

UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ROBERTO FELICIANO DIAS FILHO

**ANÁLISE DE TÉCNICAS DE
CONTROLE DE
CONVERSORES CONECTADOS
A REDES ELÉTRICAS**

VIRTUS IMPAVIDA

RECIFE, MARÇO DE 2009.

UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ANÁLISE DE TÉCNICAS DE
CONTROLE DE
CONVERSORES CONECTADOS
A REDES ELÉTRICAS

ROBERTO FELICIANO DIAS FILHO

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica

ORIENTADOR: PROF. FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES, DOUTOR

Recife, Março de 2009.

D541a **Dias Filho, Roberto Feliciano**

Análise de técnicas de controle de conversores conectados a redes elétricas / Roberto Feliciano Dias Filho. - Recife: O Autor, 2009.

xvii, 111 f.; il., gráfs., tabs.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2009.

Inclui Referências bibliográficas.

1. Engenharia elétrica. 2. Eletrônica de potência. 3. Conversores do tipo fonte de tensão. 4. Controle direto de potência. 5. Controle por modos deslizantes I. Título.

621.3 CDD (22. ed.)

UFPE/BCTG/2009-099



Universidade Federal de Pernambuco

Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
DISSERTAÇÃO DO MESTRADO ACADÊMICO DE

ROBERTO FELICIANO DIAS FILHO

TÍTULO

**“ANÁLISE DE TÉCNICAS DE CONTROLE DE CONVERSORES
CONECTADOS A REDES ELÉTRICAS”**

A comissão examinadora composta pelos professores: FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES, DEESP/UFPE, MARCELO CABRAL CAVALCANTI, DEESP/UFPE e MAURÍCIO AREDES, COPPE/UFRJ sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **ROBERTO FELICIANO DIAS FILHO APROVADO.**

Recife, 30 de março de 2009.

EDUARDO FONTANA
Coordenador do PPGE

FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES
Orientador e Membro Titular Interno

MAURÍCIO AREDES
Membro Titular Externo

MARCELO CABRAL CAVALCANTI
Membro Titular Interno

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus pela minha vida e pela capacidade de aprender.

À minha mãe pelo seu apoio e esforço em favor da minha formação, sem esquecer do seu otimismo incondicional e ao meu pai pelo fomento de meus estudos.

À minha esposa pela paciência, palavras de estímulo e compreensão.

Ao Prof. Álvaro, Sydney e Toinho, pelo aprendizado e oportunidade de trabalhar com estudos elétricos. A ANDESA foi minha primeira incentivadora no mestrado e decisiva em meu rumo profissional.

Ao Prof. Ascendino pelas primeiras orientações.

Ao Prof. Chico pela confiança depositada em mim, além de todo o aprendizado que eu adquiri entre aulas e orientações.

Ao Eng. Rogério Augusto pela flexibilidade e bom senso, decisivos para a conciliação do mestrado com as atividades da CHESF.

Aos professores e engenheiros Methódio Varejão e Alcides Codeceira pelo apoio no ingresso ao programa de pós-graduação.

Ao amigo Samuel pelas trocas de idéias e orientações não-oficiais, mas relevantes na elaboração deste trabalho.

A Josué, Felipe, Helber e Sílvio, colegas de GEPAE que tanto me auxiliaram nas conversas informais na sala dos alunos de mestrado.

ROBERTO FELICIANO DIAS FILHO

Universidade Federal de Pernambuco

31 de Março de 2009

*“... Se Deus é por nós, quem será
contra nós?”*

Romanos (8.31)

Resumo da Dissertação apresentada à UFPE como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

ANÁLISE DE TÉCNICAS DE CONTROLE DE CONVERSORES CONECTADOS A REDES ELÉTRICAS

Roberto Feliciano Dias Filho

Março/2009

Orientador: Prof. Francisco de Assis dos Santos Neves, Doutor

Área de Concentração: Processamento de Energia

Palavras-chaves: Eletrônica de Potência, Conversores do Tipo Fonte de Tensão, Controle Direto de Potência, Transitórios Eletromagnéticos, Controle por Modos Deslizantes

Número de páginas: 111

O presente trabalho tem por objetivo principal apresentar uma análise do desempenho das principais técnicas de controle de conversores trifásicos, tipo fonte de tensão, conectados a redes elétricas durante transitórios em sistemas elétricos. Portanto, em todas as simulações realizadas neste trabalho o conversor foi conectado ao sub-sistema Leste da CHESF, representado no ATP por dezesseis barras interligadas através de linhas de transmissão modeladas a parâmetros distribuídos, transformadores de potência com suas curvas de magnetização implementadas, além de compensadores síncronos. Tudo isso visa reproduzir com maior fidelidade fenômenos transitórios comuns à rotina diária dos sistemas elétricos de potência. Todas as técnicas foram modeladas em linguagem MODELS, a fim de serem integradas ao ATP durante a simulação, e duas delas, baseadas em controle por modos deslizantes, são propostas com o objetivo de garantir robustez a variações paramétricas, característica desejável, mas ainda não presente nas técnicas atuais.

Abstract of Dissertation presented to UFPE as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering

ANALYSIS OF CONTROL TECHNIQUES FOR ELECTRICAL NETWORK CONNECTED VOLTAGE-SOURCE CONVERTERS

Roberto Feliciano Dias Filho

March/2009

Supervisor: Prof. Francisco de Assis dos Santos Neves, Doutor

Area of Concentration: Energy Processing

Keywords: Power Electronics, Voltage-Source Converters, Direct Power Control, Electromagnetic Transients, Sliding Modes Control

Number of pages: 111

This work presents a performance analysis of some control techniques applied to voltage-source converters during transients in the power systems. In this sense, in all the computational simulations the converter was considered to be connected to the CHESF (Brazilian federal power utility) east system, which was represented in ATP. The transmission lines connecting the system busbars represented in the system were modeled considering distributed parameters model. Further, the power transformers models included magnetization curves. The dynamic behavior of these and other system elements such synchronous condensers, reactors, capacitors, were modeled in such way that the usual electromagnetic transient phenomena that happens in daily operation of power systems could be accurately reproduced. All the techniques analyzed were modeled by means of MODELS language, in order to permit the integration with ATP, and specifically two of them, based in sliding modes control, are proposed with the purpose of ensuring robustness to parameter deviation.

CONTEÚDO

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS	ix
LISTA DE FIGURAS	xii
LISTA DE TABELAS	xvi
1 INTRODUÇÃO	1
2 PRINCIPAIS TÉCNICAS DE CONTROLE DE CONVERSORES DO TIPO FONTE DE TENSÃO	4
2.1 Considerações Iniciais	4
2.1.1 Características do Equivalente da Rede Elétrica Empregado na Modelagem	5
2.1.2 Características do Conversor	6
2.1.3 Modelagem dos Controladores PI	7
2.1.4 Malha de Controle do Barramento CC	9
2.2 Técnica CC-V PI	9
2.2.1 Considerações sobre a Modelagem Matemática do CC-V PI	10
2.2.2 Características da Técnica CC-V PI	13
2.3 Técnica DPC-V	13
2.3.1 Considerações sobre a Modelagem Matemática do DPC-V	15
2.3.2 Características da Técnica DPC-V	18
2.4 Técnica DPC-VF	19
2.4.1 Considerações sobre a Modelagem Matemática do DPC-VF	20
2.4.2 Questões Práticas Referentes ao Cálculo do Vetor Fluxo Virtual	24
2.4.3 Características da Técnica DPC-VF	26
2.5 Técnica DPC-SVM	26

2.5.1	Considerações sobre a Modelagem Matemática do DPC-SVM	27
2.5.2	Características da Técnica DPC-SVM	28
2.6	Técnicas Baseadas em Controle Preditivo	29
2.6.1	CC-V <i>Deadbeat</i>	29
2.6.2	DPC-SVM <i>Deadbeat</i>	31
2.6.3	Características das Técnicas Baseadas na Estratégia de Controle <i>Deadbeat</i>	34
2.7	Emprego de Sincronizadores para Extração de Vetores Espaciais de Seqüência Positiva	35
2.8	Conclusão	36
3	PROPOSTA DE UMA TÉCNICA DE CONTROLE ROBUSTO POR MODOS DESLIZANTES	38
3.1	Considerações Iniciais	38
3.2	Teoria de Controle Robusto por Modos Deslizantes	39
3.3	Técnicas Baseadas em Controle Robusto por Modos Deslizantes	44
3.3.1	CC-V <i>Sliding Modes</i>	44
3.3.2	DPC-SVM <i>Sliding Mode</i>	48
3.4	Conclusão	52
4	SIMULAÇÃO DAS TÉCNICAS DE CONTROLE DE CONVERSORES DO TIPO FONTE DE TENSÃO	54
4.1	Considerações Iniciais	54
4.2	Característica da Ferramenta Computacional Utilizada	55
4.3	Validação dos Modelos	57
4.4	Característica da Rede Elétrica Empregada na Simulações	68
4.5	Resultados das Simulações	69
4.5.1	Primeiro Tipo de Perturbação: Curto-Circuito Seguido de Religamento	69
4.5.2	Segundo Tipo de Perturbação: Variação na Indutância do Filtro RL .	82
4.6	Análise dos Resultados	91
4.7	Conclusão	102
5	CONCLUSÃO	104
6	TRABALHOS E DESENVOLVIMENTOS FUTUROS	106

Nomenclatura

$[X]$	Notação matricial para uma dada grandeza X
α, β	Sobrescritos referentes a grandezas em referencial $\alpha\beta$
\hat{x}	Notação indica que a grandeza x é estimada
ω_{ex}	Velocidade angular do sistema de eixos imaginários [rad/s]
ω_s	Velocidade angular elétrica do sistema [rad/s]
Ψ	Fluxo virtual instantâneo [Wb]
τ	Constante de tempo para projeto do PI [s^{-1}]
θ_{ex}	Posição do sistema de eixos imaginários [°]
$\vec{\Psi}$	Vetor espacial fluxo virtual [Wb]
\vec{s}	Vetor espacial potência aparente [VA]
\vec{v}, \vec{i}	Vetores espaciais tensão [V] e corrente [A]
a, b, c	Sobrescritos referentes a grandezas em referencial trifásico
C	Capacitância do barramento CC [F]
c	Condutância para projeto do PI [Ω^{-1}]
cv	Subscrito referente à grandezas associadas ao conversor
d, q	Sobrescritos referentes a grandezas em referencial dq
d_a, d_c, d_c	Razões cíclicas das chaves semicondutoras IGBT
e_{Id}	Sinal de erro da corrente de eixo direto [A]
e_{Iq}	Sinal de erro da corrente de eixo em quadratura [A]
e_p	Sinal de erro de potência ativa [W]
e_q	Sinal de erro da potência reativa [VAr]
f	Frequência elétrica do sistema [Hz]
f_{amost}	Frequência de amostragem [Hz]

f_{chav} Freqüência de chaveamento [Hz]
 ft Subscrito referente à grandezas associadas ao filtro
 K_i Ganho integral do controlador PI
 K_p Ganho proporcional do controlador PI
 L Indutância do filtro [H]
 p, q Sobrescritos referentes a grandezas em referencial pq
 R Resistência do filtro [Ω]
 R_c Resistência de carga do barramento CC [Ω]
 rd Subscrito referente à grandezas associadas à rede elétrica
 ref Subscrito indicador de grandezas de referência
 s, p, q Potência aparente [VA], potência ativa [W] e potência reativa instantâneas [VAr]
 s_a, s_c, s_c Estado das chaves semicondutoras IGBT
 T_a Período de amostragem [s]
 v, i Tensão [V] e corrente [A] instantâneos
 V_{cc} Tensão no barramento CC [V]
 V_m Valor máximo da tensão [V]
 ATP *Alternative Transient Program*
 CC *Controle de corrente*
 CC-V DB Controle de corrente com deadbeat orientado pelo vetor tensão
 CC-V PI Controle de corrente com PI orientado pelo vetor tensão
 CC-V SM Controle de corrente sliding mode orientado pelo vetor tensão
 CC-VOC Controle de corrente orientado pelo vetor tensão
 CEV *Controle de estrutura variável*
 CHESF Companhia Hidro Elétrica do São Francisco
 DC *Direct control* ou controle direto
 DPC *Direct power control* ou controle direto de potência
 DPC-SVM Controle direto de potência com modulação por vetores espaciais
 DPC-SVM DB Controle direto de potência deadbeat com modulação por vetores espaciais
 DPC-SVM SM Controle direto de potência sliding mode com modulação por vetores espaciais

DPC-V Controle direto de potência baseado no vetor tensão

DPC-VF Controle direto de potência baseado no vetor fluxo virtual

DSOGI-PLL *Dual second order generalized integrator-phase locked loop* ou PLL baseado em duplo integrador generalizado de segunda ordem

DSPWM *Digital scalar-pulse width modulation*

FACTS *Flexible AC transmission systems*

FRT *Fault ride-through*

IGBT *Insulated-gate bipolar transistor*

MODELS Linguagem para representação de dispositivos não-convencionais no ATP

PI Controlador proporcional-integral

PLL *Phase-locked loop*

PWM *Pulse width modulation*

SEV Sistemas de estrutura variável

SMC *Sliding mode control*

SVM *Space vector modulation*

THD *Total harmonic distortion*

VF *Virtual flux*

VOC *Voltage oriented control*

VSC *Voltage-source converter*

LISTA DE FIGURAS

1.1	VSCs na configuração <i>back-to-back</i>	1
1.2	Condição de falta nas vizinhanças do ponto de instalação do VSC.	2
2.1	Equivalente de rede, filtro RL e VSC.	6
2.2	Diagrama de Blocos da Técnica CC-V PI.	10
2.3	Diagrama de Blocos da Técnica DPC-V.	15
2.4	Setores para localização da posição do vetor espacial tensão.	18
2.5	Tabela de chaveamento (<i>look-up table</i>) da técnica DPC-V.	18
2.6	Setores para localização da posição do vetor espacial fluxo virtual.	20
2.7	Tabela de chaveamento (<i>look-up table</i>) da técnica DPC-VF.	20
2.8	Diagrama de Blocos da Técnica DPC-VF com controle orientado pelo fluxo virtual.	23
2.9	Diagramas de de Bode de ganho e fase do filtro e do integrador puro.	25
2.10	Resposta ao degrau unitário do filtro e do integrador puro.	25
2.11	Diagrama de Blocos da Técnica DPC-SVM.	27
2.12	Diagrama de Blocos da Técnica CC-V <i>Deadbeat</i>	31
2.13	Diagrama de Blocos da Técnica DPC-SVM <i>Deadbeat</i>	34
2.14	Diagrama de blocos do DSOGI-PLL.	36
3.1	Diagrama de blocos da planta de segunda ordem.	40
3.2	Plano de fase das plantas representadas pelas Equações 3.2 e 3.4	41
3.3	Plano de fase do exemplo apresentado quando controlado por modo deslizante.	42
3.4	Diagrama de Blocos da Técnica CC-V <i>Sliding Mode</i>	48
3.5	Diagrama de Blocos da Técnica DPC-SVM <i>Sliding Modes</i>	52
4.1	VSC conectado através do filtro RL a um barramento infinito ($V_{abc} = [230, 230a, 230a^2]V$, $L = 10mH$, $r = 0, 1\Omega$, $C = 1mF$ e $R_{cc} = 100\Omega$).	58

4.2	Tensão no barramento CC do VSC nas técnicas orientadas pelo vetor tensão (validação dos modelos)	60
4.3	Tensão no barramento CC do VSC nas técnicas orientadas pelo vetor fluxo virtual (validação dos modelos)	61
4.4	Potências ativa e reativa absorvida/injetada na rede pelo VSC nas técnicas orientadas pelo vetor tensão (validação dos modelos)	62
4.5	Potências ativa e reativa absorvida/injetada na rede pelo VSC nas técnicas orientadas pelo vetor fluxo virtual (validação dos modelos)	63
4.6	Corrente no filtro RL nas técnicas orientadas pelo vetor tensão (validação dos modelos)	64
4.7	Corrente no filtro RL nas técnicas orientadas pelo vetor fluxo virtual (validação dos modelos)	65
4.8	Módulo do vetor tensão da rede elétrica (validação dos modelos)	66
4.9	Módulo do vetor fluxo virtual da rede elétrica (validação dos modelos)	67
4.10	Diagrama Unifilar do Sub-sistema Leste da CHESF com equivalentes nas subestações Campina Grande 500kV, Messias 500kV, Angelim 500kV e Angelim 230kV.	68
4.11	Sequencial de eventos associados ao curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV.	70
4.12	Tensão de linha na barra Angelim 230kV sob condição de curto-circuito e religamento.	71
4.13	Corrente de linha através da LT Angelim-Recife II 230kV sob condição de curto-circuito e religamento.	71
4.14	Espectro de Frequência da Corrente de linha através da LT Angelim-Recife II 230kV sob condição de curto-circuito e religamento.	72
4.15	Registro oscilográfico de ocorrência real envolvendo a LT Angelim-Recife II 230kV em 28/11/2007 às 15:41h (Fonte: CHESF).	73
4.16	Tensão no barramento CC do VSC após curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV	74
4.17	Tensão no barramento CC do VSC após curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV	75
4.18	Potências ativa e reativa no VSC após curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV	76
4.19	Potências ativa e reativa absorvida/injetada na rede pelo VSC após curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV	77
4.20	Corrente no filtro RL após curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV	78

4.21	Corrente no filtro RL após curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV	79
4.22	Módulo do vetor tensão da rede elétrica após curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV	80
4.23	Módulo do vetor fluxo virtual da rede elétrica após curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV	81
4.24	Tensão no barramento CC do VSC após variação na indutância do filtro RL nas técnicas orientadas pelo vetor tensão	83
4.25	Tensão no barramento CC do VSC após variação na indutância do filtro RL nas técnicas orientadas pelo vetor fluxo virtual	84
4.26	Potências ativa e reativa no VSC após variação na indutância do filtro RL nas técnicas orientadas pelo vetor tensão	85
4.27	Potências ativa e reativa no VSC após variação na indutância do filtro RL nas técnicas orientadas pelo vetor fluxo virtual	86
4.28	Corrente no filtro RL após variação na indutância do filtro RL nas técnicas orientadas pelo vetor tensão	87
4.29	Corrente no filtro RL após variação na indutância do filtro RL nas técnicas orientadas pelo vetor fluxo virtual	88
4.30	Módulo do vetor tensão da rede elétrica após variação na indutância do filtro RL nas técnicas orientadas pelo vetor tensão	90
4.31	Módulo do vetor fluxo virtual da rede elétrica após variação na indutância do filtro RL nas técnicas orientadas pelo vetor fluxo virtual	91
4.32	Tensão no barramento CC do VSC após curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV na técnica DPC-SVM. Comparação entre $f_{amost} = 10kHz$ e $f_{amost} = 30kHz$	96
4.33	Potência ativa no VSC após curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV na técnica DPC-SVM. Comparação entre $f_{amost} = 10kHz$ e $f_{amost} = 30kHz$	96
4.34	Tensão no barramento CC do VSC após curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV na técnica CC-V PI. Comparação entre $f_{amost} = 5kHz$ e $f_{amost} = 10kHz$	97
4.35	Potência ativa no VSC após curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV na técnica CC-V PI. Comparação entre $f_{amost} = 5kHz$ e $f_{amost} = 10kHz$	97
4.36	Tensão no barramento CC do VSC após variação na indutância do filtro RL na técnica CC-V PI. Comparação entre $f_{amost} = 5kHz$ e $f_{amost} = 10kHz$	97
4.37	Potência ativa no VSC após variação na indutância do filtro RL na técnica CC-V PI. Comparação entre $f_{amost} = 5kHz$ e $f_{amost} = 10kHz$	97

4.38	Tensão no barramento CC do VSC após variação na indutância do filtro RL na técnica CC-V DB. Comparação entre $f_{amost} = 5kHz$ e $f_{amost} = 10kHz$.	98
4.39	Potência ativa no VSC após variação na indutância do filtro RL na técnica CC-V DB. Comparação entre $f_{amost} = 5kHz$ e $f_{amost} = 10kHz$	98
4.40	Comparação do THD% das correntes no filtro considerando f_{amost} original e o f_{amost} proposto no caso de curto-circuito seguido de religamento.	99
4.41	Comparação do THD% das correntes no filtro considerando f_{amost} original e o f_{amost} proposto no caso variação na indutância do filtro RL.	99
4.42	Componente α da tensão da rede elétrica. Comparação entre a medição e estimação desta grandeza nas técnicas DPC-V e DPC-VF.	100
4.43	Tensão no barramento CC do VSC. Comparação entre a medição e estimação desta grandeza nas técnicas DPC-V e DPC-VF.	101
4.44	Potência ativa no VSC. Comparação entre a medição e estimação desta grandeza nas técnicas DPC-V e DPC-VF.	101

LISTA DE TABELAS

3.1	Algoritmo de determinação da lei de controle da malha I_d com robustez garantida para $L_{min} < L < L_{max}$	46
3.2	Algoritmo de determinação da lei de controle da malha I_q com robustez garantida para $L_{min} < L < L_{max}$	47
3.3	Algoritmo de determinação da lei de controle da malha de potência reativa com robustez garantida para $L_{min} < L < L_{max}$	51
3.4	Algoritmo de determinação da lei de controle da malha de potência ativa com robustez garantida para $L_{min} < L < L_{max}$	51
4.1	Parâmetros utilizados na modelagem das técnicas: (1)CC-V PI, (2)CC-V DB, (3)CC-V SM, (4)DPC-V, (5)DPC-VF, (6)DPC-SVM, (7)DPC-SVM DB e (8)DPC-SVM SM.	59
4.2	THD das correntes no filtro RL após variação da resistência do barramento CC nas técnicas orientadas pelo vetor tensão.	64
4.3	THD das correntes no filtro RL após variação da resistência do barramento CC nas técnicas orientadas pelo vetor fluxo virtual.	65
4.4	Parâmetros da linha de transmissão Angelim-Recife II 230kV.	70
4.5	THD das correntes no filtro RL após curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV nas técnicas orientadas pelo vetor tensão.	78
4.6	THD das correntes no filtro RL após curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV nas técnicas orientadas pelo vetor fluxo virtual.	79
4.7	THD das correntes no filtro RL após variação na indutância do filtro RL nas técnicas orientadas pelo vetor tensão.	88
4.8	THD das correntes no filtro RL após variação na indutância do filtro RL nas técnicas orientadas pelo vetor tensão.	89
4.9	Apresentação dos critérios utilizados nos casos de curto-circuito seguido de religamento	92
4.10	Apresentação dos critérios utilizados nos casos de variação na indutância do filtro RL	92

- 4.11 Resumo do desempenho das técnicas simuladas, onde: (CC REL) - curto-circuito seguido de religamento da LT AGL-RCD 230kV, (VAR L) - Variação na indutância do filtro RL, (I) - insatisfatório, (R) - regular e (S) - satisfatório. 93
- 4.12 Valores de f_{amost} propostos para otimização do desempenho das técnicas. . 95
- 4.13 Resumo do desempenho das técnicas simuladas, onde: (CC REL) - curto-circuito seguido de religamento da LT AGL-RCD 230kV, (VAR L) - Variação na indutância do filtro RL, (I) - insatisfatório, (R) - regular e (S) - satisfatório. 100

1 INTRODUÇÃO

A penetração de fontes alternativas de energia elétrica no sistema elétrico nacional tem crescido muito nos últimos tempos. Vários fatores têm impellido este crescimento: as especulações sobre futura escassez das fontes convencionais, as preocupações ambientais e mesmo a busca de um maior aproveitamento de outras fontes energéticas disponíveis no país, ainda que em menor abundância.

O acoplamento destas fontes de energia limpa à rede elétrica é, na maioria dos casos, realizado por meio de conversores do tipo fonte de tensão ou *voltage-source converters* (VSC) em configuração *back-to-back* (Figura 1.1), a fim de prover maior flexibilidade no controle do fluxo de potência entre o sistema elétrico e a fonte considerada.

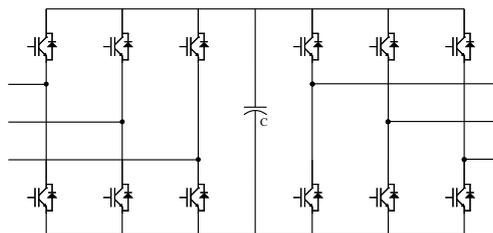


Figura 1.1: VSCs na configuração *back-to-back*.

Em condição de falta severa nas vizinhanças do ponto de instalação (Figura 1.2), particularmente no conversor do lado da rede, podem ocorrer desequilíbrios, distorções harmônicas e variações na frequência fundamental da rede; o que pode desviar do perfeito funcionamento seu sistema de controle, caso este não seja imune a estas perturbações.

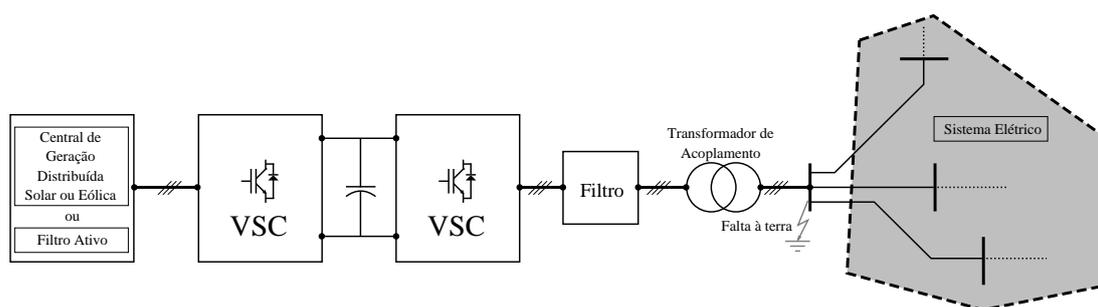


Figura 1.2: Condição de falta nas vizinhanças do ponto de instalação do VSC.

Com este trabalho pretende-se analisar o desempenho de seis técnicas bastante empregadas atualmente no controle de VSC conectados diretamente à rede elétrica: controle de corrente com PI orientado pelo vetor tensão, controle de corrente *deadbeat* orientado pelo vetor tensão, controle direto de potência orientado pelo vetor tensão, controle direto de potência orientado pelo vetor fluxo virtual, controle direto de potência com modulação por vetores espaciais e controle direto de potência *deadbeat* com modulação por vetores espaciais; além de propor a aplicação de uma abordagem baseada em controle robusto por modos deslizantes às técnicas já existentes, com o intuito de otimizar o controle do fluxo de potência através dos VSC mesmo na presença de variações paramétricas, incertezas e ruídos, desde que dentro de uma dada faixa de projeto.

Na apresentação das técnicas serão discutidas questões como a modelagem de controladores PI, controle *deadbeat*, compensações *feedforward*, controladores por histerese, tabelas de chaveamento, orientação pelo vetor tensão, orientação pelo vetor fluxo virtual, PLL e outros.

Com o intuito de submeter os modelos analisados a situações de falta mais realísticas, ou seja, mais próximas do que ocorre na rotina diária dos sistemas elétricos de potência (curtos-circuitos e energizações, principalmente), optou-se por uma modelagem computacional no programa ATP, programa bastante empregado em simulações de transitórios eletromagnéticos nas empresas do setor elétrico brasileiro devido à sua capacidade de modelagem detalhada de componentes elétricos. Os VSC serão modelados na rede elétrica do ATP e os diversos modelos a serem estudados na linguagem MODELS, que não é mais do que um complemento do ATP que permite a modelagem de dispositivos não-convencionais, ou seja, dispositivos não contemplados na biblioteca de modelos do ATP. Os principais pontos dos modelos computacionais em ATP/MODELS serão analisados, bem

como apresentados os resultados das simulações junto com uma discussão sobre as principais vantagens e desvantagens das técnicas.

O conhecimento do desempenho das diversas técnicas de controle de VSC conectados aos sistemas elétricos de potência é essencial nos estudos de *fault ride-through* (FRT) [1], ou seja, da capacidade das fontes de geração distribuídas, como as centrais eólicas, por exemplo, permanecerem operantes durante condições de falta. A abordagem através de modos deslizantes, proposta também neste trabalho, visa diretamente contribuir com esta questão.

No Capítulo 2 serão descritas as diversas técnicas de controle de VSC conectados a redes elétricas utilizadas na atualidade. Os modelos matemáticos, principais características e críticas citadas na literatura afim são apresentados de maneira clara e imparcial, com o objetivo de apresentar o estado da arte no controle de VSC.

No Capítulo 3 serão propostas estratégias de controle robusto para as técnicas baseadas em controle de corrente e em controle direto de potência com modulação por vetores espaciais, através da substituição dos tradicionais controladores PI por um algoritmo que propõe simultaneamente controle e robustez, incorporando vantagens ainda não presentes nas técnicas atuais. Esse controle dito robusto baseia-se em uma formulação matemática oriunda da teoria de sistemas de estruturas variáveis (SEV) e denomina-se controle por modos deslizantes ou *Sliding Modes control*.

No Capítulo 4 todo o ambiente de simulação, bem como os resultados, serão apresentados. Será descrita a rede elétrica empregada nas simulações, além das perturbações sistêmicas escolhidas a fim de expor os modelos a situações o mais realísticas possível. A ferramenta computacional empregada, o ATP, é descrita, assim como a MODELS, ferramenta integrada ao ATP, utilizada na representação dos modelos propriamente ditos.

O Capítulo 5 é dedicado à exposição das conclusões, nas quais será possível confrontar o que foi proposto com o que foi conseguido, explicitando a contribuição oferecida por este trabalho ao campo do controle de VSC.

Sucintamente, o Capítulo 6 apresenta algumas sugestões de trabalhos futuros ou mesmo linhas de estudo que darão continuidade a aplicações práticas deste trabalho.

2

PRINCIPAIS TÉCNICAS DE CONTROLE DE CONVERSORES DO TIPO FONTE DE TENSÃO

2.1 Considerações Iniciais

Uma vez conectados aos sistemas elétricos, os VSC ficam sujeitos às perturbações originadas de curtos-circuitos, energizações de linhas, rejeições de carga, etc; que porventura atinjam seu ponto de instalação. Seja qual for a técnica empregada no controle desses conversores o objetivo é sempre torná-lo imune a essas perturbações. Diversas técnicas foram desenvolvidas com este propósito [2][3][4].

As diversas técnicas podem ser classificadas, quanto à estratégia de controle empregada, em dois grandes grupos: as baseadas em controle de corrente (CC) e as baseadas em controle direto de potência (DPC). É característica comum às técnicas que empregam o controle de corrente, a presença, como o próprio nome faz referência, de malhas de corrente controlada. Já as técnicas que empregam controle direto de potência, de modo geral, têm como variável de controle a própria potência. Variações nestas estratégias de controle originam outras técnicas que também serão descritas no presente trabalho.

A escolha da orientação do referencial dq também permite distinguir dois grupos de técnicas: as orientadas pelo vetor espacial tensão (V) e as orientadas pelo vetor espacial fluxo virtual ou *virtual flux* (VF).

Finalmente, algumas técnicas empregam modulação por vetores espaciais ou *space vector modulation* (SVM) e outras empregam tabela de chaveamento. Este último método

utiliza comparadores de histerese associados a tabelas tipo *look-up* para definir o vetor tensão a ser aplicado, estratégia bastante prática que reduz significativamente o esforço computacional do modelo.

Serão descritas, também, técnicas que fazem uso de estratégias de controle preditivo ou *Deadbeat* em substituição aos tradicionais controladores PI.

As técnicas a serem analisadas inicialmente serão as seguintes:

1. Controle de Corrente com PI Orientado pelo Vetor Tensão (CC-V PI)
2. Controle de Corrente Deadbeat Orientado pelo Vetor Tensão (CC-V *Deadbeat*)
3. Controle Direto de Potência Baseado no Vetor Tensão (DPC-V)
4. Controle Direto de Potência Baseado no Vetor Fluxo Virtual (DPC-VF)
5. Controle Direto de Potência com Modulação por Vetores Espaciais (DPC-SVM)
6. Controle Direto de Potência Deadbeat com Modulação por Vetores Espaciais (DPC-SVM *Deadbeat*)

Mais duas técnicas a serem propostas posteriormente comporão o conjunto de todas as técnicas analisadas neste trabalho.

2.1.1 Características do Equivalente da Rede Elétrica Empregado na Modelagem

Para a apresentação dos modelos matemáticos das diversas técnicas de controle que serão estudadas, considerou-se que o conversor estivesse acoplado a uma rede elétrica o mais simplificada possível. Posteriormente, quando da realização de simulações, será empregada uma rede elétrica mais realística, a fim de expor as diversas estratégias de controle a situações pelas quais os conversores reais podem ser submetidos no dia-a-dia dos sistemas elétricos de potência. No presente momento, o que se deseja é oferecer uma compreensão bastante clara das particularidades de cada uma das técnicas.

A rede elétrica empregada na descrição matemática das técnicas, na verdade, trata-se de um equivalente de rede, modelado por uma fonte trifásica simétrica e equilibrada (um barramento infinito), atrás de um filtro série RL a parâmetros concentrados (Figura 2.1).

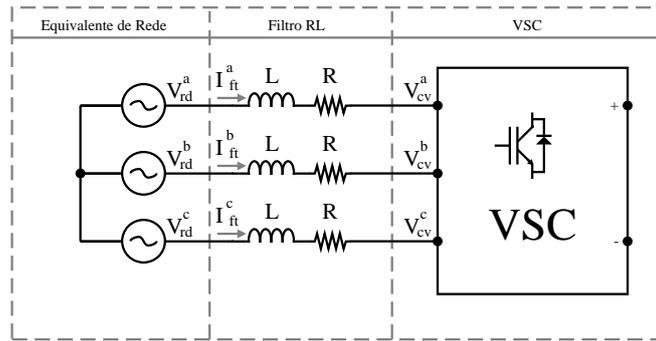


Figura 2.1: Equivalente de rede, filtro RL e VSC.

- Equivalente da rede elétrica

$$\begin{bmatrix} v_{rd}^a \\ v_{rd}^b \\ v_{rd}^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_m \cos(2\pi f) \\ V_m \cos(2\pi f - 120^\circ) \\ V_m \cos(2\pi f + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

onde v_{rd}^a , v_{rd}^b e v_{rd}^c são as tensões da rede elétrica, V_m é o valor de pico e f é a frequência elétrica da rede.

- Filtro RL

$$\begin{bmatrix} v_{rd}^a \\ v_{rd}^b \\ v_{rd}^c \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_{ft}^a \\ i_{ft}^b \\ i_{ft}^c \end{bmatrix} - L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ft}^a \\ i_{ft}^b \\ i_{ft}^c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{cv}^a \\ v_{cv}^b \\ v_{cv}^c \end{bmatrix} = 0 \quad (2.2)$$

Em [5] pode ser encontrada uma discussão sobre outros tipos de filtro.

2.1.2 Características do Conversor

O conversor empregado em todas as técnicas é do tipo *voltage-source converter*, ou simplificadaamente VSC. Ao invés de uma modelagem matemática do conversor de frequência preferiu-se utilizar a potencialidade do software de simulação, cuja descrição será feita oportunamente na Seção 4.2, e implementar o referido equipamento através de chaves ideais, representando os IGBTs. Assim, neste estudo, o conversor será um dispositivo que recebe sinais de comando para disparo de suas chaves semicondutoras, provenientes de uma dada técnica de modulação ou diretamente de uma tabela de chaveamento e opera como retificador. Com exceção das técnicas DPC-V e DPC-VF, cujas particularidades ainda serão

abordadas, o PWM empregado foi do tipo *Digital Scalar Pulse-Width Modulation* (DSPWM) [6].

Optou-se por não utilizar uma configuração *back-to-back* completa, mas apenas o conversor do lado da rede elétrica com uma resistência no barramento CC, em paralelo com o capacitor, representando o outro VSC e a unidade aerogeradora, por exemplo. A função do VSC do lado da rede, cuja análise das técnicas de controle é objeto deste trabalho, é de controlar a tensão no barramento CC e o fluxo de potência com a rede, assim, esta simplificação não compromete a qualidade dos resultados.

O modelo matemático do conversor utilizado neste trabalho é apresentado na Equação (2.3):

$$\begin{bmatrix} v_{cv}^a \\ v_{cv}^b \\ v_{cv}^c \end{bmatrix} = \frac{v_{cc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

onde v_{cv} é a tensão no conversor, v_{cc} é a tensão no barramento CC e s_a , s_b e s_c são os estados das chaves semicondutoras superiores.

2.1.3 Modelagem dos Controladores PI

Entre as técnicas introduzidas na Seção 2.1, as técnicas que utilizam estratégia SVM empregam controladores PI no controle de suas malhas internas, seja de corrente ou de potência. Assim, foi dada uma atenção especial na padronização de um método de projeto de todos os ganhos proporcionais e integrais evitando, assim, comparações injustas entre as diversas técnicas. Sem esta preocupação, existiria o risco de se chegar a resultados errôneos, não por deficiência da técnicas, mas por falta de critério no projeto dos controladores.

Neste sentido foi que adotou-se o seguinte critério para projeto dos controladores PI:

Partindo de uma equação geral que represente uma planta ou processo de primeira ordem a ser controlado

$$u = \frac{1}{d} \left(x + \tau \frac{dx}{dt} \right) + P, \quad (2.4)$$

onde: u é o sinal de entrada, x é o sinal controlado, d e τ são os parâmetros da planta ou processo e p é uma perturbação conhecida.

Quando a perturbação é conhecida, então é possível projetar os ganhos do controlador PI em questão independente dela, pois posteriormente, através de uma estratégia de compensação a mesma será eliminada. Reescrevendo a Equação (2.4) convenientemente,

é possível explicitar a parcela do sinal de comando (u) que realmente é processado pelo PI

$$u = \frac{1}{d} \left(x + \tau \frac{dx}{dt} \right) + P = u' + P \Rightarrow u' = \frac{1}{d} \left(x + \tau \frac{dx}{dt} \right) \quad (2.5)$$

ou no domínio da frequência complexa

$$\frac{X(s)}{U'(s)} = \frac{d}{1 + \tau s}, \quad (2.6)$$

onde: u' é a parcela do sinal de comando efetivamente controlada pelo PI.

Discretizando a função de transferência da planta (Equação 2.6) pelo método ZOH (*zero order hold*) chega-se a

$$\frac{x(k)}{u'(k)} = \frac{\left(1 - e^{-\frac{T_a}{\tau}}\right) dz^{-1}}{1 - e^{-\frac{T_a}{\tau}} z^{-1}}. \quad (2.7)$$

Também discretizando a função de transferência do controlador PI, $(K_p + \frac{K_i}{s})$, obtém-se

$$\frac{u'_{reg}(k)}{erro(k)} = K_p \left[\frac{1 - \left(1 - \frac{K_i T_a}{K_p}\right) z^{-1}}{1 - z^{-1}} \right]. \quad (2.8)$$

Através da função de transferência de malha fechada, calculada a partir das funções de transferência da planta e do controlador, expressas pelas Equações (2.7) e (2.8), respectivamente, e mediante algumas manipulações algébricas, é possível extrair expressões para o cálculo de K_p e K_i onde estes são função do período de amostragem (T_a), do tempo de estabelecimento (t_s) e dos parâmetros da planta (c e τ). O tempo de estabelecimento considerado deve levar em conta a dinâmica da malha. No controle de corrente, por exemplo, é razoável considerar o tempo de estabelecimento como sendo dez vezes o período de chaveamento.

Assim, no projeto dos controladores PI das malhas de corrente e potência de todas as técnicas abordadas neste trabalho foi considerado que

$$K_p = \frac{e^{-\frac{T_a}{\tau}} + 1 - 2e^{-\frac{4.6T_a}{t_s}} \cos\left(\frac{4.6T_a}{t_s}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{T_a}{\tau}}\right) c} \quad (2.9)$$

e

$$K_i = \frac{e^{-2\frac{4.6T_a}{t_s}} - 2e^{-\frac{4.6T_a}{t_s}} \cos\left(\frac{4.6T_a}{t_s}\right) + 1}{\left(1 - e^{-\frac{T_a}{\tau}}\right) c T_a}. \quad (2.10)$$

Sempre que possível, associadas aos controladores PI, foram utilizadas compensações *feedforward*, com o intuito de aumentar a eficiência do controle.

O projeto de controladores PI é tratado com detalhes em [7].

2.1.4 Malha de Controle do Barramento CC

Ainda na linha de permitir uma comparação adequada entre as técnicas a serem analisadas neste estudo, o controle da tensão do barramento CC foi o mesmo adotado em todas as estratégias. Trata-se de um controle de malha fechada empregando um controlador PI para controlar a tensão do barramento CC em níveis satisfatórios com velocidade de resposta adequada. O projeto dos ganhos dos controladores PI seguiram o mesmo algoritmo do que foi apresentado na Subseção 2.1.3.

2.2 Técnica CC-V PI

A essência desta técnica é permitir, através do emprego de controladores PI inseridos em uma malha fechada, o controle das correntes do filtro. Além disso, a adoção de um referencial dq síncrono orientado pelo vetor tensão, nesta estratégia de controle, permite o desacoplamento entre as potências ativa e reativa, o que permite um controle mais eficiente do fluxo de potência através do conversor.

Através do processamento dos sinais de erro das correntes e_{Id} e e_{Iq} , o controlador PI produz como sinais de controle, valores de referência de tensão que têm como destino o PWM do conversor (ver Subseção 2.1.2). O PWM, ao processar os sinais de referência de tensão, atuará comandando as chaves semicondutoras do conversor de tal forma que este produza tensões que, aplicadas ao filtro, produzam correntes que minimizem o sinal de erro.

Vale ressaltar que a possibilidade do emprego de controladores PI na malha de corrente é decorrente da transformação das correntes para um referencial dq síncrono, pois, desta forma, as referidas grandezas adquirem característica CC (desde que presentes apenas componentes na frequência fundamental) e a dinâmica das correntes pode ser projetada convenientemente para se obter a resposta mais satisfatória possível.

A Figura 2.2 ilustra esquematicamente a técnica CC-V PI.

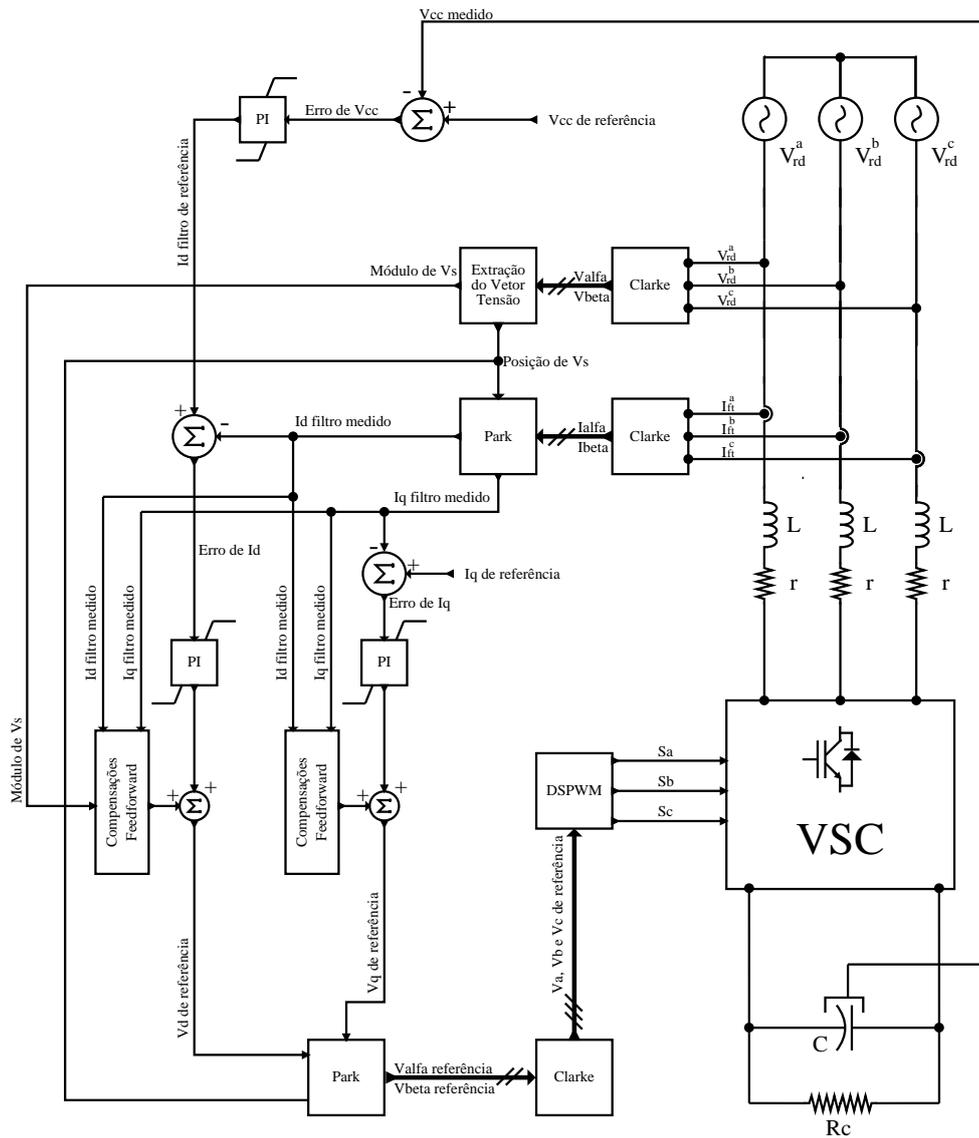


Figura 2.2: Diagrama de Blocos da Técnica CC-V PI.

2.2.1 Considerações sobre a Modelagem Matemática do CC-V PI

Na estratégia de controle de corrente, são empregados sensores para a medição das correntes i_{ft}^a , i_{ft}^b e i_{ft}^c do filtro. Estas correntes são convertidas em referencial estacionário $\alpha\beta$ através da Equação (2.11):

$$\begin{bmatrix} i_{ft}^\alpha \\ i_{ft}^\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ft}^a \\ i_{ft}^b \\ i_{ft}^c \end{bmatrix}. \quad (2.11)$$

Posteriormente, as correntes i_{ft}^α e i_{ft}^β são expressas em referencial dq arbitrário, de acordo com a Equação (2.12):

$$\begin{bmatrix} i_{ft}^d \\ i_{ft}^q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{ex} & \sin \theta_{ex} \\ -\sin \theta_{ex} & \cos \theta_{ex} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ft}^\alpha \\ i_{ft}^\beta \end{bmatrix}, \quad (2.12)$$

onde: θ_{ex} é a posição angular do sistema de eixos arbitrário.

As correntes i_{ft}^d e i_{ft}^q são comparadas com os valores de referência para originar o sinal de erro da malha de controle. O sinal de referência $i_{ft,ref}^d$ é proveniente da malha de controle do barramento CC do conversor, enquanto que $i_{ft,ref}^q$ é ajustado em zero, a fim de garantir fator de potência unitário.

Considerando a Equação (2.2) em referencial $\alpha\beta$, tem-se a Equação (2.13):

$$\vec{v}_{rd}^{\alpha\beta} = \vec{v}_{cv}^{\alpha\beta} + R\vec{i}_{ft}^{\alpha\beta} + L\frac{d\vec{i}_{ft}^{\alpha\beta}}{dt}. \quad (2.13)$$

Convertendo a Equação (2.13) para um referencial dq arbitrário, ou seja, considerando $v_{rd}^{\alpha\beta} = v_{rd}^{dq}e^{j\theta_{ex}}$, $v_{cv}^{\alpha\beta} = v_{cv}^{dq}e^{j\theta_{ex}}$ e $i_{ft}^{\alpha\beta} = i_{ft}^{dq}e^{j\theta_{ex}}$, obtém-se a Equação (2.14):

$$\vec{v}_{rd}^{dq} = \vec{v}_{cv}^{dq} + R\vec{i}_{ft}^{dq} + L\frac{d\vec{i}_{ft}^{dq}}{dt} + j\omega_{ex}L\vec{i}_{ft}^{dq}. \quad (2.14)$$

Expressando a Equação (2.14) em termos de suas componentes ortogonais chega-se às Equações (2.15) e (2.16):

$$v_{rd}^d = v_{cv}^d + Ri_{ft}^d + L\frac{di_{ft}^d}{dt} - \omega_{ex}Li_{ft}^q \quad (2.15)$$

e

$$v_{rd}^q = v_{cv}^q + Ri_{ft}^q + L\frac{di_{ft}^q}{dt} + \omega_{ex}Li_{ft}^d. \quad (2.16)$$

Evidenciando, nas Equações (2.15) e (2.16), a tensão no conversor, têm-se as Equações (2.17) e (2.18)

$$v_{cv}^d = v_{rd}^d - Ri_{ft}^d - L\frac{di_{ft}^d}{dt} + \omega_{ex}Li_{ft}^q \quad (2.17)$$

e

$$v_{cv}^q = v_{rd}^q - Ri_{ft}^q - L\frac{di_{ft}^q}{dt} - \omega_{ex}Li_{ft}^d. \quad (2.18)$$

Com a adoção de um referencial dq síncrono orientado pelo vetor tensão, que pode ser conseguido definindo-se $\omega_{ex} = \omega_s = 2\pi f_s$ (f_s é a frequência elétrica do sistema), além de:

$$\theta_{ex} = \theta_{rd} = \arctan\left(\frac{v_{rd}^\beta}{v_{rd}^\alpha}\right), \quad (2.19)$$

onde v_{rd}^α e v_{rd}^β , na Equação (2.19), são dados pela Equação (2.20):

$$\begin{bmatrix} v_{rd}^\alpha \\ v_{rd}^\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{rd}^a \\ v_{rd}^b \\ v_{rd}^c \end{bmatrix}. \quad (2.20)$$

As correntes i_{ft}^d e i_{ft}^q são agora expressas em referencial dq síncrono orientado pelo vetor tensão, conforme a seguir:

$$\begin{bmatrix} i_{ft}^d \\ i_{ft}^q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{rd} & \sin \theta_{rd} \\ -\sin \theta_{rd} & \cos \theta_{rd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ft}^\alpha \\ i_{ft}^\beta \end{bmatrix}. \quad (2.21)$$

Neste referencial, tem-se que:

$$v_{rd}^q = 0 \quad (2.22)$$

e

$$v_{rd}^d = \sqrt{(v_{rd}^\alpha)^2 + (v_{rd}^\beta)^2}. \quad (2.23)$$

Como consequência do emprego de orientação pelo vetor tensão as Equações (2.17) e (2.18) assumem a configuração indicada nas Equações (2.24) e (2.25):

$$v_{cv}^d = v_{rd}^d - Ri_{ft}^d - L \frac{di_{ft}^d}{dt} + \omega_s Li_{ft}^q \quad (2.24)$$

e

$$v_{cv}^q = -Ri_{ft}^q - L \frac{di_{ft}^q}{dt} - \omega_s Li_{ft}^d. \quad (2.25)$$

A estratégia de controle de corrente orientado pelo vetor tensão emprega controladores PI nas malhas de corrente de eixo direto e quadratura. Considerando (2.17) e (2.18) como as equações do processo a ser controlado, ou seja, da tensão de referência do conversor a ser informada para o PWM (ver Subseção 2.1.2), então expressões de comando podem ser definidas pelas Equações (2.24) e (2.25):

$$v_{cv,ref}^d = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) e_{Id} + v_{rd}^d + \omega_s Li_{ft}^q \quad (2.26)$$

e

$$v_{cv,ref}^q = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) e_{Iq} - \omega_s Li_{ft}^d, \quad (2.27)$$

onde $e_{Id} = i_{ft,ref}^d - i_{ft}^d$ e $e_{Iq} = i_{ft,ref}^q - i_{ft}^q$ são os sinais de erro de corrente e *feedforward* $v_{rd}^d + \omega_s Li_{ft}^q$ e $-\omega_s Li_{ft}^d$ são os termos de compensação *feedforward*.

Após obtenção dos valores de referência v_{cv}^{dref} e $v_{cv,ref}^q$ realiza-se uma transformação $dq-abc$ cujos valores resultantes (v_{cv}^{aref} , v_{cv}^{bref} e v_{cv}^{cref}) serão enviados para o PWM.

Uma abordagem mais detalhada do controle de corrente orientado pelo vetor tensão pode ser encontrada em [2].

2.2.2 Características da Técnica CC-V PI

A seguir são apresentadas as principais características da técnica CC-V PI.

Vantagens:

- Possuem frequência de amostragem fixa, devido ao emprego de modulação por vetores espaciais;
- Exigem baixa frequência de amostragem;
- O emprego de controladores PI como estratégia de controle das malhas de correntes facilita o projeto de respostas, já que os métodos de ajuste destes controladores são bem descritos na literatura;

Desvantagens:

- Complexidade na implementação do algoritmo devido ao grande número de transformações de coordenadas empregadas, além do próprio algoritmo de modulação por vetores espaciais que requer relativo esforço computacional;
- Com a finalidade de realizar o desacoplamento de variáveis entre as malhas de corrente dq são empregadas demasiadas compensações *feedforward*, o que pode, ao contrário do esperado desacoplamento, introduzir perturbações, caso as grandezas a serem compensadas estejam muito distorcidas;
- Os parâmetros do controlador são bastante dependentes dos parâmetros elétricos do filtro, principalmente com relação à indutância. Assim, variações nesta podem introduzir erros no controle. Ou seja, a técnica CC-V PI é pouco robusta.

Mais detalhes sobre estas características podem ser encontrados em [3][8][9][10].

2.3 Técnica DPC-V

O princípio de acionamento baseado em controle direto (DC) foi proposto inicialmente em [11] e desenvolvido posteriormente por diversos autores.

A principal característica da técnica de acionamento baseada em controle direto é a substituição da unidade de modulação vetorial, bem como das malhas internas de controle de corrente, por uma tabela de chaveamento cujas entradas são sinais de erro entre grandezas de referência e grandezas medidas.

A primeira aplicação desenvolvida com base na estratégia DC foi empregada no controle do fluxo de estator e do conjugado eletromagnético em um motor de indução. Nessa configuração a estratégia de controle direto denomina-se DTC (Direct Torque Control).

O mesmo princípio, quando empregado no controle de conversores conectados à rede elétrica, é conhecido como DPC (*Direct Power Control*) [4][12][13][14] e tem como objetivo o controle do fluxo de potência ativa e reativa através do conversor.

A técnica DPC foi originalmente caracterizada por realizar o controle de potência com base na medição do vetor tensão da rede. Com estas características tem-se o DPC tradicional, ou DPC-V (*Voltage-based DPC*). Quando a estimação da potência instantânea é baseada no vetor fluxo virtual da rede elétrica tem-se o DPC-VF (*Virtual-flux-based DPC*), descrita posteriormente neste trabalho. Com o objetivo de garantir uma frequência de chaveamento constante pode-se substituir a tabela de chaveamento por malhas de potência ativa e reativa, além do emprego de uma rotina de modulação vetorial no DPC-VF o que origina uma técnica híbrida DPC denominada DPC-SVM (*Space Vector Modulation-based DPC*).

A técnica de acionamento DPC-V dispensa o emprego de estratégia PWM, uma vez que a própria técnica, através dos comparadores de histerese de potência ativa e reativa e da tabela de chaveamento produzem os sinais necessários para comando dos IGBTs do VSC.

A Figura 2.3 ilustra esquematicamente a estratégia DPC-V.

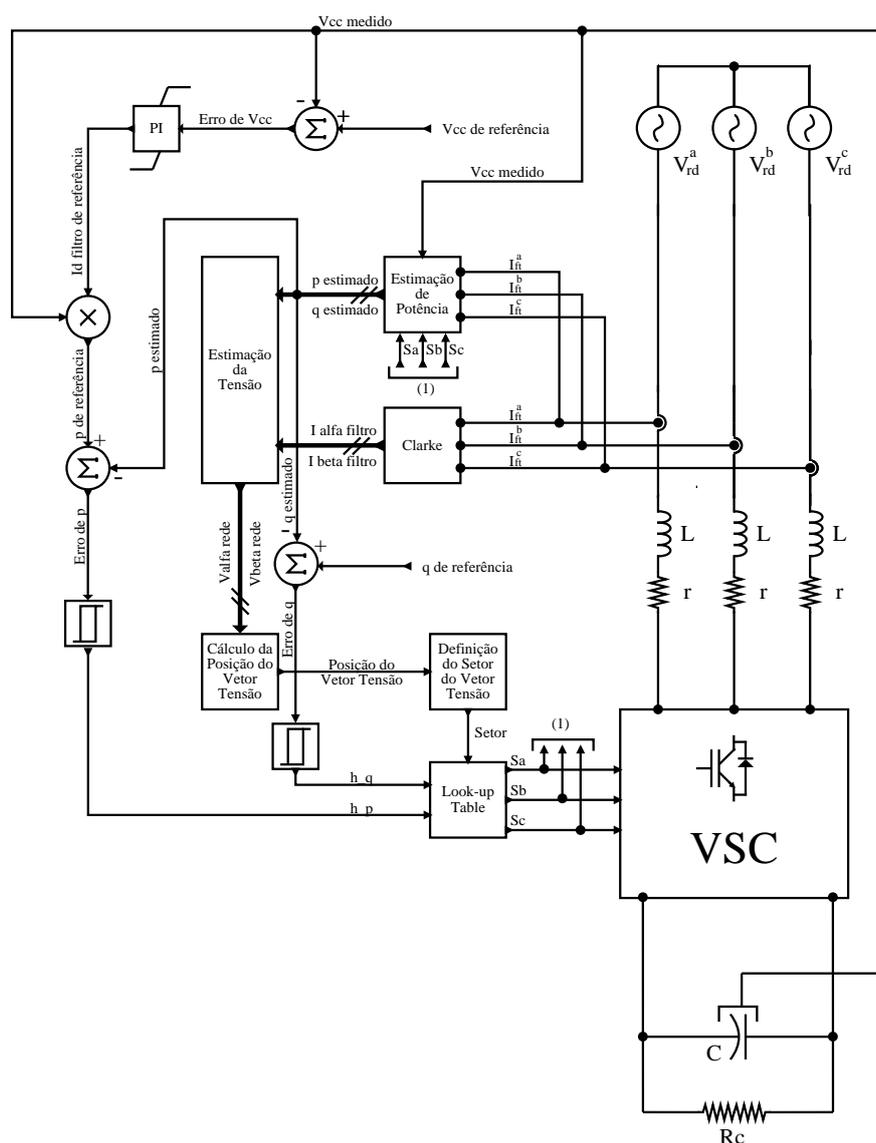


Figura 2.3: Diagrama de Blocos da Técnica DPC-V.

2.3.1 Considerações sobre a Modelagem Matemática do DPC-V

A técnica DPC-V foi definida por seus autores como uma técnica *sensorless*, ou seja, a mesma não faz uso de sensores de tensão CA. A tensão da rede é calculada a partir dos valores das correntes, da tensão do barramento CC e dos estados das chaves. Este cálculo é realizado conforme o desenvolvimento a seguir.

Considera-se que a potência complexa instantânea é definida por

$$\mathbf{s} = \vec{v}\vec{i}^* = p + jq, \quad (2.28)$$

onde s é a potência complexa instantânea, \vec{v} é o vetor tensão e \vec{i}^* é o conjugado do vetor corrente.

Sabe-se que, da teoria pq aplicada a sistemas a três condutores, a potência ativa é matematicamente o produto escalar entre tensões e correntes, enquanto que a potência reativa é o produto vetorial destas grandezas. Então as componentes ativa e reativa da potência complexa instantânea podem ser estimadas através das Equações (2.29) e (2.30):

$$\hat{p} = \hat{v}_{rd}^a i_{ft}^a + \hat{v}_{rd}^b i_{ft}^b + \hat{v}_{rd}^c i_{ft}^c \quad (2.29)$$

e

$$\hat{q} = \frac{1}{\sqrt{3}} [(\hat{v}_{rd}^b - \hat{v}_{rd}^c) i_{ft}^a + (\hat{v}_{rd}^c - \hat{v}_{rd}^a) i_{ft}^b + (\hat{v}_{rd}^a - \hat{v}_{rd}^b) i_{ft}^c]. \quad (2.30)$$

É possível provar que, as potências ativa e reativa instantâneas podem ser calculadas através do valor da tensão no barramento CC, das derivadas da corrente medida e dos estados das chaves semicondutoras, conforme formulado abaixo.

Arranjando a Equação (2.2) em função das tensões da rede e desprezando o termo resistivo, tem-se

$$\begin{bmatrix} v_{rd}^a \\ v_{rd}^b \\ v_{rd}^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{cv}^a \\ v_{cv}^b \\ v_{cv}^c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ft}^a \\ i_{ft}^b \\ i_{ft}^c \end{bmatrix}. \quad (2.31)$$

Substituindo-se a Equação (2.31) nas Equações (2.29) e (2.30), considerando nulo o somatório das correntes (sistema trifásico a três condutores) e desenvolvendo a expressão resultante, chega-se a

$$\hat{p} = V_{cc}(s_a i_{ft}^a + s_b i_{ft}^b + s_c i_{ft}^c) + L \left(\frac{di_{ft}^a}{dt} i_{ft}^a + \frac{di_{ft}^b}{dt} i_{ft}^b + \frac{di_{ft}^c}{dt} i_{ft}^c \right) \quad (2.32)$$

e

$$\hat{q} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ -V_{cc}[s_a(i_{ft}^b - i_{ft}^c) + s_b(i_{ft}^c - i_{ft}^a) + s_c(i_{ft}^a - i_{ft}^b)] + 3L \left(\frac{di_{ft}^a}{dt} i_{ft}^c - \frac{di_{ft}^c}{dt} i_{ft}^a \right) \right\}. \quad (2.33)$$

Portanto, a partir das Equações (2.32) e (2.33) é possível estimar as potências ativa e reativa instantâneas apenas pela medição das correntes, suas derivadas e o estado das chaves.

Aplicando a transformação de Clarke nas correntes medidas, conforme mostrado na

Equação (2.34),

$$\begin{bmatrix} i_{ft}^{\alpha} \\ i_{ft}^{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ft}^a \\ i_{ft}^b \\ i_{ft}^c \end{bmatrix}. \quad (2.34)$$

calcula-se vetor tensão da rede através da Equação (2.35)

$$\hat{\vec{v}}_{rd} = \frac{\vec{i}_{rd}}{|\vec{i}_{rd}|^2} \hat{s}, \quad (2.35)$$

que, em formato matricial, apresenta-se pela Equação (2.36)

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{rd}^{\alpha} \\ \hat{v}_{rd}^{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{(i_{ft}^{\alpha})^2 + (i_{ft}^{\beta})^2} \begin{bmatrix} i_{ft}^{\alpha} & -i_{ft}^{\beta} \\ i_{ft}^{\beta} & i_{ft}^{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{p} \\ \hat{q} \end{bmatrix}. \quad (2.36)$$

Mais detalhes sobre este desenvolvimento podem ser encontrados em [12].

Os valores de referência empregados na estratégia de controle direto de potência são comparados com os valores estimados de potência e a histerese deste erro é entrada para uma tabela de chaveamento.

O valor de referência para a potência reativa instantânea define o fator de potência de operação do VSC, assim, para operação com fator de potência unitário utiliza-se um valor de referência para potência reativa instantânea igual a zero. Quanto ao valor de referência para o controle da potência ativa instantânea, este é a saída da malha de controle da tensão do barramento CC, já que esta grandeza está diretamente relacionada com a capacidade de transferência de potência ativa entre a rede elétrica e o conversor. Esta malha de controle possui um controlador PI e seu valor de referência é a tensão desejada no barramento CC.

Os erros de controle das potências ativa e reativa são quantizados em sinais digitais, h_p e h_q , por comparadores de histerese. Adicionalmente, a posição angular do vetor tensão da rede estimado também é quantizada em 12 setores (Figura 2.4). Estes sinais quantizados, h_p , h_q e setor n , identificam em uma tabela pré-definida denominada tabela de chaveamento [12][13] ou *look-up table* (Figura 2.5) a combinação ótima de estado das chaves para o conversor, s_a , s_b e s_c , de forma a restringir os sinais de erro de potência à banda de histerese pré-definida.

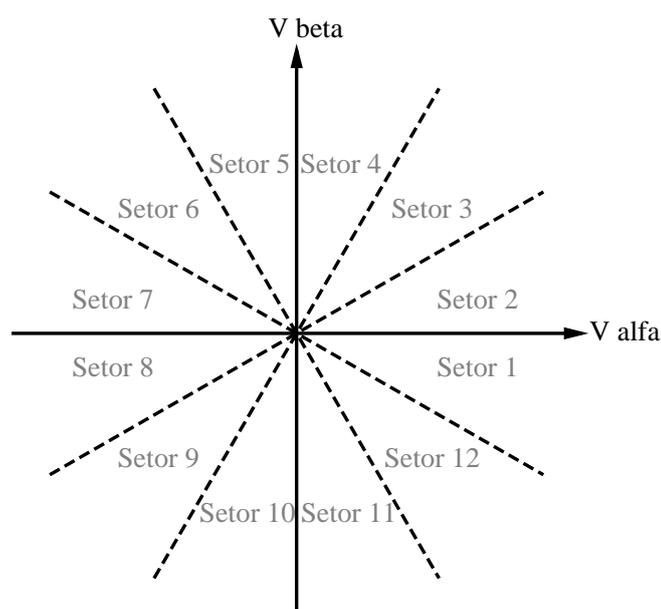


Figura 2.4: Setores para localização da posição do vetor espacial tensão.

Histerese		Setores																																									
		1			2			3			4			5			6			7			8			9			10			11			12								
h _p	h _q	Sa	Sb	Sc	Sa	Sb	Sc	Sa	Sb	Sc	Sa	Sb	Sc	Sa	Sb	Sc	Sa	Sb	Sc	Sa	Sb	Sc	Sa	Sb	Sc	Sa	Sb	Sc	Sa	Sb	Sc	Sa	Sb	Sc	Sa	Sb	Sc	Sa	Sb	Sc			
1	0	1	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	0	0	0
1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1
0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0	0	0

Figura 2.5: Tabela de chaveamento (*look-up table*) da técnica DPC-V.

2.3.2 Características da Técnica DPC-V

Estas são as principais características da técnica DPC-V

Vantagens:

- Não são empregados sensores de tensão para estimação das potências da rede. As potências ativa e reativa são calculadas a partir dos estados das chaves semicondutoras, do nível de tensão do barramento CC e das correntes no filtro e suas derivadas (ver Equações (2.32) e (2.33));
- São empregadas apenas transformações $\alpha\beta$, o que torna seu algoritmo mais simples;
- O emprego de tabelas de chaveamento, em substituição à modulação por vetores espaciais, também contribui para a simplicidade de seu algoritmo;

- Ausência de termos de desacoplamento *feedforward*;
- Dinâmica mais rápida quando comparada às técnicas CC-VOC.
- Desacoplamento entre as potências ativa e reativa instantâneas sem necessidade de compensações *feedforward*.

Desvantagens:

- Exigem, comparativamente às outras técnicas, valores mais elevados da indutância do filtro, já que para a estimação da tensão da rede são calculadas as derivadas das correntes através dos filtros;
- Para implementação em *hardware* é requerida alta frequência de amostragem, em comparação às outras técnicas;
- A frequência de chaveamento é variável;
- A estimação das potências instantâneas pode desviar consideravelmente de seus valores reais caso seus cálculos sejam feitos exatamente no instante do chaveamento, devido a dependência destas com a derivada da corrente através do filtro.

Mais detalhes sobre estas características podem ser encontrados em [3][8][9][10].

2.4 Técnica DPC-VF

A técnica DPC-VF difere do DPC-V na forma como as potências ativa e reativa são estimadas. Há também uma discreta diferença na disposição dos setores da tabela de chaveamento (Figuras 2.6 e 2.7), já que estes são definidos baseados na posição do vetor fluxo virtual, que é defasado 90° do vetor tensão da rede.

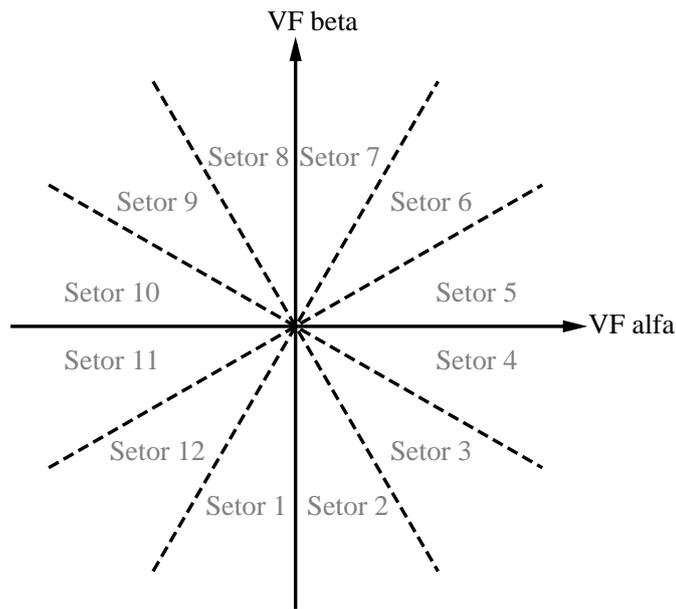


Figura 2.6: Setores para localização da posição do vetor espacial fluxo virtual.

Histerese		Setores																																									
		1			2			3			4			5			6			7			8			9			10			11			12								
h _p	h _q	Sa	Sb	Sc	Sa	Sb	Sc	Sa	Sb	Sc	Sa	Sb	Sc	Sa	Sb	Sc	Sa	Sb	Sc	Sa	Sb	Sc	Sa	Sb	Sc	Sa	Sb	Sc	Sa	Sb	Sc	Sa	Sb	Sc	Sa	Sb	Sc	Sa	Sb	Sc			
1	0	1	0	1	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1
1	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0	1
0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1
0	1	1	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1	0	0

Figura 2.7: Tabela de chaveamento (*look-up table*) da técnica DPC-VF.

2.4.1 Considerações sobre a Modelagem Matemática do DPC-VF

Conforme o desenvolvimento a seguir pode-se notar as particularidades da estimação do vetor fluxo virtual.

Se for considerado que a tensão da rede no ponto de instalação do VSC é supostamente induzida pela variação de um fluxo magnético hipotético (fluxo virtual), em notação de vetores espaciais e através da Lei de Faraday-Lenz, tem-se:

$$\vec{v}_{rd} = \frac{d\vec{\Psi}_{rd}}{dt}. \quad (2.37)$$

Desenvolvendo a Equação (2.37) chega-se a:

$$\vec{v}_{rd} = \frac{d\vec{\Psi}_{rd}}{dt} = \frac{d}{dt} \left(|\vec{\Psi}_{rd}| e^{j\omega_s t} \right) = \frac{d|\vec{\Psi}_{rd}|}{dt} e^{j\omega_s t} + j\omega_s |\vec{\Psi}_{rd}| e^{j\omega_s t} = \frac{d|\vec{\Psi}_{rd}|}{dt} e^{j\omega_s t} + j\omega_s \vec{\Psi}_{rd}. \quad (2.38)$$

Considerando referencial $\alpha\beta$, a Equação (2.38) pode ser reformulada para

$$\vec{v}_{rd}^{\alpha\beta} = \frac{d\vec{\Psi}_{rd}^{\alpha\beta}}{dt} = \left(\frac{d|\vec{\Psi}_{rd}|}{dt} \right)_{\alpha} + j \left(\frac{d|\vec{\Psi}_{rd}|}{dt} \right)_{\beta} + j\omega_s (\Psi_{rd}^{\alpha} + j\Psi_{rd}^{\beta}). \quad (2.39)$$

Ainda em referencial $\alpha\beta$, desenvolvendo a Equação (2.39) e substituindo a expressão resultante na Equação (2.28), chega-se a:

$$\vec{s}_{rd}^{\alpha\beta} = \vec{v}_{rd}^{\alpha\beta} \vec{i}_{rd}^{\alpha\beta} = \left\{ \left(\frac{d|\vec{\Psi}_{rd}|}{dt} \right)_{\alpha} - \Psi_{rd}^{\beta} + j \left[\left(\frac{d|\vec{\Psi}_{rd}|}{dt} \right)_{\beta} + \omega_s \Psi_{rd}^{\alpha} \right] \right\} (i_{ft}^{\alpha} - j i_{ft}^{\beta}). \quad (2.40)$$

Resolvendo o produto escalar e vetorial para, respectivamente, obter as potências ativa e reativa instantâneas, encontram-se:

$$p = \left\{ \left(\frac{d|\vec{\Psi}_{rd}|}{dt} \right)_{\alpha} i_{ft}^{\alpha} + \left(\frac{d|\vec{\Psi}_{rd}|}{dt} \right)_{\beta} i_{ft}^{\beta} + \omega_s (\Psi_{rd}^{\alpha} i_{ft}^{\beta} + \Psi_{rd}^{\beta} i_{ft}^{\alpha}) \right\} \quad (2.41)$$

e

$$q = \left\{ - \left(\frac{d|\vec{\Psi}_{rd}|}{dt} \right)_{\alpha} i_{ft}^{\beta} + \left(\frac{d|\vec{\Psi}_{rd}|}{dt} \right)_{\beta} i_{ft}^{\alpha} + \omega_s (\Psi_{rd}^{\alpha} i_{ft}^{\alpha} + \Psi_{rd}^{\beta} i_{ft}^{\beta}) \right\}. \quad (2.42)$$

Se for considerado que a tensão de rede é senoidal equilibrada, os termos derivativos das Equações (2.41) e (2.42) são considerados nulos e as expressões empregadas para o cálculo das potências ativa e reativa instantâneas podem ser simplificadas e reduzidas às Equações (2.43) e (2.44), apresentadas a seguir:

$$p = \omega_s (\Psi_{rd}^{\alpha} i_{ft}^{\beta} + \Psi_{rd}^{\beta} i_{ft}^{\alpha}) \quad (2.43)$$

e

$$q = \omega_s (\Psi_{rd}^{\alpha} i_{ft}^{\alpha} + \Psi_{rd}^{\beta} i_{ft}^{\beta}). \quad (2.44)$$

Assim, conhecidas as componentes $\alpha\beta$ do fluxo virtual e da corrente é possível estimar as potências ativa e reativa instantâneas. As correntes são obtidas por medição e posterior

transformação para referencial $\alpha\beta$, enquanto que os fluxos podem ser estimados através da integração da Equação (2.31) em referencial $\alpha\beta$, da seguinte forma:

$$\Psi_{cv}^{\alpha} = \int \left(v_{cv}^{\alpha} + L \frac{di_{ft}^{\alpha}}{dt} \right) dt = \int v_{cv}^{\alpha} dt + Li_{ft}^{\alpha} \quad (2.45)$$

e

$$\Psi_{cv}^{\beta} = \int \left(v_{cv}^{\beta} + L \frac{di_{ft}^{\beta}}{dt} \right) dt = \int v_{cv}^{\beta} dt + Li_{ft}^{\beta}; \quad (2.46)$$

onde:

$$v_{rd}^{\alpha} = \frac{2}{3} V_{cc} \left[s_a - \frac{2}{3} (s_b + s_c) \right] \quad (2.47)$$

e

$$v_{rd}^{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{cc} (s_b + s_c). \quad (2.48)$$

A realização das integrações nas Equações (2.45) e (2.46), para fins de simulação e implementação em hardware, é obtida por integradores práticos que serão descritos na próxima seção. Mais detalhes sobre os métodos de estimação de fluxo virtual bem como das potências ativa e reativa instantâneas podem ser encontrados em [14].

Caso seja adotado um referencial orientado pelo vetor fluxo virtual na Equação 2.38, elimina-se o acoplamento presente nas equações de estimação das potências ativa e reativa (Equações 2.43 e 2.44), tornando o controle do fluxo de potência através do VSC mais eficiente. Apesar da proposta original desta técnica apresentar esta opção de controle desacoplado (Equações 2.49 e 2.50) como uma segunda alternativa à orientação por referencial fixo, devido ao esforço computacional adicionado com a introdução de mais uma transformação de coordenada, $\alpha\beta \rightarrow dq$, nas simulações a serem realizadas neste trabalho, devido a severidade das perturbações às quais o VSC será submetido, será adotada a formulação desacoplada da potência, inclusive nas demais técnicas baseadas em orientação pelo vetor fluxo virtual.

$$p = \frac{3}{2} \omega_s \Psi_{rd}^d i_{ft}^q \quad (2.49)$$

e

$$q = \frac{3}{2} \omega_s \Psi_{rd}^d i_{ft}^d \quad (2.50)$$

A Figura 2.9 apresenta a técnica DPC-VF com a opção de controle desacoplado.

2.4.2 Questões Práticas Referentes ao Cálculo do Vetor Fluxo Virtual

O fluxo virtual é matematicamente calculado através das Equações (2.45) e (2.46). Porém, nas simulações realizadas neste trabalho, principalmente quando consideradas perturbações de grande severidade, o emprego de integrador puro originou desvios relevantes no cálculo do valor do fluxo virtual, devido ao fato de os mesmos apresentarem ganhos elevados para frequências muito baixas. A fim de tornar as técnicas imunes a este problema é que fez-se uso, ao invés de integradores ideais ou puros, de um filtro de segunda ordem para o cálculo do fluxo virtual. Todo o projeto do filtro será descrito a seguir.

O referido filtro de segunda ordem, na verdade, é constituído por dois filtros de primeira ordem em cascata. O primeiro filtro (FT1) é do tipo passa-baixas com frequência de corte de 30 rad/s e é empregado para atuar como um integrador ideal em frequências superiores à frequência de corte projetada e, para frequências baixas, apresentar um ganho fixo, no caso de aproximadamente -29,6 dB, ou seja, provoca uma atenuação de $10^{-1,48} = 0,0331$ nos sinais de baixa frequências, diferente de um integrador ideal. Em termos de resposta em frequência, a formulação é como a seguir:

$$FT1(j\omega) = \frac{1}{j\omega + 30} \quad (2.51)$$

Para $\omega \approx 0$, então o ganho do filtro (2.51) fica

$$|FT1(j0)| = \left| \frac{1}{j0 + 30} \right| = \frac{1}{30} \approx 0,0333 \quad (2.52)$$

Caso fosse utilizado um integrador puro ter-se-ia:

$$|FT_{INT}(j0)| = \left| \frac{1}{j0} \right| \Rightarrow |FT_{INT}| \rightarrow \infty \quad (2.53)$$

Com relação ao segundo filtro (FT2), o mesmo é do tipo passa-altas e é empregado para eliminar resquícios de sinais de baixa frequência que porventura ainda existam no cálculo do fluxo virtual. O filtro FT2 levou à seguinte função de transferência:

$$FT2(j\omega) = \frac{j\omega}{j\omega + 30} \quad (2.54)$$

O filtro FT1 em cascata com o filtro FT2 constituem um filtro de segunda ordem com a seguinte função de transferência:

$$FT(j\omega) = \frac{j\omega}{(j\omega + 30)^2} \quad (2.55)$$

Para fins de comparação, o gráfico de resposta em frequência (Figura 2.9) e de resposta ao degrau unitário (Figura 2.10) do filtro FT é apresentado junto com o de um integrador puro.

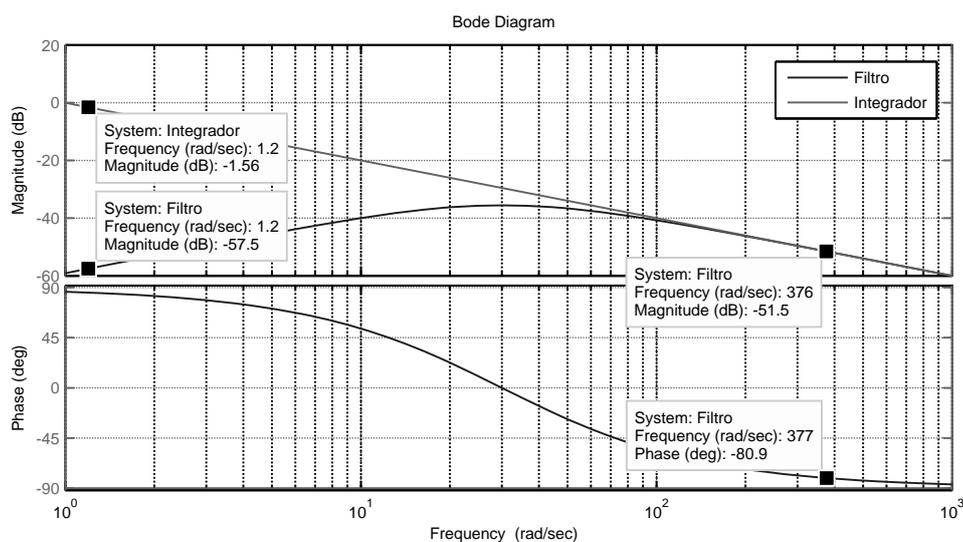


Figura 2.9: Diagramas de de Bode de ganho e fase do filtro e do integrador puro.

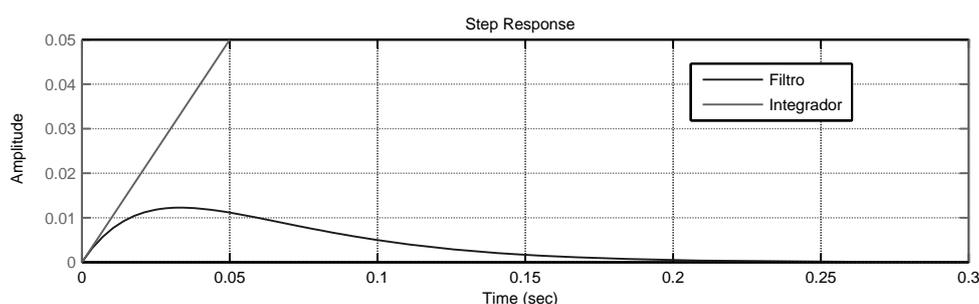


Figura 2.10: Resposta ao degrau unitário do filtro e do integrador puro.

Para implementação em simulações computacionais ou em experimentos, o filtro FT necessita ser discretizado. A função de transferência discretizada pelo método *zero order hold* com tempo de amostragem de 10^{-4} é mostrada em

$$FT(z) = \frac{9,97e^{-5}(z-1)}{(z-0,997)^2}. \quad (2.56)$$

Optou-se pelo emprego do filtro de segunda ordem (FT) para o cálculo do fluxo virtual ao invés do integrador ideal utilizado em [14], pelo fato de que, neste trabalho, o VSC será submetido a fenômenos transitórios, associados às faltas e chaveamento de linhas de transmissão, bem mais severos do que nos trabalhos originais, o que exige maior critério no cálculo do fluxo virtual, já que este ambiente é propício ao surgimento, por exemplo, de componentes CC e distorção harmônica na grandezas elétricas estimadas ou medidas.

2.4.3 Características da Técnica DPC-VF

Vantagens:

- O uso do fluxo virtual torna o controle menos sensível às distorções das tensões da rede, visto que esta grandeza é a integral das tensões.
- Uma vez estimado o vetor fluxo virtual o algoritmo para estimação das potências é simples.
- A frequência de amostragem requerida é menor do que as técnicas baseadas em controle de corrente.
- As vantagens observadas para a técnica DPC-V também se aplicam a esta técnica.

Desvantagens:

- O cálculo do fluxo virtual implementado por um integrador puro é instável e deve ser substituído por filtros o que agrega mais esforço computacional à técnica.

2.5 Técnica DPC-SVM

A técnica DPC-SVM é orientada pelo vetor fluxo virtual, assim como a DPC-VF, porém, com a tabela de chaveamento e os comparadores de histerese substituídos por uma estratégia de controle PI inserida na malha de potência. Por dispensar as tabelas de chaveamento a técnica DPC-SVM, assim como as técnicas baseadas em controle de corrente, emprega uma estratégia PWM (ver Subseção 2.1.2) para controle de disparo dos IGBTs do VSC.

A Figura 2.11 ilustra esquematicamente a estratégia DPC-SVM.

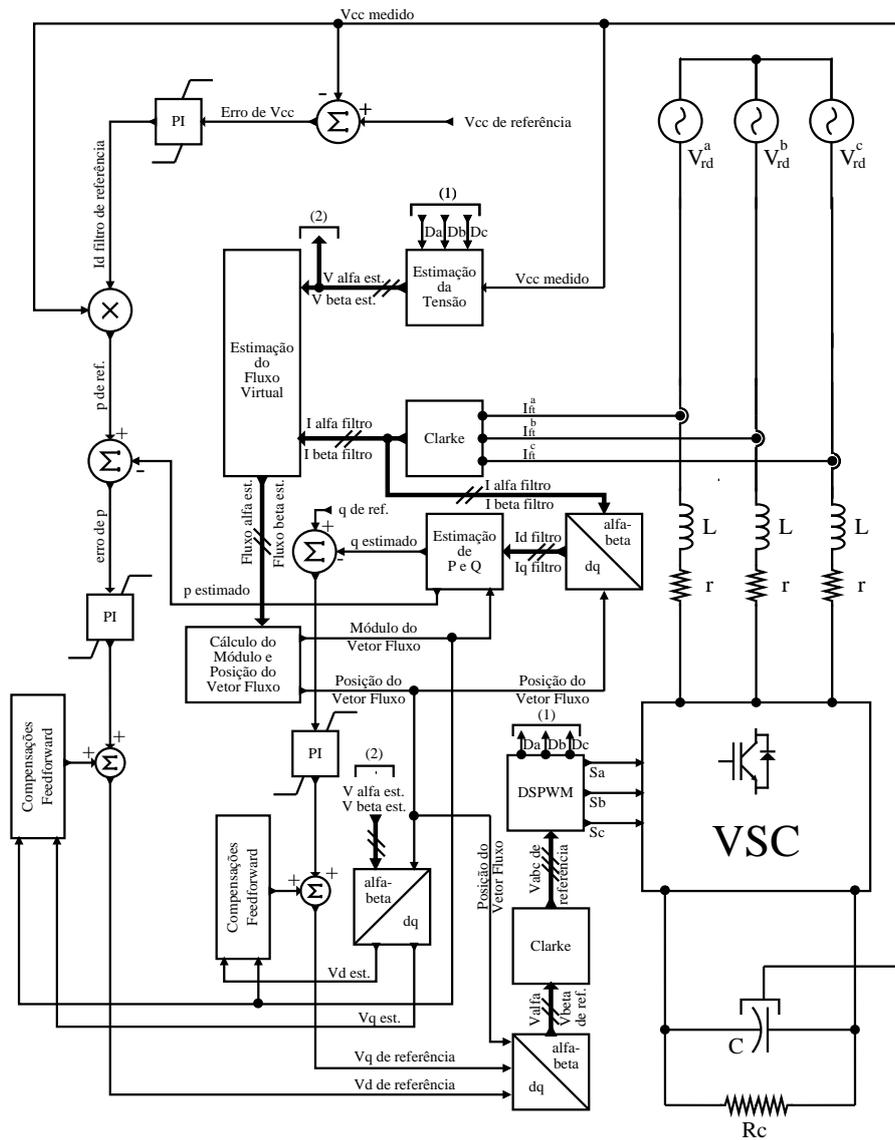


Figura 2.11: Diagrama de Blocos da Técnica DPC-SVM.

2.5.1 Considerações sobre a Modelagem Matemática do DPC-SVM

A estimação das potências instantâneas é realizada de forma semelhante ao que acontece na estratégia DPC-VF, porém na estimação do fluxo virtual da rede se empregam as razões cíclicas (D_{abc}) no cálculo da tensão do conversor em referencial $\alpha\beta$, ao invés dos estados das chaves. Portanto, as Equações (2.47) e (2.48) são substituídas por:

$$v_{cv}^{\alpha} = \frac{2}{3}V_{cc} \left[d_a - \frac{2}{3}(d_b + d_c) \right] \quad (2.57)$$

e

$$v_{cv}^{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}V_{cc}(d_b - d_c). \quad (2.58)$$

Diferentemente da estratégia DPC-VF, os sinais de erro de potência são aplicados a um controlador PI cuja saída (sinal de controle) é a tensão de referência para o conversor em referencial dq que posteriormente é convertida a referencial $\alpha\beta$ através de:

$$\begin{bmatrix} v_{cv}^{\alpha} \\ v_{cv}^{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin \gamma_{\Psi_{rd}} & -\cos \gamma_{\Psi_{rd}} \\ \cos \gamma_{\Psi_{rd}} & -\sin \gamma_{\Psi_{rd}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{cv}^d \\ v_{cv}^q \end{bmatrix}; \quad (2.59)$$

onde:

$$\sin \gamma_{\Psi_{rd}} = \frac{\Psi_{rd}^{\beta}}{\sqrt{\Psi_{rd}^{\alpha 2} + \Psi_{rd}^{\beta 2}}} \quad (2.60)$$

e

$$\cos \gamma_{\Psi_{rd}} = \frac{\Psi_{rd}^{\alpha}}{\sqrt{\Psi_{rd}^{\alpha 2} + \Psi_{rd}^{\beta 2}}}. \quad (2.61)$$

As tensões em referencial $\alpha\beta$ obtidas através da Equação (2.59) são posteriormente convertidas ao referencial abc e servem como tensão de referência para a realização de uma modulação vetorial no DSPWM (ver Subseção 2.1.2) que irá calcular os estados s_a, s_b, s_c necessários para comandar os IGBTs do VSC a aplicarem um vetor tensão que anule os sinais de erro das potências ativa e reativa instantâneas.

Mais detalhes sobre o desenvolvimento da técnicas DPC-SVM podem ser encontrados em [4][15][16].

2.5.2 Características da Técnica DPC-SVM

A técnica DPC-SVM possui as mesmas desvantagens que a família de técnicas DPC, mas quanto as vantagens, devido à incorporação da modulação por vetores espaciais, em substituição ao comparador de histerese e a tabela de chaveamento das técnicas, presentes nas técnicas DPC mais primitivas (DPC-V e DPC-VF), pôde-se garantir frequência de amostragem fixa. Apesar de, concernente à técnica CC-VOC, ainda apresentar uma frequência de amostragem maior, o DPC-SVM é apresentado pela literatura, entre as técnicas DPC, a mais viável para implementação em microprocessadores com baixa capacidade de processamento.

Mais detalhes sobre estas características podem ser encontrados em [3][8][9][10].

2.6 Técnicas Baseadas em Controle Preditivo

Uma estratégia de controle preditivo é assim denominada por se basear na predição, ao início de cada período de amostragem, do sinal de controle a ser aplicado, de forma a minimizar o sinal de erro da malha de realimentação. Quando o sinal de controle é particularmente escolhido de forma a anular o erro ao final ao invés do início do período de amostragem seguinte, esta estratégia de controle fica agora conhecida como controle *deadbeat*. Apesar de ser referido como um controlador, a rigor o controlador *deadbeat* não o é. De fato trata-se de uma filosofia ou estratégia de controle baseada num perfil de resposta previamente desejado [17].

Todas as técnicas de controle de conversores que fizeram uso de controladores PI até aqui, a saber CC-V PI e DPC-SVM, podem naturalmente evoluir para novas técnicas baseadas em controle preditivo através da adoção da estratégia *deadbeat* em substituição a estes controladores, o que originará um novo conjunto de técnicas.

Todo o desenvolvimento matemático será apresentado a seguir.

2.6.1 CC-V *Deadbeat*

O controlador PI empregado na técnica CC-V PI foi substituído por um do tipo *deadbeat* com o objetivo de ser realizada uma avaliação do seu desempenho. Seu desenvolvimento é apresentado a seguir:

Discretizando as Equações (2.24) e (2.25), chega-se a

$$v_{cv}^d(k+1) = v_{rd}^d(k) - Ri_{ft}^d(k) - \frac{L}{T_a} [i_{ft}^d(k+1) - i_{ft}^d(k)] + \omega_s L i_{ft}^q(k) \quad (2.62)$$

e

$$v_{cv}^q(k+1) = -Ri_{ft}^q(k) - \frac{L}{T_a} [i_{ft}^q(k+1) - i_{ft}^q(k)] - \omega_s L i_{ft}^d(k). \quad (2.63)$$

Adotando a estratégia *deadbeat*, ou seja, impondo que o valor da corrente ao final do período de amostragem seja igual ao valor de referência atual nas Equações 2.62 e 2.63

$$i_{ft}^d(k+1) = i_{ft,ref}^d(k) \quad (2.64)$$

e

$$i_{ft}^q(k+1) = i_{ft,ref}^q(k); \quad (2.65)$$

e supondo que o conversor produz, em termos médios, a tensão de referência a cada período de amostragem

$$\bar{v}_{cv}^d(k+1) = v_{cv,ref}^d(k+1) \quad (2.66)$$

e

$$\bar{v}_{cv}^q(k+1) = v_{cv,ref}^q(k+1), \quad (2.67)$$

então as Equações (2.62) e (2.63) são reescritas conforme a seguir:

$$v_{cv,ref}^d(k+1) = v_{rd}^d(k) + \omega_s L i_{ft}^q(k) + \left(\frac{L}{T_a} - R \right) i_{ft}^d(k) - \frac{L}{T_a} i_{ft,ref}^d(k), \quad (2.68)$$

e

$$v_{cv,ref}^q(k+1) = -\omega_s L i_{ft}^d(k) + \left(\frac{L}{T_a} - R \right) i_{ft}^q(k) - \frac{L}{T_a} i_{ft,ref}^q(k), \quad (2.69)$$

onde T_a corresponde ao período de amostragem.

Como se pode notar, as equações de controle dispensam controladores PI, já que a própria estratégia de controle preditivo já garante, a cada período de amostragem, erro nulo.

A Figura 2.12 ilustra esquematicamente a estratégia CC-V *Deadbeat*.

fluxo virtual é praticamente nula. Destas considerações resulta

$$v_{rd}^d \simeq 0 \quad (2.71)$$

e

$$v_{rd}^q \simeq \omega_s \Psi_{rd}^d. \quad (2.72)$$

Semelhantemente ao exposto na Subseção 2.4.1, é importante ressaltar que a suposição de que os termos derivativos, na Equação (2.70), são desprezíveis torna-se frágil quando a técnica em questão é exposta a fenômenos transitórios severos, comuns em grandes sistemas elétricos de potência. Nas simulações realizadas posteriormente, fez-se necessário a utilização de sincronizadores (ver Seção 2.7) baseados em PLLs incorporados à estimação do fluxo virtual de modo a minimizar suas variações devido à possível presença de conteúdo harmônico ou mesmo de componentes simétricas diferentes (negativa, principalmente).

Adotando, também, um referencial orientado pelo vetor fluxo virtual nas Equações (2.43) e (2.44)

$$p = \frac{3}{2} \omega_s \Psi_{rd}^d i_{ft}^q \Rightarrow i_{ft}^q = \frac{2}{3 \omega_s \Psi_{rd}^d} p \quad (2.73)$$

e

$$q = \frac{3}{2} \omega_s \Psi_{rd}^d i_{ft}^d \Rightarrow i_{ft}^d = \frac{2}{3 \omega_s \Psi_{rd}^d} q. \quad (2.74)$$

Ainda neste referencial, substituindo convenientemente as Equações (2.71), (2.72), (2.73) e (2.74) nas Equações (2.17) e (2.18); e desprezando o termo resistivo nestas últimas, obtém-se

$$0 = \frac{2L}{3 \omega_s \Psi_{rd}^d} \frac{dq}{dt} + \frac{2L}{3 \Psi_{rd}^d} p + v_{cv}^d \quad (2.75)$$

e

$$\omega_s \Psi_{rd}^d = \frac{2L}{3 \omega_s \Psi_{rd}^d} \frac{dp}{dt} + \frac{2L}{3 \Psi_{rd}^d} q + v_{cv}^q. \quad (2.76)$$

Resolvendo as Equações (2.75) e (2.76) em termos de $\frac{dq}{dt}$ e $\frac{dp}{dt}$, chega-se às equações de estado

$$\frac{dq}{dt} = \omega_s p - \frac{3 \omega_s \Psi_{rd}^d}{2L} v_{cv}^d \quad (2.77)$$

e

$$\frac{dp}{dt} = -\omega_s q - \frac{3 \omega_s \Psi_{rd}^d}{2L} (v_{cv}^q - \omega_s \Psi_{rd}^d) \quad (2.78)$$

Discretizando as Equações (2.77) e (2.78)

$$q(k+1) - q(k) = \omega_s T_a p(k) - \frac{3 \omega_s \Psi_{rd}^d(k) T_a}{2L} v_{cv}^d(k) \quad (2.79)$$

e

$$p(k+1) - p(k) = -\omega_s T_a q(k) - \frac{3\omega_s \Psi_{rd}^d(k) T_a}{2L} (v_{cv}^q(k) - \omega_s \Psi_{rd}^d(k)) \quad (2.80)$$

Se, de modo semelhante ao adotado em (2.64), (2.65), (2.66) e (2.67), ou seja, adotando a filosofia de controle *deadbeat*, for considerado que

$$p(k+1) = p_{ref}(k) \Rightarrow p(k+1) - p(k) = p_{ref}(k) - p(k) = e_p \quad (2.81)$$

e

$$q(k+1) = q_{ref}(k) \Rightarrow q(k+1) - q(k) = q_{ref}(k) - q(k) = e_q \quad (2.82)$$

além de

$$v_{cv}^d(k) = v_{cv,ref}^d(k) \quad (2.83)$$

e

$$v_{cv}^q(k) = v_{cv,ref}^q(k), \quad (2.84)$$

se está novamente diante de uma abordagem de controle preditivo tipo *deadbeat*. Substituindo as expressões (2.81), (2.82), (2.83) e (2.84) nas Equações (2.79) e (2.80) e resolvendo a expressão resultante para as tensões de referência do conversor, chega-se a:

$$v_{cv,ref}^d(k) = -\frac{2L}{3\omega_s(k)\Psi_{rd}^d(k)T_a} e_q + \frac{2L}{3\Psi_{rd}^d(k)} p(k) \quad (2.85)$$

e

$$v_{cv,ref}^q(k) = -\frac{2L}{3\omega_s(k)\Psi_{rd}^d(k)T_a} e_p - \frac{2L}{3\Psi_{rd}^d(k)} q(k) + \omega_s(k)\Psi_{rd}^d(k). \quad (2.86)$$

A Figura 2.13 ilustra esquematicamente a estratégia DPC-SVM *Deadbeat*.

2.7 Emprego de Sincronizadores para Extração de Vetores Espaciais de Seqüência Positiva

Todas as técnicas abordadas neste trabalho possuem, em seu algoritmo de controle, algum tipo de orientação vetorial, seja pelo vetor tensão da rede, seja pelo vetor fluxo virtual da rede. A estimação precisa e rápida destes vetores é de fundamental importância para o controle eficaz do fluxo de potência através dos conversores VSC que operam conectados diretamente a redes elétricas.

Para garantir a operação satisfatória destes VSC quando sujeitos a situações de grandes desequilíbrios ou distorções harmônicas significativas, recomenda-se serem incorporados às malhas de controle de corrente e de potência, algoritmos de sincronização que permitam a estimação dos vetores espaciais de seqüência positiva de tensão ou fluxo virtual. Particularmente em condição de falta severa nas vizinhanças do ponto de instalação do conversor, é comum a ocorrência de situações de desequilíbrios, distorções harmônicas e variações na frequência fundamental da rede; ocorrências estas que dificultam a estimação precisa destes vetores espaciais e, conseqüentemente, comprometem a eficiência da orientação vetorial adotada, o que afeta sensivelmente o desempenho da técnica. Uma orientação vetorial deficiente pode interferir no funcionamento de uma técnica fazendo-a parecer ineficiente no controle de conversores.

Para a estimação dos vetores espaciais, são comumente integrados à etapa de medição algoritmos de sincronização, constituídos por PLL (Phase-locked loops) e filtros que, juntos, viabilizam a estimação da posição do vetor espacial de seqüência positiva, grandeza equilibrada e livre de conteúdo harmônico. Os sincronizadores são encontrados em diversas topologias na literatura [18][19]. No presente trabalho, quando necessário, adotou-se o sincronizador denominado DSOGI-PLL [20].

As técnicas baseadas em DPC são originalmente *sensorless* e, deste modo, não há que se falar em emprego de sincronizadores. No entanto, os próprios autores destas técnicas citam como trabalhos futuros o emprego de PLLs a fim de melhorar o desempenho das técnicas propostas. No presente trabalho, devido à severidade associada às perturbações a serem simuladas posteriormente, aproveitou-se para fazer uso de métodos de sincronização, com exceção das técnicas baseadas em tabelas de chaveamento, DPC-V e DPC-VF, técnicas estas analisadas conforme proposto originalmente pelos seus respectivos autores, ou seja, *sensorless*.

A Figura (2.14) ilustra através de diagrama de blocos a estrutura de um sincronizador empregado na extração do vetor tensão de seqüência positiva.

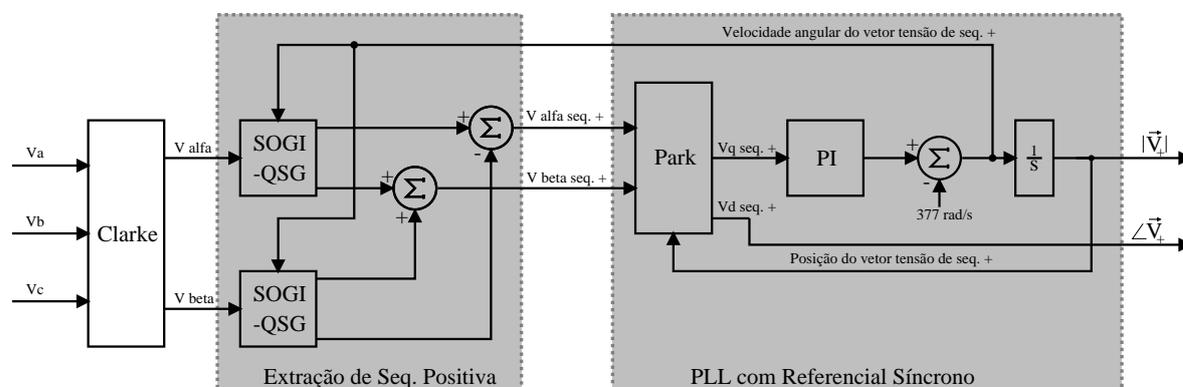


Figura 2.14: Diagrama de blocos do DSOGI-PLL.

2.8 Conclusão

- As técnicas empregadas no controle de VSCs se diferenciam em suas estruturas de controle quanto, por exemplo, a malha de controle utilizada (malha de corrente ou malha de potência), ao métodos orientação vetorial utilizado (vetor tensão ou vetor fluxo virtual) e quanto ao controle das chaves semicondutoras (SVM ou *look-up table*), principalmente.
- A técnica CC-V PI é a mais empregada atualmente no controle de conversores conectados a redes elétricas, porém, as diversas transformações de coordenadas e compensações *feedforward* utilizadas, tornam-na um técnica de elevado esforço computacional.
- As técnicas DPC-V e DPC-VF empregam comparadores de histerese e tabelas de chaveamento em substituição aos controladores PI e à modulação SVM. Estas técnicas possuem baixo esforço computacional e dinâmica mais rápida dos que a tradicional CC-V, mas apresentam frequência de chaveamento variável
- A técnica DPC-SVM se diferencia das técnicas DPC-V e DPC-VF devido a substituição dos comparadores de histerese e tabelas de chaveamento por controladores PI e modulação SVM. Isto torna sua frequência de chaveamento fixa.

- Os controladores PI quando substituídos por uma estratégia de controle preditivo do tipo *deadbeat*, originam técnicas com respostas mais rápidas, porém, pouco robustas (CC-V *Deadbeat* e DPC-SVM *Deadbeat*).
- As técnicas apresentadas neste capítulo foram originalmente modeladas e simuladas, pelos seus autores, na presença de uma rede elétrica do tipo barra infinita, portanto, uma situação distante da realidade a qual serão submetidos os VSCs quando da operação em sistema elétricos reais.
- Com vistas a adequar as técnicas ao ambiente ao qual os conversores foram submetidos neste trabalho, onde estão presentes transitórios, distorções harmônicas e variações paramétricas, algumas técnicas sofreram adaptações, da seguinte forma: na estimação do vetor fluxo virtual, os integradores puros foram substituídos por filtros passa-baixas, enquanto que a estimação do vetor tensão foi substituída por medição direta associada a PLLs.

3

PROPOSTA DE UMA TÉCNICA DE CONTROLE ROBUSTO POR MODOS DESLIZANTES

3.1 Considerações Iniciais

Este capítulo é dedicado ao desenvolvimento de uma técnica de controle de VSC baseada na teoria de modos deslizantes (*sliding modes*), com o intuito de conferir maior robustez à técnica de controle preditivo do tipo *deadbeat*, visto que é no quesito sensibilidade a variações paramétricas que esta técnica revela sua maior deficiência.

Quanto à variação paramétrica, em todo o desenvolvimento a seguir, objetivou-se tornar robusta a técnica a variações na indutância do filtro RL de acoplamento do VSC à rede. Em princípio, quaisquer outros parâmetros ou incertezas em geral poderiam ter sido escolhidos como foco de robustez da técnica proposta, por exemplo, a resistência do filtro, o capacitor do barramento CC e mesmo erros e incertezas no processo de medição.

Após uma introdução sobre a estratégia de controle por modos deslizantes, os conceitos expostos serão aplicados a uma técnica baseada em controle de corrente e a uma técnica baseada em controle direto de potência.

Todo o desenvolvimento pode ser acompanhado nas próximas seções e, no capítulo seguinte, as técnicas aqui propostas serão expostas a condições severas de transitórios de origem sistêmica com vistas a avaliar o desempenho dos referidos controles inclusive quanto a sua sensibilidade a variações paramétricas.

3.2 Teoria de Controle Robusto por Modos Deslizantes

O termo controle por modos deslizantes, ou *sliding mode control* (SMC), pertence ao contexto dos sistemas de estrutura variável (SEV). Trata-se, na verdade, de uma modalidade de estratégia de controle de estrutura variável (CEV) [21]. Sistemas com estrutura de controle variável são uma classe de sistemas onde as leis de controle são alteradas de acordo com regras pré-definidas pelo estado da planta controlada [22]. Quando a estratégia de CEV se utiliza de leis de controle com frequências de chaveamento elevadas (controle *on-off* de alta frequência) a fim de forçar a trajetória de estado de uma dada planta não-linear a se manter sobre uma superfície de chaveamento convenientemente escolhida no plano de fase se está diante de um modo deslizante e o controle projetado neste sentido é conhecido por controle por modos deslizantes. A referida superfície de chaveamento, neste contexto, denomina-se superfície deslizante e para ela convergem todas as trajetórias em sua vizinhança.

A robustez desta espécie de controle é garantida quando a trajetória de estado da planta se mantém sobre a superfície deslizante, pois nesta condição, a dinâmica do sistema não mais dependerá dos parâmetros das matrizes de estado, mas sim dos parâmetros da superfície deslizante. Além disto, com a adoção desta estratégia de controle, há uma redução na ordem da equação que rege a dinâmica da planta, o que diminui a complexidade do processo a ser controlado.

Para exemplificar esta estratégia de controle, considere um planta de segunda ordem

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(t). \quad (3.1)$$

onde $x_1(t)$ e $x_2(t)$ são as variáveis de estado da planta e $u(t) = Kx_1(t)$ sua lei de controle, sendo K capaz de assumir os valores -1 ou 1. Considere-se que $x_1(t)$ é o sinal de erro em relação a uma referência qualquer e, portanto, $x_1^{ref}(t) = 0$, conforme representado no diagrama de blocos de malha fechada desta planta, Figura (3.1).

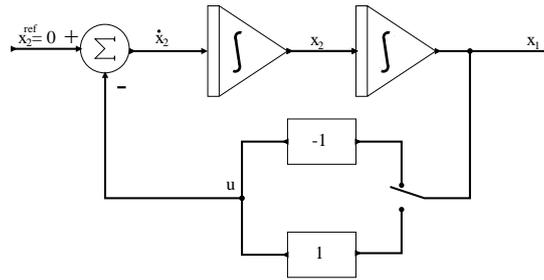


Figura 3.1: Diagrama de blocos da planta de segunda ordem.

Percebe-se que a lei de controle deste sistema é descontínua, ou seja, para cada valor de $u(t)$ uma estrutura distinta é originada, representando, portanto, um típico SEV. O desenvolvimento seguinte confirma este comportamento.

Considerando $K = 1$, isto é, $u(t) = x_1(t)$, pode-se desenvolver a Equação (3.1) chegando a

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}. \quad (3.2)$$

O traço e o determinante da matriz A da Equação (3.2) são, respectivamente, 0 e -1, o que conduz a uma equação característica

$$\lambda^2 - 1 = 0, \quad (3.3)$$

assim, resolvendo a Equação (3.3), chega-se a $\lambda_1 = 1$ e $\lambda_2 = -1$, autovalores reais de sinais opostos, o que indica um sistema instável, devido ao autovalor locado no semiplano positivo, com plano de fase tipo "sela", conforme a Figura 3.2(a).

Semelhantemente para $K = -1$, isto é, $u(t) = -x_1(t)$, desenvolve-se a Equação (3.1) e chega-se a

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}. \quad (3.4)$$

O traço e o determinante da matriz A da Equação (3.4) são, respectivamente, 0 e 1, o que conduz a uma equação característica

$$\lambda^2 + 1 = 0. \quad (3.5)$$

Resolvendo a Equação (3.6), chega-se a $\lambda_1 = j$ e $\lambda_2 = -j$, autovalores imaginários puros conjugados, o que sugere um sistema marginalmente estável, com plano de fase tipo "ponto central singular", conforme esboçado na Figura 3.2(b).

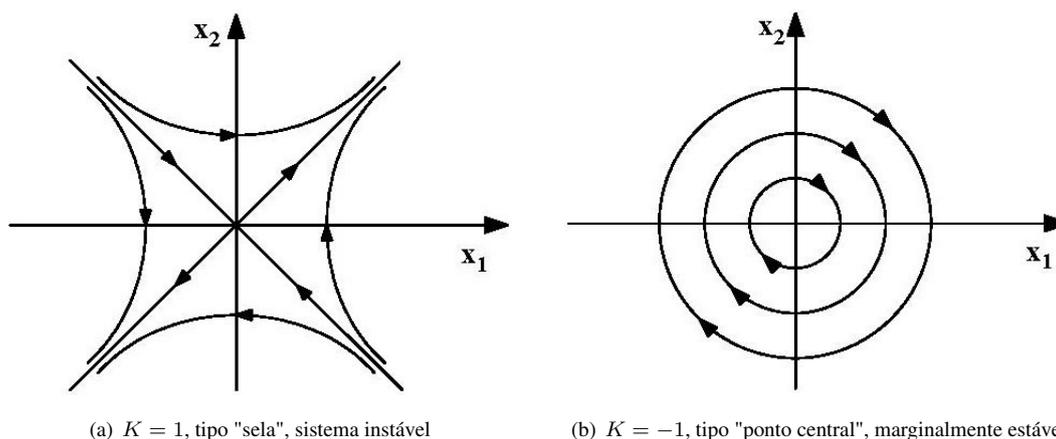


Figura 3.2: Plano de fase das plantas representadas pelas Equações 3.2 e 3.4: (a) e (b).

Fica evidente que para K igual a 1 ou -1 o comportamento das estruturas regidas pelas Equações (3.2) e (3.4) apresentam-se insatisfatórios. É possível, porém, através do estabelecimento de uma "regra" adequada a ser imposta à lei de controle ($u(t)$), tornar o comportamento geral da planta representada pela referidas sub-estruturas estável, robusto e com dinâmica de ordem reduzida. Isso é conseguido se o valor de $u(t)$ for condicionado à uma escolha conveniente de uma trajetória muito particular no plano de fase, conforme o desenvolvimento a seguir.

Denominando esta trajetória particular de superfície de chaveamento e definindo-a como

$$S = x_2(t) + cx_1(t), \quad (3.6)$$

onde $c > 0$.

Se $u(t)$ for definido conforme

$$u(t) = \begin{cases} x_1(t), & \text{se } Sx_1(t) < 0 \\ -x_1(t), & \text{se } Sx_1(t) > 0 \end{cases} \quad (3.7)$$

então, impõe-se a permanência da trajetória de estado da planta sobre a superfície de chaveamento, nesse caso denominada de superfície deslizante, descrevendo um modo deslizante. Neste movimento deslizante a performance resultante do sistema é completamente diferente de cada uma das estruturas em separado que constitui o SEV modelado pela Equação (3.1), apresentando-se, inclusive estável.

Uma vez em modo deslizante, fica claro que a dinâmica do controle passa a ser regida pela própria dinâmica da superfície deslizante, isso que dizer que a planta de segunda ordem em questão comporta-se como uma planta de primeira ordem, já que as variáveis de estado

se relacionam pela expressão $x_2(t) + cx_1(t) = 0$. Nota-se, também desta expressão, que a dinâmica fica dependente apenas do parâmetro c (inclinação da superfície de deslizamento) e não mais das matrizes de parâmetros (A) das estruturas em separado.

A Figura (3.3) apresenta o plano de fase da planta representada matematicamente pela Equação (3.1) e controlada por modos deslizantes.

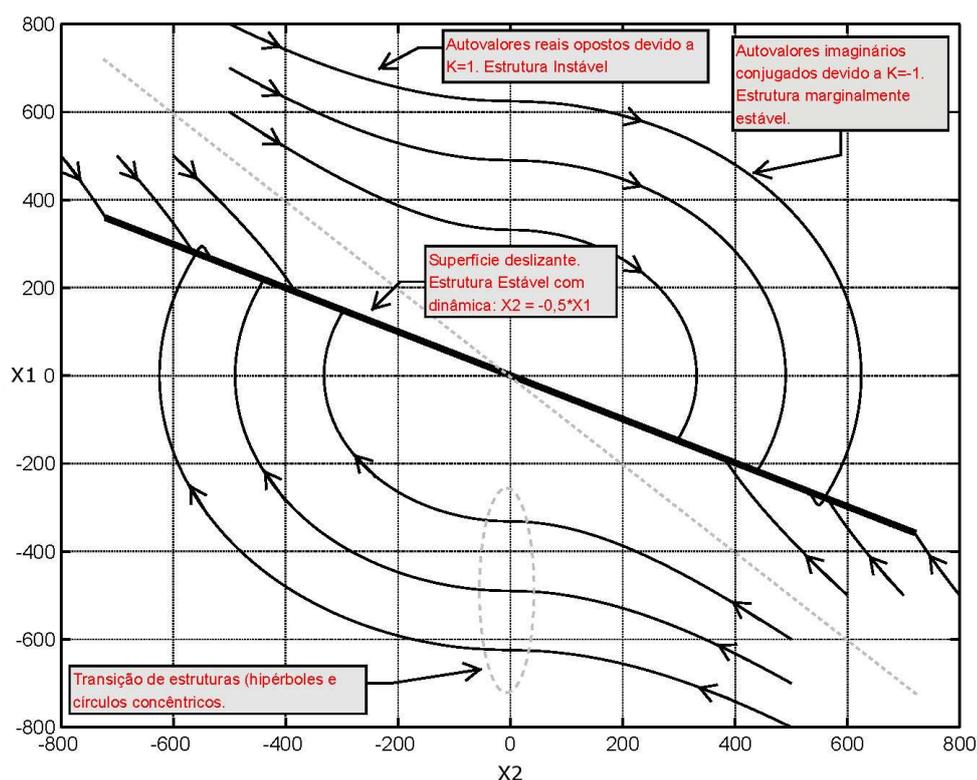


Figura 3.3: Plano de fase do exemplo apresentado quando controlado por modo deslizante.

De fato, para a existência de um modo deslizante, tal como o que ocorreu no exemplo apresentado, a condição

$$S\dot{S} < 0 \quad (3.8)$$

necessita ser atendida, o que acontecerá desde que os sinais de S e \dot{S} sejam opostos, ou seja, desde que a derivada em cada ponto-sistema, ou seja, em cada coordenada (x_1, x_2) que constitui a trajetória de estado, localizado nas vizinhanças da superfície de chaveamento, possua derivada de sinal oposto ao semiplano ao qual pertença. Alguns autores referem-se à Equação (3.8) por *reachability condition* (condição de aproximação) [23], já que, quando atendida esta condição, garante-se a convergência da trajetória de estado à superfície de deslizamento. Em caso de sistemas contínuos uma lei de aproximação ou *reaching law*

conveniente é dada por

$$\dot{S} = -\alpha S - \beta \operatorname{sgn} S, \quad (3.9)$$

onde $\alpha > 0$ e $\beta > 0$.

A Equação (3.9), proposta em [25], de fato torna a condição (3.8) verdadeira, pois

$$S\dot{S} = S(-\alpha S - \beta \operatorname{sgn} S) = -\alpha S^2 - \beta S \operatorname{sgn} S < 0, \quad (3.10)$$

já que os termos S^2 e $\beta S \operatorname{sgn} S$, em (3.10), serão sempre reais positivos.

Todo o desenvolvimento realizado até então, envolveu a versão contínua no tempo da teoria de modos deslizantes. Para simulação em sistemas digitais (computadores ou micro-controladores) faz-se necessário a utilização da versão discretizada deste controle robusto. Um sistema discreto em modos deslizantes deve possuir os seguintes atributos:

1. Partindo de qualquer estado inicial, a trajetória de dirigir-se monotonicamente à superfície de deslizamento devendo, inclusive, cruzá-la em um tempo finito.
2. Ao ser cruzar pela primeira vez a superfície de deslizamento, a trajetória deve cruzá-la novamente a cada período de amostragem, originando um movimento de zig-zag (*chattering*) em torno da superfície de deslizamento.
3. Este *chattering* não deve ser crescente, devendo apenas excursionar numa vizinhança próxima da superfície de deslizamento, o que definirá uma região (banda de modo quase-deslizante) estreita envolvendo esta superfície.

Os atributos acima reproduzidos constituem os fundamentos para a existência de modos deslizantes em sistemas discretos. Estes três atributos quando atendidos simultaneamente garantem que o sistema atende à condição de convergência.

Através da discretização da Equação (3.9) chega-se a

$$\frac{S(k+1) - S(k)}{T_a} = -\alpha S(k) - \beta \operatorname{sgn}(S(k)), \quad (3.11)$$

que pode ser arranjada assim

$$S(k+1) - S(k) = -\alpha T_a S(k) - \beta T_a \operatorname{sgn}(S(k)), \quad (3.12)$$

onde $\alpha > 0$ e $\beta > 0$.

Pode ser verificado em [24][25] que com o emprego da Equação (3.12) garante-se que os atributos de existência de um modo deslizante em sistemas discretos sejam satisfeitos.

Pela escolha conveniente dos parâmetros α e β é possível definir o comportamento do modo deslizante. O β atua na redução do *chattering* (movimento de zig-zag através da superfície de deslizamento), enquanto que o α no tempo para início do movimento ou deslizante (*reaching time*).

Uma abordagem mais detalhada sobre a teoria de modos deslizantes, incluindo a demonstração das expressões matemáticas empregadas aqui, pode ser encontrada em [26][27][28][29].

A próxima etapa deste trabalho será dedicada à adequação desta teoria ao controle de corrente e ao controle direto de potência, originando duas novas técnicas de controle de VSCs, a fim de garantir maior robustez à, por exemplo, variação na indutância do filtro RL, utilizado para o acoplamento de conversores aos sistemas elétricos de potência.

3.3 Técnicas Baseadas em Controle Robusto por Modos Deslizantes

Nas subseções seguintes, uma aplicação da teoria de modos deslizantes no controle de VSCs é realizada. Duas técnicas serão propostas: uma baseada em controle de corrente (CC-V SM) e a outra em controle direto de potência (DPC-SVM SM). O objetivo é tornar o controle tão rápido quanto as versões baseadas em controle preditivo (CC-V DB e DPC-SVM DB), porém com robustez garantida para $L_{min} < L < L_{max}$.

3.3.1 CC-V *Sliding Modes*

Para o desenvolvimento do modelo matemático da técnica de controle CC-V *Sliding Mode* as Equações (2.24) e (2.25) foram reescritas nas Equações (3.13) e (3.14) em função de suas variáveis de estado com os valores da resistência do filtro desprezados

$$\frac{di_{ft}^d}{dt} = \omega_s i_{ft}^q + \frac{1}{L}(v_{rd}^d - v_{cv}^d) \quad (3.13)$$

$$\frac{di_{ft}^q}{dt} = -\omega_s i_{ft}^d - \frac{1}{L}v_{cv}^q \quad (3.14)$$

Sendo os sinais de erro de corrente $e_{Id} = i_{ft,ref}^d - i_{ft}^d$ e $e_{Iq} = i_{ft,ref}^q - i_{ft}^q$ e que os sinais de referência não variam em um período de amostragem, então

$$\frac{de_{Id}}{dt} = \frac{di_{ft,ref}^d}{dt} - \frac{di_{ft}^d}{dt} = 0 - \frac{di_{ft}^d}{dt} \quad (3.15)$$

$$\frac{de_{Iq}}{dt} = \frac{di_{ft,ref}^q}{dt} - \frac{di_{ft}^q}{dt} = 0 - \frac{di_{ft}^q}{dt}. \quad (3.16)$$

Das Equações (3.15) e (3.16) extrai-se que: $\frac{de_{Id}}{dt} = -\frac{di_{ft}^d}{dt}$ e $\frac{de_{Iq}}{dt} = -\frac{di_{ft}^q}{dt}$. Assim, as Equações (3.13) e (3.14) podem ser resolvidas para os sinais de erro de corrente de eixo direto e quadratura

$$\frac{de_{Id}}{dt} = -\omega_s i_{ft}^q - \frac{1}{L}(v_{rd}^d - v_{cv}^d) \quad (3.17)$$

$$\frac{de_{Iq}}{dt} = \omega_s i_{ft}^d + \frac{1}{L}v_{cv}^q \quad (3.18)$$

Discretizando as Equações (3.17) e (3.18)

$$e_{Id}(k+1) - e_{Id}(k) = -\omega_s T_a i_{ft}^q(k) - \frac{T_a}{L}(v_{rd}^d(k) - v_{cv}^d(k)) \quad (3.19)$$

$$e_{Iq}(k+1) - e_{Iq}(k) = \omega_s T_a i_{ft}^d(k) + \frac{T_a}{L}v_{cv}^q(k) \quad (3.20)$$

Como se deseja conferir à técnica proposta robustez a variações na indutância do filtro, então a matriz de entrada b , representada por $\frac{T_a}{L}$ será, de agora em diante, referenciada por $(\hat{b} + \Delta b) = \frac{T_a}{\hat{L} + \Delta L}$, onde \hat{L} corresponde à parcela de projeto ou nominal da indutância do filtro, $\Delta L = L - \hat{L}$ corresponde à possível variação paramétrica sofrida pela indutância do filtro. Deste modo, as Equações (3.19) e (3.20) podem ser apresentadas como a seguir

$$e_{Id}(k+1) - e_{Id}(k) = -\omega_s T_a i_{ft}^q(k) - \hat{b}(v_{rd}^d(k) - v_{cv}^d(k)) + \Delta b(v_{rd}^d(k) - v_{cv}^d(k)) \quad (3.21)$$

$$e_{Iq}(k+1) - e_{Iq}(k) = \omega_s T_a i_{ft}^d(k) + \hat{b}v_{cv}^q(k) + \Delta b v_{cv}^q(k) \quad (3.22)$$

Se forem definidos termos como perturbações externas para cada um dos eixos de referência $\tilde{f}_q(k) = \frac{\Delta b}{\hat{b}}(v_{rd}^d(k) - v_{cv}^d(k))$ e $\tilde{f}_d(k) = \frac{\Delta b}{\hat{b}}v_{cv}^q(k)$, então as Equações (3.21) e (3.22) podem ser reformuladas para

$$e_{Id}(k+1) - e_{Id}(k) = -\omega_s T_a i_{ft}^q(k) - \hat{b}(v_{rd}^d(k) - v_{cv}^d(k)) + \hat{b}\tilde{f}_q(k) \quad (3.23)$$

$$e_{Iq}(k+1) - e_{Iq}(k) = \omega_s T_a i_{ft}^d(k) + \hat{b}v_{cv}^q(k) + \hat{b}\tilde{f}_d(k) \quad (3.24)$$

A escolha de uma superfície de chaveamento adequada é essencial no controle por modos deslizantes. Uma alternativa promissora é considerar o sinal de erro de corrente como a superfície de chaveamento, pois feito isto, uma vez atendidos os atributos de *reachability*, então fica garantido que $S = 0$, ou seja, que o erro de corrente seja nulo, que é o que se deseja de um sistema de controle.

Para tanto, se for considerado $S(k+1) - S(k) = e_{Id}(k+1) - e_{Id}(k)$ e $S(k+1) - S(k) = e_{Iq}(k+1) - e_{Iq}(k)$ nas Equações (3.23) e (3.24), então, de acordo com as Equações (3.11) e (3.12) tem-se

$$-\alpha T_a e_{Id}(k) - \beta T_a \text{sgn}(e_{Id}(k)) = -\omega_s T_a i_{ft}^q(k) - \hat{b}(v_{rd}^d(k) - v_{cv}^d(k)) + \hat{b}\tilde{f}_q(k) \quad (3.25)$$

$$-\alpha T_a e_{I_q}(k) - \beta T_a \text{sgn}(e_{I_q}(k)) = \omega_s T_a i_{ft}^d(k) + \hat{b} v_{cv}^q(k) + \hat{b} \tilde{f}_d(k). \quad (3.26)$$

A partir das Equações (3.25) e (3.26) ficam definidas as expressões de controle da técnica CC-V *Sliding Modes*

$$v_{cv}^d(k) = \frac{T_a}{\hat{b}} [-\alpha e_{Id}(k) - \beta \text{sgn}(e_{Id}(k)) + \omega_s i_{ft}^q(k)] - \tilde{f}_q(k) + v_{rd}^d(k) \quad (3.27)$$

$$v_{cv}^q(k) = \frac{T_a}{\hat{b}} [-\alpha e_{I_q}(k) - \beta \text{sgn}(e_{I_q}(k)) - \omega_s i_{ft}^d(k)] - \tilde{f}_d(k). \quad (3.28)$$

Resta, agora, definir um conjunto de regras de modo a selecionar a lei de controle mais adequada a cada instante, a fim de garantir um movimento ou modo deslizante e, assim, alcançar a robustez almejada.

Supondo que se deseje garantir robustez para uma faixa de L_{min} a L_{max} , $\tilde{f}_q(k)$ e $\tilde{f}_d(k)$ podem assumir os seguintes valores

$$\tilde{f}_q(k) = \begin{cases} \tilde{f}_q^{(max)} = \left(\frac{\hat{L}}{L_{min}} - 1\right)(v_{cv}^d - v_{rd}^d), & \text{se } e_{Id}(k) \geq 0 \\ \tilde{f}_q^{(min)} = \left(\frac{\hat{L}}{L_{max}} - 1\right)(v_{cv}^d - v_{rd}^d), & \text{se } e_{Id}(k) < 0 \end{cases} \quad (3.29)$$

e

$$\tilde{f}_d(k) = \begin{cases} \tilde{f}_d^{(max)} = \left(\frac{\hat{L}}{L_{min}} - 1\right)v_{cv}^q, & \text{se } e_{I_q}(k) \geq 0 \\ \tilde{f}_d^{(min)} = \left(\frac{\hat{L}}{L_{max}} - 1\right)v_{cv}^q, & \text{se } e_{I_q}(k) < 0 \end{cases} \quad (3.30)$$

A determinação dos valores máximos e mínimos de $f_d(k)$ e $f_q(k)$ (Equações (3.29) e (3.30)) foi realizada com base na análise dos sinais de $(v_{cv}^d(k) - v_{rd}^d(k))$ e $v_{cv}^q(k)$ em (3.27) e (3.28), respectivamente. Analisando estas equações pode-se observar que os sinais de $v_{cv}^q(k)$ é sempre igual ao sinal de $[-\alpha e_{I_q}(k) - \beta \text{sgn}(e_{I_q}(k)) - \omega_s i_{ft}^d(k)]$ e que o sinal de $(v_{cv}^d(k) - v_{rd}^d(k))$ é igual ao sinal de $[-\alpha e_{Id}(k) - \beta \text{sgn}(e_{Id}(k)) + \omega_s i_{ft}^q(k)]$. Considerando esta análise de sinais e substituindo os valores de $\tilde{f}_q(k)$ e $\tilde{f}_d(k)$ nas Equações (3.27) e (3.28), considerando todos os estados possíveis das leis de comando $(v_{cv}^d(k)$ e $v_{cv}^q(k))$ e superfícies de deslizamento $(e_{Id}(k)$ e $e_{I_q}(k))$, define-se um algoritmo a para determinação da lei de comando em cada uma destes possíveis estados, conforme apresentado nas Tabelas 3.1 e 3.2

Tabela 3.1: Algoritmo de determinação da lei de controle da malha I_d com robustez garantida para $L_{min} < L < L_{max}$.

SE		ENTÃO
$e_{Id}(k)$	$v_{cv}^d(k)$	$v_{cv}^d(k)$
≥ 0	≥ 0	$L_{min}[-\alpha e_{Id}(k) - \beta + \omega_s i_{ft}^q] + v_{rd}^d(k)$
≥ 0	< 0	$L_{max}[-\alpha e_{Id}(k) - \beta + \omega_s i_{ft}^q] + v_{rd}^d(k)$
< 0	≥ 0	$L_{max}[-\alpha e_{Id}(k) + \beta + \omega_s i_{ft}^q] + v_{rd}^d(k)$
< 0	< 0	$L_{min}[-\alpha e_{Id}(k) + \beta + \omega_s i_{ft}^q] + v_{rd}^d(k)$

Tabela 3.2: Algoritmo de determinação da lei de controle da malha I_q com robustez garantida para $L_{min} < L < L_{max}$.

SE		ENTÃO
$e_{I_q}(k)$	$v_{cv}^q(k)$	$v_{cv}^q(k)$
≥ 0	≥ 0	$L_{min}[-\alpha e_{I_q}(k) - \beta - \omega_s i_{ft}^d]$
≥ 0	< 0	$L_{max}[-\alpha e_{I_q}(k) - \beta - \omega_s i_{ft}^d]$
< 0	≥ 0	$L_{max}[-\alpha e_{I_q}(k) + \beta - \omega_s i_{ft}^d]$
< 0	< 0	$L_{min}[-\alpha e_{I_q}(k) + \beta - \omega_s i_{ft}^d]$

A Figura 3.4 ilustra esquematicamente a estratégia CC-V *Sliding Modes*.

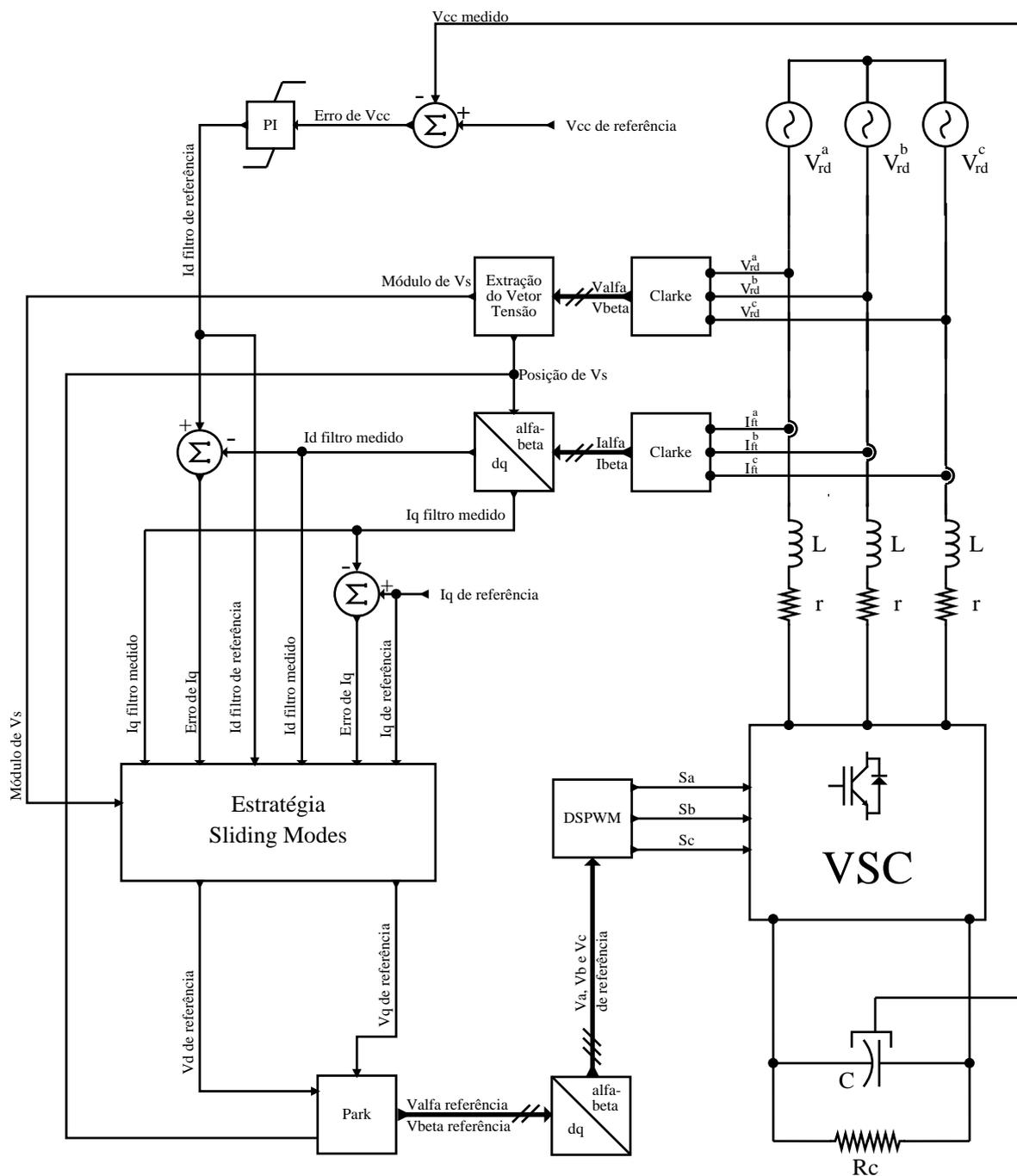


Figura 3.4: Diagrama de Blocos da Técnica CC-V *Sliding Mode*.

3.3.2 DPC-SVM *Sliding Mode*

O desenvolvimento da técnica de controle DPC-SVM *Sliding Mode* é semelhante ao realizado na técnica anterior, mas as equações, agora, regem a dinâmica das potências ativa e reativa.

Considerando os sinais de erro de potência $e_p = p_{ref} - p$ e $e_q = q_{ref} - q$ e que os sinais de referência não variam em um período de amostragem, então

$$\frac{de_p}{dt} = \frac{dp_{ref}}{dt} - \frac{dp}{dt} = 0 - \frac{dp}{dt} \quad (3.31)$$

$$\frac{de_q}{dt} = \frac{dq_{ref}}{dt} - \frac{dq}{dt} = 0 - \frac{dq}{dt}, \quad (3.32)$$

ou seja, $\frac{de_p}{dt} = -\frac{dp}{dt}$ e $\frac{de_q}{dt} = -\frac{dq}{dt}$. Assim, as Equações (2.77) e (2.78), utilizadas na modelagem da técnica DPC-SVM *Deadbeat*, podem ser resolvidas para os sinais de erro de potência ativa e reativa

$$\frac{de_q}{dt} = -\omega_s p + \frac{3\omega_s \Psi_{rd}^d}{2L} v_{cv}^d \quad (3.33)$$

$$\frac{de_p}{dt} = \omega_s q + \frac{3\omega_s \Psi_{rd}^d}{2L} (v_{cv}^q - \omega_s \Psi_{rd}^d). \quad (3.34)$$

Discretizando as Equações (3.33) e (3.34)

$$e_q(k+1) - e_q(k) = -\omega_s T_a p(k) + \frac{3\omega_s \Psi_{rd}^d(k) T_a}{2L} v_{cv}^d(k) \quad (3.35)$$

$$e_p(k+1) - e_p(k) = \omega_s T_a q(k) + \frac{3\omega_s \Psi_{rd}^d(k) T_a}{2L} (v_{cv}^q(k) - \omega_s \Psi_{rd}^d(k)). \quad (3.36)$$

Para prevenir a sensibilidade a variações na indutância do filtro, é necessário redefinir a matriz de entrada, nas equações de estados discretizadas (Equações 3.35 e 3.36), de modo a computar no modelo do controle por modos deslizantes a faixa de L para a qual o controlador por modos deslizantes garantirá robustez, ou seja, será inserido o termo $(\hat{b} + \Delta b) = \frac{3\omega_s \Psi_{rd}^d T_a}{2(L + \Delta L)}$, onde $\Delta L = L - \hat{L}$, em substituição a $b = \frac{3\omega_s \Psi_{rd}^d T_a}{2L}$, conforme

$$e_q(k+1) - e_q(k) = -\omega_s T_a p(k) + \hat{b} v_{cv}^d(k) + \Delta b v_{cv}^d(k) \quad (3.37)$$

$$e_p(k+1) - e_p(k) = \omega_s T_a q(k) + \hat{b} (v_{cv}^q(k) - \omega_s \Psi_{rd}^d(k)) + \Delta b (v_{cv}^q(k) - \omega_s \Psi_{rd}^d(k)). \quad (3.38)$$

Se forem definidos termos como perturbações externas para cada um dos eixos de referência $\tilde{f}_q(k) = \frac{\Delta b}{\hat{b}} v_{cv}^d(k)$ e $\tilde{f}_p(k) = \frac{\Delta b}{\hat{b}} (v_{cv}^q(k) - \omega_s \Psi_{rd}^d(k))$, então as Equações (3.37) e (3.38) podem ser reformuladas para

$$e_q(k+1) - e_q(k) = -\omega_s T_a p(k) + \hat{b} v_{cv}^d(k) + \hat{b} \tilde{f}_q(k) \quad (3.39)$$

$$e_p(k+1) - e_p(k) = \omega_s T_a q(k) + \hat{b} (v_{cv}^q(k) - \omega_s \Psi_{rd}^d(k)) + \hat{b} \tilde{f}_p(k). \quad (3.40)$$

Para tanto, se for considerado $S(k+1) - S(k) = e_q(k+1) - e_q(k)$ e $S(k+1) - S(k) = e_p(k+1) - e_p(k)$ nas Equações (3.39) e (3.40), então, de acordo com as Equações (3.11) e (3.12) tem-se

$$-\alpha T_a e_q(k) - \beta T_a \text{sgn}(e_q(k)) = -\omega_s T_a p(k) + \hat{b} v_{cv}^d(k) + \hat{b} \tilde{f}_q(k) \quad (3.41)$$

$$-\alpha T_a e_p(k) - \beta T_a \text{sgn}(e_p(k)) = \omega_s T_a q(k) + \hat{b}(v_{cv}^q(k) - \omega_s \Psi_{rd}^d(k)) + \hat{b} \tilde{f}_p(k). \quad (3.42)$$

A partir das Equações (3.41) e (3.42) define-se a expressão das leis de controle, semelhantemente ao realizado quando da modelagem da técnica CC-V *Sliding Mode*

$$v_{cv}^d(k) = \frac{T_a}{\hat{b}} [-\alpha e_q(k) - \beta \text{sgn}(e_q(k)) + \omega_s p(k)] - \tilde{f}_q(k) \quad (3.43)$$

$$v_{cv}^q(k) = \frac{T_a}{\hat{b}} [-\alpha e_p(k) - \beta \text{sgn}(e_p(k)) - \omega_s q(k)] + \omega_s \Psi_{rd}^d(k) - \tilde{f}_p(k), \quad (3.44)$$

A próxima etapa é definir um conjunto de regras de modo a selecionar a lei de controle mais adequada com vistas a garantir um movimento ou modo deslizante e, assim, tornar o controle insensível a possíveis variações na indutância do filtro.

Supondo que se deseje garantir robustez para uma faixa de L_{min} a L_{max} , $\tilde{f}_q(k)$ e $\tilde{f}_p(k)$ podem assumir os seguintes valores

$$\tilde{f}_q(k) = \begin{cases} \tilde{f}_q^{(max)} = (\frac{\hat{L}}{L_{min}} - 1)v_{cv}^d(k), & \text{se } e_q(k) \geq 0 \\ \tilde{f}_q^{(min)} = (\frac{\hat{L}}{L_{max}} - 1)v_{cv}^d(k), & \text{se } e_q(k) < 0 \end{cases} \quad (3.45)$$

e

$$\tilde{f}_p(k) = \begin{cases} \tilde{f}_p^{(max)} = (\frac{\hat{L}}{L_{min}} - 1)(v_{cv}^q(k) - \omega_s \Psi_{rd}^d(k)), & \text{se } e_p(k) \geq 0 \\ \tilde{f}_p^{(min)} = (\frac{\hat{L}}{L_{max}} - 1)(v_{cv}^q(k) - \omega_s \Psi_{rd}^d(k)), & \text{se } e_p(k) < 0 \end{cases} \quad (3.46)$$

A determinação dos valores máximos e mínimos de $f_q(k)$ e $f_p(k)$ (Equações (3.45) e (3.46)) foi realizada com base na análise dos sinais de $v_{cv}^d(k)$ e $(v_{cv}^q(k) - \omega_s \Psi_{rd}^d(k))$ em (3.43) e (3.44), respectivamente. Analisando estas equações pode-se observar que o sinal de $v_{cv}^d(k)$ é sempre igual ao sinal de $[-\alpha e_q(k) - \beta \text{sgn}(e_q(k)) + \omega_s p(k)]$ e que o sinal de $(v_{cv}^q(k) - \omega_s \Psi_{rd}^d(k))$ é igual ao sinal de $[-\alpha e_p(k) - \beta \text{sgn}(e_p(k)) - \omega_s q(k)]$. Considerando esta análise de sinais e substituindo os valores de $\tilde{f}_q(k)$ e $\tilde{f}_p(k)$ nas Equações (3.43) e (3.44), considerando todos os estados possíveis das leis de comando ($v_{cv}^d(k)$ e $v_{cv}^q(k)$) e superfícies de deslizamento ($e_p(k)$ e $e_q(k)$), define-se um algoritmo a para determinação da lei de comando em cada um destes possíveis estados, conforme apresentado nas Tabelas 3.3 e 3.4

Tabela 3.3: Algoritmo de determinação da lei de controle da malha de potência reativa com robustez garantida para $L_{min} < L < L_{max}$.

SE		ENTÃO
$e_q(k)$	$v_{cv}^d(k)$	$v_{cv}^d(k)$
≥ 0	≥ 0	$\frac{2L_{min}}{3\omega_s\Psi_{rd}^d(k)}[-\alpha e_q(k) - \beta + \omega_s p(k)]$
≥ 0	< 0	$\frac{2L_{max}}{3\omega_s\Psi_{rd}^d(k)}[-\alpha e_q(k) - \beta + \omega_s p(k)]$
< 0	≥ 0	$\frac{2L_{max}}{3\omega_s\Psi_{rd}^d(k)}[-\alpha e_q(k) + \beta + \omega_s p(k)]$
< 0	< 0	$\frac{2L_{min}}{3\omega_s\Psi_{rd}^d(k)}[-\alpha e_q(k) + \beta + \omega_s p(k)]$

Tabela 3.4: Algoritmo de determinação da lei de controle da malha de potência ativa com robustez garantida para $L_{min} < L < L_{max}$.

SE		ENTÃO
$e_p(k)$	$v_{cv}^q(k)$	$v_{cv}^q(k)$
≥ 0	≥ 0	$\frac{2L_{min}}{3\omega_s\Psi_{rd}^d(k)}[-\alpha e_p(k) - \beta - \omega_s q(k)] + \omega_s \Psi_{rd}^d(k)$
≥ 0	< 0	$\frac{2L_{max}}{3\omega_s\Psi_{rd}^d(k)}[-\alpha e_p(k) - \beta - \omega_s q(k)] + \omega_s \Psi_{rd}^d(k)$
< 0	≥ 0	$\frac{2L_{max}}{3\omega_s\Psi_{rd}^d(k)}[-\alpha e_p(k) + \beta - \omega_s q(k)] + \omega_s \Psi_{rd}^d(k)$
< 0	< 0	$\frac{2L_{min}}{3\omega_s\Psi_{rd}^d(k)}[-\alpha e_p(k) + \beta - \omega_s q(k)] + \omega_s \Psi_{rd}^d(k)$

A Figura 3.5 ilustra esquematicamente a estratégia DPC-SVM *Sliding Mode*.

referencial orientado (vetor tensão ou fluxo virtual) da planta a ser controlada, neste caso, as equações de estado do filtro RL, e escolhendo estrategicamente a superfície deslizante como os sinais de erro de cada malha de controle, a estratégia de controle resume-se à implementação computacional das Tabelas 3.1 e 3.2, para a técnica CC-V *Sliding Mode* e das Tabelas 3.3 e 3.4, para a técnica DPC-SVM *Sliding Mode*.

- Vale ressaltar que a escolha da superfície de deslizamento como o sinal de erro das malhas de controle, apesar de ser um artifício bastante prático, não garante que esta é a superfície ótima. Investir em outras alternativas de projeto de superfícies de deslizamento pode garantir maior robustez e redução de ordem possível.
- A eficácia da técnica DPC-SVM SM está estreitamente relacionada com um algoritmo eficiente de estimação do módulo do vetor fluxo virtual devido à presença desta grandeza na expressão da lei de controle (ver a segunda coluna das Tabelas 3.3 e 3.4). Oscilações mesmo que de baixa amplitude serão amplificadas devido a presença do termo multiplicativo ω_s o que pode não satisfazer um ou mais atributos de existência de um modo deslizante em tempo discreto fato que acarretará comprometimento da robustez da técnica.
- Apesar do foco na robustez à variação na indutância do filtro, outras incertezas poderiam ter sido levadas em conta no projeto do controlador por modos deslizantes: erros de medição e incidência de ruído, por exemplo; para tanto, bastaria introduzir na modelagem matemática em espaços de estado as matrizes de incertezas e desenvolver as leis de controle semelhantemente ao que foi feito neste trabalho.

4

SIMULAÇÃO DAS TÉCNICAS DE CONTROLE DE CONVERSORES DO TIPO FONTE DE TENSÃO

4.1 Considerações Iniciais

As diversas técnicas de controle de VSC que operam conectados a redes elétricas, descritas no Capítulo 2, apesar de terem o mesmo objetivo fundamental, que é o de controlar o fluxo bidirecional de potência entre o conversor e a rede, possuem características peculiares que afetam, em última instância, o grau de viabilidade de sua implementação em microprocessadores e/ou o desempenho do controle de p e q . Por exemplo, percebe-se, ao estudar as referidas técnicas, que algumas exigem uma maior frequência de amostragem para o seu perfeito funcionamento. Há outras que dispensam uma frequência de amostragem tão grande, porém empregam um grande número de compensações *feedforward* ou mesmo são pouco imunes a variações paramétricas e outras incertezas. Ou seja, as diversas técnicas possuem algoritmos que exigem esforços computacionais e respostas de controle variados.

Uma forma de comparar estas características distintas e, ao final, eleger senão uma, uma seleção de técnicas mais eficientes no controle de VSC conectados diretamente a redes elétricas, é através da realização de simulações computacionais. Por meio dessas simulações é possível avaliar previamente o grau de esforço computacional envolvido no desenvolvimento do algoritmo de uma dada técnica e, assim, antecipar informações sobre, por exemplo, frequência de amostragem, projeto de condicionadores de sinais, etc, a serem utilizadas na implementação em *hardware*.

Neste capítulo serão apresentadas as condições sob as quais as simulações das diversas

técnicas foram realizadas, bem como os resultados obtidos.

Este capítulo é destinado à apresentação dos resultados das simulações das diversas técnicas sob condições de distúrbio. Inicialmente será apresentada a ferramenta computacional empregada bem como os parâmetros mais importantes da simulação.

As primeiras simulações a serem realizadas considerarão o conversor conectado a uma fonte de tensão trifásica simétrica e equilibrada ideal, também denominada barramento infinito. Este enfoque, apesar de não compor o núcleo do trabalho, será importante para levantar uma futura discussão sobre as "renúncias dinâmicas" assumidas quando da escolha de um barramento infinito ao invés de um grande sistema elétrico no qual o modelo computacional do VSC será conectado.

Posteriormente serão apresentados os resultados das simulações das diversas técnicas considerando o VSC conectado a um sistema elétrico mais realístico. Nesta etapa, observações serão feitas sobre a dinâmica das grandezas elétricas e de controle como resposta a perturbações severas (curto-circuitos, energizações e presença de não-linearidades) simuladas na rede elétrica considerada.

Finalmente, como parte principal do escopo do capítulo, será apresentada uma análise crítica das técnicas simuladas.

4.2 Característica da Ferramenta Computacional Utilizada

Como a proposta do presente trabalho é a análise de técnicas de controle de VSC conectados diretamente a redes elétricas é imprescindível, para se obter resultados mais realísticos, o emprego de uma ferramenta computacional capaz de representar com alto grau de fidelidade as redes elétricas através das quais os VSC, nas aplicações em filtros ativos ou no acoplamento de fontes de geração alternativa, serão conectados.

Uma modelagem mais fiel possível dos sistemas elétricos pode ser conseguida através da representação de seus componentes (transformadores, linhas de transmissão, bancos de capacitores, bancos de reatores, FACTS, geradores, motores, etc) por modelos com alto grau de precisão. Tais modelos devem levar em conta variações paramétricas devido a variações na frequência fundamental, e devem ser capazes de representar as impedâncias de seqüência, bem como as saturações e histereses dos núcleos magnéticos, e mesmo outros elementos não lineares, como pára-raios de óxido de zinco. Além disso devem permitir representar

máquinas elétricas por seus modelos completos, possibilitando inferir, por exemplo, a contribuição destas máquinas às correntes de curtos-circuitos, bem como a participação dos enrolamentos amortecedores em condições de oscilações de potência, entre outros. Uma rede na qual figurem elementos representados com esse nível de detalhe será bastante fiel ao seu equivalente real e, assim, os fenômenos transitórios associados à ocorrência de faltas paralelas (curtos-circuitos) ou séries (aberturas) se apresentarão bem mais próximos da realidade e, conseqüentemente, os estudos conduzidos neste ambiente submeterão os modelos avaliados às condições bem mais realísticas, permitindo uma antecipação dos resultados para o projetista de *hardwares* para controle de VSC.

O *Alternative Transients Program* ou simplesmente ATP é uma poderosa ferramenta utilizada para a representação dos componentes dos sistemas elétricos de potência, sendo capaz de representar computacionalmente os fenômenos transitórios comuns na rotina dos grandes sistemas de potência associados a energizações de equipamentos elétricos, incidência de descarga atmosférica e faltas, além de permitir a incorporação, aos modelos, das curvas características de saturação e histerese de núcleos ferromagnéticos, de elementos não-lineares, a exemplo dos pára-raios, entre outros. O ATP é empregado mundialmente e, particularmente, no Brasil é a ferramenta adotada em estudos de transitórios eletromagnéticos no âmbito das empresas do setor elétrico nacional.

Para atingir esse nível de detalhamento na reprodução computacional de fenômenos transitórios, o ATP dispõe de uma vasta biblioteca de modelos de elementos a parâmetros concentrados e distribuídos, considerando, inclusive, além dos parâmetros de fase, os parâmetros de seqüência zero, positiva e negativa.

Todo o equacionamento matemático baseia-se no método de integração trapezoidal, para elementos a parâmetros concentrados, e no de Bergeron, para elementos a parâmetros distribuídos. Técnicas de esparsidade e de fatorização triangular são empregadas na otimização da matriz admitância de barras, empregada na busca pela solução [30].

Para a modelagem das técnicas a serem analisadas, integrada ao ATP existe uma ferramenta capaz de resolver, simultaneamente à resolução numérica da rede elétrica, sistemas de equações lineares ou mesmo não-lineares. É neste ambiente, denominado MODELS, que todo o controle do VSC, para as diversas técnicas, foi modelado computacionalmente. A MODELS dispõe de recursos semelhantes a uma linguagem de programação (estrutura de controle de fluxo, funções matemáticas, booleanas, trigonométricas, etc) com uma característica peculiar, herdada da sua integração ao ATP,

que é a de poder utilizar como variáveis globais grandezas elétricas ou mesmo mecânicas (torque, velocidade, no casos de máquinas elétricas) importadas da própria rede elétrica. A exportação de sinais provenientes da MODELS para a rede elétrica (por exemplo, sinal de *trip* para abertura de disjuntores) é também possível, ou seja, a MODELS permite interação bidirecional com a rede elétrica durante a simulação. Em suma, a referida ferramenta é adequada à representação de dispositivos não-convencionais, personalizados pelo usuário, ou melhor, viabiliza o desenvolvimento de elementos criados pelo próprio usuário para serem integrados à rede elétrica quando o mesmo não existir na biblioteca do ATP. Justifica-se, por isso, a utilização desta ferramenta na modelagem de todas as técnicas de controle deste trabalho [31][32].

4.3 Validação dos Modelos

As primeiras simulações a serem realizadas consideraram o conversor conectado a uma fonte de tensão trifásica simétrica e equilibrada, ou seja, a um barramento infinito. Este enfoque, apesar de não compor o núcleo do trabalho, será importante para validar os modelos das técnicas que serão analisadas posteriormente, ou seja, fazê-los partirem do mesmo ponto, o que garantirá uma comparação justa entre as técnicas.

A Figura 4.1 mostra o diagrama desta configuração utilizada na validação dos modelos.

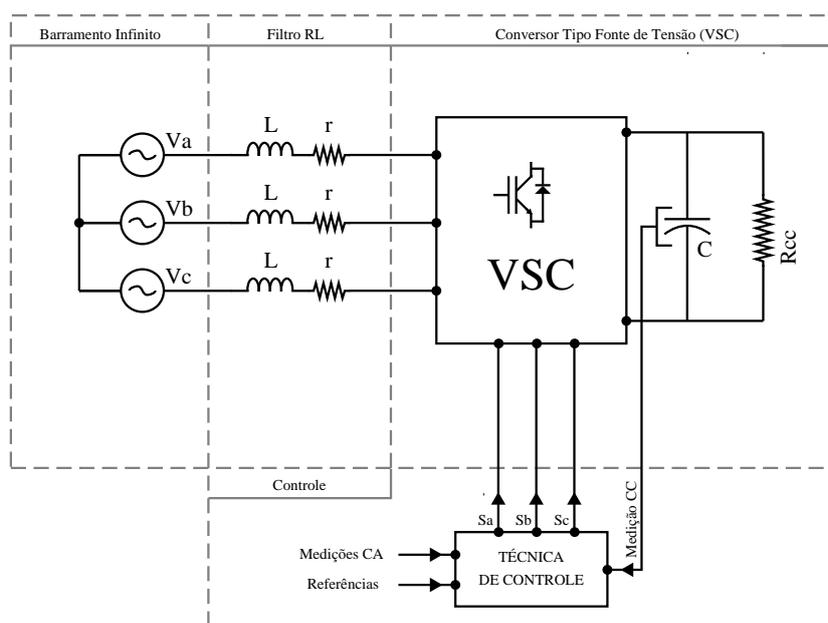


Figura 4.1: VSC conectado através do filtro RL a um barramento infinito ($V_{abc} = [230, 230a, 230a^2]V$, $L = 10mH$, $r = 0,1\Omega$, $C = 1mF$ e $R_{cc} = 100\Omega$).

Os principais parâmetros utilizados nas simulações são apresentados na Tabela 4.1

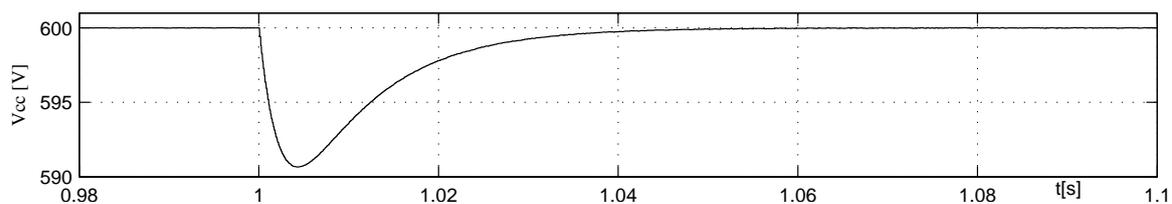
Tabela 4.1: Parâmetros utilizados na modelagem das técnicas: (1)CC-V PI, (2)CC-V DB, (3)CC-V SM, (4)DPC-V, (5)DPC-VF, (6)DPC-SVM, (7)DPC-SVM DB e (8)DPC-SVM SM.

Parâmetros	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	(7)	(8)
$r_{filtroRL}$	0,1 Ω							
$L_{filtroRL}$	10mH							
f_{rede}	60Hz							
V_{cc}^{ref}	600V							
f_{amost}	5kHz		80kHz		50kHz		10kHz	
f_{chav}	5kHz		-		5kHz			
K_p^{cc}	0,5							
K_i^{cc}	45							
τ	0,1s ⁻¹	-				0,1s ⁻¹	-	
d	10S	-				10S	-	
L_{filtro}^{max}	-		11mH		-			11mH
L_{filtro}^{min}	-		4mH		-			4mH
α	-		3000		-			4500
β	-		10		-			10000
$\omega_{filtroFV}^c$	-	-	-	-	30rad/s			
h_p	-			2%		-		
h_q	-			2%		-		

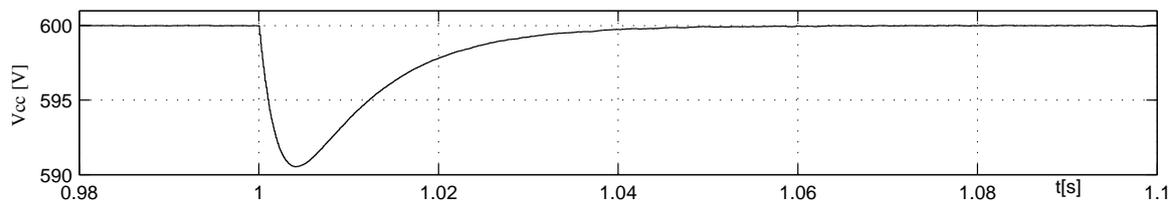
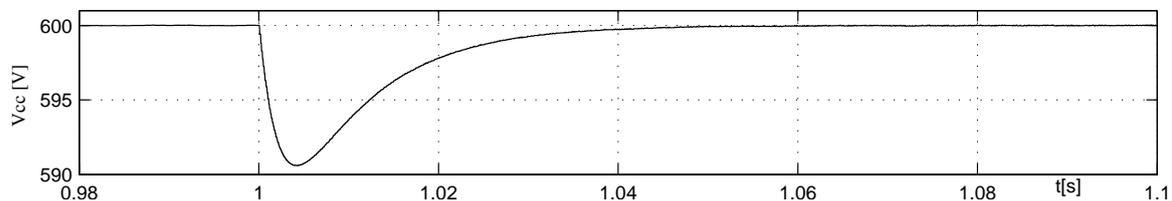
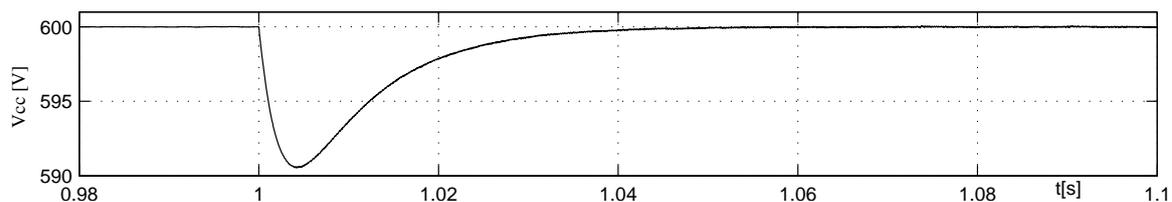
Vale ressaltar que, exceto os ganhos dos controladores PI e parâmetros das técnicas *sliding modes*, os demais parâmetros foram adotados das referências bibliográficas mais significantes .

Nas simulações para validação dos modelos, o conversor foi considerado inicialmente com barramento CC em vazio e no instante 1,0s da simulação uma perturbação introduzida através da conexão súbita de uma carga de 100 Ω .

Os resultados são apresentados nas Figuras 4.2 a 4.9.



(a) Técnica CC-V PI

(b) Técnica CC-V *Deadbeat*(c) Técnica CC-V *Sliding Modes*

(d) Técnica DPC-V

Figura 4.2: Tensão no barramento CC do VSC nas técnicas orientadas pelo vetor tensão (validação dos modelos): (a), (b), (c) e (d)

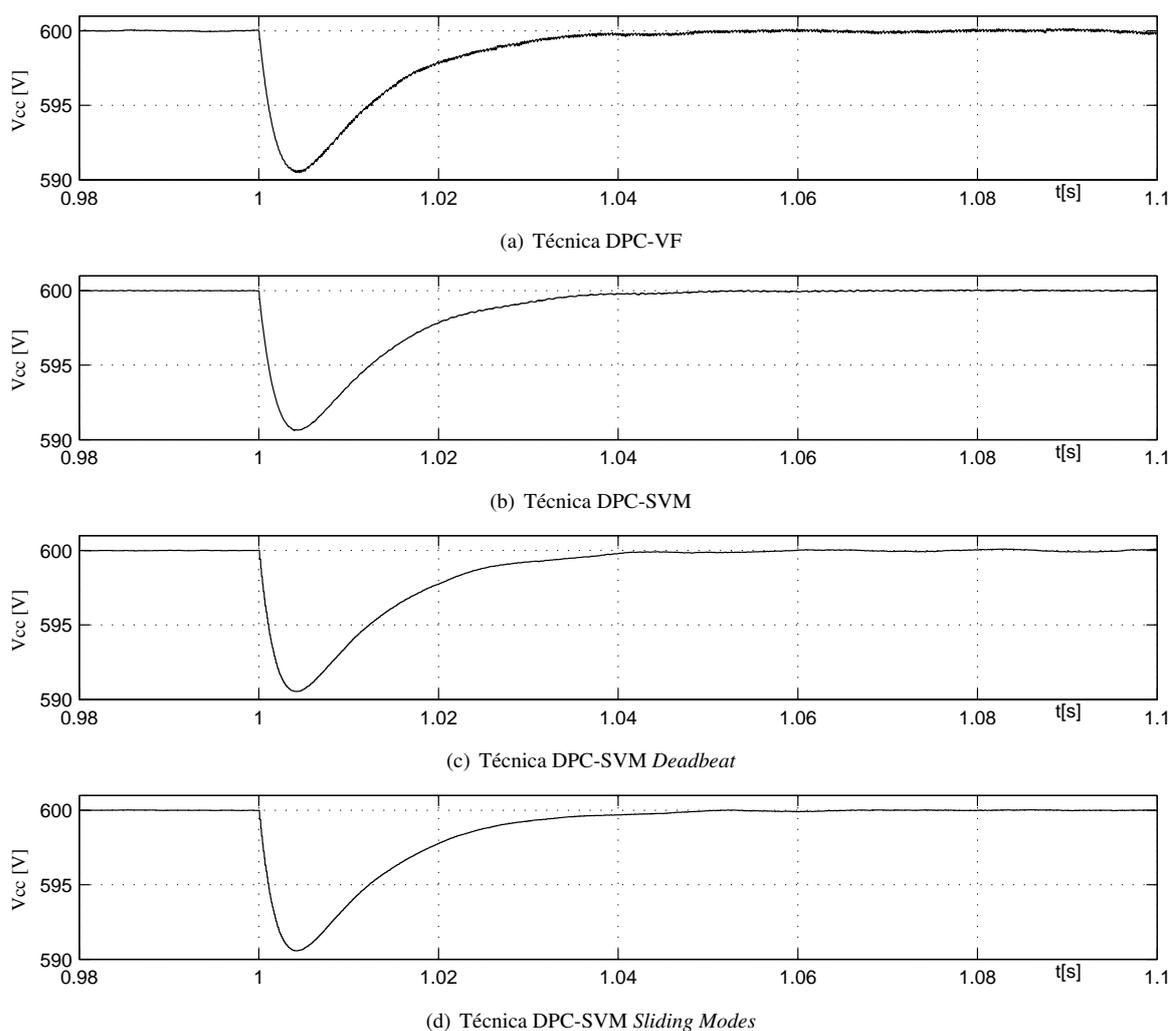
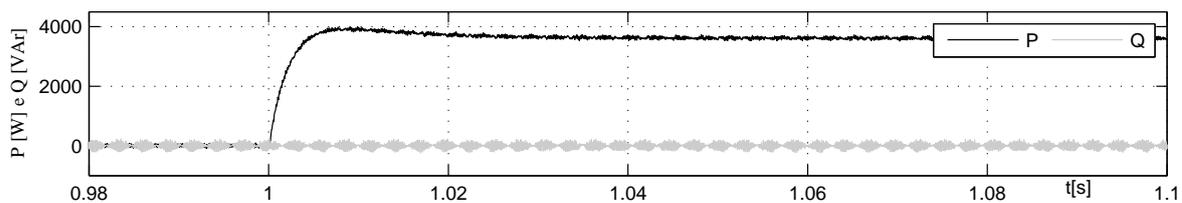
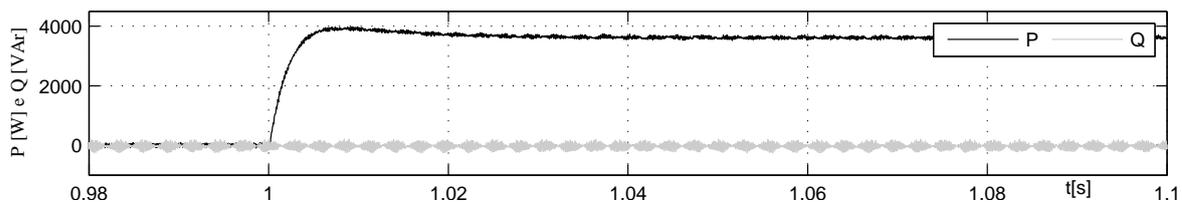


Figura 4.3: Tensão no barramento CC do VSC nas técnicas orientadas pelo vetor fluxo virtual (validação dos modelos): (a), (b), (c) e (d)

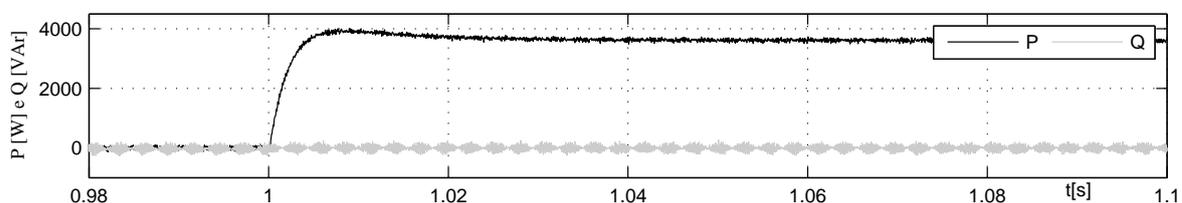
Através das curvas expostas nas Figura 4.2 e 4.3, observa-se que o perfil da tensão no barramento CC do VSC, para as diversas técnicas, apresentou um tempo de resposta em torno de 50ms, *overshoot* de -10,0 V e erro de regime aproximadamente nulo.



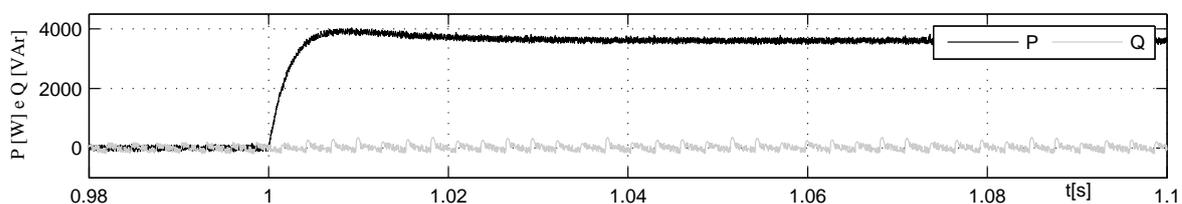
(a) Técnica CC-V PI



(b) Técnica CC-V Deadbeat

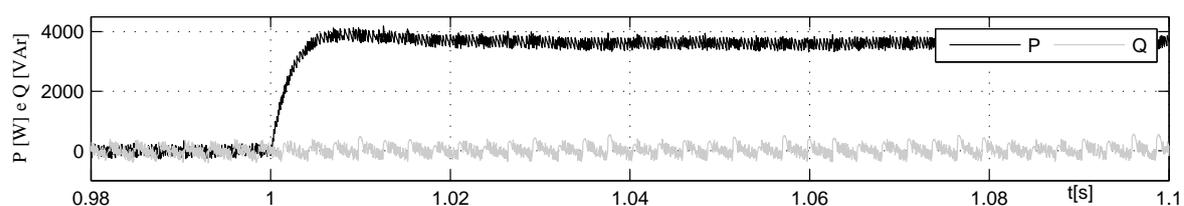


(c) Técnica CC-V Sliding Modes

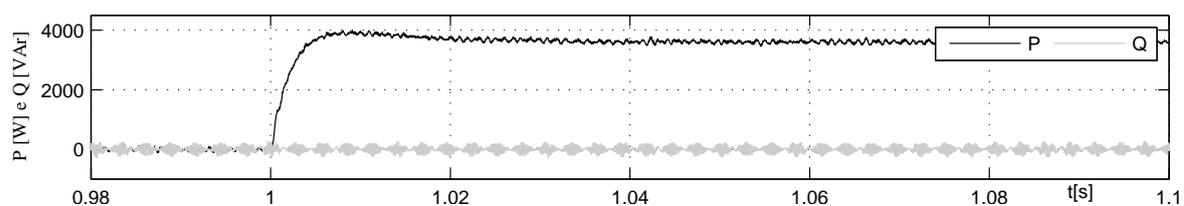


(d) Técnica DPC-V

Figura 4.4: Potências ativa e reativa absorvida/injetada na rede pelo VSC nas técnicas orientadas pelo vetor tensão (validação dos modelos): (a), (b), (c) e (d)



(a) Técnica DPC-VF



(b) Técnica DPC-SVM

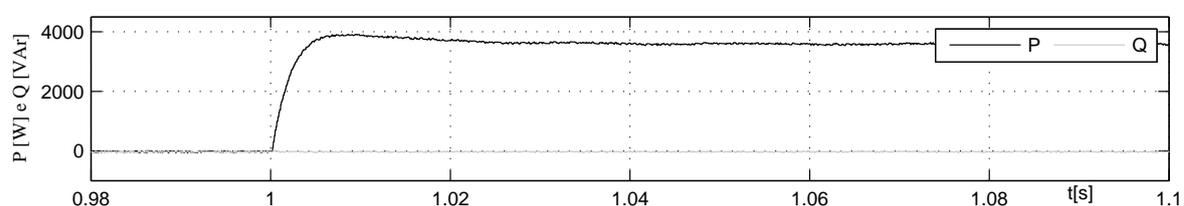
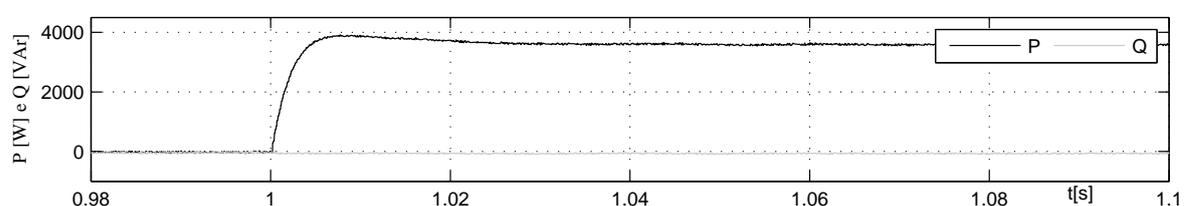
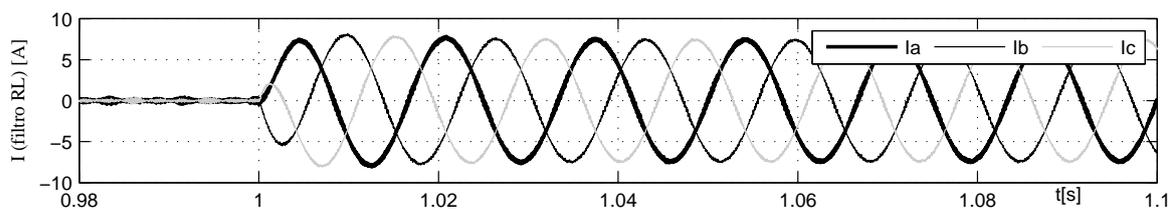
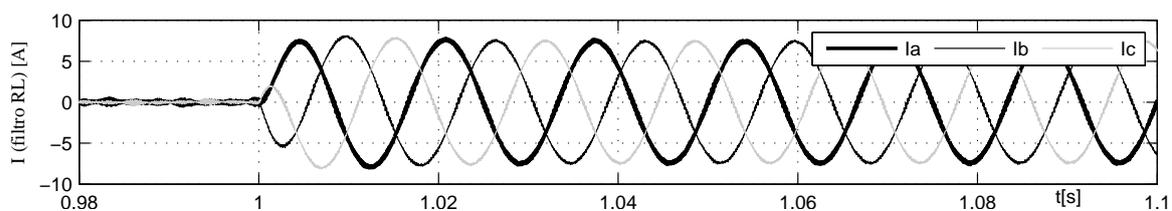
(c) Técnica DPC-SVM *Deadbeat*(d) Técnica DPC-SVM *Sliding Modes*

Figura 4.5: Potências ativa e reativa absorvida/injetada na rede pelo VSC nas técnicas orientadas pelo vetor fluxo virtual (validação dos modelos): (a), (b), (c) e (d)

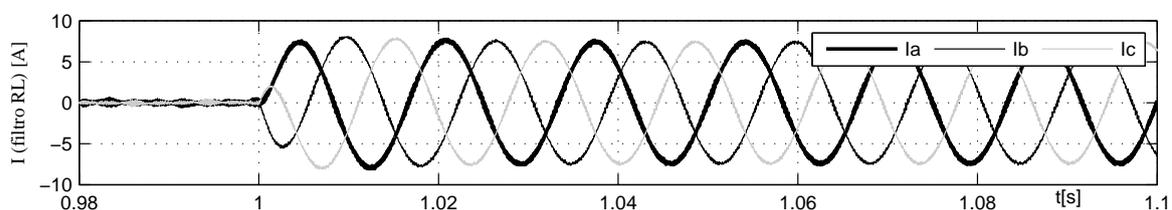
De um modo geral, as técnicas apresentaram *overshoot* de potência ativa de aproximadamente 400W, tempo de resposta próximo de 25ms e valor final de cerca de 3600W. Apenas as técnicas DPC-V e DPC-VF, devido à presença de *ripple* na potência ativa (Figuras 4.4(d) e 4.5(a)), se diferenciam das demais. No que diz respeito à potência reativa, em todas as técnicas partiu-se de um controle de fator de potência unitário, o que resultou em absorção/injeção de potência reativa nula. Os referidos resultados podem ser conferidos graficamente através das Figuras 4.4 e 4.5.



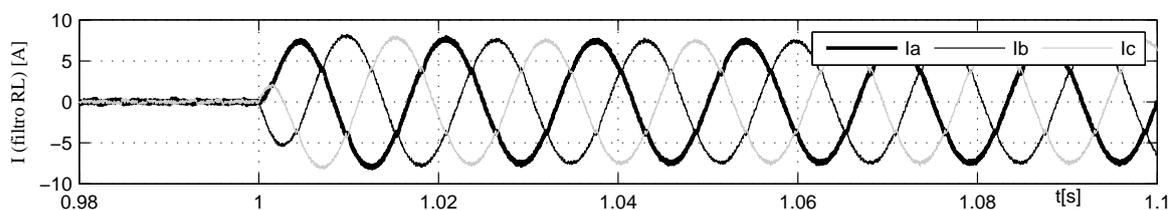
(a) Técnica CC-V PI



(b) Técnica CC-V Deadbeat



(c) Técnica CC-V Sliding Modes



(d) Técnica DPC-V

Figura 4.6: Corrente no filtro RL nas técnicas orientadas pelo vetor tensão (validação dos modelos): (a), (b), (c) e (d)

Tabela 4.2: THD das correntes no filtro RL após variação da resistência do barramento CC nas técnicas orientadas pelo vetor tensão.

Técnica	THD%	Técnica	THD%	Técnica	THD%	Técnica	THD%
CC-V PI	2,43	CC-V DB	0,71	CC-V SM	0,68	DPC-V	2,73

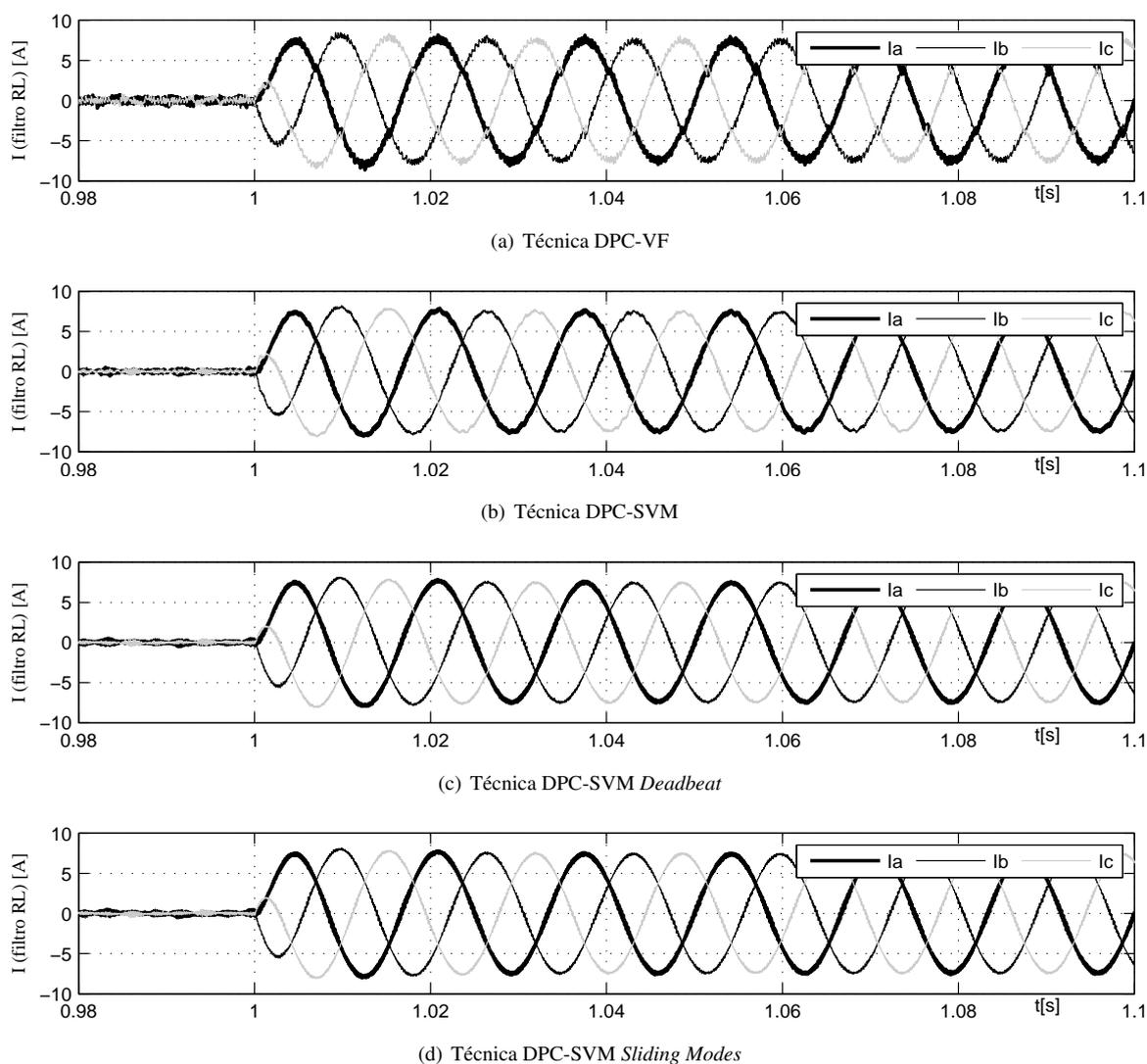
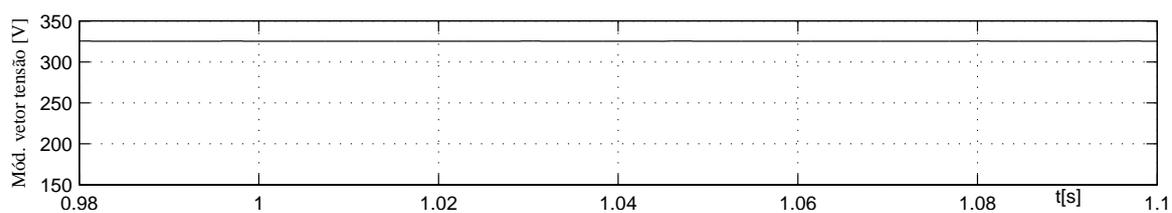


Figura 4.7: Corrente no filtro RL nas técnicas orientadas pelo vetor fluxo virtual (validação dos modelos): (a), (b), (c) e (d)

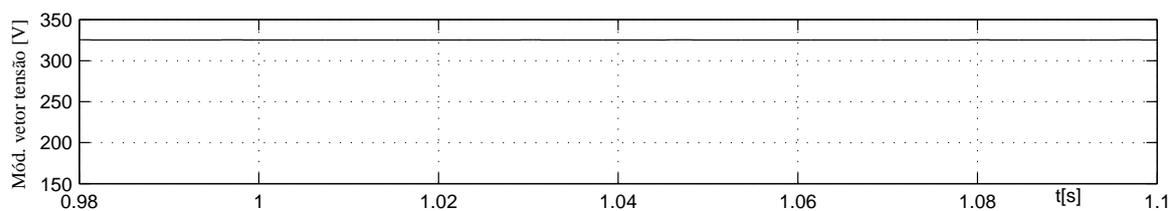
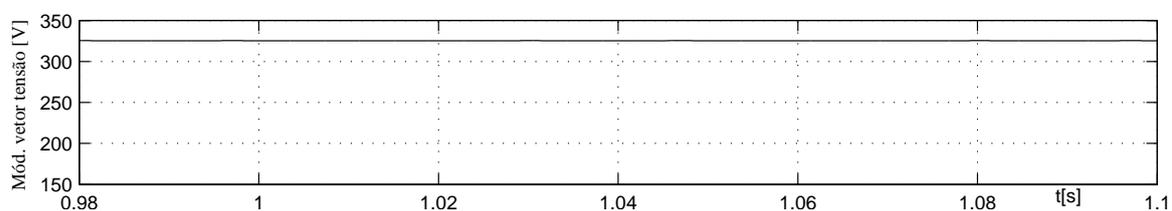
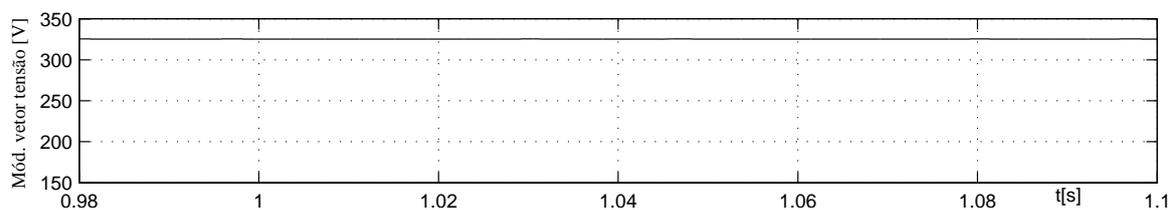
Tabela 4.3: THD das correntes no filtro RL após variação da resistência do barramento CC nas técnicas orientadas pelo vetor fluxo virtual.

Técnica	THD %	Técnica	THD %	Técnica	THD %	Técnica	THD %
DPC-VF	4,43	DPC-SVM	1,32	DPC-SVM DB	0,66	DPC-SVM SM	0,58

Um bom parâmetro para avaliar a qualidade das correntes de linha através do filtro RL é o cálculo do THD (*Total Harmonic Distortion*). As Tabelas 4.2 e 4.3 contêm os valores de THD em percentual para todas as correntes mostradas nas Figuras 4.6 e 4.7. Para o cálculo do THD, empregou-se uma janela de tempo de 1,05 a 1,067s, considerando até a componente harmônica de trigésima ordem.



(a) Técnica CC-V PI

(b) Técnica CC-V *Deadbeat*(c) Técnica CC-V *Sliding Modes*

(d) Técnica DPC-V

Figura 4.8: Módulo do vetor tensão da rede elétrica (validação dos modelos): (a), (b), (c) e (d)

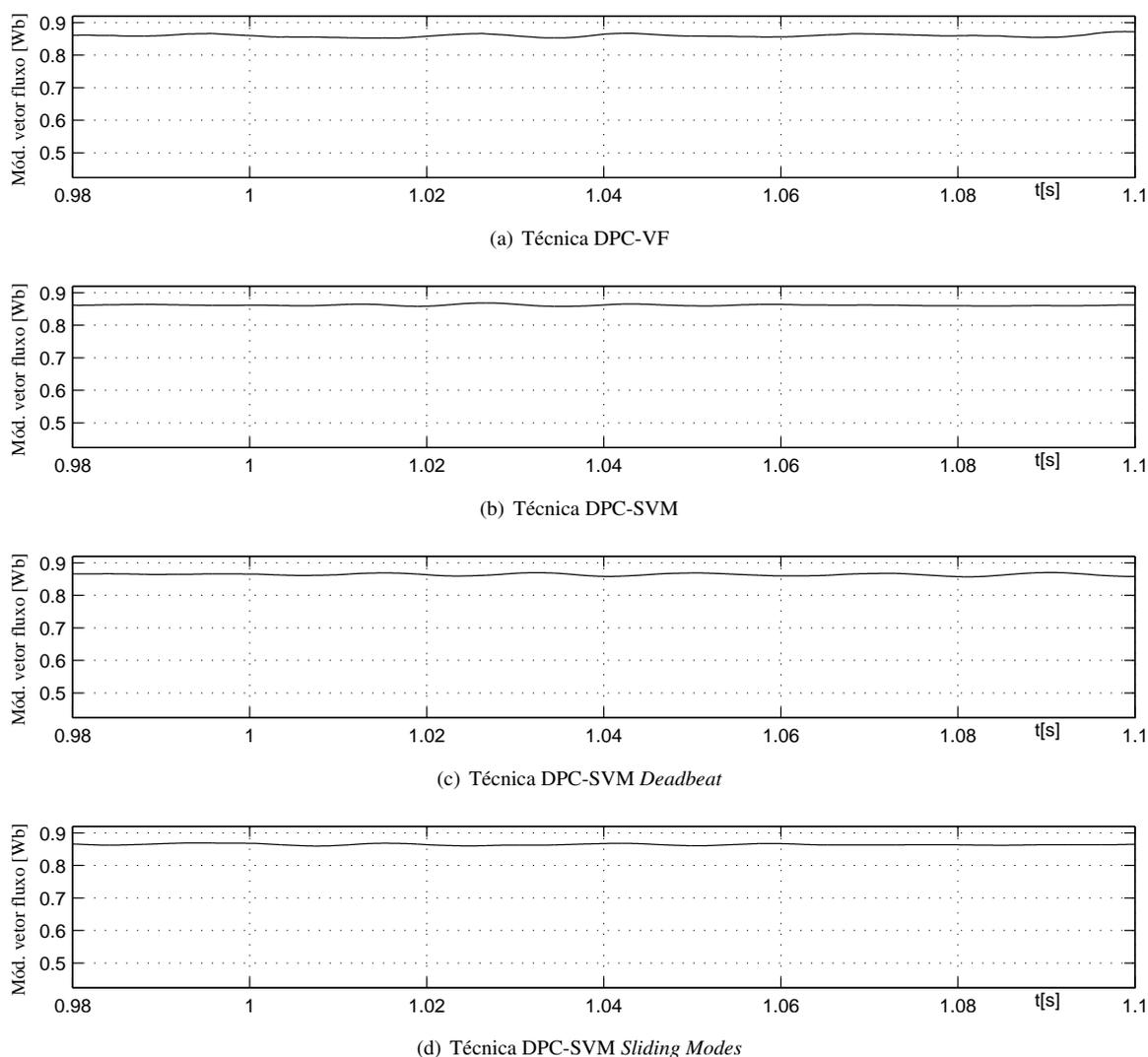


Figura 4.9: Módulo do vetor fluxo virtual da rede elétrica (validação dos modelos): (a), (b), (c) e (d)

Em geral, quanto à estimação dos módulos dos vetores espaciais empregados na orientação das técnicas, o vetor fluxo virtual apresentou uma discreta oscilação (Figura 4.9) quando comparado com o vetor tensão (Figura 4.8). A estimação destes vetores é de fundamental importância para o bom funcionamento do sistema de controle.

De um modo geral, os resultados das simulações destinadas à validação dos modelos revelaram uma equivalência no ajuste dos parâmetros dos diversos controladores que as técnicas se utilizam para a regulação da tensão do barramento CC, controle de corrente nas técnicas VOC e controle de potência nas técnicas DPC, pois apesar das particularidades de cada técnica, observou-se convergência nos valores finais dos resultados.

Algumas observações, porém, devem ser registradas quanto ao desempenho das técnicas DPC-V e DPC-VF, as quais, diferentemente das demais, possuem controladores de histerese

de potência, ao invés dos tradicionais PI, o que introduz um comportamento ruidoso na potência ativa e reativa (ver Figuras 4.4(d) e 4.5(a)), comportamento este refletido nas correntes através de um THD relativamente maior do que as outras técnicas. Esta é uma característica intrínseca do controle por histerese.

4.4 Característica da Rede Elétrica Empregada na Simulações

A rede elétrica empregada nas simulações realizadas foi o sub-sistema Leste da Chesf, modelado em ATP e considerando equivalentes de rede nas subestações Campina Grande 500kV, Messias 500kV, Angelim 500kV e Angelim 230kV. Apenas a rede básica foi representada, ou seja, as redes regionais de 69kV e níveis inferiores estão representadas por cargas equivalentes.

Na Figura 4.10 é apresentado o diagrama unifilar da referida rede elétrica:

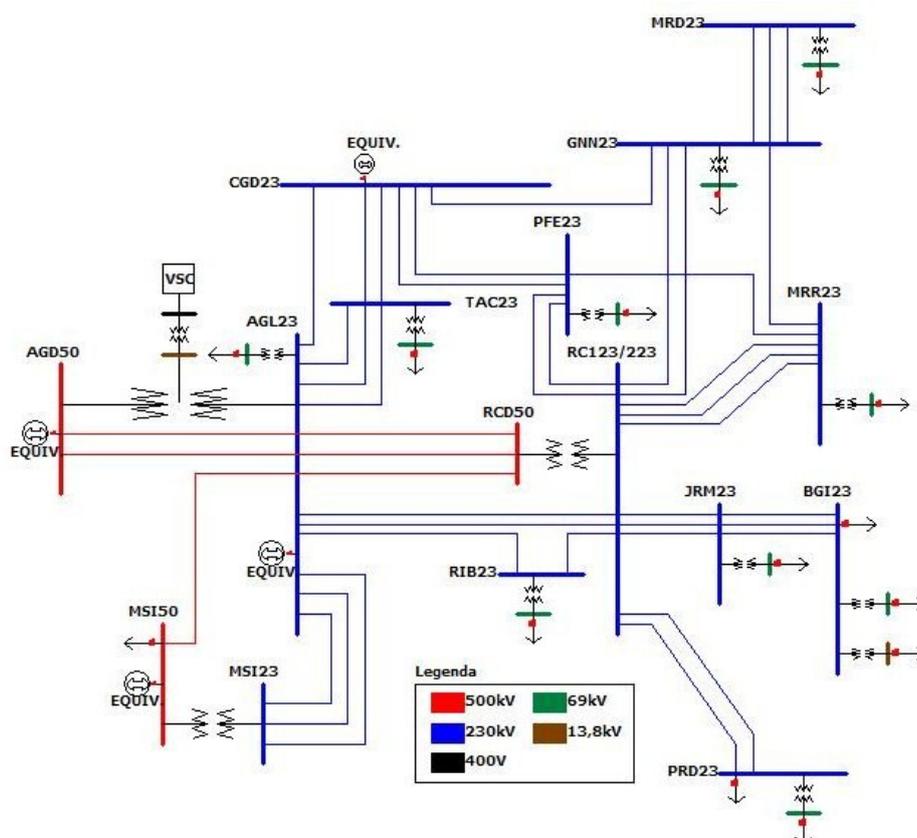


Figura 4.10: Diagrama Unifilar do Sub-sistema Leste da CHESF com equivalentes nas subestações Campina Grande 500kV, Messias 500kV, Angelim 500kV e Angelim 230kV.

4.5 Resultados das Simulações

Com o intuito de submeter os modelos computacionais das técnicas apresentadas no Capítulo 2 a condições mais próximas ao que de fato estarão sujeitos quando operando nos sistemas elétricos, como curtos-circuitos, energizações, saturações, histerese, etc; é que foram realizadas simulações empregando a ferramenta ATP (ver Seção 4.2), cujos resultados serão mostrados a seguir.

Um conjunto de distúrbios foi provocado na rede elétrica, sempre nas vizinhanças do ponto de instalação do conversor, de forma a expor mais severamente o controle do mesmo. As perturbações escolhidas foram: curto-circuito seguido de religamento, acréscimo e rejeição de carga, saturação no trafo de acoplamento do VSC com a rede e variação na indutância do filtro RL.

4.5.1 Primeiro Tipo de Perturbação: Curto-Circuito Seguido de Religamento

Com o objetivo de submeter as técnicas ao efeito de desequilíbrio severo na tensão da rede elétrica, bem como de transitórios eletromagnéticos associados a energizações de linhas de transmissão é que foi idealizada a simulação de um curto-circuito seguido de religamento.

Foi provocado um curto-circuito monofásico na barra Angelim 230kV de duração igual a 150ms, a partir do instante 1s da simulação. No instante 1,08s da simulação, ou seja, 80ms após ser estabelecido o curto-circuito, a proteção atua abrindo a linha de transmissão Angelim-Recife II 230kV, linha esta que 30ms depois (instante 1,11s da simulação) é religada sem sucesso, pois ainda está sob condição de curto a extremidade Angelim 230kV. A linha é então religada com sucesso no instante 1,16s da simulação, ou seja, 10ms após a extinção da falta (Figura 4.11).

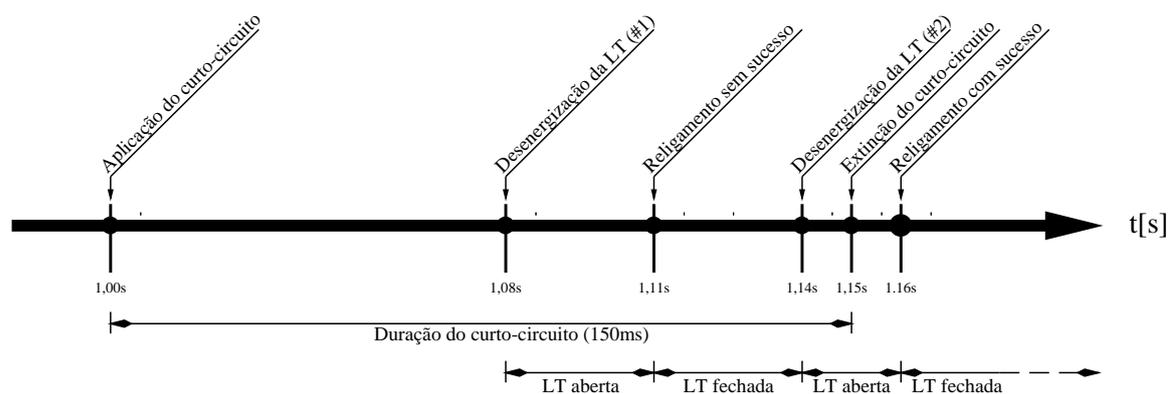


Figura 4.11: Sequencial de eventos associados ao curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV.

A condição de curto-circuito seguida de religamento, como é o caso da perturbação simulada, é bastante severa, uma vez que estão presentes fenômenos transitórios originados tanto pelo falta *shunt* quanto pela energização e desenergização da linha de transmissão em questão. A depender do comprimento da linha a severidade do fenômeno acentua-se ainda mais devido ao efeito capacitivo, presente em maior ou menor escala de acordo com o comprimento da linha e do fluxo de potência transferido no instante do evento [33][34]. A linha escolhida possui as seguintes características:

Tabela 4.4: Parâmetros da linha de transmissão Angelim-Recife II 230kV.

PARÂMETROS DA LT ANGELIM-RECIFE II (CIRCUITO 04M2)						
EXTENSÃO	TENSÃO	SIL	FASEAMENTO			
171,5 Km	230kV	134,5 MW	A-B-C/C-B-A (26/06/98)			
SEQÜÊNCIA POSITIVA						
R_1	X_1	C_1	Z_1^{eq}		Y_1^{eq}	
$\Omega/\text{km}/\text{fase}$	$\Omega/\text{km}/\text{fase}$	$\text{nF}/\text{km}/\text{fase}$	$R_1^{eq}(\%)$	$X_1^{eq}(\%)$	$G_1^{eq}/2(\%)$	$B_1^{eq}/2(\%)$
0.0976	0.5063	86.623	3.11	16.29	0.01	14.87
SEQÜÊNCIA ZERO						
R_0	X_0	C_0	Z_0^{eq}		Y_0^{eq}	
$\Omega/\text{km}/\text{fase}$	$\Omega/\text{km}/\text{fase}$	$\text{nF}/\text{km}/\text{fase}$	$R_0^{eq}(\%)$	$X_0^{eq}(\%)$	$G_0^{eq}/2(\%)$	$B_0^{eq}/2(\%)$
0.4662	13.589	58.119	14.55	43.12	0.02	9.92

Fonte: CHESF

Com base nos dados apresentados, a simulação da contingência na linha de transmissão escolhida, Angelim-Recife II 230kV, de fato acarreta perfis de tensão e corrente nas vizinhanças da contingência bastante fora dos padrões de um sistema trifásico simétrico e

equilibrado, o que a torna ideal para avaliar o desempenho das diversas técnicas modeladas num ambiente mais realístico e, portanto, distante do bom comportamento observado nos resultados obtidos quando a rede elétrica é representada por um barramento infinito. Os perfis das tensões e correntes trifásicas registradas durante a contingência envolvendo a linha de transmissão em questão são apresentados nas Figuras 4.12, 4.13 e 4.14.

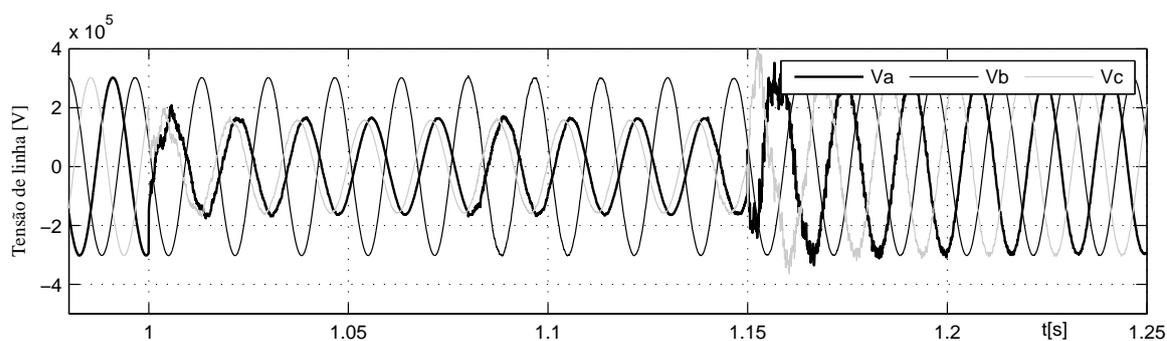


Figura 4.12: Tensão de linha na barra Angelim 230kV sob condição de curto-circuito e religamento.

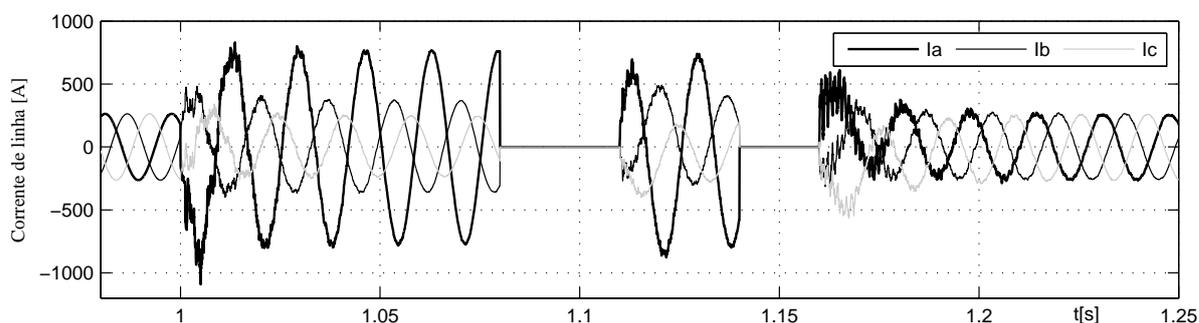


Figura 4.13: Corrente de linha através da LT Angelim-Recife II 230kV sob condição de curto-circuito e religamento.

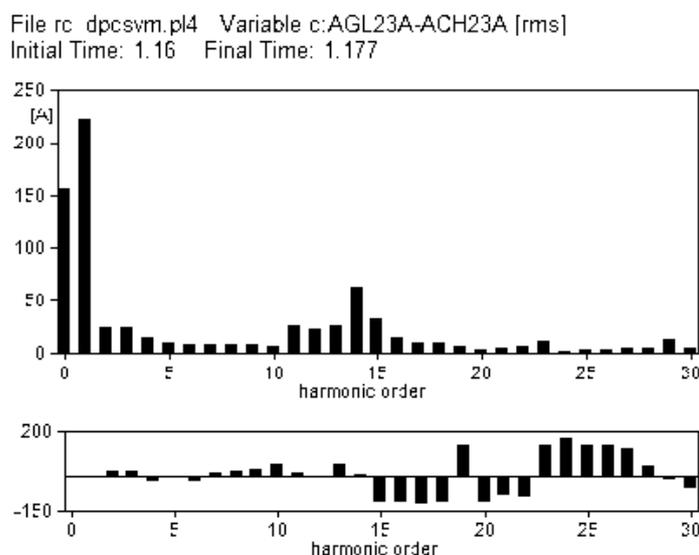


Figura 4.14: Espectro de Frequência da Corrente de linha através da LT Angelim-Recife II 230kV sob condição de curto-circuito e religamento.

Pode ser notado na Figura 4.12, um elevado grau de desequilíbrio na tensões, devido à falta aplicada, além da presença de um conteúdo harmônico considerável nas tensões e correntes (Figuras 4.13 e 4.14), associado aos religamentos; fatores que podem contribuir para a introdução de erros na estratégia de controle vetorial, caso as técnicas não sejam capazes de "descartar", dos sinais medidos pelos sensores de tensão e corrente, tudo o que for diverso da seqüência positiva. O bom funcionamento de um controle orientado por vetores espaciais inicia com estimação precisa do vetor espacial tensão ou fluxo virtual. Estes vetores espaciais devem representar, na verdade, vetores espaciais de seqüência positiva (ver Subseção 2.7).

A Figura 4.15 corresponde a um registro oscilográfico de ocorrência real envolvendo a linha de transmissão Angelim-Recife II 230kV. Muito embora o evento real ocorrido tenha sido diferente da perturbação utilizada nas simulações é possível perceber semelhanças no perfil das grandezas elétricas, evidenciadas tanto pela presença do alto grau de desequilíbrio quanto pelo elevado conteúdo harmônico, quando comparadas as Figuras 4.13 e 4.14 com a Figura 4.15.

AGL-04M2

04M2

Scanning frequency: 15400Hz

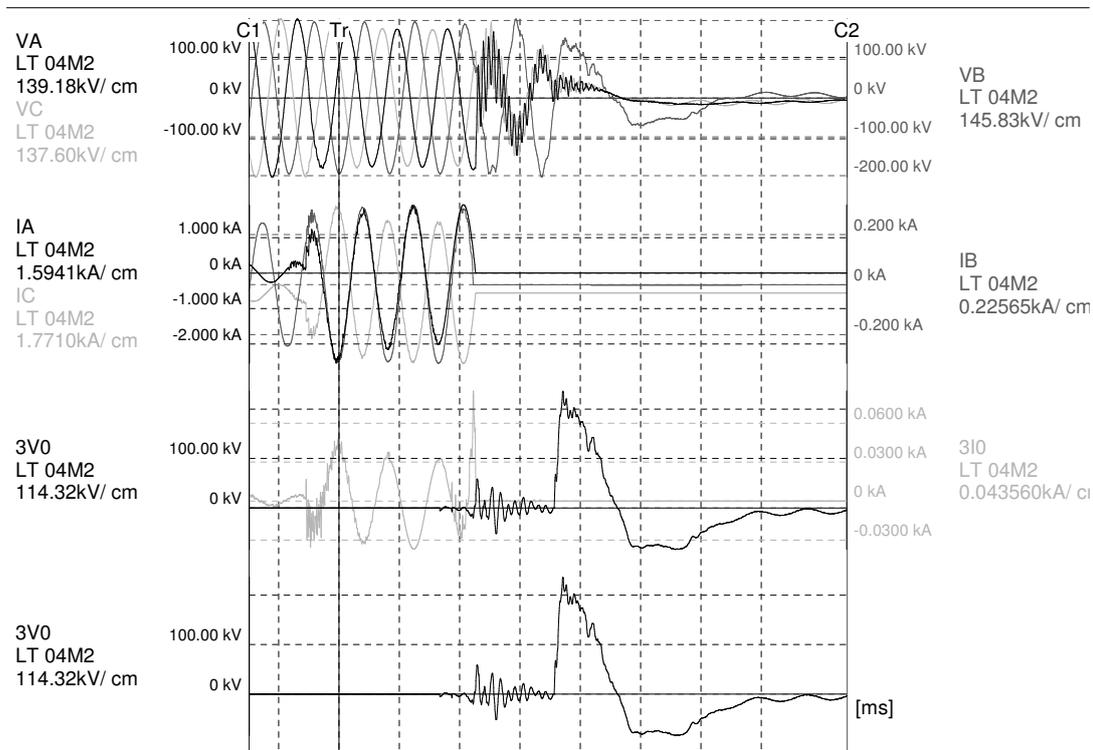
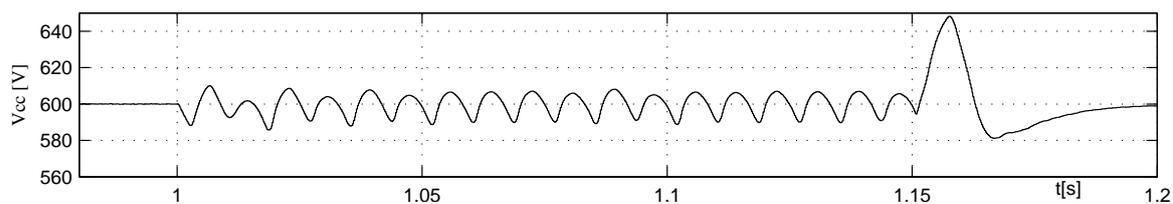


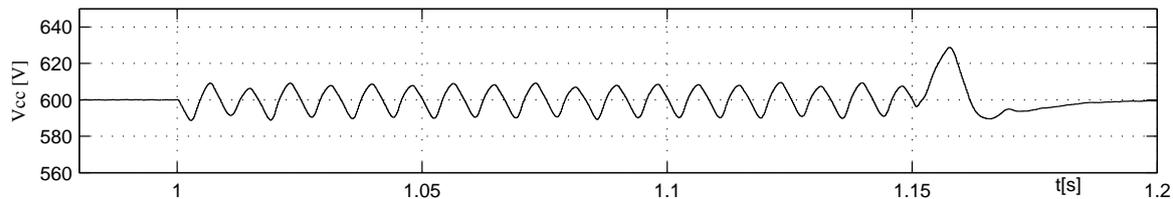
Figura 4.15: Registro oscilográfico de ocorrência real envolvendo a LT Angelim-Recife II 230kV em 28/11/2007 às 15:41h (Fonte: CHESF).

Condições como as que foram submetidos os modelos analisados, curto-circuito seguido por religamento, exigem muito do sistema de controle implementado, bem como do métodos de sincronização empregados na estimação dos vetores.

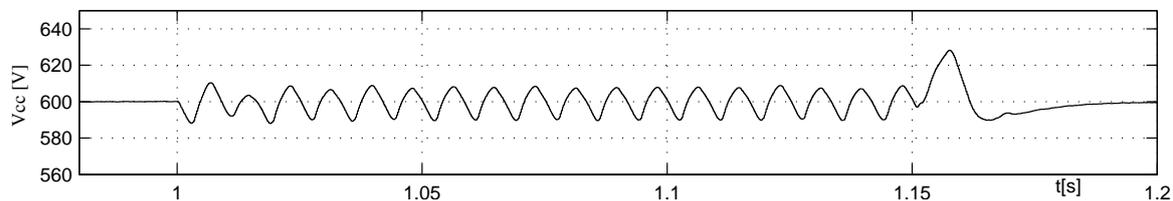
Nas Figuras 4.16 a 4.23 estão apresentados os resultados obtidos após a exposição dos modelos das diversas técnicas a um cenário de tensões e correntes apresentado nas Figuras 4.12 e 4.13.



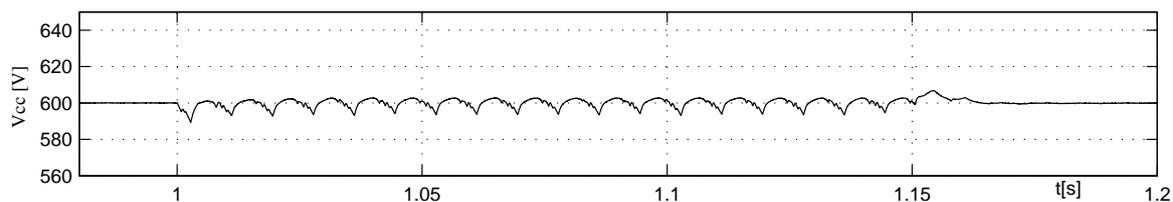
(a) Técnica CC-V PI



(b) Técnica CC-V Deadbeat

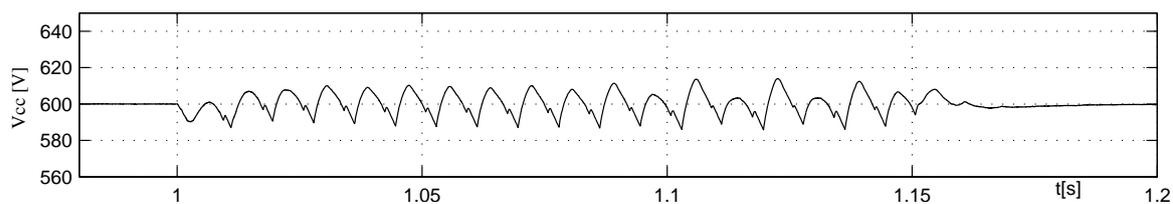


(c) Técnica CC-V Sliding Modes

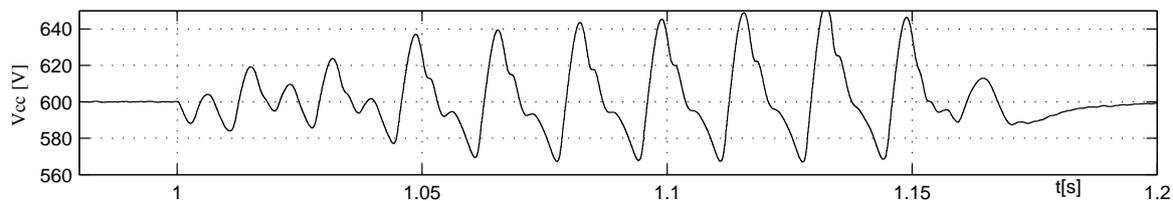


(d) Técnica DPC-V

Figura 4.16: Tensão no barramento CC do VSC após curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV nas técnicas: (a), (b), (c) e (d)



(a) Técnica DPC-VF



(b) Técnica DPC-SVM

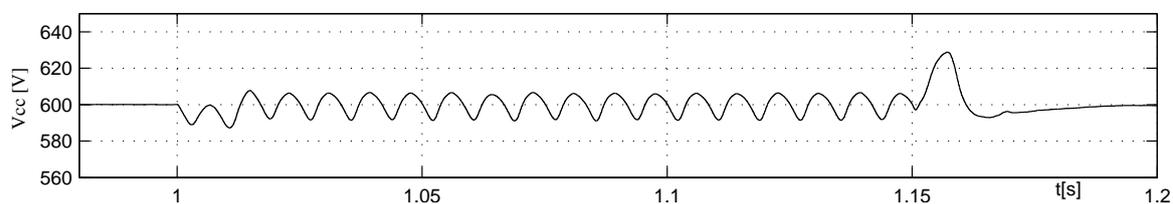
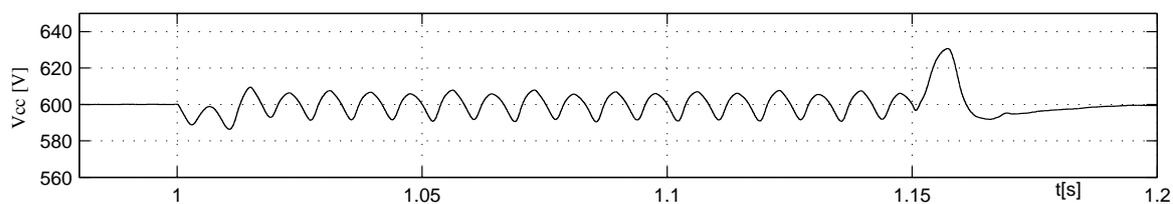
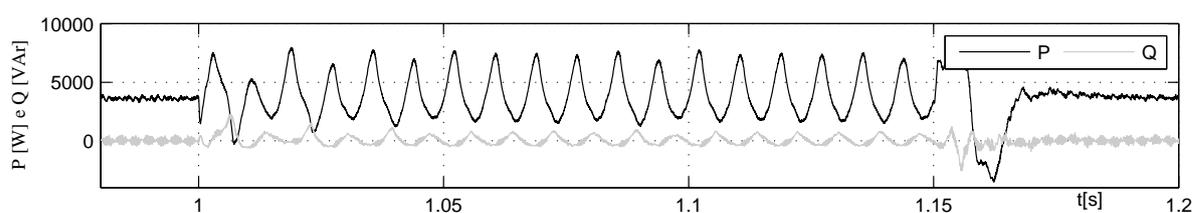
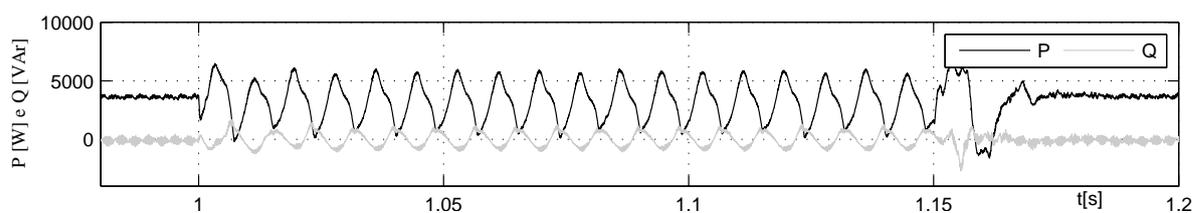
(c) Técnica DPC-SVM *Deadbeat*(d) Técnica DPC-SVM *Sliding Modes*

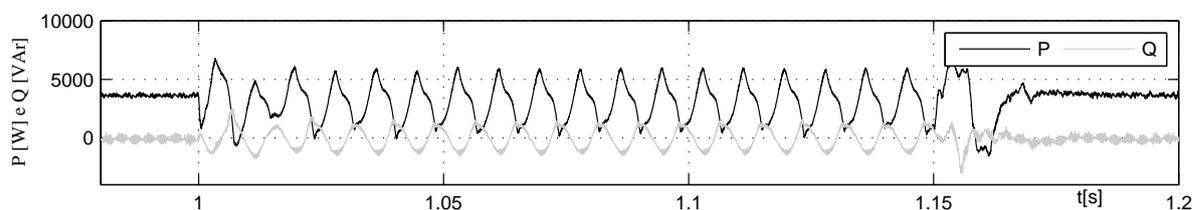
Figura 4.17: Tensão no barramento CC do VSC após curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV nas técnicas: (a), (b), (c) e (d)



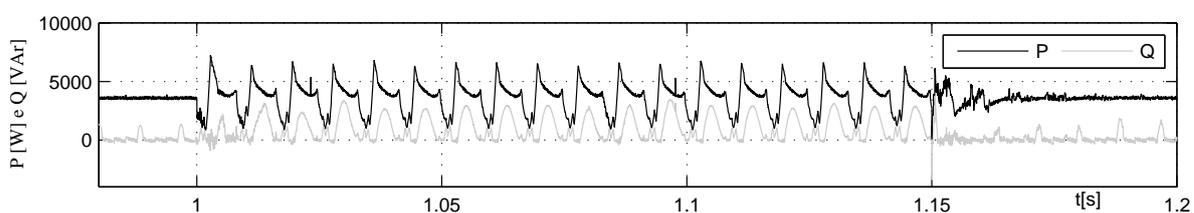
(a) Técnica CC-V PI



(b) Técnica CC-V Deadbeat



(c) Técnica CC-V Sliding Modes



(d) Técnica DPC-V

Figura 4.18: Potências ativa e reativa no VSC após curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV nas técnicas: (a), (b), (c) e (d)

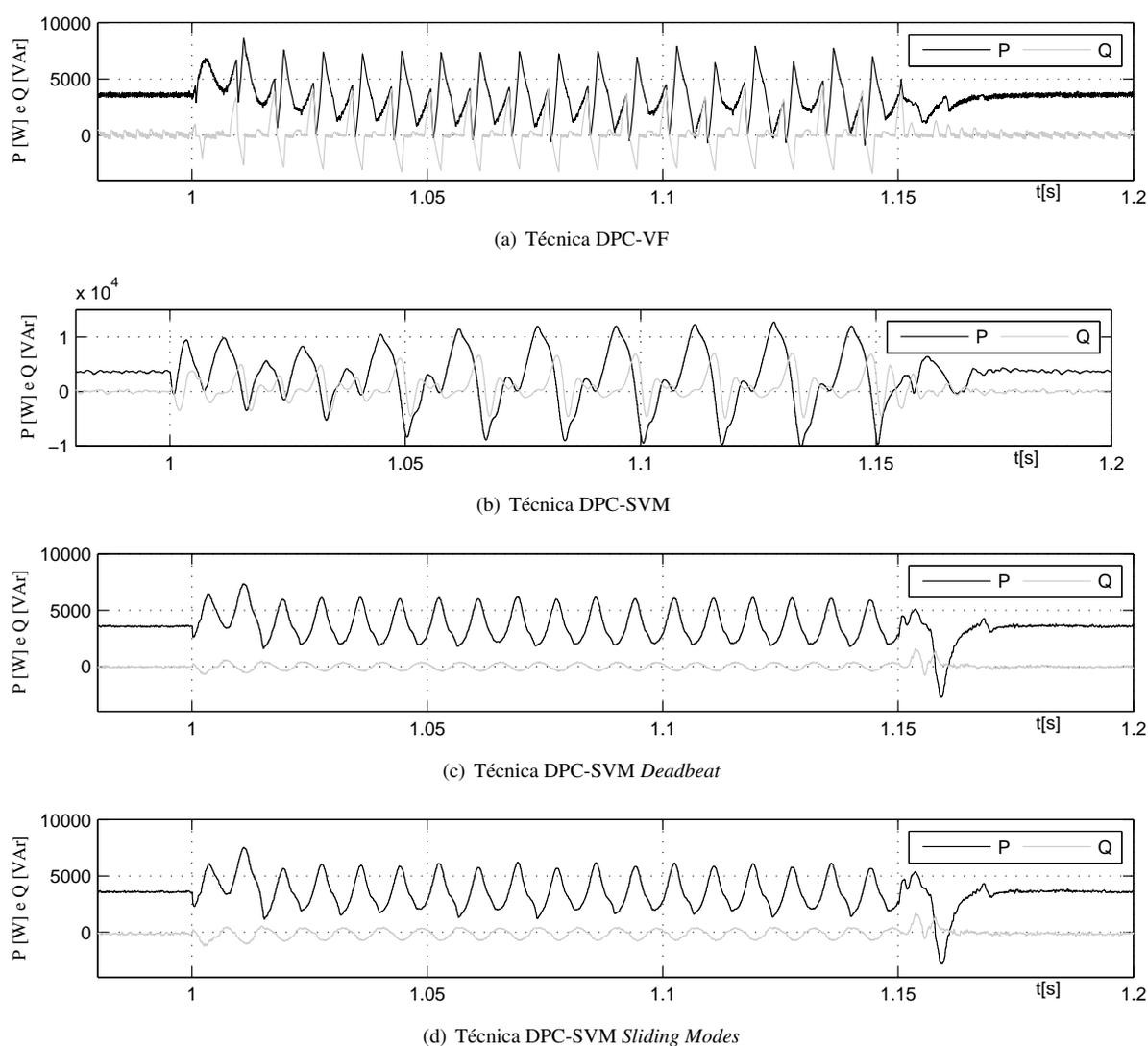
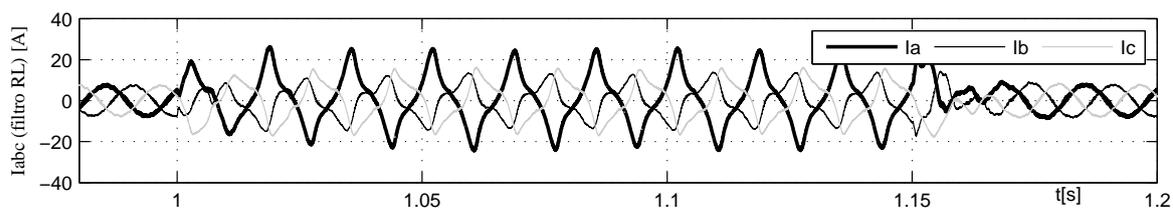


Figura 4.19: Potências ativa e reativa absorvida/injetada na rede pelo VSC após curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV nas técnicas: (a), (b), (c) e (d)

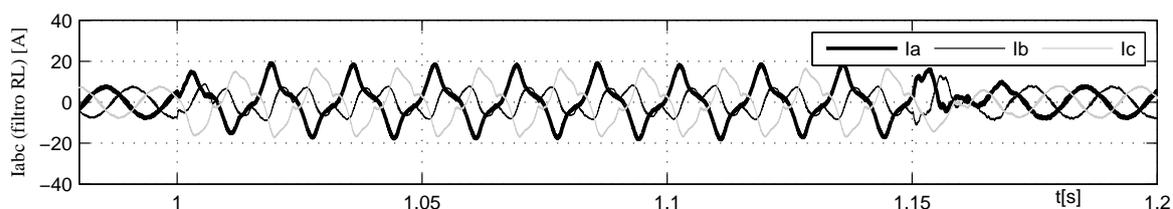
Ao analisar as Figuras 4.16, 4.17, 4.18 e 4.19, de um modo geral, pode-se perceber o desempenho inferior das técnicas DPC-VF e DPC-V, devido a potência ativa pulsante bastante irregular e com elevada amplitude (Figuras 4.18(d) e 4.19(a), e da DPC-SVM devido a elevada amplitude das oscilações de tensão no barramento CC (Figura 4.17(b)).

A tensão no barramento CC, com o uso da técnica CC-V PI, apresentou um *overshoot* de 50 Volts (Figuras 4.16(a)) no instante da extinção do curto-circuito, enquanto as demais técnicas atingiram no máximo 30 Volts de *overshoot*.

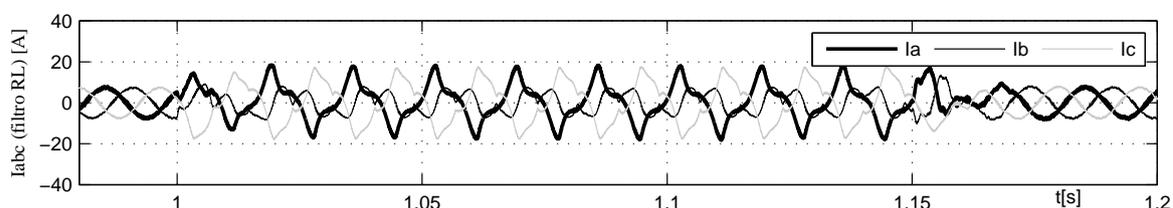
Foi observado um bom desempenho nas técnicas baseadas em controle preditivo (estratégia *Deadbeat*) e em controle robusto (estratégia *Sliding modes*).



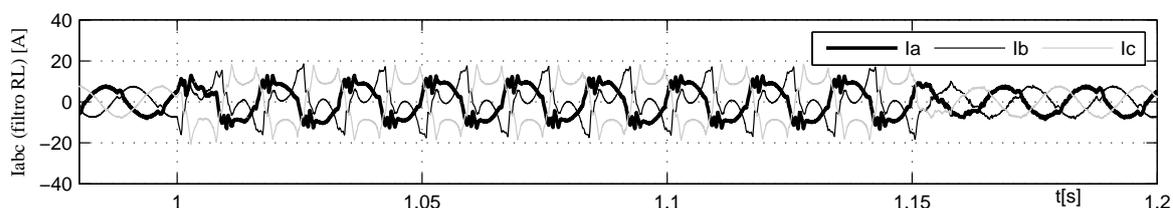
(a) Técnica CC-V PI



(b) Técnica CC-V Deadbeat



(c) Técnica CC-V Sliding Modes



(d) Técnica DPC-V

Figura 4.20: Corrente no filtro RL após curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV nas técnicas: (a), (b), (c) e (d)

Tabela 4.5: THD das correntes no filtro RL após curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV nas técnicas orientadas pelo vetor tensão.

Técnica	THD%	Técnica	THD%	Técnica	THD%	Técnica	THD%
CC-V PI	31,98	CC-V DB	39,82	CC-V SM	45,87	DPC-V	53,09
<i>NORM*</i>	+10%		+37%		+58%		+83%

(*) Valores normalizados em relação a 28,93% (DPC-SVM DB), menor THD% encontrado na perturbação

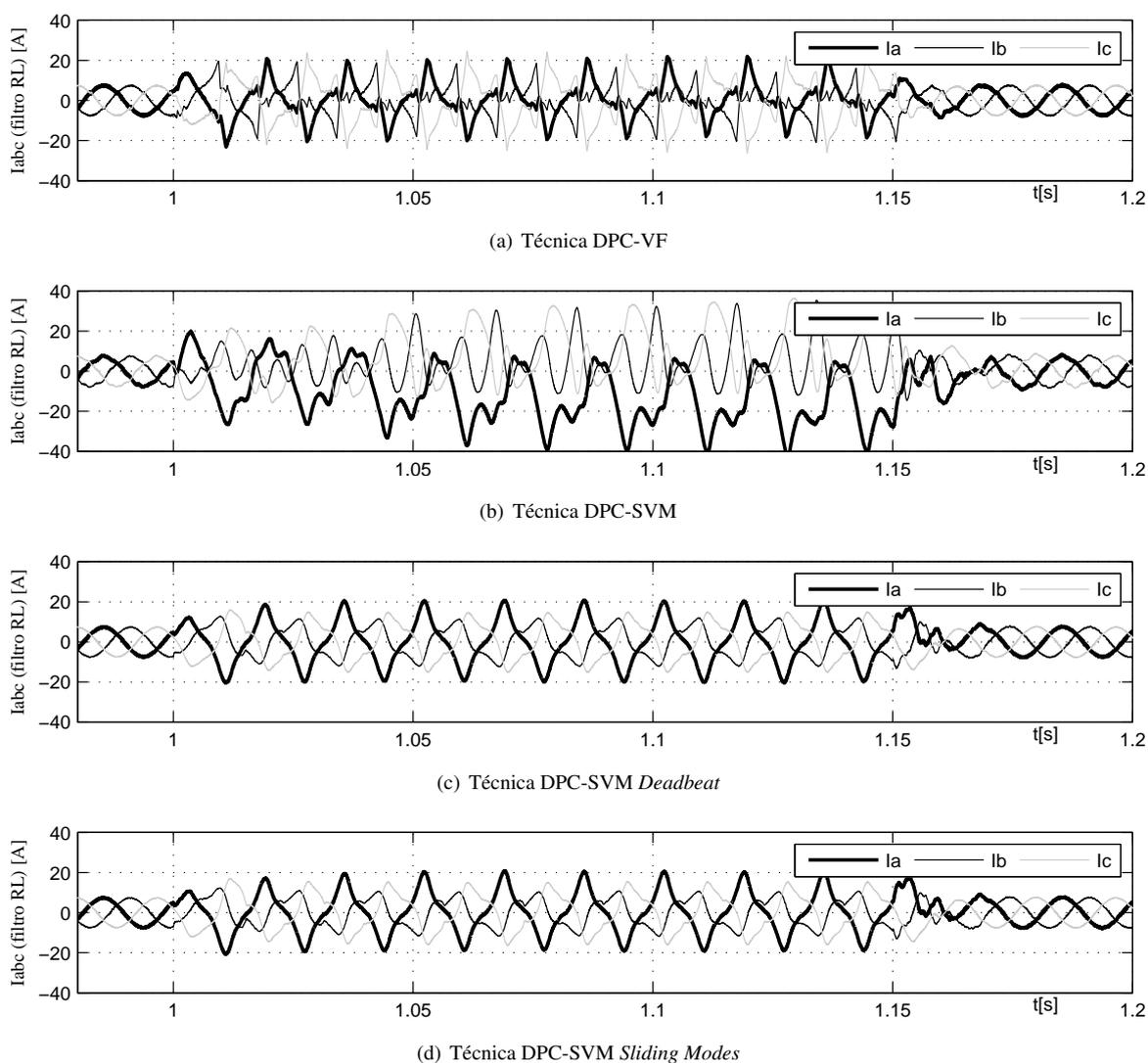


Figura 4.21: Corrente no filtro RL após curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV nas técnicas: (a), (b), (c) e (d)

Tabela 4.6: THD das correntes no filtro RL após curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV nas técnicas orientadas pelo vetor fluxo virtual.

Técnica	THD%	Técnica	THD%	Técnica	THD%	Técnica	THD%
DPC-VF	46,46	DPC-SVM	66,45	DPC-SVM DB	28,93	DPC-SVM SM	31,21
<i>NORM*</i>	+60%		+129%		REF.		+7,8%

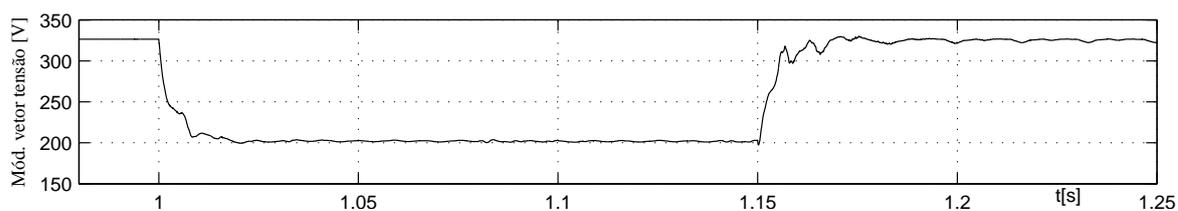
(*) Valores normalizados em relação a 28,93% (DPC-SVM DB), menor THD% encontrado na perturbação

A qualidade das correntes de linha do conversor é resumida nas Tabelas 4.5 e 4.6, onde são apresentados os THDs, em cujo cálculo empregou-se uma janela de tempo de 1,05 a 1,067s, considerando até a componente harmônica de trigésima ordem.

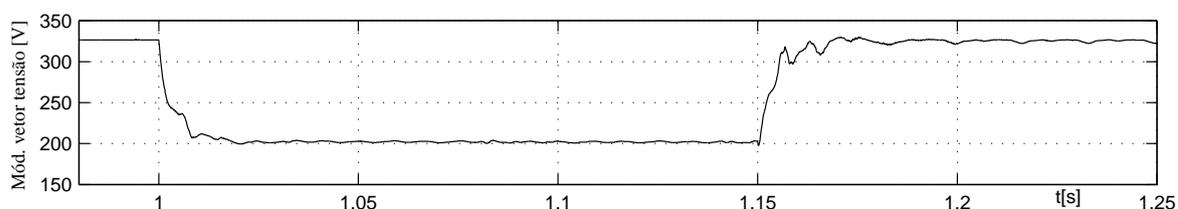
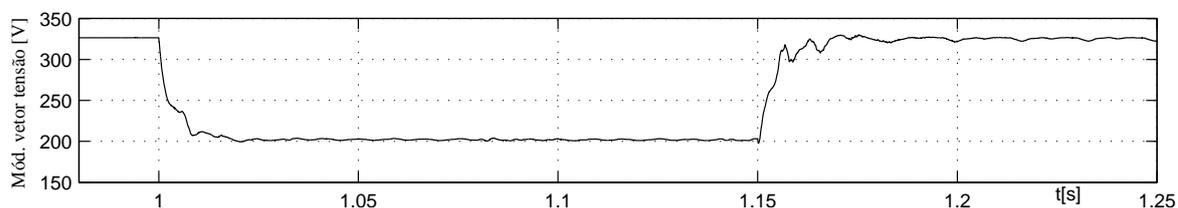
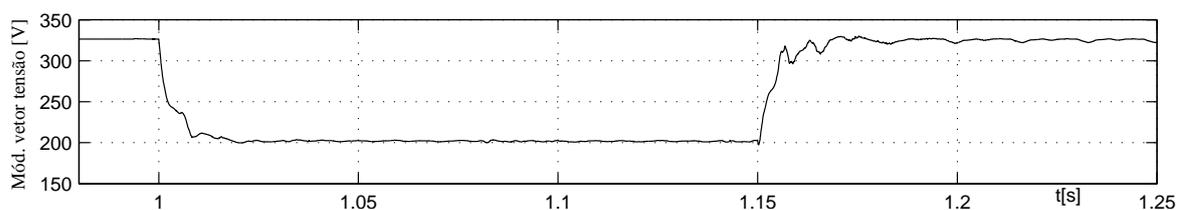
Destacam-se, pela elevada distorção harmônica (alto THD) durante a falta, as técnicas

DPC-V e DPC-SVM, 53,09% e 66,45%, respectivamente. Convém notar, na técnica CC-V PI, valores que ultrapassaram 20A de pico, máximo valor atingido nas demais técnicas.

A qualidade das correntes de linha foi relativamente satisfatória, nas demais técnicas CC-V PI, CC-V *Deadbeat*, DPC-SVM *Deadbeat* e DPC-SVM *Sliding Mode*, os THDs ficaram entre 32 e 39%; valores aceitáveis frente à severidade da perturbação a qual foram submetidos.



(a) Técnica CC-V PI

(b) Técnica CC-V *Deadbeat*(c) Técnica CC-V *Sliding Modes*

(d) Técnica DPC-V

Figura 4.22: Módulo do vetor tensão da rede elétrica após curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV nas técnicas: (a), (b), (c) e (d)

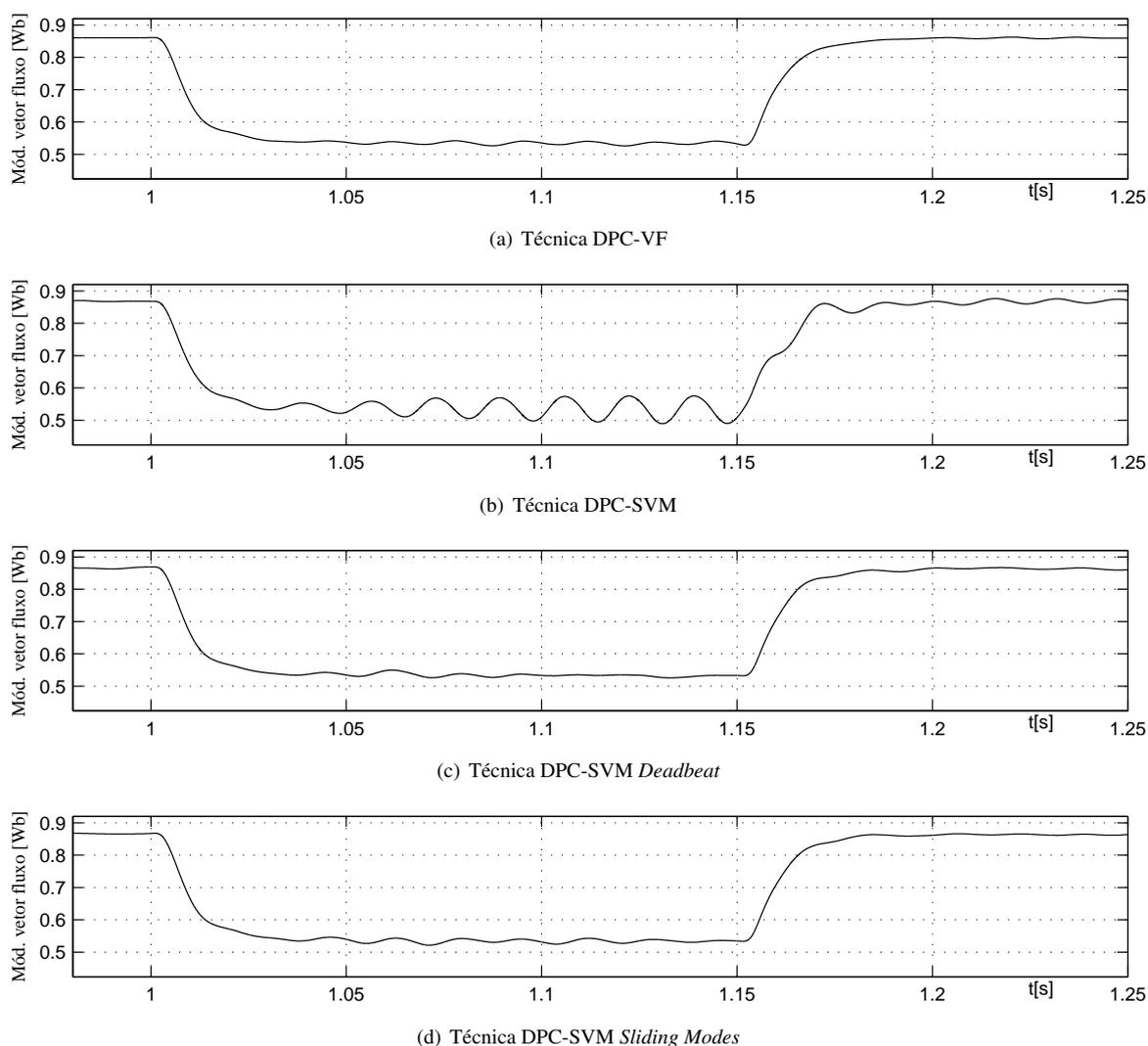


Figura 4.23: Módulo do vetor fluxo virtual da rede elétrica após curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV nas técnicas: (a), (b), (c) e (d)

Apesar de terem apresentado comportamento abaixo do esperado, as técnicas DPC-V e DPC-VF não apresentaram grandes desvios na estimação dos seus vetores espaciais de tensão da rede e fluxo virtual da rede, respectivamente (ver Figuras 4.22(d) e 4.23(a)). Apenas a técnica DPC-SVM apresentou uma oscilação elevada na estimação do módulo do vetor fluxo virtual, Figura 4.23(b).

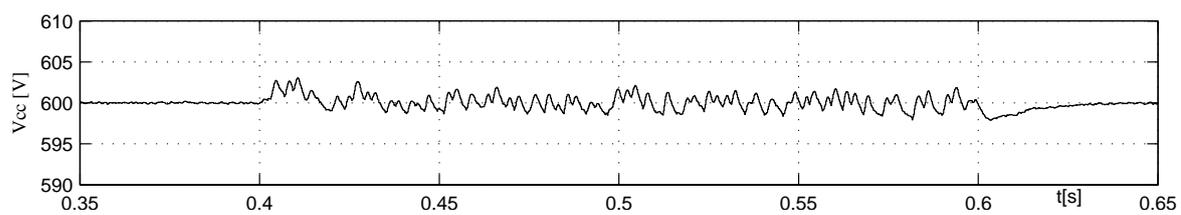
Sobre a dinâmica da estimação dos vetores espaciais observa-se que ela é mais lenta no cálculo do vetor fluxo virtual, ou seja, seu tempo de resposta é aproximadamente 10ms mais lento do que a resposta do vetor espacial tensão. Em contra-partida, os ruídos de alta frequência são menos presentes no módulo do vetor fluxo virtual. Estas últimas observações tomaram com base o comportamento apresentado nas Figuras 4.22 e 4.23.

4.5.2 Segundo Tipo de Perturbação: Variação na Indutância do Filtro RL

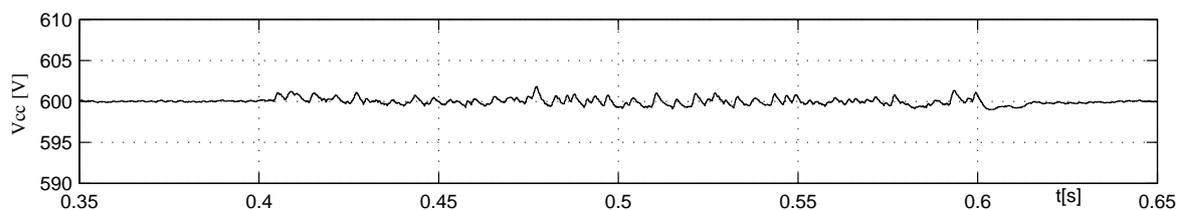
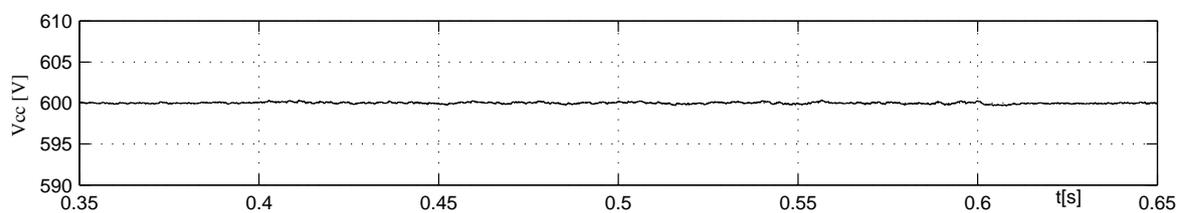
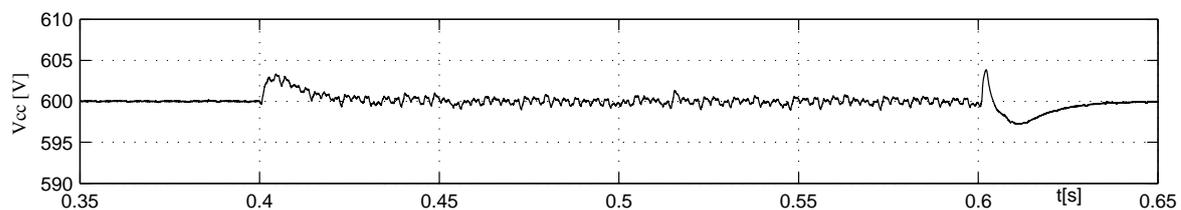
A fim de mensurar a robustez das técnicas é que foi proposta a simulação de uma variação da indutância do filtro RL. A maior parte das técnicas utiliza o valor deste parâmetro na estimação de grandezas elétricas. Assim, um desvio significativo neste parâmetro pode interferir consideravelmente no desempenho do sistema de controle de potência ou corrente.

No presente trabalho, foi simulada a variação da indutância do filtro com a finalidade de avaliar a robustez das técnicas modeladas quanto ao desempenho dos seus sistemas de controle. Variações na indutância do filtro podem ser decorrentes de saturação magnética e, particularmente no caso dos filtros LCL, de variações na indutância equivalente da rede elétrica à qual estes filtros estejam conectados. Nesta condição de variação da indutância equivalente da rede elétrica, desvios significativos neste parâmetro podem ocorrer como resultado de alterações na configuração do sistema elétrico, assim, nas simulações desta Subseção a variação na indutância foi realizada desde seu valor nominal até 50,0% deste valor.

Sob variações de amplitude reduzida todas as técnicas apresentaram resultados semelhantes, mas para variações maiores na impedância do filtro, como era esperado, as técnicas baseadas em controle robusto tiveram melhor desempenho. Os resultados destas simulações são ilustrados nas Figuras 4.24 a 4.31.



(a) Técnica CC-V PI

(b) Técnica CC-V *Deadbeat*(c) Técnica CC-V *Sliding Modes*

(d) Técnica DPC-V

Figura 4.24: Tensão no barramento CC do VSC após variação na indutância do filtro RL nas técnicas orientadas pelo vetor tensão: (a), (b), (c) e (d)

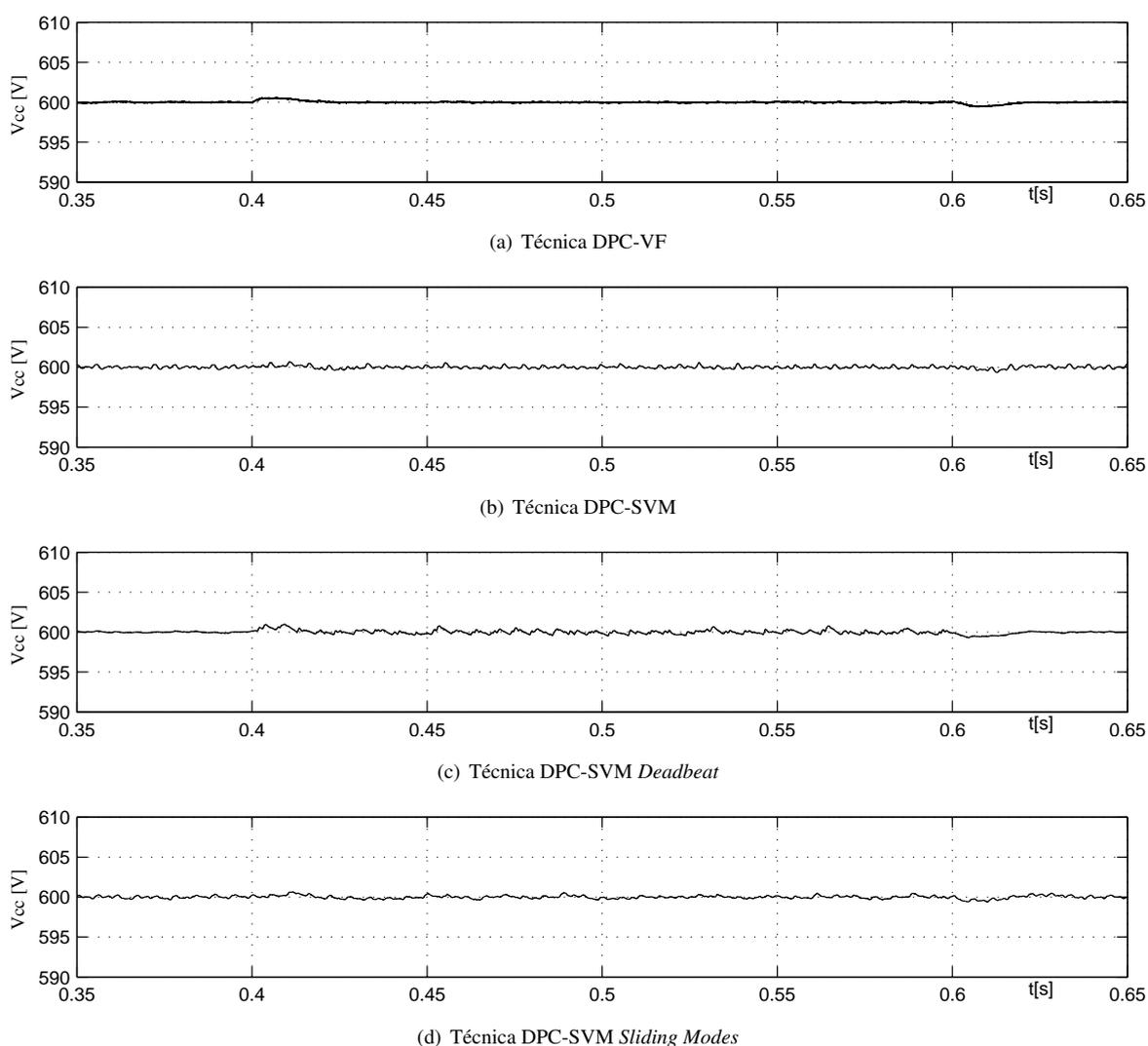
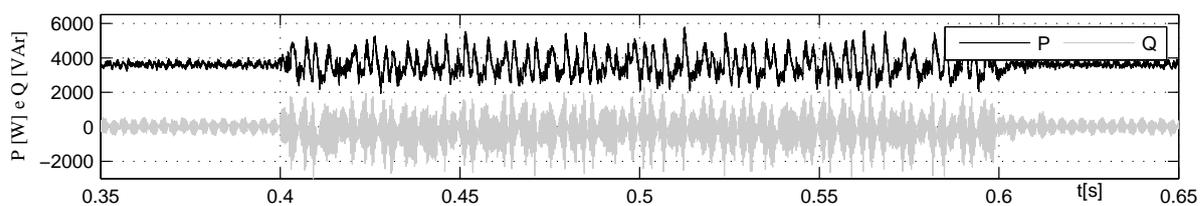


Figura 4.25: Tensão no barramento CC do VSC após variação na indutância do filtro RL nas técnicas orientadas pelo vetor fluxo virtual: (a), (b), (c) e (d)

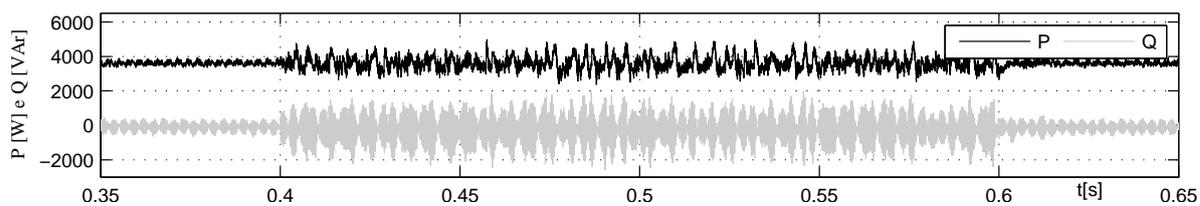
Nos resultados apresentados na Figura 4.24 observa-se a presença de um comportamento ruidoso na tensão do barramento CC controlada pelas técnicas orientadas pelo vetor tensão CC-V PI, CC-V *Deadbeat* e DPC-V. Esta última teve o pior desempenho pois apresentou, relativamente às demais, maior amplitude nas variações.

Destaca-se a robustez da técnica CC-V *Sliding Modes* quanto a variação da tensão no barramento CC do VSC, como pode ser visto na Figura 4.24(c).

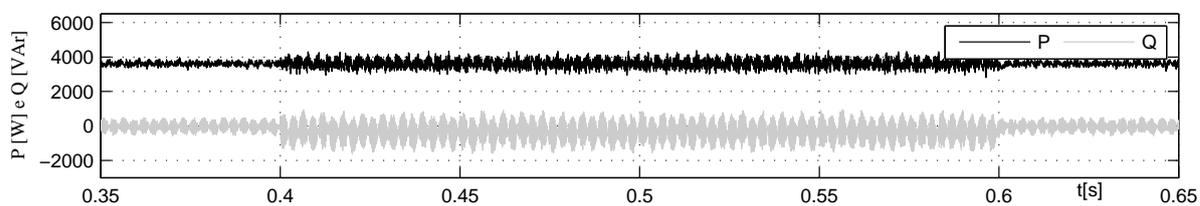
Pelos resultados apresentados na Figura 4.25(a) percebe-se o bom comportamento da tensão no barramento CC do conversor controlado pelas técnicas orientadas pelo vetor fluxo virtual.



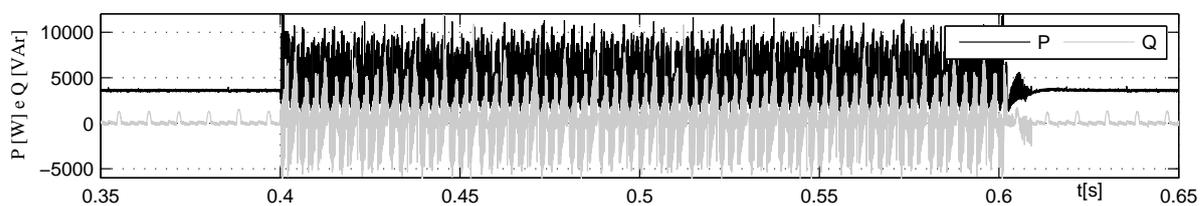
(a) Técnica CC-V PI



(b) Técnica CC-V Deadbeat



(c) Técnica CC-V Sliding Modes



(d) Técnica DPC-V

Figura 4.26: Potências ativa e reativa no VSC após variação na indutância do filtro RL nas técnicas orientadas pelo vetor tensão: (a), (b), (c) e (d)

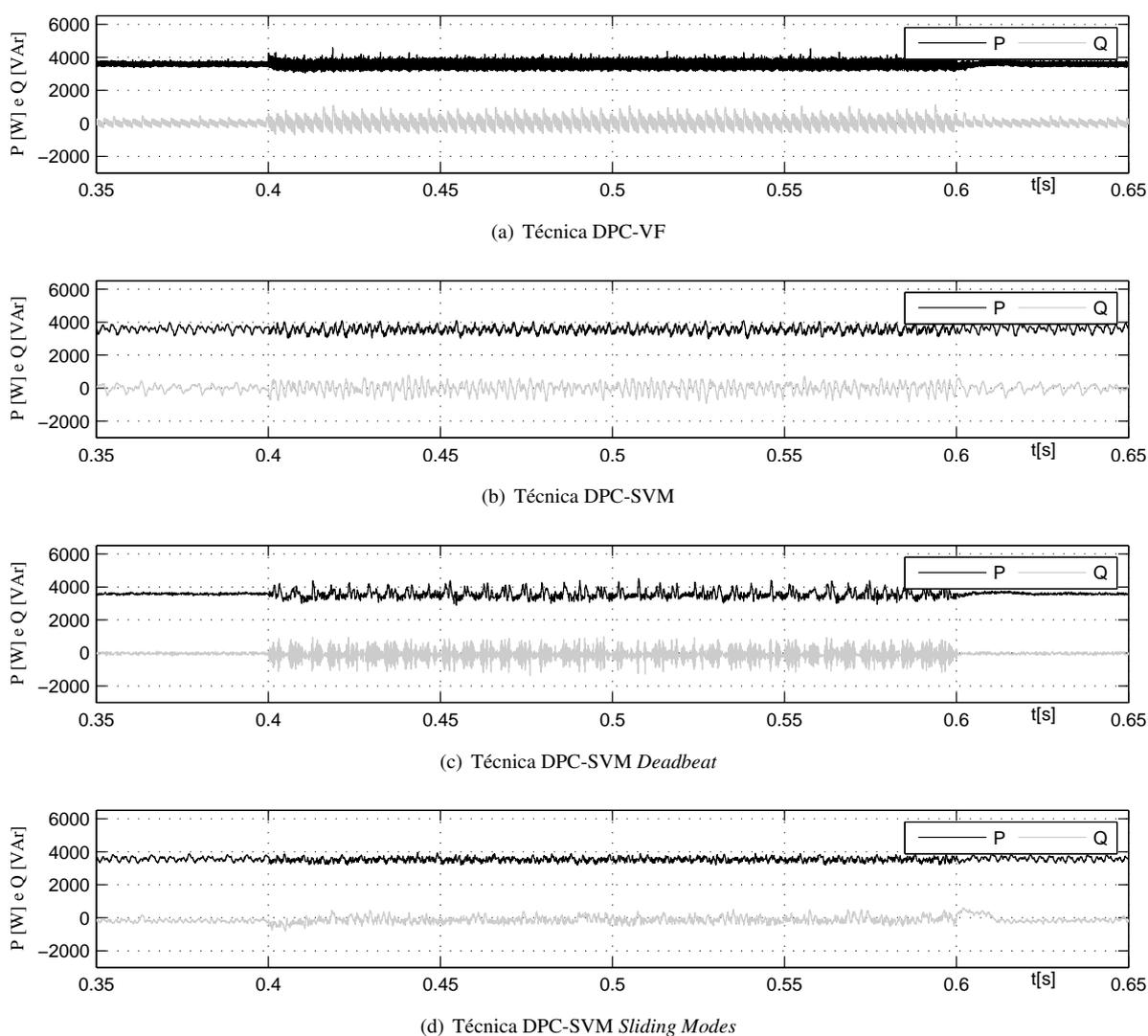


Figura 4.27: Potências ativa e reativa no VSC após variação na indutância do filtro RL nas técnicas: (a), (b), (c) e (d)

Devido à influência do desempenho do controle da tensão do barramento CC no fluxo de potência ativa através do VSC, já era previsível um reflexo no comportamento desta grandeza. Assim, de modo geral, com relação à potência ativa, as técnicas baseadas em controle de corrente com orientação pelo vetor tensão conservaram seus comportamentos também ruidosos durante a perturbação. As Figuras 4.26 e 4.27 apresentam graficamente estes resultados.

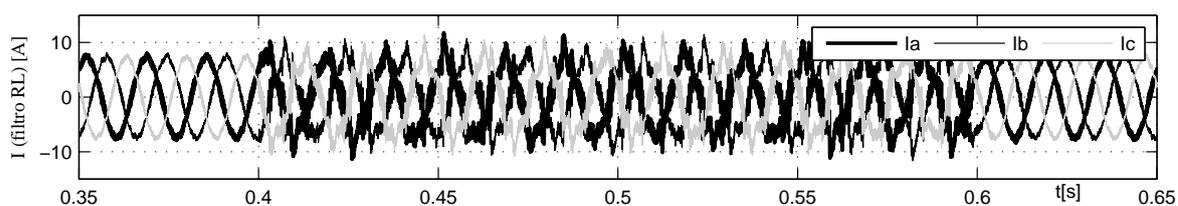
Vale registrar, particularmente dentre as técnicas DPC, o baixo desempenho da técnica DPC-V, Figura 4.26(d), caracterizado pelas elevadas amplitudes das oscilações de potências ativa e reativa.

Em geral, as técnicas orientadas pelo vetor fluxo virtual mostraram um comportamento

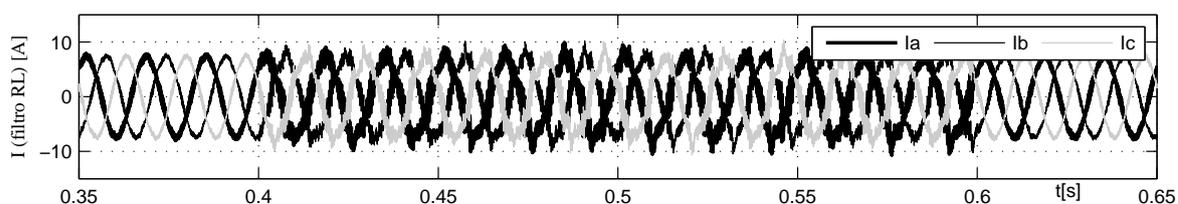
bastante satisfatório, pois foram submetidas à perturbação sem que os valores de potência fossem alterados.

Entre todas as técnicas analisadas, destaca-se a robustez do *CC-V Sliding Modes* e *DPC-SVM Sliding Modes*, cujos resultados estão apresentados na Figuras 4.26(c) e 4.27(d), respectivamente.

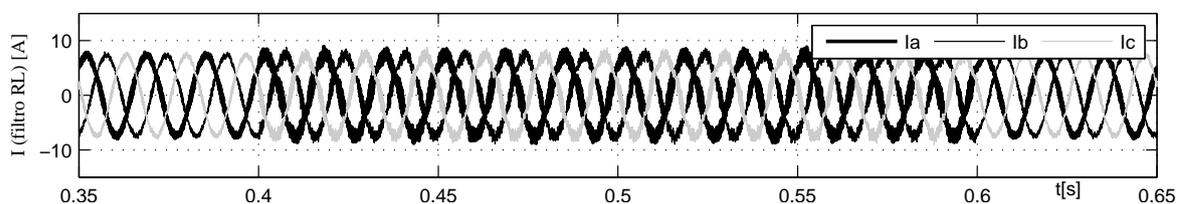
Ficou garantido em todas as técnicas, o controle unitário do fator de potência.



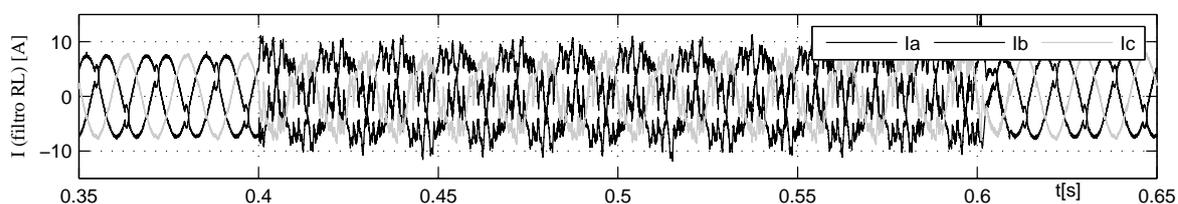
(a) Técnica CC-V PI



(b) Técnica CC-V Deadbeat



(c) Técnica CC-V Sliding Modes



(d) Técnica DPC-V

Figura 4.28: Corrente no filtro RL após variação na indutância do filtro RL nas técnicas orientadas pelo vetor tensão: (a), (b), (c) e (d)

Tabela 4.7: THD das correntes no filtro RL após variação na indutância do filtro RL nas técnicas orientadas pelo vetor tensão.

Técnica	THD%	Técnica	THD%	Técnica	THD%	Técnica	THD%
CC-V PI	20,74	CC-V DB	10,56	CC-V SM	5,56	DPC-V	32,08
<i>NORM*</i>	+273%		+90%		REF.		+477%

(*) Valores normalizados em relação a 5,56% (CC-V SM), menor THD% encontrado na perturbação

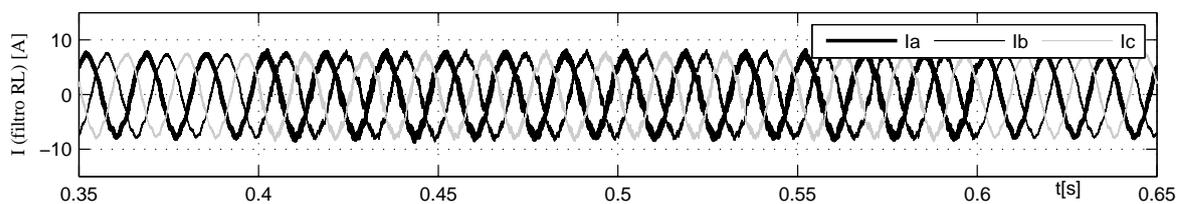
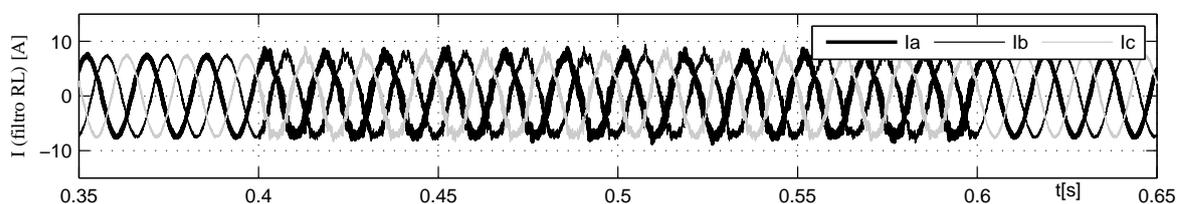
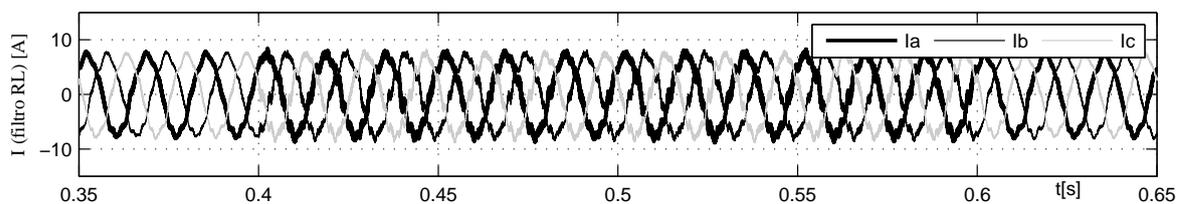
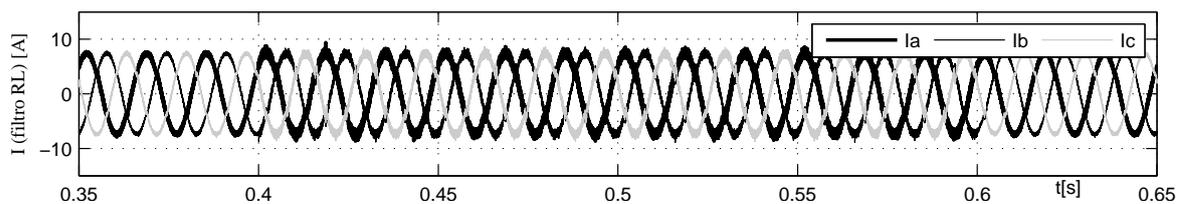


Figura 4.29: Corrente no filtro RL após variação na indutância do filtro RL nas técnicas orientadas pelo vetor fluxo virtual: (a), (b), (c) e (d)

Tabela 4.8: THD das correntes no filtro RL após variação na indutância do filtro RL nas técnicas orientadas pelo vetor tensão.

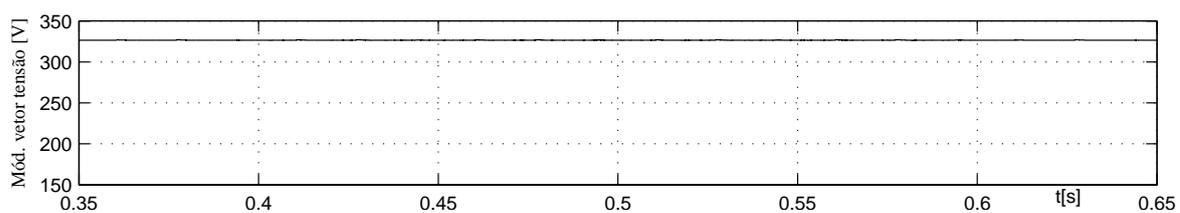
Técnica	THD%	Técnica	THD%	Técnica	THD%	Técnica	THD%
DPC-VF	8,42	DPC-SVM	12,42	DPC-SVM DB	6,08	DPC-SVM SM	6,90
<i>NORM*</i>	+51%		+123%		+9,3%		+24%
(*) Valores normalizados em relação a 5,56% (CC-V SM), menor THD% encontrado na perturbação							

As Tabelas 4.7 e 4.8 resumem, através do THD, a qualidade das correntes do conversor (ver Figuras 4.28 e 4.29) em termos do conteúdo harmônico decorrente da técnica adotada. No cálculo do THD, empregou-se uma janela de tempo de 0,5 a 0,516s, considerando até a componente harmônica de trigésima ordem.

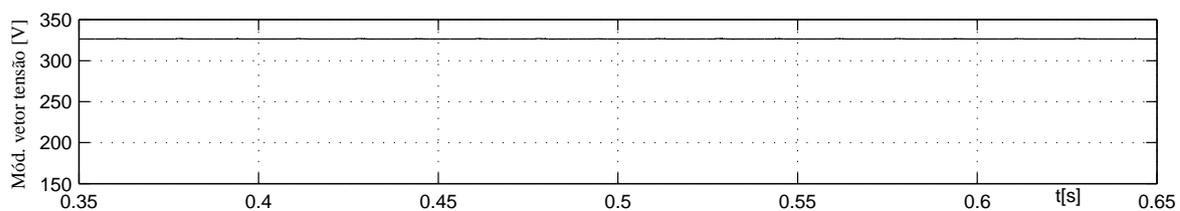
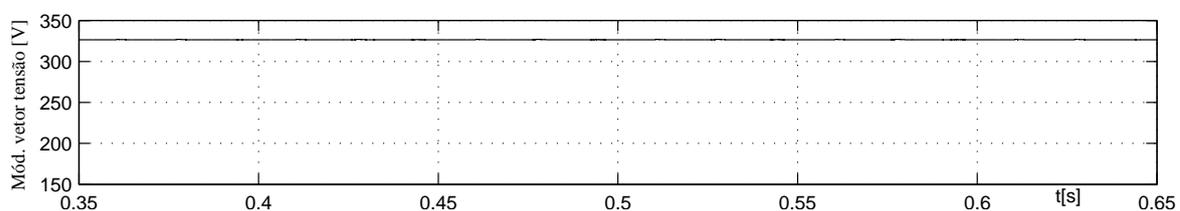
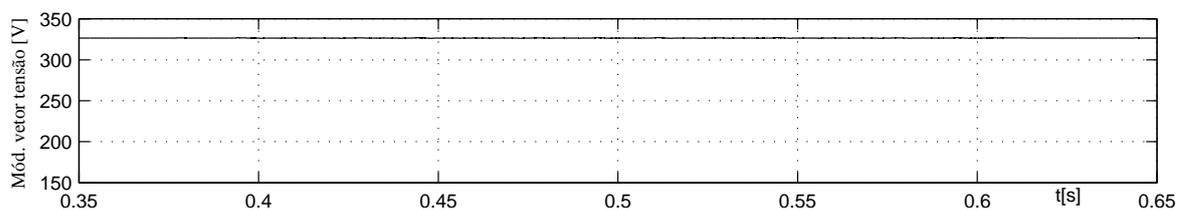
Observa-se, através da análise destes quadros, que os valores de THD da técnica baseadas em controle preditivo (estratégias *Deadbeat*) e em controle robusto (estratégias *Sliding Modes*), foram os menores.

A melhor qualidade de corrente foi obtida com o emprego da técnica CC-V *Sliding Modes*, 5,56%. A técnica que apresentou o pior desempenho neste quesito foi o DPC tradicional, ou DPC-V, aproximadamente 32,08% de THD.

A técnica DPC-VF apesar de *sensorless* e de possuir controle por histerese de potência apresentou um THD relativamente baixo 8,4%, inferior, inclusive, ao da tradicional técnica CC-V PI (THD de cerca de 21%).



(a) Técnica CC-V PI

(b) Técnica CC-V *Deadbeat*(c) Técnica CC-V *Sliding Modes*

(d) Técnica DPC-V

Figura 4.30: Módulo do vetor tensão da rede elétrica após variação na indutância do filtro RL nas técnicas orientadas pelo vetor tensão: (a), (b), (c) e (d)

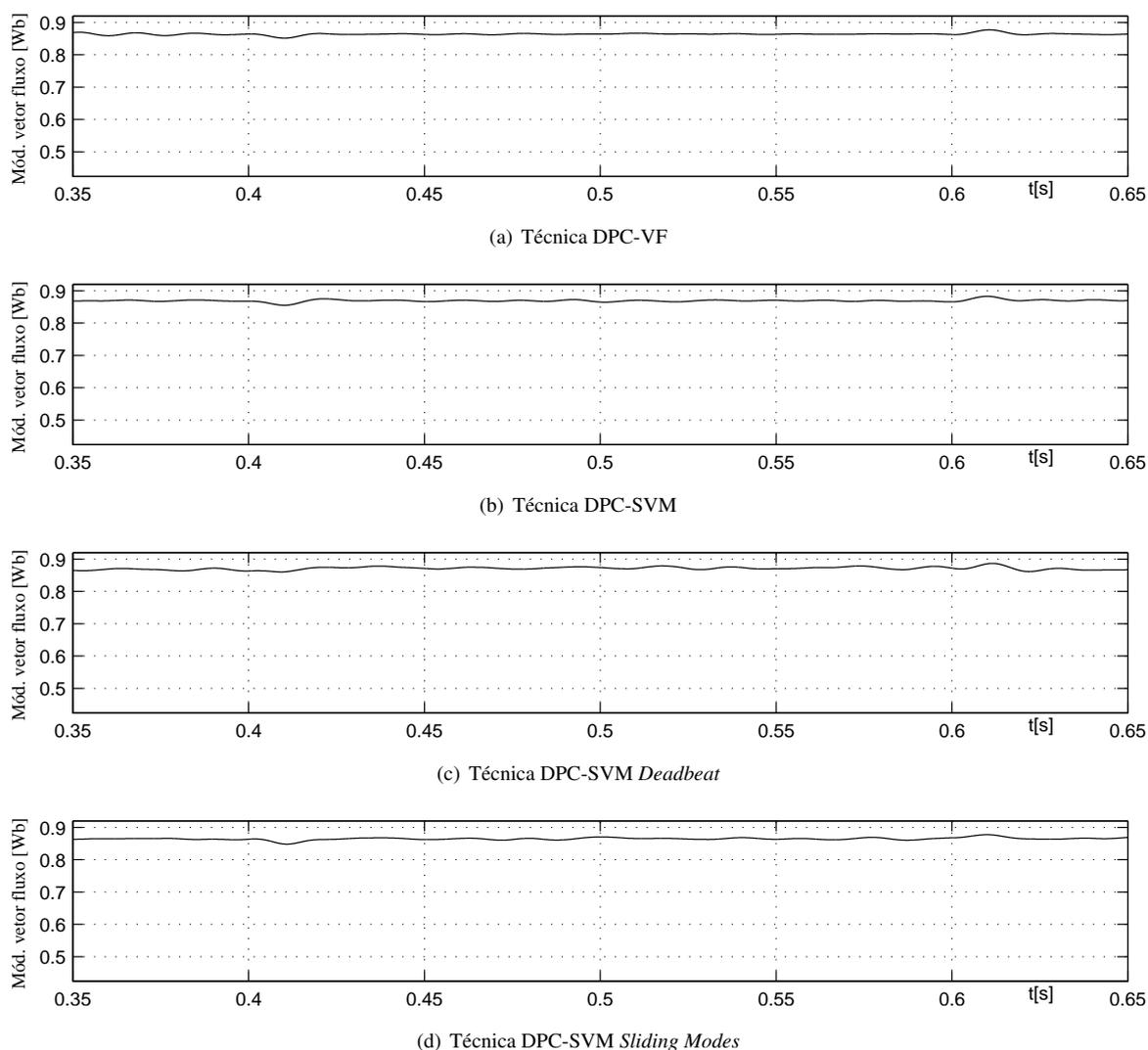


Figura 4.31: Módulo do vetor fluxo virtual da rede elétrica após variação na indutância do filtro RL nas técnicas orientadas pelo vetor fluxo virtual: (a), (b), (c) e (d)

Nenhum comportamento anormal na estimação do módulo do vetor tensão foi observado.

4.6 Análise dos Resultados

Uma análise dos resultados apresentados na Seção 4.5 permite classificar o desempenho geral das técnicas simuladas, no que tange o comportamento da tensão do barramento CC (V_{cc}), da potência ativa e do THD% das correntes de linha, conforme o disposto na Tabela 4.11. Esta classificação baseou-se em parâmetros extraídos dos melhores resultados de simulação. A seguir, são apresentados estes valores (os valores de tensão no barramento CC e potência ativa, referem-se à amplitude máxima de pico-a-pico):

Melhores resultados nos casos de curto-circuito seguido de religamento: $V_{cc}(\text{DPC-V}) = 13,7V$, $P(\text{DPC-SVM DB}) = 5708W$ e $THD\%(\text{DPC-SVM DB}) = 28,93\%$

Melhores resultados nos casos de variação na indutância do filtro RL: $V_{cc}(\text{DPC-VF, DPC-SVM e DPC-SVM SM}) < 1V$, $P(\text{DPC-SVM SM}) = 700W$ e $THD\%(CC-V SM) = 5,56\%$

Tabela 4.9: Apresentação dos critérios utilizados nos casos de curto-circuito seguido de religamento

V_{cc} (valores referentes à máx. amplitude de pico-a-pico)	
Satisfatório (S):	$V_{cc} \leq 2V_{cc}^{(MR)}$ e $overshoot \leq 5\%$
Regular (R):	$2V_{cc}^{(MR)} < V_{cc} \leq 3V_{cc}^{(MR)}$ e $5\% < overshoot \leq 10\%$
Insatisfatório (I):	$V_{cc} > 3V_{cc}^{(MR)}$ e $overshoot > 10\%$
P (valores referentes à máx. amplitude de pico-a-pico)	
Satisfatório (S):	$P \leq 1,5P^{(MR)}$
Regular (R):	$1,5P^{(MR)} < P \leq 2P^{(MR)}$
Insatisfatório (I):	$P > 2P^{(MR)}$
$THD\%$	
Satisfatório (S):	$THD\% \leq 1,1THD\%^{(MR)}$
Regular (R):	$1,1THD\%^{(MR)} < THD\% \leq 1,5THD\%^{(MR)}$
Insatisfatório (I):	$THD\% > 1,5THD\%^{(MR)}$
(MR) - Melhor Resultado	

Tabela 4.10: Apresentação dos critérios utilizados nos casos de variação na indutância do filtro RL

V_{cc} (valores referentes à máx. amplitude de pico-a-pico)	
Satisfatório (S):	$V_{cc} \leq 1\%$ de V_{cc}
Regular (R):	1% de $V_{cc} < V_{cc} \leq 5\%$ de $4V_{cc}$
Insatisfatório (I):	$V_{cc} > 5\%$ de V_{cc}
P (valores referentes à máx. amplitude de pico-a-pico)	
Satisfatório (S):	$P \leq 2,5P^{(MR)}$
Regular (R):	$2,5P^{(MR)} < P \leq 6P^{(MR)}$
Insatisfatório (I):	$P > 6P^{(MR)}$
$THD\%$	
Satisfatório (S):	$THD\% \leq 1,3THD\%^{(MR)}$
Regular (R):	$1,3THD\%^{(MR)} < THD\% \leq 1,5THD\%^{(MR)}$
Insatisfatório (I):	$THD\% > 1,5THD\%^{(MR)}$
(MR) - Melhor Resultado	

Tabela 4.11: Resumo do desempenho das técnicas simuladas, onde: (CC REL) - curto-circuito seguido de religamento da LT AGL-RCD 230kV, (VAR L) - Variação na indutância do filtro RL, (I) - insatisfatório, (R) - regular e (S) - satisfatório.

Técnicas	V_{cc}		P/Q		THD%	
	CC REL	VAR L	CC REL	VAR L	CC REL	VAR L
CC-V PI	R	R	S	R	S	I
CC-V DB	S	R	S	R	R	I
CC-V SM	S	S	S	S	I	S
DPC-V	S	R	R	I	I	I
DPC-VF	S	S	I	S	I	I
DPC-SVM	I	S	I	S	I	I
DPC-SVM DB	S	S	S	S	S	S
DPC-SVM SM	S	S	S	S	S	S

Fica evidente, pelo exposto na Tabela 4.11, que de modo geral, quando submetidas às perturbações:

1. As técnicas DPC baseadas em modulação por vetores espaciais orientados pelo fluxo virtual apresentaram resultados satisfatório em aproximadamente 78% dos casos. Os casos cujos resultados se apresentaram insatisfatórios foram devidos à técnica DPC-SVM que apresentou-se deficiente no controle do VSC quando da exposição ao primeiro tipo de perturbação. Esta técnica também apresentou valores de THD% elevados em ambos os tipos de perturbação. Destacam-se, entre estas técnicas, as baseadas em controle preditivo e robusto, DPC-SVM *Deadbeat* e DPC-SVM *Sliding Modes*, respectivamente, que apresentaram um desempenho sempre satisfatório nos dois tipos de perturbações aos quais foram submetidas.
2. As técnicas baseadas em controle de corrente orientadas pelo vetor tensão apresentaram 50% de seus resultados satisfatórios. Os resultados insatisfatórios deveram-se a valores elevados de THD% em algumas situações. Destaca-se a técnica CC-V *Sliding Modes* cujos resultados apresentaram-se 100% satisfatórios quando a técnica foi submetida ao segundo tipo de perturbação.
3. As técnicas DPC baseadas em tabelas de chaveamento, DPC-V e DPC-VF, apresentaram-se bastante instáveis quanto ao desempenho de seus resultados, apresentando em 50% dos casos um comportamento insatisfatório.

Após apresentados os resultados das simulações de forma resumida na Tabela 4.11 é oportuno, a partir deste ponto, abordar algumas considerações com relação às deficiências apresentadas por algumas técnicas e suas possíveis causas para, em seguida, propor algumas melhorias objetivando uma reversão nas deficiências encontradas.

Neste sentido, com relação às deficiências reveladas pelos resultados, fazem-se as seguintes observações:

- Oscilações de amplitudes elevadas ficaram caracterizadas na técnica DPC-SVM quando a mesma foi submetida ao primeiro tipo de perturbação. Este comportamento é evidenciado nas Figuras 4.17(b) e 4.19(b) da Subseção 4.5.1. Como pode ser observado, a tensão no barramento CC atingiu valores de 640V durante todo o período da contingência e a potência ativa valores de 10kW. Quando analisada a qualidade do módulo do vetor fluxo virtual nesta técnica (Figura 4.23(b)) constata-se a presença de oscilação nesta grandeza. Como as potências estimadas são função do fluxo virtual, de acordo com as Equações 2.43 e 2.44, o comportamento oscilatório presente nas potências ativa e reativa pode ter origem no mau-comportamento do vetor fluxo virtual. Vale ressaltar, também, nestas equações, a presença do termo $\omega_s = 2\pi 60$ rad/s multiplicando as componentes dq do fluxo virtual, o que dá indícios de que as elevadas amplitudes experimentadas pela potência podem ser resultado de uma "amplificação" das oscilações do fluxo virtual.
- A técnica DPC-VF, apesar de não ter apresentado oscilações de amplitudes elevadas nas potências ativa e reativa, devido a irregularidade das oscilações presentes nesta grandeza (Figura 4.19(a)), obteve um desempenho insatisfatório. Não foram observadas alterações significativas no módulo do vetor fluxo virtual, de modo que não pode ser atribuído a este a responsabilidade pela baixa qualidade da potência ativa durante o transitório ao qual o VSC foi submetido.
- Nas técnicas orientadas pelo vetor tensão, exceto a CC-V *Sliding Modes*, notou-se um conteúdo ruidoso relevante na tensão do barramento CC bem como nas potências ativa e reativa, conforme visto nas Figuras 4.24(a), 4.24(b), 4.24(d), 4.26(a), 4.26(b) e 4.26(d), embora a estimação do módulo do vetor tensão (ver Figura 4.30) não sugira qualquer relação com este comportamento indesejável.
- De um modo geral, o THD% das correntes do filtro, cujas técnicas apresentaram

resultados insatisfatórios ou mesmo regulares (consultar Tabela 4.11), também se apresentaram com valores elevados, o que pode ser um reflexo do perfil das potências absorvidas pelo VSC quando controlado por esta técnicas. Espera-se que, uma vez otimizados os desempenhos das potências, haja uma melhoria na qualidade das correntes no filtro RL.

Antes de concluir a respeito de superioridade de determinada técnica sobre outra, apenas pelos resultados apresentados até o momento, é possível ainda, avaliar o efeito da variação da frequência de amostragem no desempenho das técnicas analisadas. Todos os algoritmos, seja de extração do módulo ou posição do vetor tensão ou fluxo virtual, operação essencial para orientação precisa da técnica, seja pela realização da discretização de filtros, presentes especialmente na estimação do vetor fluxo virtual e mesmo nas estratégias baseadas em controle preditivo, podem ter seu desempenho afetado caso a frequência de amostragem não seja adequada. Como as técnicas modeladas no presente trabalho tiveram como referência trabalhos anteriores de autores que validavam seus modelos em redes relativamente pequenas, ou seja, redes representadas por um filtro, onde o VSC era conectado em série com um barramento infinito, utilizou-se, como ponto de partida, os valores de frequência de amostragem utilizados naqueles modelos. Como já dito anteriormente, o ambiente no qual os modelos agora estão inseridos é bastante severo no quesito grau de desequilíbrio, presença de conteúdo harmônico e variações paramétricas significativas.

Com vistas a contornar as deficiências no controle de algumas grandezas, as simulações foram repetidas considerando frequência de amostragem diversas, de modo que, com base na melhora alcançada, propõe-se a alteração dos valores de frequência de amostragem de acordo com a Tabela 4.12.

Tabela 4.12: Valores de f_{amost} propostos para otimização do desempenho das técnicas.

Técnicas	f_{amost} original	f_{amost} proposta
CC-V PI	5kHz	10kHz
CC-V DB	5kHz	10kHz
CC-V SM	5kHz	10kHz
DPC-V	80kHz	80kHz
DPC-VF	50kHz	50kHz
DPC-SVM	10kHz	30kHz
DPC-SVM DB	10kHz	10kHz
DPC-SVM SM	10kHz	5kHz

Algumas técnicas, ao sofrerem aumento nas frequências de amostragem, não apresentaram melhoras expressivas em seus resultados, como foi o caso das técnicas baseadas em tabela de chaveamento (DPC-V e DPC-VF) e a técnica DPC-SVM *Deadbeat*. A propósito, as técnicas DPC-V e DPC-VF já apresentam valores de frequência de amostragem demasiadamente grandes, qualquer aumento neste parâmetro exigiria uma configuração de *hardware* muito sofisticada para uma possível implementação experimental.

Nota-se, ao analisar a Tabela 4.12, o fato de a técnica SMV-DPC *Sliding Modes* ter sofrido uma redução no valor de sua frequência de amostragem. Isto foi feito de modo a verificar se, com uma frequência de amostragem inferior, ainda ficariam garantidos os bons resultados apresentados por estas técnicas.

Alguns resultados mais representativos obtidos com os novos valores de f_{amost} (segunda coluna da Tabela 4.12) estão apresentados nas Figuras de 4.32 a 4.39

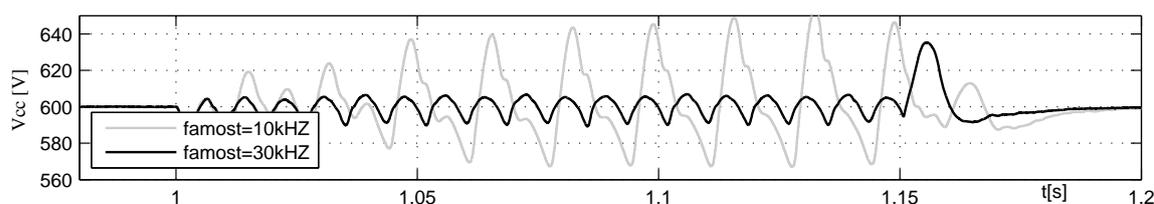


Figura 4.32: Tensão no barramento CC do VSC após curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV na técnica DPC-SVM. Comparação entre $f_{amost} = 10kHz$ e $f_{amost} = 30kHz$.

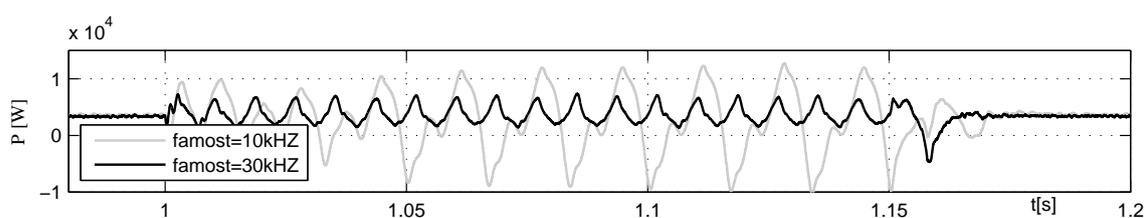


Figura 4.33: Potência ativa no VSC após curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV na técnica DPC-SVM. Comparação entre $f_{amost} = 10kHz$ e $f_{amost} = 30kHz$.

As comparações mostradas nas Figuras 4.32 e 4.33 não deixam dúvida de que ao elevar f_{amost} de 10 para 30kHz obteve-se uma melhoria relevante no perfil da tensão no barramento CC, assim como na potência ativa absorvida pelo conversor, quando da exposição do VSC controlado pela técnica DPC-SVM ao primeiro tipo de perturbação.

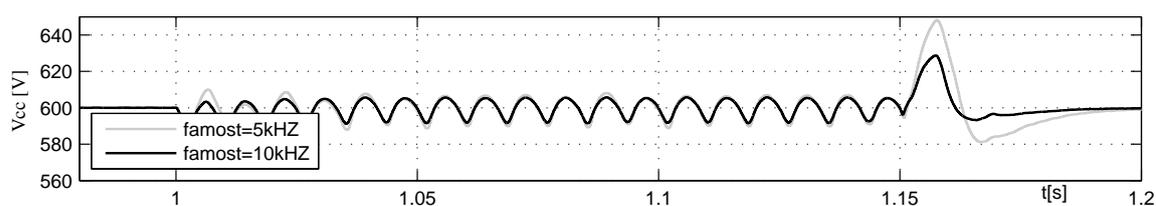


Figura 4.34: Tensão no barramento CC do VSC após curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV na técnica CC-V PI. Comparação entre $f_{amos} = 5kHz$ e $f_{amos} = 10kHz$.

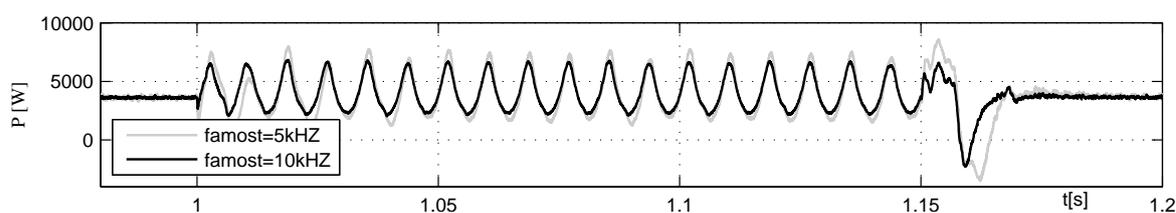


Figura 4.35: Potência ativa no VSC após curto-circuito seguido de religamento da LT Angelim-Recife II 230kV na técnica CC-V PI. Comparação entre $f_{amos} = 5kHz$ e $f_{amos} = 10kHz$.

Com relação à exposição do VSC controlado pela técnica CC-V PI ao primeiro tipo de perturbação os benefícios foram discretos nas grandezas tensão no barramento CC e potência ativa. Destaca-se a redução de quase 40% no *overshoot*, como mostram as Figuras 4.34 e 4.35.

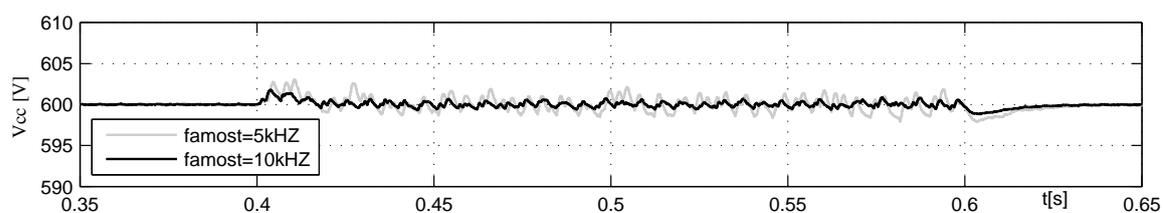


Figura 4.36: Tensão no barramento CC do VSC após variação na indutância do filtro RL na técnica CC-V PI. Comparação entre $f_{amos} = 5kHz$ e $f_{amos} = 10kHz$.

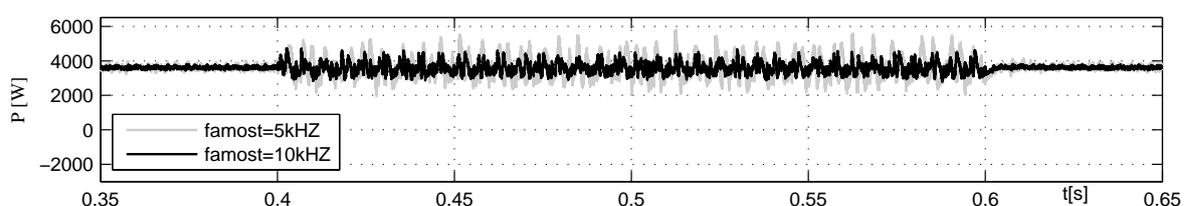


Figura 4.37: Potência ativa no VSC após variação na indutância do filtro RL na técnica CC-V PI. Comparação entre $f_{amos} = 5kHz$ e $f_{amos} = 10kHz$.

As Figuras 4.36 e 4.37 ilustram a considerável redução da sensibilidade da técnica CC-V PI a variações na indutância do filtro RL após o aumento da f_{amost} de 5 para 10kHz. Houve um aumento na qualidade da tensão no barramento CC e na potência ativa.

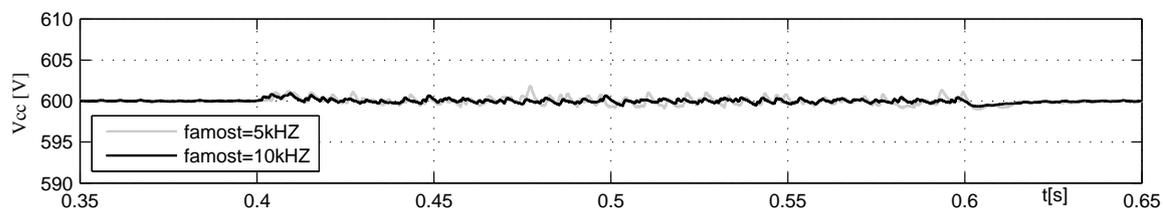


Figura 4.38: Tensão no barramento CC do VSC após variação na indutância do filtro RL na técnica CC-V DB. Comparação entre $f_{amost} = 5kHz$ e $f_{amost} = 10kHz$.

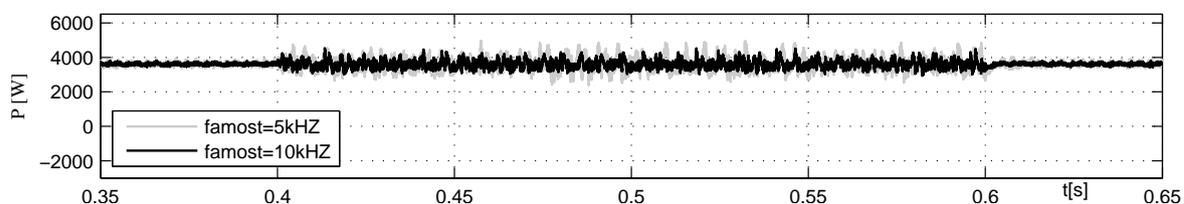


Figura 4.39: Potência ativa no VSC após variação na indutância do filtro RL na técnica CC-V DB. Comparação entre $f_{amost} = 5kHz$ e $f_{amost} = 10kHz$.

A técnica CC-V *Deadbeat* também foi beneficiada com o aumento da sua f_{amost} original para 10kHz, conforme podem ser visto os resultados nas Figuras 4.38 e 4.39.

As Figuras 4.40 e 4.41 ilustram a melhoria na qualidade das correntes no filtro expressas em THD%. É notável o ganho trazido por uma escolha adequada da frequência de amostragem, que passa a ter uma importância muito maior quando o VSC está submetido a condições mais severas, como as simuladas até aqui. Destacam-se pela grande redução de THD% sofrida as técnicas DPC-SVM e a CC-V PI, além de uma redução discreta no THD% da técnica DPC-SVM *Sliding Modes* mesmo tendo experimentado, ao contrário das demais, uma redução em f_{amost} .

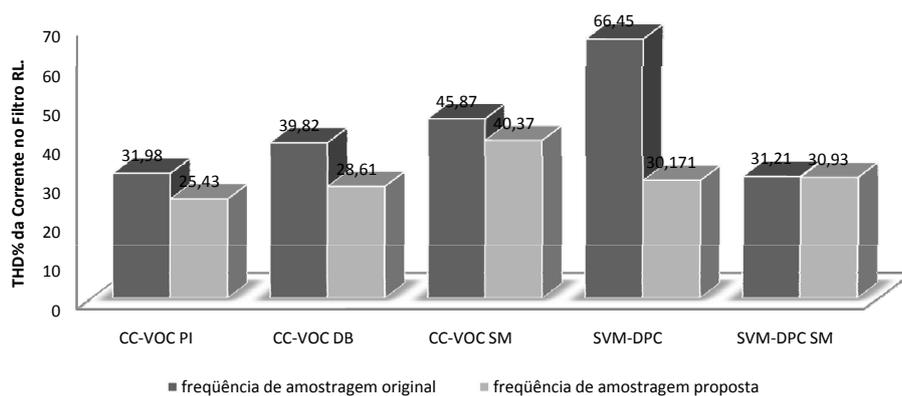


Figura 4.40: Comparação do THD% das correntes no filtro considerando f_{amost} original e o f_{amost} proposto no caso de curto-circuito seguido de religamento.

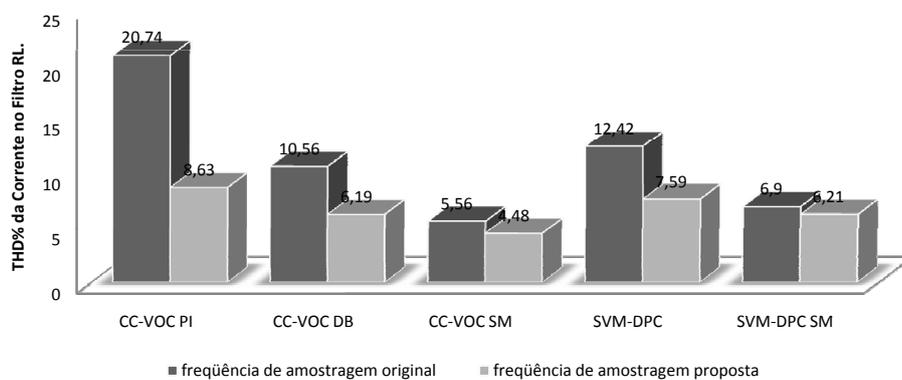


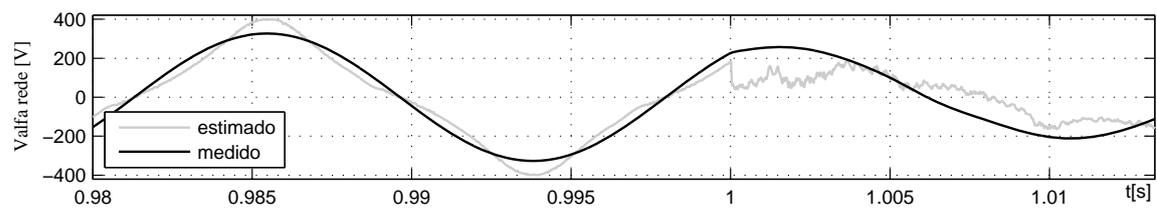
Figura 4.41: Comparação do THD% das correntes no filtro considerando f_{amost} original e o f_{amost} proposto no caso variação na indutância do filtro RL.

Com base nestes novos resultados, a Tabela 4.11 pode ser reformulada dando lugar à Tabela 4.13

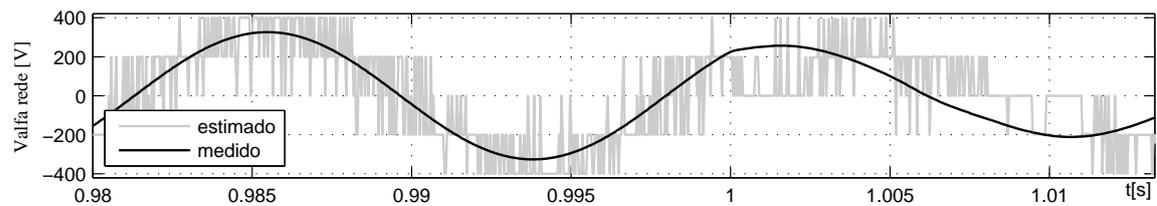
Tabela 4.13: Resumo do desempenho das técnicas simuladas, onde: (CC REL) - curto-circuito seguido de religamento da LT AGL-RCD 230kV, (VAR L) - Variação na indutância do filtro RL, (I) - insatisfatório, (R) - regular e (S) - satisfatório.

Técnicas	V_{cc}		P/Q		THD%	
	CC REL	VAR L	CC REL	VAR L	CC REL	VAR L
CC-V PI	S	S	S	S	S	S
CC-V DB	S	S	S	S	S	S
CC-V SM	S	S	S	S	S	S
DPC-V	S	R	R	I	I	I
DPC-VF	S	S	I	S	I	I
DPC-SVM	S	S	S	S	S	S
DPC-SVM DB	S	S	S	S	S	S
DPC-SVM SM	S	S	S	S	S	S

Apenas as técnicas baseadas em tabela de chaveamento, DPC-V e DPC-VF, ainda permanecem com desempenhos insatisfatórios no perfil da potência e no THD% das correntes no filtro. Uma particularidade destas técnicas é o fato de serem desprovidas de sensores de tensão. Esta grandeza é estimada a partir dos estados das chaves e da tensão no barramento CC, na técnica DPC-VF, e a partir das derivadas da corrente do filtro, dos estados das chaves e da tensão do barramento CC, na DPC-V. A fim de tentar otimizar o desempenho desta técnica propõe-se a utilização de sensores de tensão em substituição ao processo de estimação da tensão originalmente previsto por esta técnica. Uma comparação das tensões nestas técnicas pode ser vista nas Figuras 4.42(a) e 4.42(b).



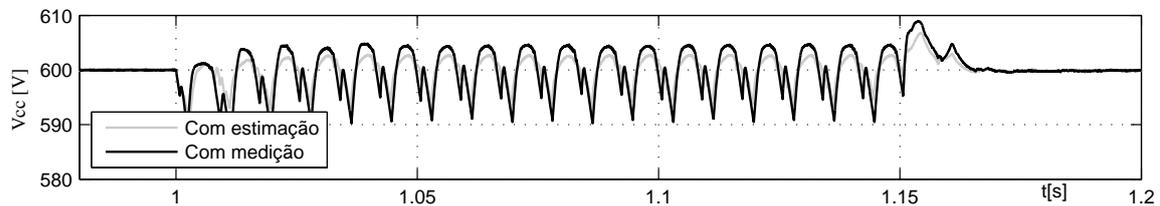
(a) Técnica DPC-V



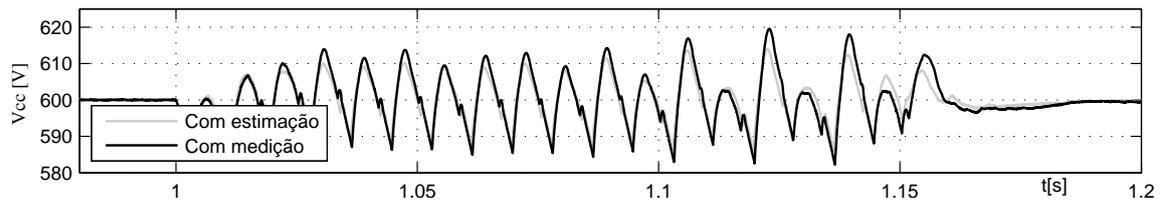
(b) Técnica DPC-VF

Figura 4.42: Componente α da tensão da rede elétrica. Comparação entre a medição e estimação desta grandeza nas técnicas: (a) e (b)

As Figuras 4.43 e 4.44 apresentam comparações dos resultados obtidos com a estimação e com a medição da tensão da rede.

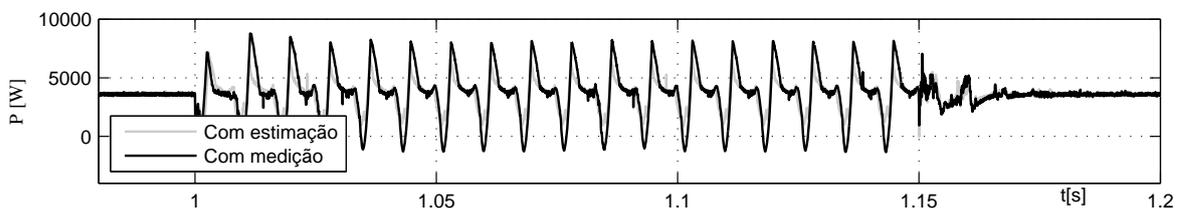


(a) Técnica DPC-V

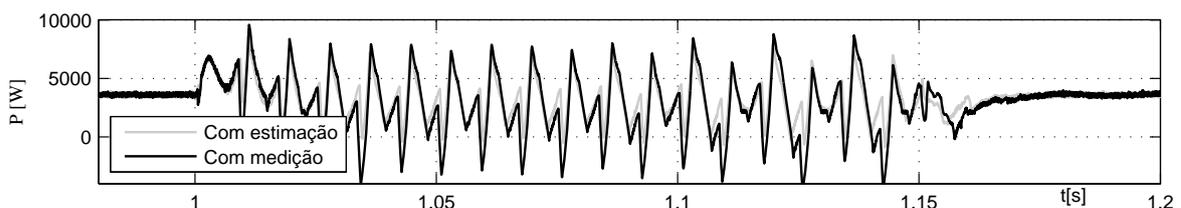


(b) Técnica DPC-VF

Figura 4.43: Tensão no barramento CC do VSC. Comparação entre a medição e estimação desta grandeza nas técnicas: (a) e (b)



(a) Técnica DPC-V



(b) Técnica DPC-VF

Figura 4.44: Potência ativa no VSC. Comparação entre a medição e estimação desta grandeza nas técnicas: (a) e (b)

Fica claro, pelos resultados apresentados nas Figuras 4.43 e 4.44, que o possível ganho trazido pela substituição dos algoritmo de estimação das tensões da rede pela medição direta desta grandeza através de sensores não existe. Se analisados mais detalhadamente, percebe-se, ao contrário, uma discreta redução na qualidade das grandezas expostas graficamente nas figuras. Este comportamento se estende ao THD das correntes no filtro: DPC-V apresentou

76,95% e DPC-VF 89,01% quando do emprego de medições diretas, contra 53,09% (Tabela 4.5) e 66,09% (Tabela 4.6).

Assim, o baixo desempenho das técnicas DPC-V e DPC-VF, quando empregadas no controle de conversores conectados à redes elétricas sujeitas a situações severas de transitórios eletromagnéticos, não pode ser atribuído às suas características *sensorless*. As imprecisões reveladas pelos resultados podem ter relação com o fato de estas técnicas fazerem uso de comparadores de histerese de dois níveis associados a tabelas de chaveamento ou *look-up tables*, o que introduz menor precisão do que na estratégia SVM na definição do vetor tensão a ser aplicado ao conversor.

4.7 Conclusão

- De um modo geral, as técnicas que fizeram emprego de estratégias de controle preditivo (*Deadbeat*) e controle robusto (*Sliding Modes*) orientadas pelo vetor fluxo virtual apresentaram os melhores resultados, mesmo empregando baixos valores de f_{amost} .
- Quando submetidos a condições de transitórios eletromagnéticos severos, presentes em redes elétricas mais realísticas, as demais técnicas de controle necessitaram empregar valores de frequência de amostragem mais elevados do que os valores sugeridos em trabalhos anteriores, a fim de serem competitivos as técnicas DPC-SVM *Deadbeat* e DPC-SVM *Sliding Modes*.
- As técnicas orientadas pelo vetor tensão, exceto DPC-V, apresentaram desempenhos desejáveis com o emprego de $f_{amost} = 10kHz$.
- Entre as técnicas orientadas pelo vetor fluxo virtual as técnicas DPC-SVM, DPC-SVM *Deadbeat* e DPC-SVM *Sliding Modes* apresentaram resultados satisfatórios com frequências de amostragem 30, 10 e 5kHz, respectivamente.
- O melhor desempenho das técnicas DPC-V e DPC-VF foi obtido com frequências de amostragem de 80 e 50kHz, respectivamente. Valores acima destes não representaram ganhos significativos nas respostas apresentadas pelas técnicas.
- O emprego de um valor de f_{amost} adequado é de fundamental importância nos processos de discretização realizados em diversas partes dos algoritmos das técnicas.

- Todas as técnicas expostas à perturbação envolvendo curto-circuito seguido de religamento apresentaram potência pulsante a 60Hz durante a referida contingência, mas algumas, ainda com f_{amost} originalmente proposta, apresentaram-se com amplitudes elevadas, como foi o caso da DPC-VF, DPC-SVM e CC-V PI (esta apresentou um sobre-valores apenas na extinção da contingência). A substituição da f_{amost} originalmente proposta por valor maiores, nestas técnicas, eliminaram as amplitudes elevadas, bem como eventuais sobre-valores.
- Exceto a técnicas CC-V *Sliding Modes*, todas as demais orientadas pelo vetor tensão apresentaram-se bastante sensíveis à variação da indutância do filtro RL (segundo tipo de perturbação) para baixos valores de f_{amost} .
- As técnicas CC-V PI, CC-V *Deadbeat*, DPC-SVM e DPC-SVM *Deadbeat*, após sofrerem reajustes na frequência de amostragem adotada originalmente, mesmo não sendo dotadas de robustez, pouco se apresentaram sensíveis a pequenas variações na indutância do filtro RL, porém, à medida que estas variações tornam-se significativas, as técnicas propostas baseadas em controle robusto apresentaram significativa diferença no desempenho do controle do VSC.
- As técnicas *sensorless* DPC-V e DPC-VF apresentaram os piores desempenhos entre todas as técnicas analisadas. O emprego de valores mais elevados de f_{amost} não trouxe ganhos a estas técnicas. Foram feitas simulações substituindo o algoritmo de estimação da tensão da rede por medições diretas desta tensão, extinguindo o caráter *sensorless* destas técnicas, mas esta estratégia também não surtiu efeitos. O emprego de comparadores de histerese associados de tabela de chaveamento certamente são os responsáveis pelo baixo desempenho destas técnicas.

5 CONCLUSÃO

Ao final de toda análise realizada, bem como da proposta de técnica apresentada, chega-se a algumas conclusões a respeito de todo o trabalho realizado:

- Fica como resultado final deste trabalho de dissertação de mestrado uma análise de oito técnicas de controle de conversores a serem conectados diretamente a redes elétricas, acompanhado por conjunto de modelos desenvolvidos para serem integrados ao ATP - *Alternative Transient Program* e, desta forma, fazer uso que todos os recursos que esta ferramenta dispõe para estudos de transitórios eletromagnéticos. Entre as técnicas analisadas, duas foram propostas neste trabalho com vistas a agregar robustez ao sistema de controle.
- O emprego de uma ferramenta computacional capaz de representar com grande fidelidade sistemas elétricos de potência, isto é, levar em conta nas simulações as curvas de magnetização dos transformadores de potência, linhas de transmissão com parâmetros distribuídos, máquinas elétricas rotativas incluindo sua dinâmica mecânica e toda sorte de não-linearidades; foi de fundamental importância neste trabalho, já que o objetivo proposto ao início do mesmo era o de oferecer uma análise das técnicas existentes, bem como das propostas apresentadas, quando da conexão dos VSC em ambientes próximos do que os mesmos estarão inseridos ao entrarem em operação de fato, pois os trabalhos até então realizados apenas abordaram situações de conexão do VSC, controlados por estas técnicas, a barramentos infinitos. A ferramenta empregada neste trabalho foi o ATP - *Alternative Transient Program*, um conceituado programa computacional para simulação de estudos de transitórios eletromagnéticos amplamente

utilizado em instituições acadêmicas e na indústria de energia elétrica.

- As demais técnicas, com exceção da DPC-V e a DPC-VF, apresentaram bons desempenhos após sofrerem reajustes em parâmetros do controle originalmente proposto, ocasião em que as mesmas foram simuladas conectadas em barramentos infinitos ao invés de uma rede elétrica real. O aumento na frequência de amostragem, por exemplo, restabeleceu sensivelmente o desempenho das técnicas baseadas em controle de corrente, ou seja, diante de condições mais severas de transitórios no sistema elétrico não cabe, nestas técnicas, uma economia no processamento de sinais realizado pelo microprocessador através do emprego de uma frequência de amostragem reduzida, fato este que é tratado como uma vantagem em algumas referências bibliográficas.
- A sensibilidade à incertezas, característica das estratégias *deadbeat*, foi contornada através do emprego de uma estratégia de controle robusto baseadas em modos deslizantes. O desempenho apresentados pelas técnicas baseadas nesta filosofia foram realmente satisfatórios no quesito robustez.
- As técnicas propostas, baseadas em controle por modos deslizantes, CC-V *Sliding Modes* e DPC-SVM *Sliding Modes*, se apresentaram como opções viáveis para o controle de conversores submetidos a condições severas de transitórios eletromagnéticos, garantindo, inclusive, maior robustez do que as técnicas tradicionais. Assim, os benefícios conferidos por estas técnicas propostas dão condições aos conversores por elas controlados de suportar a situações de contingências e faltas muito comuns à rotina diárias das grandes redes elétricas, comportamento desejável e objeto dos atuais estudos de FRT) ou seja, da capacidade que as fontes de geração distribuídas devem ter de permanecer contribuindo com a qualidade da energia gerada mesmo quando sujeitas, estas centrais, a situações adversas.

6

TRABALHOS E DESENVOLVIMENTOS FUTUROS

Durante a elaboração deste trabalho de dissertação muitas idéias foram surgindo, algumas foram implementadas, porém outras, apesar de afins, fugiam do escopo inicialmente proposto, o que exigiria uma reformulação na estrutura do trabalho para sua implementação, algo inviável a partir de determinado ponto de desenvolvimento, assim, alguns destes idéias não realizadas, mas realizáveis, estão relacionadas abaixo:

- Realizar novas simulações destas técnicas levando em consideração uma planta de geração eólica completa, isto é, o VSC do lado da máquina e seu controle além de todos os outros controles associados ao aerogerador (semelhantemente a [35]), se possível com dados de uma planta real.
- Utilizar métodos mais sofisticados para estimação do vetor tensão [19], além de investir em um estudo mais pormenorizado a respeito da estimação do vetor fluxo virtual da rede.
- Desenvolver uma variante da técnica *sliding modes* oriunda diretamente das técnicas mais primitivas, ou seja, CC-V PI e DPC-SVM, ao invés dos controles preditivos CC-V *Deadbeat* e DPC-SVM *Deadbeat*, a fim de minimizar a agressividade inerente às estratégias *deadbeat*, visando, assim, oferecer uma técnica com desempenho superior.
- Implementar uma metodologia para o projeto dos ganhos α e β das técnicas *sliding modes*.
- Incorporar às técnicas *sliding modes* um regulador de tensão de modo a permitir

simulações para avaliação de RTF.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] XIE, B.; FOX, B.; FLYNN, D. Study of Fault Ride-Through for DFIG-based Wind Turbines. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRIC UTILITY DEREGULATION, RESTRUCTURING AND POWER TECHNOLOGIES. Proceedings. Hong Kong, China, 2004. p. 411-416.
- [2] KAZMIERKOWSKI, M. P.; MALESANI, L. Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 45, No 5, p. 691 - 703, Oct 1998.
- [3] MALINOWSKI, M.; KAZMIERKOWSKI, M.P.; TRZYNADLOWSKI, A.M. A Comparative Study of Control Techniques for PWM Rectifiers in AC Adjustable Speed Drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, No 6, p. 1390 - 1396, Nov 2003.
- [4] MALINOWSKI, M.; JASINSKI, M.; KAZMIERKOWSKI, M.P. Simple Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier Using Space-Vector. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 51, No 2, p. 447 - 454, Apr 2004.
- [5] LISERRE, M.; DELL'AQUILA, A.; BLAABJERG, F. An Overview of Three-phase Voltage Source Active Rectifier Interfacing the Utility. In: IEEE POWERTECH CONFERENCE. Proceedings. Bologna, Itália, 2003.
- [6] JACOBINA, C. B.; LIMA, A. M. N.; SILVA, E. R. C.; ALVES R. N. C., SEIXAS, P. F. Digital Scalar-Pulse Width Modulation: A Simple Approach to Introduce Non-Sinusoidal Modulating Waveforms. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 16, No 3, p. 351 - 359, May 2001.
- [7] ASTROM, K.; HAGGLUND, T. *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*. 2. ed. EUA: Instrument Society of America.

- [8] JASINSKI, M. M. *Direct Power and Torque Control of AC/DC/AC Converter-Fed Induction Motor Drives.*, Warsaw, Polônia, 2005. Tese - Faculty of Electrical Engineering, Warsaw University of Technology.
- [9] KAZMIERKOWSKI, M. P.; BLAABJERG, F.; KRISHNAN, R. *Control in Power Electronics - Selected Problems.* 1. ed. EUA: Elsevier Science.
- [10] MALINOWSKI, M. *Sensorless Control Strategies for Three-Phase PWM Rectifiers.*, Warsaw, Polônia, 2001. Dissertação - Faculty of Electrical Engineering, Warsaw University of Technology.
- [11] TAKAHASHI, I.; NOGUCHI, T. A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. IA-22, No 5, Sep/Oct 1986.
- [12] NOGUCHI, T.; TOMIKI, H.; KONDO, S.; TAKAHASHI, I. Direct Power Control of PWM Converter without Power-Source Voltage Sensors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 34, No 3, p. 473 - 479, May-Jun, 1998.
- [13] BOUAFIA, A.; GAUBERT, J.; KRIM, F.; CHAOUI, A. Unity Power Factor Operation of Three-Phase PWM Rectifier Based on Direct Power Control. In: EUROCON 2007 THE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMPUTER AS A TOOL, Warsaw, 2007, Sep 9-12.
- [14] MALINOWSKI, M.; KAZMIERKOWSKI, M.P.; HANSEN, S.; BLAABJERG, F.; MARQUES, G.D. Virtual-Flux-Based Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 37, No 4, p. 1019 - 1027, Jul-Aug 2001.
- [15] CICHOWLAS, M.; MALINOWSKI, M.; KAZMIERKOWSKI, M.P.; SOB CZUK, D.L.; RODRÍGUEZ, P.; POU, J. Active Filtering Function of Three-Phase PWM Boost Rectifier Under Different Line Voltage Conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, No 2, p. 410 - 419, Apr 2005.
- [16] JASINSKI, M. M.; KAZMIERKOWSKI, M. P. Direct Power Constant Switching Frequency Control of AC/DC/AC Converter-fed Induction Motor. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL TECHNOLOGY. Proceedings. 2004. p. 611-616.

- [17] BERMEO, A. L. H. *Commandes Avancees des Systemes Dedies a L'Amelioration de la Qualites de L'Energie: De la Basse Tension a la Montee en Tension.*, Grenoble, França, 2006. Tese - Institut National Polytechnique de Grenoble.
- [18] BUENO, E. J. *Optimización del Comportamiento de un Convertidor de Tres Niveles NPC Conectado a la Red Eléctrica.*, Alcalá, Espanha, 2005. Tese - Universidad de Alcalá.
- [19] SOUZA, H. E. P. *Métodos de Extração do Vetor Tensão de Seqüência Positiva na Freqüência Fundamental.*, Recife, Brasil, 2008. Dissertação - Universidade Federal de Pernambuco
- [20] RODRIGUEZ, P.; TEODORESCU, R.; CANDELA, I.; TIMBUS, A. V., BLAABJERG, F. New Positive-sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters Under Faulty Grid Conditions. In: PESC. Proceedings, 2006.
- [21] UTKIN, V.; GULDNER, J.; SHI, J. *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*. 1. ed. UK: Taylor and Francis.
- [22] DECARLO, A. R.; ZAK, S. H.; MATTHEWS, G. P. Variable Structure Control of Nonlinear Multivariable Systems: A Tutorial. In: PROCEEDINGS OF THE IEEE. Proceedings. March, 1988. p. 212-232.
- [23] BANDYOPADHYAY, B.; JANARDHANAN, S. *Discrete-time Sliding Mode Control - A Multirate Output Feedback Approach*. 1. ed. Alemanha: Springer.
- [24] GAO, W.; WANG, Y.; HOMAIFA, A. Discrete-Time Variable Structure Control Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 42, No 2, p. 117 - 122, Apr 1995
- [25] GAO, W.; HUNG, J. C. Variable Structure Control of nonlinear Systems: A New Approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 40, No 1, p. 45 - 55, Feb 1993.
- [26] UTKIN, V.; SABANOVIC, A. Sliding Modes Applications in Power Electronics an Motor Control Systems. In: ISIE. Proceedings. Bled, Slovenia, 1999.
- [27] HANG, J. Y.; GAO, W.; HUNG, J. C. Variable Structure Control: A Survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 40, No 1, p. 2 - 22, Feb 1993.

- [28] PERRUQUETTI, W.; BARBOT, J. P. *Sliding Mode Control in Engineering*. 1. ed. EUA: Marcel Dekker, Inc.
- [29] ZHONGJUAN, L.; XINZHENG, Z. Variable Structure Control for Discrete-time System. In: CHINESE CONTROL CONFERENCE. Proceedings. Kunming, Yunnan, China, 2008.
- [30] *Alternative Transient Program Rule Book*. CLAUÉ - Comitê Latino Americano de Usuários do EMTP/ATP, 2001.
- [31] DUBÉ, L. *User Guide to Models in ATP*. 1996.
- [32] FURST, G. *Models Primer - For First Time Models Users*. 1. ed. Canadá: G. Furst Inc.
- [33] GREENWOOD, A. *Electrical Transients in Power Systems*. 2. ed. USA: John Willey and Sons, inc.
- [34] D'AJUZ, A. *Transitórios Elétricos e Coordenação de Isolamento - Aplicação em Sistemas de Potência de Alta Tensão*. 1. ed. Brasil: Editora da Universidade Federal Fluminense.
- [35] NETO, A. S. *Análise e Controle de Centrais Eólicas a Velocidade Variável Utilizando ATPDraw.*, Recife, Brasil, 2005. Dissertação - Universidade Federal de Pernambuco.