

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

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Estudo de Técnicas de Controle Direto de Potência
para Retificadores Trifásicos



RECIFE, ABRIL DE 2009.

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

ESTUDO DE TÉCNICAS DE CONTROLE DIRETO DE
POTÊNCIA PARA RETIFICADORES TRIFÁSICOS

por

FELIPE CRUZ CAMBOIM

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: Francisco A. S. Neves, D.Sc.
CO-ORIENTADOR: Marcelo C. Cavalcanti, D.Sc.

Recife, Abril de 2009.

Camboim, Felipe Cruz

Estudo de técnicas de controle direto de potência para retificadores trifásicos / Felipe Cruz Camboim . – Recife : O Autor, 2009.

xix, 119 folhas : il., fig., tab.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Engenharia Elétrica, 2009.

Inclui bibliografia

1. Retificadores trifásicos. 2. Controle direto de potência. 3. Controle por modos deslizantes. 4. Fluxo virtual. I. Título.

**621.3
621.3**

**CDU (2.ed.)
CDD (22.ed.)**

**UFPE
3C – 2009 - 089**



Universidade Federal de Pernambuco

Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

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

FELIPE CRUZ CAMBOIM

TÍTULO

“ESTUDO DE TÉCNICAS DE CONTROLE DIRETO DE POTÊNCIA
PARA RETIFICADORES TRIFÁSICOS”

A comissão examinadora composta pelos professores: FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES, DEESP/UFPE, MARCELO CABRAL CAVALCANTI, DEESP/UFPE, RONALDO RIBEIRO BARBOSA DE AQUINO, DEESP/UFPE, e TALVANES MENESES OLIVEIRA, DEE/UFPE sob a presidência do primeiro, julgam o candidato **FELIPE CRUZ CAMBOIM APROVADO**.

Recife, 29 de abril de 2009.

EDUARDO FONTANA
Coordenador do PPGEE

FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES
Orientador e Membro Titular Interno

TALVANES MENESES OLIVEIRA
Membro Titular Externo

MARCELO CABRAL CAVALCANTI
Co-Orientador e Membro Titular Interno

RONALDO RIBEIRO BARBOSA DE AQUINO
Membro Titular Interno

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais, Denise e Natalício, e as minhas irmãs, Taciana e Gisele, por tudo. Sem estas pessoas tão especiais nada disso seria possível.

A minha namorada, Gabriela, pelo carinho, dedicação e compreensão.

Aos professores, Francisco de Assis dos Santos Neves e Marcelo Cabral Cavalcanti, pela orientação, apoio técnico e moral, e principalmente, amizade.

A todos os colegas do GEAPE, especialmente, Fabrício, Gustavo, Helber, Kleber e Roberto, por fazerem do GEPAE um lugar fraterno.

Aos professores da UFMG, Selênio Rocha Silva e Seleme Isaac Seleme Júnior, por me receberem na UFMG.

Ao pessoal da república em Belo Horizonte, Gustavo, Henrique, Itapuan, Júnior e Miguel, pelo convívio amistoso.

Aos colegas da UFMG, Bruno, Celso, Manoel e Mozelli, pelos momentos de descontração.

A André Kraemer Góes pela hospitalidade e solicitude.

A CAPES pelo apoio financeiro e ao CAPES/PROCAD pela oportunidade da realização do mestrado sanduíche na UFMG.

Por fim, agradeço aos meus familiares, amigos e todas as pessoas presentes em minha vida, mas que não pude citar nominalmente aqui.

FELIPE CRUZ CAMBOIM

Universidade Federal de Pernambuco

29 de Abril de 2009

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

ESTUDO DE TÉCNICAS DE CONTROLE DIRETO DE POTÊNCIA PARA RETIFICADORES TRIFÁSICOS

Felipe Cruz Camboim

Abril/2009

Orientador: Francisco A. S. Neves, D.Sc.

Área de Concentração: Processamento de Energia

Palavras-chaves: Controle Direto de Potência, Controle por Modos Deslizantes, Fluxo Virtual, Retificadores Trifásicos

Número de páginas: 119

Retificadores trifásicos controlados são amplamente utilizados em aplicações que requerem fluxo de potência bidirecional. Além disso, têm sido cada vez mais empregados a fim de se reduzir a poluição harmônica na rede elétrica. Tradicionalmente, o controle destes retificadores é feito através da corrente, em referencial orientado pelo vetor tensão da rede. Problemas surgem neste tipo de sistema, quando a tensão da rede elétrica apresenta harmônicos em excesso, principalmente em relação à sincronização do referencial. Já existem vários métodos de detecção de fase (PLLs) capazes de amenizar estes problemas. Entretanto, a utilização de outro referencial, o referencial orientado pelo vetor fluxo virtual, promete dispensar o uso de PLLs. Este referencial é utilizado, geralmente, em técnicas de controle direto de potência. Portanto, os principais objetivos deste trabalho são: realizar um estudo das principais técnicas de controle direto de potência já existentes; propor uma nova técnica robusta de controle direto de potência orientado pelo fluxo virtual utilizando a teoria de controle digital por modos deslizantes e comparar as técnicas de controle direto de potência à tradicional técnica de controle de corrente

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

A STUDY OF DIRECT POWER CONTROL TECHNIQS FOR THREE-PHASE RECTIFIERS

Felipe Cruz Camboim

April/2009

Supervisor: Francisco A. S. Neves, D.Sc.

Area of Concentration: Energy processing

Keywords: Direct Power Control, Sliding Mode Control, Three Phase Rectifiers, Virtual Flux

Number of pages: 119

Three-phase controlled rectifiers are broadly utilized in application that require bidirectional power flow and have been increasingly employed in order to reduce harmonic pollution in the grid. Traditionally, these rectifiers are current controlled using a grid voltage vector oriented reference frame. When the grid voltage is distorted, severe problems concerning with reference frame synchronization appear in this kind of system. There are many methods of phase detection (Phase-Locked Loop - PLL) capable of mitigating these problems. However, orienting the reference frame by the virtual flux vector, make the use of PLLs unnecessary. This reference frame is, usually, adopted in direct power control techniques. Therefore, the main goals of this work are: presenting a study of the most important existing direct power control techniques; proposing a new robust virtual flux vector oriented direct power control technique based on digital sliding mode control theory and comparing the direct power control techniques to the traditional current control technique.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	viii
LISTA DE TABELAS	xiv
NOMENCLATURA	xv
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 Síntese dos capítulos	5
2 MODELO DO RETIFICADOR TRIFÁSICO E MÉTODOS DE SINCRONIZAÇÃO	7
2.1 Introdução	7
2.2 Modelo do Retificador em abc	8
2.3 Modelo do Retificador em $\alpha\beta$	9
2.4 Modelo do Retificador em dq	11
2.5 Métodos de sincronização	12
2.5.1 Synchronous Reference Frame - PLL (SRF-PLL)	12
2.5.2 Fluxo Virtual - FV	16
3 TÉCNICAS DE CONTROLE DO RETIFICADOR TRIFÁSICO EM REFERENCIAL ORIENTADO PELO VETOR TENSÃO DA REDE	23
3.1 Controle de Corrente em Referencial Orientado pelo Vetor Tensão	23
3.1.1 Simulações	25
3.2 Controle Direto de Potência em Referencial Orientado pelo Vetor Tensão	39
3.2.1 Estimador de Tensão	42

3.2.2	Simulações	44
3.3	Conclusão	55
4	TÉCNICAS DE CONTROLE DO RETIFICADOR TRIFÁSICO EM REFERENCIAL ORIENTADO PELO VETOR FLUXO VIRTUAL	56
4.1	Controle Direto de Potência Orientado pelo Vetor Fluxo Virtual	56
4.1.1	Estimador de Fluxo Virtual	59
4.1.2	Simulações	61
4.2	Controle Direto de Potência Orientado pelo Fluxo Virtual com Modulação por Vetores Espaciais	73
4.2.1	Simulações	74
4.3	Controle Direto de Potência por Modos Deslizantes	87
4.3.1	Introdução sobre Controle por Modos Deslizantes	88
4.3.2	Aplicação da regra de alcance ao controle direto de potência do retificador	91
4.3.3	Simulações	96
4.4	Conclusão	109
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS E CONCLUSÕES	111
5.1	Introdução	111
5.2	Resultados Experimentais	111
5.3	Conclusões	113
5.4	Trabalhos Futuros	115
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	116

LISTA DE FIGURAS

1.1	Retificador trifásico controlado de dois níveis.	2
2.1	Retificador trifásico.	7
2.2	Referencial fixo $\alpha\beta$	10
2.3	Referencial girante dq	11
2.4	SRF-PLL.	13
2.5	Transformação das tensões em referencial estacionário para síncrono.	13
2.6	Modelo linearizado do SRF-PLL no domínio da frequência	14
2.7	Diagrama de Bode do SRF-PLL com os parâmetros dados na equação (2.22).	16
2.8	Conversor trifásico com lado ca representado por uma máquina virtual	16
2.10	Filtros passa-baixa e passa-alta em cascata	19
2.11	Vetor fluxo virtual obtido por meio de integradores ideais $\Psi_{g\alpha\beta}$ e por meio de filtros $\mathbf{v}_{g\alpha\beta}$	19
2.12	Sistema utilizado para cálculo do vetor fluxo virtual da rede	20
2.13	Diagrama de Bode dos filtros em cascata e de um integrador ideal	21
2.14	Relação entre os vetores tensão da rede e fluxo virtual.	21
2.15	Fase e módulo do vetor fluxo virtual obtido com os filtros em cascata.	22
3.1	Diagrama de blocos da técnica VOC.	25
3.2	Tensão e corrente na fase a em regime permanente com o uso da técnica VOC.	29
3.3	Espectro da corrente na fase a com o uso da técnica VOC.	29
3.4	Potências ativa e reativa com o uso da técnica VOC.	30
3.5	Tensão no barramento cc com o uso da técnica VOC.	30
3.6	Frequência e fase da rede detectada pelo PLL com o uso da técnica VOC.	30

3.7	Componentes de eixo direto e em quadratura do vetor tensão da rede com o uso da técnica VOC.	31
3.8	Tensão e corrente na fase <i>a</i> em regime permanente com o uso da técnica VOC.	32
3.9	Espectro da corrente na fase <i>a</i> com o uso da técnica VOC.	32
3.10	Potências ativa e reativa com o uso da técnica VOC.	33
3.11	Tensão no barramento cc com o uso da técnica VOC.	33
3.12	Frequência e fase da rede detectada pelo PLL com o uso da técnica VOC.	33
3.13	Componentes de eixo direto e em quadratura do vetor tensão da rede com o uso da técnica VOC.	34
3.14	Tensão no barramento cc com o uso da técnica VOC.	34
3.15	Tensão e corrente na fase <i>a</i> com o uso da técnica VOC.	35
3.16	Potências ativa e reativa com o uso da técnica VOC.	35
3.17	Comportamento da técnica VOC frente a um afundamento monofásico. De cima para baixo: tensões da rede, correntes de linha e frequência detectada pelo SRF-PLL.	37
3.18	Tensão no barramento cc e potências ativa e reativa durante afundamento monofásico com o uso da técnica VOC.	37
3.19	Comportamento da técnica VOC frente a um afundamento trifásico. De cima para baixo: tensões da rede, correntes de linha e frequência detectada pelo SRF-PLL.	38
3.20	Tensão no barramento cc e potências ativa e reativa durante afundamento trifásico com o uso da técnica VOC.	39
3.21	Diagrama de blocos da técnica DPC.	40
3.22	Plano cartesiano dividido em doze setores.	41
3.23	Oito possíveis vetores de tensão do retificador PWM trifásico	41
3.24	Tensão e corrente na fase <i>a</i> em regime permanente com o uso da técnica V-DPC.	45
3.25	Espectro da corrente na fase <i>a</i> com o uso da técnica V-DPC.	45
3.26	Potências ativa e reativa com o uso da técnica V-DPC.	46
3.27	Tensão no barramento cc com o uso da técnica V-DPC.	46
3.28	Potências ativa e reativa estimadas com o uso da técnica V-DPC.	47

3.29	Tensão estimada da fase a e ângulo do vetor tensão estimado com o uso da técnica V-DPC.	47
3.30	Tensão e corrente na fase a em regime permanente com o uso da técnica V-DPC.	48
3.31	Espectro da corrente na fase a com o uso da técnica V-DPC.	48
3.32	Potências ativa e reativa com o uso da técnica V-DPC.	49
3.33	Tensão no barramento cc com o uso da técnica V-DPC.	49
3.34	Potências ativa e reativa estimadas com o uso da técnica V-DPC.	50
3.35	Tensão estimada da fase a e ângulo do vetor tensão estimado com o uso da técnica V-DPC.	50
3.36	Tensão no barramento cc com o uso da técnica V-DPC.	51
3.37	Tensão e corrente na fase a com o uso da técnica V-DPC.	51
3.38	Potências ativa e reativa com o uso da técnica V-DPC.	51
3.39	Comportamento da técnica V-DPC frente a um afundamento monofásico. De cima para baixo: tensões da rede, correntes de linha e fases da rede real e calculada.	53
3.40	Tensão no barramento cc e potências ativa e reativa durante afundamento monofásico com o uso da técnica V-DPC	53
3.41	Comportamento da técnica V-DPC frente a um afundamento trifásico. De cima para baixo: tensões da rede, correntes de linha e fases da rede real e calculada.	54
3.42	Tensão no barramento cc e potências ativa e reativa durante afundamento trifásico com o uso da técnica V-DPC.	55
4.1	Diagrama de Blocos da Técnica VF-DPC.	57
4.2	Plano cartesiano dividido em doze setores.	58
4.3	Tensão e corrente na fase a em regime permanente com o uso da técnica VF-DPC.	62
4.4	Espectro da corrente na fase a com o uso da técnica VF-DPC.	62
4.5	Potências ativa e reativa com o uso da técnica VF-DPC.	63
4.6	Tensão no barramento cc com o uso da técnica VF-DPC.	63
4.7	Módulo do fluxo virtual e fase da tensão da rede real e estimada com o uso da técnica VF-DPC.	63
4.8	Potências ativa e reativa estimadas com o uso da técnica VF-DPC.	64

4.9	Tensão e corrente na fase a em regime permanente com o uso da técnica VF-DPC.	65
4.10	Espectro da corrente na fase a com o uso da técnica VF-DPC.	65
4.11	Potências ativa e reativa com o uso da técnica VF-DPC.	66
4.12	Tensão no barramento cc com o uso da técnica VF-DPC.	66
4.13	Módulo do fluxo virtual e fase da tensão da rede real e estimada com o uso da técnica VF-DPC.	66
4.14	Potências ativa e reativa estimadas com o uso da técnica VF-DPC.	67
4.15	Tensão e corrente na fase a com o uso da técnica VF-DPC.	68
4.16	Tensão no barramento cc com o uso da técnica VF-DPC.	68
4.17	Potências ativa e reativa com o uso da técnica VF-DPC.	68
4.18	Comportamento da técnica VF-DPC frente a um afundamento monofásico. De cima para baixo: tensões da rede, correntes de linha, fases da rede real e calculada e módulo do vetor fluxo virtual estimado.	70
4.19	Tensão no barramento cc e potências ativa e reativa durante afundamento monofásico com o uso da técnica VF-DPC.	71
4.20	Comportamento da técnica VF-DPC frente a um afundamento trifásico. De cima para baixo: tensões da rede, correntes de linha, fases da rede real e calculada e módulo do vetor fluxo virtual estimado.	72
4.21	Tensão no barramento cc e potências ativa e reativa durante afundamento trifásico com o uso da técnica VF-DPC.	73
4.22	Diagrama de Blocos da Técnica SVM-DPC.	74
4.23	Tensão e corrente na fase a em regime permanente com o uso da técnica DPC-SVM.	75
4.24	Espectro da corrente na fase a com o uso da técnica DPC-SVM.	76
4.25	Tensão no barramento cc com o uso da técnica DPC-SVM.	76
4.26	Potências ativa e reativa com o uso da técnica DPC-SVM.	77
4.27	Módulo do fluxo virtual e fase da tensão da rede real e estimada com o uso da técnica DPC-SVM.	77
4.28	Potências ativa e reativa estimadas com o uso da técnica DPC-SVM.	78
4.29	Tensão e corrente na fase a em regime permanente com o uso da técnica DPC-SVM.	78
4.30	Espectro da corrente na fase a com o uso da técnica DPC-SVM.	79

4.31	Potências ativa e reativa com o uso da técnica DPC-SVM.	79
4.32	Tensão no barramento cc com o uso da técnica DPC-SVM.	80
4.33	Módulo do fluxo virtual e fase da tensão da rede real e estimada com o uso da técnica DPC-SVM.	80
4.34	Potências ativa e reativa estimadas com o uso da técnica DPC-SVM.	81
4.35	Tensão e corrente na fase <i>a</i> com o uso da técnica DPC-SVM.	81
4.36	Tensão no barramento cc com o uso da técnica DPC-SVM.	82
4.37	Potências ativa e reativa com o uso da técnica DPC-SVM.	82
4.38	Comportamento da técnica DPC-SVM frente a um afundamento monofásico. De cima para baixo: tensões da rede, correntes de linha, fases da rede real e calculada e módulo do vetor fluxo virtual estimado.	84
4.39	Tensão no barramento cc e potências ativa e reativa durante afundamento monofásico com o uso da técnica DPC-SVM.	85
4.40	Comportamento da técnica DPC-SVM frente a um afundamento trifásico. De cima para baixo: tensões da rede, correntes de linha, fases da rede real e calculada e módulo do vetor fluxo virtual estimado.	86
4.41	Tensão no barramento cc e potências ativa e reativa durante afundamento trifásico com o uso da técnica DPC-SVM.	87
4.42	Diagrama de blocos de um integrador duplo.	88
4.43	Plano de fase do sistema.	89
4.44	Ação do Controle.	89
4.45	Diagrama de blocos da técnica SM-DPC.	96
4.46	Tensão e corrente na fase <i>a</i> em regime permanente com o uso da técnica SM-DPC.	97
4.47	Espectro da corrente na fase <i>a</i> com o uso da técnica SM-DPC.	97
4.48	Tensão no barramento cc com o uso da técnica SM-DPC.	98
4.49	Potências ativa e reativa com o uso da técnica SM-DPC.	98
4.50	Módulo do fluxo virtual e fase da tensão rede real e estimada com o uso da técnica SM-DPC.	99
4.51	Potências ativa e reativa estimadas com o uso da técnica SM-DPC.	99
4.52	Tensão e corrente na fase <i>a</i> em regime permanente com o uso da técnica SM-DPC.	100
4.53	Espectro da corrente na fase <i>a</i> com o uso da técnica SM-DPC.	101

4.54	Potências ativa e reativa com o uso da técnica SM-DPC.	101
4.55	Tensão no barramento cc com o uso da técnica SM-DPC.	102
4.56	Módulo do fluxo virtual e fase da tensão da rede real e estimada com o uso da técnica SM-DPC.	102
4.57	Potências ativa e reativa estimadas com o uso da técnica SM-DPC. . .	103
4.58	Tensão e corrente na fase <i>a</i> com o uso da técnica SM-DPC.	103
4.59	Tensão no barramento cc com o uso da técnica SM-DPC.	104
4.60	Potências ativa e reativa com o uso da técnica SM-DPC.	104
4.61	Comportamento da técnica SM-DPC frente a um afundamento monofásico. De cima para baixo: tensões da rede, correntes de linha, fases da rede real e calculada e módulo do vetor fluxo virtual estimado.	106
4.62	Tensão no barramento cc e potências ativa e reativa durante afundamento monofásico com o uso da técnica SM-DPC.	107
4.63	Comportamento da técnica SM-DPC frente a um afundamento trifásico. De cima para baixo: tensões da rede, correntes de linha, fases da rede real e calculada e módulo do vetor fluxo virtual estimado.	108
4.64	Tensão no barramento cc e potências ativa e reativa durante afundamento trifásico com o uso da técnica SM-DPC.	109
5.1	Tensão e corrente na fase A obtida com a técnica VOC.	112
5.2	Tensão e corrente na fase A obtida com a técnica SM-DPC.	112

LISTA DE TABELAS

3.1	Parâmetros do circuito.	25
3.2	Variação da indutância do filtro com o uso da técnica VOC.	36
3.3	Tabela de chaveamento para controle direto de potência.	42
3.4	Variação da indutância do filtro com o uso da técnica V-DPC.	52
4.1	Variação da indutância do filtro com o uso da técnica VF-DPC.	69
4.2	Variação da indutância do filtro com o uso da técnica DPC-SVM.	83
4.3	Possíveis valores de $v_{sd}[k]$	95
4.4	Possíveis valores de $(v_{sq}[k] - \omega\psi_{gd}[k])$	95
4.5	Regra de controle para $v_{sd}[k]$	95
4.6	Regra de controle para $v_{sq}[k]$	95
4.7	Variação da indutância do filtro com o uso da técnica SM-DPC.	105

Nomenclatura

α e β	Parâmetros do controle por modos deslizantes
ΔL	Incerteza da indutância estimada
δ	Diferença entre a fase da rede e a fase detectada pelo SRF-PLL
\hat{L}	Indutância estimada
\Im	Parte imaginária de um número complexo
$\Psi_{e\alpha\beta}$	Vetor fluxo de estator em referencial $\alpha\beta$
$\Psi_{g\alpha\beta}$	Vetor fluxo virtual da rede em referencial $\alpha\beta$
s'	Potência aparente estimada
\mathbf{v}_{abc}	Vetor tensão da rede em referencial abc
\mathbf{v}_{gdq}	Vetor tensão da rede em referencial arbitrário dq
\mathbf{x}^*	Conjugado de um número complexo
$\text{sgn}(\cdot)$	Função sinal
ω	Frequência angular da rede
ω'	Velocidade angular do referencial arbitrário dq ou frequência da rede detectada pelo SRF-PLL
ω_c	Frequência de corte dos filtros passa-baixas e passa-altas utilizados na obtenção do fluxo virtual da rede
ω_{ff}	Compensação <i>feed-forward</i> utilizada no SRF-PLL
ω_n	Frequência natural do SRF-PLL
ψ_{ek}	Fluxos de estator da fase k , para $k = \{a, b \text{ ou } c\}$
$\psi_{g\alpha}, \psi_{g\beta}$	Componentes α e β , respectivamente, do vetor fluxo virtual da rede em referencial fixo $\alpha\beta$
$\psi'_{g\alpha}, \psi'_{g\beta}$	Componentes α e β , respectivamente, do vetor fluxo virtual da rede corrigidas em módulo e ganho

\Re	Parte real de um número complexo
θ	Posição angular do vetor tensão da rede
θ'	Posição angular do eixo direto do referencial arbitrário dq , ou fase da rede detectada pelo SRF-PLL
θ_n	Setor n , para $n = 1, 2, \dots, 12$, em que o vetor tensão da rede estimado, ou vetor fluxo virtual da rede estimado, se encontra
\tilde{A}	Variação paramétrica
\tilde{f}	Perturbação externa
\tilde{f}_p	Termo de incerteza na equação do erro da potência ativa
\tilde{f}_q	Termo de incerteza na equação do erro da potência reativa
\tilde{f}_p^+	Limite superior da incerteza na equação do erro de potência ativa
\tilde{f}_p^-	Limite inferior da incerteza na equação do erro de potência ativa
\tilde{f}_q^+	Limite superior da incerteza na equação do erro de potência reativa
\tilde{f}_q^-	Limite inferior da incerteza na equação do erro de potência reativa
\tilde{s}_A	Termo de incerteza paramétrica
\tilde{s}_f	Termo de perturbação externa
ξ	Diferença de fase entre os vetores fluxo virtual da rede obtidos por meio de filtros e por meio de integradores ideais
ζ	Fator de amortecimento do SRF-PLL
A	Matriz de estado
b	Matriz de controle
C	Capacitância do barramento cc
c_k	Função de chaveamento do retificador da fase k , para $k = \{a, b \text{ ou } c\}$
d_α, d_β	Componentes α e β , respectivamente, do vetor função estado de chaveamento em referencial fixo $\alpha\beta$
d_d, d_q	Componentes de eixo direto e em quadratura, respectivamente, do vetor função estado de chaveamento em referencial arbitrário dq
D_k	Razão de trabalho da fase k , para $k = \{a, b \text{ ou } c\}$
d_k	Função estado de chaveamento do retificador da fase k , para $k = \{a, b \text{ ou } c\}$

e_p	Erro de potência ativa
e_q	Erro de potência reativa
E_m	Amplitude do vetor tensão da rede em referencial arbitrário dq
e_p	Erro de potência ativa
e_q	Erro de potência reativa
f	Frequência da rede
f_{pC}	Termo de controle para compensação da incerteza na equação do erro da potência ativa
f_{qC}	Termo de controle para compensação da incerteza na equação do erro da potência reativa
H	Banda de histerese
i_α, i_β	Componentes α e β , respectivamente, do vetor corrente de linha em referencial fixo $\alpha\beta$
i_{CARGA}	Corrente na carga
i_d, i_q	Componentes de eixo direto e em quadratura, respectivamente, do vetor corrente de linha em referencial arbitrário dq
i_k	Corrente de linha na fase k , para $k = \{a, b \text{ ou } c\}$
K_i	Constante de ganho integral utilizada no PI do SRF-PLL
K_p	Constante de ganho proporcional utilizada no PI do SRF-PLL
L	Indutância do filtro
p	Potência ativa medida
p'	Potência ativa estimada
q	Potência reativa medida
q'	Potência reativa estimada
R	Resistência do filtro
s	Superfície de chaveamento
S_k, \bar{S}_k	Chave superior e inferior, respectivamente, do braço k do retificador, para $k = \{a, b \text{ ou } c\}$
S_p	Saída do comparador por histerese de potência ativa
S_q	Saída do comparador por histerese de potência reativa

s_{AC}	Termo de controle para compensação da variação paramétrica
s_A^+	Limite superior da variação paramétrica
s_A^-	Limite inferior da variação paramétrica
s_{fC}	Termo de controle para compensação da perturbação externa
s_f^+	Limite superior da perturbação externa
s_f^-	Limite inferior da perturbação externa
T_a	Período de amostragem
u	Ação do controle
v_{dc}	Tensão no capacitor do barramento cc
v_{ek}	Tensões na fase k , do estator da máquina virtual, para $k = \{a, b \text{ ou } c\}$
$v_{g\alpha}, v_{g\beta}$	Componentes α e β , respectivamente, do vetor tensão da rede em referencial fixo $\alpha\beta$
$v'_{g\alpha}, v'_{g\beta}$	Componentes α e β , respectivamente, do vetor fluxo virtual da rede obtidas através da filtragem das tensões da rede
v_{gd}, v_{gq}	Componentes de eixo direto e em quadratura, respectivamente, do vetor tensão da rede em referencial arbitrário dq
v_{gk}	Tensão da rede na fase k , para $k = \{a, b \text{ ou } c\}$
$v_{k'N}$	Tensão entre o terminal de entrada k' do retificador, para $k' = \{a', b' \text{ ou } c'\}$, e o terminal negativo do capacitor do barramento cc
V_m	Amplitude da tensão da rede
v_{Nn}	Tensão entre o terminal negativo do capacitor do barramento cc e o neutro da rede elétrica
$v_{s\alpha}, v_{s\beta}$	Componentes α e β , respectivamente, do vetor tensão do retificador em referencial fixo $\alpha\beta$
v_{sd}, v_{sq}	Componentes de eixo direto e em quadratura, respectivamente, do vetor tensão do retificador em referencial arbitrário dq
v_{sk}	Tensão entre o terminal de entrada do retificador da fase k , para $k = \{a, b \text{ ou } c\}$, e o neutro da rede elétrica
$x[k]$	k -ésima amostra de uma variável
x^*	Valor de referência de uma variável
BMQD	Banda de Modo Quase-Deslizante

ca	Corrente Alternada
cc	Corrente Contínua
DPC-SVM	Controle Direto de Potência em Referencial Orientado pelo Fluxo Virtual com Modulação por Vetores Espaciais - Direct Power Control with Space Vector Modulation
DSP	Processador Digital de Sinais - Digital Signal Processor
DSPWM	Modulação por Largura de Pulso Digital Escalar - Digital Scalar Pulse Width Modulation
FPA	Filtro Passa-Altas
FPB	Filtro Passa-Baixas
FV	Fluxo Virtual
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada - Insulated Gate Bipolar Transistor
MQD	Modo Quase-Deslizante
PI	Controlador Proporcional Integral
PLL	Phase-Locked Loop
PWM	Modulação por Largura de Pulso - Pulse Width Modulation
SCEV	Sistema de Controle de Estrutura Variável
SM-DPC	Controle Direto de Potência por Modos Deslizantes em Referencial Orientado pelo Vetor Fluxo Virtual - Sliding Mode Direct Power Control
SRF-PLL	Synchronous Reference Frame - PLL
SVM	Modulação por Vetores Espaciais - Space Vector Modulation
SVPWM	Modulação em Largura de Pulso por Vetores Espaciais - Space Vector Pulse Width Modulation
THD	Distorção Harmônica Total - Total Harmonic Distortion
V-DPC	Controle Direto de Potência em Referencial Orientado pelo Vetor Tensão - Voltage Oriented Direct Power Control
VF-DPC	Controle Direto de Potência em Referencial Orientado pelo Vetor Fluxo Virtual - Virtual Flux Direct Power Control
VOC	Controle de Corrente em Referencial Orientado pelo Vetor Tensão - Voltage Oriented Current Control

1 | INTRODUÇÃO

O número de aplicações que exigem energia elétrica em cc (corrente contínua), tanto para o propósito final quanto como interface (ex. drives ca/cc/ca), tem crescido rapidamente nas últimas décadas. Em sistemas de potência trifásicos o retificador do tipo ponte de diodos é o mais usado, pois é simples, robusto e de baixo custo. Porém, retificadores deste tipo geram grande quantidade de harmônicos, que por sua vez distorcem a tensão da rede e causam interferência eletromagnética prejudicial aos outros usuários do sistema de distribuição. Estes retificadores também operam com baixo fator de potência, exigindo maior dimensionamento do sistema de potência (geradores, transformadores, linhas de transmissão, etc.) e não oferecem o controle do fluxo de potência bidirecional, muito importante em aplicações como, por exemplo, conversores de frequência variável ca/cc/ca, pois permite reaproveitar a energia na frenagem de motores. Em aplicações que requerem frequente aceleração e desaceleração o reaproveitamento desta energia pode representar uma economia significativa.

Governos e organizações internacionais têm apresentado novos padrões (ex. IEEE 519 nos EUA, e IEC 61000-3 na Europa) que limitam o conteúdo harmônico inserido por equipamentos de eletrônica de potência. Como consequência, várias novas topologias e técnicas de controle de retificadores chaveados que cumprem com os novos padrões têm sido propostas. Muitas dessas técnicas e topologias só se tornaram possíveis, tanto

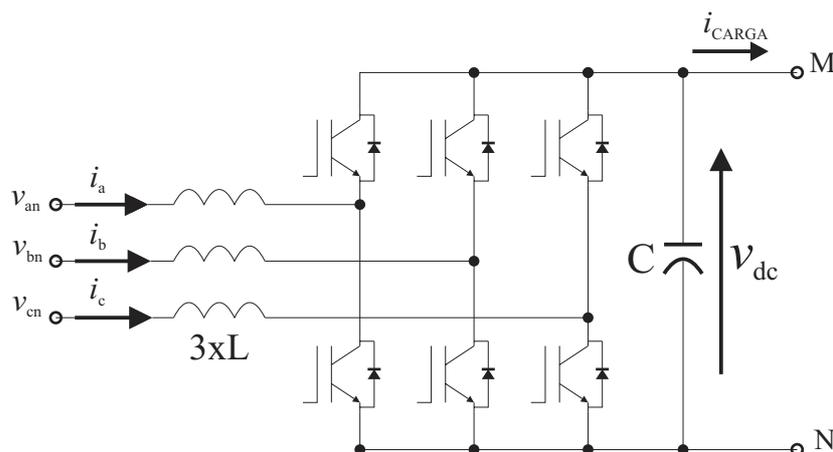


Figura 1.1: Retificador trifásico controlado de dois níveis.

técnica quanto economicamente, graças aos avanços dos dispositivos semicondutores (IGBTs), que permitem operação rápida em níveis de tensão e corrente elevados, e dos processadores digitais de sinais (DSPs), que possibilitam a implementação de algoritmos de controle bastante sofisticados com precisão e velocidade suficientes [1]. Além dos IGBTs e DSPs terem seus custos reduzidos nos últimos anos, os métodos de controle sem sensores vêm contribuindo ainda mais para a viabilidade econômica dos retificadores controlados.

O retificador trifásico com um filtro do tipo L , ilustrado na figura 1.1, é atualmente a topologia mais usada como substituto do retificador a diodos, por possuir diversas características interessantes:

- permite fluxo de potência bidirecional;
- drena corrente quase senoidal;
- gera menos harmônicos do que o retificador a diodos;
- ajusta o fator de potência;
- possibilita a elevação e o controle da tensão no barramento cc;
- utiliza componentes passivos menores .

Notadamente, as técnicas de controle de corrente [2]-[4] tornaram-se bastante

populares e têm sido constantemente melhoradas. Outras técnicas, menos conhecidas, fundamentam-se no controle direto de potência [5]-[7]. O referencial adotado em ambas as abordagens pode ser orientado pelo vetor tensão da rede, ou o pelo vetor fluxo virtual. Quando o referencial utilizado é orientado pelo vetor tensão da rede e esta contém distúrbios, tanto o controle de corrente, quanto o controle direto de potência falham em fornecer corrente senoidal. Este problema tem sido contornado com o uso de PLLs, que conseguem rastrear a componente fundamental de sequência positiva da tensão da rede mesmo quando há distúrbios nesta. No entanto, a adoção de referencial orientado pelo vetor fluxo virtual promete dispensar o uso de PLLs [8].

Diversas técnicas de ajuste são aplicadas nos dois tipos de controle (controle de corrente e controle direto de potência). Pode-se dividir as técnicas em lineares e não-lineares. Entre as lineares, destaca-se o uso de controladores do tipo proporcional-integral (PI). Entre as não-lineares, tem-se: histerese; "*deadbeat*"; modos deslizantes; e etc.

Os controles feitos com histerese têm a vantagem de serem robustos e simples de implementar (apesar de exigirem alta taxa de amostragem), não apresentam erro em estado de regime permanente e são dotados de dinâmica excelente (depende somente da frequência de chaveamento e das constantes de tempo do sistema). Porém, a frequência de chaveamento é, geralmente, variável, dificultando o projeto do filtro. Há algumas propostas com banda de histerese variável que superam este problema [9]. Neste trabalho as seguintes técnicas que utilizam histerese são exploradas:

- Controle direto de potência em referencial orientado pelo vetor tensão (V-DPC);
- Controle direto de potência em referencial orientado pelo fluxo virtual (VF-DPC).

Em geral, as técnicas lineares, por empregarem modulação por largura de pulso (PWM), apresentam espectro harmônico bem definido, porém possuem dinâmica inferior aos controles por histerese. Neste trabalho, as seguintes técnicas lineares são investigadas.

- Controle de corrente em referencial orientado pelo vetor tensão (VOC);
- Controle direto de potência em referencial orientado pelo fluxo virtual com modulação por vetores espaciais (DPC-SVM)

Além de todas as técnicas listadas, é proposta a técnica de controle direto de potência por modos deslizantes em referencial orientado pelo vetor fluxo virtual (SM-DPC), que difere das demais por ser não-linear, contudo utiliza PWM. Este método de controle proporciona todas as vantagens do controle por histerese (simplicidade, robustez, rápida dinâmica, etc.) sem que seja necessária uma alta taxa de amostragem e sem o prejuízo da frequência variável. A técnica foi proposta como um primeiro passo para o desenvolvimento de um controle direto de potência orientado pelo vetor fluxo virtual para retificadores ativos conectados a rede através de filtros do tipo *LCL*. Com filtros do tipo *LCL* consegue-se o mesmo nível de atenuação dos harmônicos causados pelo chaveamento com indutores bem menores em relação àqueles indutores que são necessários em um filtro do tipo *L*. Isso faz dos filtros *LCL* uma opção vantajosa em termos de custo e tamanho. Porém, os filtros *LCL* tendem a oscilar em sua frequência de ressonância. A solução mais simples para este problema consiste em colocar resistores em série com os capacitores do filtro, mas isto causa perdas de energia consideráveis. Outra solução consiste em amortecer as oscilações ativamente por meio de algoritmos de controle específicos sem que haja perdas de energia. Várias modificações foram propostas ao controle de corrente em referencial orientado pelo vetor tensão, principalmente nas malhas internas de controle de corrente [10]. Contudo, ainda não há uma proposta que utilize o controle direto de potência em retificadores conectados à rede por meio de filtros do tipo *LCL*.

Os comportamentos de todas as técnicas em estado de regime permanente são analisados para tensões de rede ideais e com harmônicos inseridos, assim como o desempenho dinâmico para variações de carga.

São analisados os comportamentos em regime permanente de todas as técnicas estudadas neste trabalho quando o valor da indutância do filtro diverge do valor

utilizado no projeto do controle, com o intuito de se verificar a robustez das técnicas.

Afundamentos de tensão monofásicos e trifásicos são simulados para testar a capacidade de suportabilidade a faltas na rede, pois retificadores trifásicos são amplamente utilizados para conectar turbinas eólicas à rede. A capacidade de suportabilidade a faltas na rede tornou-se necessária com o crescimento da capacidade de geração das turbinas e da parcela que a energia eólica representa na matriz energética de vários países, onde exige-se que as turbinas permaneçam conectadas à rede durante afundamentos de tensão severos. Portanto, os retificadores que fazem a conexão das turbinas à rede devem ser capazes de controlar a potência ativa e reativa durante e após a falta.

1.1 Síntese dos capítulos

Esta dissertação foi organizada da seguinte maneira:

No segundo capítulo são desenvolvidos os modelos do retificador trifásico em referencial abc , estacionário $\alpha\beta$ e síncrono dq . Em seguida, mostra-se uma maneira de como calibrar o *Synchronous Reference Frame* - PLL (SRF-PLL), o *phase locked-loop* (PLL) mais popular, e uma maneira de se obter o fluxo virtual. Os PLLs são muito usados em técnicas de controle em referencial orientado pelo vetor tensão, e o fluxo virtual é utilizado, geralmente, em técnicas de controle direto de potência em referencial orientado pelo fluxo.

No terceiro capítulo são apresentadas as técnicas de controle em referencial orientado pelo vetor tensão da rede: VOC e V-DPC. Os resultados obtidos por meio de simulações são exibidos e análises dos comportamentos de cada técnica frente às diferentes situações são feitas.

No quarto capítulo são apresentadas as técnicas de controle direto de potência baseadas no fluxo virtual. Apesar de ter sido criada na década de 70, a teoria de controle por modos deslizantes ainda não é vista em muitos cursos de graduação em engenharia elétrica. Para tornar a técnica proposta mais acessível, uma introdução

sobre os conceitos de controle por modos deslizantes é feita antes da sua apresentação.

No quinto e último capítulo, são exibidos os resultados experimentais obtidos no laboratório do GEPAE - Grupo de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos - do DEESP - Departamento de Engenharia Elétrica e Sistema de Potência - da UFPE com a tradicional técnica VOC e a técnica proposta SM-DPC. Em seguida, são expostas as conclusões do trabalho. Por último, são apresentadas propostas para trabalhos futuros.

2

MODELO DO RETIFICADOR TRIFÁSICO E MÉTODOS DE SINCRONIZAÇÃO

2.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os modelos em abc , em referencial estacionário $\alpha\beta$ e em referencial arbitrário dq para o retificador trifásico da figura 2.1. Na última seção é feita uma breve introdução sobre PLLs, o método de sincronização mais popular atualmente. Por último, é exposto o conceito de fluxo virtual, o qual oferece uma alternativa aos PLLs e, atualmente, é bastante empregado em técnicas de controle direto de potência.

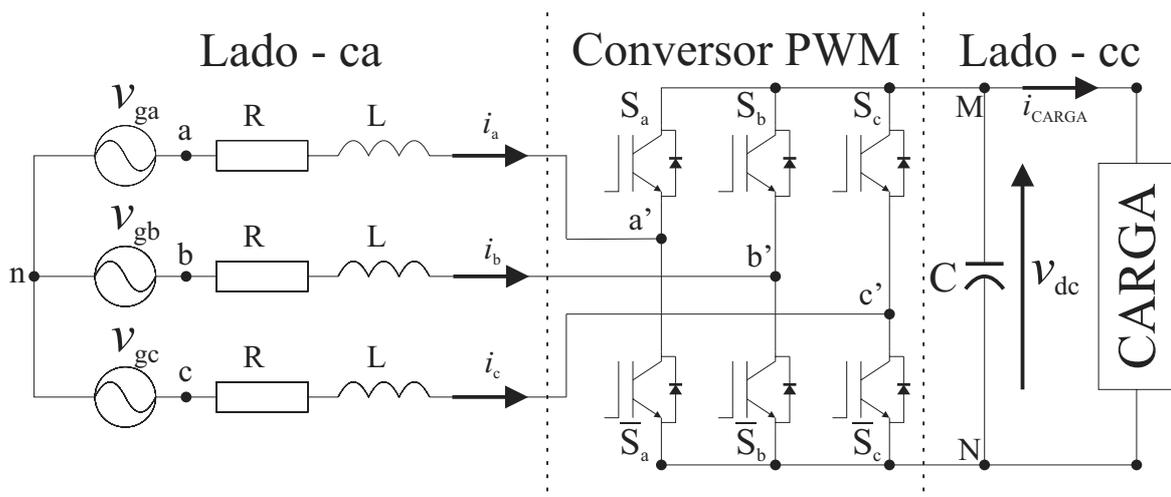


Figura 2.1: Retificador trifásico.

2.2 Modelo do Retificador em abc

Aplicando-se a lei das tensões de Kirchoff sem levar em conta a resistência das chaves, calcula-se a queda de tensão nos indutores do filtro que conecta o retificador PWM da figura 2.1 à rede:

$$\begin{aligned} L \frac{di_a}{dt} &= -Ri_a + v_{ga} - \underbrace{(v_{a'N} + v_{Nn})}_{v_{sa}} \\ L \frac{di_b}{dt} &= -Ri_b + v_{gb} - \underbrace{(v_{b'N} + v_{Nn})}_{v_{sb}} \\ L \frac{di_c}{dt} &= -Ri_c + v_{gc} - \underbrace{(v_{c'N} + v_{Nn})}_{v_{sc}}. \end{aligned} \quad (2.1)$$

Como o sistema da figura 2.1 é a três fios (soma das correntes igual a zero) e considerando-se tensões da rede equilibradas, a soma das três equações em 2.1 resulta em:

$$v_{Nn} = -\frac{1}{3} \sum_{m=a'}^{c'} v_{mN}. \quad (2.2)$$

Definindo-se a função de chaveamento da fase k , para $k = \{a, b \text{ ou } c\}$, como:

$$c_k = \begin{cases} 1, & \text{se } S_k \text{ está fechada e } \bar{S}_k \text{ está aberta} \\ 0, & \text{se } S_k \text{ está aberta e } \bar{S}_k \text{ está fechada} \end{cases}, \quad (2.3)$$

pode-se escrever:

$$v_{k'N} = c_k v_{dc}. \quad (2.4)$$

Substituindo-se (2.2) e (2.4) em (2.1) obtém-se a relação abaixo para a fase k :

$$\frac{di_k}{dt} = -\frac{R}{L}i_k + \frac{v_{gk}}{L} - \frac{1}{L} \left(c_k - \frac{1}{3} \sum_{m=a}^c c_m \right) v_{dc}. \quad (2.5)$$

Definindo-se a função d_k , chamada de função estado de chaveamento, como:

$$d_k = c_k - \frac{1}{3} \sum_{m=a}^c c_m, \quad (2.6)$$

e utilizando-a em (2.5), chega-se à seguinte equação diferencial para a fase k :

$$\frac{di_k}{dt} = -\frac{R}{L}i_k + \frac{v_{gk}}{L} - \frac{1}{L}d_k v_{dc}. \quad (2.7)$$

Para o lado cc, aplicando-se a lei das correntes de Kirchoff obtém-se:

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \sum_{m=a}^c c_m i_m - \frac{1}{C} i_{CARGA}. \quad (2.8)$$

Com base na equação (2.6), a conversão de $[c_k]$ em $[d_k]$ é dada pela relação a seguir:

$$\begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_a \\ c_b \\ c_c \end{bmatrix}. \quad (2.9)$$

Com a transformação em (2.9) e o fato da soma das correntes trifásicas ser igual a zero, pode-se verificar que a igualdade a seguir é válida.

$$\sum_{m=a}^c d_m i_m = \sum_{m=a}^c c_m i_m \quad (2.10)$$

Substituindo-se (2.10) na equação (2.8) e observando-se que o sistema $[d_k]$ não possui componente de sequência zero, obtém-se a seguinte equação diferencial para o lado cc:

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C}(2d_a + d_b)i_a + \frac{1}{C}(d_a + 2d_b)i_b - \frac{1}{C}i_{CARGA}. \quad (2.11)$$

Como resultado, o modelo completo do retificador no referencial abc , considerando-se uma carga puramente resistiva R_{CARGA} no lado cc, é obtido associando-se a aplicação da equação (2.7) para as fases a e b com a equação (2.11).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ v_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{d_a}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{d_b}{L} \\ \frac{2d_a + d_b}{C} & \frac{d_a + 2d_b}{C} & -\frac{1}{CR_{CARGA}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

2.3 Modelo do Retificador em $\alpha\beta$

Para se obter o modelo do retificador PWM da figura 2.1 em referencial estacionário $\alpha\beta$, usa-se a transformada de Clarke, no caso invariante em potência, dada por:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \underbrace{\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 \end{bmatrix}}_{[T]} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad (2.13)$$

onde, x pode ser corrente, tensão, função estado de chaveamento, etc. Vale a pena mencionar que a matriz $[T]$ em (2.13) é ortogonal. Quando o sistema em discussão não possui componente de sequência zero, $x_0 = 0$, pode-se usar a transformada de Clarke na sua forma simplificada:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \quad (2.14)$$

A relação entre o sistema abc e o sistema $\alpha\beta$ é ilustrada na figura 2.2 com o vetor $\mathbf{x}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} x_\alpha & x_\beta \end{bmatrix}^T$.

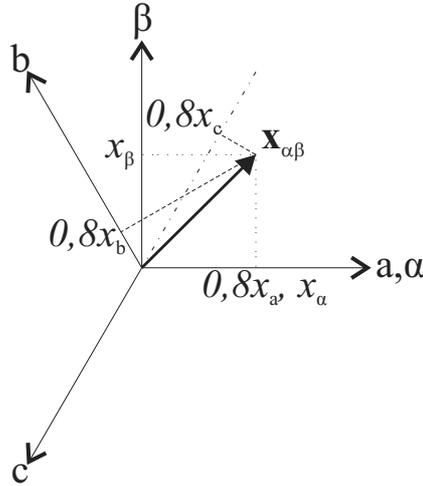


Figura 2.2: Referencial fixo $\alpha\beta$.

Escrevendo-se a equação (2.7) para as fases a , b e c e aplicando-se a transformada de Clarke simplificada da equação (2.14), obtêm-se as equações para o lado ca do sistema da figura 2.1:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = -\frac{R}{L} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_{g\alpha} \\ v_{g\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} d_\alpha \\ d_\beta \end{bmatrix} v_{dc}. \quad (2.15)$$

De maneira semelhante, a partir da equação (2.11) para o lado cc tem-se:

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \begin{bmatrix} d_\alpha & d_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{C} i_{CARGA} \quad (2.16)$$

As equações (2.15) e (2.16) formam o modelo completo do sistema da figura 2.1 em referencial estacionário $\alpha\beta$.

2.4 Modelo do Retificador em dq

A partir do modelo do retificador em $\alpha\beta$, equações (2.15) e (2.16), obtém-se o modelo em um referencial arbitrário dq por meio da seguinte transformada:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta') & \text{sen}(\theta') \\ -\text{sen}(\theta') & \cos(\theta') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}, \quad (2.17)$$

onde, novamente, x pode ser corrente, tensão, função de chaveamento, etc. A matriz transformação em (2.17) é ortogonal. O vetor $\mathbf{x}_{dq} = \begin{bmatrix} x_d & x_q \end{bmatrix}$ é ilustrado na figura 2.3, onde $\omega' = d\theta'/dt$ é a velocidade angular com que o referencial dq gira.

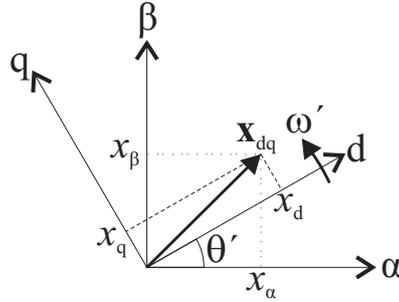


Figura 2.3: Referencial girante dq .

Aplicando-se a transformada (2.17) ao sistema de equações para o lado ca em (2.15), chega-se a:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & \omega' \\ -\omega' & -R/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{gd} \\ v_{gq} \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} v_{dc}. \quad (2.18)$$

Da mesma maneira, a partir da equação para o lado cc em referencial estacionário $\alpha\beta$, equação (2.16), tem-se:

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \begin{bmatrix} d_d & d_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \frac{1}{C} i_{CARGA} \quad (2.19)$$

O conjunto de equações em (2.18) e (2.19) compõe o modelo em referencial arbitrário dq do sistema do circuito da figura 2.1.

2.5 Métodos de sincronização

As informações sobre o ângulo e a frequência da tensão da rede são fundamentais para o controle de retificadores chaveados. Estas informações são geralmente usadas para orientar o referencial dq usado para o controle do fluxo de potência ativa e reativa. Isso faz do sistema de rastreamento de fase um dos mais importantes no controle dos retificadores.

O *phase-locked loop* (PLL) tem sido o meio mais comum de se obter informações sobre a fase e a frequência da tensão da rede. Existem métodos mais simples, como o de detecção de passagem pelo zero. Entretanto, como os pontos de passagem pelo zero só podem ser detectados a cada meio ciclo da frequência da rede, este método é incapaz de rastrear a fase entre os pontos de detecção, impossibilitando um desempenho dinâmico rápido. Além disso, o sistema de rastreamento deve ser imune a distúrbios da rede tais como desequilíbrios e variações de frequência na tensão.

Existem inúmeros tipos de PLL e ampla literatura sobre o assunto. Um estudo aprofundado sobre o tema foge ao escopo deste trabalho. Portanto, somente uma breve apresentação do método mais usual e aplicado neste trabalho para implementação do controle em referencial orientado pelo vetor tensão, o SRF-PLL (*Synchronous Reference Frame* - PLL) proposto em [11], é feita nesta seção. Trabalhos recentes sobre os PLLs mais difundidos na literatura são encontrados em [12] e [13].

Uma alternativa ao controle em referencial orientado pelo vetor tensão da rede é a determinação de um vetor fictício, o vetor *fluxo virtual* (FV), proposto em [8]. O FV tem sido usado, geralmente, em técnicas de controle direto de potência e dispensa o uso de PLLs [6] e [7].

2.5.1 Synchronous Reference Frame - PLL (SRF-PLL)

O diagrama de blocos do SRF-PLL é ilustrado na figura 2.4. O bloco de transformação $abc/\alpha\beta$ (2.13) transforma as tensões trifásicas v_{ga} , v_{gb} e v_{gc} para o

referencial estacionário $\alpha\beta$ e o bloco $\alpha\beta/dq$ (2.17), usando o ângulo θ' fornecido pelo PLL, transforma as tensões em referencial estacionário para o referencial síncrono dq , ilustrado na figura 2.5. Neste referencial, quando a componente de eixo em quadratura v_{gq} do vetor tensão $\mathbf{v}_{gdq} = \begin{bmatrix} v_{gd} & v_{dq} \end{bmatrix}^T$ for nula, significa que o vetor tensão está alinhado com o eixo direto. Consequentemente, a posição angular do vetor tensão θ coincide com a posição angular do eixo direto θ' . Para corrigir a posição angular, o erro $e = v_{gq} - v_{gq}^*$, com $v_{gq}^* = 0$, é fornecido ao controlador PI. Integrando-se a saída do PI mais uma compensação *feed-forward* ω_{ff} , usada somente para que o sistema se estabilize mais rapidamente, obtém-se o ângulo estimado θ' . Portanto, com um ajuste adequado do regulador PI a frequência ω' e a fase θ' detectada pelo PLL podem rastrear a frequência ω e a fase θ da rede, respectivamente, além de fornecer a amplitude v_{gd} do vetor tensão.

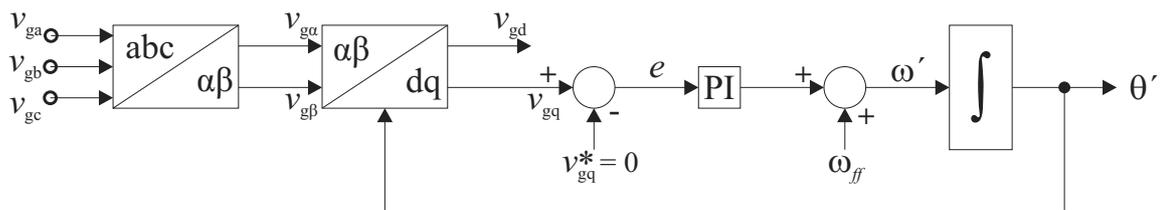


Figura 2.4: SRF-PLL.

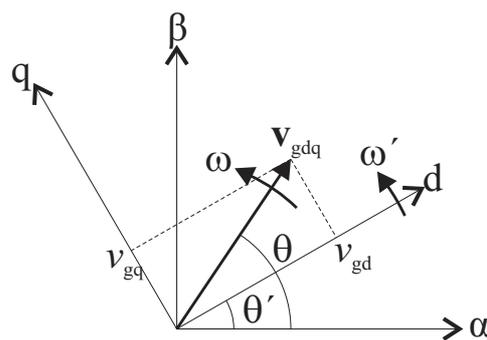


Figura 2.5: Transformação das tensões em referencial estacionário para síncrono.

Assumindo-se que as tensões da rede são equilibradas, pode-se representá-las por:

$$\mathbf{v}_{abc} = V_m \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix},$$

onde, $\mathbf{v}_{abc} = [v_{ga} \ v_{gb} \ v_{gc}]^T$. Aplicando a transformada em (2.13) e, em sequência, a transformada em (2.17), têm-se as tensões da rede no referencial síncrono dq , como ilustrado na figura 2.5.

$$\mathbf{v}_{gdq} = \begin{bmatrix} v_{gd} \\ v_{gq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta') & \text{sen}(\theta') \\ -\text{sen}(\theta') & \cos(\theta') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{g\alpha} \\ v_{g\beta} \end{bmatrix}$$

A componente de eixo em quadratura v_{gq} utilizada para sincronização é dada por:

$$v_{gq} = E_m \text{sen}(\delta),$$

onde, $E_m = \sqrt{\frac{3}{2}}V_m$ e $\delta = \theta - \theta'$. Como $v_{gq}^* = 0$, tem-se que o erro é igual a:

$$e = E_m \text{sen}(\delta) \quad (2.20)$$

Modelo do SRF-PLL no domínio da frequência

Para pequenos valores de δ na equação (2.20), o termo $\text{sen}(\delta)$ comporta-se linearmente, ou seja, $\text{sen}(\delta) \sim \delta$. Portanto, o SRF-PLL pode ser tratado como um sistema de controle linear.

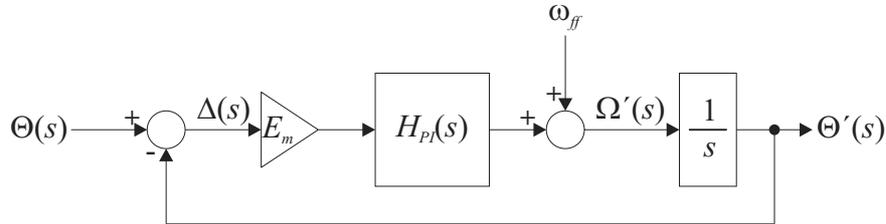


Figura 2.6: Modelo linearizado do SRF-PLL no domínio da frequência

O modelo linearizado do SRF-PLL no domínio da frequência é ilustrado na figura 2.6. A função de transferência de malha fechada do sistema pode ser representada por:

$$H_{PLL}(s) = \frac{\Theta'(s)}{\Theta(s)} = \frac{H_{PI}(s)E_m}{s + H_{PI}(s)E_m}, \quad (2.21)$$

onde $\Theta'(s)$ e $\Theta(s)$ são as transformadas de Laplace de θ' e θ , respectivamente, e $H_{PI}(s)$ é a função de transferência do controlador PI dada por:

$$H_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$$

A função de transferência do PLL, equação (2.21), é de segunda ordem. Reescrevendo-a na forma tradicional tem-se:

$$H_{PLL}(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2},$$

onde a frequência natural ω_n e o fator de amortecimento ζ são iguais a:

$$\omega_n = \sqrt{K_i E_m}, \quad \zeta = \frac{K_p E_m}{2\omega_n}.$$

Os parâmetros ajustáveis do PLL são o fator de amortecimento ζ e a frequência natural ω_n , que determinam as características dinâmicas. O fator de amortecimento utilizado é $\zeta = \sqrt{2}/2$. A banda passante da malha de controle é um fator de compromisso entre a característica de filtragem e tempo de resposta. Uma banda passante mais larga garante respostas dinâmicas mais rápidas, porém os erros são maiores quando há distúrbios na rede. Em contrapartida uma banda mais estreita reduz o erro na presença de distúrbios, contudo o sistema responde de maneira mais lenta. Um bom valor para a frequência natural, utilizado em diversos trabalhos [12] [14], é a metade da frequência da rede, $\omega_n = 188,5 \text{ rad/s}$. Com isto os valores de K_p e K_i são:

$$K_p = 2,37; K_i = 315,6. \quad (2.22)$$

O diagrama de Bode, figura 2.7, mostra o comportamento do SRF-PLL para a faixa de frequência de 10 Hz a 10 kHz .

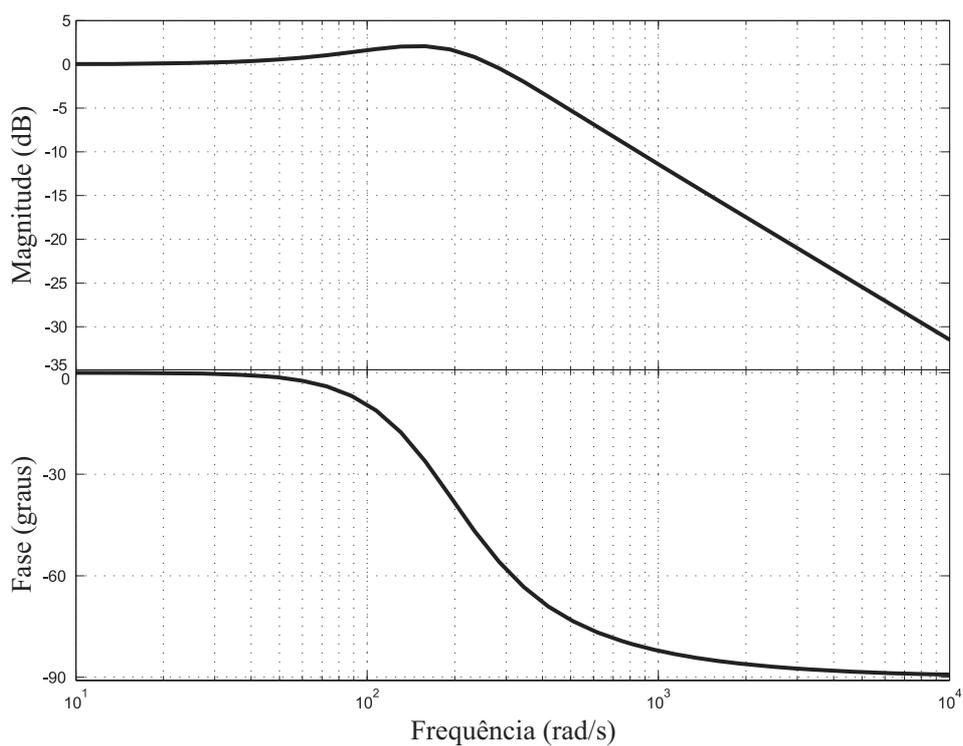


Figura 2.7: Diagrama de Bode do SRF-PLL com os parâmetros dados na equação (2.22).

2.5.2 Fluxo Virtual - FV

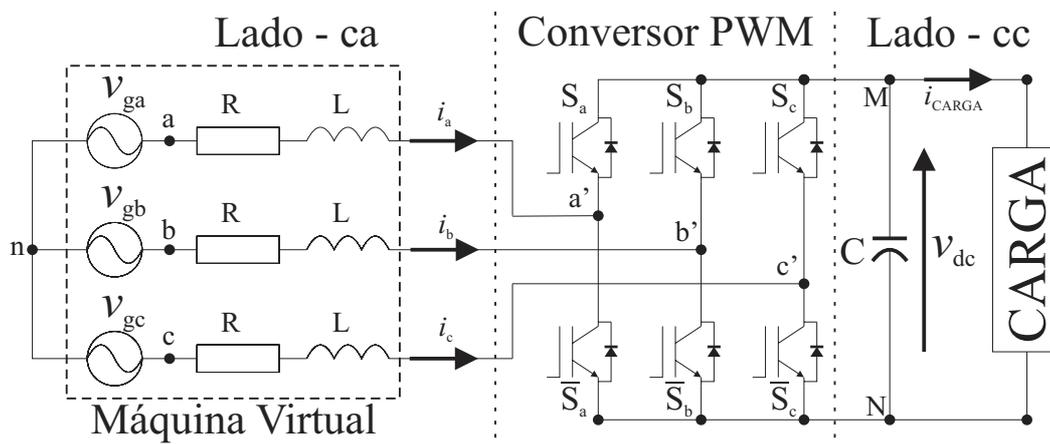


Figura 2.8: Conversor trifásico com lado ca representado por uma máquina virtual

O cálculo do FV tem como ponto de partida o entendimento da rede elétrica como uma enorme máquina de indução. Fazendo-se isso, figura 2.8, a indutância e a resistência do filtro representam a indutância de dispersão e a resistência de estator,

respectivamente. Já as tensões da rede representam as tensões que seriam induzidas pelo fluxo de entreferro virtual. Tendo em vista estas abstrações, com a integral das tensões de fase v_{ga} , v_{gb} e v_{gc} obtém-se o vetor fluxo virtual da rede $\Psi_{g\alpha\beta}$, o qual gira em relação a um referencial fixo $\alpha\beta$ no estator da máquina. Assim, o cálculo do vetor fluxo virtual da rede é feito da seguinte maneira:

$$\Psi_{g\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \psi_{g\alpha} \\ \psi_{g\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int v_{g\alpha} \\ \int v_{g\beta} \end{bmatrix} = \int \mathbf{v}_{g\alpha\beta} dt, \quad (2.23)$$

onde $\mathbf{v}_{g\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_{g\alpha} & v_{g\beta} \end{bmatrix}^T$ é o vetor tensão da rede em referencial fixo $\alpha\beta$ computado através da aplicação da transformada de Clarke simplificada da equação (2.14) a $\begin{bmatrix} v_{ga} & v_{gb} & v_{gc} \end{bmatrix}^T$. As relações entre as tensões de estator $v_{ek} = v_{k'n}$, correntes de estator i_k e fluxos de estator ψ_{ek} , para $k = a, b$ e c no circuito da figura 2.8 são dadas por:

$$\begin{aligned} v_{ea} &= -Ri_a + \frac{d}{dt}\psi_{ea} \\ v_{eb} &= -Ri_b + \frac{d}{dt}\psi_{ea} \quad , \end{aligned} \quad (2.24)$$

$$v_{ec} = -Ri_c + \frac{d}{dt}\psi_{ea}$$

onde, $\psi_{ek} = -Li_k + v_{gk}$, para $k = a, b$ e c . Transformando-se as equações em (2.24) para o referencial estacionário $\alpha\beta$ chega-se a:

$$\mathbf{v}_{e\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_{e\alpha} \\ v_{e\beta} \end{bmatrix} = -R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{e\alpha} \\ \psi_{e\beta} \end{bmatrix},$$

onde $\psi_{e\alpha}$ e $\psi_{e\beta}$ são as componentes $\alpha\beta$ do vetor fluxo de estator $\Psi_{e\alpha\beta}$:

$$\Psi_{e\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \psi_{e\alpha} \\ \psi_{e\beta} \end{bmatrix} = -L \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{g\alpha} \\ v_{g\beta} \end{bmatrix}.$$

O ângulo θ' do vetor fluxo de estator $\Psi_{e\alpha\beta}$ com relação ao referencial fixo no estator ilustrado na figura 2.9 é dado por:

$$\theta' = \arctan \left(\frac{\psi_{e\beta}}{\psi_{e\alpha}} \right).$$

Através disso:

$$\omega' = \frac{d\theta'}{dt} = \frac{1}{|\Psi_{e\alpha\beta}|^2} \left(\psi_{e\alpha} \frac{d}{dt} \Psi_{e\beta} - \psi_{e\beta} \frac{d}{dt} \psi_{e\alpha} \right),$$

onde ω' é igual a frequência angular da rede.

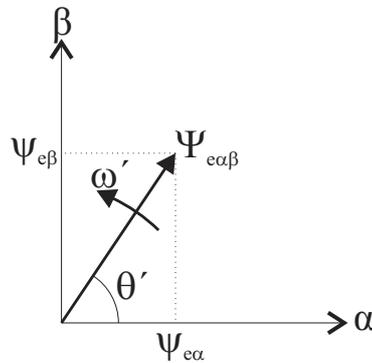


Figura 2.9

No cálculo do fluxo virtual, as integrais na equação (2.23) comportam-se naturalmente como filtros passa-baixa. Portanto, os harmônicos que porventura estejam contidos na tensão da rede e o *ripple* causado pelo chaveamento em alta frequência dos dispositivos semicondutores são fortemente atenuados (a função de transferência de uma integral $H_i(j\omega)$ é dada por: $H_i(j\omega) = 1/j\omega$, logo a n -ésima componente harmônica é reduzida por um fator de $1/n$ em relação à fundamental).

Na prática, o vetor fluxo virtual da rede $\Psi_{g\alpha\beta}$ não pode ser calculado através de um integrador de malha aberta como na equação (2.23) devido à inevitável presença de *offset* nas medições das tensões. Para contornar este problema, um filtro que bloqueie a componente cc, mas que se comporte como integrador para as outras frequências, deve ser utilizado na obtenção do fluxo virtual. Neste trabalho, foram utilizados dois filtros de primeira ordem em cascata, um passa-baixa (FPB) e um passa-alta (FPA), como ilustrado na figura 2.10.

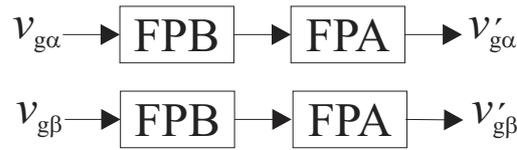


Figura 2.10: Filtros passa-baixa e passa-alta em cascata

A função de transferência do sistema na figura 2.10 para a componente α é dada por:

$$H(s) = \frac{V'_{g\alpha}(s)}{V_{g\alpha}(s)} = \underbrace{\frac{1}{s + \omega_c}}_{H_{FPB}} \underbrace{\frac{s}{s + \omega_c}}_{H_{FPA}},$$

onde ω_c é a frequência de corte, $V'_{g\alpha}(s)$ e $V_{g\alpha}$ são as transformadas de Laplace de $v'_{g\alpha}$ e $v_{g\alpha}$, respectivamente. O mesmo serve para a função de transferência da componente β . Com isso o ganho e a fase do sistema em função da frequência ω do sinal são iguais a:

$$|H(j\omega)| = \frac{\omega}{\omega^2 + \omega_c^2},$$

$$\angle H(j\omega) = \frac{\pi}{2} - 2 \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right).$$

Para que o sistema ilustrado na figura 2.10 se comporte como um integrador, o ganho e a fase para uma certa frequência ω devem ser:

$$|H_i(j\omega)| = \frac{1}{\omega};$$

$$\angle H_i(j\omega) = -\frac{\pi}{2},$$

respectivamente. Para tanto uma correção de ganho e de fase deve ser feita.

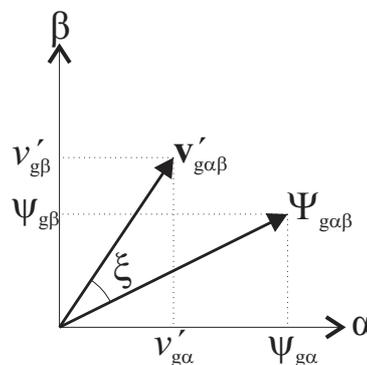


Figura 2.11: Vetor fluxo virtual obtido por meio de integradores ideais $\Psi_{g\alpha\beta}$ e por meio de filtros

$v_{g\alpha\beta}$

A diferença entre o vetor conseguido por meio dos filtros em cascata $\mathbf{v}'_{g\alpha\beta} = v'_{g\alpha} + jv'_{g\beta}$ e a de um vetor que seria obtido por um integrador ideal $\Psi_{g\alpha\beta} = \psi_{g\alpha} + j\psi_{g\beta}$ é ilustrada na figura 2.11. É possível corrigir esta diferença para um certa frequência ω , no caso a frequência da rede, através da seguinte operação:

$$\begin{bmatrix} \psi'_{g\alpha} \\ \psi'_{g\beta} \end{bmatrix} = G(j\omega) \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\xi) & -\text{sen}(\xi) \\ \text{sen}(\xi) & \cos(\xi) \end{bmatrix}}_{M(j\omega)} \begin{bmatrix} v'_{g\alpha} \\ v'_{g\beta} \end{bmatrix}$$

onde, $G(j\omega)$ e ξ são dados por:

$$G(j\omega) = \frac{|H_i(j\omega)|}{|H(j\omega)|} = \frac{(\omega^2 + \omega_c^2)}{\omega^2}$$

e

$$\xi = \angle H_i(j\omega) - \angle H(j\omega) = -\pi + 2 \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right).$$

A configuração final do sistema usado para o cálculo do vetor fluxo virtual da rede é ilustrada na figura 2.12

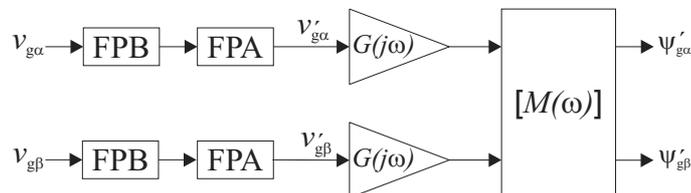


Figura 2.12: Sistema utilizado para cálculo do vetor fluxo virtual da rede

Como comentado anteriormente, a frequência escolhida para a correção de ganho e de fase foi a frequência da rede, $\omega = 2\pi f$, onde $f = 60 \text{ Hz}$. Já a frequência de corte $\omega_c = 30 \text{ rad/s}$ foi escolhida pois, como pode ser visto no diagrama de Bode da figura 2.13, com esta frequência de corte, os filtros em cascata praticamente eliminam a componente cc e possuem ganho próximo ao de um integrador puro para frequências em torno da frequência da rede.

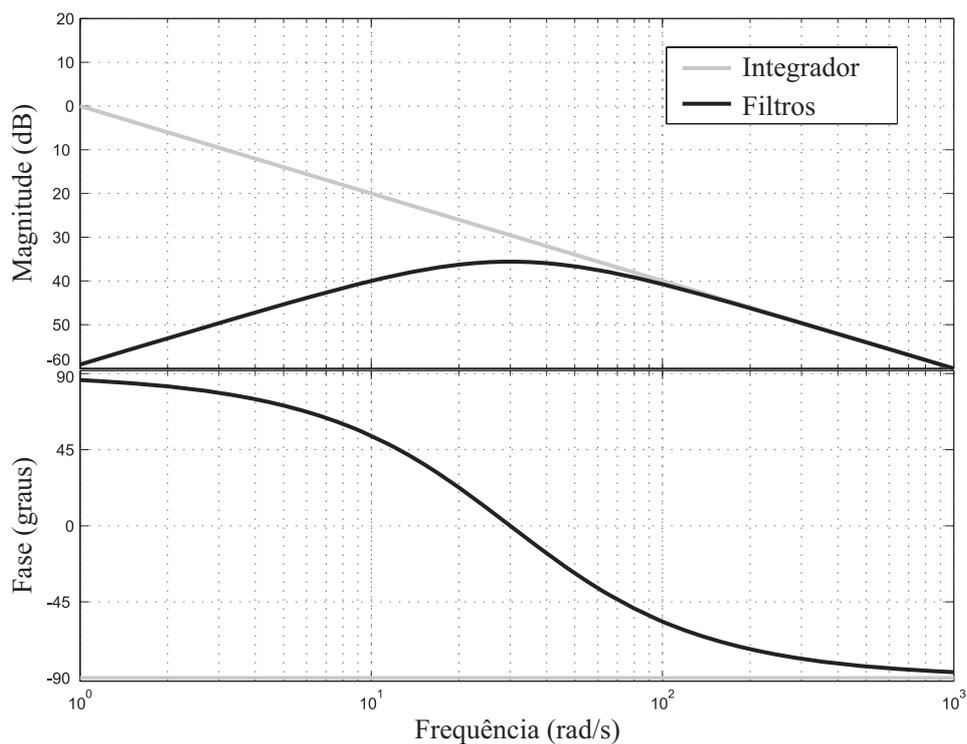


Figura 2.13: Diagrama de Bode dos filtros em cascata e de um integrador ideal

Com a compensação correta e fontes senoidais perfeitamente balanceadas, o vetor fluxo virtual fica noventa graus atrasado em relação ao vetor tensão da rede. Já a amplitude do vetor fluxo virtual é constante e igual a E_m/ω , onde $E_m = \sqrt{3/2}V_m$, como ilustrado nas figuras 2.14 e 2.15.

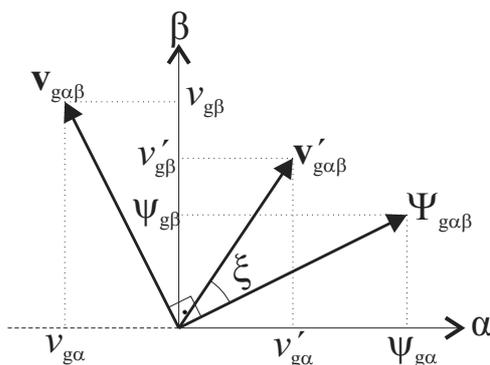


Figura 2.14: Relação entre os vetores tensão da rede e fluxo virtual.

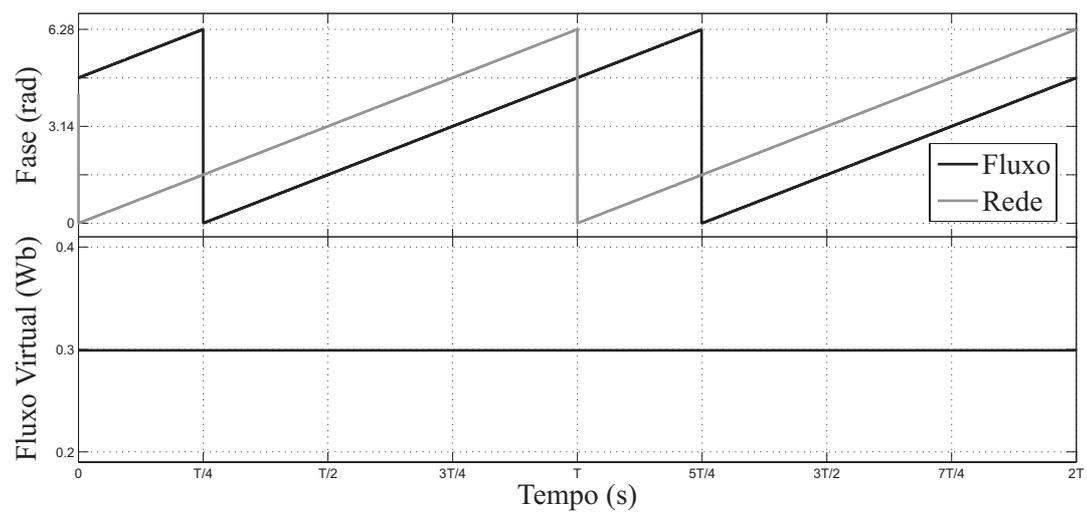


Figura 2.15: Fase e módulo do vetor fluxo virtual obtido com os filtros em cascata.

3

TÉCNICAS DE CONTROLE DO RETIFICADOR TRIFÁSICO EM REFERENCIAL ORIENTADO PELO VETOR TENSÃO DA REDE

Neste capítulo, duas técnicas de controle para retificadores trifásicos são descritas. A primeira é baseada no controle de corrente em referencial orientado pelo vetor tensão, denominada de *voltage-oriented control* (VOC) e a segunda é o controle direto de potência, também em referencial orientado pelo vetor tensão, denominada de *voltage-oriented direct power control* (V-DPC). Na seção da técnica VOC, os parâmetros elétricos, utilizados nas simulações e nos experimentos de todas as técnicas estudadas neste trabalho, são fornecidos em uma tabela e os detalhes de como as simulações foram feitas são apresentados.

3.1 Controle de Corrente em Referencial Orientado pelo Vetor Tensão

A técnica de controle de corrente em referencial orientado pelo vetor tensão com controladores do tipo PI apresentada nesta seção, baseia-se na transformação de coordenadas entre o referencial fixo $\alpha\beta$ e referencial síncrono dq orientado pelo vetor tensão da rede, onde as correntes a serem reguladas são grandezas cc. Com isto,

controladores do tipo PI podem ser utilizados para regular as correntes. O controle feito com PIs permite o uso de moduladores PWM, que são capazes de oferecer chaveamento simétrico e com frequência fixa, o que contribui para que a corrente drenada da rede pelo retificador seja mais limpa e o projeto do filtro que o conecta à rede mais simples.

O diagrama de blocos do controle VOC é ilustrado na figura 3.1. O bloco PLL, descrito na seção 2.5, sincroniza o ângulo de referência θ com a fase da tensão da rede. O bloco de transformação $abc/\alpha\beta$ (equação 2.13) transforma as correntes trifásicas i_a , i_b e i_c para o referencial estacionário $\alpha\beta$ e o bloco $\alpha\beta/dq$ (equação 2.17) transforma as correntes em referencial estacionário $\alpha\beta$ para o referencial síncrono dq . A referência da componente de eixo direto da corrente i_d^* é gerada pelo PI do barramento cc e tem o seu valor comparado com a componente de eixo direto da corrente medida i_d . A diferença entre estas é fornecida como entrada para um PI. O mesmo princípio é usado para a componente de eixo em quadratura da corrente. A diferença entre os procedimentos é que a referência i_q^* , provida externamente, é usualmente fixada em zero para que o sistema opere com fator de potência unitário. As saídas v_{sd}^* e v_{sq}^* dos PIs de corrente, juntamente com θ , servem de entrada para o bloco PWM que comanda as chaves do retificador.

As potências ativa e reativa instantâneas podem ser escritas, respectivamente, como:

$$p = \Re(\mathbf{v}_g \mathbf{i}^*) \quad (3.1)$$

e

$$q = \Im(\mathbf{v}_g \mathbf{i}^*), \quad (3.2)$$

onde \Re , \Im e $*$ representam a parte real, imaginária e o conjugado de um número complexo, respectivamente. Em referencial síncrono orientado pelo vetor tensão da rede, $v_{gq} = 0$. Portanto, a potência ativa e reativa podem ser calculadas através de:

$$\begin{aligned} p &= v_{gd} i_d \\ q &= v_{gd} i_q. \end{aligned} \quad (3.3)$$

Na equação (3.3) fica claro que a potência ativa é controlada através da corrente de

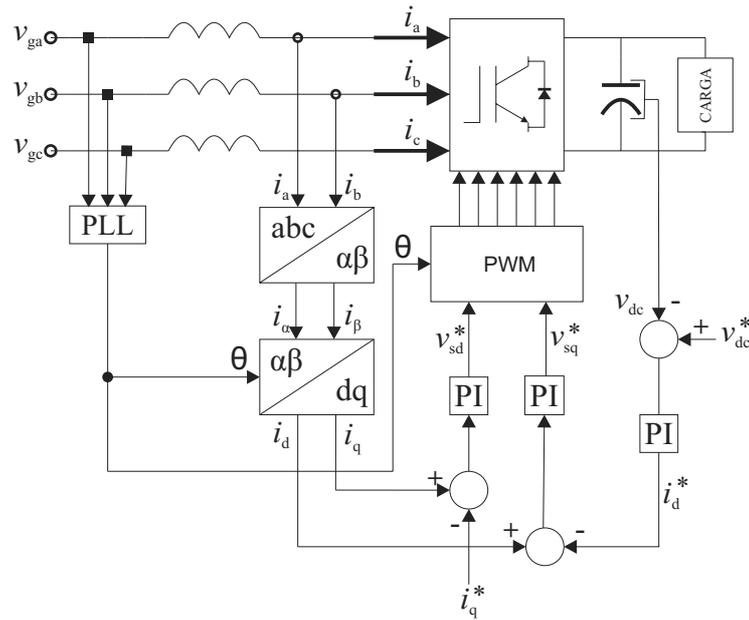


Figura 3.1: Diagrama de blocos da técnica VOC.

eixo direto i_d , enquanto o controle da potência reativa é feito através da corrente de eixo em quadratura i_q .

3.1.1 Simulações

O comportamento de todas as técnicas de controle estudadas neste trabalho foi analisado por meio de simulações em MATLAB[®]. O circuito da figura 2.1 com os parâmetros dados na Tabela 3.1 foi implementado discretizando-se o sistema de equações em (2.12) com o método *zero-order hold*. O passo de cálculo utilizado foi de $1 \mu s$.

Tabela 3.1: Parâmetros do circuito.

Resistência dos indutores, R	$0,1 \Omega$
Indutância do filtro, L	$9,6 mH$
Capacitância do barramento cc, C	$2350 \mu F$
Resistência de carga, R_{CARGA}	242Ω
Tensão de fase	$65 V_{RMS}$
Frequência da rede	$60 Hz$
Tensão de referência do barramento cc, v_{dc}^*	$200 V$

Pela facilidade de sua implementação, a técnica de PWM empregada em todos os controles que utilizam PWM foi a *Digital Scalar Pulse-Width Modulation* - DSPWM proposta em [15] com o parâmetro $\mu = 0,5$, que a torna equivalente à tradicional técnica *Space Vector Pulse-Width Modulation* - SVPWM [16]. Dada a tensão de referência de fase v_k^* para $k = a, b$ e c , que deve ser sintetizada pelo conversor, a razão de trabalho D_k é calculada da seguinte maneira:

$$D_k = \frac{v_k^*}{v_{dc}} + m', \quad (3.4)$$

com o termo m' dado por:

$$m' = \mu + \frac{(\mu - 1)v_{min} - \mu v_{max}}{v_{dc}}, \quad (3.5)$$

onde v_{max} e v_{min} são o máximo e o mínimo, respectivamente, das três tensões de referência. A frequência de chaveamento utilizada foi de 10 kHz .

Devido às discontinuidades nas correntes e tensões causadas pelo chaveamento, deve-se tomar cuidado com o momento e o modo como as suas amostragens são realizadas. Segundo [17], a amostragem dos valores instantâneos deve ser feita durante a aplicação dos vetores nulos, pois as componentes de *ripple* são minimizadas. Portanto, a frequência de amostragem deve ser igual ou duas vezes maior que a frequência de chaveamento. Aqui, escolheu-se trabalhar com a frequência de amostragem de 20 kHz , o dobro da frequência de chaveamento.

As situações simuladas para todas as técnicas foram:

- sistema em regime permanente com tensões da rede ideais;
- sistema em regime permanente com 5% de 5º harmônico na tensão da rede;
- degrau de carga de 100%;
- variação da indutância do filtro de -30% a +10%;
- afundamento de tensão monofásico;
- afundamento de tensão trifásico.

No caso da variação da indutância do filtro, a distorção harmônica total e os erros médios e eficazes das potências ativa e reativa são medidos com o sistema em regime permanente, a fim de se verificar a robustez das técnicas quando o valor da indutância do filtro diverge do valor utilizado nos projetos dos controladores e no caso das técnicas *sensorless* nos estimadores. Os erros médio e eficaz são calculados da seguinte maneira:

$$\begin{aligned} \text{Erro Médio} &= \frac{\sum_{k=1}^{N_p} e_x[k]}{N_p} \\ \text{Erro Eficaz} &= \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{N_p} e_x[k]^2}{N_p}} \end{aligned} \quad (3.6)$$

onde $e_x[k]$ é o erro na k -ésima amostragem e N_p é o número de amostragens durante um período da tensão da rede. No caso da potência ativa, o erro é dado por: $e_p[k] = p[k] - p^*$, onde $p[k]$ é a potência consumida pelo conjunto filtro-retificador na k -ésima amostragem, calculada através do produto escalar das tensões da rede pelas correntes, como será mostrado na seção 3.2, e p^* é constante e igual a v_{dc}^{*2}/R_{CARGA} . No caso da potência reativa o erro é dado por $e_q[k] = q[k] - q^*$, onde $q[k]$ é a potência reativa, calculada através do produto vetorial entre as tensões e as correntes, como também será mostrado na seção 3.2, e q^* é constante e igual a zero. Para as técnicas *sensorless*, são calculados também os erros das potências ativa e reativa estimadas em relação a potência real. No caso da potência ativa estimada, o erro é dado por: $e'_p[k] = p[k] - p'[k]$, onde $p'[k]$ é a potência estimada na k -ésima amostragem. A maneira como a potência é estimada depende da técnica de controle. O erro da potência reativa estimada é obtido de maneira análoga.

A energia eólica representa uma parcela crescente da matriz energética em vários países. Por causa disso, é exigido que as turbinas eólicas permaneçam conectadas à rede durante afundamentos de tensão severos e sejam capazes de controlar a potência ativa e reativa durante e após a falta. Como retificadores trifásicos são amplamente utilizados para conectar as turbinas eólicas à rede, afundamentos de tensão monofásicos e trifásicos foram simulados para testar a capacidade de *fault ride-through* das técnicas

estudadas neste trabalho. No caso do afundamento monofásico, a tensão remanescente da fase a foi de 40%, e 6% do 5º harmônico de sequência negativa mais 5% do 7º harmônico de sequência positiva foram adicionados a todas as fases. No caso do afundamento trifásico, a tensão remanescente em todas as fases foi de 40% e as mesmas componentes harmônicas do caso monofásico foram inseridas. A duração do afundamento em ambos os casos foi de dez ciclos.

Sistema em Regime Permanente com Tensão Ideal

Os resultados da simulação da técnica VOC para o sistema em regime permanente são mostrados nas figuras 3.2 a 3.7. Na figura 3.2 são mostradas a tensão e a corrente na fase a . A corrente possui forma de onda aproximadamente senoidal, está em fase com a tensão da rede e suas ondulações causadas pelo chaveamento são pequenas. Portanto, como pode ser visto no espectro da figura 3.3, a corrente possui baixo conteúdo harmônico ($THD = 5,33\%$). O sistema funciona com fator de potência próximo da unidade, pois vê-se na figura 3.4 que a potência reativa oscila de maneira simétrica em torno de zero. A tensão no capacitor do barramento cc, figura 3.5, é constante e igual ao valor de referência. Haja vista que as tensões da rede são perfeitamente balanceadas, o SRF-PLL consegue detectar a frequência da rede com precisão (figura 3.6) de modo que não há diferença entre a fase da tensão da rede e a fase obtida pelo SRF-PLL, fato comprovado pelas componentes de eixo direto e em quadratura da tensão da rede (figura 3.7) calculadas internamente por este.

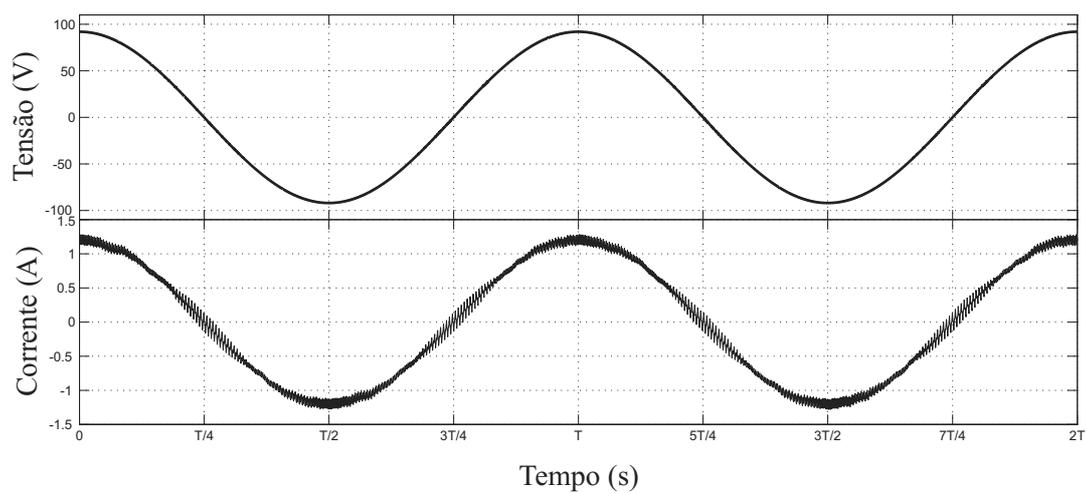


Figura 3.2: Tensão e corrente na fase *a* em regime permanente com o uso da técnica VOC.

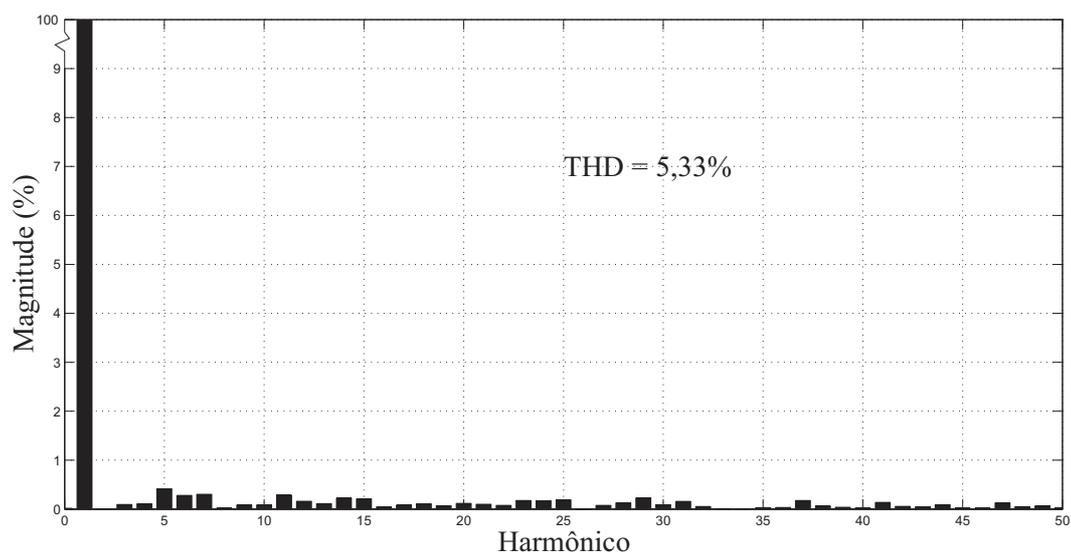


Figura 3.3: Espectro da corrente na fase *a* com o uso da técnica VOC.

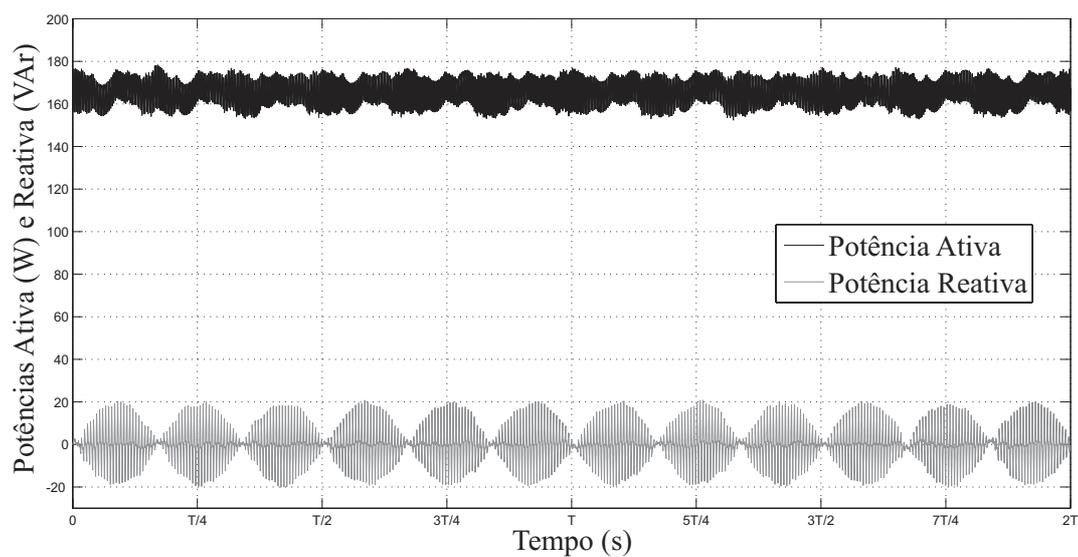


Figura 3.4: Potências ativa e reativa com o uso da técnica VOC.

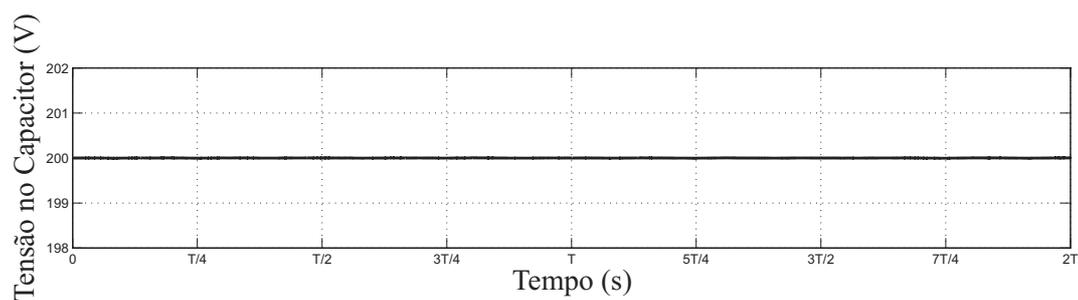


Figura 3.5: Tensão no barramento cc com o uso da técnica VOC.

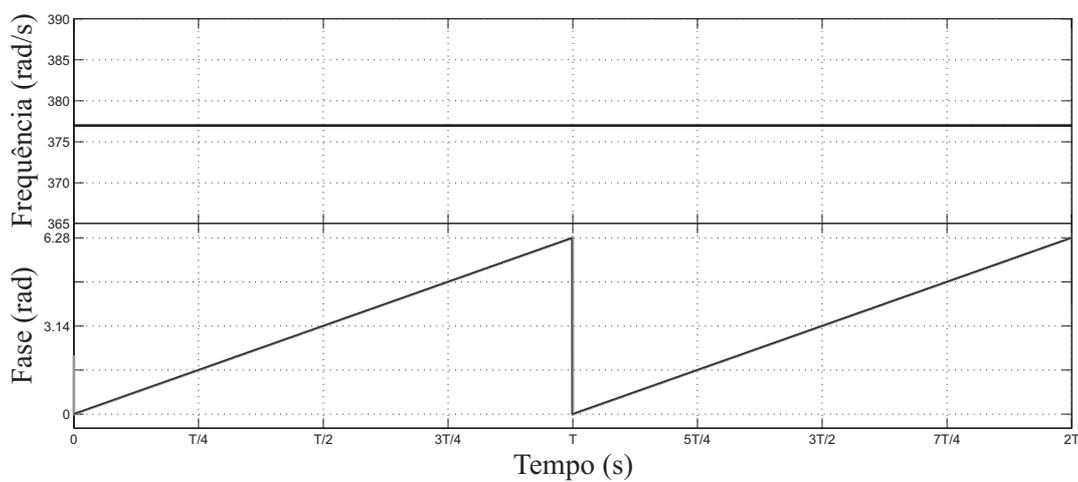


Figura 3.6: Frequência e fase da rede detectada pelo PLL com o uso da técnica VOC.

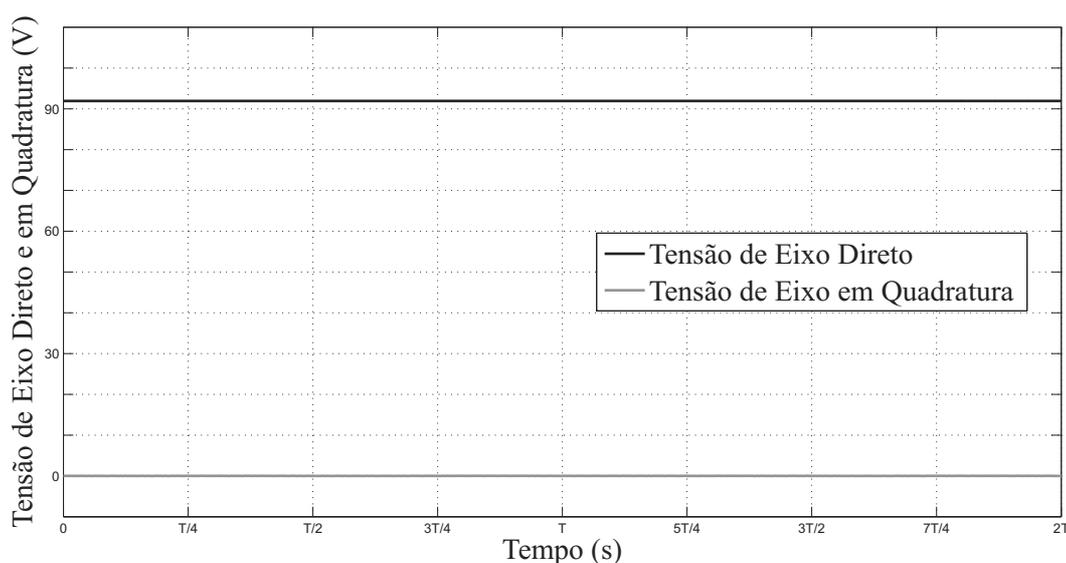


Figura 3.7: Componentes de eixo direto e em quadratura do vetor tensão da rede com o uso da técnica VOC.

Sistema em Regime Permanente com 5º Harmônico Inserido

Com a inserção de 5% de 5º harmônico na tensão da rede, o comportamento do controle VOC muda bastante. A corrente não mais possui forma de onda senoidal, figura 3.8, e seu conteúdo harmônico ($THD = 7,84\%$) aumenta de forma significativa como pode ser visto no espectro da figura 3.9. Apesar de estar em fase com a tensão, a corrente possui forma ligeiramente diferente, o que faz com que a potência reativa deixe de oscilar simetricamente em torno de zero, figura 3.10, indicando que o sistema opera com fator de potência ligeiramente diferente de um. A potência ativa, apesar da tensão no capacitor do barramento cc ser constante (figura 3.11), passa a oscilar consideravelmente. Tudo isto é causado porque a frequência detectada pelo SRF-PLL oscila com amplitude de aproximadamente 10 rad/s , causando um erro na detecção de fase, que mesmo não sendo visível na figura 3.12, pode ser visto na oscilação apresentada nas componentes de eixo direto e em quadratura na tensão da rede calculadas internamente pelo PLL.

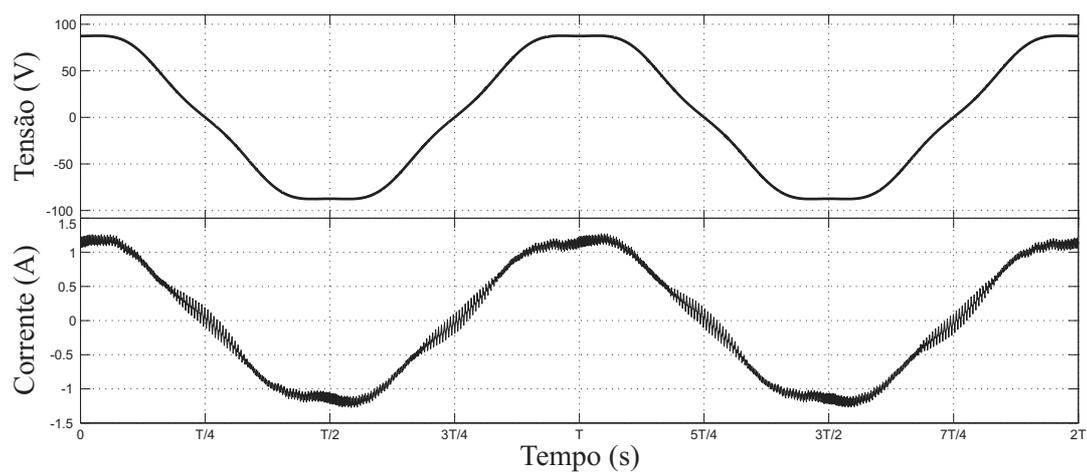


Figura 3.8: Tensão e corrente na fase a em regime permanente com o uso da técnica VOC.

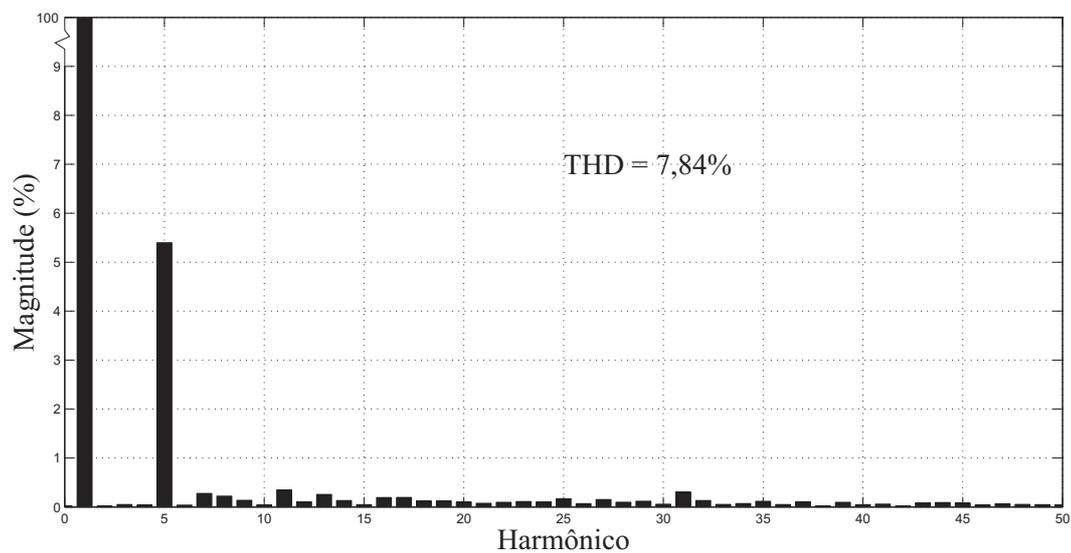


Figura 3.9: Espectro da corrente na fase a com o uso da técnica VOC.

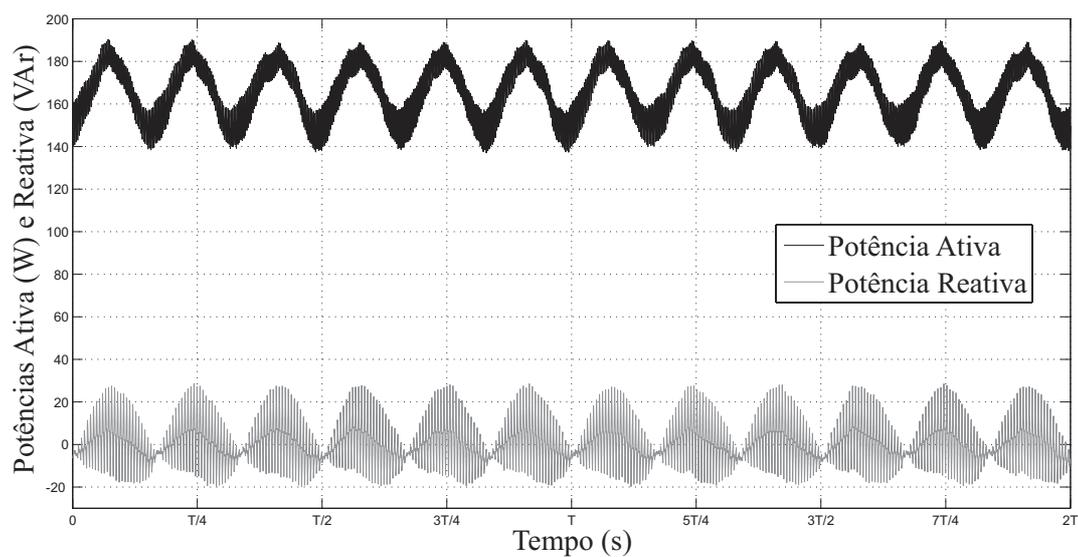


Figura 3.10: Potências ativa e reativa com o uso da técnica VOC.

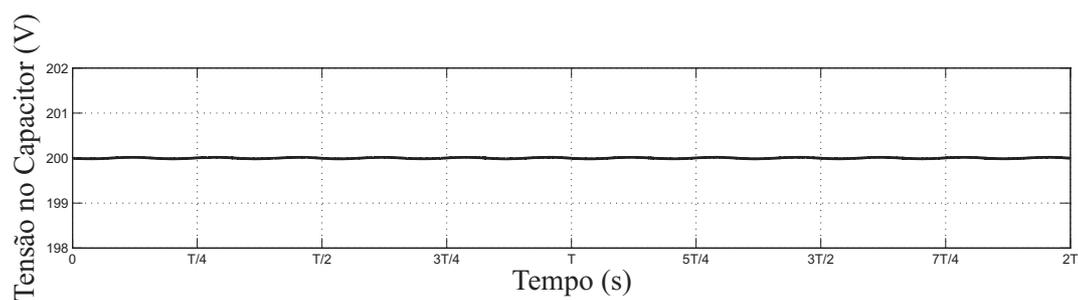


Figura 3.11: Tensão no barramento cc com o uso da técnica VOC.

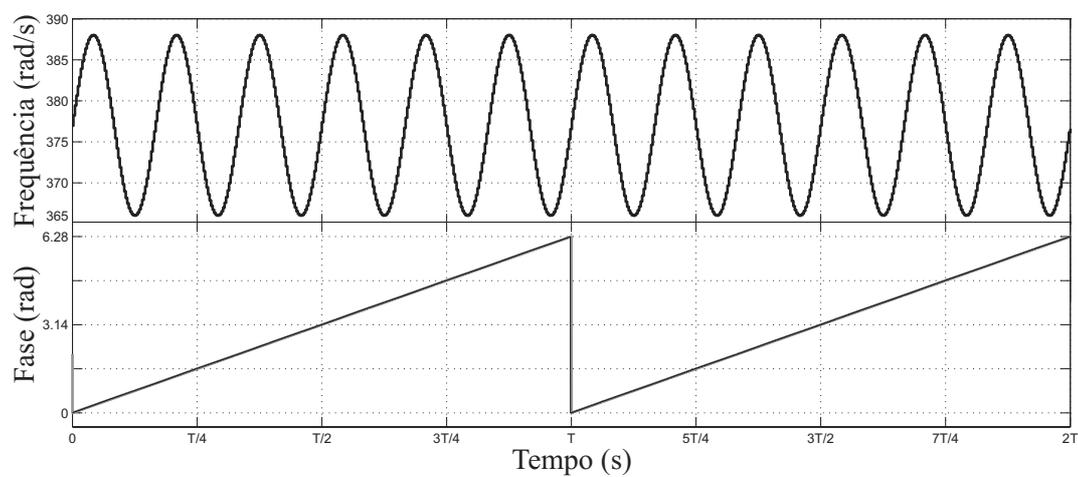


Figura 3.12: Frequência e fase da rede detectada pelo PLL com o uso da técnica VOC.

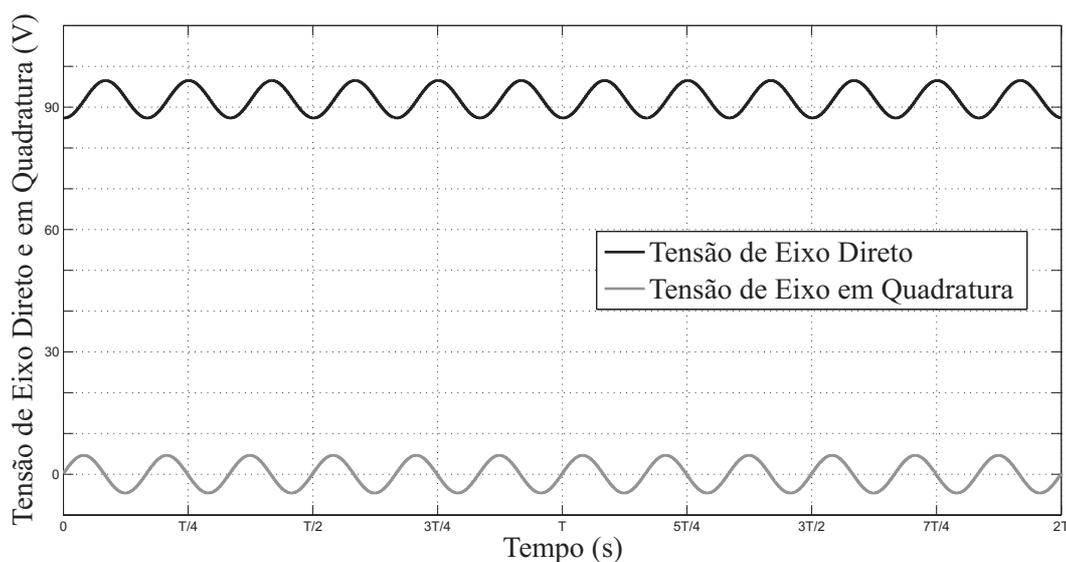


Figura 3.13: Componentes de eixo direto e em quadratura do vetor tensão da rede com o uso da técnica VOC.

Degrau de Carga

Nas figuras 3.14 a 3.16 é possível observar o comportamento dinâmico do controle VOC quando um aumento instantâneo de 100% na carga é aplicado e, após dez ciclos, retirado. A colocação de carga extra causa uma rápida queda na tensão do barramento cc (figura 3.14) e a retirada, um rápido aumento, ambos de aproximadamente 0,5 V. O controlador PI do barramento cc, responsável pelo fornecimento da corrente de eixo direto de referência i_d^* , causa um pequeno *overshoot* na corrente de linha (figura 3.15), cujos efeitos podem ser melhor observados no gráfico das potências, figura 3.16.

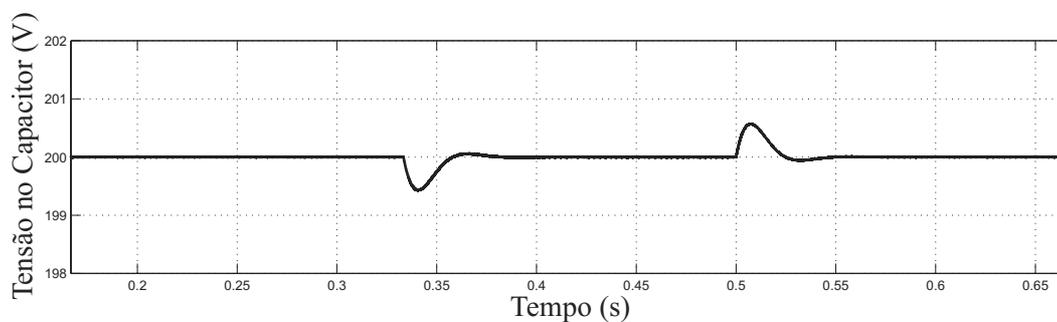


Figura 3.14: Tensão no barramento cc com o uso da técnica VOC.

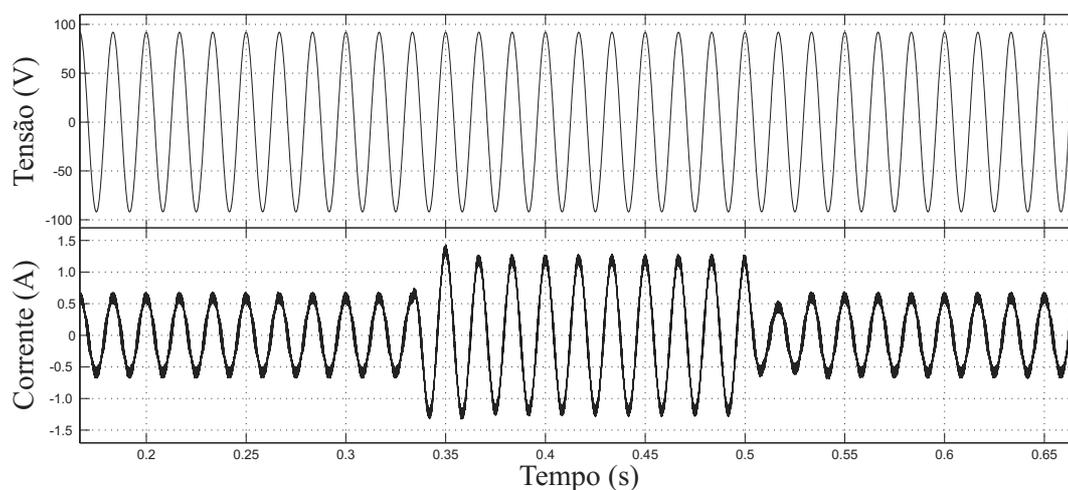


Figura 3.15: Tensão e corrente na fase *a* com o uso da técnica VOC.

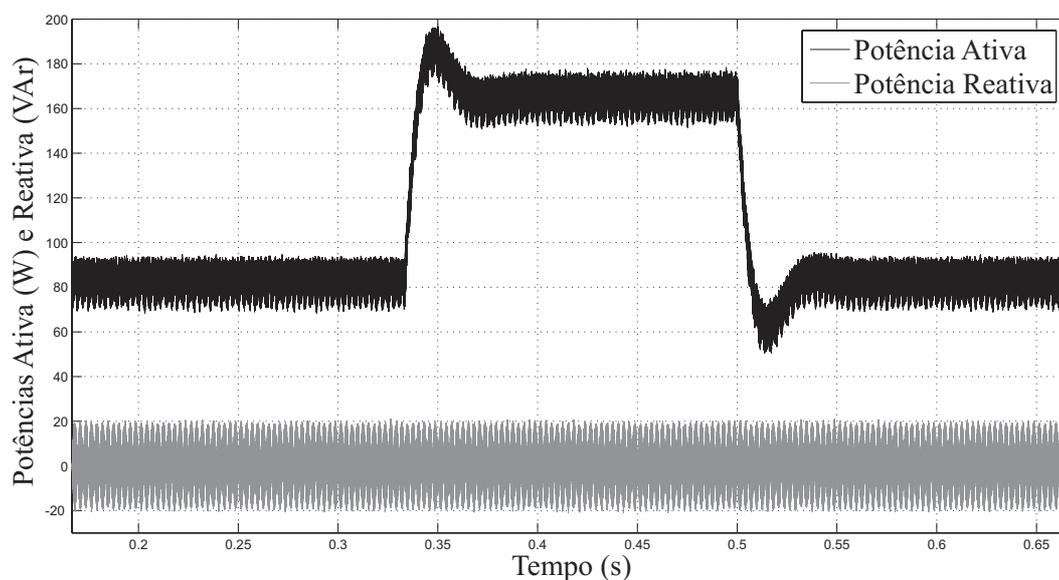


Figura 3.16: Potências ativa e reativa com o uso da técnica VOC.

Variação da Indutância do Filtro

A técnica VOC mostrou-se bastante robusta a variações na indutância do filtro. Como pode ser visto na Tabela 3.2, a variação da distorção harmônica total da corrente varia como esperado, ou seja, com o aumento da indutância do filtro tem-se menos distorção e vice-versa. O erro médio da potência reativa mantém-se praticamente nulo e o erro médio da potência ativa está associado a maneira como o erro foi calculado:

$e = p - p_s^*$, onde p foi calculado através da equação 3.10 e, $p_s^* = v_{dc}^{*2}/R_{CARGA}$. O erro médio eficaz das potências não sofrem variações expressivas.

Tabela 3.2: Variação da indutância do filtro com o uso da técnica VOC.

Varição da indutância (%)	-30	-20	-10	0	+10
Distorção Harmônica Total (%)	7,58	6,68	5,93	5,33	4,90
Erro Médio da Potência Ativa (W)	1,12	1,07	0,97	0,91	0,82
Erro Médio da Potência Reativa (VAr)	-0,01	0,01	0,01	-0,01	-0,02
Erro Eficaz da Potência Ativa (W_{RMS})	2,26	2,36	2,13	1,97	1,99
Erro Eficaz da Potência Reativa (VAr_{RMS})	1,04	0,87	0,84	0,85	0,77

Afundamento Monofásico

O comportamento do retificador controlado pela técnica VOC pode ser observado nas figuras 3.17 e 3.18. O SRF-PLL falha em detectar a frequência da componente fundamental da rede, impossibilitando o controle de regular a corrente de maneira adequada durante o afundamento. Apesar das perturbações na tensão do barramento cc possuírem baixa amplitude, a potência ativa e reativa oscilam fortemente durante o afundamento. Com a extinção do afundamento o sistema recupera a capacidade de controle.

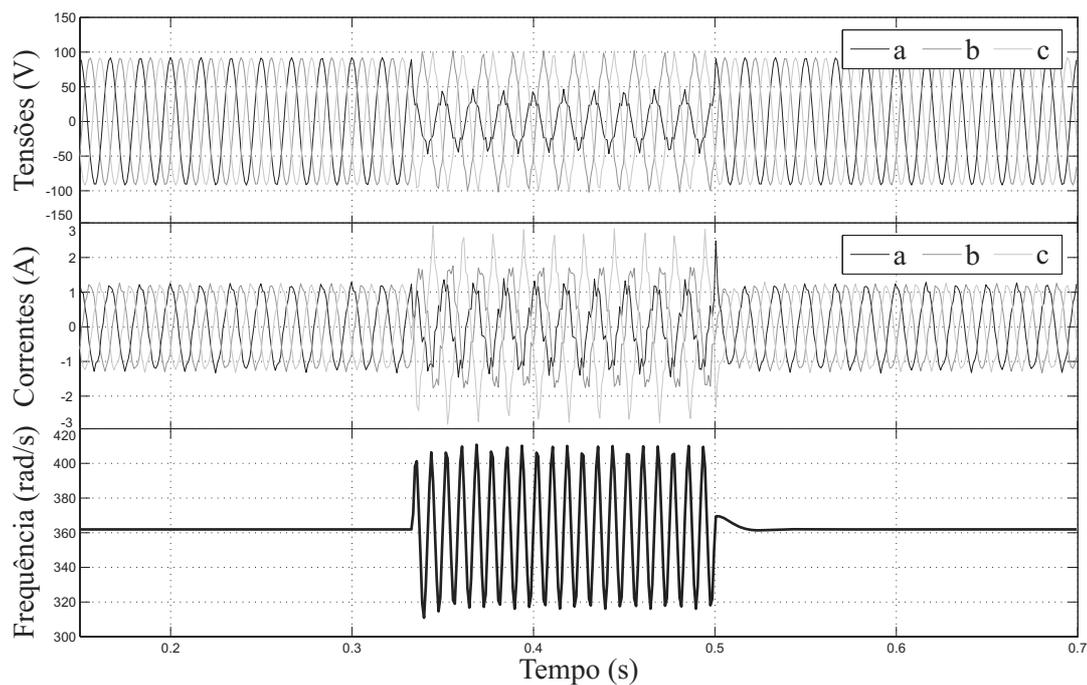


Figura 3.17: Comportamento da técnica VOC frente a um afundamento monofásico. De cima para baixo: tensões da rede, correntes de linha e frequência detectada pelo SRF-PLL.

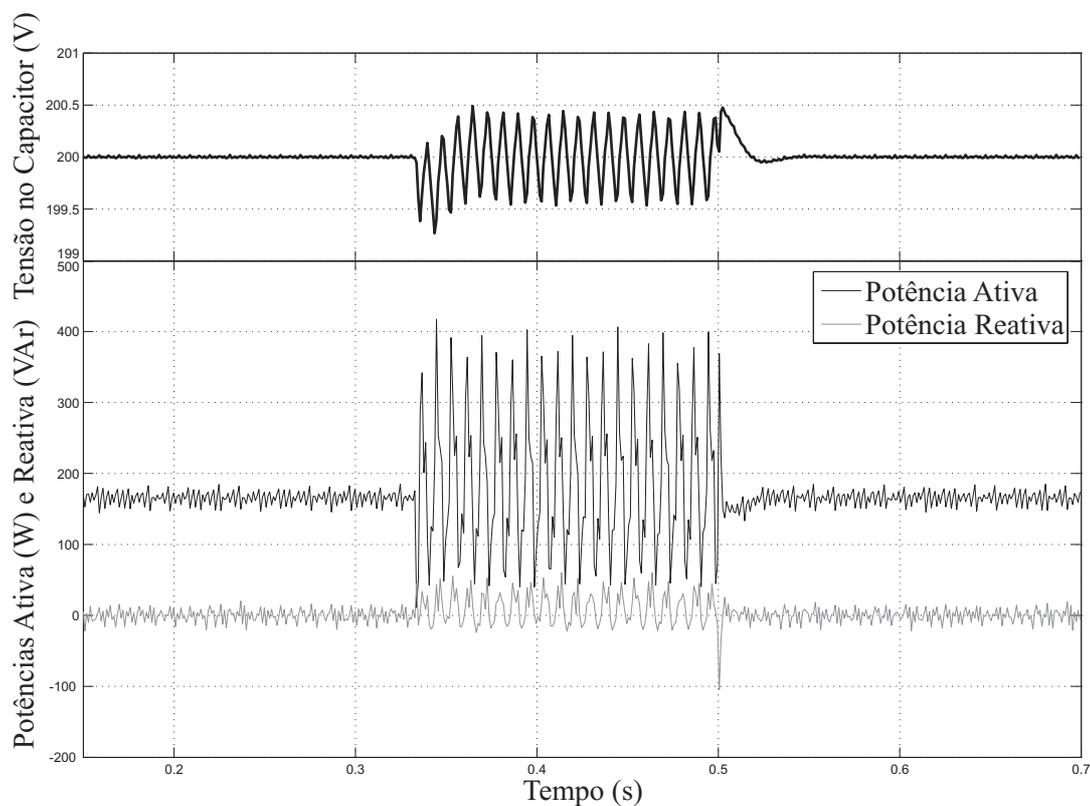


Figura 3.18: Tensão no barramento cc e potências ativa e reativa durante afundamento monofásico com o uso da técnica VOC.

Afundamento Trifásico

As figuras 3.19 e 3.20 ilustram o comportamento do sistema durante o afundamento trifásico. Os comportamentos das correntes e da frequência detectada pelo SRF-PLL durante o afundamento são semelhantes ao comportamento no caso em que apenas o quinto harmônico foi inserido, pois o afundamento é simétrico. Porém, no momento da falta e de sua extinção, acontecem picos de potência ativa, ainda que as oscilações na tensão do barramento cc sejam menores que 2 V.

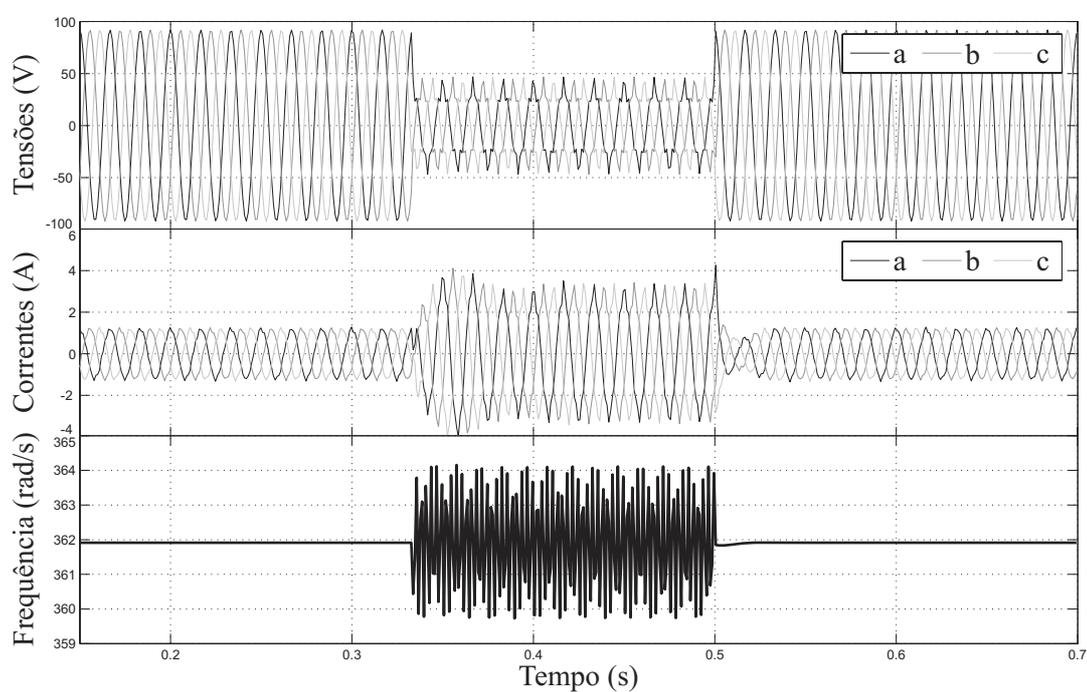


Figura 3.19: Comportamento da técnica VOC frente a um afundamento trifásico. De cima para baixo: tensões da rede, correntes de linha e frequência detectada pelo SRF-PLL.

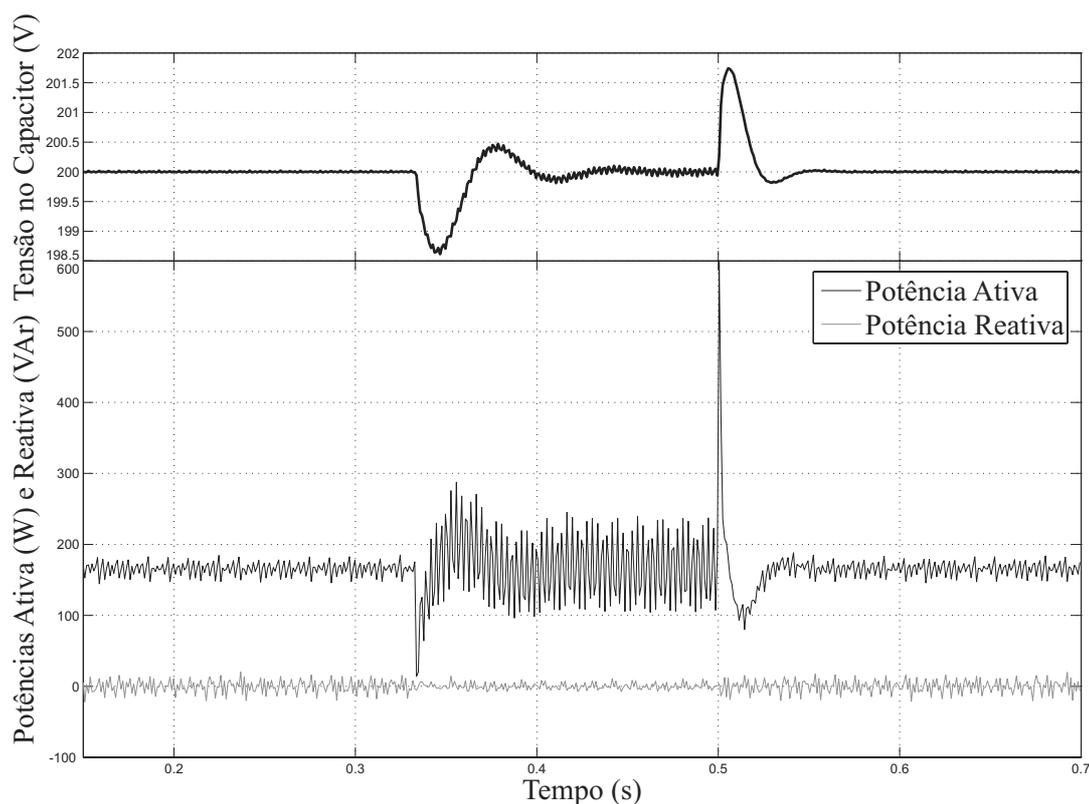


Figura 3.20: Tensão no barramento cc e potências ativa e reativa durante afundamento trifásico com o uso da técnica VOC.

3.2 Controle Direto de Potência em Referencial Orientado pelo Vetor Tensão

A técnica de controle direto de potência em referencial orientado pelo vetor tensão (V-DPC) proposta em [18] é apresentada nesta seção. Esta técnica dispensa os sensores de tensão de linha, pois utiliza um estimador de tensão, conforme apresentado na seção 3.2.1. O controle instantâneo da potência ativa e reativa é realizado selecionando-se um estado de chaveamento ótimo do conversor, de tal forma que os erros de potência ativa e reativa fiquem restritos a bandas de histerese apropriadas. Isto é feito por meio de uma tabela de chaveamento e alguns comparadores por histerese. A tensão do barramento cc é regulada por meio do controle de potência ativa, e o fator de potência próximo da unidade é conseguido ajustando-se a potência reativa de referência para zero.

O diagrama de blocos da técnica V-DPC é ilustrado na figura 3.21. A potência ativa de referência p^* é obtida através do controlador PI do barramento cc, e a potência reativa de referência q^* é fornecida externamente de acordo com o fator de potência que se deseja operar. As diferenças entre potência ativa e reativa de referência e seus respectivos valores estimados p' e q' são fornecidas como entrada para comparadores por histerese. A saída S_p do comparador por histerese da potência ativa é definida da seguinte maneira:

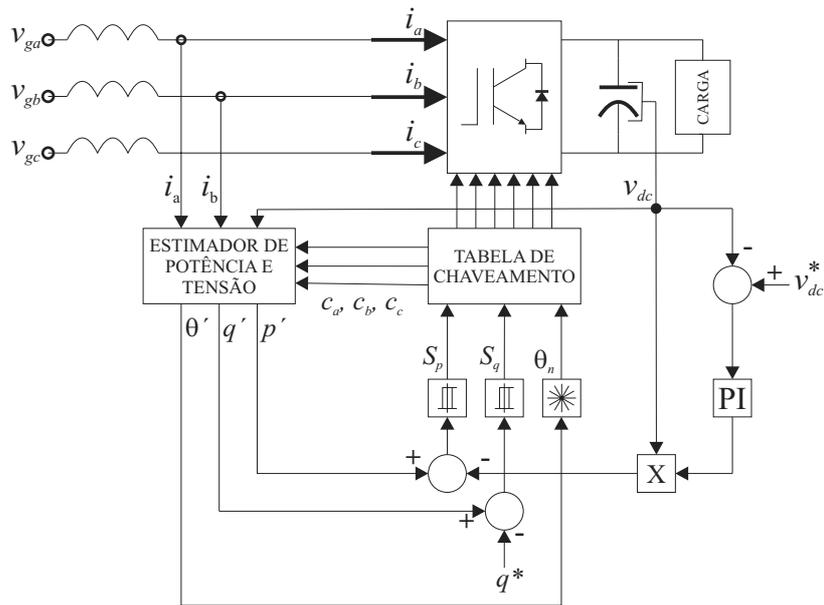


Figura 3.21: Diagrama de blocos da técnica DPC.

$$S_p = \begin{cases} 1, & \text{se } p^* - p > H \\ 0, & \text{se } p^* - p < -H \end{cases}, \quad (3.7)$$

onde H é a banda de histerese. A saída do comparador da potência reativa S_q é definida de maneira similar.

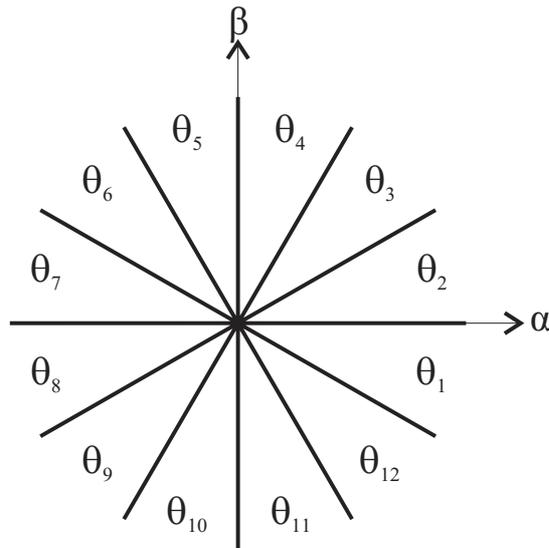


Figura 3.22: Plano cartesiano dividido em doze setores.

O vetor tensão da rede estimado $\mathbf{v}'_g = v'_{g\alpha} + jv'_{g\beta}$, obtido da forma descrita na seção 3.2.1, tem seu ângulo $\theta' = \arctan(v'_{g\beta}/v'_{g\alpha})$ convertido no setor θ_n em que se encontra. A divisão do plano cartesiano $\alpha\beta$, ilustrada na figura 3.22 é feita de acordo com a condição dada na equação:

$$(n - 2)\frac{\pi}{6} \leq \theta_n < (n - 1)\frac{\pi}{6}, \text{ para } n = 1, 2, \dots, 12. \quad (3.8)$$

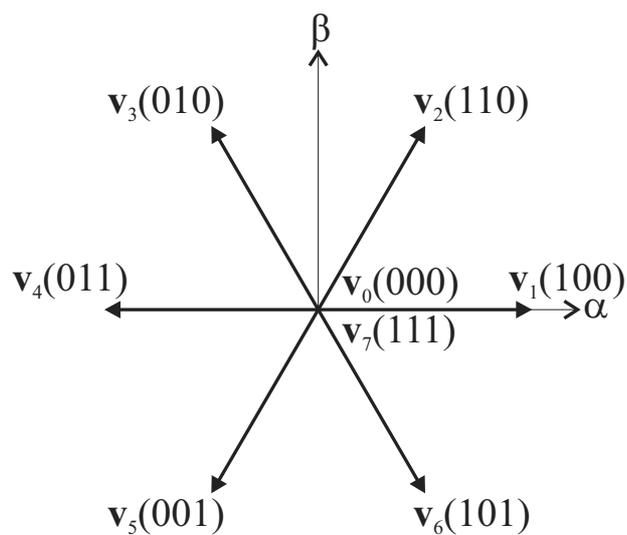


Figura 3.23: Oito possíveis vetores de tensão do retificador PWM trifásico

As saídas binárias dos comparadores por histerese S_p e S_q juntamente com o setor θ_n formam uma palavra que serve de endereço para localizar uma posição numa tabela de chaveamento que contém um dos oito possíveis estados de chaveamento para um retificador trifásico. A figura 3.23 ilustra os vetores de tensão $\mathbf{v}_l(c_a c_b c_c)$, para $l = 0, \dots, 7$, onde c_a , c_b e c_c são as funções de chaveamento das fases a , b e c , respectivamente. Estes vetores podem ser obtidos por meio da seguinte equação:

$$\mathbf{v}_l = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_a \\ c_b \\ c_c \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

A Tabela 3.3 contém vetores específicos em cada uma de suas posições, de tal forma que o endereço formado por S_p , S_q e θ_n permite a localização do vetor que deve ser aplicado pelo conversor para controlar as potências ativa e reativa.

Tabela 3.3: Tabela de chaveamento para controle direto de potência.

S_p	S_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
0	0	\mathbf{v}_6	\mathbf{v}_1	\mathbf{v}_1	\mathbf{v}_2	\mathbf{v}_2	\mathbf{v}_3	\mathbf{v}_3	\mathbf{v}_4	\mathbf{v}_4	\mathbf{v}_5	\mathbf{v}_5	\mathbf{v}_6
0	1	\mathbf{v}_1	\mathbf{v}_2	\mathbf{v}_2	\mathbf{v}_3	\mathbf{v}_3	\mathbf{v}_4	\mathbf{v}_4	\mathbf{v}_5	\mathbf{v}_5	\mathbf{v}_6	\mathbf{v}_6	\mathbf{v}_1
1	0	\mathbf{v}_6	\mathbf{v}_7	\mathbf{v}_1	\mathbf{v}_0	\mathbf{v}_2	\mathbf{v}_7	\mathbf{v}_3	\mathbf{v}_0	\mathbf{v}_4	\mathbf{v}_7	\mathbf{v}_5	\mathbf{v}_0
1	1	\mathbf{v}_7	\mathbf{v}_7	\mathbf{v}_0	\mathbf{v}_0	\mathbf{v}_7	\mathbf{v}_7	\mathbf{v}_0	\mathbf{v}_0	\mathbf{v}_7	\mathbf{v}_7	\mathbf{v}_0	\mathbf{v}_0

3.2.1 Estimador de Tensão

Em [18] foi proposta uma forma de se estimar a tensão da rede, que consiste em simplesmente adicionar as tensões de saída do conversor e as quedas de tensão nos indutores do filtro que o conecta à rede, sem que seja necessário saber a diferença de potencial entre o neutro da rede e do retificador (pontos n e N , respectivamente, na figura 2.1). As variações de tensão do ponto N do retificador têm que ser levadas em consideração, haja vista que o potencial do ponto de neutro da rede geralmente não é disponibilizado. O procedimento de cálculo da tensão entre os pontos N do retificador e o ponto n da rede é complexo. Para evitar o seu cálculo, pelo método proposto em

[18] são utilizadas como variáveis intermediárias a potência ativa p' e a potência reativa q' estimadas.

A potência ativa p pode ser calculada por meio do produto escalar entre as tensões e as correntes da rede. A potência reativa q pode ser conseguida fazendo o produto vetorial entre as mesmas, de tal forma que as seguintes relações são válidas:

$$\begin{aligned} p &= v_{ga}i_a + v_{gb}i_b + v_{gc}i_c \\ jq &= j\frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{gb} - v_{gc})i_a + (v_{gc} - v_{ga})i_b + (v_{ga} - v_{gb})i_c] \end{aligned} \quad (3.10)$$

Reescrevendo-se p e q em função das correntes trifásicas, da tensão do barramento cc, da indutância do filtro, e das funções de chaveamento c_a , c_b e c_c , é possível estimar as potências da seguinte maneira:

$$\begin{aligned} p' &= L\left(\frac{di_a}{dt}i_a + \frac{di_b}{dt}i_b + \frac{di_c}{dt}i_c\right) + v_{dc}(c_a i_a + c_b i_b + c_c i_c) \\ q' &= \frac{1}{\sqrt{3}}\{3L\left(\frac{di_a}{dt}i_c - \frac{di_c}{dt}i_a\right) - v_{dc}[c_a(i_b - i_c) + c_b(i_c - i_a) + c_c(i_a - i_b)]\}. \end{aligned} \quad (3.11)$$

A rigor, a potência dissipada nas resistências do filtro também deveria ser levada em consideração na estimação da potência ativa, mas em comparação com a potência ativa associada ao barramento cc e a indutância do filtro, ela é praticamente nula. Na prática, o cálculo das derivadas das correntes em (3.11) é executado através de diferenças finitas. Portanto, a indutância do filtro deve ser relativamente grande para que picos de corrente excessivos causados pelo chaveamento do conversor sejam suprimidos.

Através da potência aparente estimada $\mathbf{s}' = p' + jq'$, o vetor tensão da rede estimado é dado por:

$$\mathbf{v}'_g = \frac{\mathbf{i}}{|\mathbf{i}|^2} \mathbf{s}' \quad (3.12)$$

Duas observações importantes devem ser feitas. A primeira é que não é possível estimar a tensão da rede utilizando a equação (3.12) quando o retificador funciona em aberto. Essa situação, porém, é bastante inusitada e a amplitude do vetor corrente geralmente é diferente de zero, possibilitando estimar a tensão da rede através da equação (3.12). A segunda observação é que este método de estimação faz uso de variáveis instantâneas, o que torna possível estimar as componentes harmônicas das tensões da rede, assim como a componente fundamental.

3.2.2 Simulações

As simulações para a técnica V-DPC foram realizadas com uma taxa de amostragem de 80 kHz . Esta alta taxa de amostragem é necessária devido às derivadas contidas no cálculo da estimação das potências ativa e reativa, equação (3.11), a partir das quais as tensões da rede são estimadas, equação (3.12). E, também, como não se usa PWM, vetores ativos de amplitude elevada são aplicados por no mínimo um período de amostragem, o que causa variações elevadas de corrente e potência.

Sistema em Regime Permanente com Tensão Ideal

A tensão e a corrente na fase a são ilustradas na figura 3.24. Como pode ser visto, a corrente está em fase com a tensão, e apesar da ondulação, tem forma de onda aproximadamente senoidal. O uso de uma tabela de chaveamento ao invés de um PWM contribui para um maior conteúdo harmônico ($THD = 6,75\%$), como pode ser visto no espectro da figura 3.25. A frequência de chaveamento média, foi de aproximadamente 30 kHz quando em regime permanente. Na figura 3.26 são apresentadas a potência ativa e reativa. A última mostra que o sistema opera com fator de potência unitário, como desejado. A tensão no barramento cc é constante e igual ao valor de referência (figura 3.27). O estimador de potência fornece valores bastante precisos como pode ser visto na figura 3.28, contribuindo para a boa estimação da tensão da rede (figura 3.29). Como não há presença de harmônicos, o ângulo da tensão estimada calculado pela função arco-tangente coincide com a fase da tensão da rede.

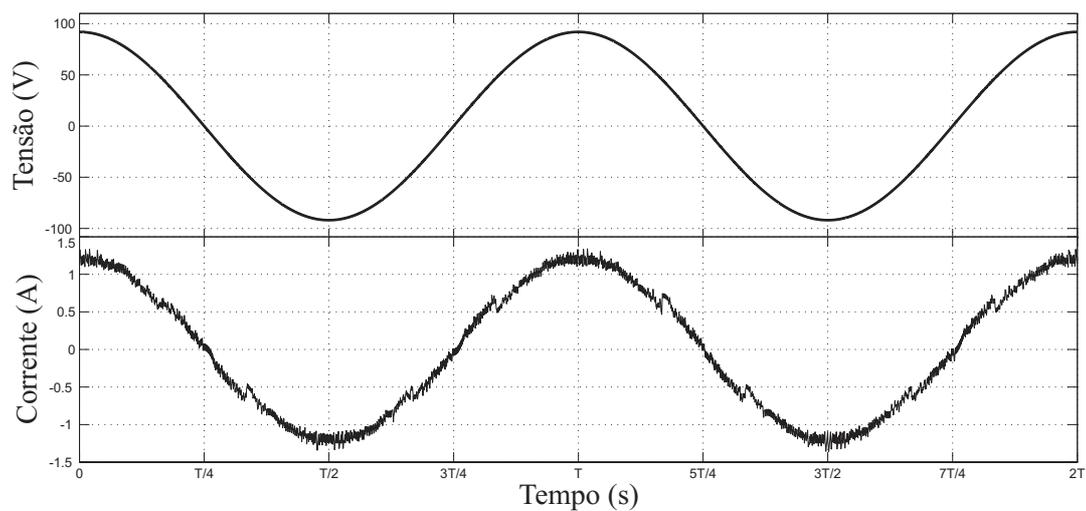


Figura 3.24: Tensão e corrente na fase *a* em regime permanente com o uso da técnica V-DPC.

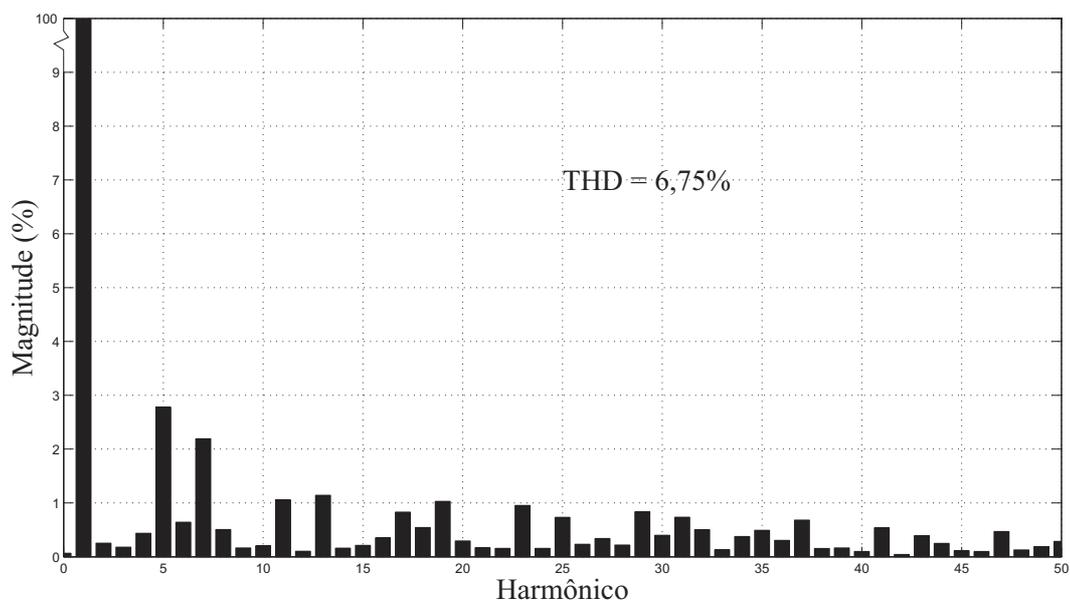


Figura 3.25: Espectro da corrente na fase *a* com o uso da técnica V-DPC.

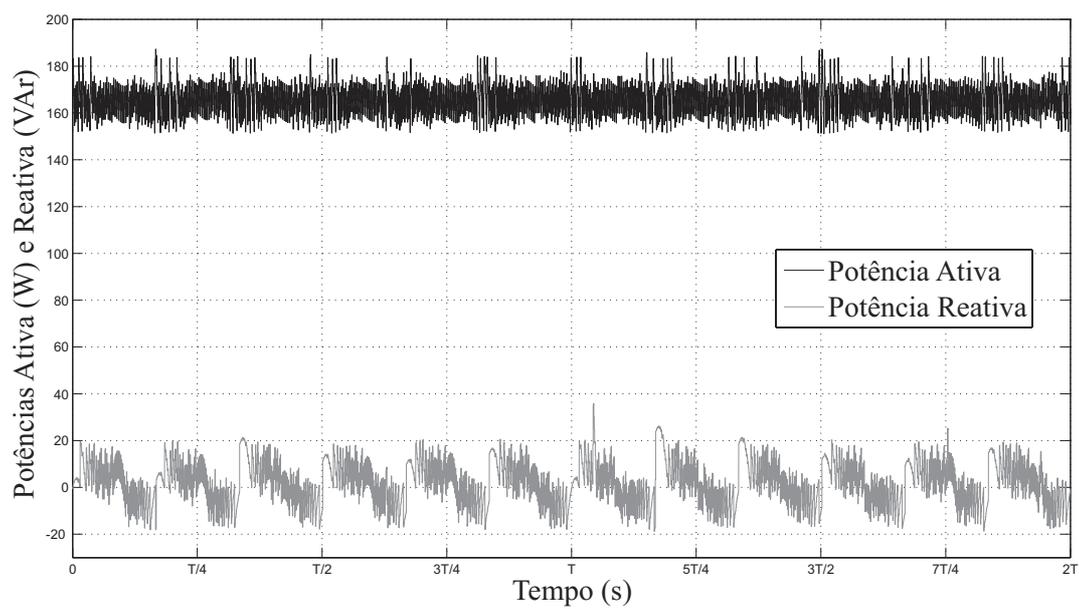


Figura 3.26: Potências ativa e reativa com o uso da técnica V-DPC.

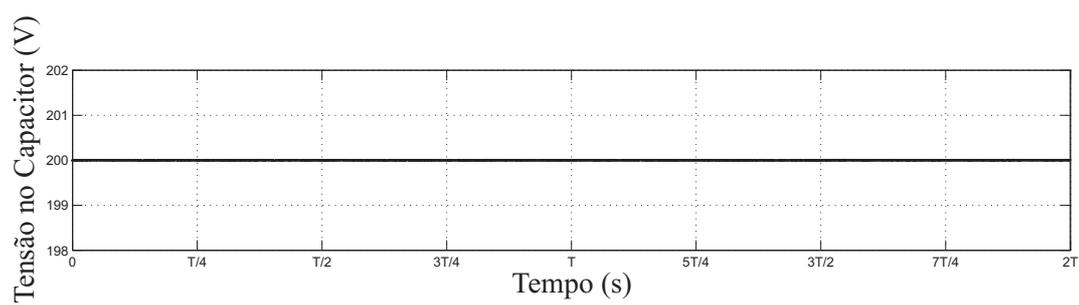


Figura 3.27: Tensão no barramento cc com o uso da técnica V-DPC.

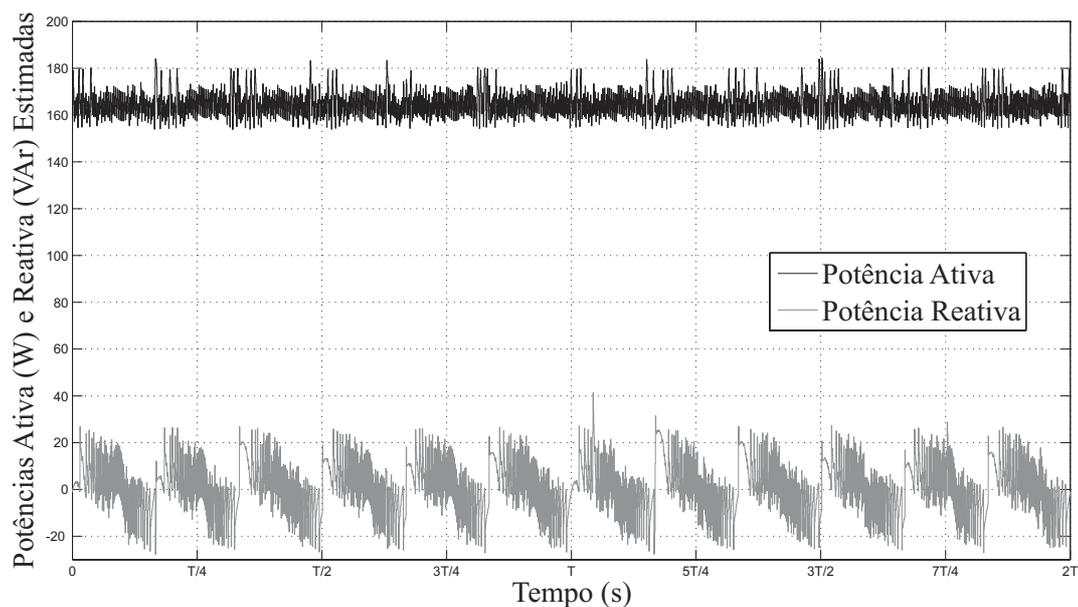


Figura 3.28: Potências ativa e reativa estimadas com o uso da técnica V-DPC.

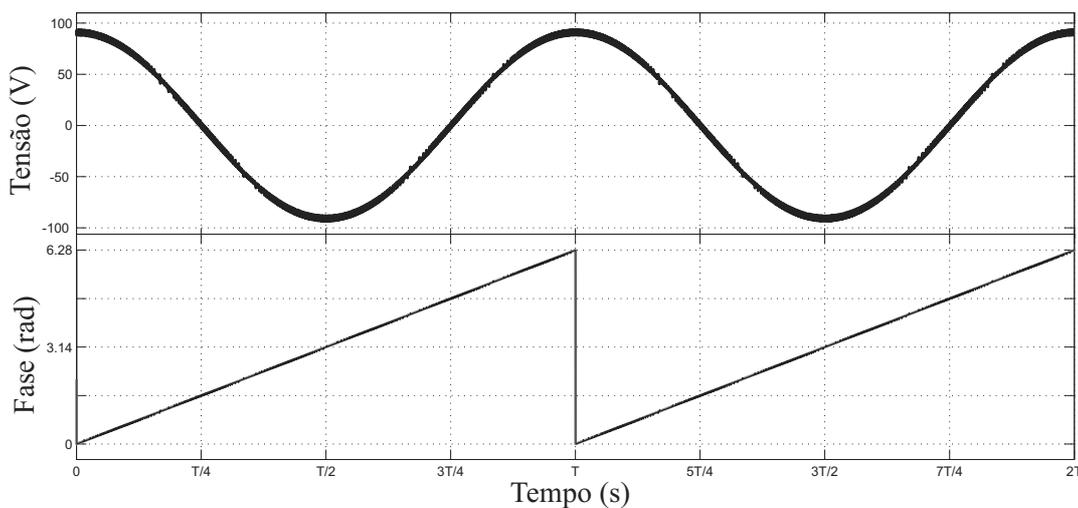


Figura 3.29: Tensão estimada da fase a e ângulo do vetor tensão estimado com o uso da técnica V-DPC.

Sistema em Regime Permanente com 5º Harmônico Inserido

Mesmo com a presença do quinto harmônico, a frequência de chaveamento média continua praticamente a mesma, em torno de 30 kHz . Haja vista que o controle é feito diretamente sobre as potências, estas continuam a apresentar o bom comportamento da situação com tensão ideal (figura 3.32), assim como a tensão no barramento cc

(figura 3.33). As potências estimadas permanecem precisas (figura 3.34). A tensão estimada, como mencionado anteriormente, leva em consideração variáveis temporais, de tal forma que os harmônicos também são estimados, como pode ser visto na figura 3.35. A pequena oscilação no ângulo da tensão estimada causada pela presença do quinto harmônico, indica que o uso de um PLL para detectar a fase da tensão estimada pode melhorar os resultados.

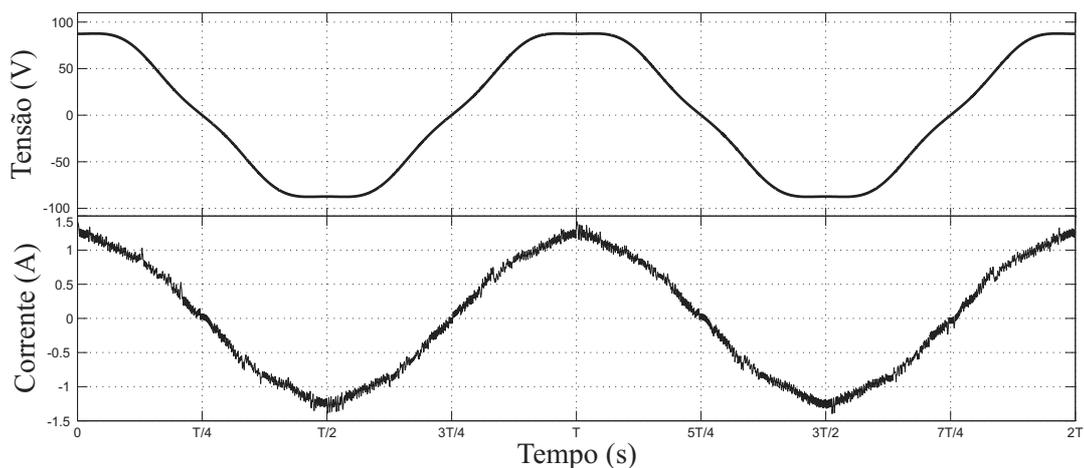


Figura 3.30: Tensão e corrente na fase *a* em regime permanente com o uso da técnica V-DPC.

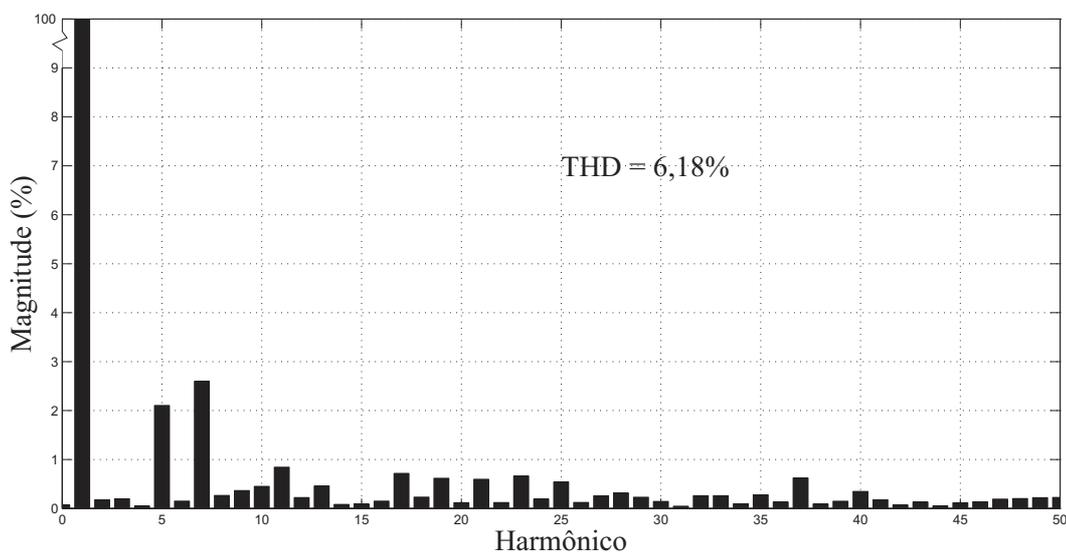


Figura 3.31: Espectro da corrente na fase *a* com o uso da técnica V-DPC.

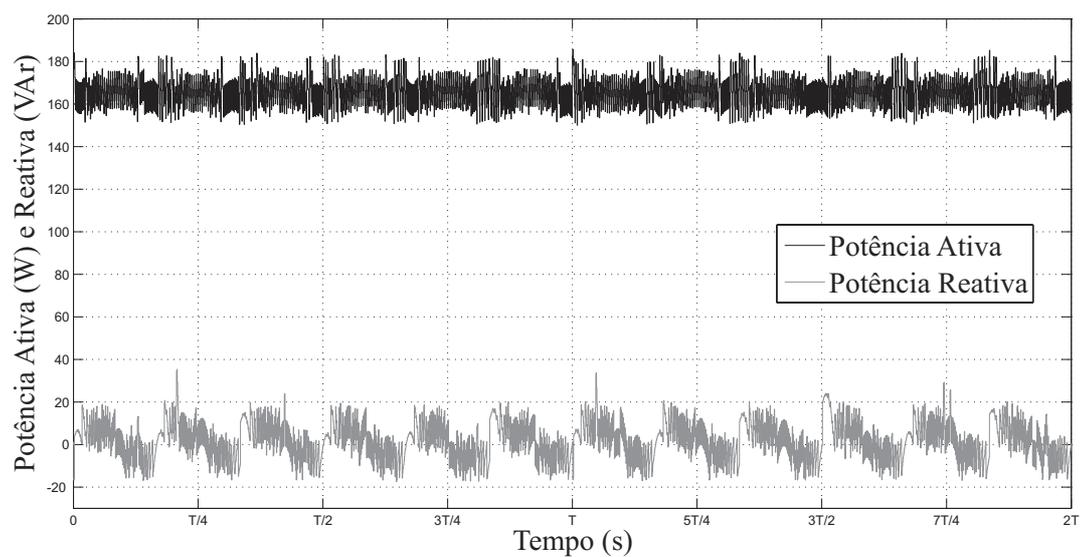


Figura 3.32: Potências ativa e reativa com o uso da técnica V-DPC.

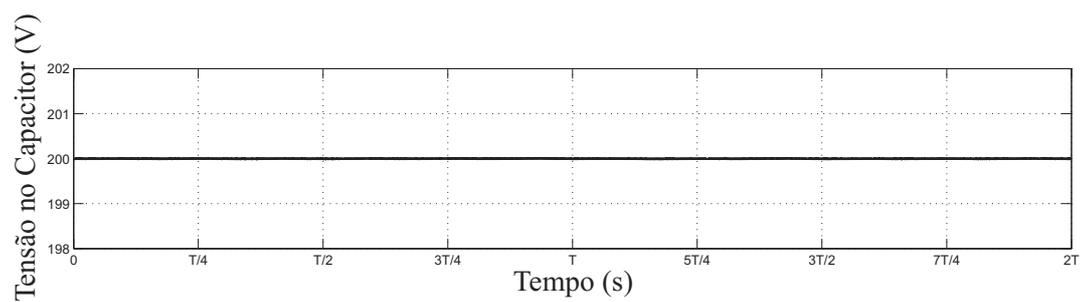


Figura 3.33: Tensão no barramento cc com o uso da técnica V-DPC.

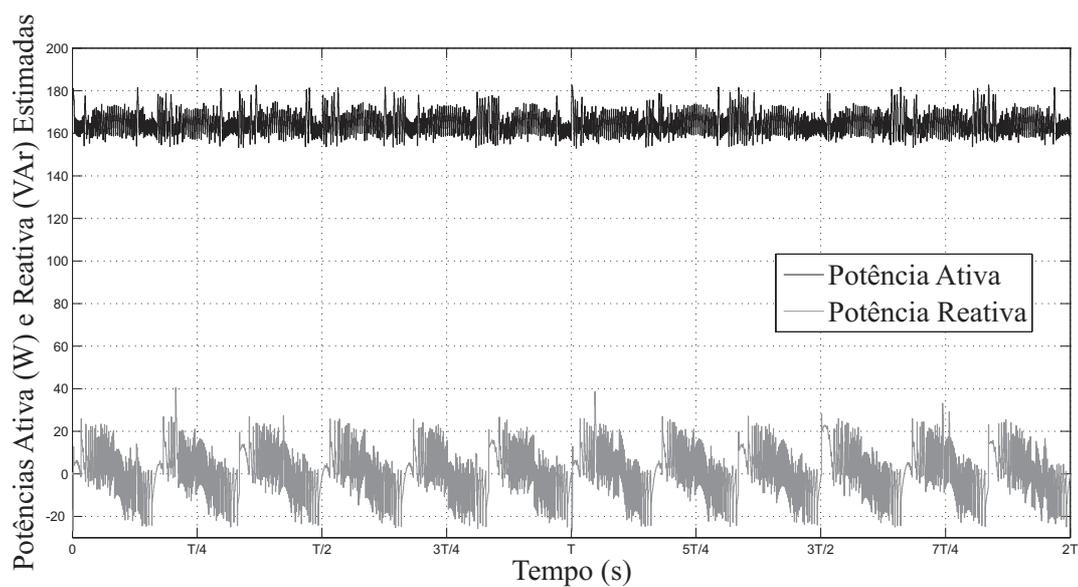


Figura 3.34: Potências ativa e reativa estimadas com o uso da técnica V-DPC.

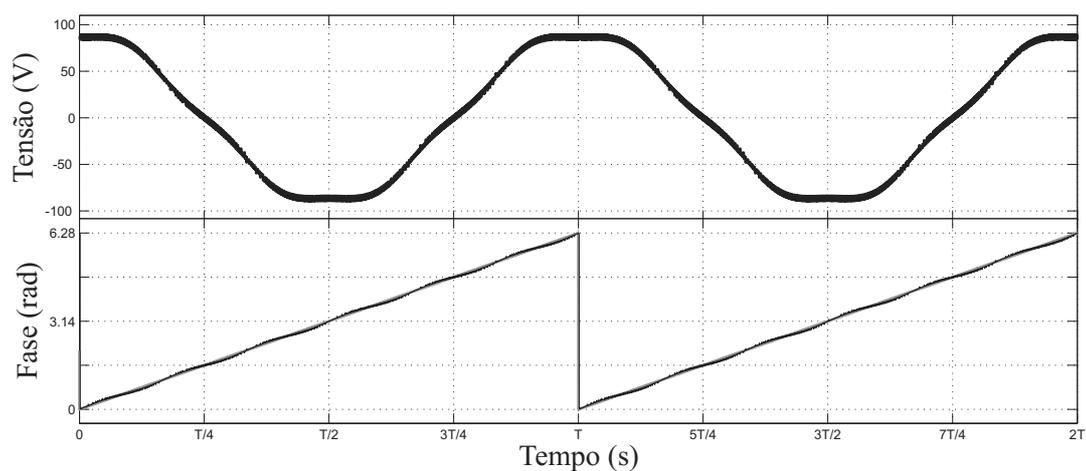


Figura 3.35: Tensão estimada da fase a e ângulo do vetor tensão estimado com o uso da técnica V-DPC.

Degrau de Carga

O transitório do retificador trifásico controlado com a técnica DPC é ilustrado nas figuras 3.36 a 3.38. Como o controle é feito diretamente sobre as potências e a taxa de amostragem é bastante alta, o *overshoot* na potência ativa é pequeno e causado pelo PI do barramento cc, que é responsável pela potência ativa de referência.

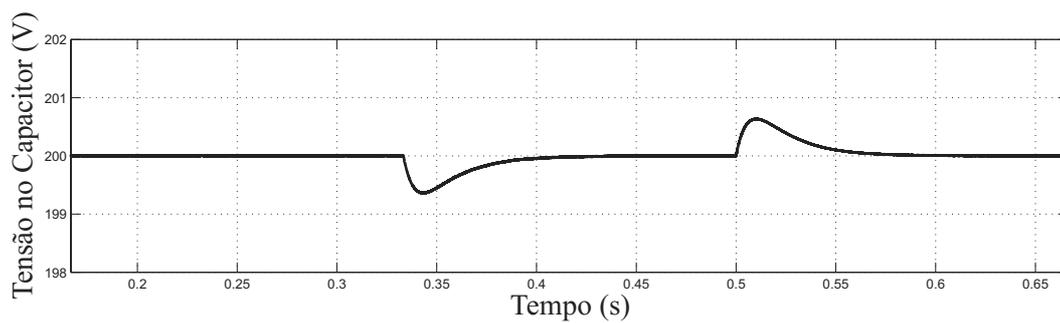


Figura 3.36: Tensão no barramento cc com o uso da técnica V-DPC.

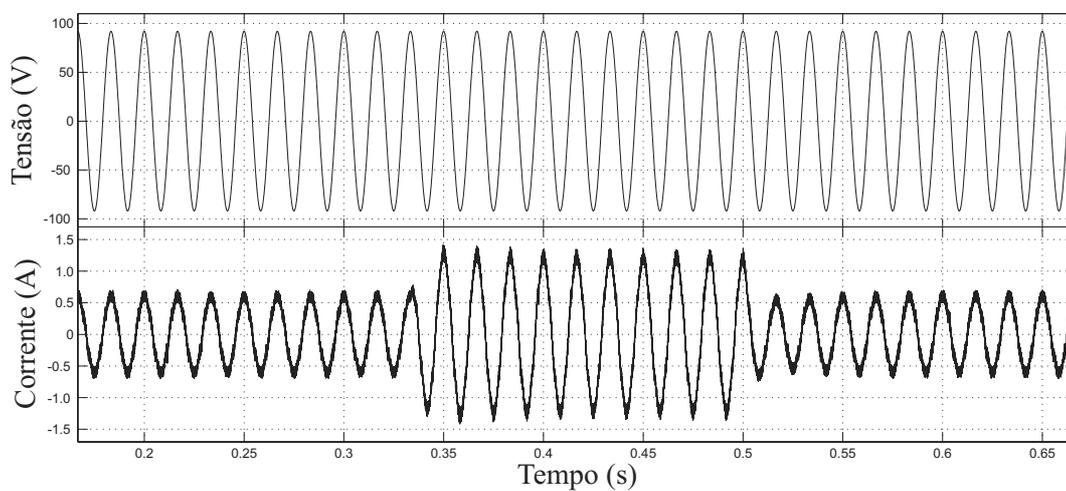


Figura 3.37: Tensão e corrente na fase *a* com o uso da técnica V-DPC.

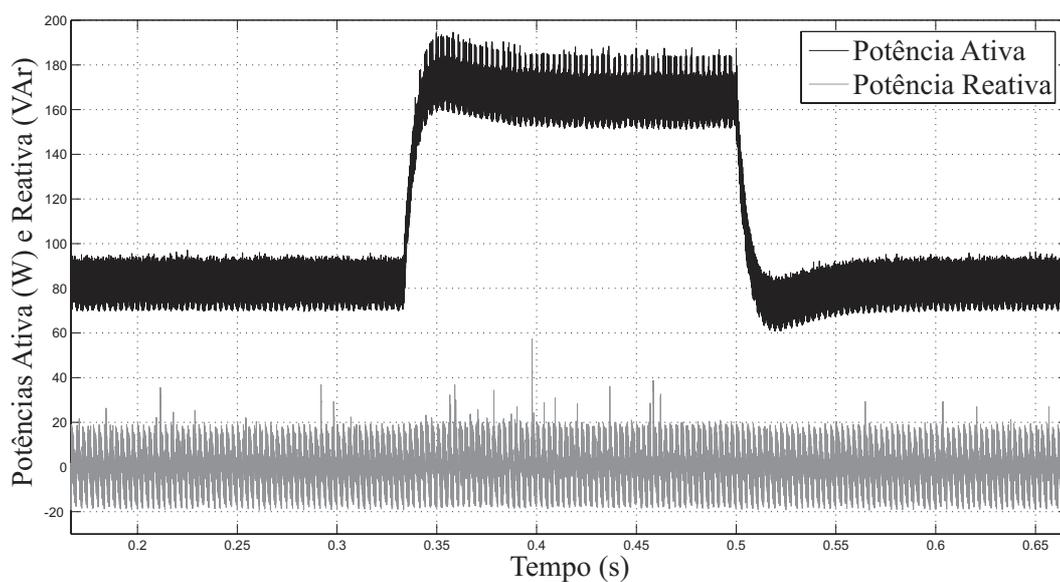


Figura 3.38: Potências ativa e reativa com o uso da técnica V-DPC.

Varição da Indutância do Filtro

A técnica V-DPC apresentou-se bastante suscetível a erros na estimação do parâmetro indutância do filtro. Como pode ser visto na Tabela 3.4 a distorção harmônica total aumenta bastante com o erro do parâmetro. O erro médio da potência ativa permanece constante e próximo de zero, a despeito da potência ativa estimada ser prejudicada pela variação do parâmetro indutância do filtro. Isso ocorre porque a potência ativa de referência é calculada de maneira a regular a tensão no barramento cc. Já o erro médio da potência reativa cresce, devido ao erro da potência reativa estimada crescer com a divergência da indutância estimada do filtro.

Tabela 3.4: Variação da indutância do filtro com o uso da técnica V-DPC.

Varição da indutância (%)	-30	-20	-10	0	+10
Distorção Harmônica Total (%)	17,71	12,76	7,27	6,75	10,47
Erro Médio da Potência Ativa (W)	0,52	0,35	0,29	0,24	0,27
Erro Médio da Potência Ativa Estimada (W)	-2,25	-0,98	-0,15	0,40	0,74
Erro Médio da Potência Reativa (VAr)	-0,65	0,95	0,65	2,14	4,96
Erro Médio da Potência Reativa Estimada (VAr)	-0,70	-0,69	-0,06	0,73	1,54
Erro Eficaz da Potência Ativa (W_{RMS})	19,97	11,30	7,65	6,97	12,39
Erro Eficaz da Potência Ativa Estimada (W_{RMS})	37,48	19,99	6,46	3,95	12,57
Erro Eficaz da Potência Reativa (VAr_{RMS})	22,48	18,83	10,72	10,10	13,90
Erro Eficaz da Potência Reativa Estimada (VAr_{RMS})	32,46	17,36	6,10	3,51	11,10

Afundamento Monofásico

Durante o afundamento monofásico, a corrente drenada da rede apresentou fortes distorções (figura 3.39). A fase da tensão estimada é bastante diferente da fase da tensão da rede, pois é obtida pelo cálculo da função arco-tangente. Mesmo com a tensão no barramento cc sofrendo oscilações de menos de 1 V, a potência reativa oscila bruscamente (figura 3.40).

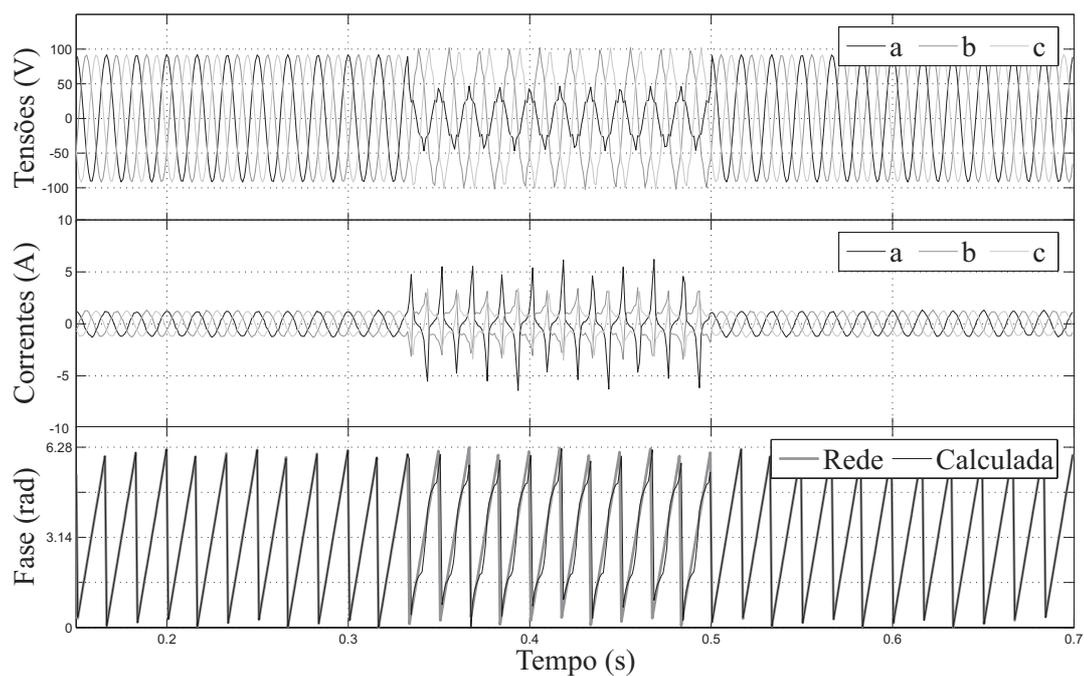


Figura 3.39: Comportamento da técnica V-DPC frente a um afundamento monofásico. De cima para baixo: tensões da rede, correntes de linha e fases da rede real e calculada.

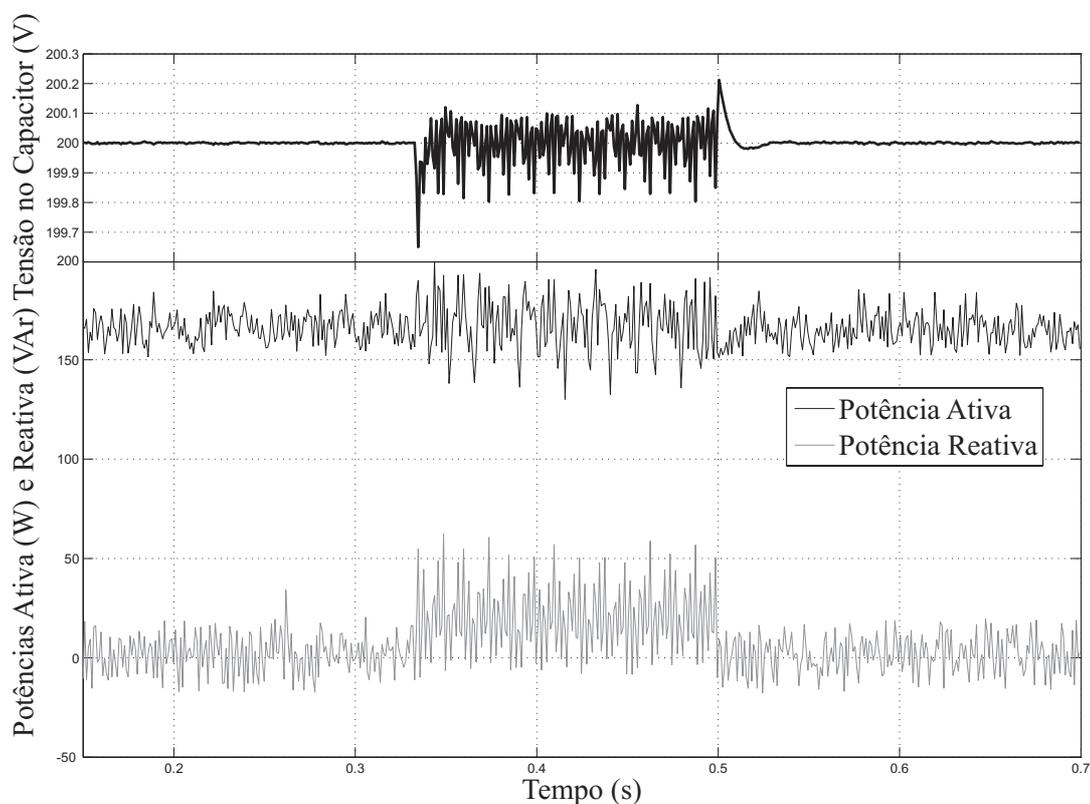


Figura 3.40: Tensão no barramento cc e potências ativa e reativa durante afundamento monofásico com o uso da técnica V-DPC

Afundamento Trifásico

As figuras 3.41 e 3.42 ilustram o comportamento do sistema durante um afundamento trifásico. A corrente é bastante distorcida durante o afundamento. Como o afundamento é equilibrado, a diferença entre a fase estimada e a fase da rede são imperceptíveis, porém contribuem para a distorção acentuada das correntes.

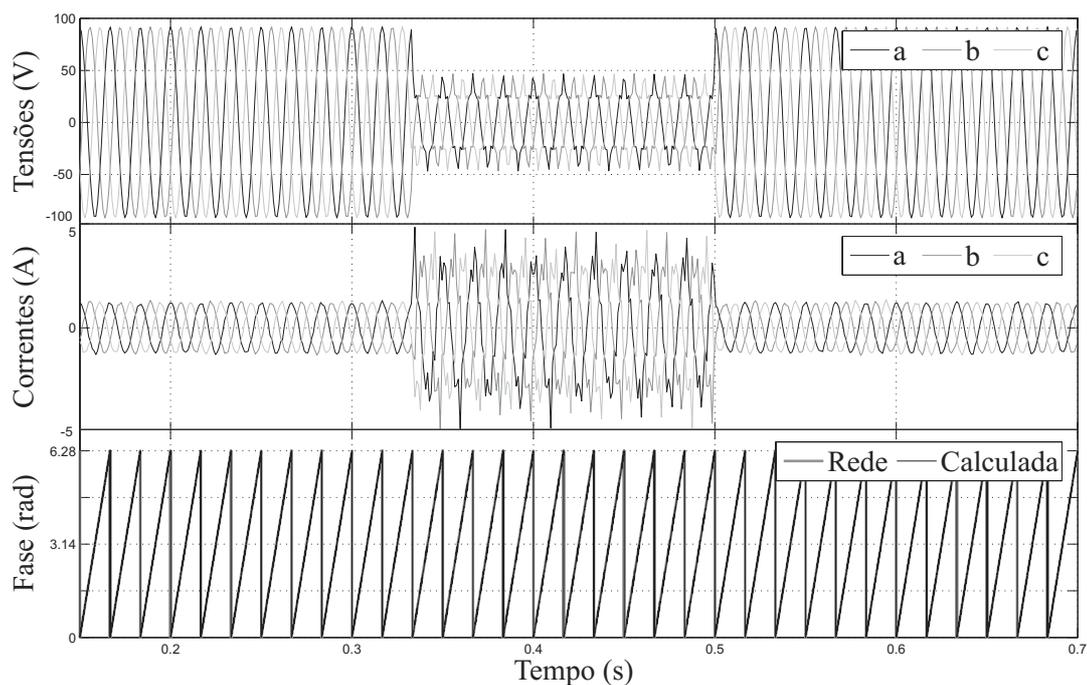


Figura 3.41: Comportamento da técnica V-DPC frente a um afundamento trifásico. De cima para baixo: tensões da rede, correntes de linha e fases da rede real e calculada.

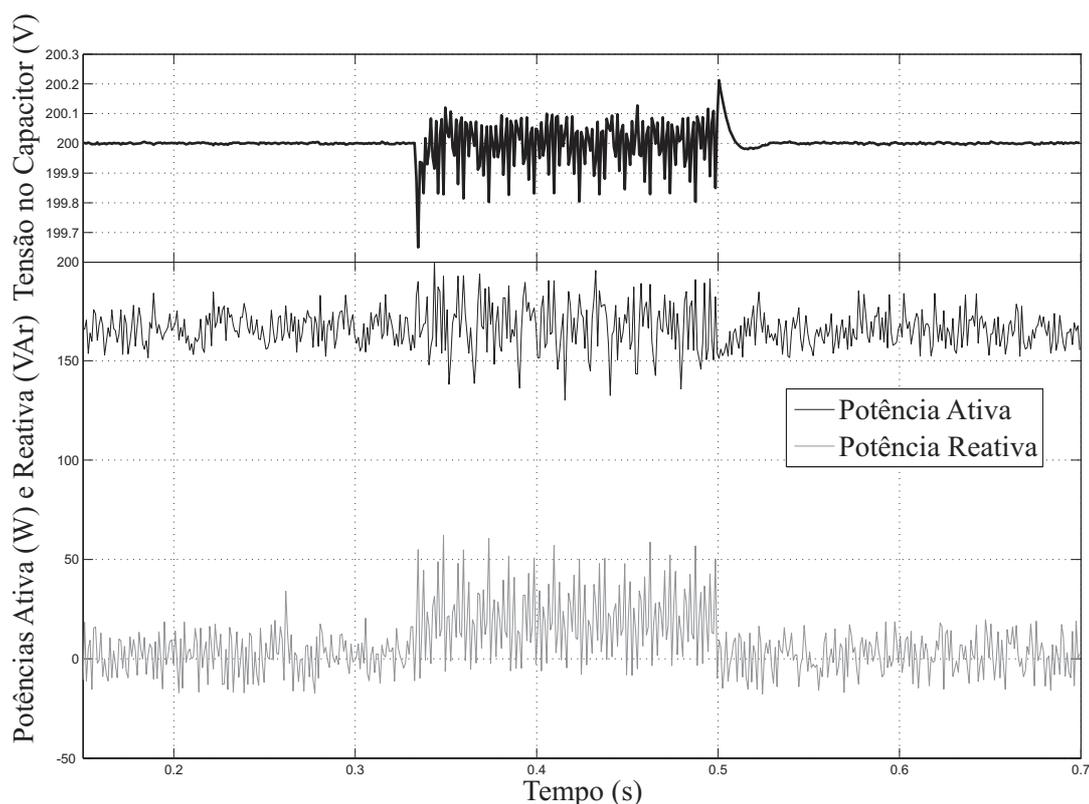


Figura 3.42: Tensão no barramento cc e potências ativa e reativa durante afundamento trifásico com o uso da técnica V-DPC.

3.3 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a técnica VOC, a mais utilizada atualmente em controle de retificadores trifásicos. Apresenta-se também uma das primeiras técnicas de controle direto de potência, a V-DPC. Ficou evidenciado por meio de simulações que ambas as técnicas são bastante sensíveis a presença de harmônicos na tensão da rede. Como foi visto, a técnica V-DPC apresentou-se bastante suscetível a variações na indutância do filtro. O comportamento das duas técnicas frente a afundamentos não foi satisfatório, com exceção da técnica V-DPC no caso de afundamentos trifásicos, que, apesar das correntes terem se apresentado bastante distorcidas, as potências ativa e reativa foram mantidas em níveis aceitáveis. Espera-se que as técnicas de controle em referencial orientado pelo vetor fluxo virtual, apresentadas no próximo capítulo, sejam menos sensíveis a distorções na tensão da rede.

4

TÉCNICAS DE CONTROLE DO RETIFICADOR TRIFÁSICO EM REFERENCIAL ORIENTADO PELO VETOR FLUXO VIRTUAL

Neste capítulo são apresentadas três técnicas de controle direto de potência em referencial orientado pelo vetor fluxo virtual. A primeira delas, a técnica de controle direto de potência por histerese orientado pelo vetor fluxo virtual (VF-DPC) foi derivada da técnica V-DPC e difere desta, basicamente, no referencial adotado. Em seguida, é apresentada a técnica de controle direto de potência por PIs orientado pelo vetor fluxo virtual com modulação de vetores espaciais (DPC-SVM) que é uma evolução da técnica VF-DPC. Por último, uma nova técnica é proposta, a técnica de controle direto de potência por modos deslizantes orientado pelo fluxo virtual (SM-DPC).

4.1 Controle Direto de Potência Orientado pelo Vetor Fluxo Virtual

Nesta seção a técnica de controle direto de potência orientado pelo fluxo virtual (VF-DPC) proposta em [6] é apresentada. Nesta técnica o fluxo virtual apresentado na seção 2.5.2 é obtido por meio de um estimador de fluxo virtual, a ser apresentado na seção 4.1.1, o qual dispensa os sensores de tensão de linha. O fluxo virtual estimado é usado para calcular as potências ativa e reativa e para orientação do referencial. Basicamente, a idéia é a mesma do controle V-DPC apresentado na seção 3.21. O

controle instantâneo da potência ativa e reativa é realizado por meio de comparadores por histerese, selecionando-se um estado de chaveamento da mesma tabela (Tabela 3.3) utilizada no método V-DPC. Este tipo de controle garante que os erros de potência ativa e reativa fiquem restritos às bandas de histerese apropriadas. Controlando-se a potência ativa regula-se a tensão no barramento cc e ajustando-se a potência reativa de referência para zero consegue-se operar com fator de potência próximo da unidade.

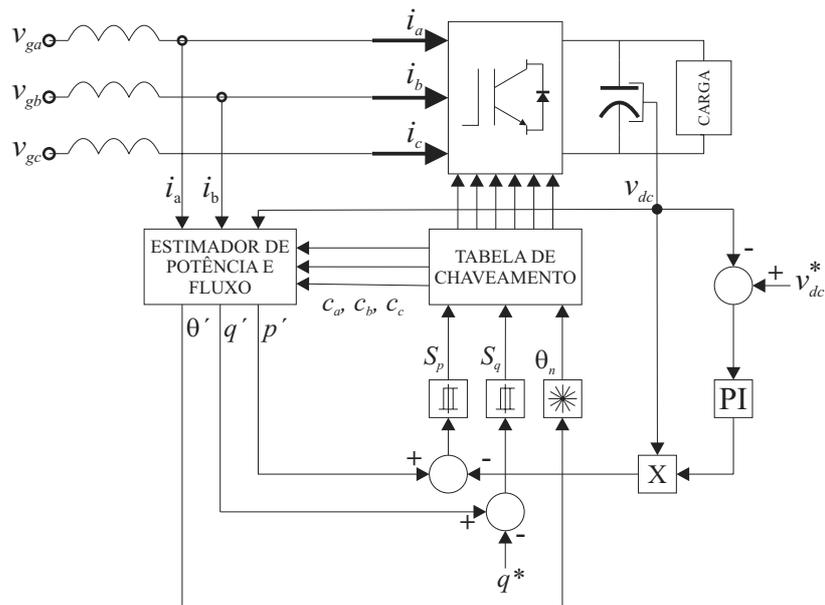


Figura 4.1: Diagrama de Blocos da Técnica VF-DPC.

O diagrama de blocos da figura 4.1 ilustra o esquema de controle. A potência ativa de referência p^* é gerada pelo controlador PI do barramento cc, e a potência reativa de referência é fornecida externamente de acordo com o fator de potência desejado. Os erros entre os valores de referência e os estimados são fornecidos como entrada para comparadores por histerese os quais têm suas saídas descritas em (3.7). O ângulo do vetor fluxo virtual estimado $\psi_g = \psi_{g\alpha} + j\psi_{g\beta}$, dado por $\theta' = \arctan(\psi_{g\beta}/\psi_{g\alpha})$ é, teoricamente, atrasado de noventa graus em relação ao vetor tensão da rede. Por isso, o plano cartesiano $\alpha\beta$, ilustrado na figura 4.2, é dividido em doze setores de acordo com a equação (4.1), o que equivale a somar noventa graus à fase do fluxo estimado,

obtendo-se a fase da tensão da rede.

$$(n - 5)\frac{\pi}{6} \leq \theta_n < (n - 4)\frac{\pi}{6}, \text{ para } n = 1, 2, \dots, 12. \quad (4.1)$$

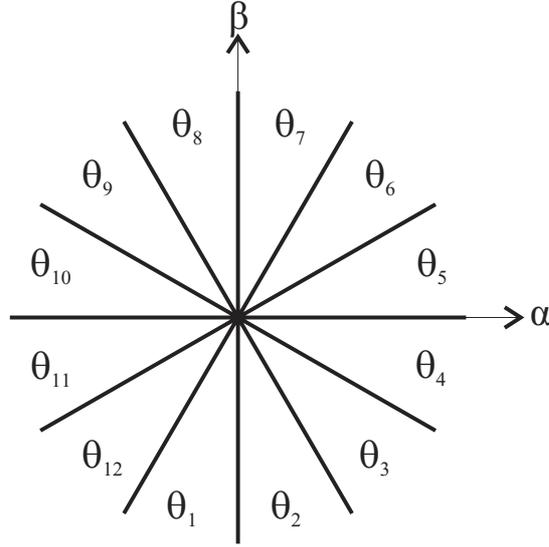


Figura 4.2: Plano cartesiano dividido em doze setores.

De maneira semelhante a técnica V-DPC, as saídas binárias dos comparadores por histerese S_p e S_q , juntamente com o setor θ_n , servem de endereço para localização, na tabela de chaveamento, do vetor que deve ser aplicado pelo conversor para restringir os erros de potência.

As potências ativa e reativa podem ser escritas, respectivamente, como:

$$p = \Re(\mathbf{v}_g \mathbf{i}^*) \quad (4.2)$$

e

$$q = \Im(\mathbf{v}_g \mathbf{i}^*), \quad (4.3)$$

onde \Re , \Im e $*$ representam a parte real, imaginária e o conjugado de um número complexo, respectivamente.

A tensão pode ser expressa em termos do fluxo virtual da seguinte maneira:

$$\mathbf{v}_g = \frac{d}{dt} \psi_g = \frac{d}{dt} (|\psi_g| e^{j\omega t}) = \frac{d|\psi_g|}{dt} (e^{j\omega t}) + j\omega \psi_g, \quad (4.4)$$

onde ω é a frequência da rede em radianos por segundo.

Utilizando-se o referencial orientado pelo fluxo virtual, $|\psi_g| = \psi_{gd}$ e substituindo-se (4.4) em (4.2) tem-se:

$$p = \frac{d\psi_{gd}}{dt}i_d + \omega\psi_{gd}i_q. \quad (4.5)$$

Para fontes senoidais perfeitamente balanceadas ψ_{gd} é constante, ou seja:

$$\frac{d\psi_{gd}}{dt} = 0, \quad (4.6)$$

de maneira que a equação (4.5) reduz-se a:

$$p = \omega\psi_{gd}i_q. \quad (4.7)$$

Isso significa que somente a componente da corrente i_q , ortogonal ao fluxo ψ_g , produz potência ativa. De modo similar, calcula-se a potência reativa através de:

$$q = \omega\psi_{gd}i_d. \quad (4.8)$$

Na prática, para que seja evitada a transformação para o referencial síncrono dq , as potências ativa e reativa são calculadas utilizando-se o referencial fixo $\alpha\beta$. Da equação (4.4) tem-se:

$$\mathbf{v}_{g\alpha\beta} = \frac{d|\psi_{g\alpha\beta}|}{dt}e^{j\omega t} + j\omega(\psi_{g\alpha} + j\psi_{g\beta}) \quad (4.9)$$

Novamente, considerando-se fontes senoidais perfeitamente balanceadas, a derivada na equação (4.9) é nula, de tal forma que as equações (4.2) e (4.3) tornam-se:

$$\begin{aligned} p &= \omega(\psi_{g\alpha}i_\beta - \psi_{g\beta}i_\alpha) \\ q &= \omega(\psi_{g\alpha}i_\alpha + \psi_{g\beta}i_\beta) \end{aligned} \quad (4.10)$$

4.1.1 Estimador de Fluxo Virtual

Para tornar as técnicas de controle direto de potência orientadas pelo fluxo virtual *sensorless*, um estimador de fluxo virtual é empregado em [6] e [7]. Desprezando-se as resistências do filtro na equação (2.15), a tensão da rede em referencial fixo $\alpha\beta$ é dada por:

$$\mathbf{v}_{g\alpha\beta} = L\frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt} + \mathbf{v}_{s\alpha\beta}, \quad (4.11)$$

onde $\mathbf{v}_{g\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_{g\alpha} & v_{g\beta} \end{bmatrix}^T$ é o vetor tensão da rede, $\mathbf{i}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_{\alpha} & i_{\beta} \end{bmatrix}^T$ é o vetor corrente e $\mathbf{v}_{s\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \end{bmatrix}^T$ é o vetor tensão do retificador.

As componentes α e β do vetor tensão do retificador são calculadas por meio da tensão no barramento cc e do estado de chaveamento do conversor. Para técnicas que utilizam tabelas de chaveamento, os estados das chaves não mudam entre as amostragens, ou seja, os estados das chaves c_a , c_b e c_c são constantes durante um período de amostragem. Com isso, é possível calcular a tensão do conversor por meio de:

$$v_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[c_a - \frac{1}{2} (c_b + c_c) \right] v_{dc} \quad (4.12)$$

$$v_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} (c_b - c_c) \right] v_{dc}.$$

Usando-se as equações (4.11) e (4.12) na equação (2.23), as componentes α e β do fluxo virtual são dadas por:

$$\psi_{g\alpha} = \int \left\{ \sqrt{\frac{2}{3}} \left[c_a - \frac{1}{2} (c_b + c_c) \right] v_{dc} + L \frac{di_{\alpha}}{dt} \right\} dt \quad (4.13)$$

$$\psi_{g\beta} = \int \left\{ \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} (c_b - c_c) \right] v_{dc} + L \frac{di_{\beta}}{dt} \right\} dt.$$

Em técnicas que utilizam PWM, as tensões do conversor podem ser calculadas em média através das razões de trabalho D_a , D_b e D_c :

$$v_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[D_a - \frac{1}{2} (D_b + D_c) \right] v_{dc}$$

$$v_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} (D_b - D_c) \right] v_{dc}$$

resultando em:

$$\psi_{g\alpha} = \int \left\{ \sqrt{\frac{2}{3}} \left[D_a - \frac{1}{2} (D_b + D_c) \right] v_{dc} + L \frac{di_{\alpha}}{dt} \right\} dt \quad (4.14)$$

$$\psi_{g\beta} = \int \left\{ \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} (D_b - D_c) \right] v_{dc} + L \frac{di_{\beta}}{dt} \right\} dt.$$

Como dito na seção 2.5.2, integradores de malha aberta não podem ser empregados no cálculo das integrais em (4.13) e (4.14). Portanto, os filtros passa-baixa e passa-alta em cascata descritos na mesma seção são utilizados na estimação do vetor fluxo virtual.

4.1.2 Simulações

O cálculo da estimação do fluxo virtual não contém derivadas como o estimador de tensão usado na técnica V-DPC, o que sugere a possibilidade de se trabalhar com uma frequência de amostragem mais baixa. O sistema foi testado com uma frequência de amostragem de $50kHz$, valor sugerido em [6], porém a distorção harmônica total da corrente foi muito alta, $THD = 9,15\%$. Portanto, optou-se usar por uma taxa de amostragem de $80kHz$ a fim de se fazer uma comparação com a técnica V-DPC.

Sistema em Regime Permanente com Tensão Ideal

Apesar da frequência de chaveamento média de aproximadamente $33kHz$ ser um pouco mais elevada e da forma de onda da corrente ser bastante semelhante a obtida com a técnica V-DPC, a distorção harmônica total foi quase um ponto percentual e meio mais baixa (figuras 4.3 e 4.4). O sistema opera com fator de potência unitário, sem oscilações na tensão do barramento cc e o estimador de potência fornece valores precisos (figuras 4.5 a 4.8). Como a tensão da rede é ideal, o módulo do vetor fluxo virtual estimado é constante e a fase da tensão da rede é determinada, com precisão, adicionando-se noventa graus a fase do vetor fluxo obtida com a função arco-tangente (figura 4.7).

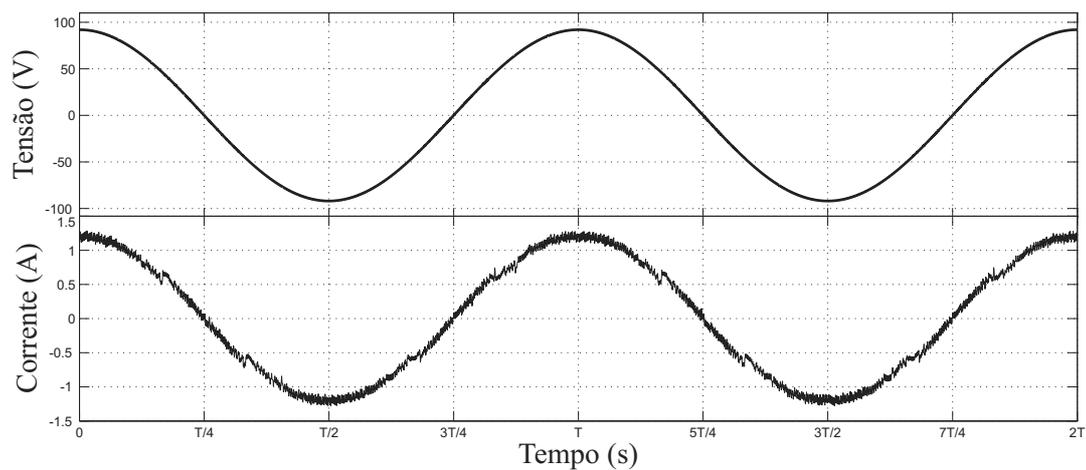


Figura 4.3: Tensão e corrente na fase a em regime permanente com o uso da técnica VF-DPC.

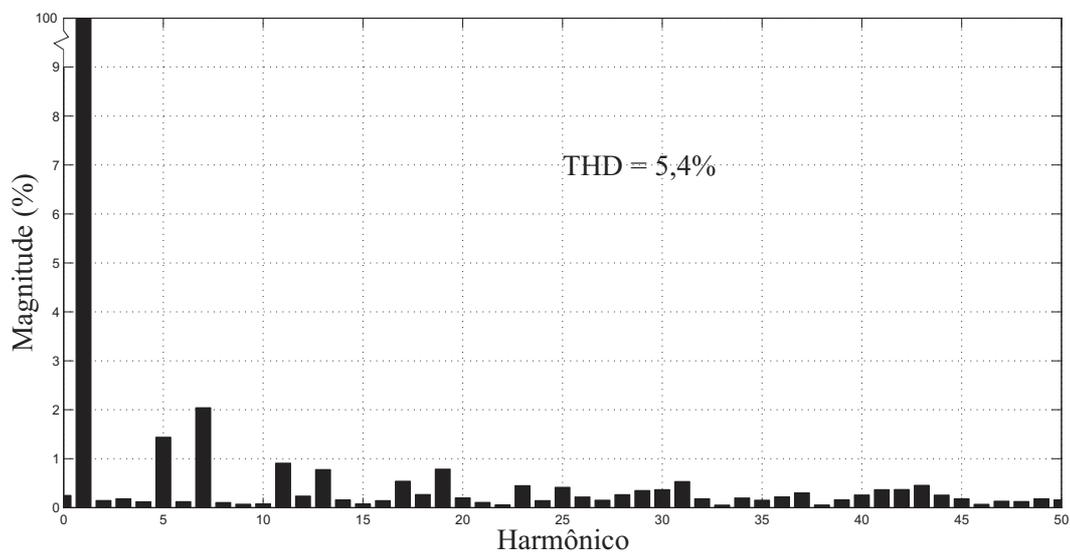


Figura 4.4: Espectro da corrente na fase a com o uso da técnica VF-DPC.

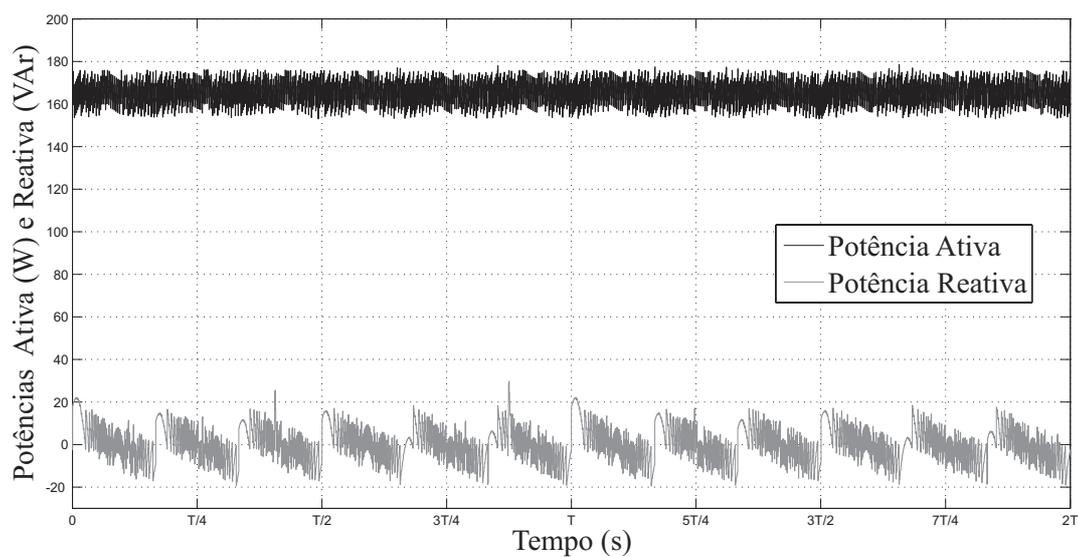


Figura 4.5: Potências ativa e reativa com o uso da técnica VF-DPC.

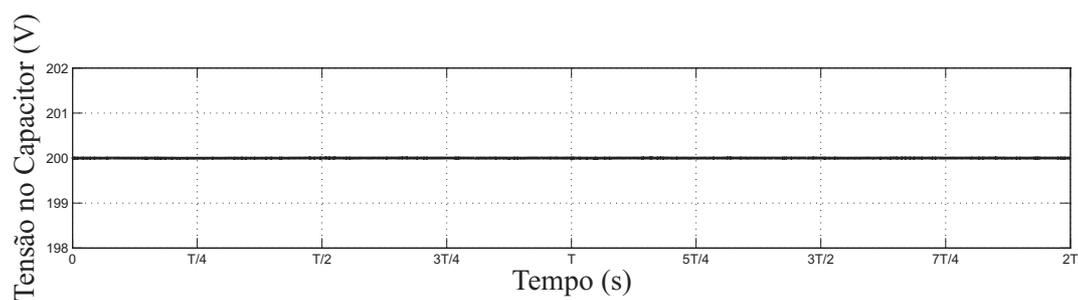


Figura 4.6: Tensão no barramento cc com o uso da técnica VF-DPC.

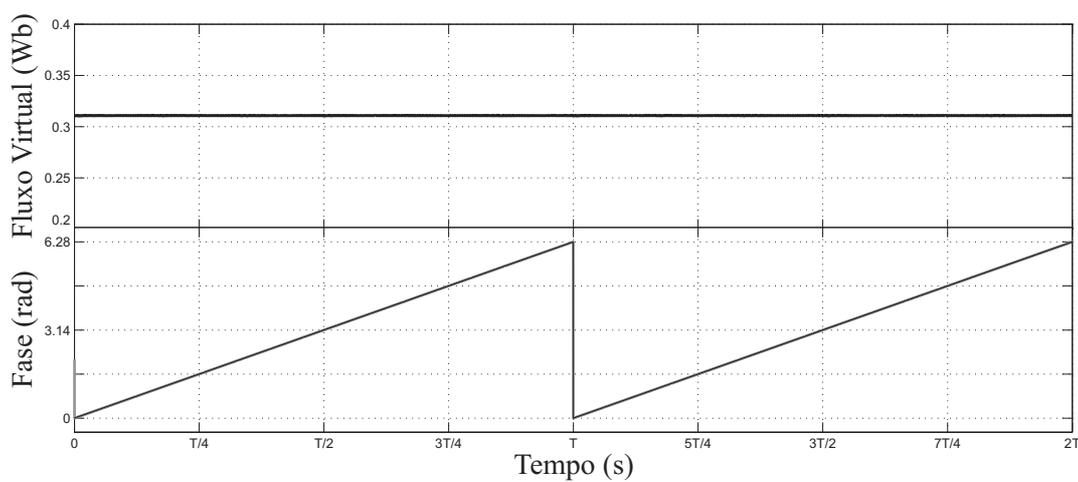


Figura 4.7: Módulo do fluxo virtual e fase da tensão da rede real e estimada com o uso da técnica VF-DPC.

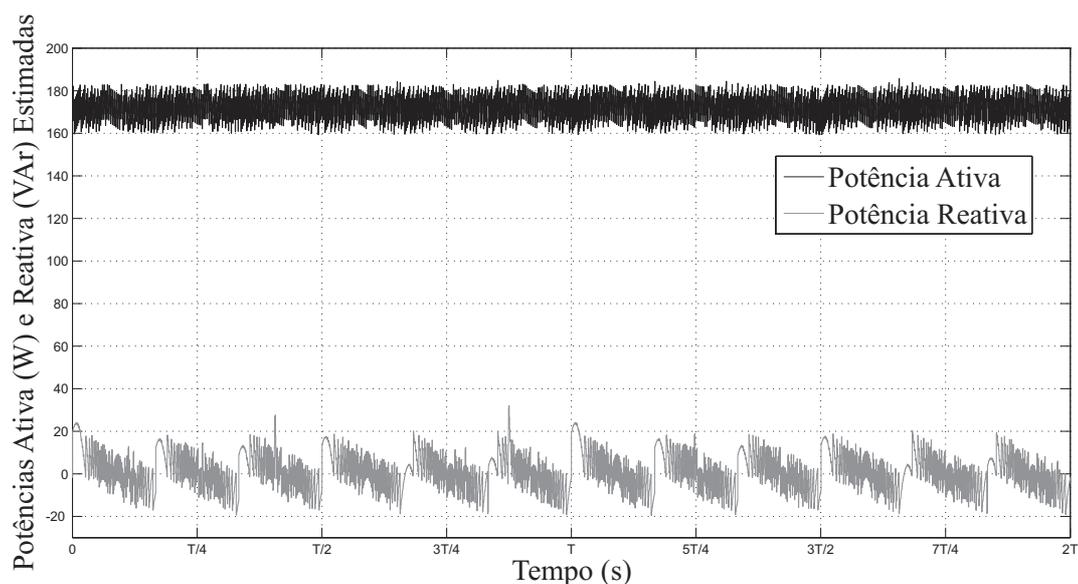


Figura 4.8: Potências ativa e reativa estimadas com o uso da técnica VF-DPC.

Sistema em Regime Permanente com 5° Harmônico Inserido

O comportamento da técnica VF-DPC pode ser observado nas figuras 4.9 a 4.14. Vê-se na figura 4.9 que a corrente mantém a forma de onda senoidal, de modo que a distorção harmônica total (figura 4.10) aumenta pouco em relação às técnicas VOC e V-DPC. A potência ativa (figura 4.11) apresenta oscilação semelhante ao caso da técnica VOC, mesmo com a tensão no barramento cc constante (figura 4.12). O módulo do vetor fluxo virtual (figura 4.13) oscila com baixa amplitude, como esperado, já que é obtido através de filtros. Já a potência ativa estimada (figura 4.14) não é fiel a realidade, haja vista que não apresenta a oscilação da potência ativa real.

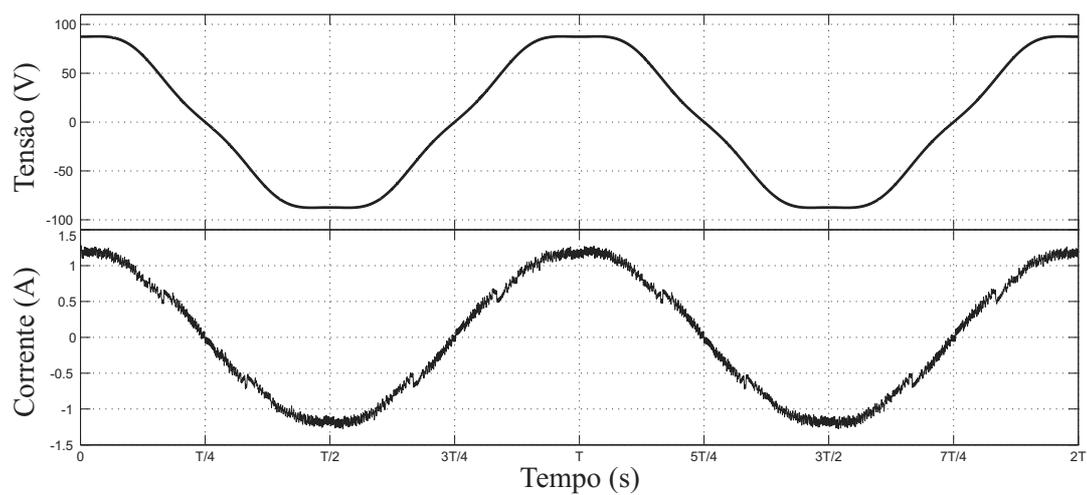


Figura 4.9: Tensão e corrente na fase a em regime permanente com o uso da técnica VF-DPC.

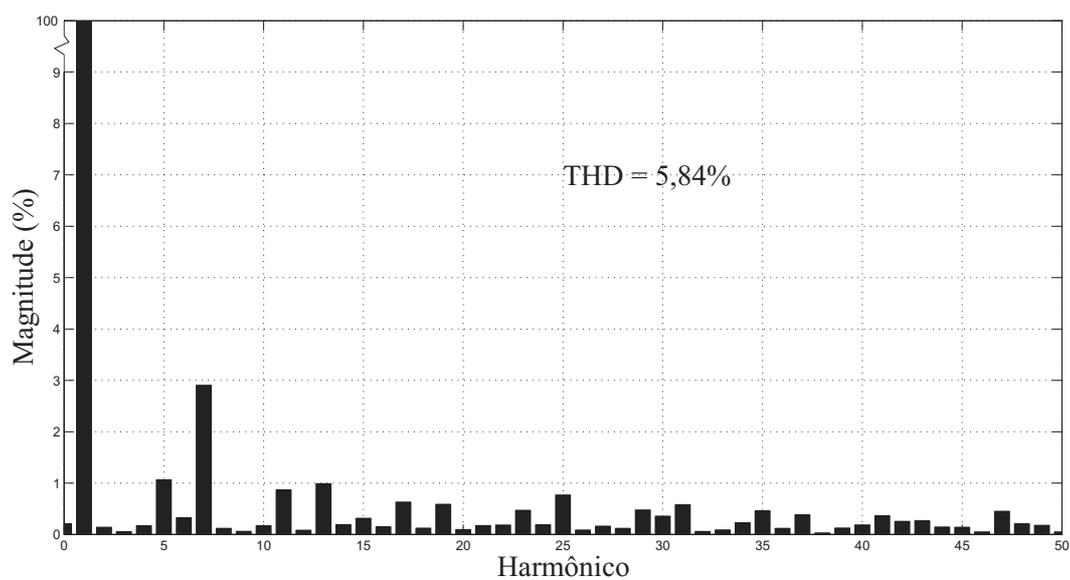


Figura 4.10: Espectro da corrente na fase a com o uso da técnica VF-DPC.

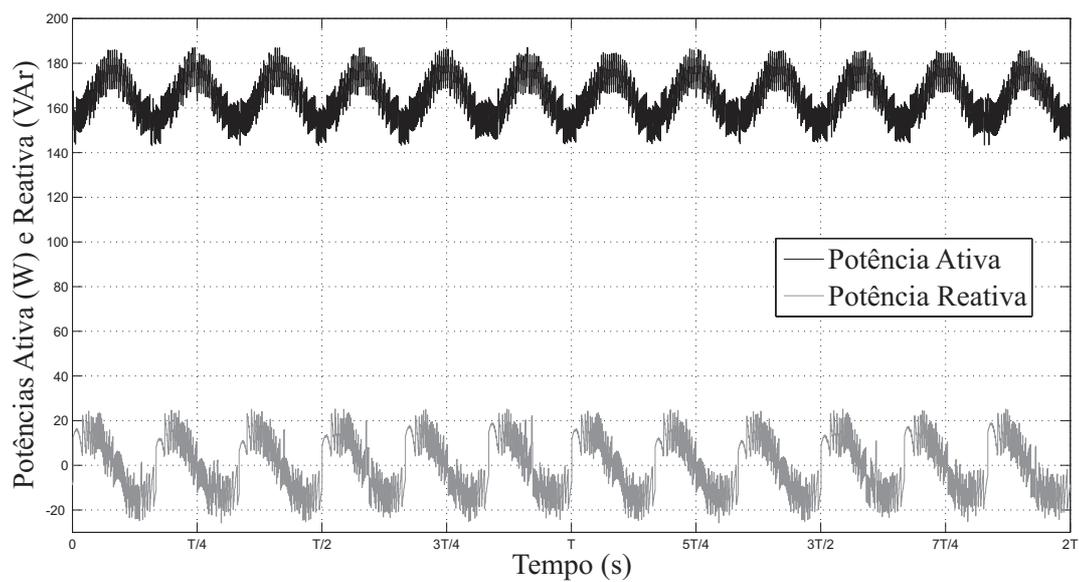


Figura 4.11: Potências ativa e reativa com o uso da técnica VF-DPC.

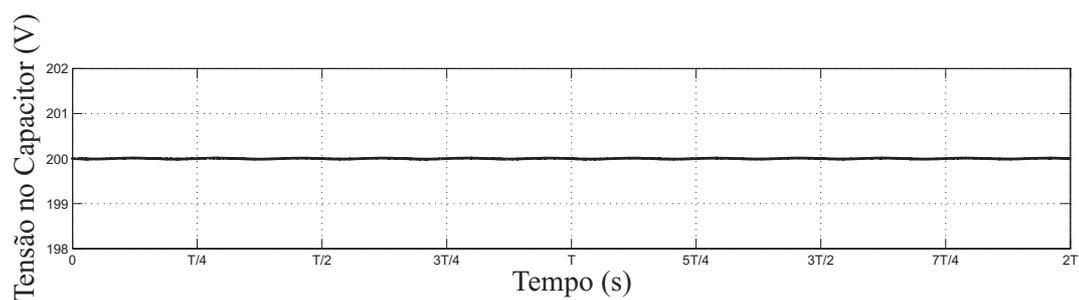


Figura 4.12: Tensão no barramento cc com o uso da técnica VF-DPC.

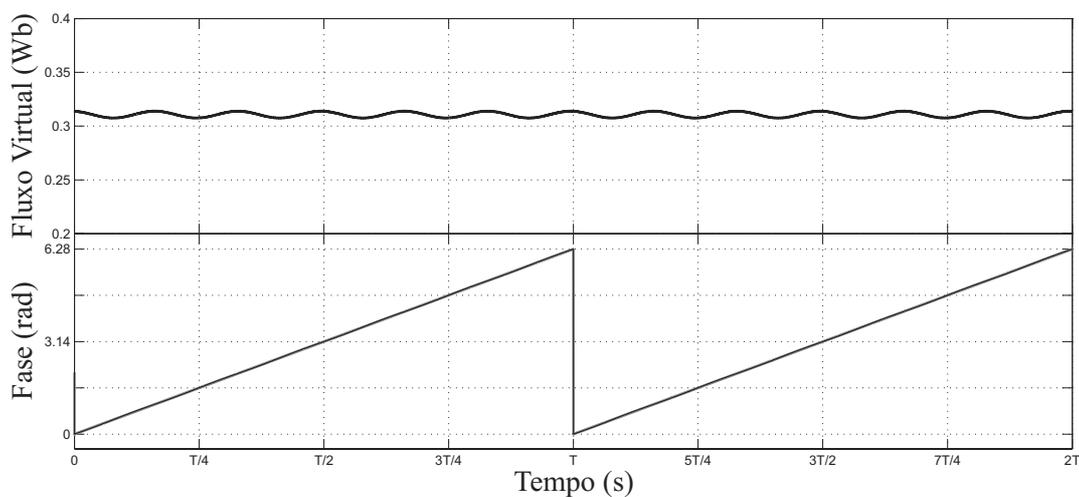


Figura 4.13: Módulo do fluxo virtual e fase da tensão da rede real e estimada com o uso da técnica VF-DPC.

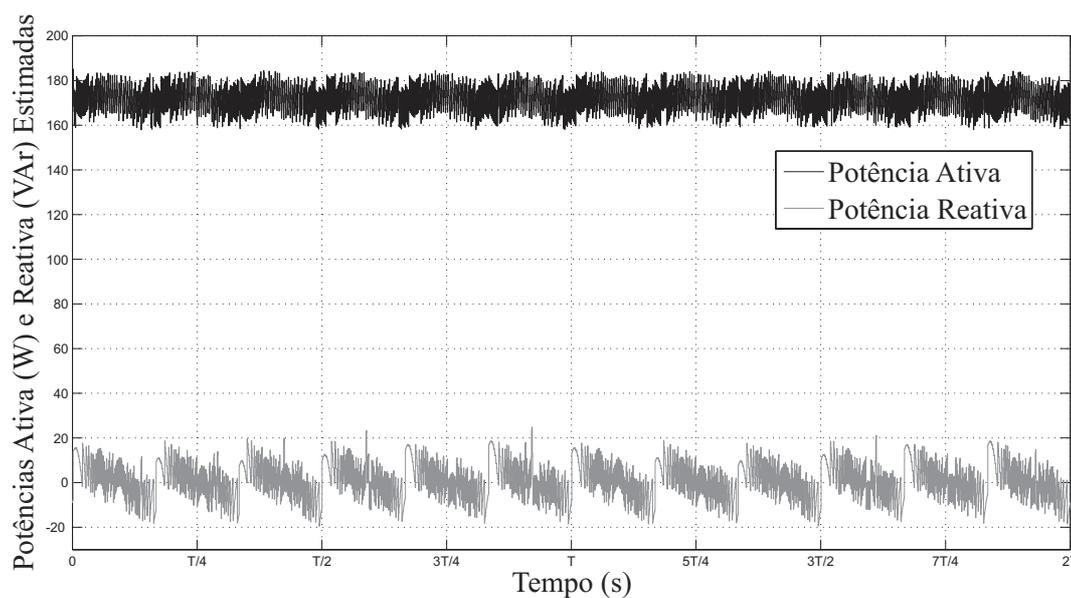


Figura 4.14: Potências ativa e reativa estimadas com o uso da técnica VF-DPC.

Degrau de Carga

O comportamento do sistema controlado pela técnica VF-DPC face a um degraú de carga é ilustrado nas figura 4.15 a 4.17. Apesar da elevada taxa de amostragem, a mesma da técnica V-DPC, o *overshoot* foi maior se comparado a esta. Isso se deve ao fato das potências serem estimadas através do fluxo virtual estimado. Devido ao modo como este é obtido, variações bruscas na tensão do barramento cc, e consequentemente do conversor, são atenuadas, tornando a dinâmica do controle mais lenta.

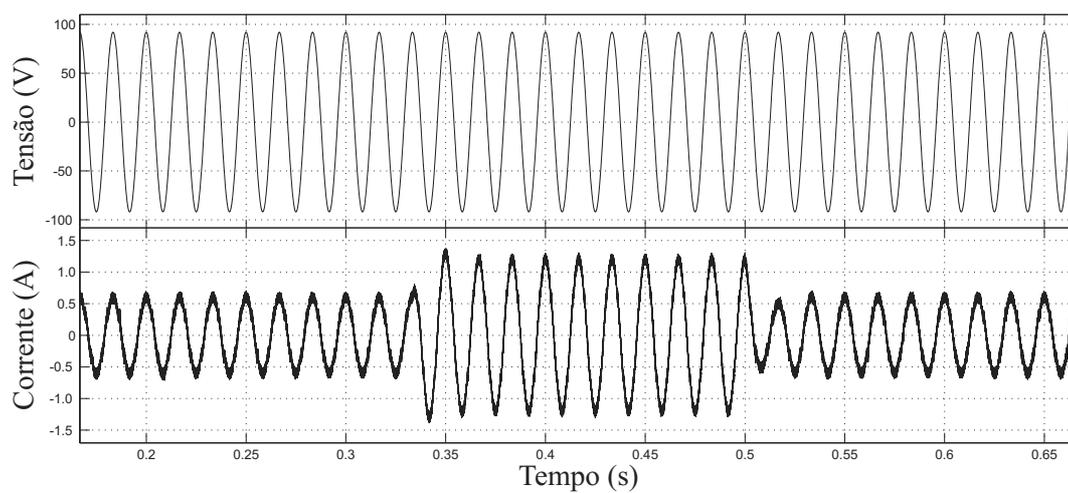


Figura 4.15: Tensão e corrente na fase a com o uso da técnica VF-DPC.

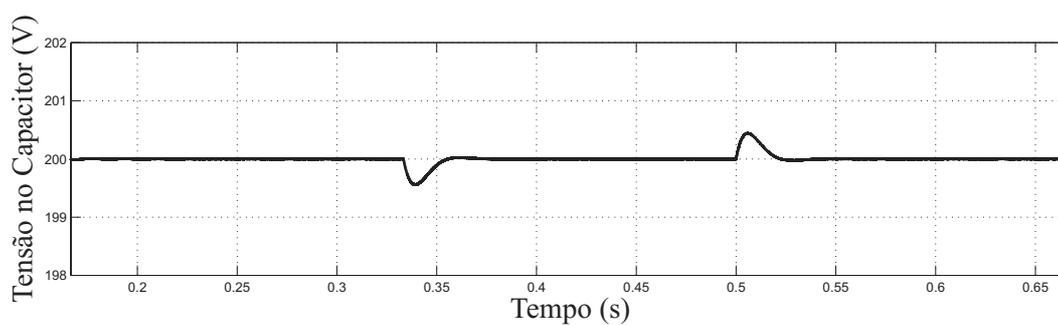


Figura 4.16: Tensão no barramento cc com o uso da técnica VF-DPC.

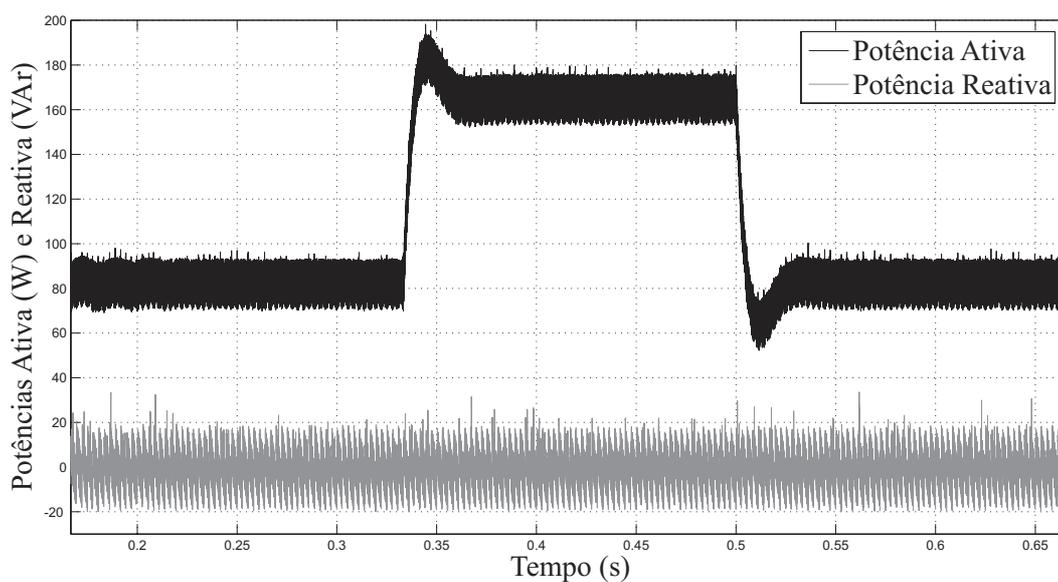


Figura 4.17: Potências ativa e reativa com o uso da técnica VF-DPC.

Varição da Indutância do Filtro

O comportamento da técnica VF-DPC quando a indutância do filtro que conecta o retificador à rede varia é ilustrado na Tabela 4.1. Vê-se que a técnica VF-DPC comporta-se de maneira semelhante à técnica VOC com relação à distorção harmônica total, que diminui com o aumento da indutância. Os erros das potências estimadas mantêm-se praticamente constantes e ocorrem porque a potência dissipada na resistência dos indutores não é levada em consideração na estimação.

Tabela 4.1: Variação da indutância do filtro com o uso da técnica VF-DPC.

Varição da indutância (%)	-30	-20	-10	0	+10
Distorção Harmônica Total (%)	8,14	7,25	6,33	5,40	5,22
Erro Médio da Potência Ativa (W)	0,29	0,28	0,17	0,20	0,21
Erro Médio da Potência Ativa Estimada (W)	-6,68	-6,68	-6,68	-6,68	-6,68
Erro Médio da Potência Reativa (VAr)	-1,67	-1,29	-0,28	0,32	1,03
Erro Médio da Potência Reativa Estimada (VAr)	-3,23	-2,42	-1,64	-0,85	-0,06
Erro Eficaz da Potência Ativa (W_{RMS})	8,92	7,80	6,92	6,23	5,68
Erro Eficaz da Potência Ativa Estimada (W_{RMS})	6,69	6,69	6,68	6,68	6,69
Erro Eficaz da Potência Reativa (VAr_{RMS})	12,28	10,76	9,70	8,52	7,90
Erro Eficaz da Potência Reativa Estimada (VAr_{RMS})	3,29	2,48	1,71	0,94	0,39

Afundamento Monofásico

As figuras 4.18 e 4.19 mostram o comportamento do sistema frente a um afundamento monofásico. Vê-se que as correntes são fortemente distorcidas e as potências oscilam fortemente. O erro da fase estimada é bastante elevado durante o afundamento, o que impossibilita o controle.

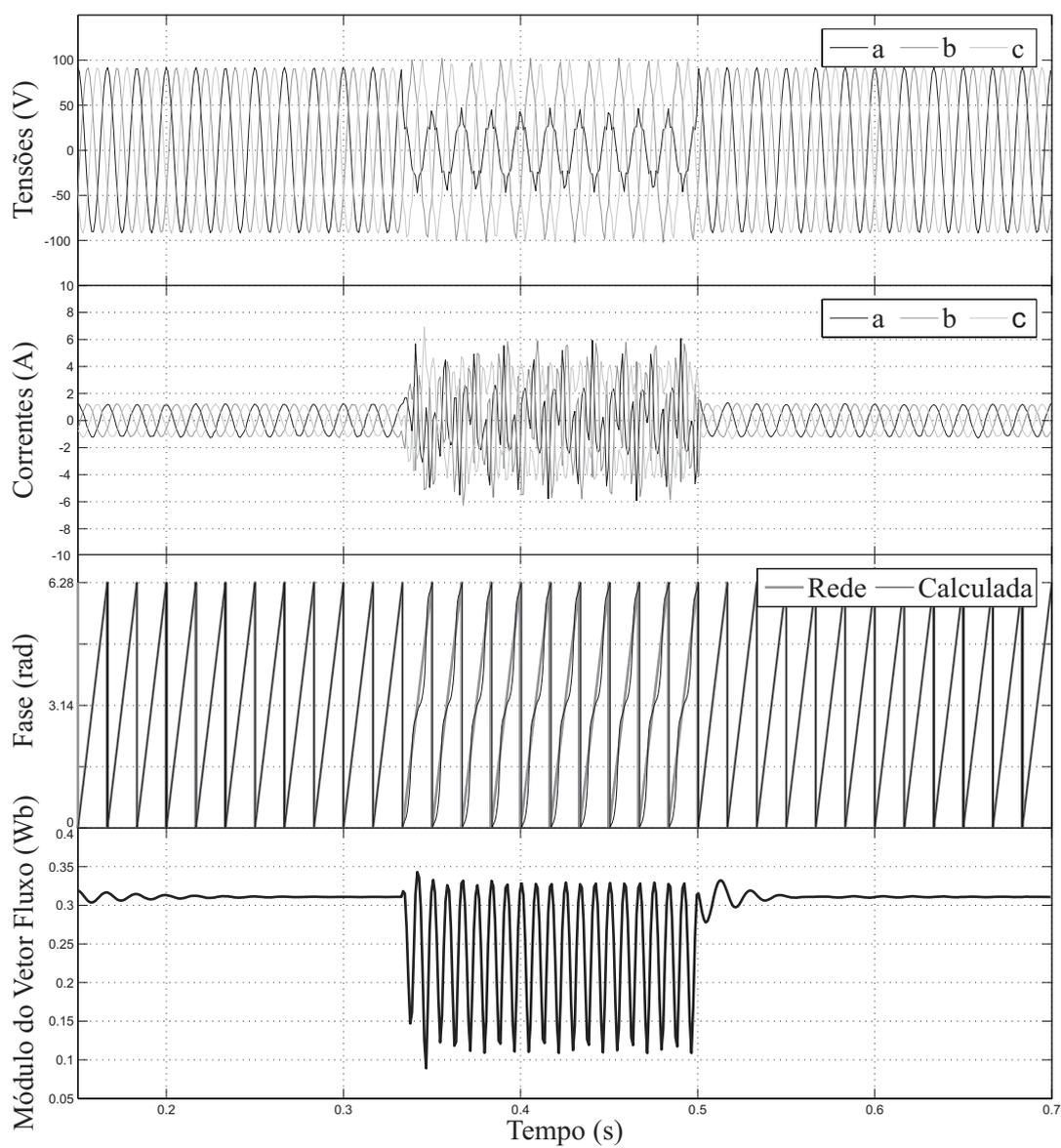


Figura 4.18: Comportamento da técnica VF-DPC frente a um afundamento monofásico. De cima para baixo: tensões da rede, correntes de linha, fases da rede real e calculada e módulo do vetor fluxo virtual estimado.

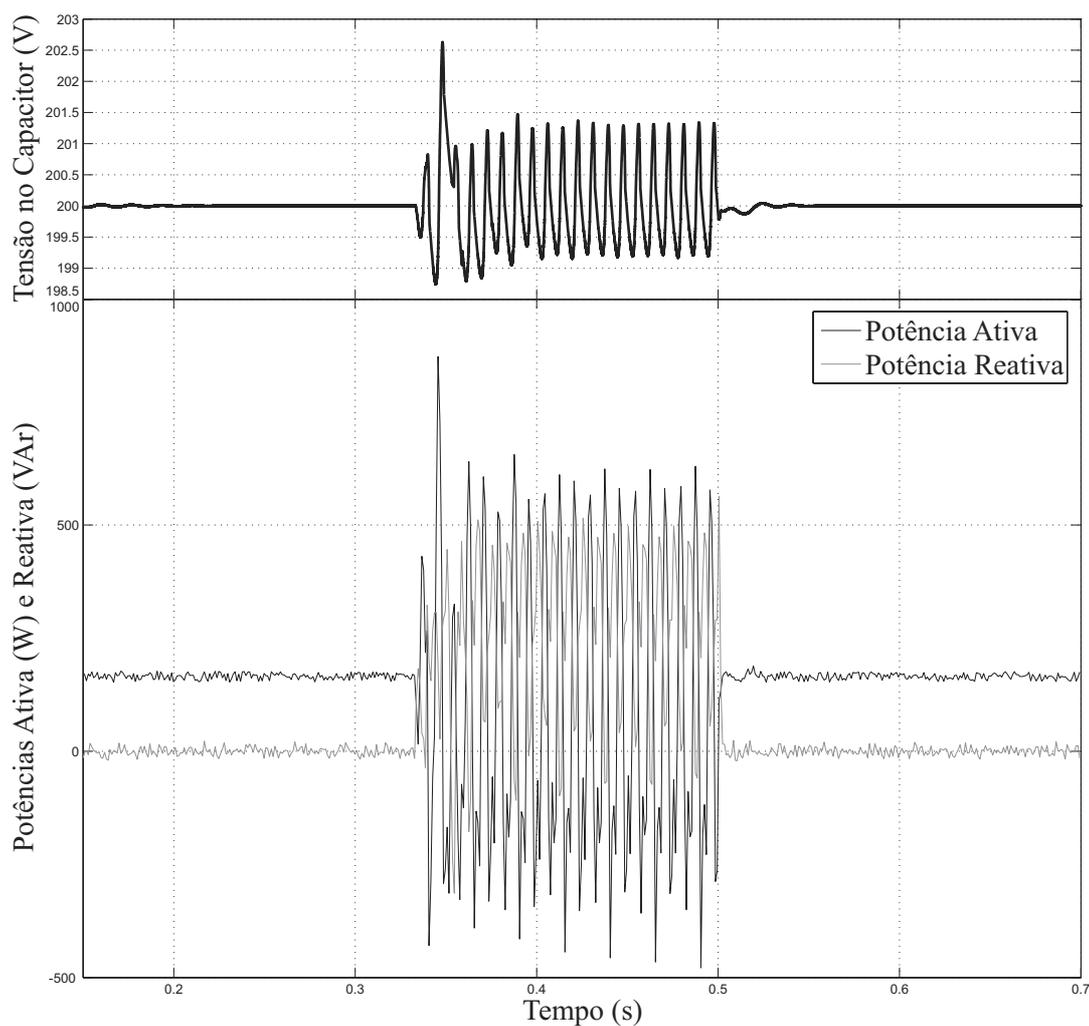


Figura 4.19: Tensão no barramento cc e potências ativa e reativa durante afundamento monofásico com o uso da técnica VF-DPC.

Afundamento Trifásico

A técnica VF-DPC, como proposta, não foi capaz de controlar a tensão do barramento cc durante um afundamento trifásico. Para solucionar o problema, o fluxo virtual foi calculado medindo-se as tensões da rede. Os resultados são ilustrados nas figuras 4.20 e 4.21. Correntes de linha, tensão do barramento cc e potências oscilam bruscamente no momento do afundamento. Somente quando o fluxo se estabiliza o controle é restabelecido e as potências ativa e reativa ficam em níveis aceitáveis, apesar de oscilarem.

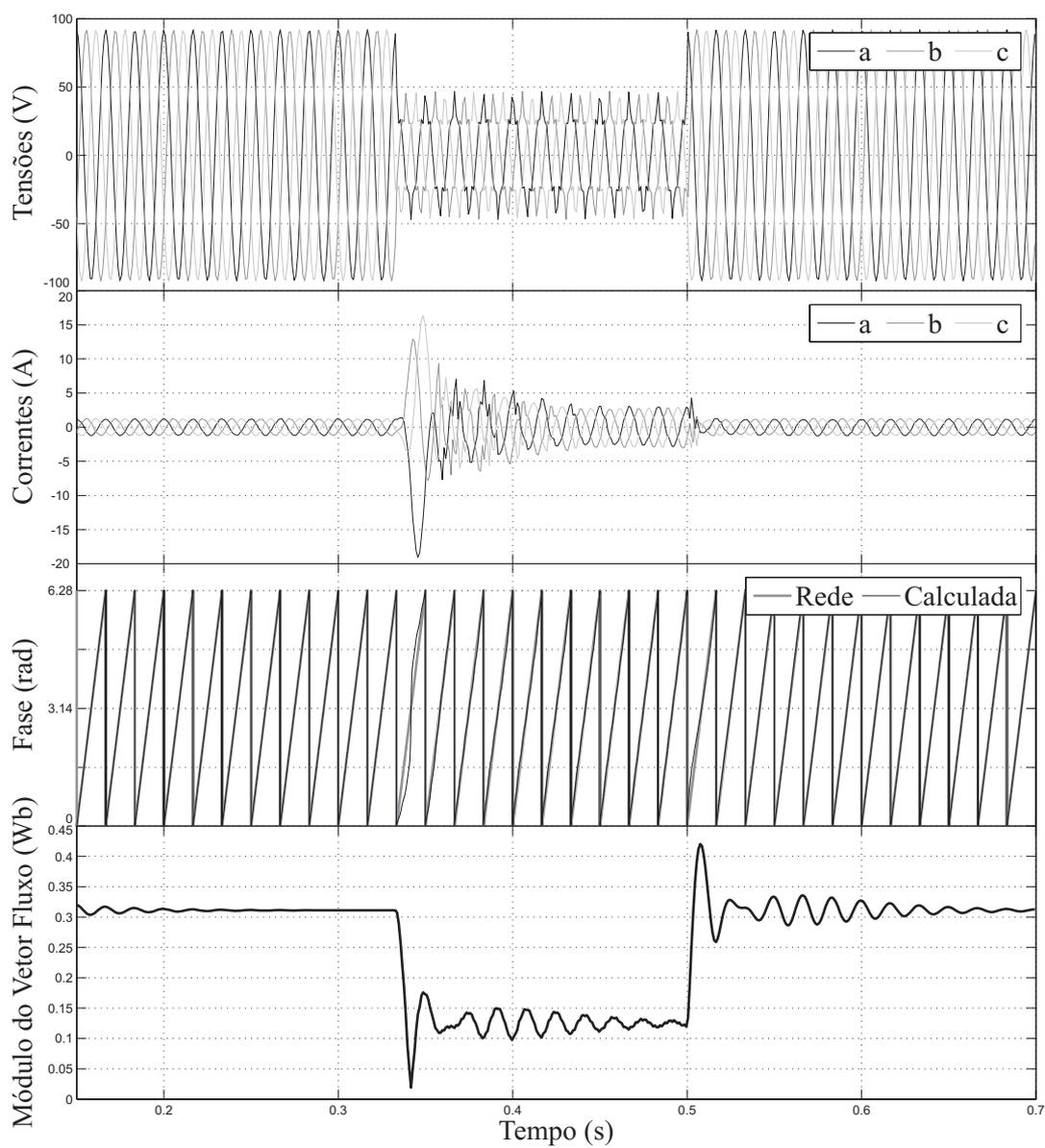


Figura 4.20: Comportamento da técnica VF-DPC frente a um afundamento trifásico. De cima para baixo: tensões da rede, correntes de linha, fases da rede real e calculada e módulo do vetor fluxo virtual estimado.

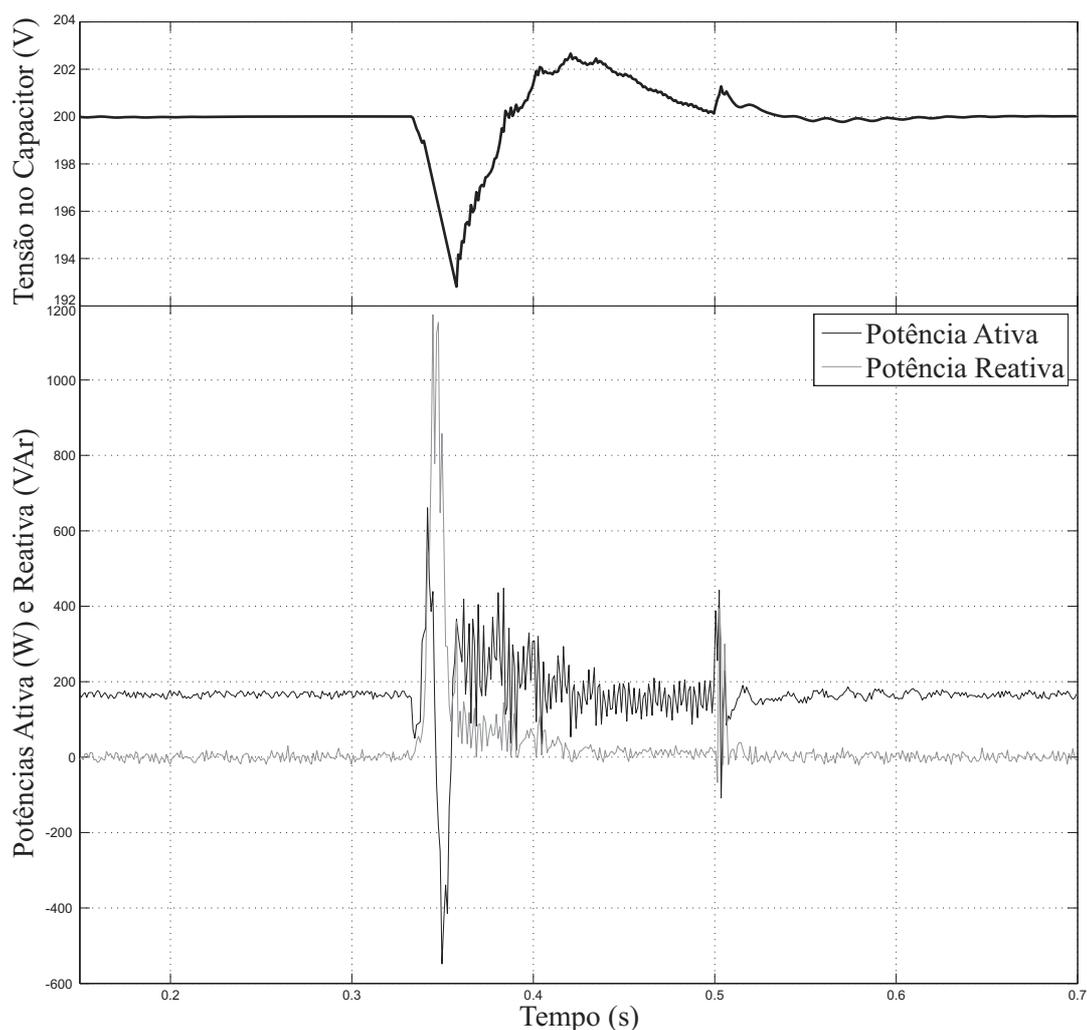


Figura 4.21: Tensão no barramento cc e potências ativa e reativa durante afundamento trifásico com o uso da técnica VF-DPC.

4.2 Controle Direto de Potência Orientado pelo Fluxo Virtual com Modulação por Vetores Espaciais

Em [7] a técnica de controle direto de potência orientado pelo fluxo virtual usando modulação de vetores espaciais (DPC-SVM) foi proposta. A técnica DPC-SVM une os conceitos de controle direto de potência e orientação pelo fluxo virtual com a grande vantagem da frequência de chaveamento constante, visto que um PWM é utilizado no lugar da tabela de chaveamento. Na figura 4.22 é ilustrado o diagrama de blocos da técnica DPC-SVM. Como nas outras técnicas de controle direto de potência (V-DPC e

VF-DPC), a potência ativa de referência p^* é fornecida pelo controlador PI da tensão no barramento cc e a potência reativa de referência q^* é comandada externamente. Esses valores são comparados com os valores estimados da potência ativa p' e da potência reativa q' , respectivamente, obtidas a partir da equação 4.10, onde $\psi_{g\alpha}$ e $\psi_{g\beta}$ são calculados com a equação (4.14). Os erros são grandezas contínuas, o que permite o uso de controladores PI. As saídas dos PIs de potência v_{sd}^* e v_{sq}^* depois da transformação, dada por:

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha}^* \\ v_{s\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta') & -\cos(\theta') \\ -\cos(\theta') & -\sin(\theta') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd}^* \\ v_{sq}^* \end{bmatrix}, \quad (4.15)$$

onde $\theta' = \arctan(\psi_{g\beta}/\psi_{g\alpha})$ é o ângulo do vetor fluxo virtual estimado $\psi_g = \psi_{g\alpha} + j\psi_{g\beta}$, servem de entrada para o bloco PWM.

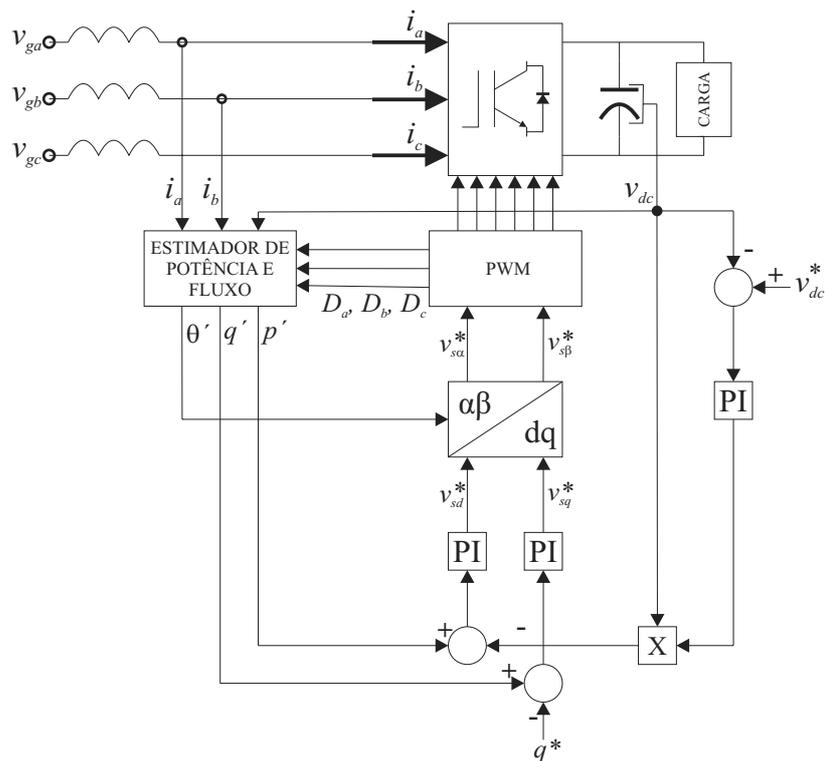


Figura 4.22: Diagrama de Blocos da Técnica SVM-DPC.

4.2.1 Simulações

Para implementação da técnica DPC-SVM utilizou-se uma frequência de amostragem de 20 kHz e a frequência de chaveamento foi de 10 kHz , os mesmos

valores usados na técnica VOC. Originalmente a técnica DPC-SVM, como o próprio nome sugere, utiliza o tradicional SVPWM. Neste trabalho a técnica DSPWM com parâmetro $\mu = 0,5$ foi utilizada. Como mencionado na seção 3.1.1, a técnica DSPWM comporta-se de maneira idêntica a técnica SVPWM [15].

Sistema em Regime Permanente com Tensão Ideal

O comportamento da técnica DPC-SVM em regime permanente com tensões perfeitamente senoidais e equilibradas é ilustrado nas figuras 4.23 a 4.28. Como esperado, o uso de um modulador no lugar da tabela de chaveamento contribui para uma menor distorção harmônica total (figuras 4.23 e 4.24) em relação à técnica VF-DPC. A leve oscilação da tensão no barramento cc, e conseqüentemente das potências ativa e reativa (figuras 4.25 e 4.26), é causada pela oscilação no fluxo virtual estimado (figura 4.27). Apesar disso o sistema opera com fator de potência unitário. As potências estimadas, ilustradas na figura 4.28, apresentam-se precisas.

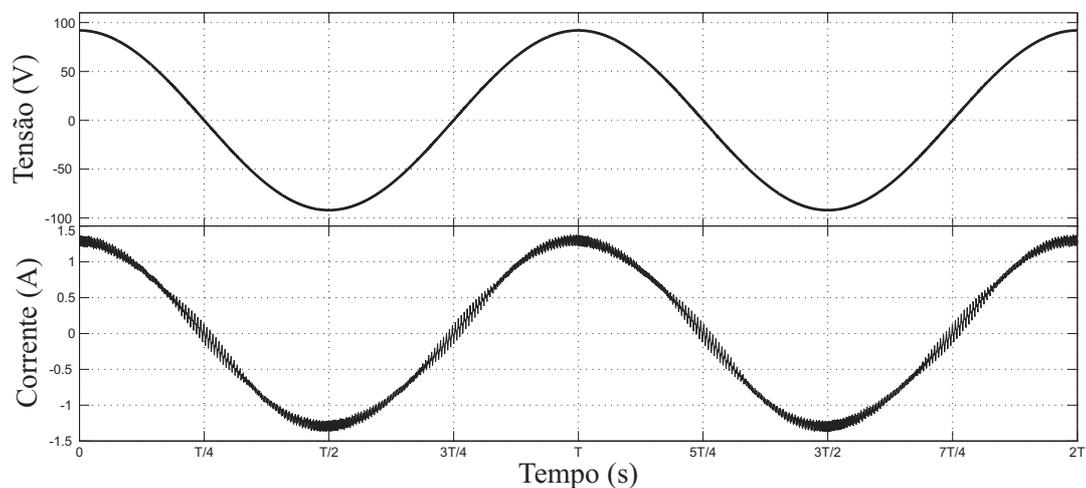


Figura 4.23: Tensão e corrente na fase *a* em regime permanente com o uso da técnica DPC-SVM.

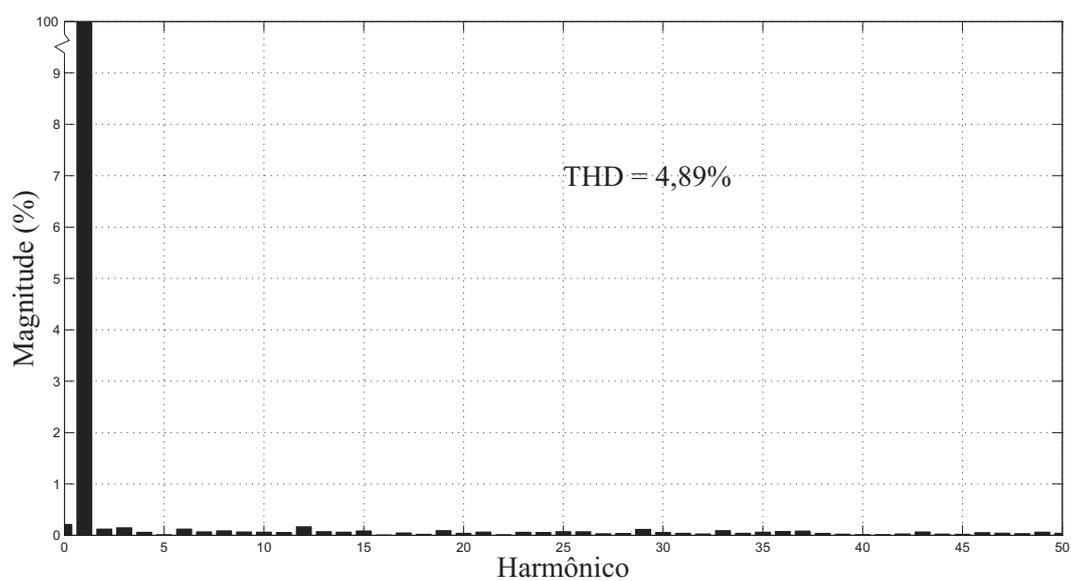


Figura 4.24: Espectro da corrente na fase *a* com o uso da técnica DPC-SVM.

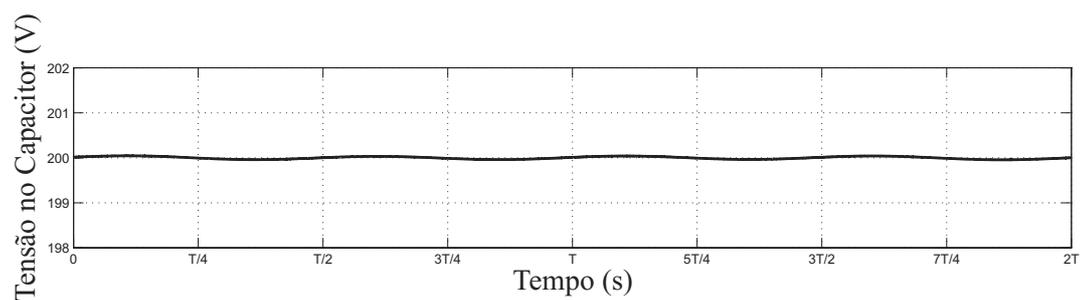


Figura 4.25: Tensão no barramento cc com o uso da técnica DPC-SVM.

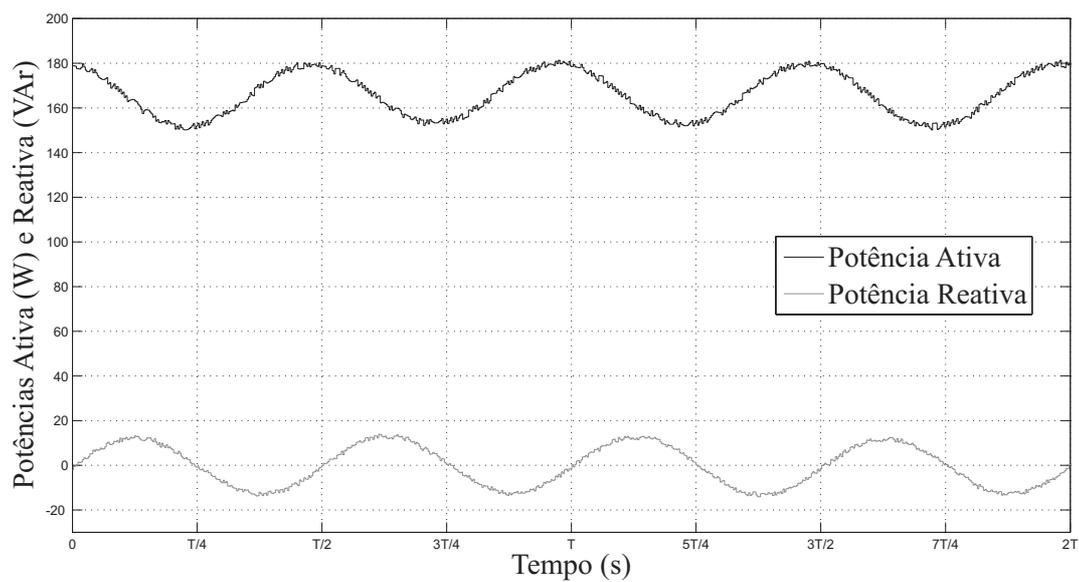


Figura 4.26: Potências ativa e reativa com o uso da técnica DPC-SVM.

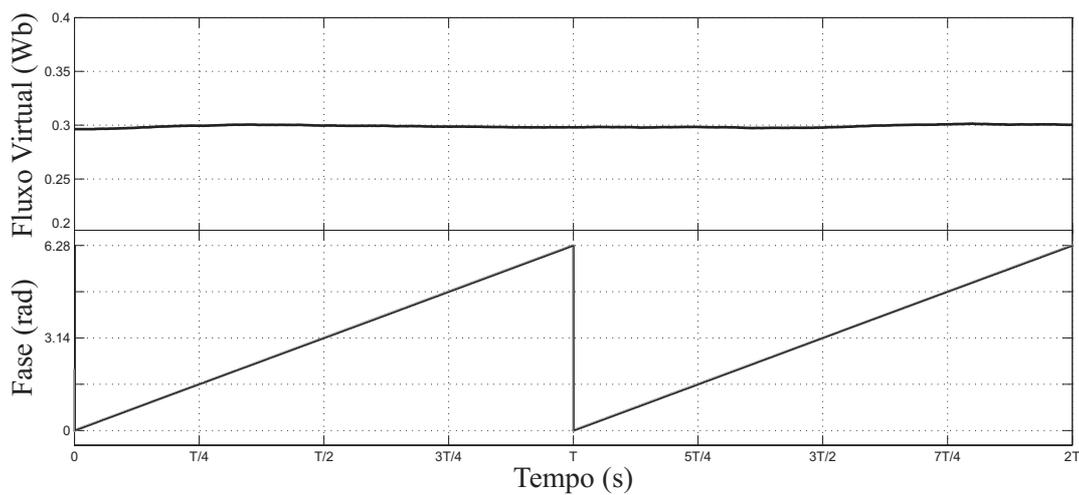


Figura 4.27: Módulo do fluxo virtual e fase da tensão da rede real e estimada com o uso da técnica DPC-SVM.

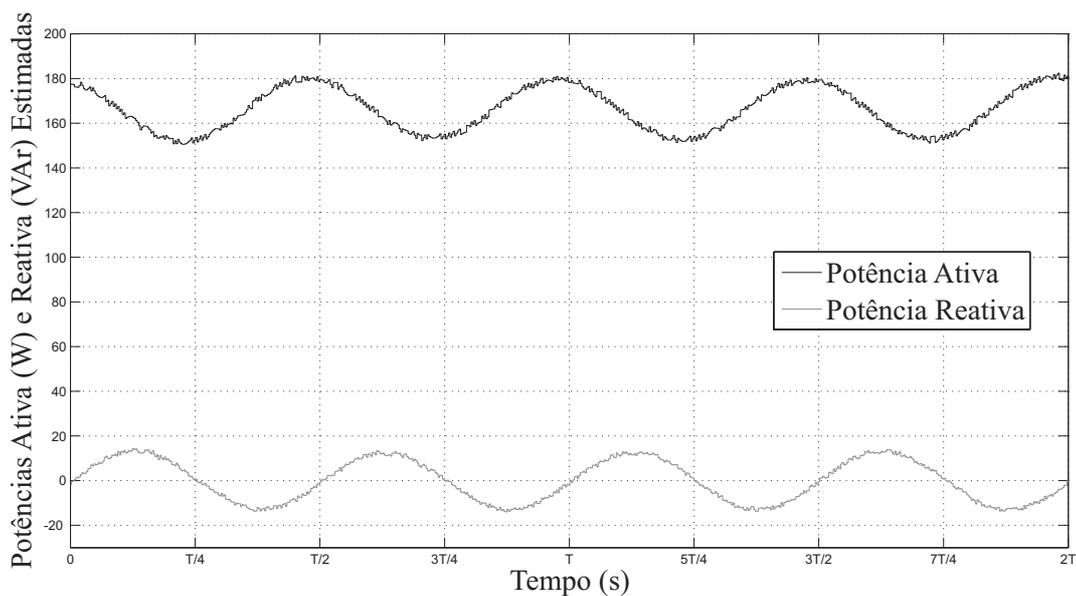


Figura 4.28: Potências ativa e reativa estimadas com o uso da técnica DPC-SVM.

Sistema em Regime Permanente com 5º Harmônico Inserido

Os resultados da simulação com 5º harmônico são vistos nas figuras 4.29 a 4.34. Observa-se que a corrente possui forma de onda semelhante à forma de onda da tensão e está em fase com esta, o que garante fator de potência próximo da unidade. Porém, por ter a forma de onda da tensão, a distorção harmônica total é mais elevada que no caso da técnica VF-DPC.

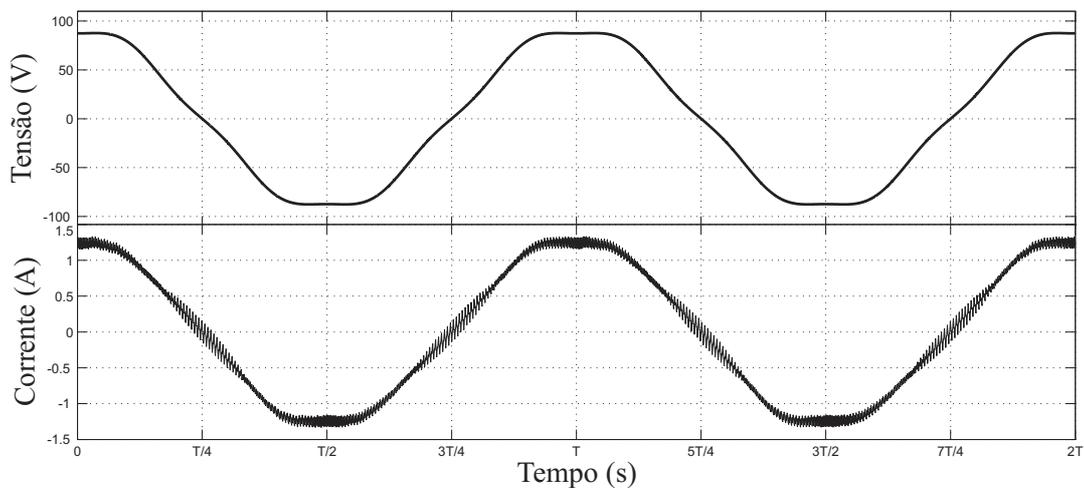


Figura 4.29: Tensão e corrente na fase *a* em regime permanente com o uso da técnica DPC-SVM.

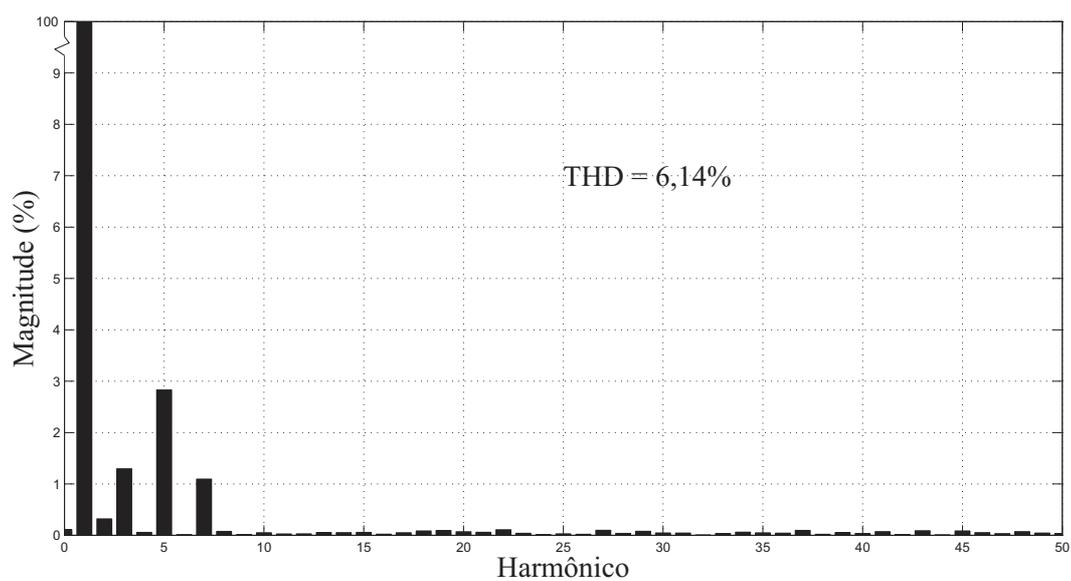


Figura 4.30: Espectro da corrente na fase a com o uso da técnica DPC-SVM.

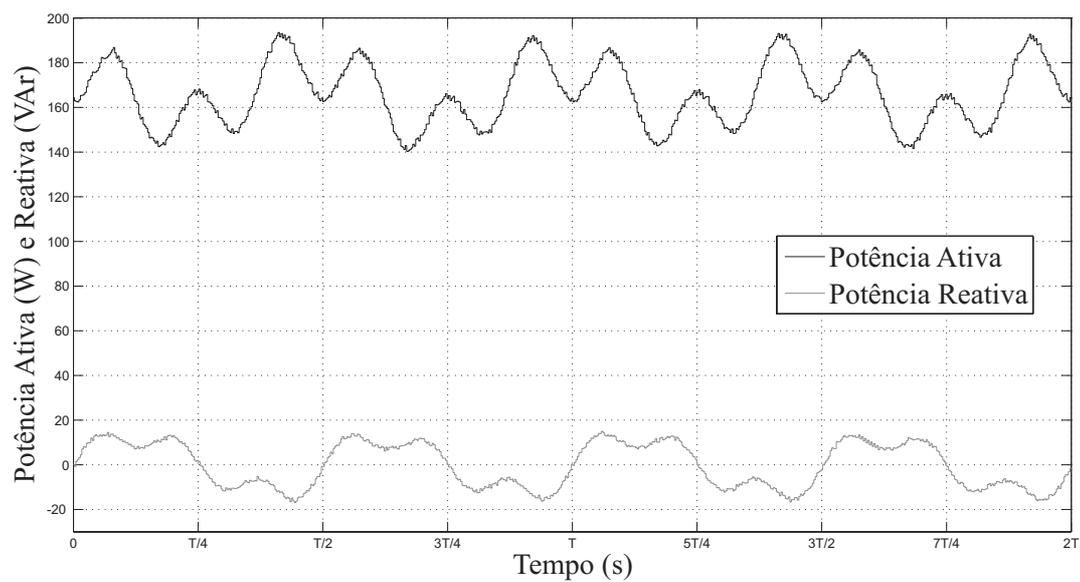


Figura 4.31: Potências ativa e reativa com o uso da técnica DPC-SVM.

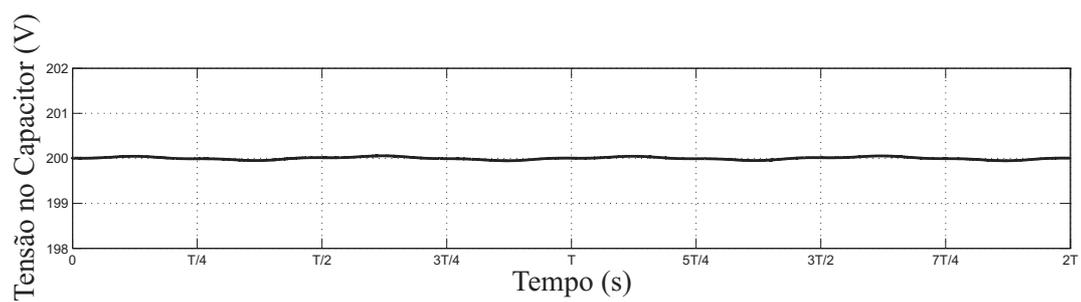


Figura 4.32: Tensão no barramento cc com o uso da técnica DPC-SVM.

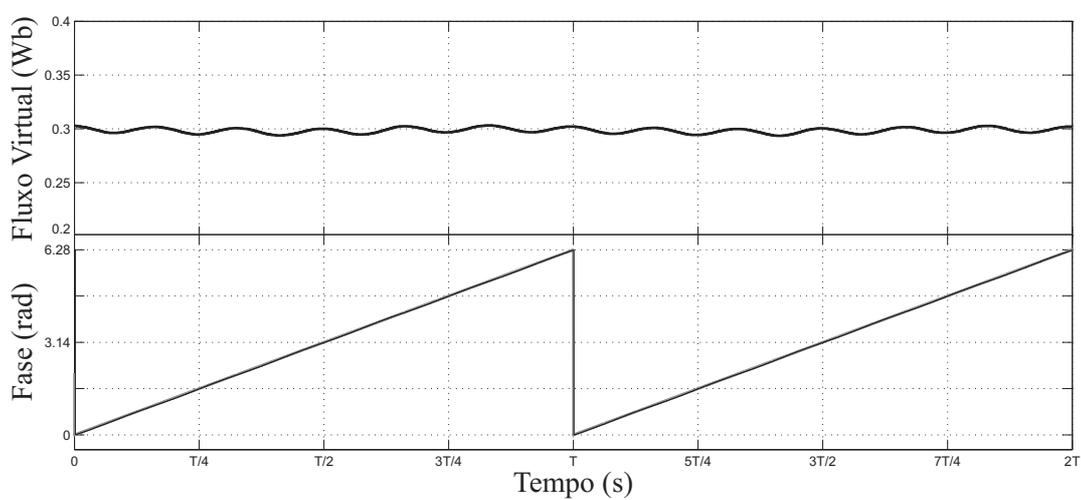


Figura 4.33: Módulo do fluxo virtual e fase da tensão da rede real e estimada com o uso da técnica DPC-SVM.

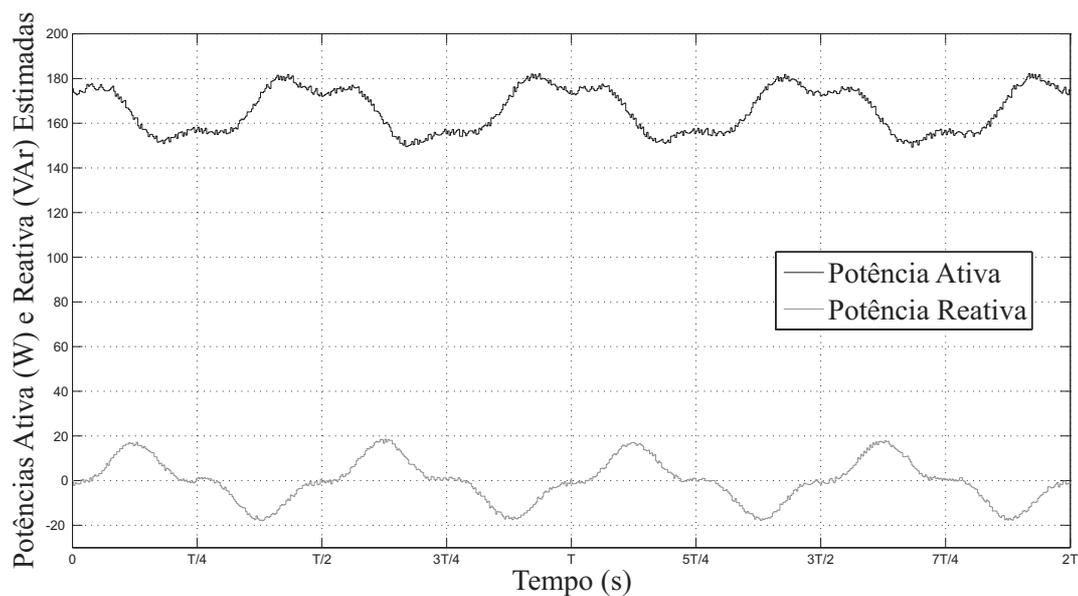


Figura 4.34: Potências ativa e reativa estimadas com o uso da técnica DPC-SVM.

Degrau de Carga

O comportamento da técnica DPC-SVM frente a um degraú de carga é ilustrado nas figuras 4.35 a 4.37. Assim como na técnica VF-DPC, o *overshoot* na potência ativa é devido ao fluxo virtual. As oscilações na tensão do barramento cc e nas potências ativa e reativa quando o sistema se encontra em estado de regime permanente também são causadas pela leve oscilação no fluxo virtual.

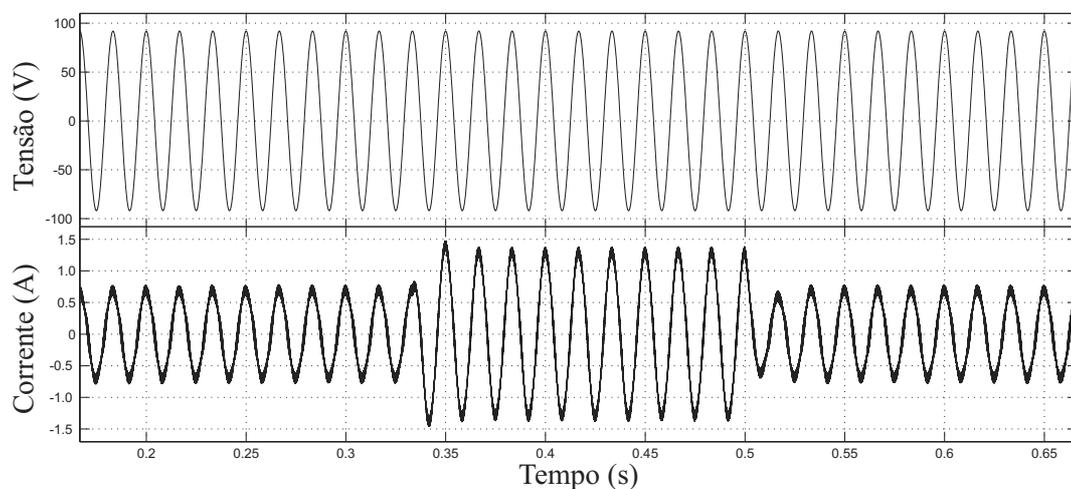


Figura 4.35: Tensão e corrente na fase *a* com o uso da técnica DPC-SVM.

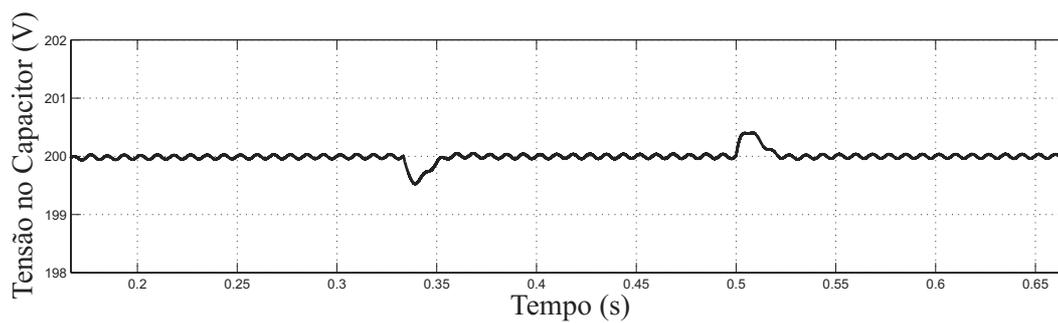


Figura 4.36: Tensão no barramento cc com o uso da técnica DPC-SVM.

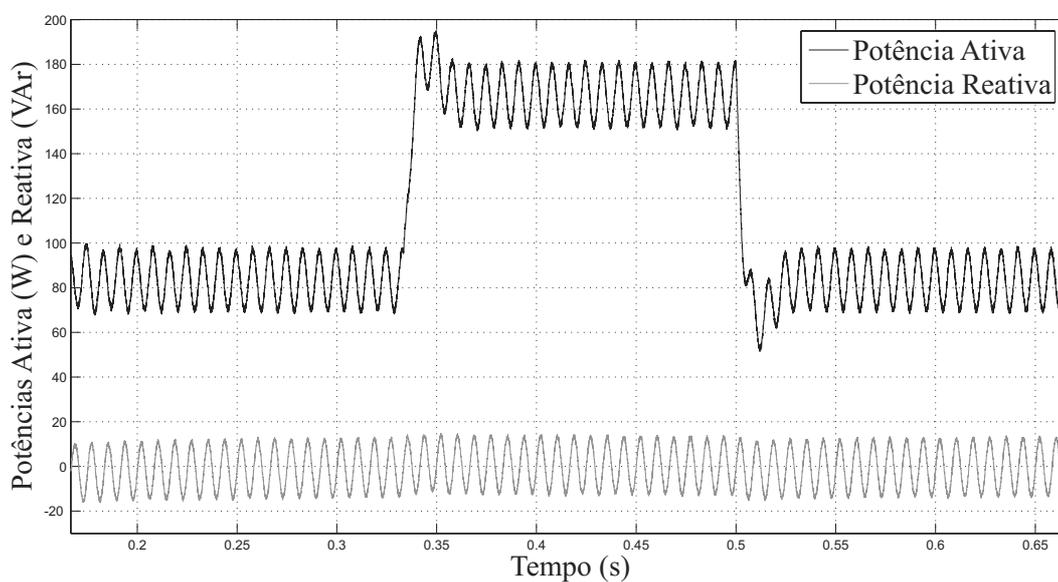


Figura 4.37: Potências ativa e reativa com o uso da técnica DPC-SVM.

Varição da Indutância do Filtro

A Tabela 4.2, com a distorção harmônica e os erros das potências em função da variação da indutância do filtro, mostra que a técnica DPC-SVM se comporta de maneira semelhante a técnica VF-DPC. Isso porque a única diferença entre o estimador de fluxo e de potência da técnica DPC-SVM e da técnica VF-DPC é que no lugar dos estados das chaves, equação (4.13), usa-se as razões de trabalho, equação (4.14).

Tabela 4.2: Variação da indutância do filtro com o uso da técnica DPC-SVM.

Varição da indutância (%)	-30	-20	-10	0	+10
Distorção Harmônica Total (%)	7,14	6,25	5,55	5,11	4,65
Erro Médio da Potência Ativa (W)	1,06	0,98	1,01	0,66	0,97
Erro Médio da Potência Ativa Estimada (W)	0,20	0,16	-0,07	-0,22	-0,03
Erro Médio da Potência Reativa (VAr)	-2,51	-1,58	-0,95	-0,34	0,80
Erro Médio da Potência Reativa Estimada (VAr)	-2,48	-1,54	-0,85	-0,31	1,00
Erro Eficaz da Potência Ativa (W_{RMS})	9,53	9,61	9,67	9,84	9,89
Erro Eficaz da Potência Ativa Estimada (W_{RMS})	0,30	0,50	0,31	0,75	0,45
Erro Eficaz da Potência Reativa (VAr_{RMS})	9,48	9,19	8,97	8,94	8,98
Erro Eficaz da Potência Reativa Estimada (VAr_{RMS})	2,51	1,59	0,91	0,71	1,08

Afundamento Monofásico

Frente a um afundamento monofásico a técnica DPC-SVM comporta-se de modo semelhante a técnica VF-DPC, como pode ser visto nas figuras 4.38 e 4.39.

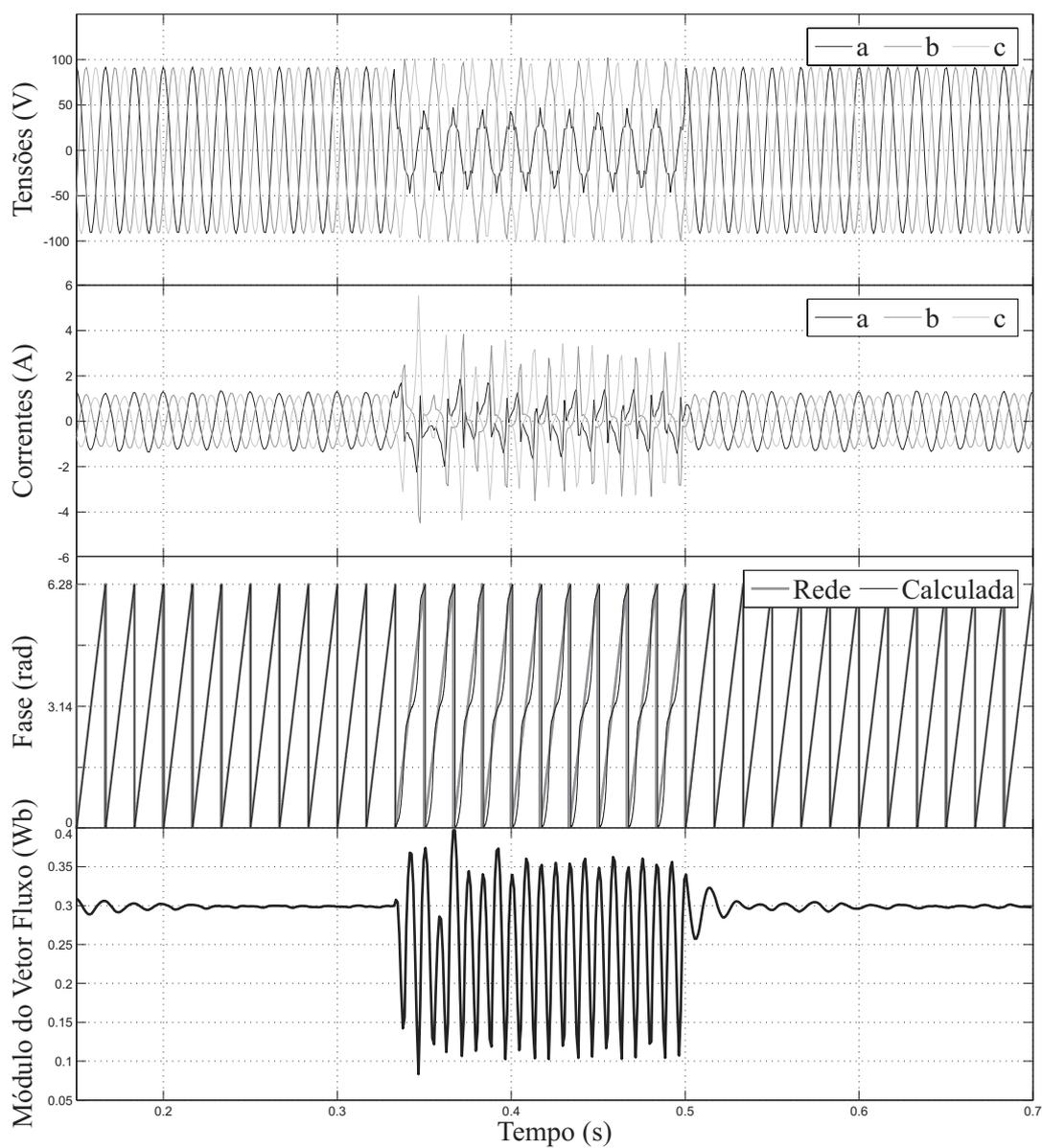


Figura 4.38: Comportamento da técnica DPC-SVM frente a um afundamento monofásico. De cima para baixo: tensões da rede, correntes de linha, fases da rede real e calculada e módulo do vetor fluxo virtual estimado.

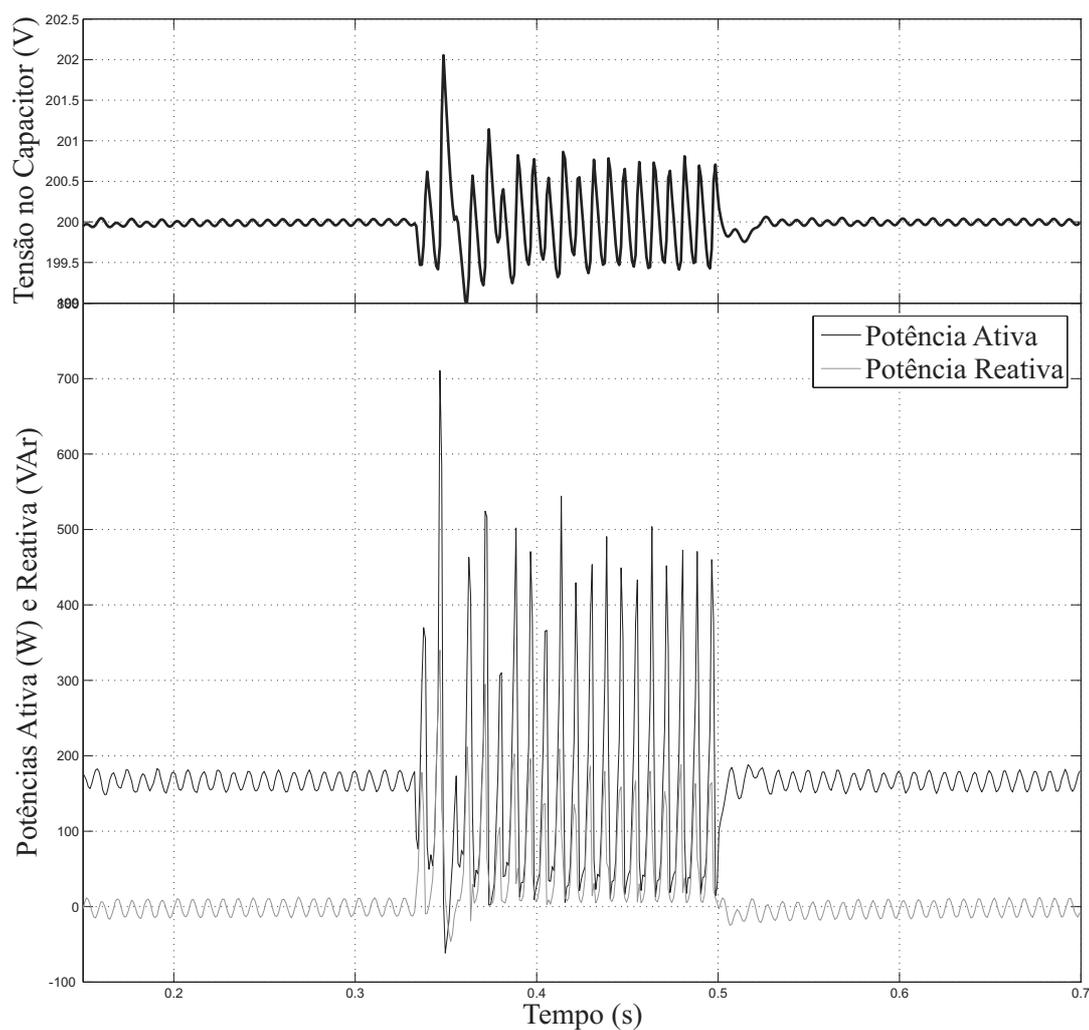


Figura 4.39: Tensão no barramento cc e potências ativa e reativa durante afundamento monofásico com o uso da técnica DPC-SVM.

Afundamento Trifásico

Assim como a técnica VF-DPC, a técnica DPC-SVM *sensorless* não foi capaz de controlar a tensão no barramento cc durante o afundamento. Então, o fluxo virtual foi calculado com as medições das tensões da rede. Os resultados com esta modificação são ilustrados nas figuras 4.40 e 4.41, onde vê-se que os resultados são semelhantes aos da técnica VF-DPC.

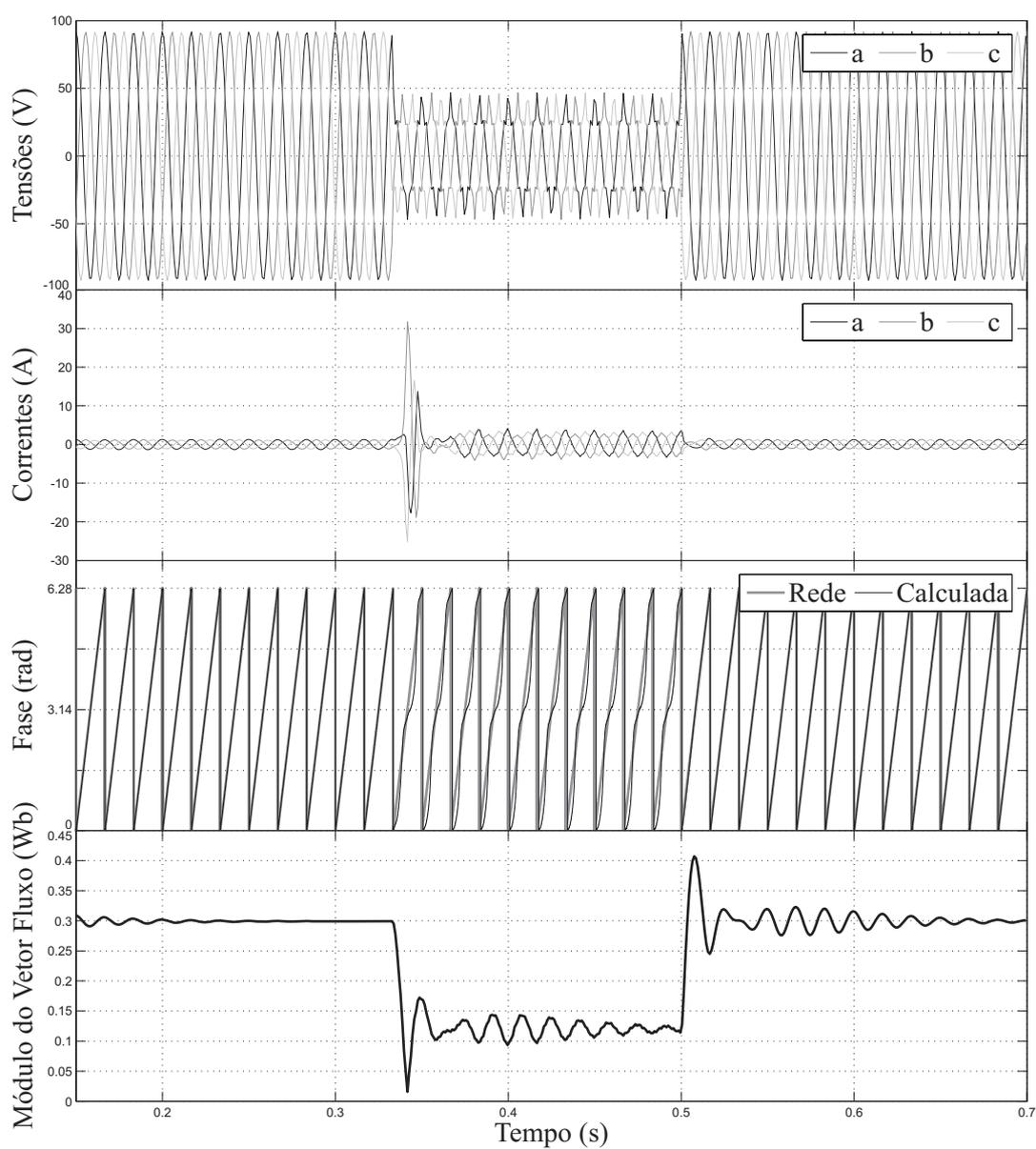


Figura 4.40: Comportamento da técnica DPC-SVM frente a um afundamento trifásico. De cima para baixo: tensões da rede, correntes de linha, fases da rede real e calculada e módulo do vetor fluxo virtual estimado.

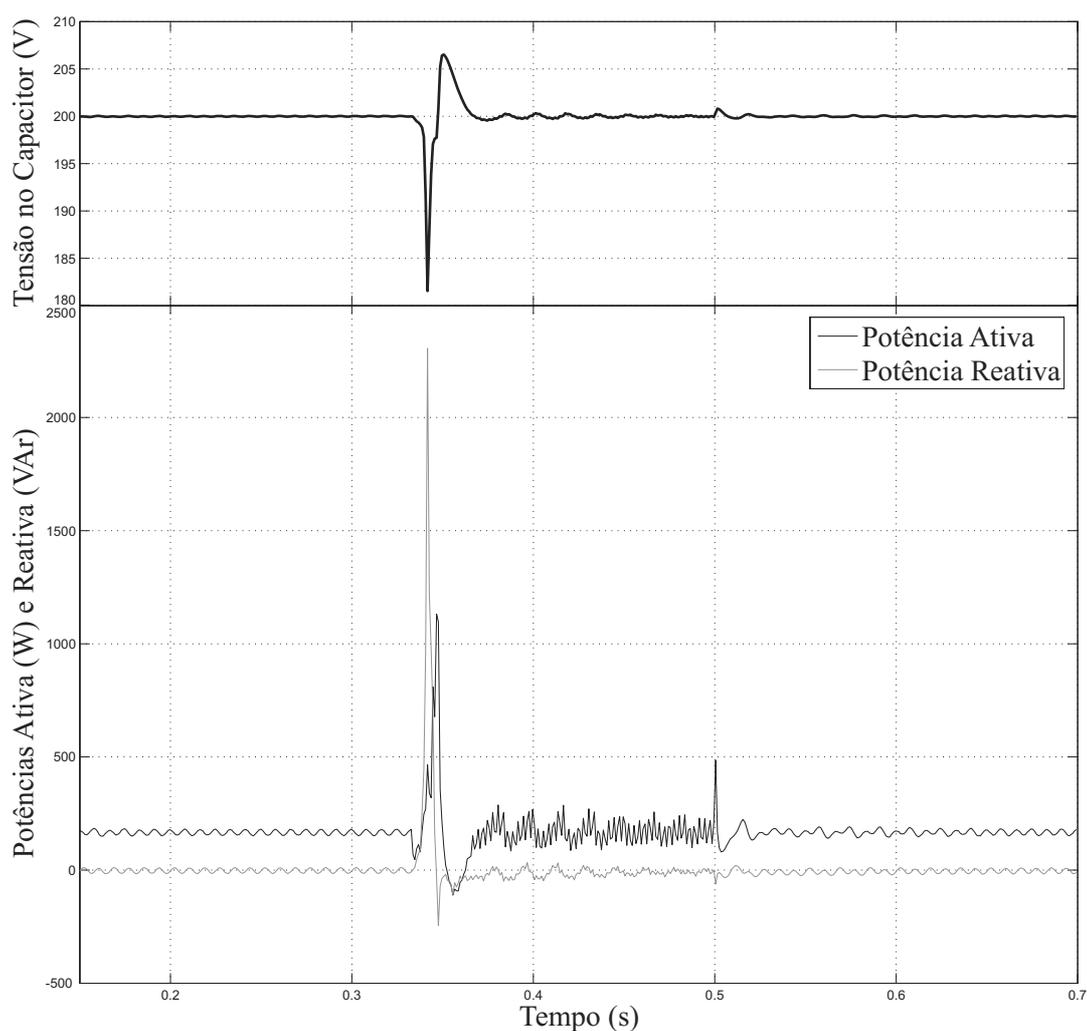


Figura 4.41: Tensão no barramento cc e potências ativa e reativa durante afundamento trifásico com o uso da técnica DPC-SVM.

4.3 Controle Direto de Potência por Modos Deslizantes

Nesta seção é feita uma abordagem introdutória sobre a teoria de controle por modos deslizantes para sistemas de controle de tempo contínuo desenvolvida em [19]. Em seguida, propõe-se o uso da *regra de alcance* definida em [20] para sistemas discretos para garantir robustez ao controle direto de potência por modos deslizantes (SM-DPC) do retificador trifásico.

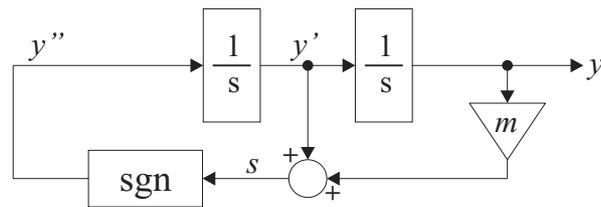


Figura 4.42: Diagrama de blocos de um integrador duplo.

4.3.1 Introdução sobre Controle por Modos Deslizantes

Sistemas de controle de estrutura variável (SCEV) são sistemas cujas estruturas de controle são deliberadamente modificadas durante a evolução do processo de acordo com regras específicas, as quais dependem do estado do sistema. Afim de ilustrar o conceito de modos deslizantes, um exemplo bastante encontrado na literatura é dado [21], [22]. Considerando-se o sistema da figura 4.42, onde o erro y da variável a ser controlada é dado por:

$$y''(t) = u(t),$$

onde $u(t) = -\text{sgn}(s(t))$ é a *regra de controle* de estrutura variável, sendo $\text{sgn}(\cdot)$ a função sinal:

$$\text{sgn}(x) \begin{cases} 1, & \text{se } x > 0 \\ -1, & \text{se } x < 0 \end{cases},$$

e $s(t)$ a *superfície de chaveamento* dada por:

$$s(y, y') = my + y'. \quad (4.16)$$

Traçando-se o plano de fase do sistema (figura 4.43) com $m = 1$, a razão para o uso do termo *superfície de chaveamento* fica clara, já que a função dada por (4.16) é usada para decidir qual estrutura de controle é aplicada em qualquer estado em que o sistema se encontre.

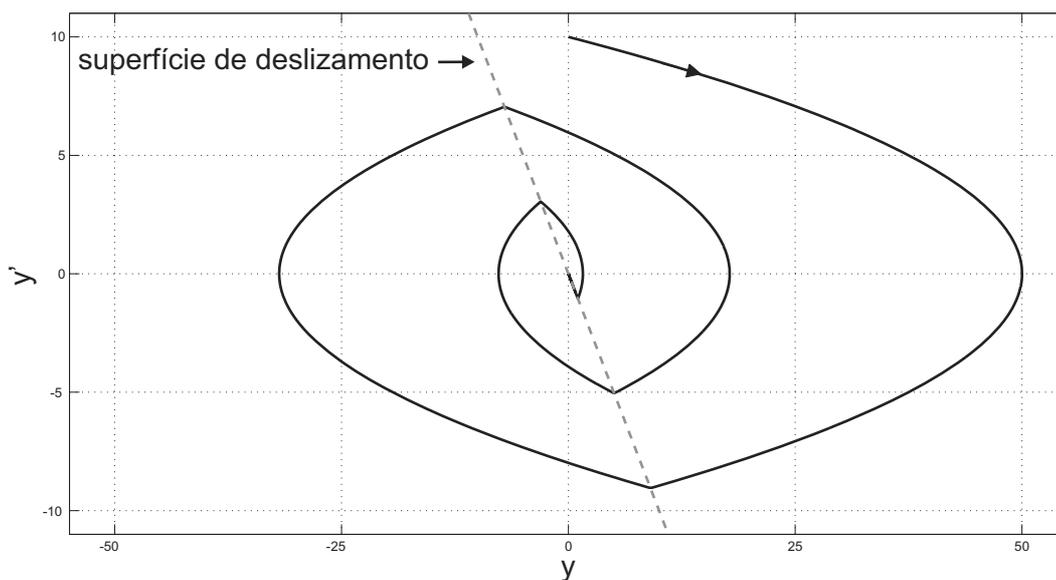


Figura 4.43: Plano de fase do sistema.

Pode-se reparar no plano de fase que quando a *condição de alcance* dada por

$$ss' < 0 \quad (4.17)$$

é alcançada, o sistema fica preso à linha

$$L_s = \{(y, y') : s(y, y') = 0\}.$$

E a frequência de chaveamento tende a infinito, fenômeno conhecido como *chattering*, ilustrado na figura 4.44.

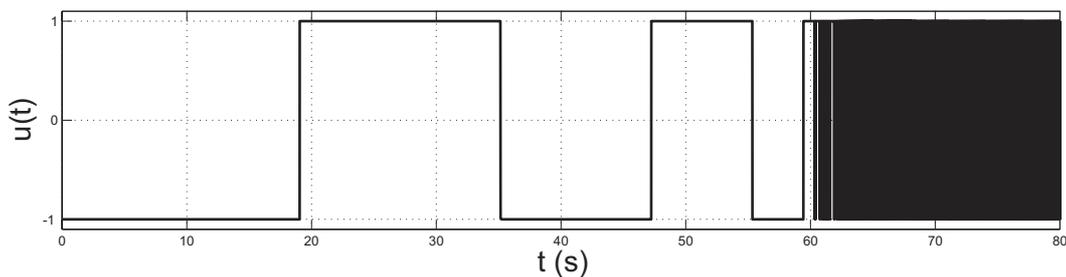


Figura 4.44: Ação do Controle.

O estado do sistema quando confinado à linha L_s satisfaz à equação diferencial obtida fazendo-se $s(y, y') = 0$ em (4.16), ou seja:

$$y'(t) = -my(t).$$

Esse comportamento dinâmico, conhecido como *modo deslizante ideal*, é da ordem do sistema reduzida de um, e a linha L_s é chamada de *superfície de deslizamento*. A *regra de controle*, $u(t) = -\text{sgn}(s(t))$, garante que a *condição de alcance* em (4.17) seja satisfeita, ao invés de determinar o comportamento dinâmico do sistema. Em sistemas SCEV é a escolha da superfície de chaveamento que governa a dinâmica do sistema, neste caso, a escolha do parâmetro m . Durante o *modo deslizante* o sistema apresenta certa invariância e robustez a perturbações externas.

Tradicionalmente, em projetos de sistemas de controle por modos deslizantes, estabelecia-se uma *superfície de chaveamento* na qual o sistema tivesse o comportamento desejado e depois era elaborada uma *regra de controle* descontínua na *superfície de chaveamento* e que garantisse a *condição de alcance*. Em [23] e [24] uma nova abordagem para sistemas contínuos foi proposta, a *abordagem da regra de alcance* e em [20] esta nova abordagem foi estendida para sistemas de tempo discreto. A *regra de alcance* para sistemas discretos é elaborada de maneira que a trajetória de estados do sistema tenha os seguintes atributos:

1. A partir de um estado inicial qualquer, o estado do sistema se moverá monotonicamente em direção a superfície de chaveamento e a cruzará em um intervalo de tempo finito;
2. Uma vez que o estado do sistema tenha cruzado a superfície de chaveamento, este irá cruzá-la repetidamente a cada intervalo de amostragem, resultando num movimento em ziguezague em torno da superfície de chaveamento;
3. A amplitude do movimento em ziguezague em torno da superfície de chaveamento deve ficar limitada a uma banda definida.

A *regra de alcance* determina diretamente a dinâmica da *superfície de chaveamento* $s(\mathbf{y})$. E então, uma *regra de controle* é elaborada em conjunto com o modelo e os limites das perturbações do sistema. Para SCEV discretos, uma das possíveis *regras de alcance* é:

$$s[k + 1] - s[k] = -\alpha T_a s[k] - \beta T_a \text{sgn}(s[k]), \quad (4.18)$$

onde $T_a > 0$ é o período de amostragem, $\alpha > 0$, $\beta > 0$ e $1 - \alpha T_a > 0$. Pode-se verificar que esta regra tem os atributos necessários. A escolha dos parâmetros α e β determina o modo como o sistema irá alcançar a superfície de deslizamento e a largura da banda do modo *quase-deslizante* (MQD), definido como o movimento de um SCEV discreto que satisfaz os atributos 1 e 2.(MQD). A banda que contém o MQD é chamada de banda de modo quase-deslizante (BMQD) e é definida por:

$$\{\mathbf{y} \mid -\Delta < s(\mathbf{y}) < +\Delta\}$$

4.3.2 Aplicação da regra de alcance ao controle direto de potência do retificador

Escrevendo-se a tensão da rede em referencial arbitrário dq a partir da equação (2.18), tem-se:

$$v_{gd} = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + v_{sd} \quad , \quad (4.19)$$

$$v_{gq} = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d + v_{sq}$$

onde v_{sd} e v_{sq} são as tensões do conversor em referencial arbitrário dq . A potência ativa e reativa podem ser calculadas em função da componente de eixo direto do fluxo e das correntes de eixo direto e em quadratura, considerando-se que a transformada é invariante em tensão e o referencial é orientado pelo fluxo, de maneira semelhante às equações (4.7) e (4.8) tem-se:

$$p = \frac{3}{2} \omega \psi_{gd} i_q \quad . \quad (4.20)$$

$$q = \frac{3}{2} \omega \psi_{gd} i_d$$

Da equação (4.4) obtêm-se as componentes da tensão da rede em função do fluxo virtual:

$$v_{gd} = \frac{d\psi_{gd}}{dt} (e^{j\omega t}) - \omega \psi_{gq} \cong 0 \quad . \quad (4.21)$$

$$v_{gq} = \frac{d\psi_{gd}}{dt} (e^{j\omega t}) + \omega \psi_{gd} \cong \omega \psi_{gd}$$

Escrevendo-se as componentes da corrente em função das potências a partir da equação (4.20), substituindo-as na equação (4.19) e igualando-se esta última à equação (4.21),

chega-se a:

$$\frac{2L}{3\omega\psi_{gd}} \frac{d}{dt} q - \frac{2L}{3\psi_{gd}} p + v_{sd} = 0 \quad (4.22)$$

$$\frac{2L}{3\omega\psi_{gd}} \frac{d}{dt} p + \frac{2L}{3\psi_{gd}} q + v_{sq} = \omega\psi_{gd}$$

Sejam $e_p = p^* - p$ e $e_q = q^* - q$ os erros das potências ativa e reativa. A partir da equação (4.22), segue-se:

$$\frac{d}{dt} e_p = \omega q + \frac{3\omega\psi_{gd}}{2L} (v_{sq} - \omega\psi_{gd}) \quad (4.23)$$

$$\frac{d}{dt} e_q = -\omega p + \frac{3\omega\psi_{gd}}{2L} v_{sd}$$

Usando-se diferenças à frente para substituir as derivadas, a equação (4.23) pode ser representada na forma discreta por:

$$e_p[k+1] - e_p[k] = \omega T_a q[k] + \frac{3\omega T_a \psi_{gd}}{2L} (v_{sq}[k] - \omega\psi_{gd}[k]) \quad (4.24)$$

$$e_q[k+1] - e_q[k] = -\omega T_a p[k] + \frac{3\omega T_a \psi_{gd}[k]}{2L} v_{sd}[k]$$

A partir da regra de alcance dada na equação (4.18) e escolhendo-se o erro de potência ativa e reativa como superfície de deslizamento, tem-se:

$$-\alpha T_a e_p[k] - \beta T_a \text{sgn}(e_p[k]) = \omega T_a q[k] + \frac{3\omega T_a \psi_{gd}[k]}{2L} (v_{sq}[k] - \omega\psi_{gd}[k]) \quad (4.25)$$

$$-\alpha T_a e_q[k] - \beta T_a \text{sgn}(e_q[k]) = -\omega T_a p[k] + \frac{3\omega T_a \psi_{gd}[k]}{2L} v_{sd}[k]$$

de onde a seguinte regra de controle é obtida:

$$v_{sd}[k] = -\frac{2L}{3\omega\psi_{gd}[k]} (\alpha e_q[k] + \beta \text{sgn}(e_q[k])) + \frac{2L}{3\psi_{gd}[k]} p[k] \quad (4.26)$$

$$v_{sq}[k] = -\frac{2L}{3\omega\psi_{gd}[k]} (\alpha e_p[k] + \beta \text{sgn}(e_p[k])) + \omega\psi_{gd}[k] - \frac{2L}{3\psi_{gd}[k]} q[k].$$

Esta regra não leva em consideração variações paramétricas do sistema. A seguir, uma adaptação dos conceitos desenvolvidos em [20] para conferir robustez ao sistema será feita.

Considerando-se um sistema de tempo discreto dado por:

$$x[k+1] = Ax[k] + bu[k],$$

onde x é o vetor de estados, u é o vetor de entrada e as matrizes A e b têm dimensões apropriadas. E levando-se em consideração variações paramétricas $\Delta A = b\tilde{A}$ e perturbações externas $f[k] = b\tilde{f}[k]$, tem-se:

$$x[k+1] = Ax[k] + \Delta Ax[k] + bu[k] + f[k]. \quad (4.27)$$

Reescrevendo-se a equação (4.27) da seguinte forma:

$$x[k+1] = Ax[k] + b(u[k] + \tilde{A}x[k] + \tilde{f}[k]),$$

vê-se que não é possível usar a regra de alcance em (4.18) pois os termos \tilde{A} e \tilde{f} não são conhecidos. No entanto, as máximas variações paramétricas esperadas e distúrbios externos conhecidos podem ser usados para determinar regras de controle mais conservadoras. Em [20] uma regra de alcance ligeiramente diferente de 4.18 foi proposta para solucionar este problema:

$$s[k+1] - s[k] = -\alpha T_a s[k] - \beta T_a \text{sgn}(s[k]) + \tilde{s}_A[k] - s_{AC}[k] + \tilde{s}_f[k] - s_{fC}[k], \quad (4.28)$$

onde:

$$\begin{cases} s_A^- \leq \tilde{s}_A[k] = b\tilde{A}x[k] \leq s_A^+ \\ s_f^- \leq \tilde{s}_f[k] = b\tilde{f} \leq s_f^+ \end{cases} \quad (4.29)$$

e

$$\begin{cases} \text{se } s[k] \geq 0, s_{AC} = s_A^+ \text{ e } s_{fC} = s_f^+ \\ \text{se } s[k] < 0, s_{AC} = s_A^- \text{ e } s_{fC} = s_f^- \end{cases}. \quad (4.30)$$

Vale a pena mencionar que um sistema com uma regra de controle elaborada a partir de (4.28) atende apenas aos atributos 1 e 3.

De volta ao problema do retificador, pode-se reescrever as equações em (4.24) a fim de aplicar a regra de alcance (4.28), substituindo-se a indutância L do filtro pelo seu valor estimado \hat{L} somado à incerteza ΔL :

$$e_p[k+1] = e_p[k] + \omega T_a q[k] + \frac{3\omega T_a \psi_{gd}[k]}{2(\hat{L} + \Delta L)} (v_{sq}[k] - \omega \psi_{gd}[k]) \quad (4.31)$$

$$e_q[k+1] = e_q[k] - \omega T_a p[k] + \frac{3\omega T_a \psi_{gd}[k]}{2(\hat{L} + \Delta L)} v_{sd}[k]$$

onde vê-se que os termos não nulos da matriz b são iguais a $\hat{b} = \frac{3\omega T_a \psi_{gd}[k]}{2\hat{L}}$. Para que se possa levar em consideração variações na indutância L do filtro entre $0,7\hat{L}$ e $1,1\hat{L}$, acrescenta-se o termo Δb a \hat{b} de maneira que a equação (4.31) fica:

$$e_p[k+1] = e_p[k] + \omega T_a q[k] + (\hat{b} + \Delta b)(v_{sq}[k] - \omega \psi_{gd}[k]) \quad , \quad (4.32)$$

$$e_q[k+1] = e_q[k] - \omega T_a p[k] + (\hat{b} + \Delta b)v_{sd}[k]$$

onde $\hat{b} + \Delta b = \frac{3\omega T_a \psi_{gd}[k]}{2(\hat{L} + \Delta L)}$. Definindo-se os termos de incerteza:

$$\tilde{f}_p[k] = \frac{\Delta b}{\hat{b}}(v_{sq}[k] - \omega \psi_{gd}[k]) \quad , \quad (4.33)$$

$$\tilde{f}_q[k] = \frac{\Delta b}{\hat{b}}v_{sd}[k]$$

a equação (4.32) pode ser reescrita como:

$$e_p[k+1] = e_p[k] + \omega T_a q[k] + \hat{b}(v_{sq}[k] - \omega \psi_{gd}[k]) + \hat{b}\tilde{f}_p[k] \quad . \quad (4.34)$$

$$e_q[k+1] = e_q[k] - \omega T_a p[k] + \hat{b}v_{sd}[k] + \hat{b}\tilde{f}_q[k]$$

A partir da regra de alcance dada em (4.28) e da equação (4.34), obtêm-se as seguintes regras de controle:

$$v_{sd}[k] = \frac{T_a}{\hat{b}}(-\alpha e_q[k] - \beta \text{sgn}(e_q[k]) + \omega p[k]) - f_{qC}$$

$$v_{sq}[k] = \frac{T_a}{\hat{b}}(-\alpha e_p[k] - \beta \text{sgn}(e_p[k]) + \omega q[k]) + \omega \psi_{gd}[k] - f_{pC},$$

onde

$$\begin{cases} \text{se } e_p[k], e_q[k] \geq 0, f_{pC} = \tilde{f}_p^+, f_{qC} = \tilde{f}_q^+ \\ \text{se } e_p[k], e_q[k] < 0, f_{pC} = \tilde{f}_p^-, f_{qC} = \tilde{f}_q^- \end{cases} \quad . \quad (4.35)$$

Os valores máximos e mínimos de \tilde{f}_p e \tilde{f}_q dependem de $(v_{sq}[k] - \omega \psi_{gd}[k])$ e $v_{sd}[k]$ na equação (4.33). Nas Tabelas 4.3 e 4.4 todos os possíveis valores de $v_{sd}[k]$ e $(v_{sq}[k] - \omega \psi_{gd}[k])$, respectivamente, são analisados. Verifica-se que o sinal de $v_{sd}[k]$ é sempre o mesmo de $(-\alpha e_q[k] - \beta \text{sgn}(e_q[k]) + \omega p[k])$ e o sinal de $(v_{sq}[k] - \omega \psi_{gd}[k])$ é o mesmo de $(-\alpha e_p[k] - \beta \text{sgn}(e_p[k]) + \omega q[k])$. Com isto, obtêm-se as regras de controle dadas nas Tabelas 4.5 e 4.6.

Tabela 4.3: Possíveis valores de $v_{sd}[k]$

$e_q[k]$	$v_{sd}[k]$	f_{qC}	$v_{sd}^l[k]$
≥ 0	≥ 0	$\frac{3v_{sd}[k]}{7}$	$\frac{7}{10} \frac{T_a}{b} (-\alpha e_q[k] - \beta + \omega p[k])$
≥ 0	< 0	$\frac{-v_{sd}[k]}{11}$	$\frac{11}{10} \frac{T_a}{b} (-\alpha e_q[k] - \beta + \omega p[k])$
< 0	≥ 0	$\frac{-v_{sd}[k]}{11}$	$\frac{11}{10} \frac{T_a}{b} (-\alpha e_q[k] + \beta + \omega p[k])$
< 0	< 0	$\frac{3v_{sd}[k]}{7}$	$\frac{7}{10} \frac{T_a}{b} (-\alpha e_q[k] + \beta + \omega p[k])$

Tabela 4.4: Possíveis valores de $(v_{sq}[k] - \omega\psi_{gd}[k])$

$e_p[k]$	$(v_{sq}[k] - \omega\psi_{gd}[k])$	f_{pC}	$(v_{sq}[k] - \omega\psi_{gd}[k])$
≥ 0	≥ 0	$\frac{3(v_{sq}[k] - \omega\psi_{gd}[k])}{7}$	$\frac{7}{10} \frac{T_a}{b} (-\alpha e_p[k] - \beta + \omega q[k])$
≥ 0	< 0	$\frac{-(v_{sq}[k] - \omega\psi_{gd}[k])}{11}$	$\frac{11}{10} \frac{T_a}{b} (-\alpha e_p[k] - \beta + \omega q[k])$
< 0	≥ 0	$\frac{-(v_{sq}[k] - \omega\psi_{gd}[k])}{11}$	$\frac{11}{10} \frac{T_a}{b} (-\alpha e_p[k] + \beta + \omega q[k])$
< 0	< 0	$\frac{3(v_{sq}[k] - \omega\psi_{gd}[k])}{7}$	$\frac{7}{10} \frac{T_a}{b} (-\alpha e_p[k] + \beta + \omega q[k])$

Tabela 4.5: Regra de controle para $v_{sd}[k]$

$e_q[k]$	$(-\alpha e_q[k] - \beta \text{sgn}(e_q[k]) + \omega p[k])$	$v_{sd}[k]$
≥ 0	≥ 0	$\frac{7}{10} \frac{T_a}{b} (-\alpha e_q[k] - \beta + \omega p[k])$
≥ 0	< 0	$\frac{11}{10} \frac{T_a}{b} (-\alpha e_q[k] - \beta + \omega p[k])$
< 0	≥ 0	$\frac{11}{10} \frac{T_a}{b} (-\alpha e_q[k] + \beta + \omega p[k])$
< 0	< 0	$\frac{7}{10} \frac{T_a}{b} (-\alpha e_q[k] + \beta + \omega p[k])$

Tabela 4.6: Regra de controle para $v_{sq}[k]$

$e_p[k]$	$(-\alpha e_p[k] - \beta \text{sgn}(e_p[k]) + \omega q[k])$	$v_{sq}[k]$
≥ 0	≥ 0	$\omega\psi_{gd}[k] + \frac{7}{10} \frac{T_a}{b} (-\alpha e_p[k] - \beta + \omega q[k])$
≥ 0	< 0	$\omega\psi_{gd}[k] + \frac{11}{10} \frac{T_a}{b} (-\alpha e_p[k] - \beta + \omega q[k])$
< 0	≥ 0	$\omega\psi_{gd}[k] + \frac{11}{10} \frac{T_a}{b} (-\alpha e_p[k] + \beta + \omega q[k])$
< 0	< 0	$\omega\psi_{gd}[k] + \frac{7}{10} \frac{T_a}{b} (-\alpha e_p[k] + \beta + \omega q[k])$

O diagrama de blocos na figura 4.45 ilustra o esquema de controle direto de potência por modos deslizantes orientado pelo vetor fluxo virtual (SM-DPC). As referências de

potência ativa p^* e reativa q^* são obtidas de maneira idêntica à usada nas outras técnicas de controle direto de potência. As potências ativa e reativa estimadas, p' e q' respectivamente, são calculadas exatamente como na técnica DPC-SVM. Os erros entre as potências de referência e as estimadas, assim como o módulo do fluxo $\psi' = \sqrt{\psi_{g\alpha}^2 + \psi_{g\beta}^2}$ são fornecidos ao bloco de controle por modos deslizantes, de onde saem as tensões de referência v_{sd}^* e v_{sq}^* computadas com as Tabelas 4.5 e 4.6. Estas tensões de referência e o ângulo do fluxo são fornecidas ao bloco PWM para controle das chaves.

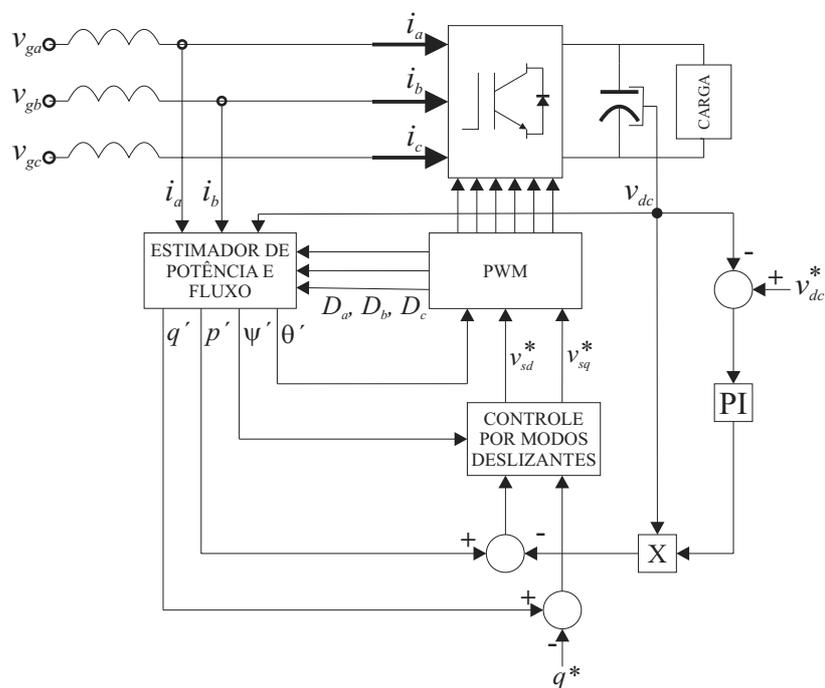


Figura 4.45: Digrama de blocos da técnica SM-DPC.

4.3.3 Simulações

As simulações da técnica SM-DPC foram realizadas de maneira idêntica à empregada na DPC-SVM.

Sistema em Regime Permanente com Tensão Ideal

O comportamento do retificador controlado com a técnica SM-DPC é ilustrado nas figuras 4.46 a 4.51. Com a tensão ideal o comportamento é semelhante ao da técnica

DPC-SVM, porém com distorção harmônica total nas correntes ligeiramente menor.

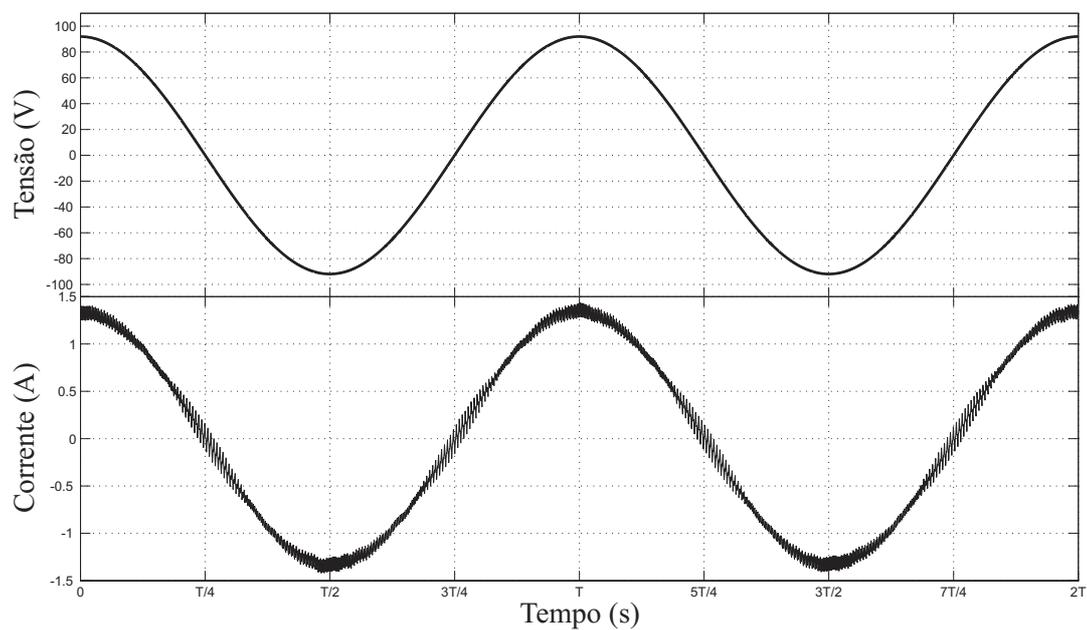


Figura 4.46: Tensão e corrente na fase *a* em regime permanente com o uso da técnica SM-DPC.

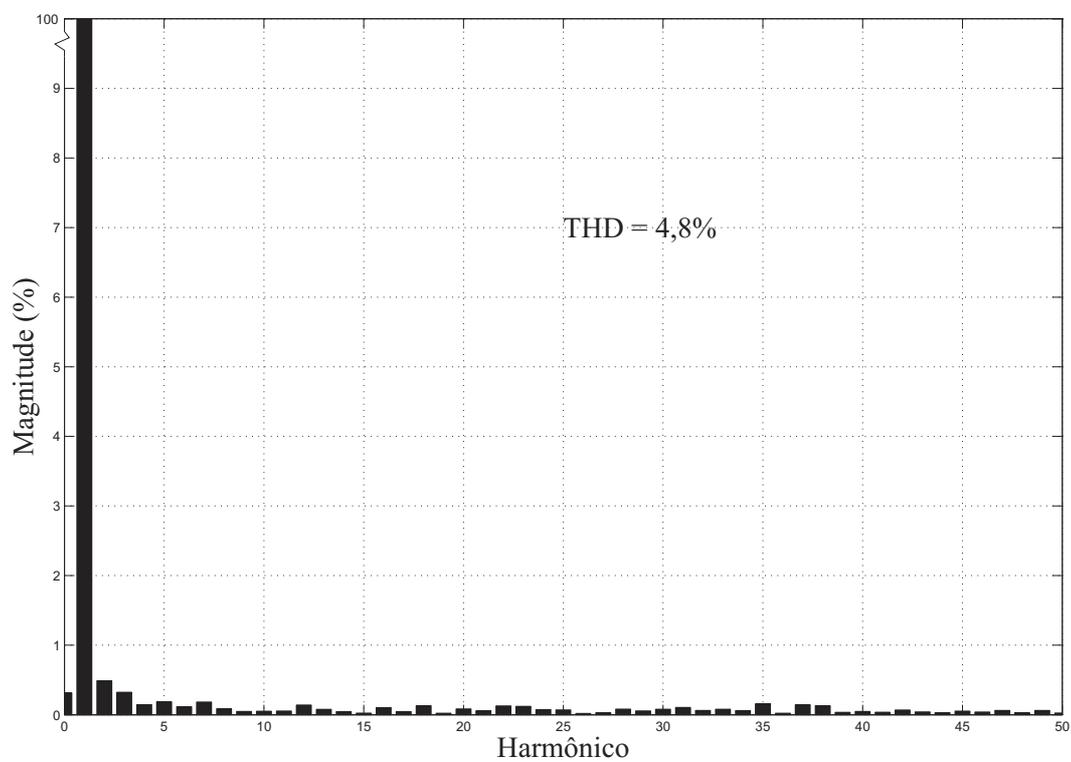


Figura 4.47: Espectro da corrente na fase *a* com o uso da técnica SM-DPC.

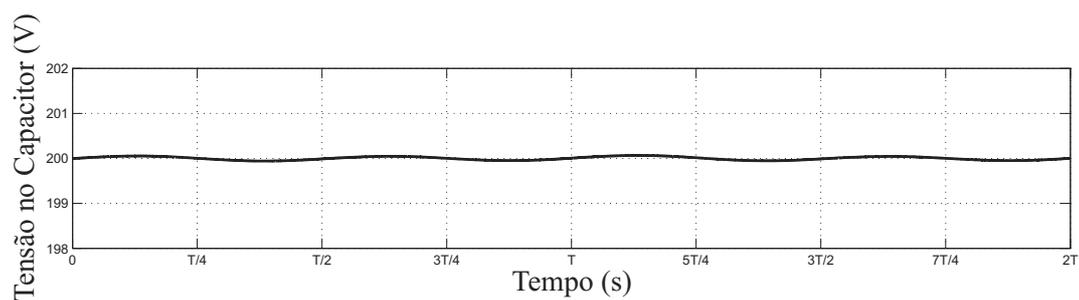


Figura 4.48: Tensão no barramento cc com o uso da técnica SM-DPC.

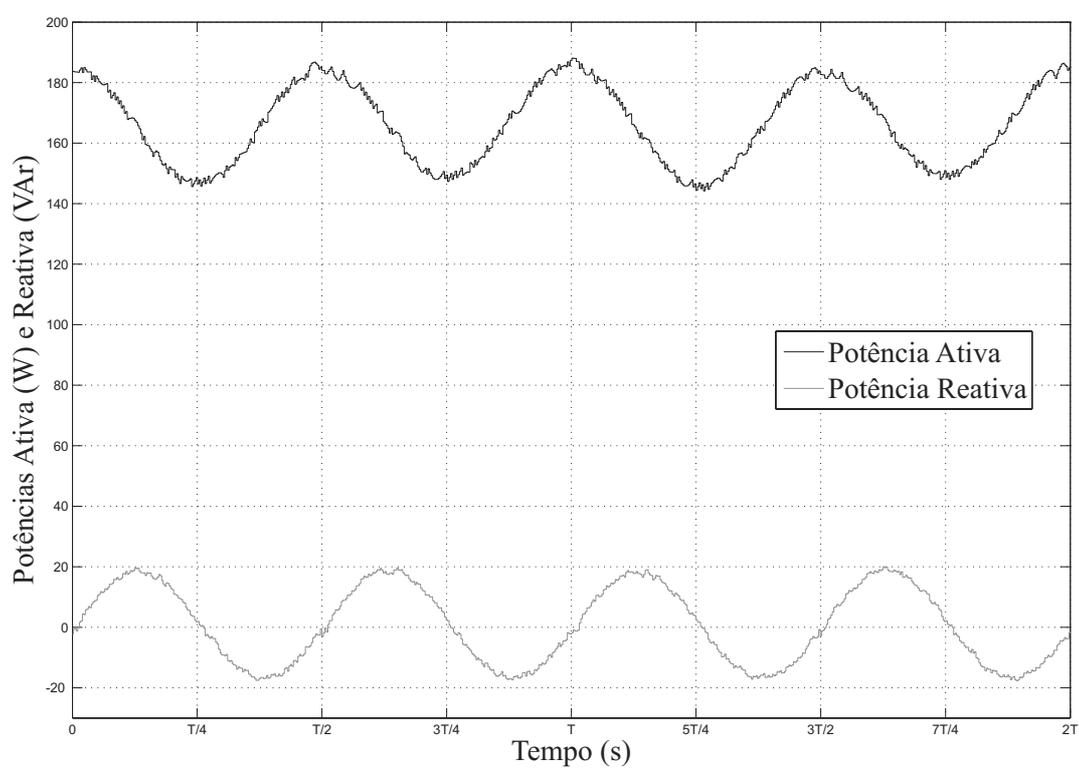


Figura 4.49: Potências ativa e reativa com o uso da técnica SM-DPC.

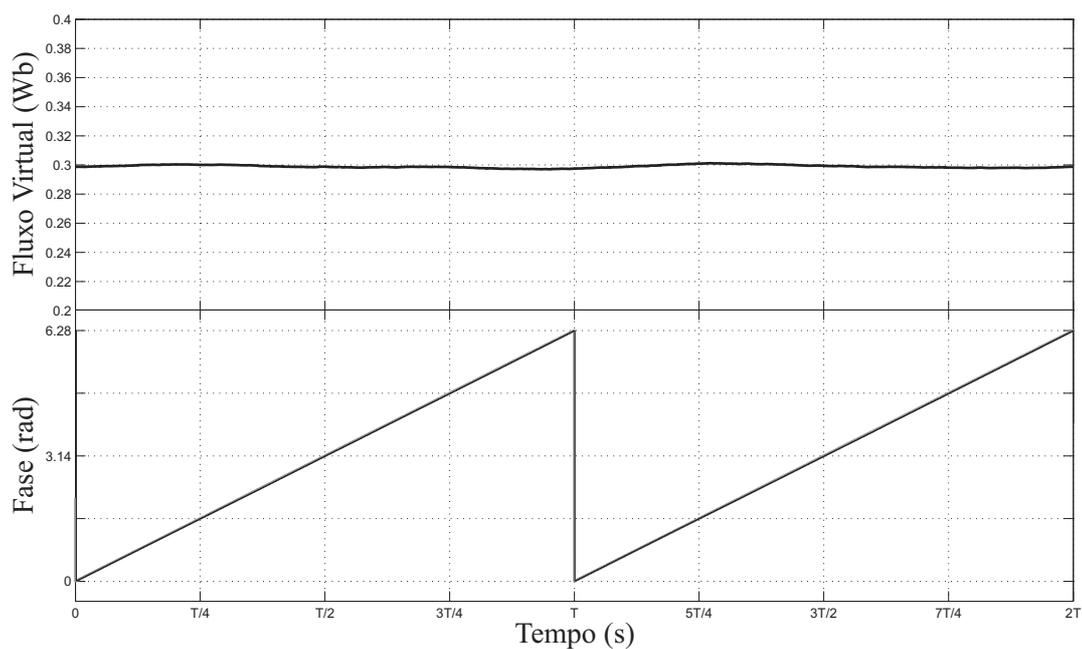


Figura 4.50: Módulo do fluxo virtual e fase da tensão rede real e estimada com o uso da técnica SM-DPC.

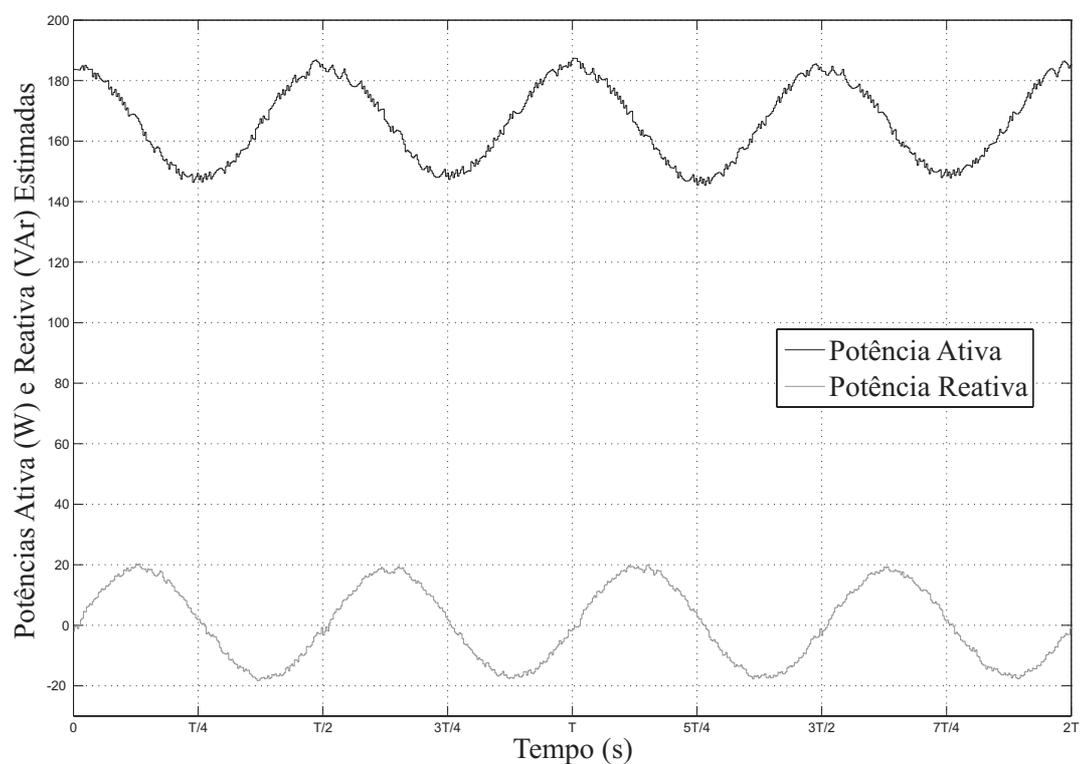


Figura 4.51: Potências ativa e reativa estimadas com o uso da técnica SM-DPC.

Sistema em Regime Permanente com 5º Harmônico Inserido

Os resultados exibidos nas figuras 4.52 a 4.57 com o quinto harmônico inserido são, mais uma vez, muito parecidos com os da técnica SVM-DPC.

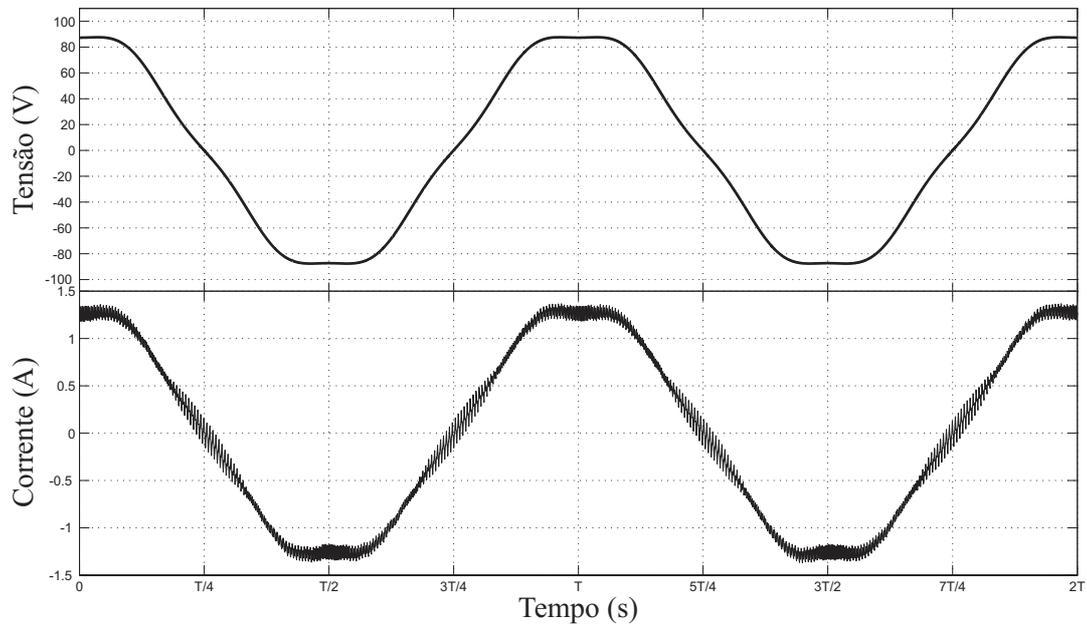


Figura 4.52: Tensão e corrente na fase *a* em regime permanente com o uso da técnica SM-DPC.

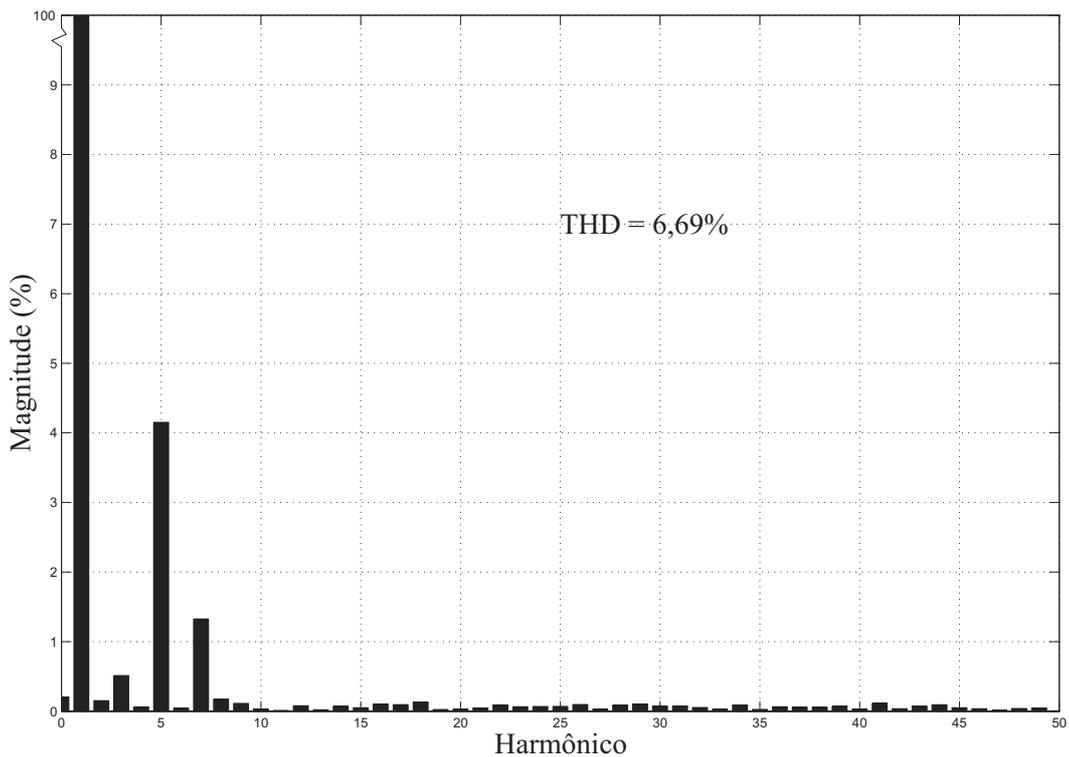


Figura 4.53: Espectro da corrente na fase *a* com o uso da técnica SM-DPC.

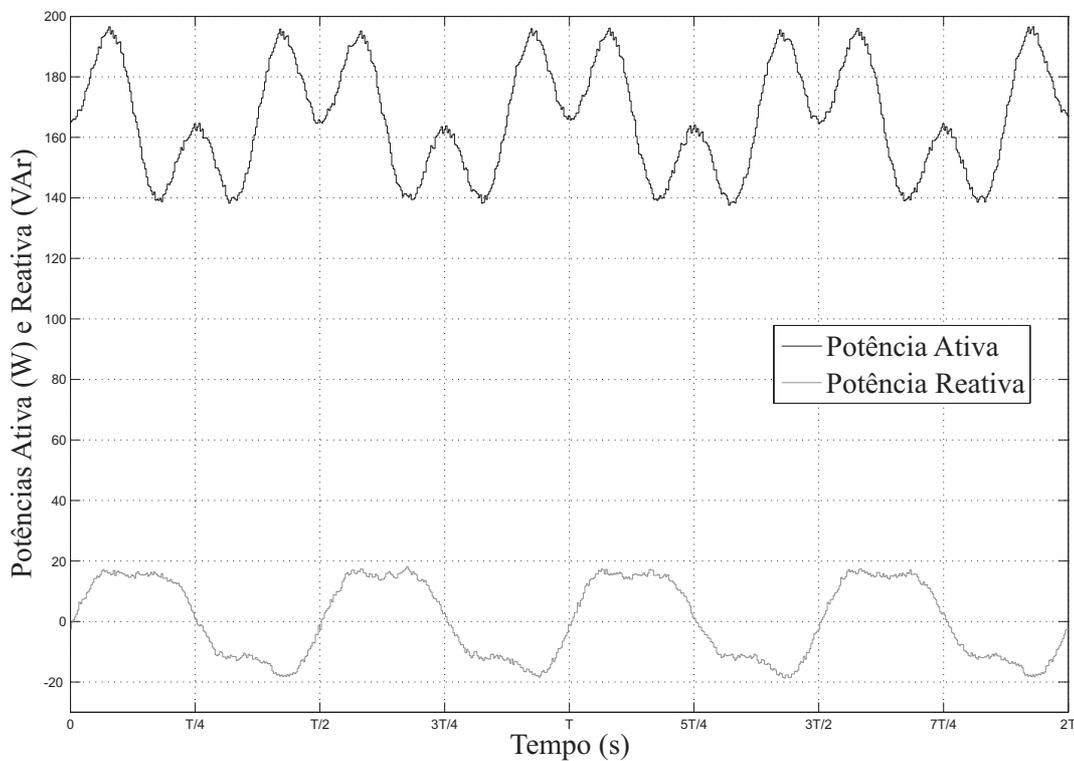


Figura 4.54: Potências ativa e reativa com o uso da técnica SM-DPC.

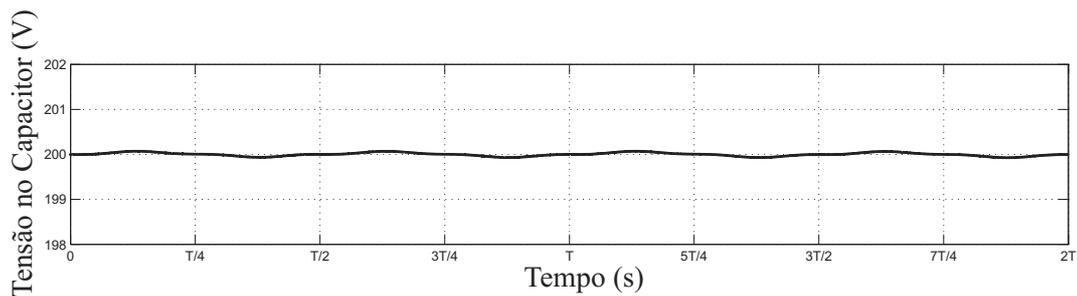


Figura 4.55: Tensão no barramento cc com o uso da técnica SM-DPC.

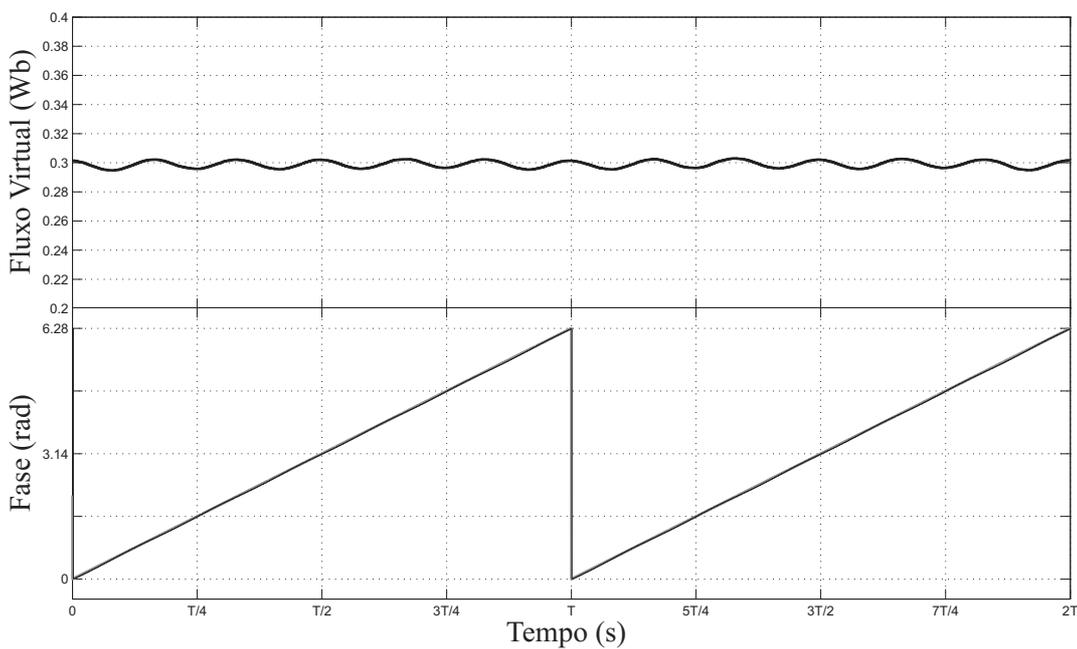


Figura 4.56: Módulo do fluxo virtual e fase da tensão da rede real e estimada com o uso da técnica SM-DPC.

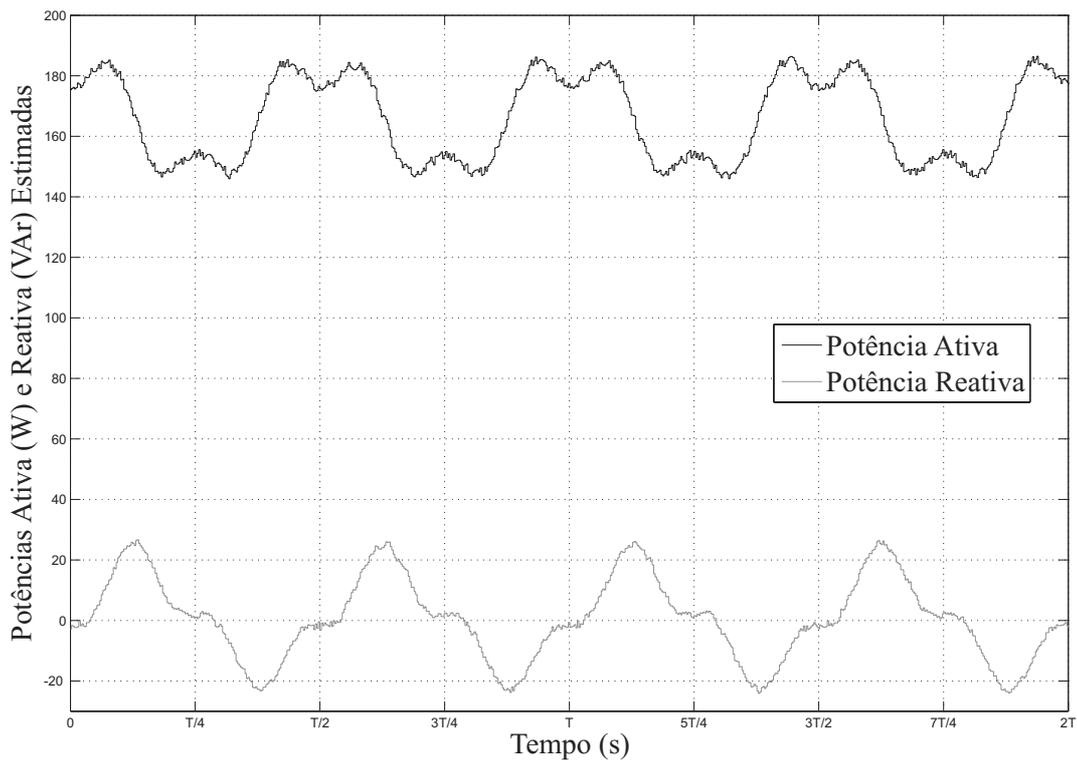


Figura 4.57: Potências ativa e reativa estimadas com o uso da técnica SM-DPC.

Degrau de Carga

Os resultados da simulação da técnica SM-DPC frente a um degraú de carga, ilustrados nas figuras 4.58 a 4.60, são também semelhantes aos da técnica SVM-DPC.

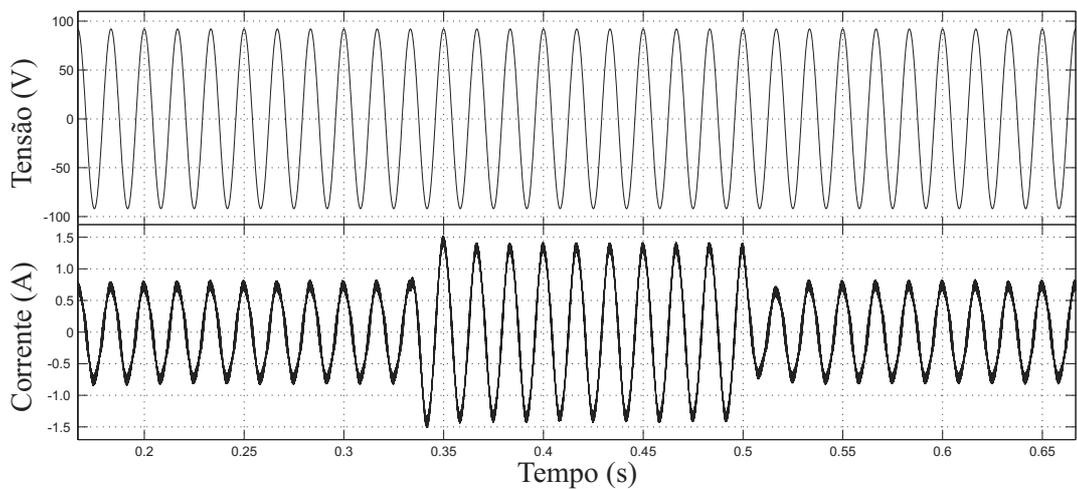


Figura 4.58: Tensão e corrente na fase *a* com o uso da técnica SM-DPC.

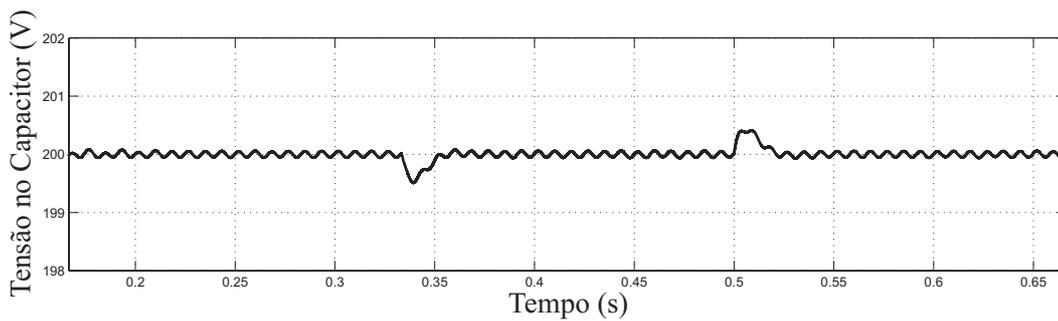


Figura 4.59: Tensão no barramento cc com o uso da técnica SM-DPC.

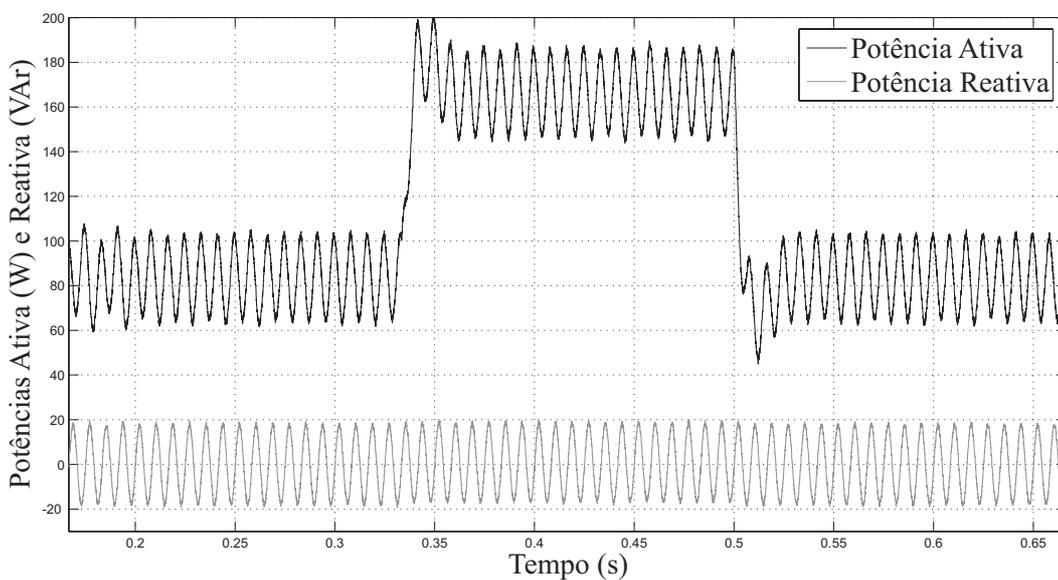


Figura 4.60: Potências ativa e reativa com o uso da técnica SM-DPC.

Varição da Indutância do Filtro

Como pode ser visto na Tabela 4.7, a técnica SM-DPC se comporta de maneira semelhante as outras técnicas de controle direto de potência baseadas no fluxo virtual.

Tabela 4.7: Variação da indutância do filtro com o uso da técnica SM-DPC.

Varição da indutância (%)	-30	-20	-10	0	+10
Distorção Harmônica Total (%)	7,09	6,35	5,70	5,21	4,78
Erro Médio da Potência Ativa (W)	1,13	1,08	0,89	0,95	1,17
Erro Médio da Potência Ativa Estimada (W)	0,13	-0,12	-0,50	-0,19	0,11
Erro Médio da Potência Reativa (VAr)	-1,72	-0,87	-0,13	0,73	1,48
Erro Médio da Potência Reativa Estimada (VAr)	-2,39	-1,58	-0,84	0,09	0,83
Erro Eficaz da Potência Ativa (W_{RMS})	13,66	13,88	13,61	13,99	14,03
Erro Eficaz da Potência Ativa Estimada (W_{RMS})	0,31	0,73	0,78	0,53	0,97
Erro Eficaz da Potência Reativa (VAr_{RMS})	12,66	12,70	12,48	12,48	12,47
Erro Eficaz da Potência Reativa Estimada (VAr_{RMS})	2,44	1,74	0,95	0,41	1,22

Afundamento Monofásico

O comportamento do retificador com o controle feito pela técnica SM-DPC, mostrado nas figuras 4.61 e 4.62, se assemelha aos das outras técnicas baseadas na fluxo virtual.

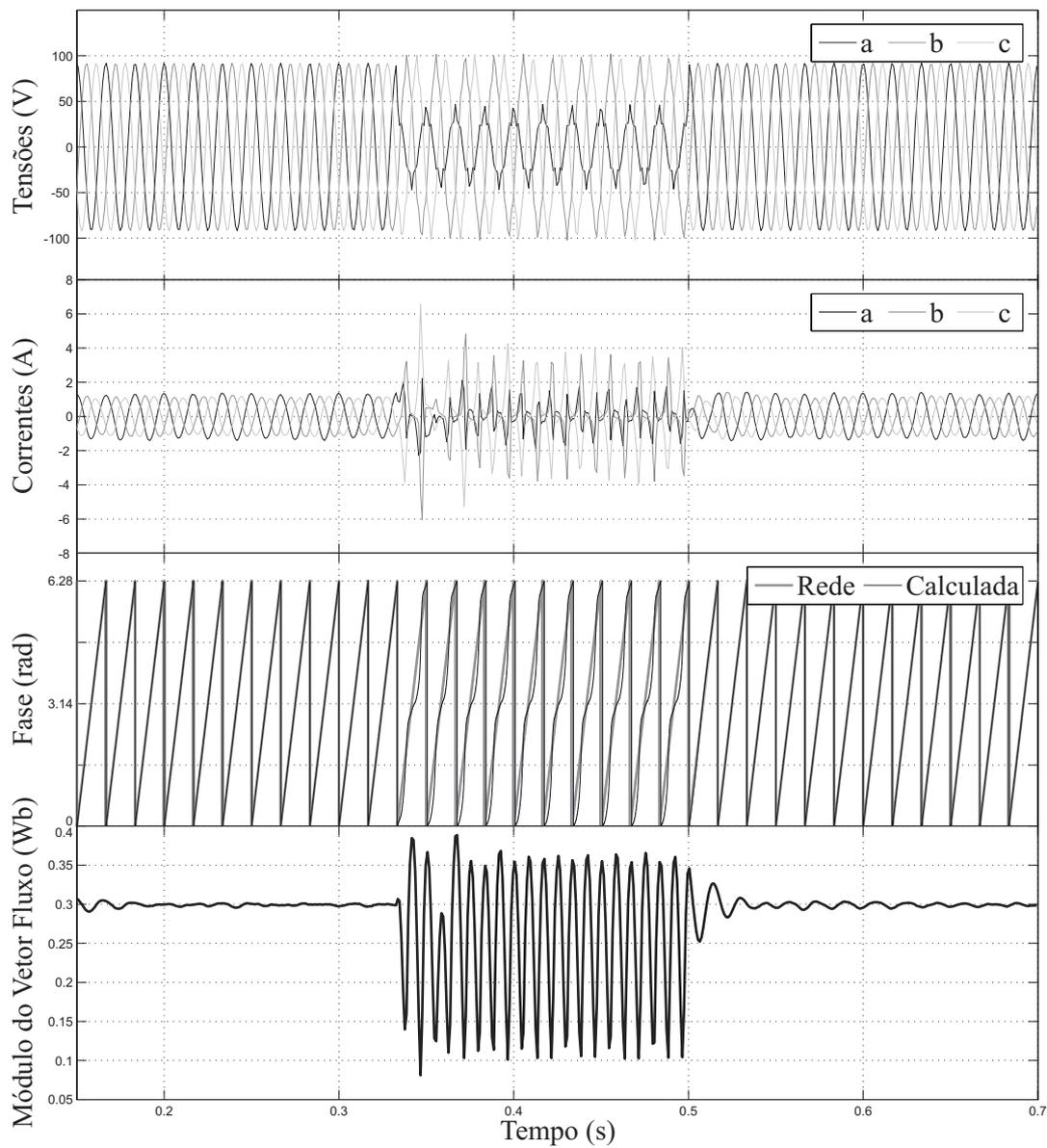


Figura 4.61: Comportamento da técnica SM-DPC frente a um afundamento monofásico. De cima para baixo: tensões da rede, correntes de linha, fases da rede real e calculada e módulo do vetor fluxo virtual estimado.

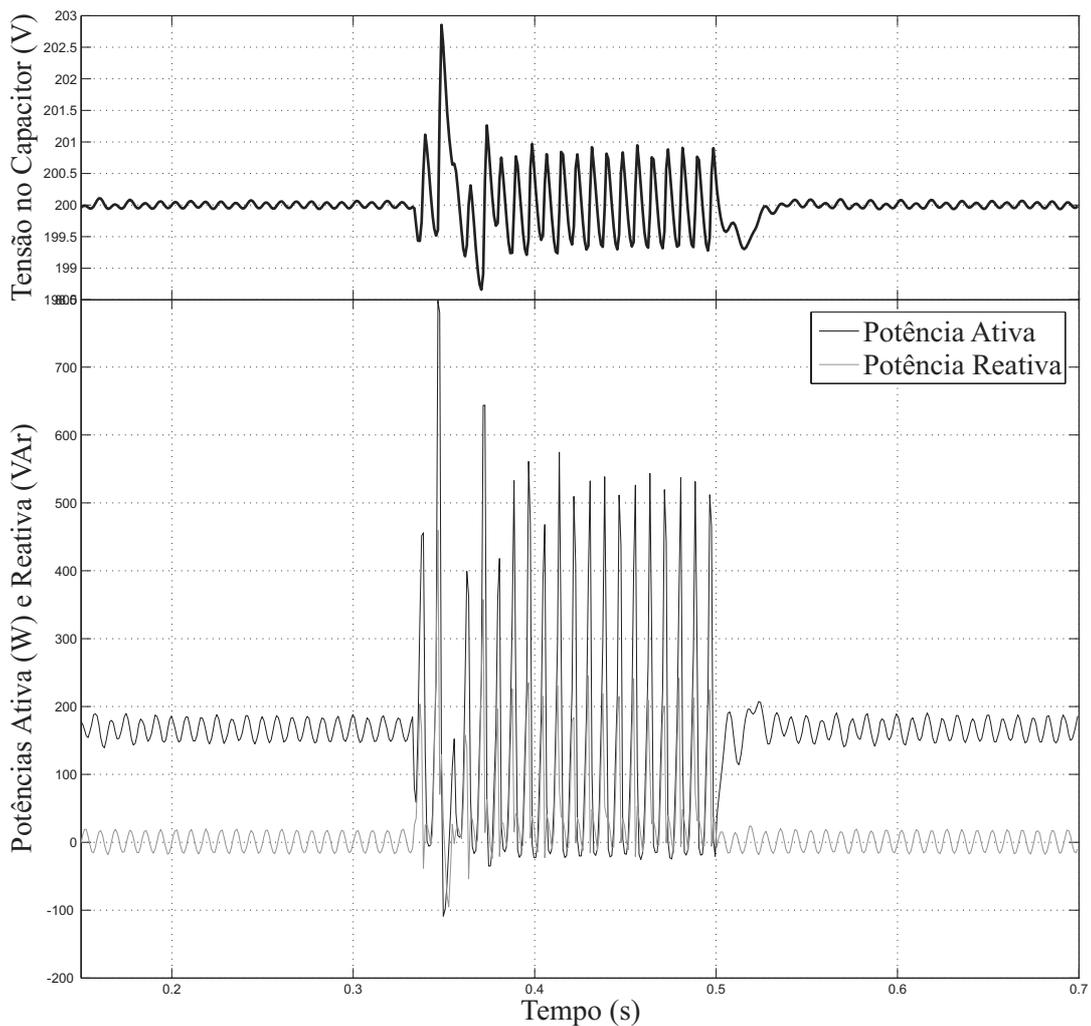


Figura 4.62: Tensão no barramento cc e potências ativa e reativa durante afundamento monofásico com o uso da técnica SM-DPC.

Afundamento Trifásico

Do mesmo modo que as outras técnicas baseadas no fluxo virtual a técnica SM-DPC *sensorless* não consegue controlar a tensão no barramento cc durante o afundamento. Com sensores, a técnica se comporta como as outras (figuras 4.63 e 4.64). A corrente é bastante distorcida durante o afundamento. Como o afundamento é equilibrado, a diferença entre a fase estimada e a fase da rede é imperceptível em regime permanente. Durante o transitório, como por exemplo logo após o afundamento, o ângulo do vetor fluxo virtual estimado oscila em torno do valor correto, causando um pobre desempenho do controle logo após uma falta. Este mau desempenho também é observado nas

potências ativa e reativa.

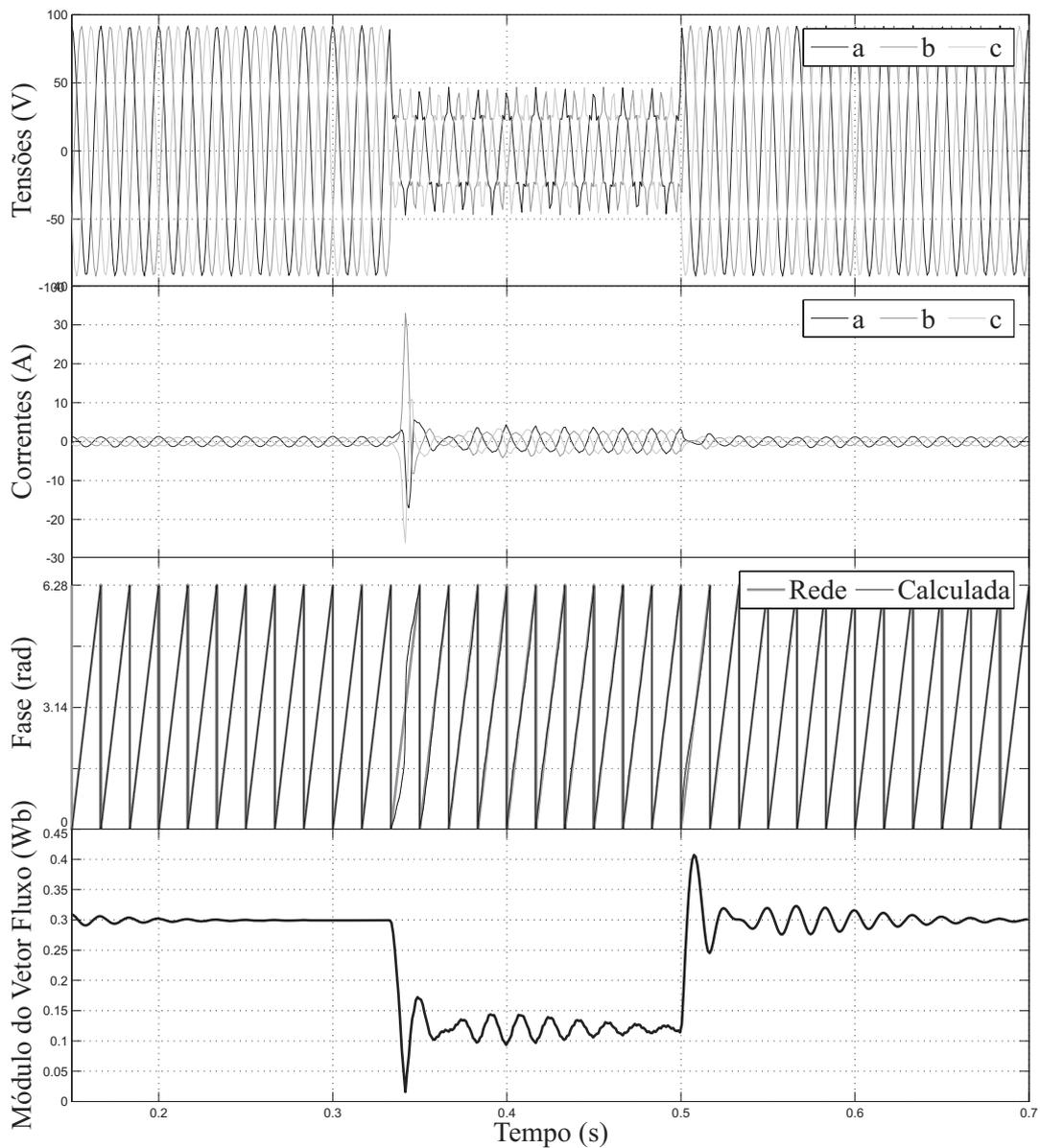


Figura 4.63: Comportamento da técnica SM-DPC frente a um afundamento trifásico. De cima para baixo: tensões da rede, correntes de linha, fases da rede real e calculada e módulo do vetor fluxo virtual estimado.

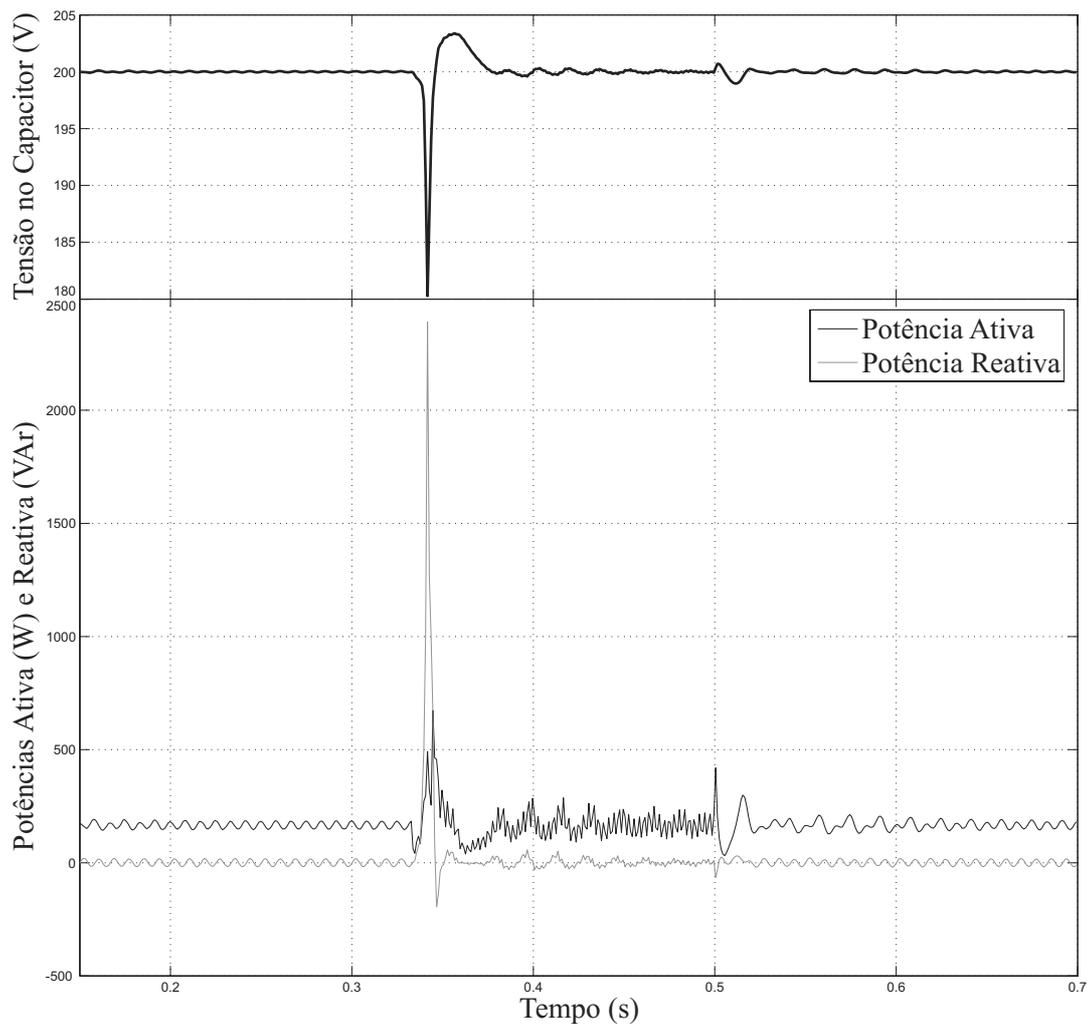


Figura 4.64: Tensão no barramento cc e potências ativa e reativa durante afundamento trifásico com o uso da técnica SM-DPC.

4.4 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas as técnicas de controle direto de potência em referencial orientado pelo fluxo virtual, VF-DPC e DPC-SVM. Foi proposta a técnica de controle direto de potência por modos deslizantes, SM-DPC. Viu-se nos resultados das simulações, que as técnicas orientadas pelo fluxo virtual apresentaram resultados ligeiramente melhores na presença de harmônicos que as técnicas de controle em referencial orientado pelo vetor tensão da rede, como esperado. Porém, o uso do fluxo virtual não se mostrou adequado para a orientação do referencial de controle

em situações de falta na rede, devido ao tempo excessivo de convergência para o valor correto. Portanto, nenhuma das técnicas orientadas pelo fluxo obteve resultados satisfatórios frente a afundamentos de tensão.

5

RESULTADOS EXPERIMENTAIS E CONCLUSÕES

5.1 Introdução

Neste capítulo são mostrados os resultados obtidos em laboratório para a tradicional técnica VOC com um SRF-PLL como apresentada na seção 3.1 e para a técnica proposta SM-DPC da seção 4.3. Em seguida as conclusões dos resultados de simulação e experimentais são apresentadas. E por último, propostas para trabalhos futuros são feitas.

5.2 Resultados Experimentais

Um protótipo do circuito da figura 2.1 com os parâmetros da Tabela 3.1 foi construído com o propósito de validar a técnica proposta (SM-DPC) e compará-la à familiar técnica VOC. Os algoritmos de ambas as técnicas foram implementados digitalmente em um processador digital de sinais com aritmética de ponto fixo TMS320F2812 da Texas Instruments. Os sinais analógicos depois de condicionados apropriadamente foram digitalizados utilizando-se o conversor analógico para digital do próprio DSP. A frequência de amostragem utilizada foi a mesma das simulações, 20 kHz , assim como a frequência de chaveamento de 10 kHz .

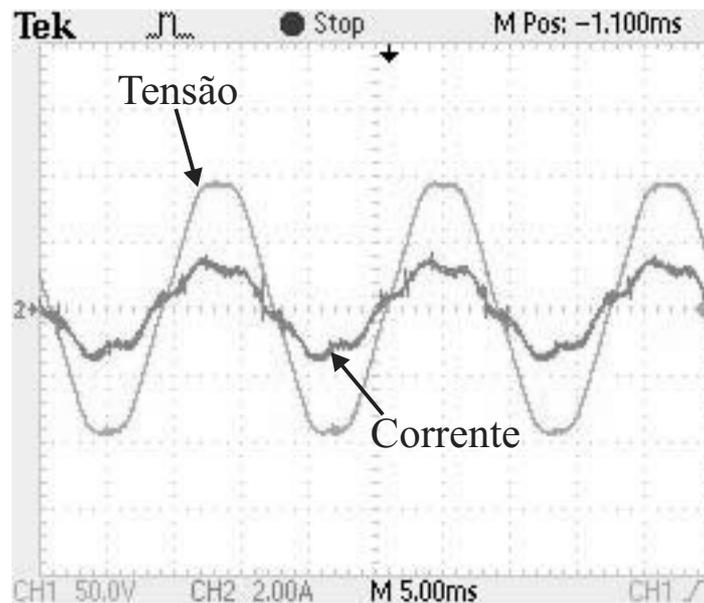


Figura 5.1: Tensão e corrente na fase A obtida com a técnica VOC.

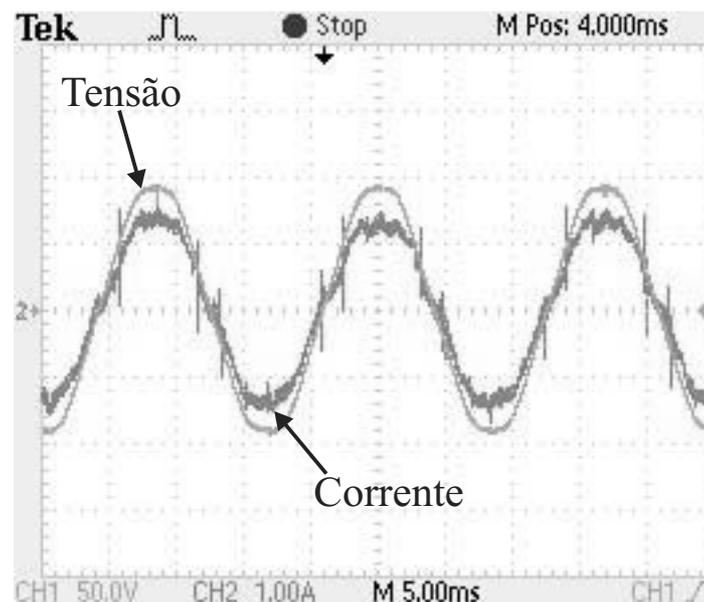


Figura 5.2: Tensão e corrente na fase A obtida com a técnica SM-DPC.

As figuras 5.1 e 5.2 ilustram o comportamento da técnica VOC e da técnica SM-DPC, respectivamente. Como pode ser visto em ambas as figuras, a tensão da rede é bastante distorcida. A partir de uma análise espectral, foi verificado que a distorção era causada principalmente pelo quinto harmônico, de tal forma que é possível fazer uma comparação com as simulações onde somente o quinto harmônico foi inserido.

A forma de onda conseguida experimentalmente com a técnica SM-DPC é bastante semelhante à obtida através de simulações (figura 4.52), mostrando que os filtros implementados digitalmente para a estimação do fluxo virtual conseguiram atenuar com sucesso as componentes harmônicas contidas na tensão da rede. Já os resultados experimentais da técnica VOC, foram inferiores aos obtidos com a simulação figura 3.8, haja vista que o conteúdo harmônico da rede no laboratório era bem mais elevado. Notou-se durante os experimentos que a amplitude e a frequência do vetor tensão da rede detectado pelo SRF-PLL oscilavam bastante.

5.3 Conclusões

Nesta seção são apresentadas as conclusões derivadas da análise das simulações e experimentos realizados neste trabalho:

- As técnicas baseadas no fluxo virtual, VF-DPC, DPC-SVM e SM-DPC, mostram-se menos sensíveis a presença de harmônicos na tensão da rede do que as técnicas orientadas pelo vetor tensão da rede, VOC e V-DPC, como esperado. Contudo, se a tensão da rede contiver harmônicos de baixa ordem com amplitude elevada, o uso de um PLL para rastreamento da fase do vetor fluxo virtual é necessário, pois os harmônicos de baixa ordem não são suficientemente atenuados.
- O estimador de tensão utilizado na técnica V-DPC, equação (3.11), é bastante suscetível a variações na indutância do filtro, devido as derivadas presentes no cálculo de estimação das potências. Ao contrário das outras técnicas a distorção harmônica total das correntes de linha aumenta com o aumento da indutância.
- Nos níveis de tensão e corrente em que se trabalhou, a parcela de fluxo virtual estimado pela qual os indutores do filtro são responsáveis é muito pequena se comparada com a do retificador. Portanto, os erros das potências ativa e reativa estimadas com base no fluxo virtual estimado se mantiveram baixos e praticamente constantes com a variação da indutância do filtro. Por este motivo, as técnicas

orientadas pelo fluxo virtual se apresentaram bastante robustas a variações na indutância e não se pôde perceber a vantagem em robustez da técnica proposta.

- As técnicas orientadas pelo vetor fluxo virtual da maneira como foram propostas, *sensorless*, não conseguem controlar a tensão do barramento cc durante um afundamento trifásico e, conseqüentemente, não conseguem retomar o controle quando as tensões da rede são normalizadas. Isso se deve à maneira como o fluxo virtual é estimado, pois variações bruscas na tensão do conversor são fortemente atenuadas, fazendo com que o fluxo virtual estimado convirja lentamente para o seu valor correto, fornecendo informações incorretas ao controle.
- O fluxo virtual estimado também limita o desempenho das técnicas orientadas pelo vetor fluxo virtual em transitórios de carga, pois com o aumento ou diminuição da carga, a tensão do conversor tem que diminuir ou aumentar respectivamente. E como no caso de afundamentos, variações bruscas na tensão do conversor, exigidas para controlar as potências, são fortemente atenuadas pelos filtros usados na estimação do fluxo virtual.
- A técnica proposta SM-DPC mostrou ser uma alternativa viável às outras técnicas de controle direto de potência orientadas pelo fluxo virtual já existentes.
- Todas as técnicas estudadas necessitam de ajustes para enfrentar afundamentos monofásicos de maneira adequada.
- A técnica V-DPC foi a que apresentou melhor resposta dinâmica durante e após um afundamento trifásico. A técnica VOC fez surgir um alto pico de potência ativa na extinção da falta. E as técnicas com referencial orientado pelo fluxo virtual, mesmo com o emprego de sensores de tensão na obtenção do fluxo, apresentaram picos de potência ativa elevados no momento do afundamento assim como na extinção.
- As técnicas com controle em referencial orientado pelo vetor tensão da rede respondem de maneira mais rápida a variações nas tensões da rede e de carga.

Com o uso de um PLL mais avançado nas técnicas VOC e V-DPC, acredita-se ser possível dotá-las da capacidade de fault ride-through.

5.4 Trabalhos Futuros

Nesta seção são apresentadas propostas para trabalhos futuros:

- Aplicar as técnicas de controle direto de potência a retificadores conectados à rede por filtros do tipo *LCL*.
- Avaliar a estabilidade das técnicas durante transitórios no caso do valor da indutância do filtro, tanto do filtro L quanto do filtro LCL, ser diferente do utilizado no projeto dos controladores.
- Aplicar técnicas de detecção do vetor tensão de sequência positiva. Com isto, espera-se que o controle de corrente em referencial orientado pelo vetor tensão de sequência positiva seja capaz de impor correntes trifásicas equilibradas e senoidais.
- Avaliação do uso de referencial orientado pelo fluxo virtual de sequência positiva nas técnicas de controle de corrente e de controle direto de potência.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 3 ed. John Wiley & Sons, Inc, 2003.
- [2] R. Wu, S. Dewan, and G. Slemon, “A pwm ac-to-dc converter with fixed switching frequency,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 26, no. 5, pp. 880–885, Sep/Oct 1990.
- [3] S. Bhowmik, R. Spee, G. Alexander, and J. Enslin, “New simplified control algorithm for synchronous rectifiers,” *Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1995., Proceedings of the 1995 IEEE IECON 21st International Conference on*, vol. 1, pp. 494–499 vol.1, Nov 1995.
- [4] V. Blasko and V. Kaura, “A new mathematical model and control of a three-phase ac-dc voltage source converter,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 12, no. 1, pp. 116–123, Jan 1997.
- [5] T. Ohnishi, “Three phase pwm converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control,” *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1991. Proceedings. IECON '91., 1991 International Conference on*, pp. 819–824 vol.1, Oct-1 Nov 1991.
- [6] M. Malinowski, M. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg, and G. Marques, “Virtual-flux-based direct power control of three-phase pwm rectifiers,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 37, no. 4, pp. 1019–1027, Jul/Aug 2001.
- [7] M. Malinowski, M. Jasinski, and M. Kazmierkowski, “Simple direct power control

- of three-phase pwm rectifier using space-vector modulation (dpc-svm),” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 2, pp. 447–454, April 2004.
- [8] J. Duarte, A. Van Zwam, C. Wijnands, and A. Vandenput, “Reference frames fit for controlling pwm rectifiers,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 3, pp. 628–630, Jun 1999.
- [9] S. Buso, L. Malesani, and P. Mattavelli, “Comparison of current control techniques for active filter applications,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 5, pp. 722–729, Oct 1998.
- [10] V. Blasko and V. Kaura, “A novel control to actively damp resonance in input lc filter of a three-phase voltage source converter,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 33, no. 2, pp. 542–550, Mar/Apr 1997.
- [11] V. Kaura and V. Blasko, “Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 33, no. 1, pp. 58–63, Jan/Feb 1997.
- [12] H. E. P. de Souza, “Métodos de extração do vetor tensão de seqüência positiva na freqüência fundamental,” Master’s thesis, Universidade Federal de Pernambuco, Setembro 2008.
- [13] J. P. Arruda, “Métodos de sincronização de conversor em sistemas de geração distribuída,” Master’s thesis, Universidade Federal de Pernambuco, Setembro 2008.
- [14] P. Rodríguez, “Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas de cuatro hilos,” Ph.D. dissertation, Universidad Politecnica de Catalunya, 2005.
- [15] C. Jacobina, A. Nogueira Lima, E. da Silva, R. Alves, and P. Seixas, “Digital scalar pulse-width modulation: a simple approach to introduce nonsinusoidal modulating waveforms,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 16, no. 3, pp. 351–359, May 2001.

- [16] H. van der Broeck, H.-C. Skudelny, and G. Stanke, "Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 1, pp. 142–150, Jan/Feb 1988.
- [17] V. Blasko, V. Kaura, and W. Niewiadomski, "Sampling of discontinuous voltage and current signals in electrical drives: a system approach," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 34, no. 5, pp. 1123–1130, Sep/Oct 1998.
- [18] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi, "Direct power control of pwm converter without power-source voltage sensors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 34, no. 3, pp. 473–479, May/June 1998.
- [19] V. Utkin, "Variable structure systems with sliding modes," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 2, pp. 212–222, Apr 1977.
- [20] W. Gao, Y. Wang, and A. Homaifa, "Discrete-time variable structure control systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 42, no. 2, pp. 117–122, Apr 1995.
- [21] R. DeCarlo, S. Zak, and G. Matthews, "Variable structure control of nonlinear multivariable systems: a tutorial," *Proceedings of the IEEE*, vol. 76, no. 3, pp. 212–232, Mar 1988.
- [22] S. K. S. C. Edwards, *Sliding Mode Control: Theory and Applications*, 1 ed. Taylor & Francis, 1998.
- [23] J. Hung, W. Gao, and J. Hung, "Variable structure control: a survey," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 40, no. 1, pp. 2–22, Feb 1993.
- [24] W. Gao and J. Hung, "Variable structure control of nonlinear systems: a new approach," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 40, no. 1, pp. 45–55, Feb 1993.
- [25] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, Sept. 1986.

- [26] M. Malinowski, M. Kazmierkowski, and A. Trzynadlowski, "A comparative study of control techniques for pwm rectifiers in ac adjustable speed drives," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 6, pp. 1390–1396, Nov. 2003.
- [27] V. Utkin, J. Guldner, and J. Shi, *Sliding Mode Control in Eletromechanical Systems*, 1 ed. Taylor & Francis, 1999.
- [28] W. Perruquetti and J. P. Barbot, *Sliding Mode Control in Engineering*, 1 ed. Marcel Dekker, Inc, 2002.
- [29] N. Mendalek and K. Al-Haddad, "Modeling and nonlinear control of shunt active power filter in the synchronous reference frame," *Harmonics and Quality of Power, 2000. Proceedings. Ninth International Conference on*, vol. 1, pp. 30–35 vol.1, 2000.