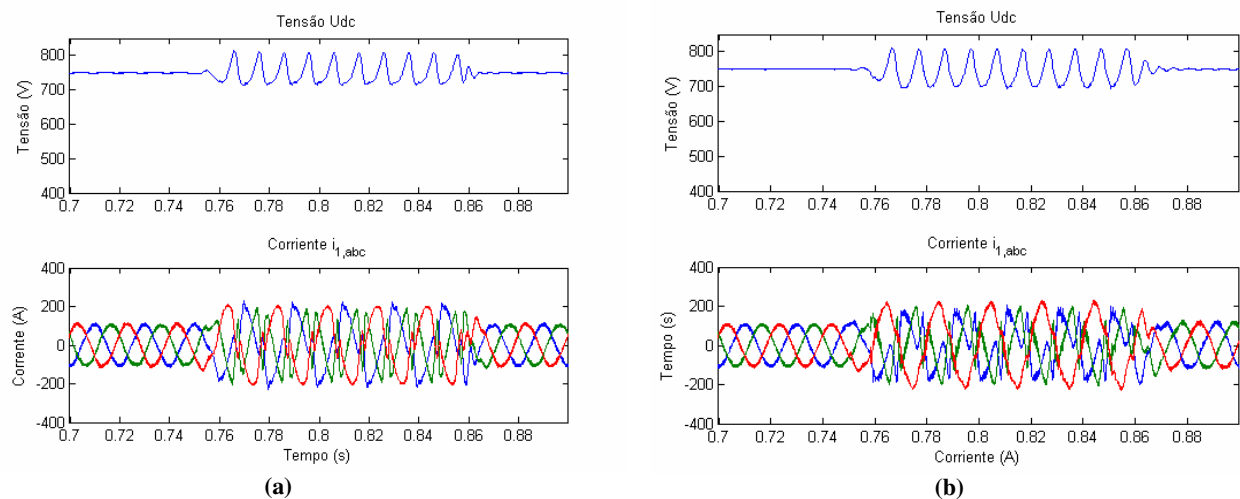
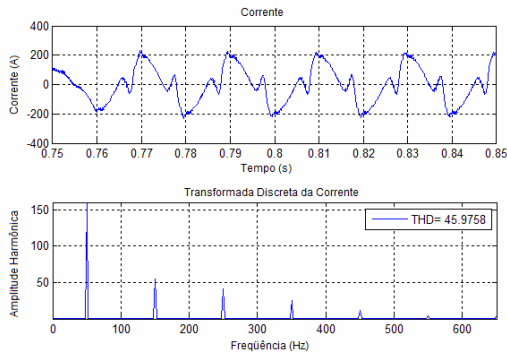
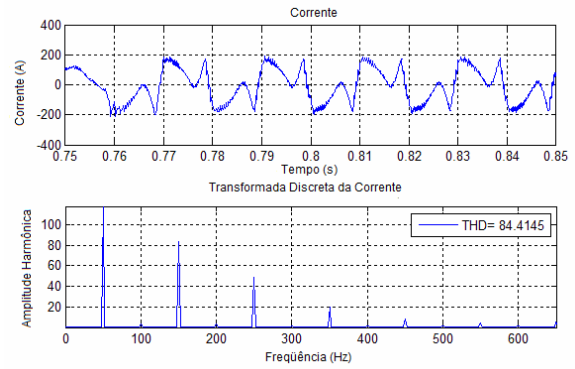


Figura 6.4: Simulação para um afundamento do tipo B para os controladores: (a) proporcional-ressonante e (b) proporcional-integral.

A figura 6.5 apresenta os harmônicos produzidos na corrente de rede ante o afundamento de tensão. Enquanto o controlador proporcional-ressonante apresenta $THD = 45.98$ o controlador proporcional-integral apresenta $THD = 84.42$.



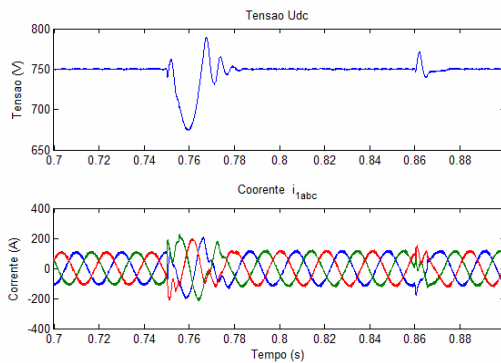
(a)



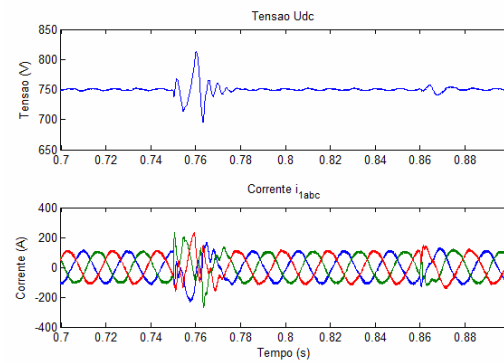
(b)

Figura 6.5: Harmônicos na corrente de rede e THD para um afundamento do tipo B para os controladores: (a) proporcional-ressonante e (b) proporcional-integral.

Por fim foi estudado também o comportamento dos controladores durante a ocorrência de variação de frequência na rede, uma vez que os parâmetros do controlador ressonante são dependentes da frequência da rede. Assim, variou-se a tensão em $1Hz$ com duração de $0.1s$ para os instantes compreendidos entre $t_1 = 0.75s$ e $t_2 = 0.85s$. A figura 6.6 apresenta os resultados obtidos.



(a)



(b)

Figura 6.6: Simulação para variação de frequência da rede para os controladores: (a) proporcional-ressonante e (b) proporcional-integral.

A figura 6.6 apresenta os harmônicos produzidos na corrente de rede quando há variação na frequência da rede. O controlador proporcional-ressonante apresenta $THD = 5.45$ e o controlador proporcional-integral apresenta $THD = 3.12$.

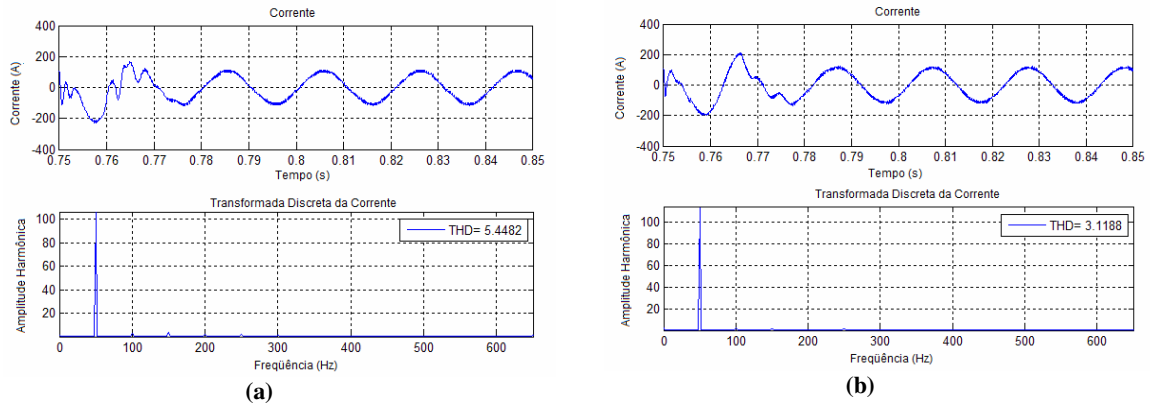


Figura 5.7: Harmônicos na corrente de rede e THD para variação na frequência de rede para os controladores: (a) proporcional-ressonante e (b) proporcional-integral.

6.2. VSC Conectado a Rede com Carga Ativa.

Serão apresentados nesta seção os resultados obtidos da simulação para o caso de uma carga ativa ao elo cc para um conversor de três níveis conectado a rede elétrica através de um filtro L. Para tal foi utilizado um motor de indução, através de um VSC como apresentado na figura 6.1, com os parâmetros apresentados nas tabelas 6.1 e 6.2.

Parâmetro	Valor
Resistência de estator	$R_{stator} = 14.85 \times 10^{-3} \Omega$
Indutância de estator	$L_{stator} = 0.3027 \times 10^{-3} H$
Resistência de rotor	$R_{rotor} = 9.295 \times 10^{-3} \Omega$
Indutância de rotor	$L_{rotor} = 0.3027 \times 10^{-3} H$
Indutância mútua	$L_{mutual} = 10.46 \times 10^{-3} H$
Inércia	$J = 3 \text{ Kg.m}^2$
Fator de fricção	$F = 1.0 \text{ N.m.s}$
Número de par de pólos	2

Tabela 6.3: Parâmetros do motor de indução utilizado para simulação.

As figuras 6.8 (a) e (b) apresentam os resultados obtidos para o controlador proporcional-ressonante e proporcional-integral respectivamente durante a ocorrência de um afundamento de tensão nas três fases para 75% em relação ao valor nominal e tem duração de 0.1s entre $t_1 = 0.75s$ e $t_2 = 0.85s$.

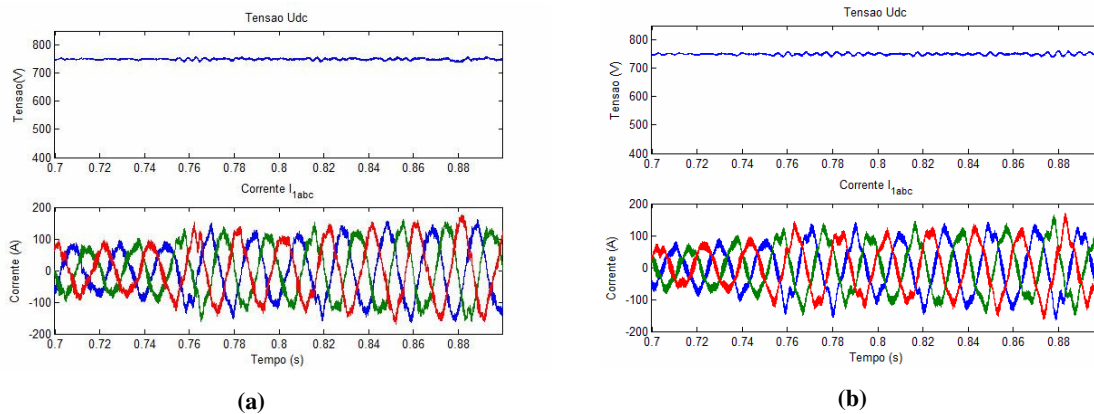


Figura 6.8: Simulação para um afundamento do tipo A para os controladores: (a) proporcional-ressonante e (b) proporcional-integral.

A figura 6.9 apresenta os harmônicos produzidos na corrente de rede gerados durante este afundamento de tensão. Enquanto o controlador proporcional-ressonante apresenta $THD = 70.01$ e o controlador proporcional-integral apresenta $THD = 64.12$.

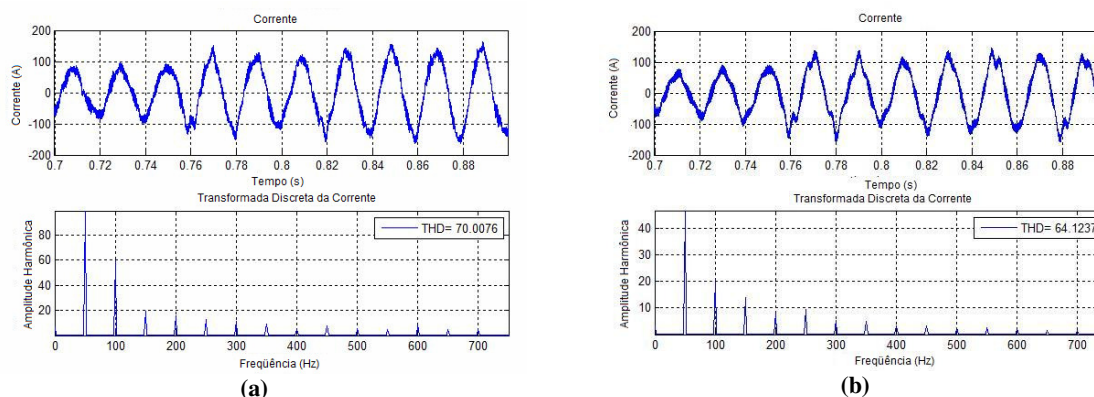


Figura 6.9: Harmônicos na corrente de rede e THD para um afundamento do tipo A para os controladores: (a) proporcional-ressonante e (b) proporcional-integral.

No caso de ocorrência afundamento de tensão para redução para 75% da tensão nominal somente para a fase a , também de duração 0.1s compreendido no mesmo intervalo das simulações anteriores, obteve-se os gráficos apresentados na figura 6.10.

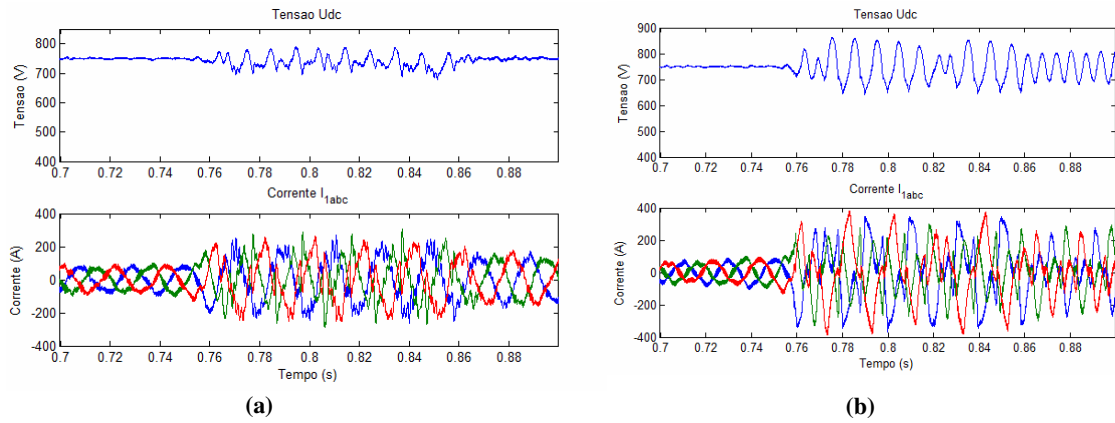


Figura 6.10: Simulação para um afundamento do tipo B para os controladores: (a) proporcional-ressonante e (b) proporcional-integral.

A figura 6.11 (a) e (b) apresentam os resultados obtidos para o controlador ressonante e o controlador integral que apresentam THD igual a 83.09 e 141.19 respectivamente.

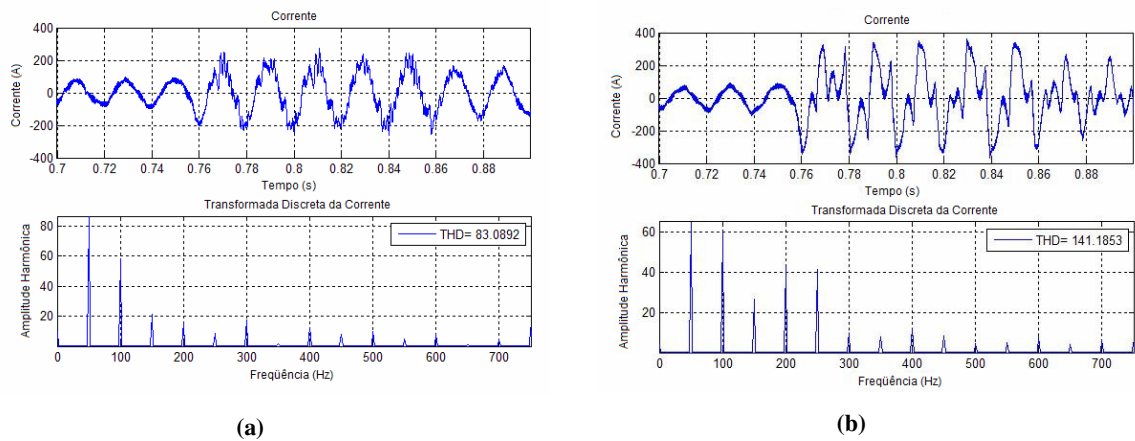
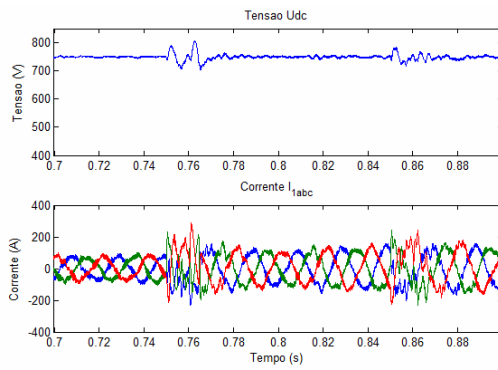
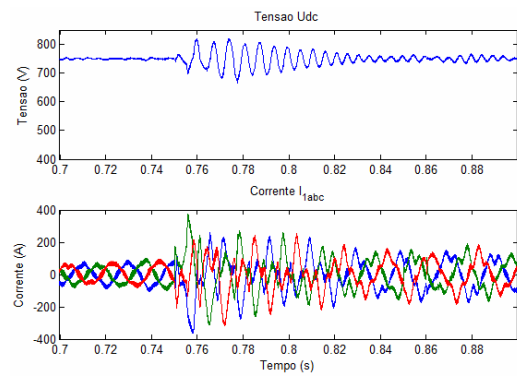


Figura 6.11: Harmônicos na corrente de rede e THD para um afundamento do tipo B para os controladores: (a) proporcional-ressonante e (b) proporcional-integral.

Por fim foi estudado também o comportamento dos controladores durante a ocorrência de variação de frequência da rede em 1Hz com duração de 0.1s para os instantes compreendidos entre $t_1 = 0.75\text{s}$ e $t_2 = 0.85\text{s}$. A figura 6.12 apresenta os resultados obtidos.



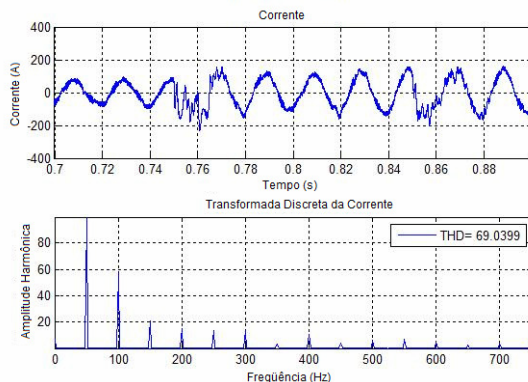
(a)



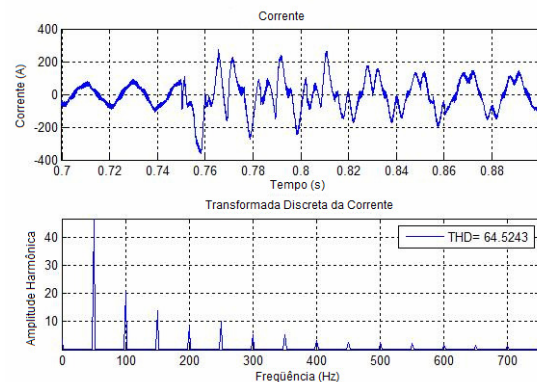
(b)

Figura 6.12: Simulação para variação de frequência da rede para os controladores: (a) proporcional-ressonante e (b) proporcional-integral.

A figura 6.13 apresenta os harmônicos produzidos na corrente de rede quando há variação na frequência da rede. O controlador proporcional-ressonante apresenta $THD = 5.45$ e o controlador proporcional-integral apresenta $THD = 64.53$.



(a)



(b)

Figura 6.13: Harmônicos na corrente de rede e THD para variação na frequência de rede para os controladores: (a) proporcional-ressonante e (b) proporcional-integral.

CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho teve como objetivo propor uma nova estratégia de controle para o VSC conectado à rede elétrica de um conversor “*back-to-back*”.

Inicialmente foi apresentado o panorama da geração de energia eólica ao redor do mundo. Posteriormente, apresentou-se as exigências espanholas à conexão de energias renováveis ao sistema elétrico espanhol. A fim de atender os requisitos impostos pela regulamentação espanhola, desenvolveu-se os controladores de corrente e tensão do elo cc a fim de controlar a potência ativa entregue pelo conversor à rede.

Foram estudados então duas diferentes estratégias de controle de corrente para o VSC conectado à rede elétrica: a primeira baseada nos eixos síncronos com a utilização de um controlador PI e a segunda baseada na teoria de potência instantânea, utilizando os eixos estacionários $\alpha\beta$ e um controlador PR.

Os controladores foram simulados para o caso de haver conectado ao outro VSC uma carga passiva e uma carga ativa. As simulações ainda consideraram possíveis ocorrências de perturbações na rede, tais como, afundamento de tensão trifásico, monofásico e variação de frequência da rede. O estudo da última é bastante pertinente uma vez que os parâmetros do controlador PR são dependentes da frequência de rede.

No caso de uma carga passiva, os resultados de THD se mostraram bastante favoráveis ao controlador desenvolvido neste trabalho, já que para os casos onde houve afundamento de tensão seu THD foi consideravelmente inferior ao controlador PI e no caso de variação de frequência da rede, os resultados de THD foram bastante próximos para ambos controladores.

No caso de uma carga ativa, os resultados de THD estiveram próximos para o caso de afundamento trifásico das tensões da rede. Contudo, em relação ao caso onde há variação de frequência da rede, apesar de os resultados de THD apresentarem-se melhores no caso do controlador PI, é interessante considerar a variação de tensão no barramento cc, onde este

apresenta bastante oscilação. Ainda é interessante notar que os resultados apresentaram-se significativamente melhores para o caso onde há afundamento monofásico na rede para o controlador PR, incluído menores variações na tensão do elo cc.

A partir dos estudos realizados neste trabalho, se propõe aqui a implementação dos algoritmos de controle apresentados em DSP ou FPGA. É ainda sugerido o estudo do comportamento dos controladores ressonantes para controle de corrente do VSC conectado à rede elétrica através de um filtro LCL.

BIBLIOGRAFIA

[1] "Converter Application in Future European Electricity Network" UNIFLEX-PM 019794 (SES6)

[2] "European Commission – New ERA for electricity in Europe. Distributed Generation: Key Issues", Challenges and Proposed Solutions, EUR 20901, 2003, ISBN 92-894-6262-0;

[3] "World Wind Energy Association Statistics", ano 2006.
http://www.wwindea.org/home/images/stories/pdfs/pr_statistics2006_290107.pdf

[4] "Global Wind Energy Council (GWEC) statistics", ano 2006
http://www.gwec.net/uploads/media/07-02_PR_Global_Statistics_2006.pdf

[5] "European Wind Energy Association (EWEA) Statistics"
http://www.ewea.org/fileadmin/ewea_documents/documents/publications/statistics/070129_Wind_map_2006.pdf

[6] "Global Intalled wind power Capacity (MW) - Global Wind Energy Concil 6.2.2006
http://www.gwec.net/uploads/media/chartes08_EN_UPD_01.pdf

[7] "Analysis of wind power poower in the Danish Electricity Supply in 2005 and 2006."
<http://www.wind-watch.org/documents/wp-content/uploads/dk-analysis-wind.pdf>

[8] L.H.Hansen, L.Helle, F.Blaabjerg, E.Ritchie, S.Munk-Nielsen, H.Bindner, P.Sorensen, B.Bak-Jensen. "Conceptual Survey of Generators and Power Electronics for Wind Turbines". Risø National Laboratory, Roskilde (Denmark). December, 2001.

- [9] A.Nabae, I.Takahashi, H.Akagi. "A New Neutral-Point Clamped PWM Inverter". IEEE Trans. on Industry Applications, vol. IA-17, no. 5, September/October 1981. Page(s): 518-523.
- [10] R.Teodorescu, F.Blaabjerg, J.K.Pedersen, E.Cengelci, S.U.Sulistijo, B.O.Woo, P.Enjeti. "Multilevel Converters – A Survey". Lausanne. EPE 1999.
- [11] Salvador Alepuz Menéndez, "Aportación al Control del Convertidor CC/CA de Tres Niveles", Ph.D. dissertation, Universitat Politècnica de Catalunya, Espanha, Novembro 2004.
- [12] Bin Wu, Josep Pou, "High Power Converters – Topologies, Controls and Applications" - IEEE IECON'06 Tutorial, 2006.
- [13] L.M.Tolbert, T. G.Habetler. "Novel Multilevel Inverter Carrier-Based PWM Method". IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 35, no. 5, September/October 1999. Page(s): 1098 - 1107.
- [14] Emílio José Bueno Pena, "Optimización del comportamiento de um Convertidor de Três Niveles NPC Conectado a la Red Eléctrica", Ph.D. dissertation, Universidad de Alcalá, Espanha, Fevereiro 2005.
- [15] J. Holtz, "Pulsewidth Modulation-A Survey", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 39, NO. 5, DECEMBER 1992.
- [16] J. HOLTZ, "Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion", 1994-08 IEEE.
- [17] Nikola Celanovic, "SPACE VECTOR MODULATION AND CONTROL OF MULTILEVEL CONVERTERS"
- [18] Wu, Bin & Pou, Josep, "High Power converters – Topologies, Controls and Applications" IEEE IECON2006.
- [19] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits," IPEC, vol. 83, pg. 1375–1386, 1983.

- [20] E.H.Watanabe, M.Aredes, "Teoria de Potência Instantânea e Aplicações - Filtros Ativos e Facts".
- [21] E.H.Watanabe, R.Stephan, M.Aredes, "New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Powers in Electrical Systems With Generic Load", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.8, Nº.2, Abril 1993.
- [22] T.Furuhashi, S.Okuma, Y.Uchikawa, "A Study on the Theory of Instantaneous Rective Power" IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.37,Nº.1, Fevereiro 1990.
- [23] "Power Electronic Control", Alaküla, Lund University, 2002, pg 39 e 40.
- [24] S.Fukuda, T.Yoda, "A Novel Current-Traking Method for Active Filters Base don a Sinoidal Internal Model", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 37, NO. 3, MAIO/JUNHO 2001.
- [25] D.N.Zmood, D.Holmes, "Stationary Frame Current Regulation of PWM Inverters With Zero Steady-State Error", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 18, NO. 3, MAIO 2003.
- [26] X.Yuan, W.Merk, H.Stemmler, J.Allmeling, "Stationary-Frame Generalized Integrators for Current Control of Active Power Filters With Zero Steady-State Error for Current harmonics of Concern Under Unbabalanced and Distorced Operation Condictions", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 38, NO. 2, MARÇO/ABRIL 2002.
- [27] A.J.O.Riquelme, "Contribuições ao Controle do STATCOM", Ph.D. dissertation, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Outubro 2007.
- [28] A. Sannino, "APPLICATION OF POWER-ELECTRONIC DEVICES FOR IMPROVING POWER QUALITY IN INDUSTRIAL SYSTEMS", Ph.D. dissertation, University of Palermo, Italy, 2000.
- [29] N.Hur, J.Jung, K.Nam. "A Fast Dynamic DC-link Power-Balancing Scheme for a PWM Converter-Inverter System". IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 48, no. 4, August 2001. Page(s): 794-803.

[30] R.Ottersten. "On Control of Back-to Back Converters and Sensorless Induction Machine Drives". Thesis for the degree of doctor of philosophy. Department of Electric Power Engineering. Chalmers University of Technology. Göteborg, Sweden 2003.

[31] S.Alahakoon. "Digital Motion Control Techniques for Electrical Drives". ISBN: 91-7170-555-4. Electrical Machines and Power Electronics. Department of Electric Power Engineering. KTH. Stockholm 2000.

[32] R.Ottersten, A.Petersson, and K.Pietiläinen, "Voltage Sag Response of PWM Rectifiers for Variable-Speed Wind Turbines". 2004 Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics (NORpie 2004), Trondheim, Norway, June 13-16, 2004.

[33] F.A.Magueed, A.Sannino, J.Svensson. "Design of Robust Converter Interface for Wind Power Applications". Nordic Wind Power Conference. Chalmers University of Technology. 1-2 March, 2004.

[34] F.A.Magueed, A.Sannino, J.Svensson. "Transient Performance of Voltage Source Converter under Unbalanced Voltage Dips". IEEE 35th Annual Power Specialists Conference (PESC'04). Aachen, Germany. 20-25 June 2004. Page(s): 1163 – 1168.