



ESTUDO DE TÉCNICAS DE CONTROLE PARA INTERFACE DE POTÊNCIA
DE UMA MICRORREDE HÍBRIDA UTILIZANDO UM CONVERSOR
INTERLEAVED

Thiago Cardoso Tricarico

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Mauricio Aredes

Rio de Janeiro

Maio de 2018

ESTUDO DE TÉCNICAS DE CONTROLE PARA INTERFACE DE POTÊNCIA
DE UMA MICRORREDE HÍBRIDA UTILIZANDO UM CONVERSOR
INTERLEAVED

Thiago Cardoso Tricarico

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO
ALBERTO LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE
ENGENHARIA (COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE
JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A
OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA
ELÉTRICA.

Examinada por:

Prof. Mauricio Aredes, Dr.-Ing.

Prof. Luis Guilherme Barbosa Rolim, Dr.-Ing.

Prof. Lucas Frizera Encarnação, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL
MAIO DE 2018

Tricarico, Thiago Cardoso

Estudo de Técnicas de Controle para Interface de Potência de uma Microrrede Híbrida Utilizando um Conversor Interleaved/Thiago Cardoso Tricarico. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2018.

XXI, 154 p.: il.; 29,7cm.

Orientador: Mauricio Aredes

Dissertação (mestrado) – UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica, 2018.

Referências Bibliográficas: p. 137 – 150.

1. Conversor Interleaved. 2. Microrrede Híbrida.
3. Controle Preditivo. 4. Retroalimentação de Estado Adaptativa. I. Aredes, Mauricio. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

*”Para aqueles que creem, Deus
está no princípio das coisas.
Para os cientistas, no final de
toda reflexão”,
Max Planck*

Agradecimentos

A toda minha família que me apoiou ao longo de toda esta jornada, especialmente aos meus pais que sempre souberam dizer as palavras certas quando tive dúvidas.

À minha avó Odette que não poupou esforços ao longo da vida, por mim, pelos meus irmãos e pela qualidade de nossa educação.

Aos meus colegas do Laboratório de Eletrônica de Potência e Média Tensão (LEMT) da UFRJ, pela ajuda ao longo do mestrado. Em especial ao meu amigo Gustavo, pelo sua amizade e compromisso com a ciência.

Ao meu orientador Mauricio Aredes que em uma tarde de janeiro sem nunca ter me conhecido me acolheu em seu laboratório e me deu uma oportunidade que mudou minha vida. Muito obrigado, Mauricio.

À minha amada Danielle, que esteve comigo todos esses anos, compartilhando sonhos, expectativas e decepções sem nunca sequer ter deixado de me amparar e apoiar com seu belíssimo sorriso.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

ESTUDO DE TÉCNICAS DE CONTROLE PARA INTERFACE DE POTÊNCIA
DE UMA MICRORREDE HÍBRIDA UTILIZANDO UM CONVERSOR
INTERLEAVED

Thiago Cardoso Tricarico

Maio/2018

Orientador: Mauricio Aredes

Programa: Engenharia Elétrica

Nesta dissertação são apresentados os estudos realizados quanto à modelagem e controle do conversor *interleaved* com um número genérico de fases e suas principais características operacionais. Este conversor é utilizado com o objetivo de desempenhar uma interface de potência entre os CC de uma microrrede híbrida. As técnicas de controle linear encontradas na literatura são apresentadas. A partir deste estudo é proposta uma nova técnica de controle baseada na utilização de uma malha de retroalimentação de estado adaptativa e uma malha de controle *feedforward*. Aspectos relacionados à robustez, ao projeto de controle e à análise de estabilidade das técnicas estudadas são apresentados. Além disso, um estudo sobre a utilização do controle preditivo neste tipo de conversor é realizado e propõe-se uma nova estratégia desta classe de controladores. Os resultados apresentados comprovam os estudos teóricos desenvolvidos ao longo do trabalho, validando as técnicas propostas em diversos cenários de operação do sistema.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

STUDY OF CONTROL TECHNIQUES FOR POWER INTERFACE OF A
HYBRID MICROGRID USING AN INTERLEAVED CONVERTER

Thiago Cardoso Tricarico

May/2018

Advisor: Mauricio Aredes

Department: Electrical Engineering

In this dissertation studies regarding the modeling of the interleaved converter with a generic number of phases and their main operational characteristics are discussed. This converter is used in order to perform power interface between the DC links of a hybrid microgrid. Linear control techniques found in the literature are presented. From this study a new control law based on an adaptive state feedback and on a feedforward technique is presented. Aspects related to the robustness, control project and stability analysis of the research techniques are presented. In addition, a study on the use of predictive control in this type of converters is carried out and it is proposed a new strategy of this class of controllers. The presented results confirm the theoretical studies developed throughout this work, validating the proposed techniques in several scenarios of system operation.

Sumário

Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xviii
Lista de Símbolos	xix
Lista de Abreviaturas	xxi
1 Introdução	1
1.1 Motivação e Objetivos	2
1.2 Metodologia	3
1.3 Contribuições do Trabalho	4
1.4 Organização do Trabalho	5
2 Topologia do Sistema	6
2.1 Microrrede Híbrida - LEMT	7
2.2 Topologia do Conversor Interleaved	9
2.2.1 Modulação do Conversor Interleaved	10
2.2.2 Desequilíbrio das Correntes de Fase	15
2.2.3 Modelo Matemático	15
2.2.4 Análise Linear	17
2.2.5 Sobre o efeito do número de fases no domínio da frequência . .	19
2.2.6 Sobre o efeito do número de fases nos modos de vibração das correntes de fase	22
2.3 Conclusões do Capítulo	25
3 Projeto de Controle Linear	26
3.1 Estado da Arte do Controle Linear de Conversores <i>Interleaved</i>	27
3.2 Projeto dos Controladores	29
3.2.1 Projeto do controle interno de corrente	30
3.2.2 Projeto do controle externo de tensão	32
3.3 Análise de Estabilidade	35

3.3.1	Efeito da largura de banda nos modos de vibração da malha de controle de corrente	36
3.3.2	Efeito da largura de banda nos modos de vibração da malha de controle de tensão	38
3.3.3	Efeito da perturbação de carga	40
3.4	Conclusão do Capítulo	48
4	Controle com Retroalimentação de Estado Adaptativa e Malha Feedforward	49
4.1	Estado da Arte do Controle Adaptativo de Conversores <i>Interleaved</i>	50
4.2	Proposta de Controle Linear Aprimorado	50
4.2.1	Malha de controle <i>feedforward</i>	52
4.2.2	Malha de retroalimentação de estado adaptativa	52
4.3	Projeto dos Controladores	55
4.3.1	Projeto do regulador interno de corrente	55
4.3.2	Projeto do regulador externo de tensão	56
4.4	Análise de Estabilidade	58
4.4.1	Efeito da malha de retroalimentação de estado na margem de fase	58
4.4.2	Efeito da malha de retroalimentação de estado adaptativa na rejeição de perturbação de tensão entrada	59
4.4.3	Efeito da malha <i>feedforward</i>	60
4.5	Conclusão do Capítulo	66
5	Proposta de Controle Preditivo Baseado em Modelo	67
5.1	Estado da Arte do Controle Preditivo	68
5.2	MPC em Conversores <i>Interleaved</i>	72
5.3	Proposta de Controle Preditivo	74
5.3.1	Modelo Preditivo	75
5.3.2	Função de Custo	77
5.3.3	Função de Penalização	78
5.3.4	Considerações sobre as ponderações do custos	80
5.3.5	Algoritmo do IC-MPC	80
5.4	projeto do regulador de tensão	82
5.5	Controle Preditivo com <i>Malha FeedForward</i>	86
5.6	Conclusão do Capítulo	88
6	Resultados de Simulação	89
6.1	Modelo de Simulação - PSCAD	90
6.1.1	Modelo de cargas e geração RIP	91

6.1.2	Implementação digital dos controladores	91
6.1.3	Amostragem de corrente no conversor interleaved	92
6.2	Análise I: Rejeição de Perturbações de Carga	93
6.2.1	Controle Linear	94
6.2.2	Controle com Retroalimentação de Estado Adaptativa e Malha <i>Feedforward</i>	99
6.2.3	Controle Preditivo - IC-MPC	102
6.2.4	Controle Preditivo IC-MPC com Malha <i>Feedforward</i>	106
6.2.5	Conclusão da análise	109
6.3	Análise II: Rejeição de Perturbações na Tensão de Entrada	110
6.3.1	Conclusão da análise	112
6.4	Análise III: Inversão do Fluxo de Potência	113
6.4.1	Conclusão da análise	119
6.5	Análise IV: Frequência de Chaveamento do Controle Preditivo	120
6.5.1	Conclusão da análise	125
6.6	Análise V: Operação do Conversor na Microrrede Híbrida	126
6.6.1	Modelo da microrrede CC	126
6.6.2	Modelo da microrrede CA	127
6.6.3	Modelo do PFI	127
6.6.4	Operação da microrrede híbrida	127
6.6.5	Conclusão da análise	132
7	Conclusão e Trabalhos Futuros	133
7.1	Conclusões	134
7.2	Trabalhos Futuros	136
	Referências Bibliográficas	137
A	Projeto do Filtro do Conversor <i>Interleaved</i>	151
B	Sistema Fotovoltaico e Cargas da Microrrede CC	152
C	Sistema de Controle do PFI	153

Lista de Figuras

1.1	Circuito de potência do sistema estudado.	2
2.1	Estrutura da microrrede híbrida do LEMT.	8
2.2	Topologia do conversor <i>interleaved</i> bidirecional de N fases.	9
2.3	Estratégia de modulação PWM do conversor <i>interleaved</i> . Portadoras defasadas (a) e pulsos de chaveamento(b).	10
2.4	Análise harmônica do <i>ripple</i> de corrente ($D = 60\%$). Correntes de fase (a), corrente de saída (b), conteúdo harmônico das correntes de fase (c) e da corrente de saída (d).	11
2.5	Análise harmônica do <i>ripple</i> de corrente ($D = 66.6\%$).Correntes de fase (a), corrente de saída (b), conteúdo harmônico das correntes de fase (c) e da corrente de saída (d).	12
2.6	Fator de redução do <i>ripple</i> da corrente de saída em função do ciclo de trabalho.	13
2.7	<i>Ripple</i> normalizado da corrente de saída em função do ciclo de trabalho. 14	
2.8	Conteúdo RMS do <i>ripple</i> normalizado da corrente de saída função do ciclo de trabalho.	14
2.9	circuito equivalente do conversor <i>interleaved</i> de N fases.	15
2.10	Efeito do número de fases na resposta em frequência da tensão de saída. Modulo do ganho em dB (a) e fase em graus (b).	20
2.11	Efeito do número de fases na resposta em frequência da tensão de saída devido a uma perturbação da corrente de carga. Modulo do ganho em dB (a) e fase em graus (b).	21
2.12	Efeito do número de fases na resposta em frequência das correntes de fase. Modulo do ganho em dB (a) e fase em graus (b).	22
2.13	Análise do resíduo dos polos complexo: valor da parte imaginária dos polos e dos zeros em função do numero de fases (a), distância ente os polos e os zeros em função do número de fases (b) e razão entre os resíduos segundo a métrica (2.32) (c).	24
3.1	Controle linear de tensão fornecendo o ciclo de trabalho médio.	27

3.2	Controle linear de tensão em cascata com o controle de corrente de saída do conversor.	28
3.3	Controle linear de tensão em cascata com N controladores de corrente para cada fase do conversor.	28
3.4	Sistema elétrico com o conversor <i>interleaved</i> operando como interface de potência entre barramentos CC utilizando o controle linear.	29
3.5	Modelo linear do sistema de controle em cascata em malha fechada.	30
3.6	Modelo linear do sistema em malha fechada para o projeto de controle de corrente de fase.	31
3.7	Modelo linear simplificado do sistema em malha fechada para o projeto de controle de corrente de fase.	31
3.8	Resposta em frequência do sistema de controle de corrente em malha fechada. Módulo do ganho em dB com o efeito da ressonância em ω_{rc} (a) e fase em graus (b).	32
3.9	Modelo linear aproximado para o projeto de controle da tensão de saída.	33
3.10	Modelo linear simplificado para o projeto de controle da tensão de saída.	33
3.11	Modelo do elo CC para o projeto de controle da tensão de saída.	34
3.12	Resposta em frequência do sistema de controle de tensão em malha fechada. Módulo do ganho em dB com o efeito da ressonância em ω_{rc} (a) e fase em graus (b).	35
3.13	Resposta em frequência do sistema de controle de corrente em malha fechada para diversos valores de largura de banda ω_c . Módulo do ganho em dB com o efeito da ressonância em ω_{rc} (a) e fase em graus (b).	36
3.14	<i>Overshoot</i> percentual de corrente em função da largura de banda ω_c (a) e amplitude do ganho em dB do sistema de controle de corrente em malha fechada na frequência de ressonância ω_{rc} em função da largura de banda ω_c (b).	37
3.15	Margem de fase do sistema de controle de corrente em malha fechada em função da largura de banda ω_c	38
3.16	Resposta em frequência do sistema de controle de tensão em malha fechada para diversos valores de largura de banda ω_v . Módulo do ganho em dB com o efeito da ressonância em ω_{rc} (a) e fase em graus (b).	38

3.17	<i>Overshoot</i> percentual da tensão de saída em função da largura de banda ω_v (a) e amplitude do ganho em dB do sistema de controle de corrente em malha fechada na frequência de ressonância ω_{rv} em função da largura de banda ω_v (b).	39
3.18	Margem de fase do sistema de controle de tensão em malha fechada em função da largura de banda ω_v	40
3.19	Modelo linear do sistema de controle de tensão para análise do efeito das perturbações de carga.	40
3.20	Resposta em frequência da rejeição de perturbação de carga do controle de tensão: ganho em dB(a) e fase em graus(b). Resposta em frequência do sistema de controle de tensão: ganho em dB(a) e fase em graus(b).	42
3.21	Afundamento de tensão devido a uma perturbação de carga em degrau de 1 pu.	43
3.22	<i>Root-Locus</i> da função de transferência de malha fechada da perturbação de carga em função do parâmetro γ	44
3.23	Efeito do parâmetro γ no afundamento da tensão de saída devido à perturbação de carga em degrau de 1 pu.	45
3.24	Efeito do parâmetro γ nas oscilações durante o afundamento da tensão de saída devido à perturbação de carga em degrau de 1 pu.	46
3.25	Comparação entre as respostas em frequência da rejeição de perturbação de carga do controle de tensão para os ajustes de ganho integral: ganho em dB (a) e fase em graus (b). Efeito do ganho integral proposto na resposta em frequência do sistema de controle de tensão: ganho em dB (a) e fase em graus (b).	47
4.1	Diagrama do controle proposto com a malha <i>feedforward</i> e a malha de retroalimentação adaptativa de estado.	51
4.2	Modelo linear do regulador de tensão com a adição da malha <i>feedforward</i>	52
4.3	Modelo linear do regulador de corrente de fase com a adição da malha de retroalimentação de estado.	53
4.4	Modelo linear do sistema de controle proposto em malha fechada.	55
4.5	Modelo linear para o projeto de controle de corrente proposto.	55
4.6	Resposta em frequência do sistema de controle de corrente em malha fechada com a lei de controle por retroalimentação de estado: módulo do ganho em dB (a) e fase em graus (b).	56
4.7	Modelo linear para o projeto de controle de tensão proposto.	57

4.8	Reposta em frequência do sistema de controle de tensão em malha fechada com a lei de controle por retroalimentação de estado: módulo do ganho em dB (a) e fase em graus (b).	57
4.9	Margem de fase do sistema de controle de corrente proposto em função da largura de banda ω_c (a) e Margem de fase do sistema de controle de tensão proposto em função da largura de banda ω_v (b).	58
4.10	Comparação do desempenho dos controladores quanto ao afundamento da tensão de saída (b) devido à um afundamento da tensão de entrada (a).	59
4.11	Modelo linear do sistema de controle proposto para análise do efeito da malha <i>feedforward</i>	60
4.12	Comparação entre as respostas em frequência da rejeição de perturbação de carga do controle proposto e do controle linear: módulo do ganho em dB (a) e fase em graus (b).	61
4.13	Comparação entre os afundamentos de tensão devido à uma perturbação de carga utilizando o controle proposto e o controle linear.	62
4.14	Efeito da largura de banda do sistema de controle de corrente na resposta em frequência da rejeição de perturbações de carga: módulo do ganho em dB (a) e fase em graus (b).	63
4.15	Comparação entre os afundamentos de tensão devido à uma perturbação de carga do controle proposto para diversos valores de largura de banda ω_c	64
4.16	Valor da amplitude do afundamento da tensão de saída em função do parâmetro ω_c	65
5.1	Classificação dos tipos de MPC em eletrônica de potência.	68
5.2	Estrutura básica do controle preditivo.	70
5.3	Fluxograma da execução das etapas do controle preditivo.	71
5.4	Diagrama de blocos da técnica de controle proposta (IC-MPC).	75
5.5	Fluxograma da estratégia de penalizações.	79
5.6	Fluxograma da estratégia de controle preditivo proposta (IC-MPC).	81
5.7	Modelo linear para o projeto do regulador de tensão do IC-MPC.	82
5.8	Efeito do parâmetro γ na dinâmica do afundamento da tensão de saída devido a uma perturbação de carga em degrau de $1 pu$	83
5.9	<i>Root-Locus</i> da rejeição à perturbação de carga do regulador de tensão do IC-MPC em função do parâmetro γ	84
5.10	Efeito da largura de banda do regulador de tensão do IC-MPC na dinâmica do afundamento da tensão de saída devido a uma perturbação de carga em degrau de $1 pu$	84

5.11	Erro na largura de banda da resposta em frequência do sistema de controle de tensão em malha fechada: módulo do ganho em dB (a) e fase em graus (b).	85
5.12	Diagrama de blocos da técnica de controle proposta (IC-MPC) com adição da malha <i>feedforward</i>	86
5.13	Modelo linear aproximado para a análise de rejeição de perturbações de carga do IC-MPC com malha <i>feedforward</i>	87
6.1	Modelo da microrrede do LEMT - PSCAD/EMTDC.	90
6.2	Amostragem de corrente do conversor <i>interleaved</i>	92
6.3	Rejeição à perturbação de carga do controle linear - configuração 1.	94
6.4	Rejeição à perturbação de carga do controle linear - configuração 2.	95
6.5	Rejeição à perturbação de carga do controle linear - configuração 3.	96
6.6	Rejeição à perturbação de carga do controle linear - configuração 4.	97
6.7	Rejeição à perturbação de carga do controle linear - configuração 5.	98
6.8	Rejeição à perturbação de carga do controle com retroalimentação de estado adaptativa - configuração 1.	99
6.9	Rejeição à perturbação de carga do controle com retroalimentação de estado adaptativa - configuração 2.	100
6.10	Rejeição à perturbação de carga do controle com retroalimentação de estado adaptativa - configuração 3.	101
6.11	Rejeição à perturbação de carga do IC-MPC sem malha <i>feedforward</i> - configuração 1.	102
6.12	Rejeição à perturbação de carga do IC-MPC sem malha <i>feedforward</i> - configuração 2.	103
6.13	Rejeição à perturbação de carga do IC-MPC sem malha <i>feedforward</i> - configuração 3.	104
6.14	Rejeição à perturbação de carga do IC-MPC sem malha <i>feedforward</i> - configuração 4.	105
6.15	Rejeição à perturbação de carga do IC-MPC com malha <i>feedforward</i> - configuração 1.	106
6.16	Rejeição à perturbação de carga do IC-MPC com malha <i>feedforward</i> - configuração 2.	107
6.17	Rejeição à perturbação de carga do IC-MPC com malha <i>feedforward</i> - configuração 3.	108
6.18	Rejeição a perturbações na tensão de entrada: variação da tensão de entrada (a), dinâmica da tensão de saída com controle linear (b) dinâmica da tensão de saída com controle com retroalimentação de estado adaptativa e com o IC-MPC (c) e comparação entre os dois (d).	111

6.19	Desempenho do controle linear quando ocorre a inversão no fluxo de potência: tensão de saída (a) e corrente de saída (b).	113
6.20	Desempenho do controle com retroalimentação de estado adaptativa quando ocorre a inversão no fluxo de potência: tensão de saída (a) e corrente de saída (b).	114
6.21	Dinâmica do controle IC-MPC na tensão de saída quando ocorre a inversão no fluxo de potência: sem a malha <i>feedforward</i> e com a malha <i>feedforward</i> (b).	115
6.22	Dinâmica do controle IC-MPC na corrente de saída quando ocorre a inversão no fluxo de potência: sem a malha <i>feedforward</i> e com a malha <i>feedforward</i> (b).	116
6.23	Efeito das penalidades de sobrecorrente na dinâmica do IC-MPC com malha <i>feedforward</i> : tensão de saída (a) e corrente de saída (b).	117
6.24	Efeito das penalidades de sobrecorrente na dinâmica do IC-MPC sem malha <i>feedforward</i> : tensão de saída (a) e corrente de saída (b).	118
6.25	Resposta em frequência em malha aberta da tensão de saída (a) e espectros de frequência dos pulsos de chaveamento do controle linear com modulação PWM (b) e do IC-MPC (c).	121
6.26	<i>Ripple</i> da corrente de fase do controle linear com modulação PWM (a) e <i>Ripple</i> da corrente de fase do IC-MPC (b).	122
6.27	Resposta em frequência em malha aberta da corrente de fase (a) e espectros de frequência dos pulsos de chaveamento do controle linear com modulação PWM (b) e do IC-MPC (c).	123
6.28	Espectro de frequência da corrente de fase do conversor com controle linear e modulação PWM (a) e Espectro de frequência da corrente de fase do IC-MPC (b).	124
6.29	Modelo da microrrede CC - PSCAD/EMTDC.	126
6.30	Modelo da microrrede CA - PSCAD/EMTDC.	127
6.31	Sistema da microrrede híbrida com as medições de interesse.	128
6.32	Pré-carga do elo CC de 980 V do PFI.	128
6.33	Correntes de linha da rede CA.	129
6.34	Perfil de potências ativa e reativa injetadas na rede elétrica pelo PFI - convenção gerador.	129
6.35	Perfil de tensão do barramento da microrrede CA controlado pelo PFI.130	
6.36	Perfil das correntes de linha do barramento da microrrede CA.	130
6.37	Tensão do elo CC do PFI (a), tensão do barramento da microrrede CC controlado pelo conversor <i>interleaved</i> utilizando o controle linear em (b), o controle com retroalimentação de estado adaptativa e malha <i>feedforward</i> em (c) e o controle IC-MPC em (d).	131

A.1	Resposta em frequência do filtro do conversor <i>interleaved</i>	151
B.1	Sistema fotovoltaico com conversor <i>boost</i> utilizado como a geração da microrrede CC.	152
B.2	Conversor CC-CC utilizado como carga não-linear na microrrede CC.	152
C.1	Esquema elétrico do conversor do lado da rede do PFI modelado no PSCAD.	153
C.2	Esquema elétrico do conversor do lado da microrrede CA do PFI modelado no PSCAD.	153
C.3	Diagrama de controle preditivo do PFI.	154

Lista de Tabelas

3.1	Parâmetros do conversor para o projeto de controle linear.	30
4.1	Parâmetros do conversor para o projeto de controle adaptativo com malha <i>feedforward</i>	51
5.1	Tabela de estados de chaveamento do conversor <i>Interleaved</i>	76
6.1	Parâmetros do conversor <i>Interleaved</i>	91
6.2	Parâmetros do conversor <i>Back-to-Back</i> (PFI).	93
6.3	Perfil de cargas e geração do modelo RIP.	93
6.4	Valores base das grandezas elétricas do sistema CC.	126

Lista de Símbolos

$A^{pu}(\omega_c)$	Amplitude do afundamento da tensão de saída em pu , p. 64
C	Capacitância de saída do conversor interleaved, p. 9
$D_o^n(N)$	ciclos de trabalho médio onde ocorre o cancelamento de <i>ripple</i> , p. 13
F_s	Frequência de amostragem, p. 92
H_m	funções de penalidades, p. 77
K_f	constante de proporcionalidade da retroalimentação de estado, p. 53
K_{ic}	Ganho integral do regulador de corrente, p. 30
K_{iv}	Ganho integral do regulador de tensão, p. 30
K_{pc}	Ganho proporcional do regulador de corrente, p. 30
K_{pv}	Ganho proporcional do regulador de tensão, p. 30
L_n	Indutância da n -ésima fase, p. 9
R_n	resistência da n -ésima fase do conversor interleaved, p. 16
S^{opt}	Estado de chaveamento ótimo, p. 69
T_s	Período de amostragem, p. 92
β	peso função de custo g_2 , p. 77
λ_m	pesos dos custos das penalidades, p. 77
ω_c	largura de banda do sistema controle de corrente, p. 31
ω_{rc}	frequência de ressonância do sistema de controle de corrente, p. 32

ω_{rv}	frequência de ressonância do sistema de controle de tensão, p. 35
ω_v	largura de banda do sistema de controle de tensão, p. 33
f_{SH}	frequência de chaveamento sub-harmônica, p. 123
g^p	custo global das previsões, p. 78
g_1, g_3 e g_3	funções de custo do controle preditivo, p. 77
g_{min}	custo mínimo, p. 71
g_p	custo das previsões, p. 71
i_{LL}	corrente de saída do conversor interleaved, p. 9
i_{LL}^{k+1}	previsão da corrente de saída, p. 76
i_{L_n}	corrente da enésima fase do conversor interleaved, p. 11
$i_{L_n}^{k+1}$	previsão da corrente de fase, p. 76
i_o	corrente da carga, p. 9
m_n	esforço de controle do n-ésimo regulador de corrente de fase, p. 53
n_s	número de estados de chaveamento, p. 71
v_c	tensão de saída do conversor interleaved, p. 9
v_c^{k+1}	previsão da tensão de saída, p. 76
v_g	tensão de entrada do conversor interleaved, p. 9
x_f	variável de controle por retroalimentação de estado, p. 53
$i_{LL}^{* k+1}$	referência de corrente de saída predita, p. 74
$i_{L_n}^{* k+1}$	referência de corrente de fase predita, p. 74
D	ciclo de trabalho médio do conversor interleaved, p. 11
N	Numero de fases do conversor interleaved, p. 9

Lista de Abreviaturas

CA	Corrente Alternada, p. 7
CCS-MPC	Continuous Control Set Model Predictive Control, p. 68
CC	Corrente Contínua, p. 7
DER	Distributed Energy Resources, p. 7
DSP	Digital Signal Processor, p. 3
EMPC	Explicit Model Predictive Control, p. 68
FCS-MPC	Finite Control Set Model Predictive Control, p. 69
GPC	Generalized Predictive Control, p. 68
IC-MPC	Interleaved Current - Model predictive Control, p. 74
LEMT	Laboratório de Eletrônica de Potência e Média tensão, p. 7
MPC	Model Predictive Control, p. 68
OSS-MPC	Optimal Switching Sequence Model Predictive Control, p. 69
OSV-MPC	Optimal Switching Vector Model Predictive Control, p. 69
PFI	Power Flow Interface, p. 2
PWM	Pulse Width Modulation, p. 10
RMR	Residue Module Ratio, p. 22

Capítulo 1

Introdução

Neste capítulo serão apresentados a motivação e os objetivos deste trabalho, além de sua relevância no atual contexto da eletrônica de potência. Também serão descritos a metodologia utilizada para a condução da pesquisa e organização deste trabalho.

1.1 Motivação e Objetivos

O aumento da inserção dos sistemas de geração distribuída tem levado as empresas do setor elétrico e a academia a se debruçarem sobre uma mudança de paradigma nos sistemas de energia. Com isso surgiram as chamadas microrredes que visam solucionar diversas questões relacionadas a este novo paradigma.

Seguindo a fronteira da ciência na área de Eletrônica de Potência, o Laboratório de Eletrônica de Potência e Média Tensão (LEMT) da Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ) tem conduzido pesquisas inovadoras em temas relacionados a energias renováveis, sistemas de armazenamento de energia e microrredes.

Atualmente estão sendo construídas a microrrede CA e microrrede CC do LEMT. A motivação deste trabalho surge da necessidade de projetar uma interface de potência entre estas duas microrredes formando, assim, uma microrrede híbrida, como mostrado na figura 1.1. Este sistema consiste de um conversor com a função de realizar uma interface de potência (PFI-*Power Flow Interface*) entre a rede elétrica e a microrrede CA e um conversor CC-CC cujo objetivo é operar como uma interface entre o barramento CC do PFI e o barramento CC da microrrede CC visando adequar a tensão do mesmo ao valor requerido.

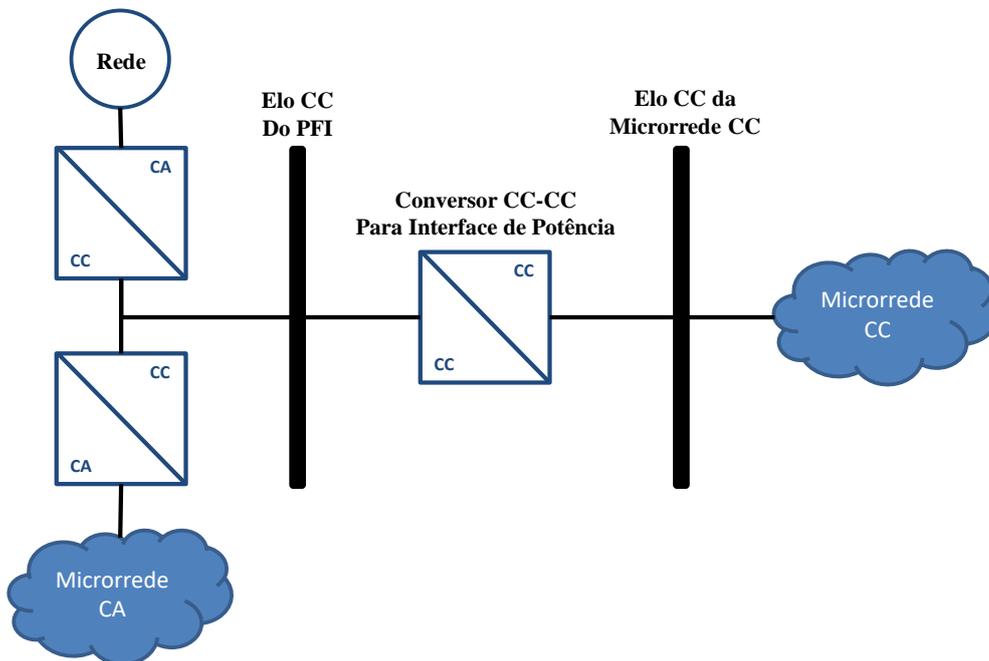


Figura 1.1: Circuito de potência do sistema estudado.

O objetivo deste trabalho é estudar e projetar um conversor bidirecional *interleaved* capaz de realizar a interface mencionada. Além disso, é necessário estudar técnicas de controle que viabilizem a operação deste conversor de forma robusta e analisar as características de cada técnica em diferentes cenários.

1.2 Metodologia

A metodologia deste trabalho consiste em implementar cada uma das técnicas de controle estudadas para o conversor *interleaved* em diferentes cenários de operação do conversor e da microrrede híbrida. Destacam-se três testes principais para a validação dos controles: Performance perante variações de cargas (lineares e não-lineares), variações da tensão de entrada do conversor e operação no modo interface de tensão entre os elos CC das microrredes CA e CC.

Estes estudos são realizados utilizando o software PSCAD/EMTDC e as estratégias de controle estudadas são programadas em um DSP (*Digital Signal Processor*) que realiza o sensoriamento e as atuações de controle através de uma comunicação serial com o software de simulação. Além disso, é realizada uma análise de estabilidade das técnicas estudadas.

1.3 Contribuições do Trabalho

Neste trabalho são propostas duas novas técnicas de controle em cascata para o conversor bidirecional *interleaved* a fim de desempenhar a funcionalidade de interface de potência entre os elos CC de uma microrrede CA e de uma microrrede CC. Um aprimoramento da técnica de controle linear convencional é proposto utilizando uma malha *feedforward* para rejeição das perturbações de carga e uma malha de retroalimentação de estado adaptativa. A segunda contribuição é uma nova técnica de controle preditivo baseado em modelo com horizonte finito. As características de cada técnica além de suas vantagens e desvantagens são discutidas ao longo do trabalho.

1.4 Organização do Trabalho

Ao longo dos capítulos deste trabalho é apresentada uma revisão bibliográfica de seu tema a fim de situar o leitor no estado da arte e nos pontos principais do conteúdo do capítulo. No final de cada capítulo será apresentada uma breve conclusão do conteúdo estudado no mesmo. No capítulo sobre os resultados de simulação são apresentadas as análises da operação do conversor em diversos cenários. Ao final de cada análise é feita uma conclusão técnica com relação ao desempenho de cada uma das estratégias de controles estudadas naquele cenário.

No primeiro capítulo são descritos a motivação, os objetivos e a metodologia do trabalho. Aspectos relacionados à topologia do conversor *interleaved*, suas aplicações e sua modelagem são tratados no capítulo dois. Além disso, uma análise da dinâmica do conversor em função do número de fases é apresentada.

Ao longo do terceiro capítulo são discutidas diversas técnicas de controle linear encontradas na literatura. A estratégia de controle clássico mais utilizada é estudada. Questões relacionadas ao seu projeto de controle, análise de estabilidade e robustez perante perturbações são abordados.

No quarto capítulo é apresentada a técnica de controle proposta com uma malha de retroalimentação de estado adaptativa e com uma malha de controle *feedforward*. O projeto dos controladores também é tratado nesta etapa. Uma análise de estabilidade referente à rejeição de perturbações e à supressão de modos de vibração indesejados é desenvolvida neste capítulo.

No quinto capítulo são estudados os conceitos básicos do controle preditivo baseado em modelo, suas aplicações em conversores *interleaved* e a lei de controle preditivo proposta.

As técnicas de controle estudadas nas etapas anteriores são embarcadas em um DSP e são mostrados os resultados de seus desempenhos nas simulações realizadas no PSCAD/EMTDC ao longo do sexto capítulo. Diversos cenários são estudados quanto ao desempenho dos controladores perante perturbações de carga e de tensão, além de outras análises.

Por fim, no sétimo capítulo são elencadas as conclusões dos trabalhos tendo em vista os objetivos e estudos realizados ao longo do mesmo. Propostas de trabalhos futuros são apresentadas no final do capítulo.

Capítulo 2

Topologia do Sistema

Neste capítulo serão apresentados a estrutura do sistema estudado, a topologia do conversor *interleaved* e suas aplicações, além de sua modelagem matemática e aspectos relacionados a sua resposta no domínio da frequência em função do número de fases.

2.1 Microrrede Híbrida - LEMT

Microrredes são definidas em [1] como um grupo de cargas e recursos energéticos distribuídos (*Distributed Energy Resources* - DER) interconectadas cuja localidade esteja eletricamente delimitada e que opere como uma única entidade controlável podendo estar conectado ou desconectado da rede elétrica.

Diversos estudos sobre microrredes têm sido realizados na última década devido ao aumento da inserção de geração distribuída nos sistemas elétricos [1–6]. Isto ocorre devido aos avanços nas tecnologias relacionadas aos sistemas fotovoltaicos[7–10] e eólicos[11–16] bem como aos avanços na eletrônica de potência [17–20]. Além disso, o custo destas gerações vem se tornando cada vez mais competitivos[1] perante um cenário global de avanços de políticas de redução das emissões de carbono[21].

Quando implementadas em topologias de corrente alternada (CA), esses sistemas podem apresentar problemas referentes, por exemplo, à qualidade da energia e à regulação de frequência [4–6]. Uma variação das microrredes CA operando com frequências mais altas é encontrada na literatura [2] com a vantagem da redução do tamanho e do peso dos equipamentos, embora esteja limitada a aplicações locais devido ao fato de que nesta topologia as perdas aumentam significativamente com o aumento da área atendida pela microrrede[2].

Microrredes baseadas em corrente contínua (CC) são amplamente utilizadas em sistemas de telecomunicações e em veículos elétricos [2] e têm sido propostas para superar os problemas relacionados a microrredes CA [5, 6, 22, 23] e para obter uma melhor integração com componentes de natureza CC como geração fotovoltaica, sistemas de armazenamento de energia e cargas eletrônicas[5, 6, 22].

Com o intuito de aproveitar as vantagens das microrredes CA e CC, diminuindo a necessidade de múltiplas conversões CC-CA, diversos trabalhos têm sido realizados propondo a utilização das chamadas microrredes híbridas[2, 3, 24–28].

Um método para implementar esse tipo de sistema é proposto em [25] e consiste da utilização do elo CC do conversor *Back-to-Back*, que conecta a microrrede CA à rede elétrica, como um barramento do qual será derivada a microrrede CC [25]. Essa configuração pode adicionar a necessidade da utilização de um conversor CC para atuar como uma interface de tensão, com capacidade de fluxo de potência bidirecional, com o objetivo de adequar os níveis de tensão [25].

Neste contexto de evolução da geração distribuída, avanço nas tecnologias de sistemas de energias renováveis e do desenvolvimento das microrredes como uma mudança de paradigma nos sistemas de energia, o Laboratório de Eletrônica de Potência e Média tensão (LEMT) da Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ) tem desenvolvido diversos trabalhos pioneiros [12–14, 29–32].

Como descrito no capítulo anterior, a principal motivação é o desenvolvimento

da microrrede híbrida do LEMT e a necessidade de realizar um estudo aprofundado com o objetivo de projetar um conversor capaz de desempenhar uma interface de tensão entre a microrrede CA e a microrrede CC.

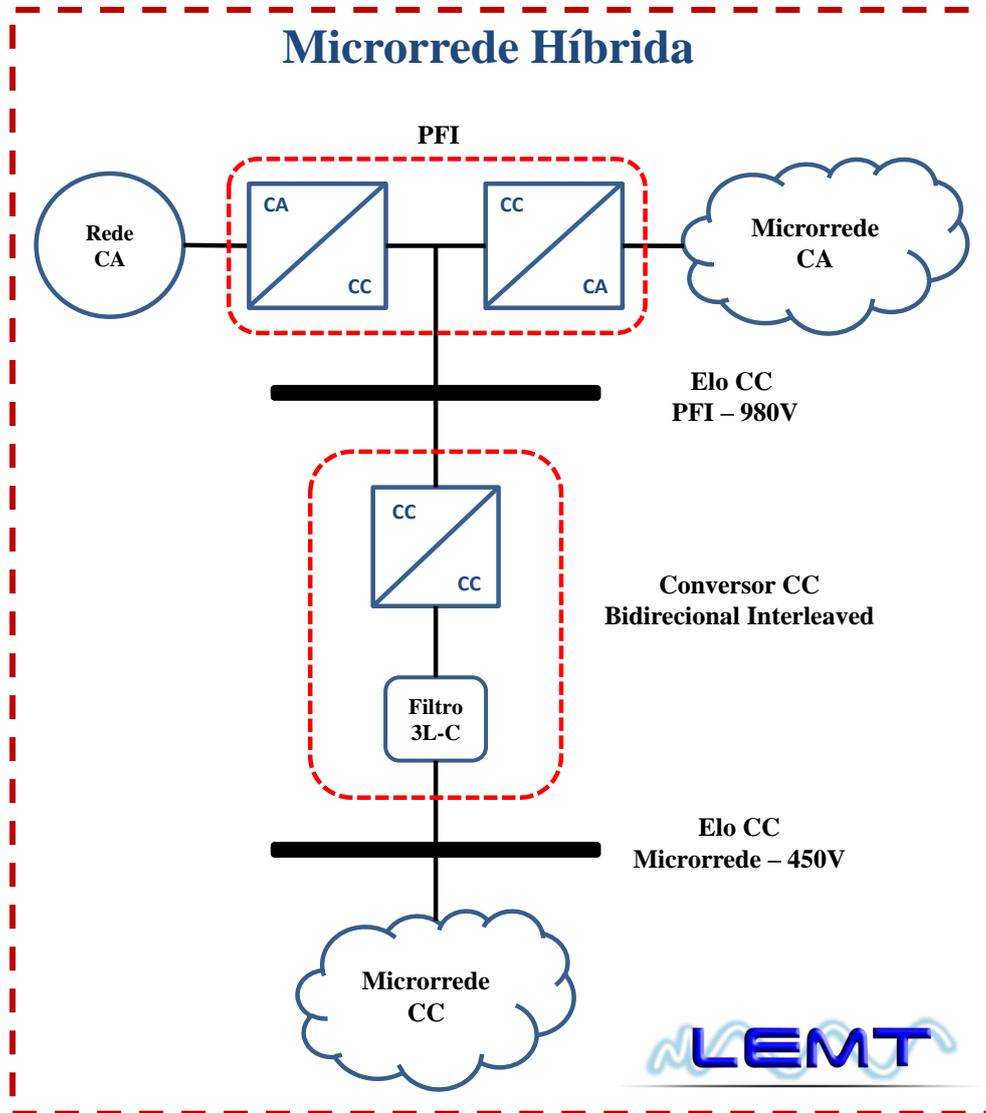


Figura 2.1: Estrutura da microrrede híbrida do LEMT.

A figura 2.1 mostra a estrutura geral desta microrrede onde um conversor *Back-to-Back* é utilizado para implementar uma interface de fluxo de potência (*Power Flow Interface* - PFI) entre a microrrede CA e a rede elétrica. Esta interface possui um elo CC de 980V onde será conectado um conversor CC *interleaved* bidirecional para realizar a interface de potência com a microrrede CC.

2.2 Topologia do Conversor Interleaved

A topologia do conversor *interleaved* bidirecional de N fases é mostrada na figura 2.2. Ela consiste de N células semicondutoras bidirecionais em paralelo, cada uma com seu respectivo indutor de comutação (L_1, \dots, L_N). Assim, obtém-se um conversor estático com alta confiabilidade devido ao fato de que a corrente da carga (i_o) é dividida entre as fases. Com isso, mesmo se ocorrer um defeito em uma das fases o sistema continua operando [33, 34]. Outra característica deste conversor é a redução de peso que é obtida com a diminuição do capacitor de saída devido ao baixo *ripple* da corrente de saída (i_{LL}) do conversor [35–38]. Tal redução de *ripple* ocorre devido à estratégia de modulação que será tratado na próxima seção. Outra vantagem da utilização deste conversor é a redução das chamadas emissões de ruídos eletromagnéticos (EME - *Electromagnetic Emissions*) [39].

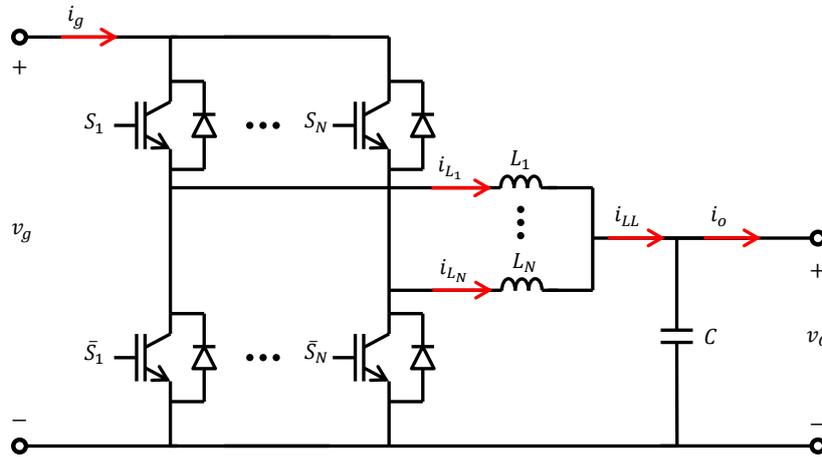


Figura 2.2: Topologia do conversor *interleaved* bidirecional de N fases.

As grandezas associadas a este conversor são definidas a seguir:

v_g - Tensão de entrada do conversor (neste trabalho esta é a tensão do elo CC do PFI)

v_c - Tensão de saída do conversor (neste trabalho esta é a tensão do barramento da microrrede CC)

i_{L_n} ($n = 1, \dots, N$) - Correntes das fases.

i_{LL} - Corrente de saída.

L_n ($n = 1, \dots, N$) Indutâncias das fases.

C - Capacitância de saída do conversor.

S_n ($n = 1, \dots, N$) - pulsos de chaveamento das N fases do conversor.

O conversor *interleaved* foi originalmente proposto em 1971[40] para aplicações aeroespaciais em propulsores a jato. O objetivo principal era construir uma fonte de potência regulada com alta confiabilidade e com redução de peso. Outros trabalhos subsequentes são encontrados na literatura para aplicações similares [33, 34]. Na década de 90 as aplicações de fontes reguladas continuam sendo predominantes, porém são realizados estudos referentes tanto à redução do *ripple* da corrente de saída (i_{LL}) quanto à frequência de chaveamento [35–38]. Nos anos 2000 as aplicações desta topologia de conversor se multiplicaram. São encontradas publicações nas áreas de células combustíveis[41–44], veículos elétricos [45–49] e sistemas de armazenamento de energia [50–55].

2.2.1 Modulação do Conversor Interleaved

A técnica de modulação PWM utilizada neste trabalho consiste de um sinal modulante que para cada fase do conversor tem um sinal modulador defasado de $\frac{2\pi}{N}(rad)$, onde N é o número de fases do conversor. A figura 2.3 mostra as formas de ondas das portadoras triangulares (a) defasadas e os pulsos de chaveamento (b) produzidos por essa estratégia de chaveamento.

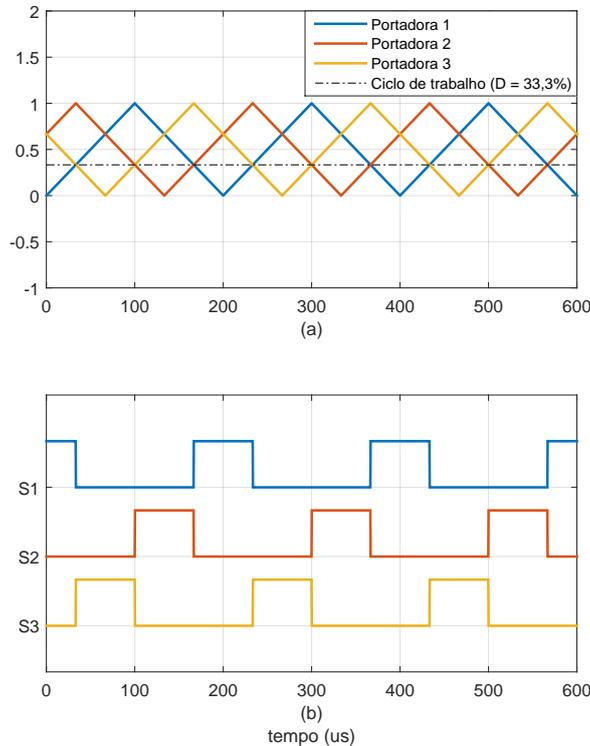


Figura 2.3: Estratégia de modulação PWM do conversor *interleaved*. Portadoras defasadas (a) e pulsos de chaveamento(b).

Ao utilizar esta técnica, os pulsos da modulação PWM de cada fase do conversor ficam defasados de tal forma a produzir correntes cujas formas de onda podem ser visualizadas no exemplo das figuras 2.4 e 2.5. Na figura 2.4(a) percebe-se que os *ripples* de cada corrente (i_{L_1} , i_{L_2} e i_{L_3}) estão defasados entre si de $\frac{2\pi}{N}(\text{rad})$. Neste exemplo foi utilizado $N = 3$ e o ciclo de trabalho em regime permanente $D = 60\%$. O conteúdo harmônico das correntes de fase pode ser visto na figura 2.4(c), onde cada harmônico é um múltiplo inteiro da frequência de chaveamento. A redução do *ripple* na corrente de saída I_{LL} (figura 2.4(b)) ocorre graças ao cancelamento parcial do conteúdo harmônico como visto na figura 2.4(d). Neste exemplo, para um *ripple* de 20% nas correntes de fase, obtém-se uma corrente de saída com *ripple* de 1.5%.

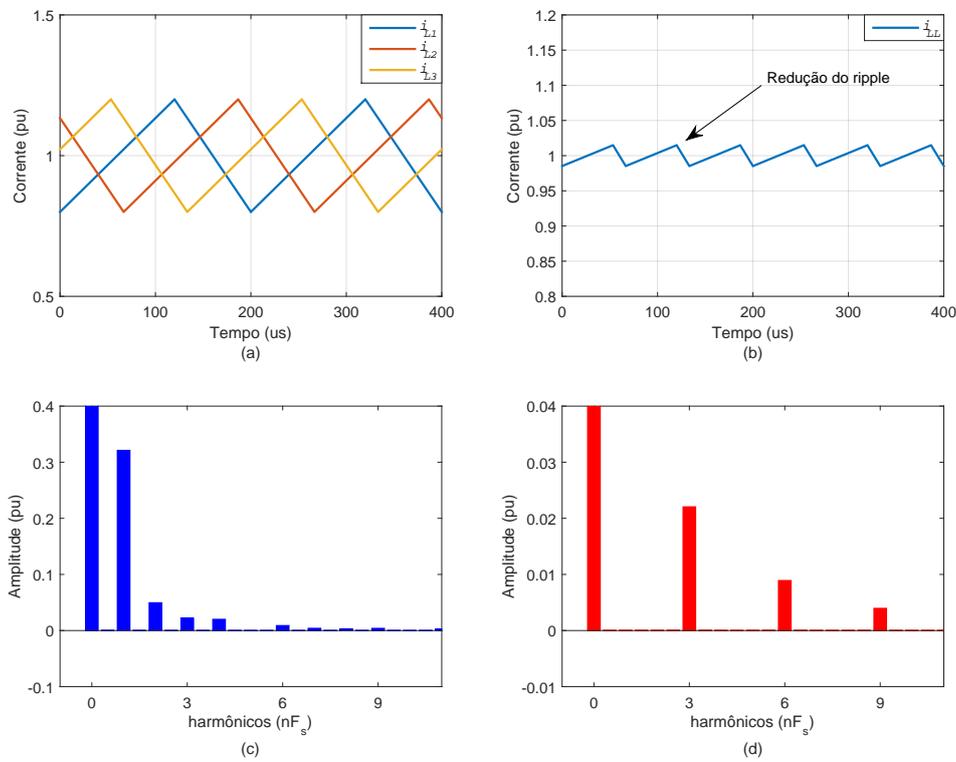


Figura 2.4: Análise harmônica do *ripple* de corrente ($D = 60\%$). Correntes de fase (a), corrente de saída (b), conteúdo harmônico das correntes de fase (c) e da corrente de saída (d).

Um fenômeno interessante ocorre quando, em um cenário semelhante ao descrito no parágrafo anterior, utiliza-se um ciclo de trabalho $D = 66,66\%$. Neste caso percebe-se que os *ripples* de cada corrente (i_{L_1} , i_{L_2} e i_{L_3}) continuam defasados e com 20% para cada fase (figura 2.5(a)). Seus conteúdos harmônicos podem ser vistos na figura 2.5(c). Contudo, observa-se a redução total do *ripple* na corrente de saída I_{LL} (figura 2.5(b)). Isto ocorre graças ao cancelamento total do conteúdo harmônico

como visto na figura 2.5(d).

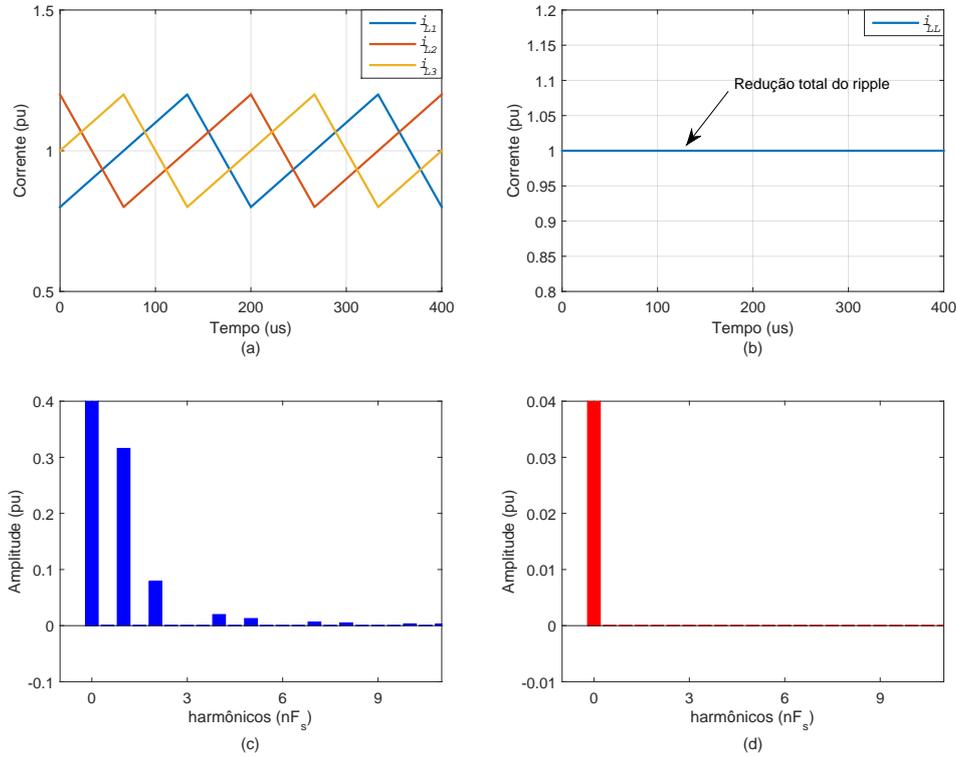


Figura 2.5: Análise harmônica do *ripple* de corrente ($D = 66.6\%$). Correntes de fase (a), corrente de saída (b), conteúdo harmônico das correntes de fase (c) e da corrente de saída (d).

A principal questão que surge desta observação é o quanto de redução do *ripple* da corrente de saída (i_{LL}) ocorre nestes conversores dado um ponto de operação ($D = v_c/v_g$) e um número de fases (N). Na década de 90 foram desenvolvidos trabalhos [35–37] que determinaram com precisão as curvas de redução de *ripple* do conversor *interleaved*. Em [36, 37] é proposto um algoritmo para a obtenção destas curvas para um caso genérico de um conversor de N fases.

As figuras 2.6, 2.7 e 2.8 mostram as curvas de redução de *ripple* para diferentes números de fases (N).

A figura 2.6 mostra o fator de redução percentual do *ripple* da corrente de saída do conversor *interleaved* em relação ao *ripple* da corrente de um conversor CC convencional ($N = 1$). Três observações surgem destas curvas:

1 - Observa-se uma simetria na redução percentual do *ripple* em torno do ponto de operação ($D = 50\%$), independente do número de fases N .

2 - Existem certos pontos de operação onde ocorre um total cancelamento do *ripple* da corrente de saída, como visto no exemplo da figura 2.5.

3 - À medida que o numero de fases (N) aumenta, a quantidade de pontos onde a observação anterior ocorre aumenta.

Os pontos de operação descritos no item 2 e 3 podem ser determinados segundo à formulação da equação (2.1):

$$D_o^n(N) = \frac{n}{N}, n = 1, \dots, N - 1 \quad (2.1)$$

Onde, $D_o^n(N)$ são os $N - 1$ valores de ciclo de trabalho onde ocorre o total cancelamento do *ripple* da corrente de saída (i_{LL}) para um conversor de N fases.

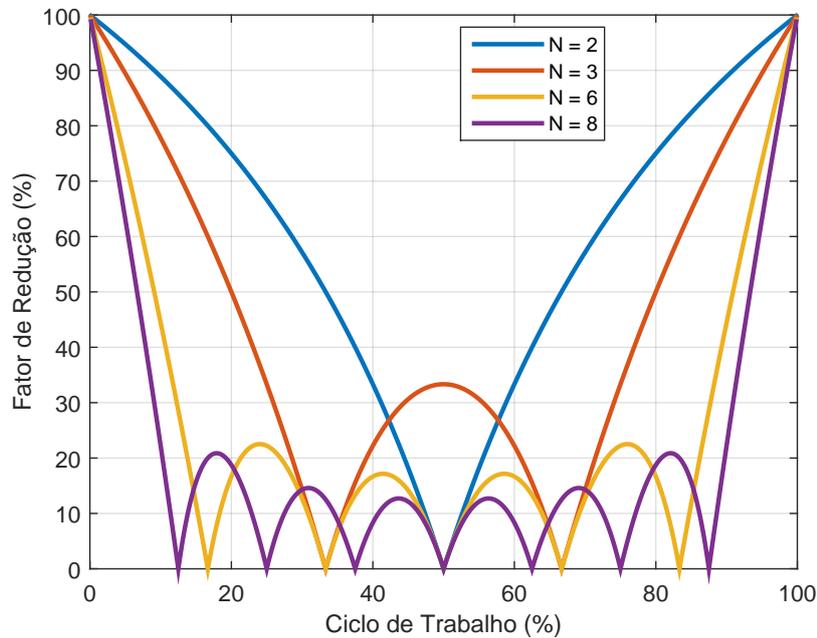


Figura 2.6: Fator de redução do *ripple* da corrente de saída em função do ciclo de trabalho.

Na figura 2.7 são mostradas as curvas do *ripple* normalizado da corrente de saída (i_{LL}) em função do ciclo de trabalho para diferentes valores de N . Como observado anteriormente, os pontos onde o *ripple* é nulo são descritos pela equação (2.1).

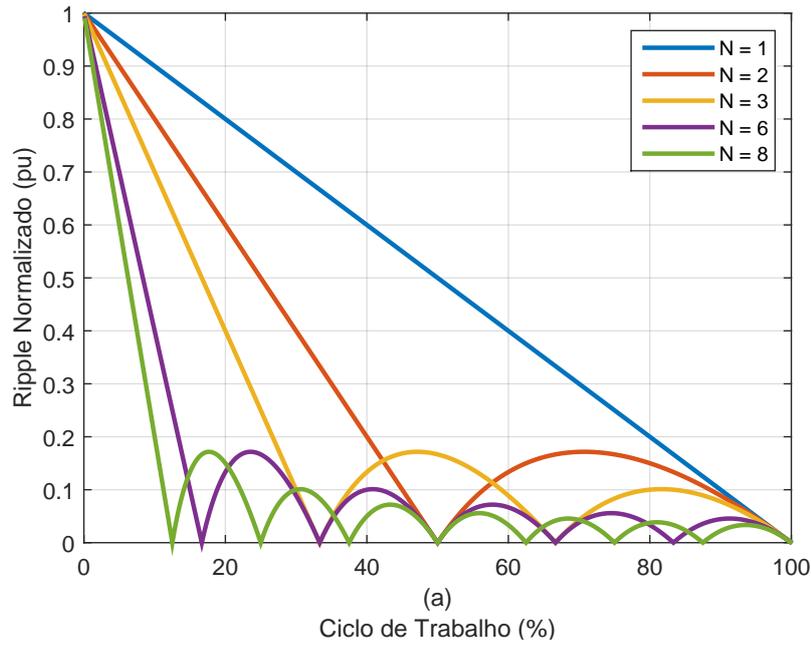


Figura 2.7: *Ripple* normalizado da corrente de saída em função do ciclo de trabalho.

O valor normalizado do conteúdo RMS das componentes harmônicas da frequência de chaveamento também pode ser computado para diferentes valores de N , como mostrado na figura 2.8. Através destas curvas explica-se o fenômeno observado na figura 2.5(d).

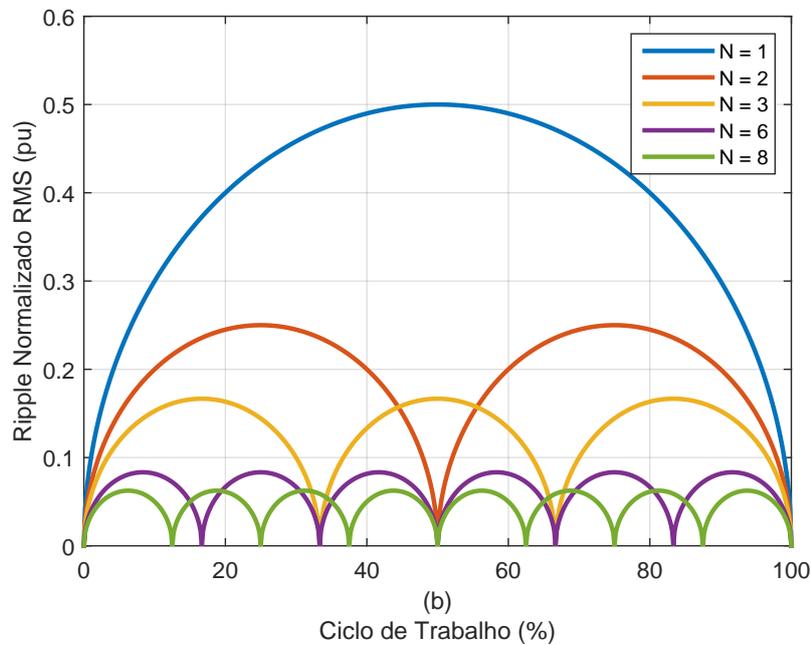


Figura 2.8: Conteúdo RMS do *ripple* normalizado da corrente de saída função do ciclo de trabalho.

2.2.2 Desequilíbrio das Correntes de Fase

A grande desvantagem do conversor *interleaved* é o desequilíbrio das correntes de fase, frequentemente este fenômeno é tratado na literatura [56, 57], devido a pequenas variações no ciclo de trabalho de cada perna do conversor e também a valores de indutância ligeiramente diferentes em cada fase.

Em [56] é proposto um método que reduz o desequilíbrio das correntes de fase do conversor. No entanto, o *ripple* destas correntes é bastante elevado o que pode ser prejudicial para os indutores além de, necessariamente aumentar o *ripple* da corrente de saída (I_{LL}).

Outra abordagem é a utilização de indutores magneticamente acoplados [51, 57–59]. De acordo com [57], esta abordagem aumenta a eficiência do conversor entre 2% e 6% além de reduzir o desequilíbrio de corrente. No entanto, a topologia se torna mais complexa e o conversor mais pesado. Estratégias para superar esse problema através de técnicas de controle são descritas na literatura [60, 61] e envolvem o aumento da complexidade da implementação digital.

Neste trabalho as técnicas de controle estudadas nos capítulos 3, 4 e 5 possuem a capacidade de evitar o desequilíbrio de corrente.

2.2.3 Modelo Matemático

A figura 2.9 mostra o circuito equivalente do conversor *interleaved* de N fases. Onde, d_1, \dots, d_n são os ciclos de trabalho das N fases, respectivamente e I_{Mcc} é o modelo equivalente da microrrede CC vista como uma fonte de corrente não controlada. O dimensionamento dos parâmetros do filtro do conversor *interleaved* é apresentado no Apêndice A.

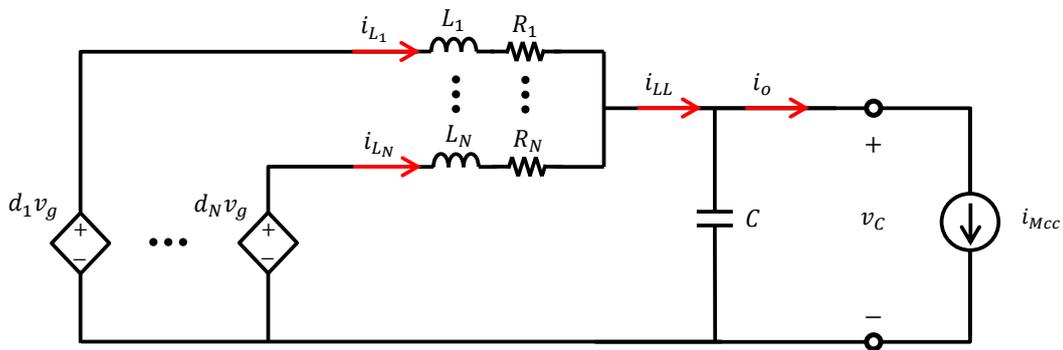


Figura 2.9: circuito equivalente do conversor *interleaved* de N fases.

A partir deste circuito equivalente obtém-se o modelo médio de grandes sinais

através das leis de *Kirchoff*, como mostrado nas equações (2.2) e (2.3):

$$-d_n v_g + L_n \frac{di_{L_n}}{dt} + R_n i_{L_n} + v_c = 0 \quad (2.2)$$

$$\sum_{k=1}^N i_{L_k} - i_o - C \frac{dv_c}{dt} = 0 \quad (2.3)$$

Utilizando a transformada de Laplace nas equações (2.2) e (2.3) obtém-se o modelo médio no domínio da frequência:

$$-d_n(s)V_g + (L_n s + R_n)I_{L_n} + V_c(s) = 0 \quad (2.4)$$

$$\sum_{k=1}^N I_{L_k} - I_o(s) - C s V_c(s) = 0 \quad (2.5)$$

Como nas aplicações de conversores *interleaved* deseja-se evitar o problema de desequilíbrio de corrente, utilizam-se indutores com mesma indutância. Logo as aproximações $L_1 = L_2 = \dots = L_N = L$ e $R_1 = R_2 = \dots = R_N = R$ serão utilizadas. Considerações sobre variações de valores de indutância serão discutidas nos próximos capítulos. Utilizando esta aproximação na equação (2.4), tem-se:

$$-\sum_{k=1}^N d_n(s)V_g + (Ls + R) \sum_{k=1}^N I_{L_k} + N V_c(s) = 0 \quad (2.6)$$

$$\sum_{k=1}^N I_{L_k} = \frac{\sum_{k=1}^N d_n(s)V_g - N V_c(s)}{(Ls + R)} \quad (2.7)$$

Substituindo (2.7) em (2.5), tem-se:

$$\frac{\sum_{k=1}^N d_n(s)V_g - N V_c(s)}{(Ls + R)} - I_o(s) - C s V_c(s) = 0 \quad (2.8)$$

$$\sum_{k=1}^N d_n(s)V_g - N V_c(s) - (Ls + R)I_o(s) - (Ls + R)C s V_c(s) = 0 \quad (2.9)$$

$$\sum_{k=1}^N d_n(s)V_g - (Ls + R)I_o(s) - (L C s^2 + R C s + N)V_c(s) = 0 \quad (2.10)$$

$$V_c(s) = \frac{V_g}{(L C s^2 + R C s + N)} \sum_{k=1}^N d_n(s) - \frac{(Ls + R)}{(L C s^2 + R C s + N)} I_o(s) \quad (2.11)$$

Colocando N em evidência no primeiro termo da equação (2.11), obtém-se:

$$V_c(s) = \frac{NV_g}{(LCs^2 + RCs + N)} \frac{\sum_{k=1}^N d_n(s)}{N} - \frac{(Ls + R)}{(LCs^2 + RCs + N)} I_o(s) \quad (2.12)$$

Simplificando:

$$V_c(s) = G_N(s)D_N(s) - Z_N(s)I_o(s) \quad (2.13)$$

onde:

$G_N(s) = \frac{NV_g}{(LCs^2 + RCs + N)}$ é a função de transferência que governa a dinâmica do ganho em malha aberta entre o ciclo de trabalho médio $D_N(s)$ do conversor e a tensão de saída $V_c(s)$ sob a condição de carga nula ($I_o(s) = 0$).

$D_N(s) = \frac{\sum_{k=1}^N d_n(s)}{N}$ é o índice de modulação médio do conversor *interleaved* de N fases.

$Z_N(s) = \frac{(Ls + R)}{(LCs^2 + RCs + N)}$ é a impedância de saída em malha aberta do conversor *interleaved* de N fases.

Considerando V_g como um parâmetro fixo da planta nas equações (2.2) e (2.3), obtém-se o sistema de equações de estado (2.14) que governa a dinâmica do conversor. Esse sistema será importante para as discussões quanto à proposta de controle por retroalimentação de estado adaptativa que será apresentado no próximo capítulo. As considerações pertinentes quando V_g não é um parâmetro fixo da planta também serão tratadas nos capítulos sobre as técnicas de controle.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ \vdots \\ i_{L_N} \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_1}{L_1} & 0 & \dots & 0 & \frac{-1}{L_1} \\ 0 & \frac{-R_2}{L_2} & \dots & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ \vdots & 0 & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \frac{-R_N}{L_N} & \frac{-1}{L_N} \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & \dots & \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ \vdots \\ i_{L_N} \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_g & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & V_g \\ 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ \vdots \\ d_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ \frac{-1}{C} \end{bmatrix} i_o \quad (2.14)$$

2.2.4 Análise Linear

A partir do sistema de equações de estado (2.14) obtém-se as funções de transferência de malha aberta que governam a dinâmica de todos os estados do sistema:

A equação (2.15) mostra função de transferência de segunda ordem que relaciona

o ciclo de trabalho ($d_n(s)$) de uma determinada fase n com a tensão de saída $V_c(s)$.

$$\frac{V_c(s)}{d_n(s)} = \frac{V_g}{LCs^2 + RCs + N} \quad (2.15)$$

A equação (2.16) é a função de transferência de segunda ordem que rege o efeito de uma perturbação de carga $I_o(s)$ na tensão de saída $V_c(s)$.

$$\frac{V_c(s)}{I_o(s)} = -\frac{Ls + R}{LCs^2 + RCs + N} \quad (2.16)$$

A equação 2.17 é a função de transferência de terceira ordem que rege a dinâmica da corrente de uma fase qualquer $I_{L_n}(s)$ devido à ação do ciclo de trabalho $d_n(s)$ nesta mesma fase. Uma observação interessante que surge desta equação é o fato de que quanto maior o número de fases N mais próximos se tornam os zeros e os polos que são raízes de $(CLs^2 + RCs + (N - 1))$ e de $(CLs^2 + RCs + (N))$, respectivamente. Isso se deve ao fato que à medida que N aumenta o fator $N - 1$ do numerador se aproxima do fator N do denominador.

$$\frac{I_{L_n}(s)}{d_n(s)} = \frac{V_g (CLs^2 + RCs + (N - 1))}{(CLs^2 + RCs + N) (Ls + R)} \quad (2.17)$$

Consequentemente, esta aproximação entre os polos e zeros mencionados diminui a amplitude dos modos de vibração associados aos polos e o efeito de primeira ordem da parcela $\frac{1}{(Ls+R)}$ se torna dominante. Essa aproximação será utilizada no projeto de controle no capítulo três. Um estudo mais aprofundado sobre essa observação será feito nas próximas seções.

A equação 2.18 é a função de transferência que descreve o efeito do ciclo de trabalho de uma fase k qualquer na dinâmica da corrente $I_{L_n}(s)$ de uma outra fase n . Isso se deve ao fato de que as equações diferenciais que descrevem a dinâmica das correntes de fase são influenciadas pela tensão de saída $V_c(s)$ que, por sua vez, tem sua dinâmica influenciada pelos ciclos de trabalhos das N fases do conversor como observado em (2.15),(2.11). Este efeito, do ponto de vista de controle, é considerado uma perturbação e consideração sobre suas consequências serão discutidas nos capítulos 3 e 4.

$$\frac{I_{L_n}(s)}{d_k(s)} = \frac{V_g}{(CLs^2 + RCs + N) (Ls + R)} \quad (2.18)$$

A equação 2.19 é a função de transferência que descreve a dinâmica da corrente de saída $I_{LL}(s)$ devido à ação do ciclo de trabalho $d_n(s)$ de uma fase qualquer.

$$\frac{I_{LL}(s)}{d_n(s)} = \frac{V_g}{CLs^2 + RCs + N} \quad (2.19)$$

As equações 2.20 e 2.21 regem as dinâmicas da corrente de fase $I_{L_n}(s)$ e da corrente de saída $I_{LL}(s)$, respectivamente, devido a uma perturbação de carga $I_o(s)$.

$$\frac{I_{L_n}(s)}{I_o(s)} = \frac{1}{CLs^2 + RCs + N} \quad (2.20)$$

$$\frac{I_{LL}(s)}{I_o(s)} = \frac{N}{CLs^2 + RCs + N} \quad (2.21)$$

2.2.5 Sobre o efeito do número de fases no domínio da frequência

Através das equações (2.15), (2.16) e (2.17) foram realizadas as seguintes análises no domínio da frequência.

A figura 2.10 mostra a resposta em frequência da função de transferência apresentada em (2.15) para diversos valores de N . Nota-se que a frequência de ressonância do sistema em malha aberta aumenta à medida que o valor de N é incrementado. Além disso, o ganho de baixas frequências diminui.

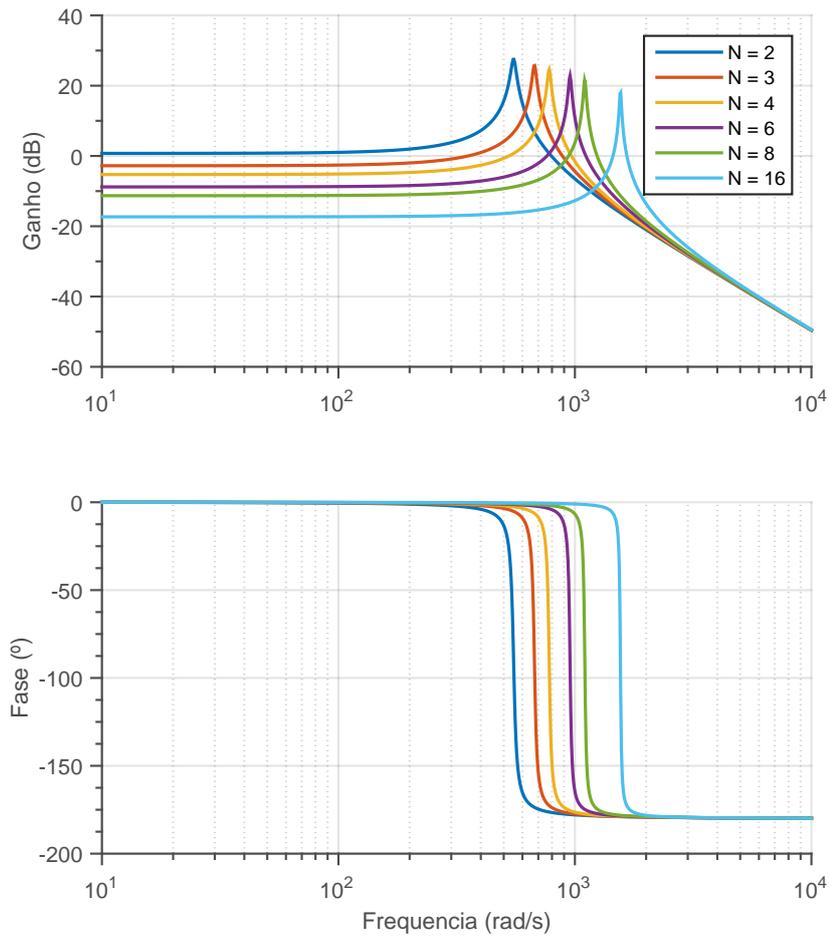


Figura 2.10: Efeito do número de fases na resposta em frequência da tensão de saída. Modulo do ganho em dB (a) e fase em graus (b).

A figura 2.11 mostra a resposta em frequência da função de transferência $\frac{V_c(s)}{I_o(s)}$ apresentada em (2.16) para diversos valores de N . Nota-se que neste caso frequência de ressonância do sistema em malha aberta também aumenta à medida que o valor de N é incrementado. Contudo, neste caso, a amplitude do pico de ressonância se mantém praticamente a mesma ($20dB$). Além disso, o ganho de baixas frequências diminui o que indica que a impedância de saída é diminuída à medida que N aumenta.

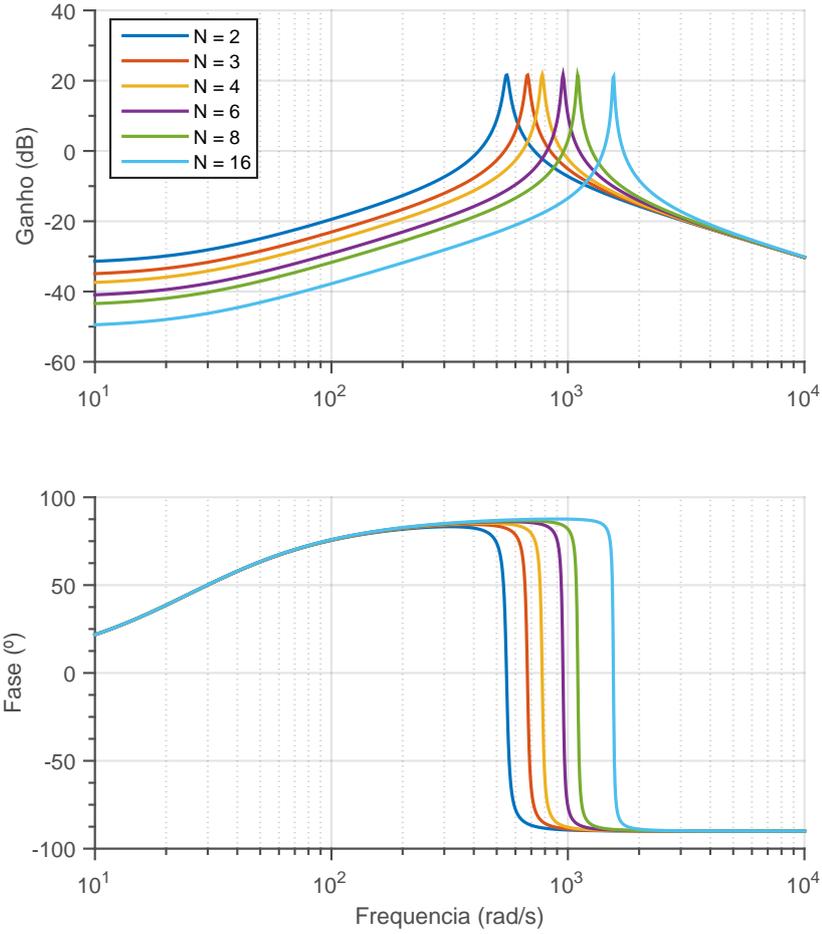


Figura 2.11: Efeito do número de fases na resposta em frequência da tensão de saída devido a uma perturbação da corrente de carga. Modulo do ganho em dB (a) e fase em graus (b).

A figura 2.11 mostra a resposta em frequência da função de transferência $\frac{I_{L_n}(s)}{d_n(s)}$ apresentada em (2.17) para diversos valores de N . A observação feita na seção anterior, quanto à proximidade dos zeros e dos polos referentes às equações de segundo grau do numerador e do denominador de (2.17), respectivamente, é também observada neste caso. Nota-se que à medida que o número de fases N aumenta o efeito ressonante daqueles polos e zeros é amortecido. As frequências de ressonância observadas neste caso também aumentam à medida que N é incrementado. De fato, para valores elevados de N pode-se aproximar a função de transferência em (2.17) por:

$$\frac{I_{L_n}(s)}{d_n(s)} \approx \frac{V_g}{Ls + R} \quad (2.22)$$

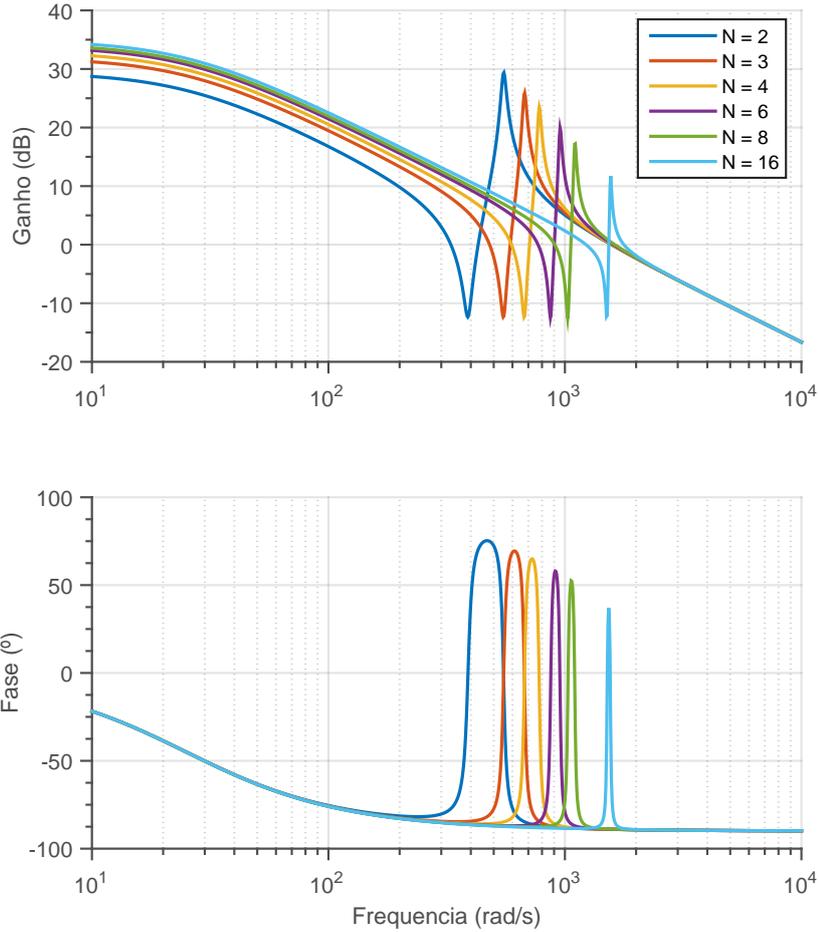


Figura 2.12: Efeito do número de fases na resposta em frequência das correntes de fase. Módulo do ganho em dB (a) e fase em graus (b).

2.2.6 Sobre o efeito do número de fases nos modos de vibração das correntes de fase

Após a análise final da seção anterior a pergunta que remanesce é: o quanto aproximação descrita em (2.22) é válida. Ou seja, o quanto o resíduo dos polos que foram desconsiderados afetam a dinâmica das correntes de fase i_{L_n} .

Deste questionamento surge a primeira contribuição deste trabalho que é a métrica de quantificação do efeito dos modos de vibração das correntes de fase do conversor *interleaved* em função do número de fases N segundo o cálculo dos resíduos do polos associados a estes modos de vibração.

Esta métrica (2.23) é baseada na razão RMR (*Residue Module Ratio*) entre o módulo do resíduo dos polos complexos ($res(p_c)$) e o módulo do resíduo do polo real ($res(p_r)$) da equação (2.17).

$$RMR = \frac{|res(p_c)|}{|res(p_r)|} \quad (2.23)$$

Para realizar o cálculo analítico desta métrica, será utilizada a aproximação $R = 0$, ou seja, as resistências em série com as indutâncias de fase são consideradas nulas, visto que em casos práticos seus valores são muito pequenos. Assim sendo, a função de transferência a qual se deseja quantificar os resíduos é:

$$H(s) = \frac{V_g(CLs^2 + (N - 1))}{Ls(CLs^2 + N)} \quad (2.24)$$

Colocando $H(s)$ na forma de frações parciais tem-se:

$$H(s) = \frac{A_o}{s} + \frac{A_1}{s + j\omega_N} + \frac{A_2}{s - j\omega_N} \quad (2.25)$$

$$\omega_N = \sqrt{\frac{N}{LC}} \quad (2.26)$$

Onde, A_o , A_1 e A_2 são os resíduos do polo real e dos polos complexos, respectivamente. E ω_N é o valor do polo complexo.

$$A_o = sH(s) \Big|_{s=0} \quad (2.27)$$

$$A_1 = (s + j\omega_N)H(s) \Big|_{s=-j\omega_N} \quad (2.28)$$

$$A_2 = (s - j\omega_N)H(s) \Big|_{s=j\omega_N} \quad (2.29)$$

Realizando as operações algébricas necessárias, obtêm-se:

$$A_o = \frac{V_g}{L} \left(\frac{N - 1}{N} \right) \quad (2.30)$$

$$A_1 = A_2 = \frac{V_g}{2L} \left(1 - \frac{N - 1}{N} \right) \quad (2.31)$$

Utilizando (2.30) e (2.31) em (2.23) obtém-se o valor analítico do RMR :

$$RMR = \frac{1}{2(N - 1)} \quad (2.32)$$

A figura 2.13 mostra a avaliação da métrica apresentada em (2.23) para valores de N entre 2 e 16. Em (a) é apresentado o valor absoluto da parte imaginária dos polos e dos zeros complexos da função de transferência de malha aberta (2.17). Observa-se que à medida que N aumenta, a distância entre estes valores absolutos

diminui, assim como era esperado segundo as seções anteriores. Em (b) é mostrada a diminuição desta distância e do valor absoluto do resíduo dos polos complexos de (2.17) em função do parâmetro N . Por fim, ao utilizar a métrica proposta observa-se em (c) a diminuição da razão entre o resíduo destes polos e o resíduo do polo real associado à parcela $\frac{1}{Ls+R}$. Assim, conclui-se que à medida que N aumenta o polo real se torna dominante e a aproximação (2.22) é verdadeiramente válida.

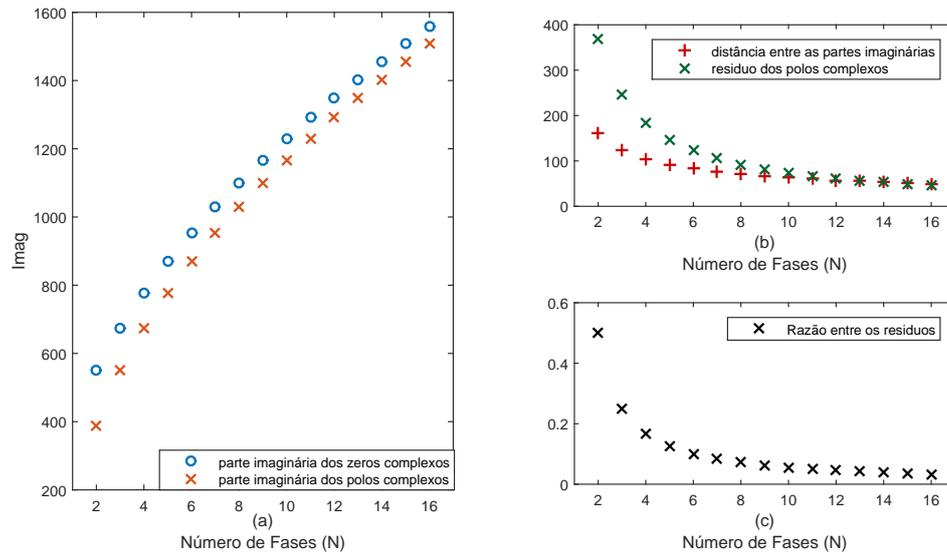


Figura 2.13: Análise do resíduo dos polos complexos: valor da parte imaginária dos polos e dos zeros em função do número de fases (a), distância ente os polos e os zeros em função do número de fases (b) e razão entre os resíduos segundo a métrica (2.32) (c).

2.3 Conclusões do Capítulo

A revisão bibliográfica mostrou que tanto o fenômeno de minimização e cancelamento de *ripple* quanto à modelagem do conversor são bem descritos na literatura. Algumas observações destacam-se desta revisão: a dinâmica das correntes de fase é influenciada pelos ciclos de trabalho de outras fases, o número de fases do sistema influencia na dinâmica da planta e, portanto deverá ser considerado no projeto de controle.

A descrição do efeito dos modos de vibração complexos nas correntes de fase em função do número de fases não é encontrada na literatura e neste capítulo foi proposta uma métrica que mostra que o resíduo dos polos associados a estes modos de vibração é diminuído à medida que se aumenta o número de fases. Desta conclusão surge uma aproximação importante para o projeto de controle.

Capítulo 3

Projeto de Controle Linear

Neste capítulo será apresentado o estado da arte do controle linear de conversores *interleaved* e o projeto dos reguladores de corrente e tensão. Além disso, serão discutidos aspectos relacionados à capacidade de rejeição de perturbações de carga e suas limitações. Uma análise de estabilidade relacionada ao efeito dos modos de vibração complexos na dinâmica do sistema é apresentada ao final.

3.1 Estado da Arte do Controle Linear de Conversores *Interleaved*

As técnicas de controle linear encontradas na literatura sobre conversores *interleaved* podem ser divididas em dois grupos quanto à garantia do equilíbrio das correntes de fase. No primeiro grupo o problema do desequilíbrio das correntes de fase não é um dos objetivos de controle [56, 62], nestes casos utilizam-se outras técnicas para garantir a divisão de corrente de carga igualmente entre as cargas como foi visto no capítulo anterior [51, 56–59]. No segundo grupo, dentre os objetivos de controle está incluído a garantia do equilíbrio das correntes de fase [42, 60, 63–70].

A técnica de controle mais simples utilizada em conversores *interleaved* pode ser vista na figura 3.1.

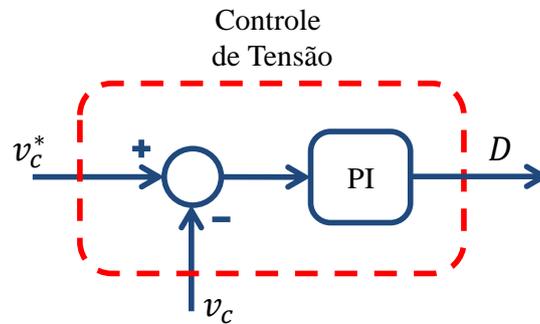


Figura 3.1: Controle linear de tensão fornecendo o ciclo de trabalho médio.

O regulador de tensão rastreia o ciclo de trabalho médio para as fases do conversor de tal forma a garantir erro zero em regime permanente [56]. Porém, sua resposta dinâmica é lenta. Além disso, esta estratégia não garante a distribuição igualitária da corrente de carga entre as fases.

Em [63] é utilizada uma técnica que adiciona uma variação no ciclo de trabalho em cada fase a depender do nível de desequilíbrio. No entanto, só há garantia do equilíbrio de corrente para um conversor bifásico. Em [64], uma abordagem similar é utilizada para garantir a distribuição igualitária de corrente entre as fases.

Em [62], é apresentada uma estratégia semelhante à mostrada na figura 3.1 com a adição de uma técnica para diminuição do efeito do desequilíbrio. Contudo, em casos em que o conversor opere com cargas de valores baixos em relação à carga nominal, a distribuição da corrente de carga entre as fases não ocorre igualmente.

Em [60] uma técnica similar à apresentada em [63] é utilizada porém sua complexidade de implementação é maior. O equilíbrio de corrente é garantido para um conversor de N fases, mas apenas resultados de um conversor bifásico são mostrados.

Uma forma de melhorar a resposta dinâmica do sistema em malha fechada é

mostrada na figura 3.2 e consiste da adição de uma malha de controle interno da corrente de saída (i_{LL}). Em [71] esta técnica de controle é utilizada em um sistema de armazenamento de energia e em [42] em um conversor de quatro fases alimentando uma carga resistiva. No entanto, o problema de desequilíbrio de corrente não é discutido em nenhum dos dois trabalhos.

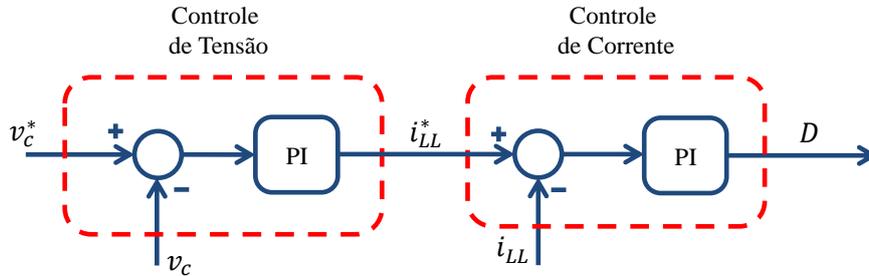


Figura 3.2: Controle linear de tensão em cascata com o controle de corrente de saída do conversor.

A estratégia de controle mais utilizada em conversores *interleaved* é mostrada na figura 3.3 [63, 67, 68, 71–75]. Nela um regulador externo de tensão fornece uma referência de corrente para um conjunto de N reguladores internos de corrente. Embora esta abordagem adicione mais controladores no sistema, ela garante tanto a regulação de tensão quanto regulação das correntes de fase, o que por sua vez garante a distribuição igualitária da corrente de carga entre as fases do conversor.

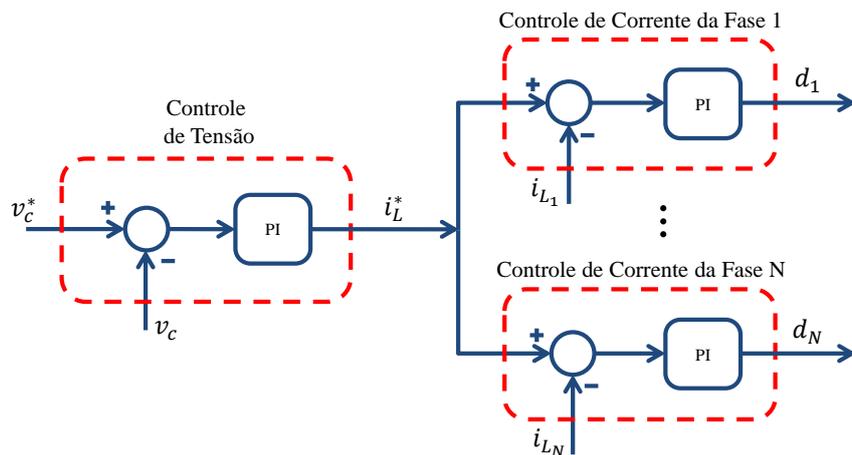


Figura 3.3: Controle linear de tensão em cascata com N controladores de corrente para cada fase do conversor.

Em todos esses trabalhos [63, 67, 68, 71–75], tanto a modelagem da planta quanto o projeto de controle são pouco, ou até mesmo nada, discutidos. Tendo em vista

que esta estratégia é a mais utilizada na literatura, ela foi selecionada como a base de comparação para as duas propostas de controle deste trabalho.

Nas próximas seções serão discutidos aspectos quanto ao projeto de controle desta estratégia e suas limitações. Após estes estudos serão apresentados os aprimoramentos realizados nesta técnica com a finalidade de superar estas limitações configurando, assim, a primeira proposta de controle deste trabalho.

O sistema elétrico no qual serão feitas as análises de controle estudadas nestas seções é mostrado na figura 3.4.

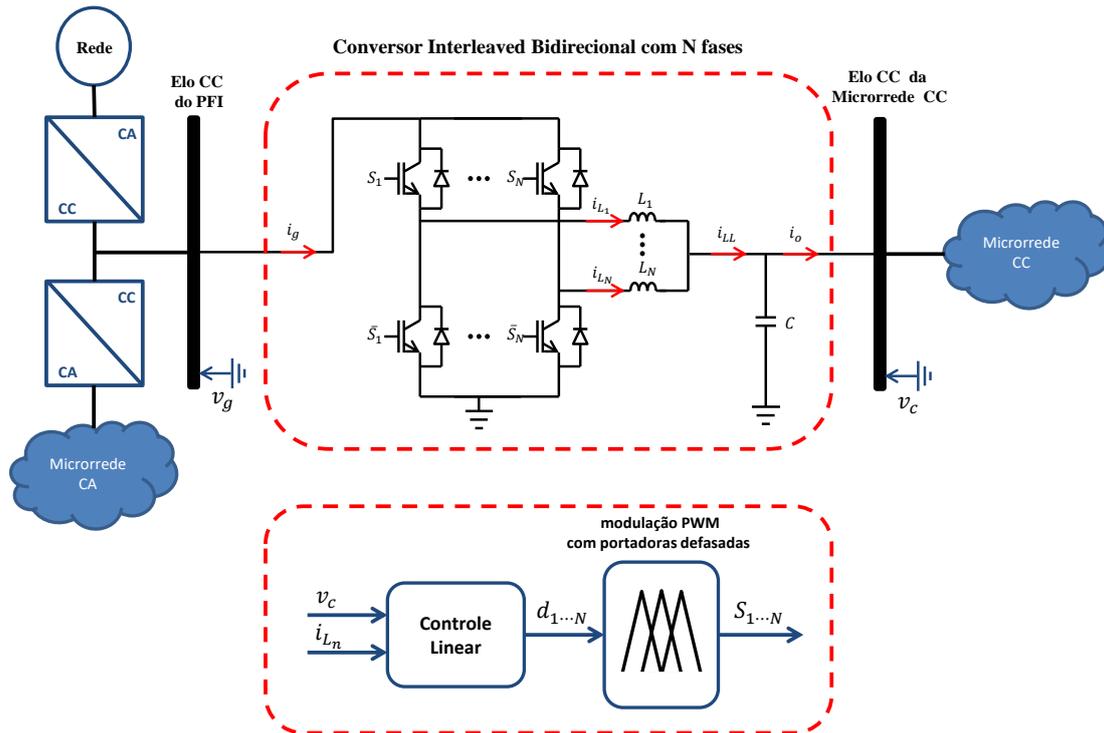


Figura 3.4: Sistema elétrico com o conversor *interleaved* operando como interface de potência entre barramentos CC utilizando o controle linear.

3.2 Projeto dos Controladores

Os ganhos dos controladores da figura 3.3 serão projetados baseados na modelagem do conversor *interleaved* apresentada no capítulo 2 e na metodologia proposta em [76] para projetos de ganhos com parametrização de largura de banda.

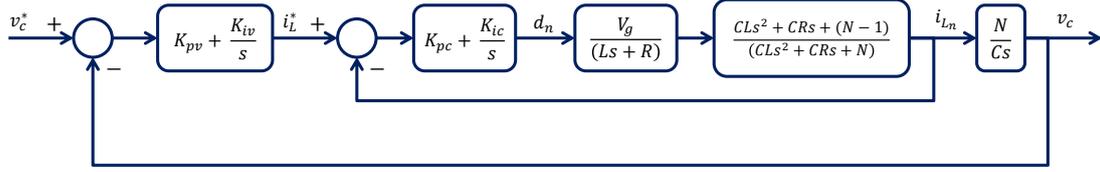


Figura 3.5: Modelo linear do sistema de controle em cascata em malha fechada.

A figura 3.5 mostra o diagrama de blocos do sistema linear em malha fechada considerando a estratégia de controle apresentada na figura 3.3. O objetivo do problema de controle é projetar os ganhos (K_{pv} , K_{iv} , K_{pc} e K_{ic}) dos reguladores de corrente e de tensão. Para isso será feita uma primeira aproximação considerando que as indutâncias e resistências de cada fase são iguais. A tabela 3.1 mostra os parâmetros do conversor utilizados neste trabalho. O dimensionamento do filtro do conversor *interleaved* é apresentado no Apêndice A.

Tabela 3.1: Parâmetros do conversor para o projeto de controle linear.

Potência Nominal (P_{base})	150 kW
Corrente Nominal (I_{base})	333 A
Tensão de Saída Nominal (V_{base})	450 V
Tensão de Entrada Nominal (V_g)	980 V
Resistência de Fase (R)	0.05 Ω
Indutância de Fase (L)	2.0 mH
Capacitância do Elo CC (C)	3.3 mF
Número de Fases (N)	3
Frequência de Chaveamento (f_s)	5 kHz

3.2.1 Projeto do controle interno de corrente

O sistema em malha fechada do controle de corrente de fase é mostrado na figura 3.6. A planta é a função de transferência $\frac{I_{Ln}(s)}{d_n(s)}$. A segunda aproximação feita para o projeto dos ganhos do controlador de corrente é a consideração que o resíduo dos polos complexos é muito menor que o resíduo do polo real.

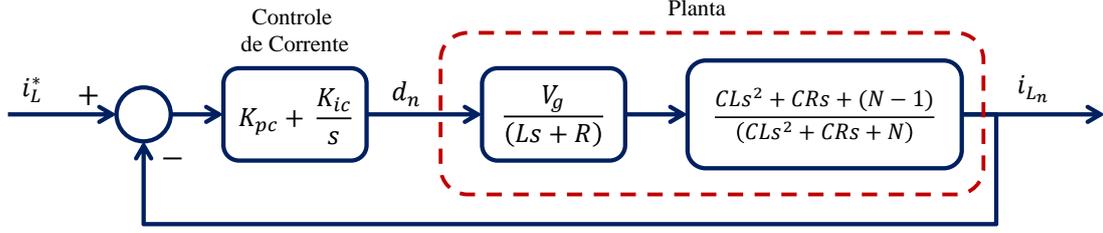


Figura 3.6: Modelo linear do sistema em malha fechada para o projeto de controle de corrente de fase.

Esta aproximação está embasada na métrica (2.23) apresentada no capítulo anterior. Assim, pode-se considerar a simplificação do sistema linear mostrado na figura 3.7 para realizar o projeto do regulador de corrente.

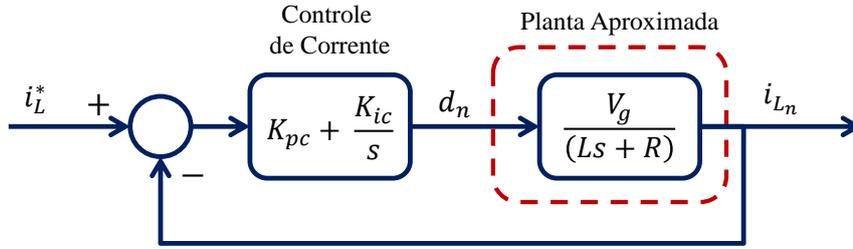


Figura 3.7: Modelo linear simplificado do sistema em malha fechada para o projeto de controle de corrente de fase.

Em [76] é apresentada uma metodologia na qual a escolha dos ganhos K_{pc} e K_{ic} depende dos parâmetros da planta (V_g , L , R) e da largura de banda desejada do sistema em malha fechada (ω_c) conforme mostrado em (3.1) e (3.2).

$$K_{pc} = \frac{\omega_c L}{V_g} \quad (3.1)$$

$$K_{ic} = \frac{\omega_c R}{V_g} \quad (3.2)$$

Como parâmetro de projeto, a largura de banda em *hertz* deve ser menor ou igual a um décimo da frequência de chaveamento:

$$\omega_c \leq \frac{2\pi f_s}{10} \quad (3.3)$$

A figura 3.8 mostra a resposta em frequência do sistema de controle de corrente em malha fechada utilizando o modelo apresentado na figura 3.5 e o ajuste de controle proposto em (3.1) e (3.2).

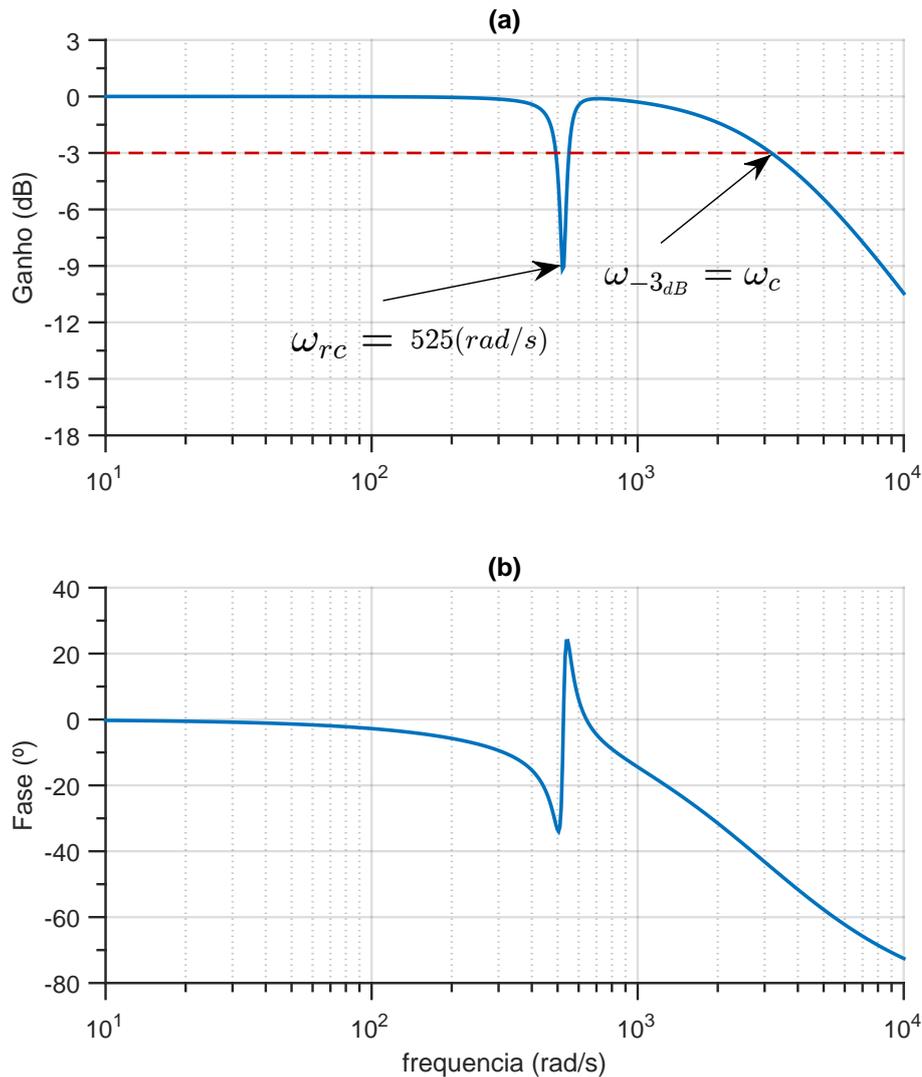


Figura 3.8: Resposta em frequência do sistema de controle de corrente em malha fechada. Módulo do ganho em dB com o efeito da ressonância em ω_{rc} (a) e fase em graus (b).

A largura de banda da resposta em frequência do sistema de controle de corrente em malha fechada está de acordo com o valor requerido ω_c . No entanto, observa-se um pico de ressonância na frequência $\omega_{rc} = 525 \text{ rad/s}$ cuja natureza são justamente os polos e zeros desprezados para a simplificação do projeto de controle. O efeito da largura de banda ω_c na amplitude deste pico de ressonância será discutido no capítulo sobre análise de estabilidade.

3.2.2 Projeto do controle externo de tensão

Tendo projetado os ganhos do controlador de corrente de tal forma a obter a resposta de malha fechada desejada, o ajuste dos ganhos do regulador da tensão de

saída é feito utilizando a mesma metodologia proposta em [76] utilizando o modelo apresentado na figura 3.9.

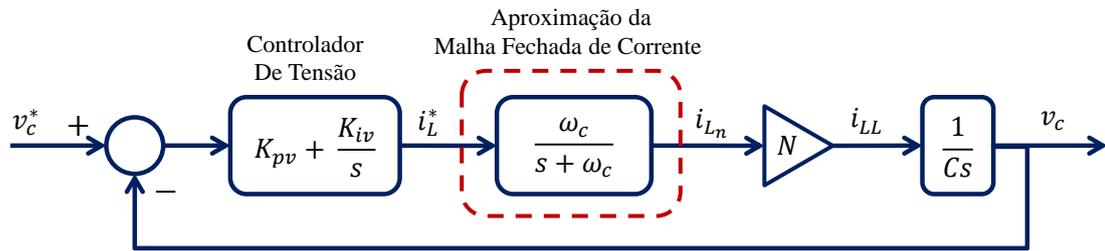


Figura 3.9: Modelo linear aproximado para o projeto de controle da tensão de saída.

É amplamente conhecido na literatura que na utilização de controladores em cascata, o controlador mais externo tem que ser muito mais lento que o controlador mais interno. Ou seja, a largura de banda do sistema de controle de tensão em malha fechada de tensão (ω_v) precisa ser muito menor que a largura de banda dos sistema de controle de corrente em malha fechada (ω_c). A obediência a esta condição é encontrada na literatura utilizando o critério projeto de controle:

$$\omega_v = \frac{\omega_c}{10} \quad (3.4)$$

Isto significa que a frequência de corte do controle de tensão está uma década abaixo da frequência de corte do controle de corrente.

Este critério traz mais uma vantagem que é o fato de que se a malha de controle de corrente é muito mais rápida do que o controle de tensão, então a dinâmica do sistema de controle de corrente em malha fechada pode ser aproximado do ponto de vista de projeto de controle como um ganho unitário.

Desta forma, o problema de controle a ser solucionado segundo a metodologia proposta em [76] se resume a figura 3.10.

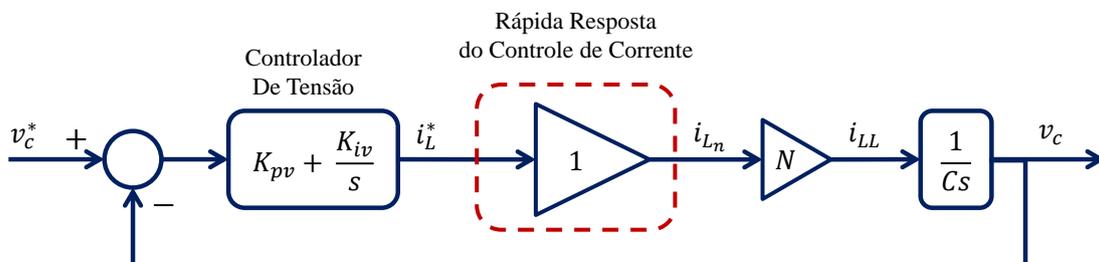


Figura 3.10: Modelo linear simplificado para o projeto de controle da tensão de saída.

Neste caso, segundo [76] apenas um controlador proporcional K_{pv} é necessário para garantir erro zero:

$$K_{pv} = \frac{\omega_v C}{N} \quad (3.5)$$

Contudo, em aplicações práticas haverá um erro de regime devido às perdas do conversor. Assim, é necessário a utilização de um ganho integral K_{ic} de tal forma a garantir o erro nulo.

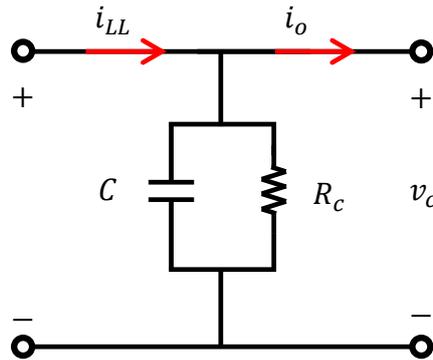


Figura 3.11: Modelo do elo CC para o projeto de controle da tensão de saída.

Em conversores de eletrônica de potência o elo CC possui uma alta resistência em paralelo para descarregar os capacitores do elo quando necessário, como mostrado na figura 3.11. De fato, quanto maior a potência de operação do conversor, menor é o efeito desta resistência e ela pode ser desprezada na modelagem. Contudo, do ponto de vista prático, ela pode ser considerada apenas para a obtenção do ganho integral segundo a metodologia proposta em [76].

Como R_c é tipicamente uma resistência de valor muito elevado (na ordem de grandeza de $10\text{ K}\Omega$), o ganho K_{iv} é muito pequeno.

$$K_{iv} = \frac{\omega_v}{R_c N} \quad (3.6)$$

O ajuste de ganhos proposto em (3.5) e (3.6) garante a largura de banda em malha fechada ω_v desejada como mostrado na figura 3.12, mesmo com as considerações feitas para a simplificação do projeto. Porém, a rejeição ao efeito da perturbação de carga não é considerada neste caso.

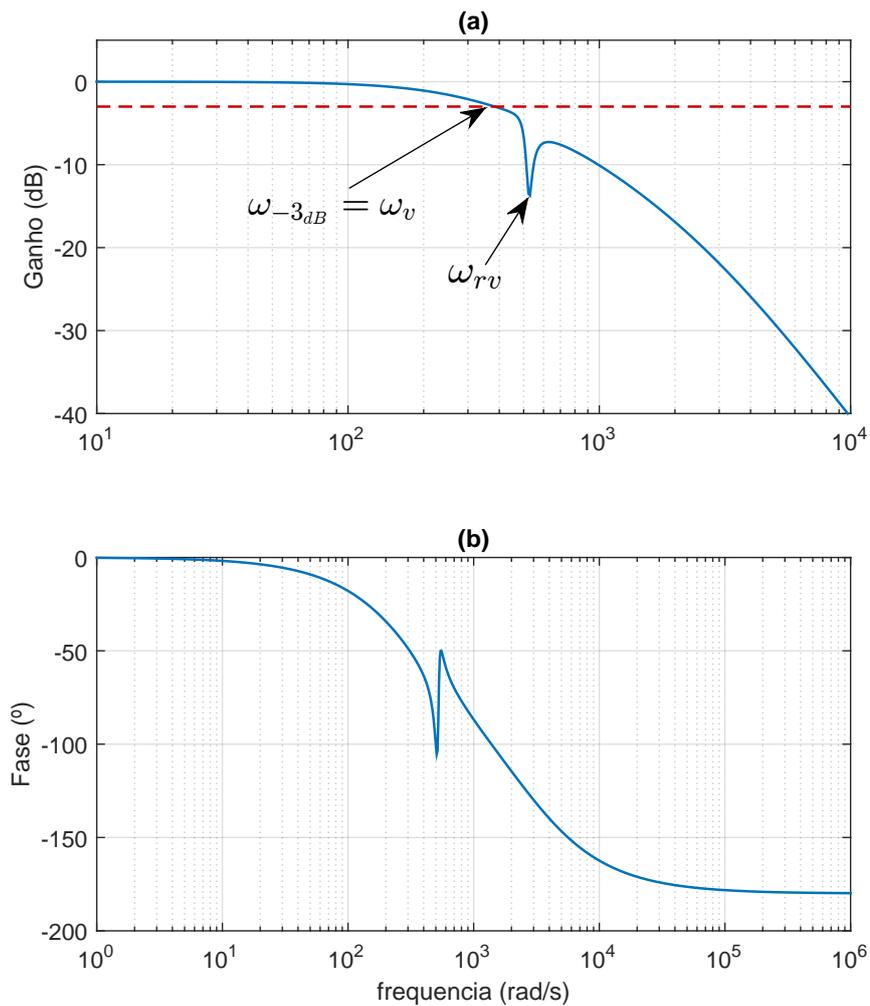


Figura 3.12: Resposta em frequência do sistema de controle de tensão em malha fechada. Módulo do ganho em dB com o efeito da ressonância em ω_{rc} (a) e fase em graus (b).

3.3 Análise de Estabilidade

O estudo do projeto dos reguladores do controle em cascata das seções anteriores mostrou que dado um critério de projeto para escolha dos parâmetros ω_c e ω_v é possível obter a largura de banda desejada do sistema em malha fechada tanto para o controle de corrente quanto para o controle de tensão.

Três questões surgem destas análises: o quanto que a amplitude da ressonância nas frequências ω_{rc} e ω_{rv} é afetada pela escolha dos parâmetros ω_c e ω_v , quais são os limites da estabilidade do sistema com esta proposta de controle e qual a capacidade do regulador de tensão no que diz respeito à rejeição de perturbações de carga. A seguir, essas questões serão tratadas mostrando as limitações desta técnica.

3.3.1 Efeito da largura de banda nos modos de vibração da malha de controle de corrente

Os modos de vibração complexos observados anteriormente afetam o sistema em malha fechada de corrente quando se utiliza o controle linear apresentado na figura 3.5. A ressonância, na frequência ω_{rc} , observada anteriormente (figura 3.8) pode ser vista na figura 3.13.

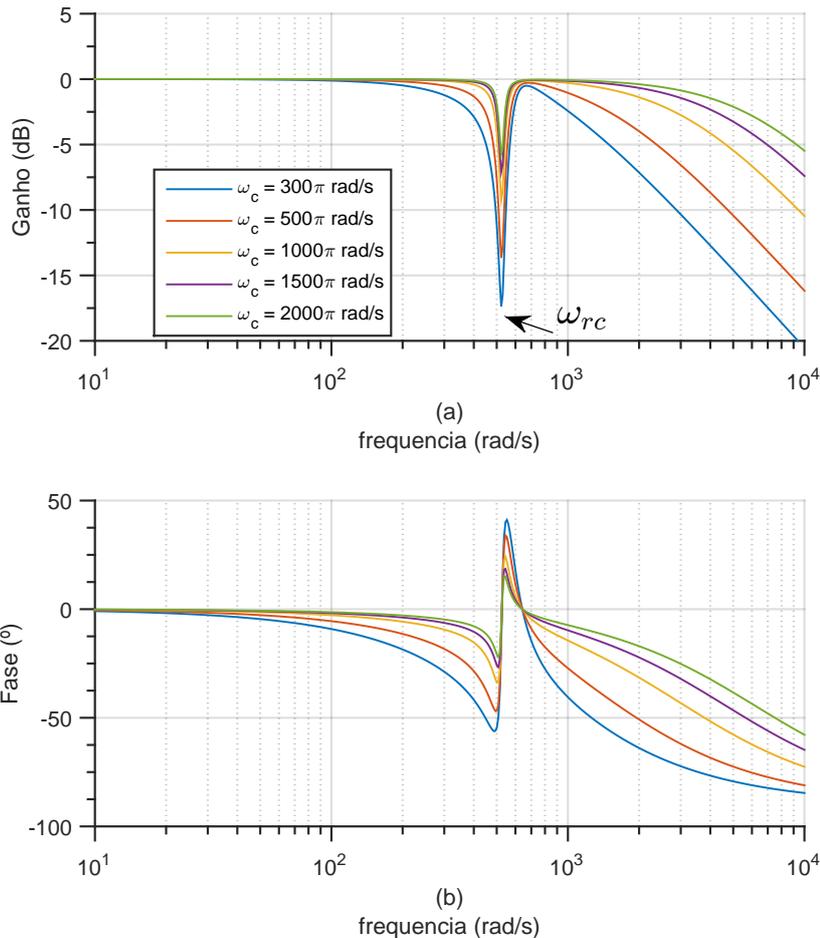


Figura 3.13: Resposta em frequência do sistema de controle de corrente em malha fechada para diversos valores de largura de banda ω_c . Módulo do ganho em dB com o efeito da ressonância em ω_{rc} (a) e fase em graus (b).

Neste caso são utilizados diversos valores de ω_c e observa-se que à medida que valor de ω_c aumenta, a amplitude da ressonância na frequência ω_{rc} diminui. Isto ocorre, pois o objetivo de um regulador com largura de banda ω_c é manter o ganho da resposta em frequência do sistema em malha fechada o mais próximo de 0 dB ao longo da faixa de frequências inferior à ω_c . Dada um tamanho de faixa fixo para

uma determinada análise, o regulador é mais eficiente nesta função à medida que sua banda aumenta.

Isto ocorre, pois o objetivo de um regulador com largura de banda ω_c é manter o ganho da resposta em frequência do sistema em malha fechada o mais próximo de 0 dB ao longo da faixa de frequências inferior à ω_c . Dada um tamanho de faixa fixo para uma determinada análise, o regulador é mais eficiente nesta função à medida que sua banda aumenta.

Isto significa que a dinâmica da resposta ao degrau do sistema de controle de corrente apresenta um *overshoot* menor à medida que a ressonância em ω_{rc} é amortecida como pode ser visto na curva da figura 3.14 (a). Em (b) é mostrada a amplitude de ressonância em função do parâmetro ω_c .

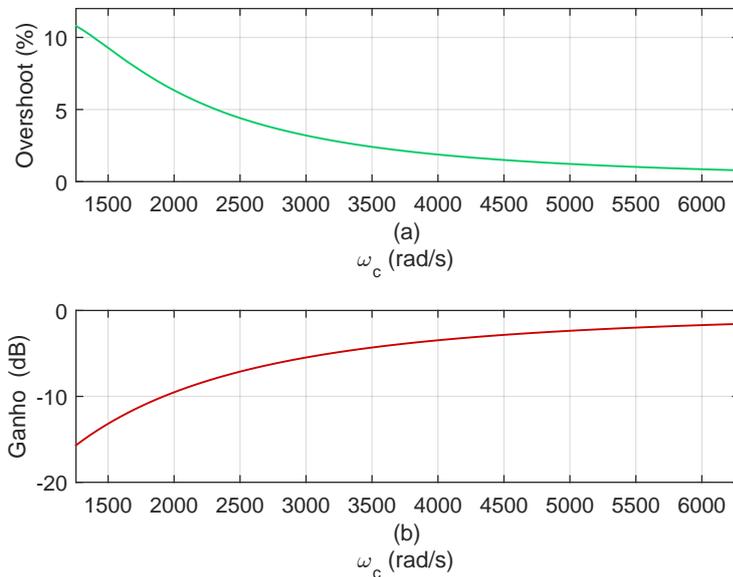


Figura 3.14: *Overshoot* percentual de corrente em função da largura de banda ω_c (a) e amplitude do ganho em dB do sistema de controle de corrente em malha fechada na frequência de ressonância ω_{rc} em função da largura de banda ω_c (b).

Outra observação importante quanto ao ajuste de controle proposto em (3.1) e (3.2) é mostrado na figura 3.15. A margem de fase do sistema de controle de corrente em malha fechada é mantida em valores muito próximos de 90° independente do parâmetro ω_c . Este alto valor de margem de fase é uma das grandes vantagens da utilização da metodologia [76].

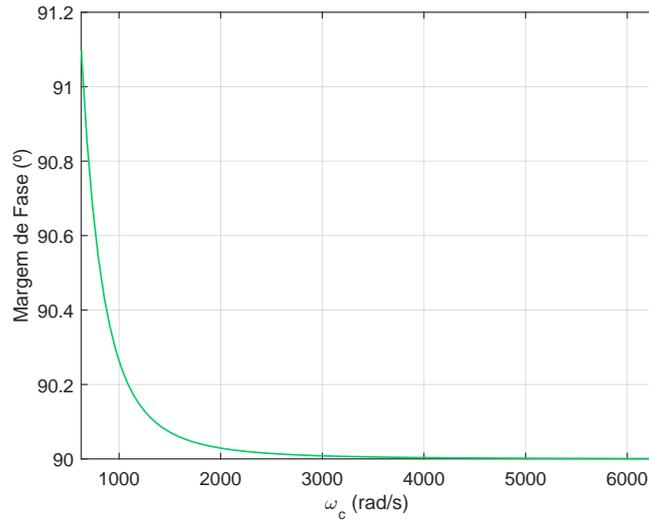


Figura 3.15: Margem de fase do sistema de controle de corrente em malha fechada em função da largura de banda ω_c .

3.3.2 Efeito da largura de banda nos modos de vibração da malha de controle de tensão

O mesmo efeito observado na seção anterior pode ser visualizado na figura 3.16. Nela, a amplitude da ressonância na frequência ω_{rv} também é reduzida com o aumento do valor de ω_v .

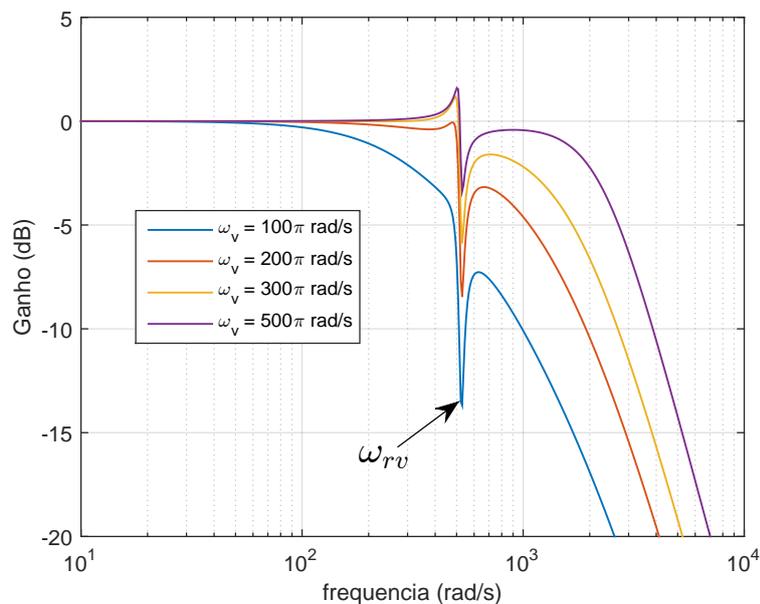


Figura 3.16: Resposta em frequência do sistema de controle de tensão em malha fechada para diversos valores de largura de banda ω_v . Módulo do ganho em dB com o efeito da ressonância em ω_{rc} (a) e fase em graus (b).

No entanto, para valores maiores de ω_v , começa-se a aparecer outro pico de ressonância, o que influencia no *overshoot* de tensão. A curva deste *overshoot* em função do parâmetro ω_v é mostrado na figura 3.17 (a). Observa-se que em determinado ponto (a partir de 1600 rad/s) mesmo com a diminuição da amplitude de ressonância na frequência ω_{rv} (figura 3.16 (b)), o *overshoot* de tensão cresce.

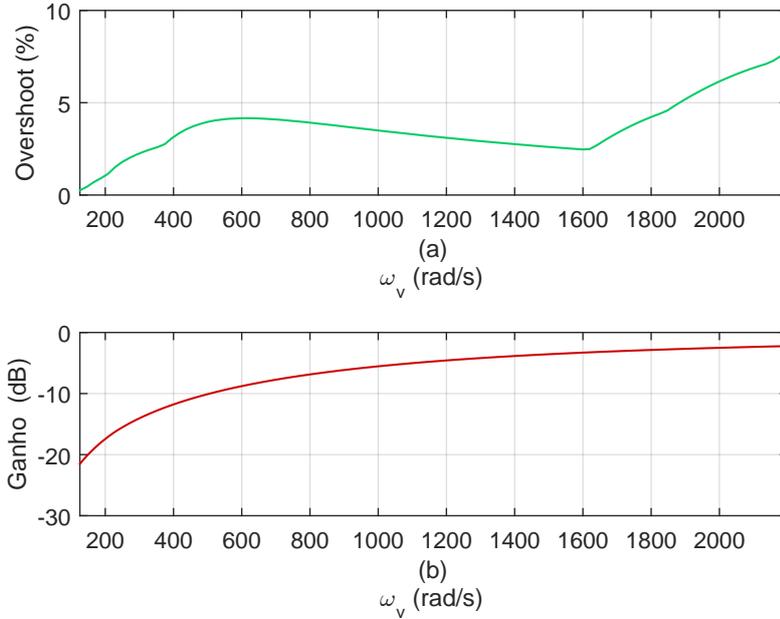


Figura 3.17: *Overshoot* percentual da tensão de saída em função da largura de banda ω_v (a) e amplitude do ganho em dB do sistema de controle de corrente em malha fechada na frequência de ressonância ω_{rv} em função da largura de banda ω_v (b).

Quanto à margem de fase do sistema de controle de corrente, observa-se que para baixos valores de ω_v , altos valores de margem de fase são obtidos, mas são rapidamente reduzidos à medida que ω_v aumenta.

Comportamento semelhante ao descrito sobre o *overshoot* de tensão (figura 3.17 (a)) pode ser visualizado na figura 3.18, onde uma inflexão na curva da margem de fase é observada em torno da frequência $\omega_v = 1500 \text{ rad/s}$.

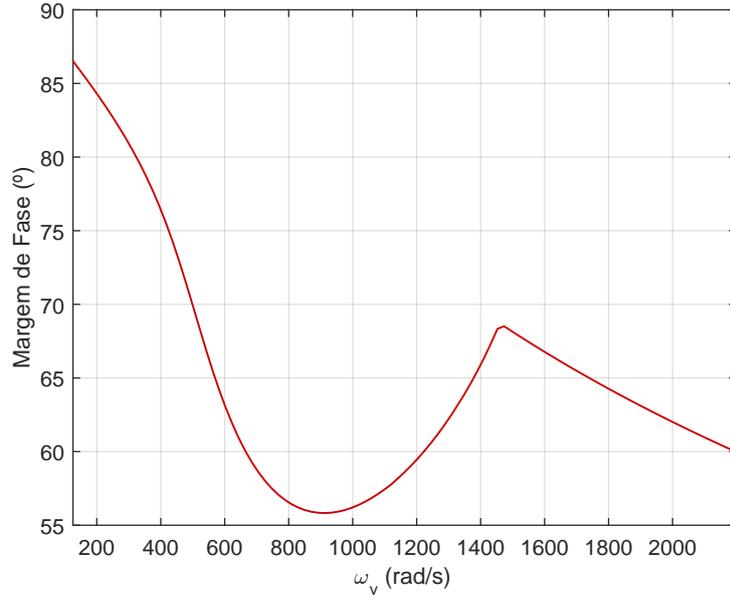


Figura 3.18: Margem de fase do sistema de controle de tensão em malha fechada em função da largura de banda ω_v .

De fato, a boa prática de controle recomenda que em topologias de controle em cascata se respeite o critério apresentado em (3.4). Porém, caso seja necessário violá-lo, com o intuito de tornar malha de controle de tensão mais rápida, é necessário levar em consideração os efeitos discutidos nesta seção (figura 3.15, 3.16 e 3.18).

3.3.3 Efeito da perturbação de carga

Uma importante questão associada ao regulador de tensão é o quão rápido este controlador é capaz de rejeitar uma perturbação de carga. A figura 3.19 mostra o modelo utilizado para estudar o efeito desta perturbação na tensão de saída v_c considerando os ganhos do regulador de tensão K_{pv} e K_{iv} .

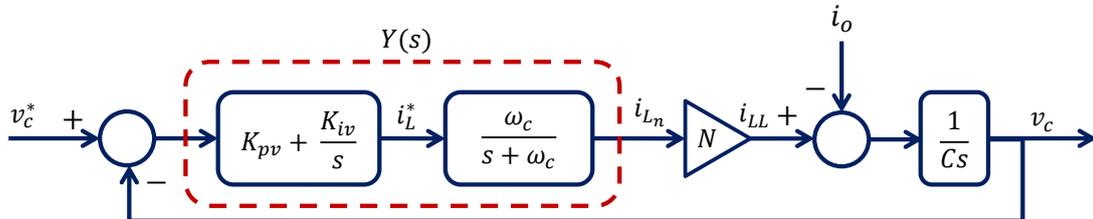


Figura 3.19: Modelo linear do sistema de controle de tensão para análise do efeito das perturbações de carga.

Considere, como mostrado na figura 3.19 que a resposta em malha fechada do controle de corrente e o regulador de tensão sejam observados para essa análise como uma função de transferência $Y(s)$.

$$Y(s) = \left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right) \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (3.7)$$

Baseado na figura 3.19 e utilizando (3.7), pode se obter a função de transferência de malha fechada (3.9) que relaciona a perturbação de carga $I_o(s)$ com a tensão de saída $V_c(s)$:

$$\frac{V_c(s)}{I_o(s)} = \frac{\frac{1}{Cs}}{1 + N \frac{Y(s)}{Cs}} \quad (3.8)$$

simplificando(3.8), tem-se:

$$\frac{V_c(s)}{I_o(s)} = \frac{1}{Cs + NY(s)} \quad (3.9)$$

substituindo (3.7) em (3.9) e fazendo as manipulações algébricas adequadas, tem-se:

$$\frac{V_c(s)}{I_o(s)} = \frac{s(s + \omega_c)}{Cs^3 + C\omega_c s^2 + N\omega_c K_{pv} s + N\omega_c K_{iv}} \quad (3.10)$$

Substituindo (3.5) e (3.6) em (3.10), obtém-se:

$$\frac{V_c(s)}{I_o(s)} = \frac{s(s + \omega_c)}{Cs^3 + C\omega_c s^2 + C\omega_c \omega_v s + \frac{\omega_c \omega_v}{R_c}} \quad (3.11)$$

Através da função de transferência (3.11) pode se analisar o quanto a perturbação $I_o(s)$ afeta a tensão de saída $V_c(s)$ utilizando os ajuste dos ganhos propostos em (3.1),(3.2),(3.4),(3.5) e (3.6).

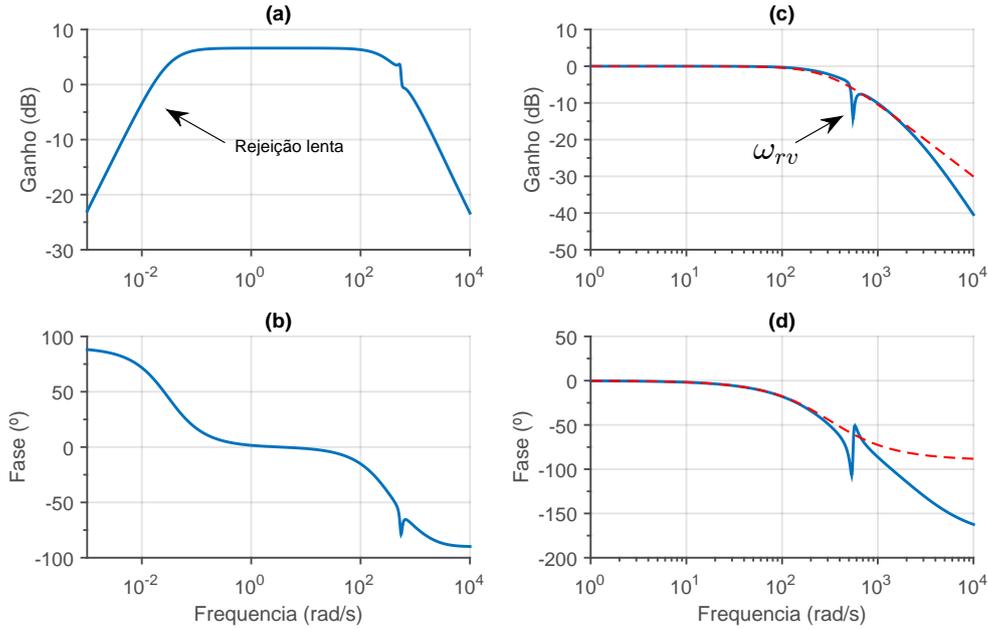


Figura 3.20: Resposta em frequência da rejeição de perturbação de carga do controle de tensão: ganho em dB(a) e fase em graus(b). Resposta em frequência do sistema de controle de tensão: ganho em dB(a) e fase em graus(b).

A figura 3.20 apresenta a resposta em frequência da função de transferência (3.9). Observa-se em (a) que o caráter de rejeição da perturbação $I_o(s)$ utilizando os ganhos da metodologia proposta em [76] só é efetivo para frequências muito baixas (abaixo de 0.1 rad/s). Isso significa que o controle externo de tensão é muito lento para rejeitar perturbações de carga.

Em (c) e (d) é mostrada a resposta em frequência do controle de tensão em malha fechada (azul) e a resposta em frequência desejada (vermelho) com a largura de banda ω_v . Observa-se que a largura de banda do sistema em malha fechada está de acordo com o critério de projeto definido. No entanto, ele apresenta um comportamento ressonante na frequência ω_{rv} devido ao efeito dos polos complexos da malha de corrente. Esse efeito voltará a ser discutido no capítulo sobre análise de estabilidade.

A figura 3.21 mostra o afundamento na tensão de saída v_c devido a uma perturbação de carga de 1 pu . O tempo que o regulador de tensão leva para rejeitar a perturbação e recolocar o sistema na tensão nominal é de 100 segundos.

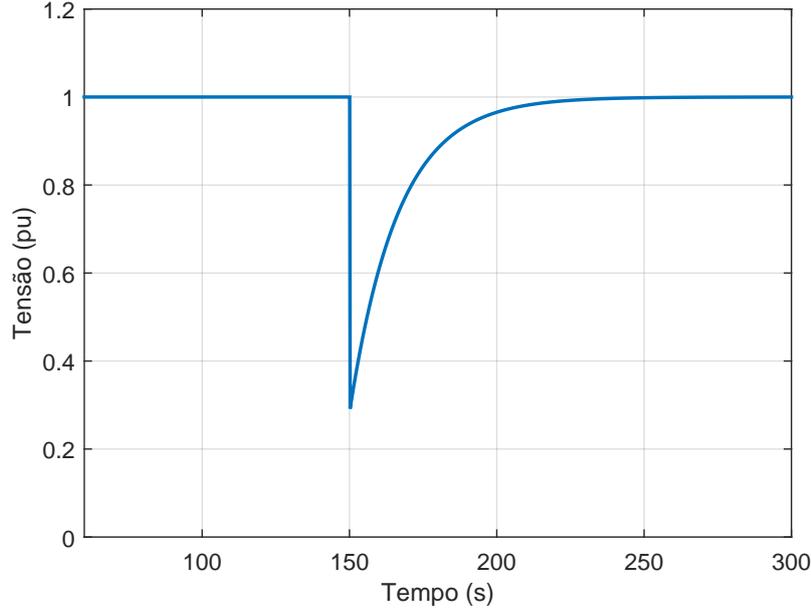


Figura 3.21: Afundamento de tensão devido a uma perturbação de carga em degrau de 1 pu.

Além disso, o afundamento de tensão observado é de 0.7 pu o que é inviável do ponto de vista prático. Isso demonstra que o ajuste do regulador de tensão utilizando o método proposto em [76] é completamente inviável, pois a capacidade de rejeitar perturbações é muito lenta. Destes problemas, podem-se enumerar três alternativas de soluções: a primeira seria aumentar a inércia capacitiva do conversor. Essa abordagem levaria a um afundamento de tensão menor. No entanto, isso implicaria no aumento do custo conversor, além do fato de não influenciar no péssimo tempo de resposta. A segunda alternativa seria aumentar o ganho integral do regulador de tensão de tal forma a aumentar a banda de rejeição da figura 3.20 (a). Porém, isso significaria um descompromisso com a largura de banda (ω_v) do sistema de controle em malha fechada. Para isso, propõe-se uma modificação no ganho integral K_{iv} relacionando-o com o ganho proporcional K_{pv} segundo um fator γ :

$$K_{iv} = \gamma \frac{C\omega_v}{N} \quad (3.12)$$

Aplicando (3.12) e (3.5) em (3.10), tem-se:

$$\frac{V_c(s)}{I_o(s)} = \frac{s(s + \omega_c)}{Cs^3 + C\omega_c s^2 + C\omega_c \omega_v s + C\omega_c \omega_v \gamma} \quad (3.13)$$

Os polos da função de transferência (3.13) são invariantes com relação ao valor de capacitância e ao numero de fases, dependendo apenas do parâmetro γ , visto que tanto ω_c quanto ω_v já foram determinados anteriormente. A partir da equação

(3.14) pode ser realizado um estudo sobre efeito de γ e, portanto, o efeito de K_{iv} nos polos da função de transferência (3.13).

$$s^3 + \omega_c s^2 + \omega_c \omega_v s + \omega_c \omega_v \gamma = 0 \quad (3.14)$$

O *root-locus* da função de transferência (3.13) em função do parâmetro γ é apresentado na figura 3.22.

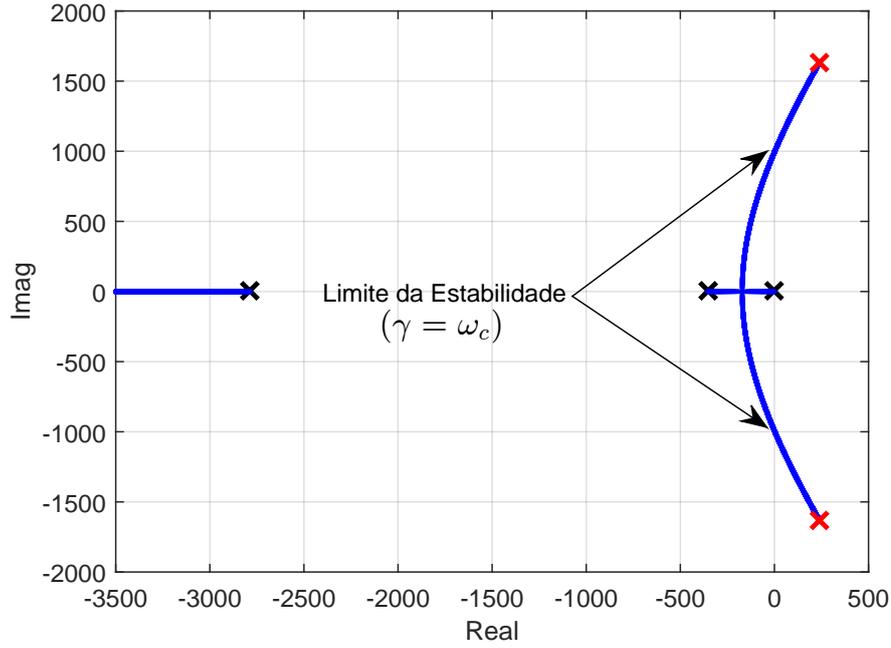


Figura 3.22: *Root-Locus* da função de transferência de malha fechada da perturbação de carga em função do parâmetro γ .

Nela observa-se que o sistema se torna instável para valores de γ maiores que ω_c . Este ganho limite pode ser matematicamente observado utilizando $\gamma = \omega_c$ em (3.14).

$$s^3 + \omega_c s^2 + \omega_c \omega_v s + \omega_c^2 \omega_v = 0 \quad (3.15)$$

Fazendo as substituições algébricas adequadas em 3.15, obtém-se:

$$(s + \omega_c)(s^2 + \omega_v \omega_c) = 0 \quad (3.16)$$

A equação (3.16) mostra que ao utilizar o ganho $\gamma = \omega_c$ os polos da função de transferência (3.13) são:

$$p_1 = -\omega_c \quad (3.17)$$

$$p_{2,3} = \pm j\sqrt{\omega_v \omega_c} \quad (3.18)$$

A parte real dos polos conjugados $p_{2,3}$ é zero o que demonstra matematicamente

que o ganho limite ($\gamma = \omega_c$) faz com que os polos complexos estejam sobre o eixo imaginário, ou seja, no limite da estabilidade.

As figuras 3.23 e 3.24 mostram a dinâmica da tensão de saída devido a uma perturbação de 1 pu de carga, utilizando diferentes valores de γ . Na figura 3.23 a rejeição da perturbação de carga se torna muito mais rápida do que observado anteriormente, à medida que parâmetro γ aumenta. Contudo, o afundamento de tensão se mostra inalterado.

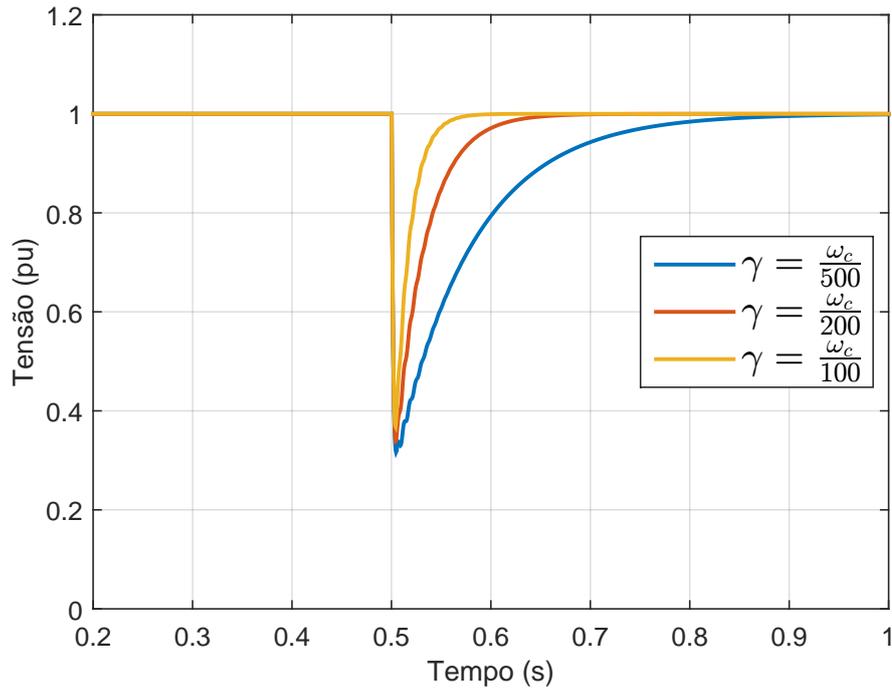


Figura 3.23: Efeito do parâmetro γ no afundamento da tensão de saída devido à perturbação de carga em degrau de 1 pu.

Para diminuir o afundamento de tensão é necessário elevar ainda mais o ganho γ como mostrado na figura 3.24. Porém, ao fazê-lo, a resposta a uma perturbação de carga se torna cada vez mais oscilatória. Isto ocorre devido ao fato de que os polos de malha fechada da função de transferência (3.13) estão localizados na região mais próxima do eixo imaginário no root-locus da figura 3.22.

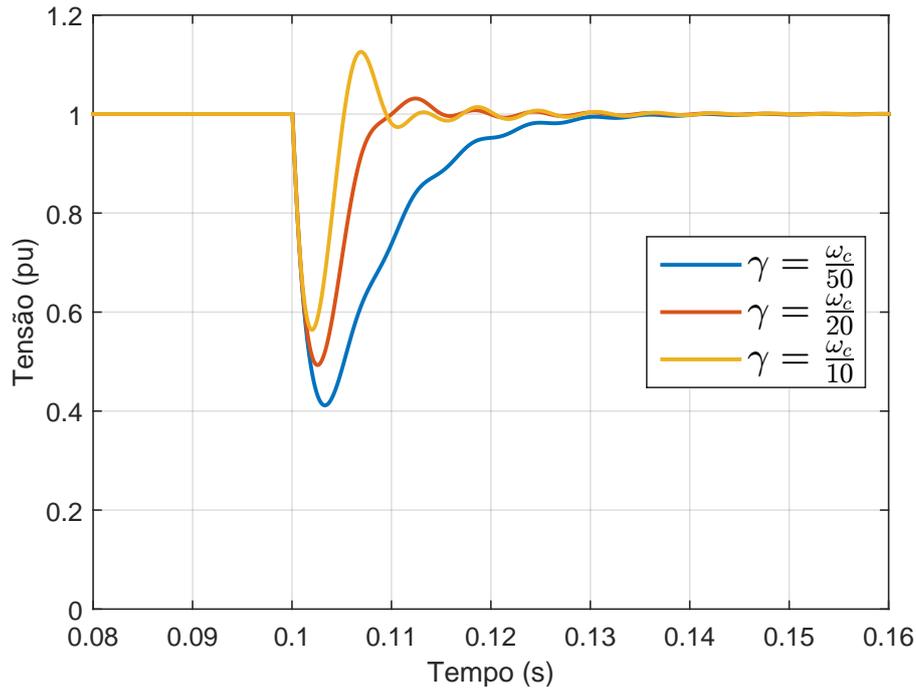


Figura 3.24: Efeito do parâmetro γ nas oscilações durante o afundamento da tensão de saída devido à perturbação de carga em degrau de $1 pu$.

A comparação entre as respostas no domínio da frequência da rejeição do controle de tensão perante perturbações de carga pode ser visualizada na figura 3.25 (a) e (b). Em (a) a curva verde (rejeição lenta) é a resposta em frequência com o ajuste do ganho integral proposto em (3.6). Já a curva em azul (rejeição rápida) é a resposta em frequência utilizando o ganho (3.12) com o parâmetro $\gamma = \frac{\omega_c}{50}$ conforme mostrado na figura 3.23 (curva em azul).

A resposta em frequência do sistema de controle de tensão em malha fechada utilizando o ganho (3.12) com o mesmo valor de γ é mostrado (curva em azul) na figura 3.25 (c) e (d). A curva tracejada mostra a resposta desejada do sistema e a diferença entre a largura de banda desejada e a obtida ($\Delta\omega$) é de $141 rad/s$. Note também que, a ressonância em ω_{rv} continua presente mesmo com a modificação do ganho K_{iv} .

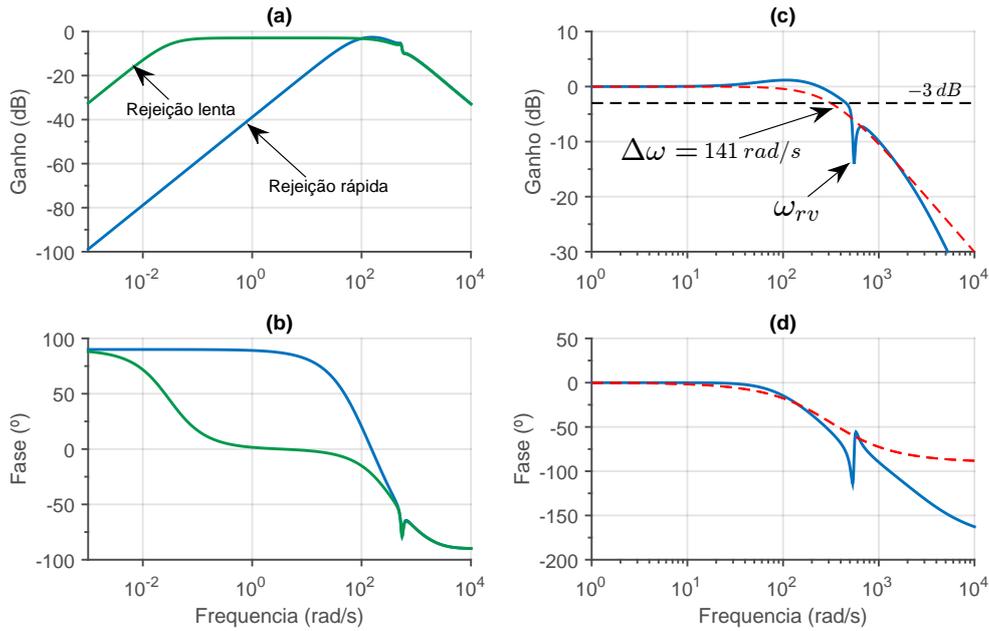


Figura 3.25: Comparação entre as respostas em frequência da rejeição de perturbação de carga do controle de tensão para os ajustes de ganho integral: ganho em dB (a) e fase em graus (b). Efeito do ganho integral proposto na resposta em frequência do sistema de controle de tensão: ganho em dB (a) e fase em graus (b).

A terceira alternativa para superar o problema da rejeição de perturbações de carga é justamente retirar este objetivo de controle do regulador de tensão. Isto significa que ele deverá apenas seguir uma referência de tensão de saída com erro nulo e com a largura de banda desejada.

Para isso, é necessário que o esforço de controle para rastrear a parcela de referência de corrente, que é devida à perturbação de carga, seja fornecido por outra malha de controle. É a partir desta alternativa que surge a solução da malha de controle *feedforward* que será apresentada no próximo capítulo.

3.4 Conclusão do Capítulo

Embora as aproximações feitas simplifiquem o modelo conversor, o projeto de controle proposto se mostrou válido no que diz respeito à largura de banda do sistema em malha fechada tanto para o regulador de corrente quanto para o regulador de tensão. Entretanto, esta estratégia de controle apresentada na figura 3.3 não tem boa capacidade de rejeitar perturbações de carga, além de ser sensível ao efeito dos polos complexos de (2.17).

O efeito de acoplamento dos ciclos de trabalho nas correntes de fase mostrado na equação (2.18) também não é rejeitado nesta abordagem. O tempo de resposta para rejeitar perturbações de carga é melhorado de forma significativa utilizando a alternativa proposta em (3.12), porém o afundamento de tensão não foi diminuído.

Capítulo 4

Controle com Retroalimentação de Estado Adaptativa e Malha Feedforward

Neste capítulo são propostas duas modificações no controle linear clássico de conversores *interleaved* com o objetivo de melhorar a resposta dos sistema perante perturbações de carga e perturbações de tensão de entrada. Os efeitos destas malhas adicionais no desacoplamento das ações de controle de cada fase e nas frequências de ressonância, relacionadas aos modos de vibração complexos são discutidos.

4.1 Estado da Arte do Controle Adaptativo de Conversores *Interleaved*

Embora as técnicas de controle linear revisadas no capítulo anterior [42, 51, 56–60, 62, 63, 63–65, 67, 68, 71–75] tenham bom desempenho no que se refere a rastrear uma referência, seja ela de tensão ou de corrente, e até mesmo algumas apresentam a capacidade de garantir a igual distribuição de carga entre as fases do conversor [63, 67, 68, 71–75], os trabalhos citados não focam seus estudos no desempenho das estratégias de controle perante perturbações de carga. De fato, como foi mostrado no capítulo anterior, a estratégia de controle clássica tem um desempenho ruim para rejeitar estas perturbações.

Alguns trabalhos têm abordado esta questão através da utilização de técnicas de controle adaptativo [66, 69]. Em [66] é proposta uma estratégia que tem por objetivo garantir a robustez do controle de tensão perante variações de carga resistiva em aplicações de fontes reguladas de baixa tensão. Para isso utiliza-se uma técnica para a estimação da resistência. Também foram considerados os efeitos de variações de resistências que para a aplicação estudada são bastante relevantes, pois causam quedas de tensão significativas. Contudo a lei de controle adaptativa apresentada é extremamente complexa. Os resultados apresentados mostraram que para variações de carga em degrau de 20 A para 100 A o afundamento de tensão foi de 5%.

Em [69], o mesmo autor de [66] apresenta uma técnica de controle adaptativo por modos deslizantes em conversores *interleaved* para aplicações de células combustíveis. Uma abordagem semelhante quanto à estimação da carga foi adotada. A complexidade da lei de controle é ainda maior do que apresentada em [66], pois envolve a utilização de diversos parâmetros lineares para o projeto do controle. Os resultados apresentados para um conversor de 3 fases mostraram que para variações de carga em degrau de 20 A para 40 A o afundamento da tensão de saída foi de pouco menos de 20%.

4.2 Proposta de Controle Linear Aprimorado

A incapacidade de rejeitar perturbações vistas na estratégia de controle da seção anterior foi a motivação principal da proposta de controle que será mostrada na figura 4.1. Nela, são adicionadas duas malhas de controle na estratégia de controle linear clássica abordada no capítulo anterior.

A primeira, tem por objetivo rejeitar os efeitos da corrente de carga no controlador de tensão através da implementação de uma malha *feedforward*.

A segunda, consiste de uma malha de retroalimentação de estado adaptativa para suprimir totalmente o efeito dos polos complexos (2.17) na resposta do controle de

corrente. Além disso, esta malha adaptativa apresenta a capacidade de rejeitar perturbações da tensão de entrada. A tabela 4.1 mostra os parâmetros do conversor utilizados nos estudos apresentados neste capítulo.

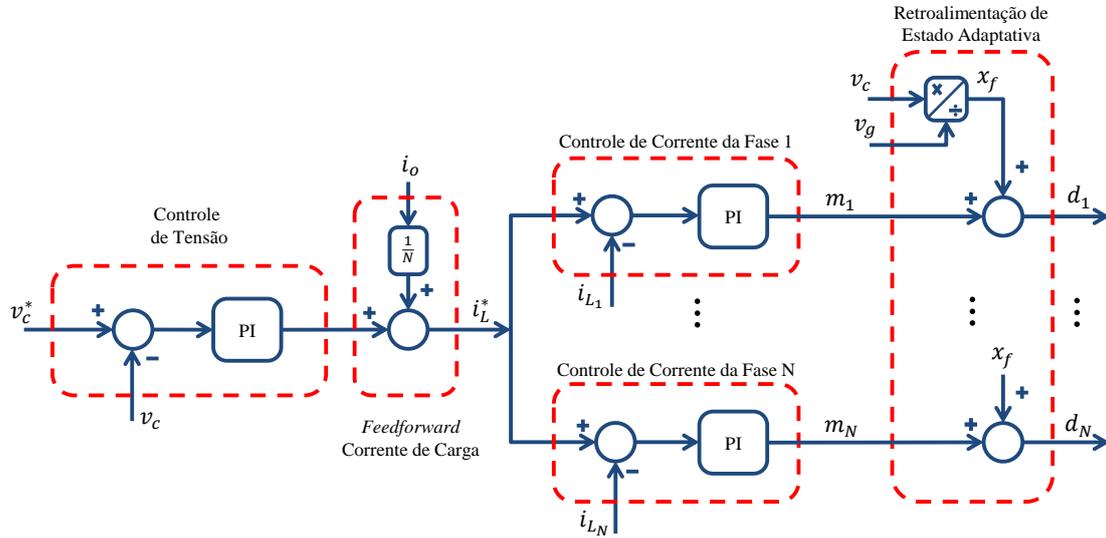


Figura 4.1: Diagrama do controle proposto com a malha *feedforward* e a malha de retroalimentação adaptativa de estado.

O dimensionamento do filtro do conversor *interleaved* é apresentado no Apêndice A.

Tabela 4.1: Parâmetros do conversor para o projeto de controle adaptativo com malha *feedforward*.

Potência Nominal (P_{base})	150 kW
Corrente Nominal (I_{base})	333 A
Tensão de Saída Nominal (V_{base})	450 V
Tensão de Entrada Nominal (V_g)	980 V
Resistência de Fase (R)	0.05 Ω
Indutância de Fase (L)	2.0 mH
Capacitância do Elo CC (C)	3.3 mF
Número de Fases (N)	3
Frequência de Chaveamento (f_s)	5 kHz

4.2.1 Malha de controle *feedforward*

A função do controlador externo é prover uma referência de corrente de fase (i_L^*) para os controladores de corrente de tal forma a garantir que em regime permanente o erro de tensão seja nulo. O valor de corrente de referência que este controlador precisa rastrear é justamente o valor da corrente de carga i_o dividido igualmente pelo número de fases N assim como é mostrado na figura 4.2.

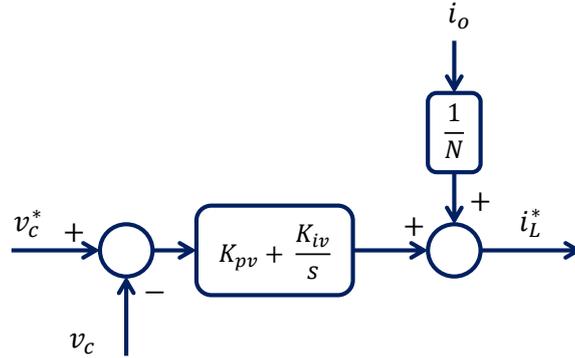


Figura 4.2: Modelo linear do regulador de tensão com a adição da malha *feedforward*.

Esta técnica faz com que o esforço de controle do regulador de tensão não precise rastrear o valor desta corrente de carga permitindo assim uma significativa melhora na resposta dinâmica do sistema quando submetido a perturbações de carga. A relação entre o desempenho desta e da técnica mostrada na seção anterior será discutida no próximo capítulo.

4.2.2 Malha de retroalimentação de estado adaptativa

No capítulo 2 foi discutido o efeito da diminuição dos modos de vibração nas correntes de fase à medida que se aumentava o número de fases do conversor. Porém, o efeito dos polos complexos na resposta do sistema em malha fechada não pode ser totalmente descartado como foi mostrado no diagrama de bode da figura 3.8 no capítulo anterior.

A natureza destes polos é determinada a partir da equação do modelo (2.2). Nela, o efeito da dinâmica da tensão de saída (v_c) é a responsável pelo surgimento destes modos de vibração e, portanto, se a lei de controle for capaz de compensar o efeito da tensão de saída v_c , esses modos de vibração poderiam ser parcialmente ou, até mesmo, totalmente suprimidos através da ação de controle. É a partir desta ideia que se propõe a retroalimentação de estado de forma a viabilizar esta compensação conforme mostrado na figura 4.3. Nela, é observado que o estado do v_c , chamado de tensão de saída, é retroalimentado na entrada com um ganho K_f .

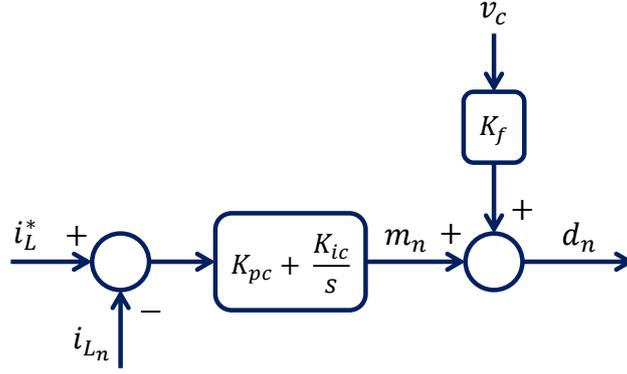


Figura 4.3: Modelo linear do regulador de corrente de fase com a adição da malha de retroalimentação de estado.

Considere o ciclo de trabalho de cada fase composto de duas partes (4.2), uma responsável pela atuação devido à ação do regulador de corrente (m_n) e outra parcela x_f que deverá suprimir o efeito de v_c na equação do modelo das correntes de fase (2.2). Esta equação é repetida em (4.1) para facilitar a leitura.

$$-d_n v_g + L_n \frac{di_{L_n}}{dt} + R_n i_{L_n} + v_c = 0 \quad (4.1)$$

$$d_n = x_f + m_n \quad (4.2)$$

Substituindo (4.2) em (4.1) tem-se:

$$-(x_f + m_n)v_g + L_n \frac{di_{L_n}}{dt} + R_n i_{L_n} + v_c = 0 \quad (4.3)$$

Utilizando a lei de controle por retroalimentação de estado (4.4), e escolhendo o ganho apropriado K_f , pode se obter compensação total do efeito da tensão de saída v_c nas correntes de fase i_{L_n} .

$$x_f = K_f v_c \quad (4.4)$$

A adaptabilidade desta lei de retroalimentação é devida ao fato de que à medida que ocorrerem perturbações na tensão de entrada, esta lei de controle irá compensá-las, utilizando o ganho K_f conforme (4.5).

$$K_f = \frac{1}{v_g} \quad (4.5)$$

Substituindo (4.5) em (4.3) e fazendo as manipulações algébricas adequadas obtêm-se o modelo equivalente da planta vista pelo controlador de corrente (4.6):

$$-m_n v_g + L_n \frac{di_{L_n}}{dt} + R_n i_{L_n} = 0 \quad (4.6)$$

Esta lei de controle adaptativa faz com que a dinâmica das correntes de fase não sofra mais influência da tensão de saída v_c conforme visto em (4.6).

Aplicando esta lei de controle no sistema de equações de estado modelado em (2.14), tem-se:

$$\mathbf{u} = \mathbf{m} + \mathbf{K}\mathbf{x} \quad (4.7)$$

Onde, \mathbf{u} é o vetor de entrada do sistema em malha aberta conforme definido no capítulo 2, \mathbf{m} é o novo vetor de entrada no qual as saídas dos controladores de corrente irão atuar e \mathbf{K} é a matriz de ganho de retroalimentação de estado definida como:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & \frac{1}{V_g} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Substituindo (4.7) em (2.14) , tem-se:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{m} + \mathbf{K}\mathbf{x}) + \mathbf{P}i_o \quad (4.9)$$

Fazendo as manipulações matriciais adequadas, obtém-se o sistema de equações diferenciais:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ \vdots \\ i_{L_N} \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_1}{L_1} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R_2}{L_2} & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \frac{-R_N}{L_N} & 0 \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & \dots & \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ \vdots \\ i_{L_N} \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_g & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & V_g \\ 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_1 \\ \vdots \\ m_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ \frac{-1}{C} \end{bmatrix} i_o \quad (4.10)$$

A partir do sistema de equações (4.10) é possível derivar as novas funções de transferência que governam a dinâmica do conversor visto pelo controlador de corrente.

A equação (4.11) mostra a função de transferência que descreve a dinâmica da corrente de fase em função da atuação de controle m_n .

$$\frac{I_{L_n}(s)}{m_n(s)} = \frac{V_g}{Ls + R} \quad (4.11)$$

Nesta forma, o projeto de controle pode ser realizado conforme mostrado em (3.1) e (3.2) com a certeza de que a planta na qual o esforço de controle m_n atuará é precisamente aquela mostrada em (4.11). E, de fato, os efeitos dos polos complexos são totalmente anulados.

$$\frac{I_{L_n}(s)}{m_k(s)} = 0 \quad (4.12)$$

Outra vantagem significativa desta lei de controle é o fato de que as correntes de fase não dependem mais das ações de controle das outras fases do sistema como mostrado em (4.12). Isto provoca um total desacoplamento entre os controladores.

4.3 Projeto dos Controladores

Na figura 4.4 é mostrado o sistema linear em malha fechada no domínio de *Laplace* com a lei de controle proposta. A partir deste sistema é possível realizar os estudos referentes ao projeto dos ganhos dos controladores e ao efeito da malha *feedforward*.

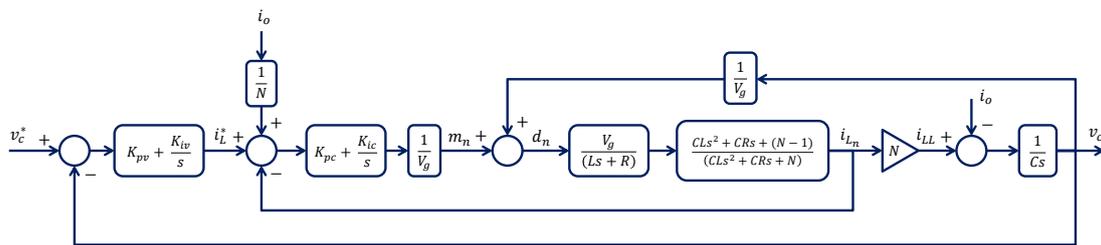


Figura 4.4: Modelo linear do sistema de controle proposto em malha fechada.

4.3.1 Projeto do regulador interno de corrente

O projeto do regulador interno de corrente com a retroalimentação adaptativa de estado se torna tão simples quanto o sistema em malha fechada mostrado na figura 4.5. Como demonstrado na seção anterior, a planta vista pelo controlador de corrente, quando utilizada a lei de controle (4.7), é a apresentada na figura. Assim, o ajuste dos ganhos K_{pc} e K_{ic} podem ser feitos conforme mostrado nas equações (3.1) e (3.2).

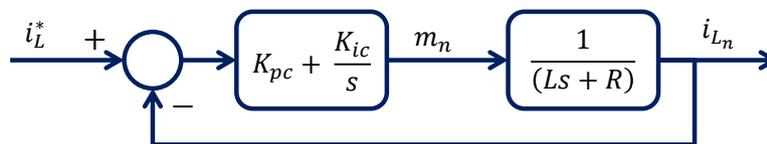


Figura 4.5: Modelo linear para o projeto de controle de corrente proposto.

Aplicando estes ganhos no modelo da figura 4.4 pode se obter a resposta em frequência do sistema de controle de corrente em malha fechada. Observa-se na figura 4.6 que os picos de ressonância presentes na estratégia de controle clássica estudada no capítulo anterior não são mais vistos neste caso. De fato, isto ocorre

por causa da anulação dos polos e zeros da função de transferência 2.17 devido à retroalimentação de estado.

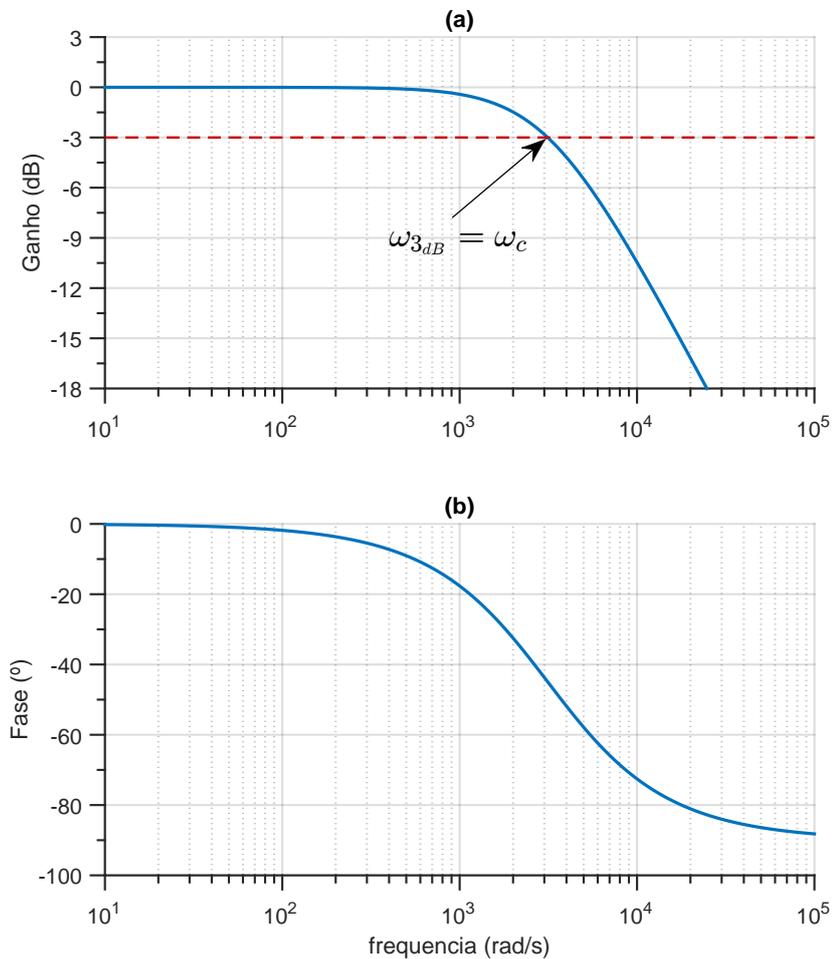


Figura 4.6: Resposta em frequência do sistema de controle de corrente em malha fechada com a lei de controle por retroalimentação de estado: módulo do ganho em dB (a) e fase em graus (b).

4.3.2 Projeto do regulador externo de tensão

O ajuste dos parâmetros do regulador de tensão neste caso é o mesmo do realizado em (3.4) e (3.5). Porém, devido à retroalimentação adaptativa, a resposta em malha fechada do sistema de controle de corrente se comporta exatamente como um filtro passa baixa com largura de banda ω_c como mostrado na figura 4.7.

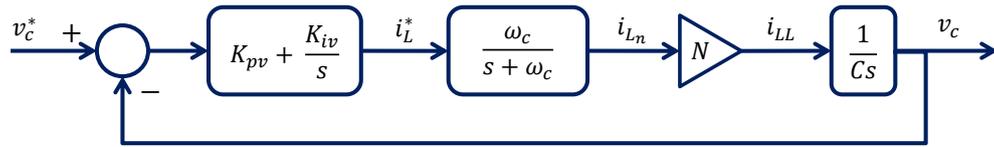


Figura 4.7: Modelo linear para o projeto de controle de tensão proposto.

A grande vantagem deste regulador de tensão com a adição da malha *feedforward* é o fato de que o ajuste do ganho integral proposto em (3.6) pode ser utilizado sem o problema da péssima performance perante perturbações de carga, observadas no capítulo anterior.

De fato, esta configuração de ganhos garante a largura de banda desejada (ω_v) do sistema de controle de tensão como mostrado na figura 4.8.

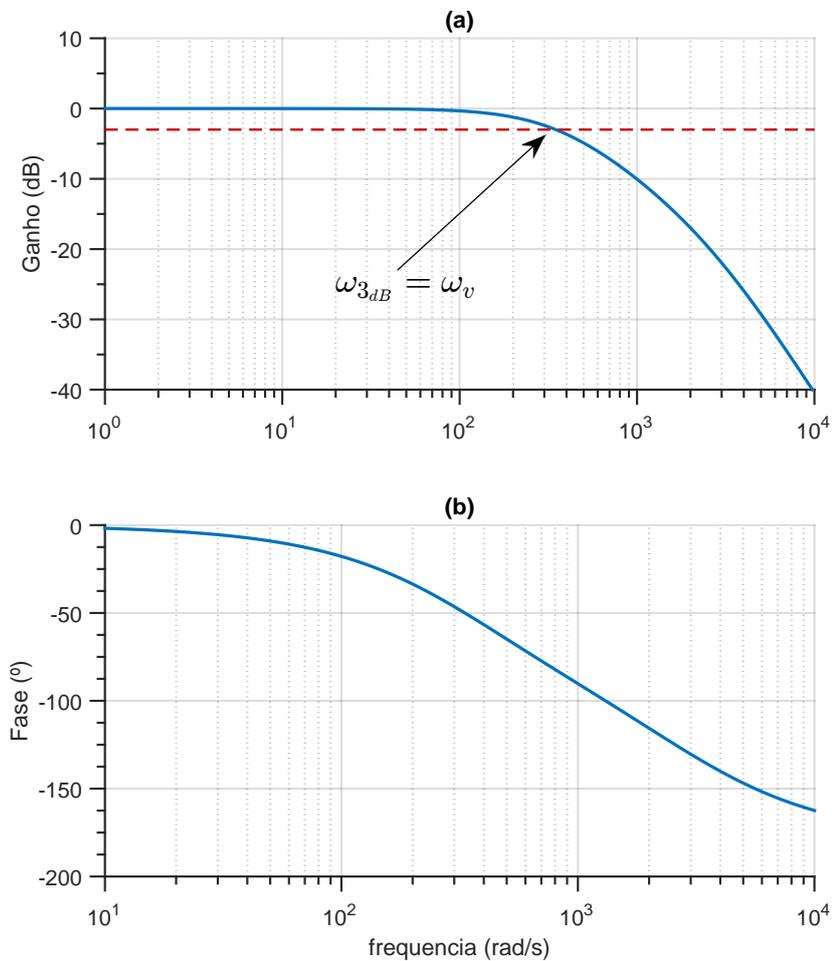


Figura 4.8: Reposta em frequência do sistema de controle de tensão em malha fechada com a lei de controle por retroalimentação de estado: módulo do ganho em dB (a) e fase em graus (b).

Nela observa-se que o efeito de ressonância que era presente na resposta em frequência da figura 3.20 não existe mais. Isto se deve ao fato de que antes o efeito dos modos de vibração complexos em (2.17) afetava a resposta tanto do sistema de controle de corrente quanto do de tensão. Com a retroalimentação de estado isto não mais ocorre.

4.4 Análise de Estabilidade

A seguir serão mostrados os efeitos das malhas de controle adicionais estudadas neste capítulo nas margens de fase das malhas de corrente e de tensão, na capacidade de rejeitar perturbações de tensão de entrada e na capacidade de rejeitar perturbações da corrente de carga.

4.4.1 Efeito da malha de retroalimentação de estado na margem de fase

A malha de retroalimentação de estado garante que para qualquer valor de largura de banda desejada ω_c e utilizando o ajuste de controle proposto em (3.1) e (3.2), o sistema de controle de corrente terá uma margem de fase de 90° (figura 4.9(a)) garantindo uma resposta ao degrau sem *overshoot* de corrente.

Quanto à margem de fase do sistema de controle de tensão, a figura 4.9(b) mostra que à medida que se utilizam valores maiores do parâmetro ω_c , ocorre uma elevação nesta margem para mesmos valores de ω_v .

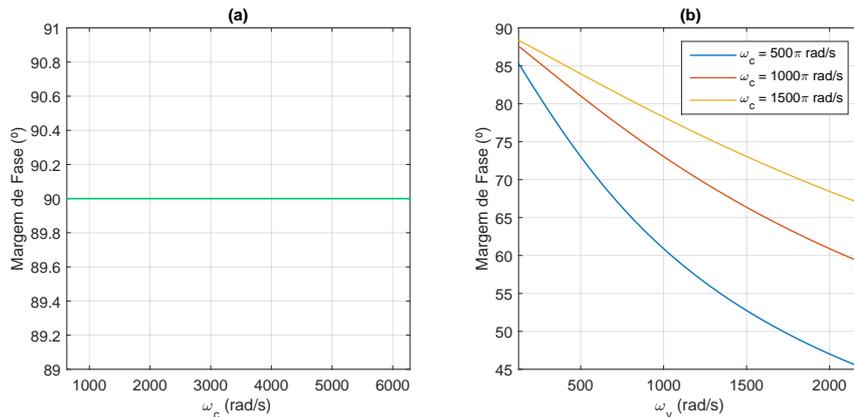


Figura 4.9: Margem de fase do sistema de controle de corrente proposto em função da largura de banda ω_c (a) e Margem de fase do sistema de controle de tensão proposto em função da largura de banda ω_v (b).

Além disso, o ponto de inflexão na margem de fase da malha de tensão mostrado no capítulo anterior não é observado neste caso, pois os polos e zeros complexos da

malha de corrente foram totalmente cancelados pela malha de retroalimentação de estado.

4.4.2 Efeito da malha de retroalimentação de estado adaptativa na rejeição de perturbação de tensão entrada

A figura 4.10 mostra o quanto à malha de retroalimentação adaptativa melhora o desempenho do sistema de controle quando submetido a variações na tensão de entrada. Em (a) é mostrado um afundamento de tensão de entrada de 25 %. O comportamento da tensão de saída perante este afundamento é observada em (b). A curva em vermelho mostra a dinâmica da tensão sem a malha de retroalimentação, ou seja, utilizando a estratégia de controle linear do estudada no capítulo 3. Em verde é mostrada a tensão de saída utilizando a retroalimentação de estado, porém com o ganho fixo (sem adaptabilidade). Por fim, em azul, observa-se o desempenho robusto do controle proposto devido ao fato de que o ganho adaptativo da malha de retroalimentação rastreia a variação da tensão de entrada e compensa os efeitos do afundamento.

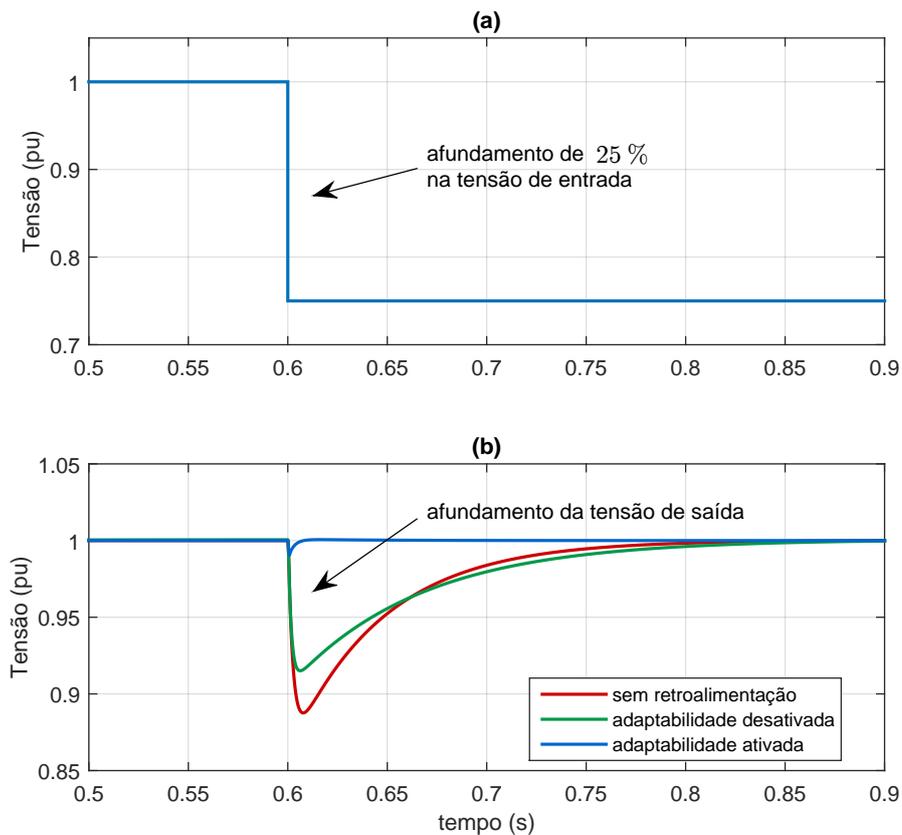


Figura 4.10: Comparação do desempenho dos controladores quanto ao afundamento da tensão de saída (b) devido à um afundamento da tensão de entrada (a).

Este desempenho robusto do controle é importante para a aplicação deste trabalho visto que a tensão de entrada do conversor *interleaved* sofrerá variações devido à variações de potência na microrrede CA. Esta questão voltará a ser discutida no capítulo 6.

4.4.3 Efeito da malha *feedforward*

O modelo linear utilizado para realizar as análises desta seção é mostrado na figura 4.11, o sistema de controle de corrente em malha fechada tem sua dinâmica precisamente descrita com uma função de transferência com banda passante ω_c .

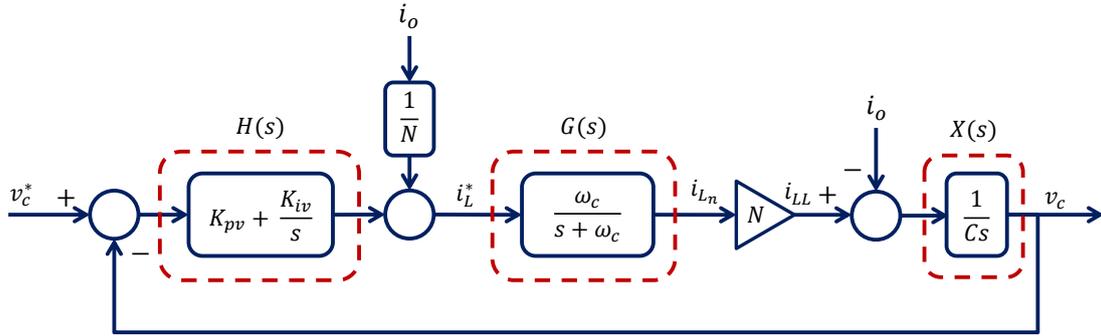


Figura 4.11: Modelo linear do sistema de controle proposto para análise do efeito da malha *feedforward*.

Através deste modelo é possível obter a função de transferência (4.13) que rege a resposta do sistema de controle de tensão em malha fechada perante perturbações de carga.

$$\frac{V_c(s)}{I_o(s)} = \frac{s}{Cs^3 + C\omega_c s^2 + N\omega_c K_{pv} s + N\omega_c K_{iv}} \quad (4.13)$$

Substituindo os ganhos do regulador de tensão propostos (3.5) e (3.6) em (4.13), tem-se:

$$\frac{V_c(s)}{I_o(s)} = \frac{s}{Cs^3 + C\omega_c s^2 + C\omega_c \omega_v s + \frac{\omega_c}{R_c}} \quad (4.14)$$

Percebe-se que a dinâmica regida por (4.14) é invariante ao número de fases. Além disso, observa-se apenas um zero na origem, ao contrário da função de transferência (4.13) que possui um outro zero posicionado em ω_c . Isto muda completamente os resíduos dos polos desta função de transferência. É esta mudança que faz com que o desempenho do sistema de controle se torne muito mais robusta perante perturbações de carga. A figura 4.12 apresenta a comparação, com respeito a rejeição de perturbações de carga, entre a técnica de controle linear estudada no capítulo 3, com os dois ajustes de ganho integral propostos ((3.6) e (3.12)), e a técnica proposta

neste capítulo com ambas as malhas de controle adicionais (malha *feedforward* e retroalimentação de estado). As curvas em verde e em azul mostram a resposta em frequência da função de transferência $\frac{V_c(s)}{I_o(s)}$ com os ganhos (3.6) e (3.12), respectivamente. Embora a curva em azul apresente uma resposta mais rápida em relação à curva verde, ambas são altamente sensíveis a variações de carga. Isso explica o afundamento de tensão abrupto observado nas figuras 3.21, 3.23 e 3.24. Já na curva em vermelho observa-se tanto a característica de rejeição mais rápida quanto uma baixa sensibilidade às variações de carga. Assim, a malha de controle de tensão se torna muito mais robusta, visto que o regulador de tensão não tem mais que rastrear a referência de corrente de carga.

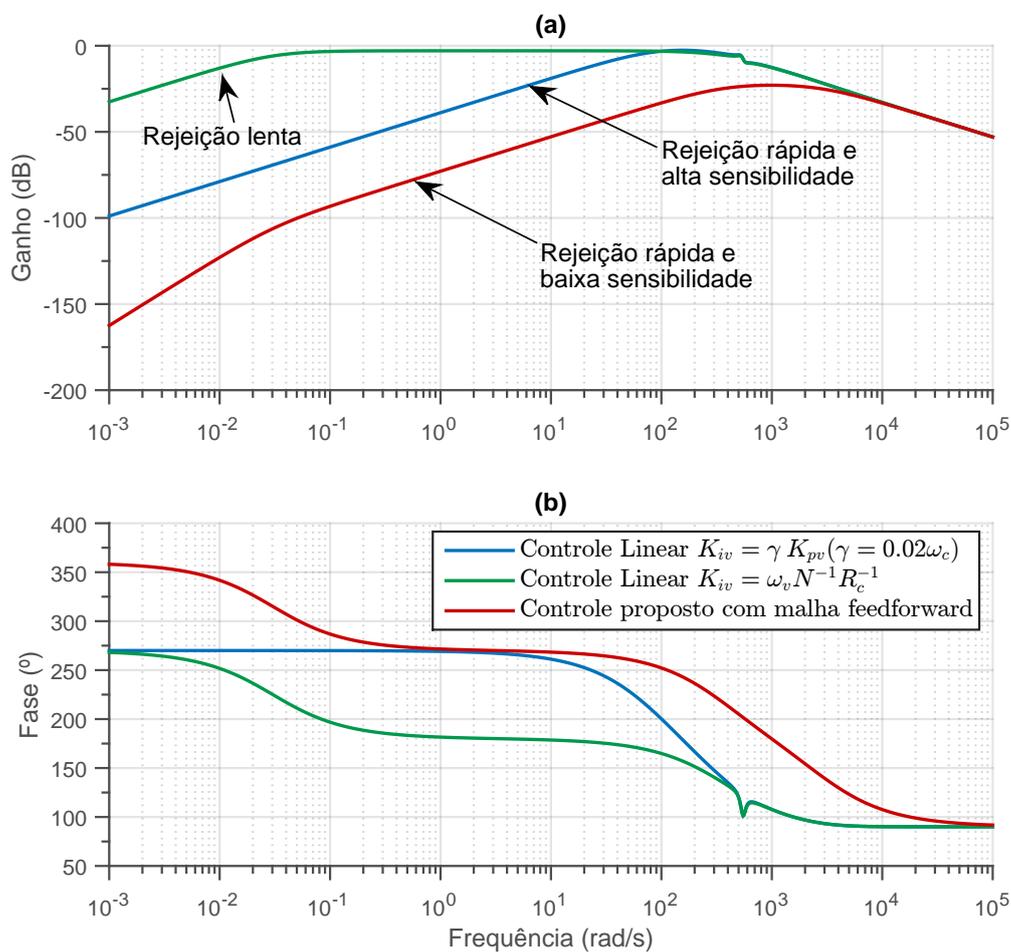


Figura 4.12: Comparação entre as respostas em frequência da rejeição de perturbação de carga do controle proposto e do controle linear: módulo do ganho em dB (a) e fase em graus (b).

A figura 4.13 mostra comparação das dinâmicas no domínio do tempo do controle

proposto neste capítulo e do controle linear (apresentado no capítulo 3) com o ajuste de controle (3.12). Observa-se que o controle proposto tem uma resposta temporal mais rápida para rejeitar a perturbação de 1 pu de carga e o afundamento de tensão é muito menor do que o do controle linear estudado no capítulo anterior.

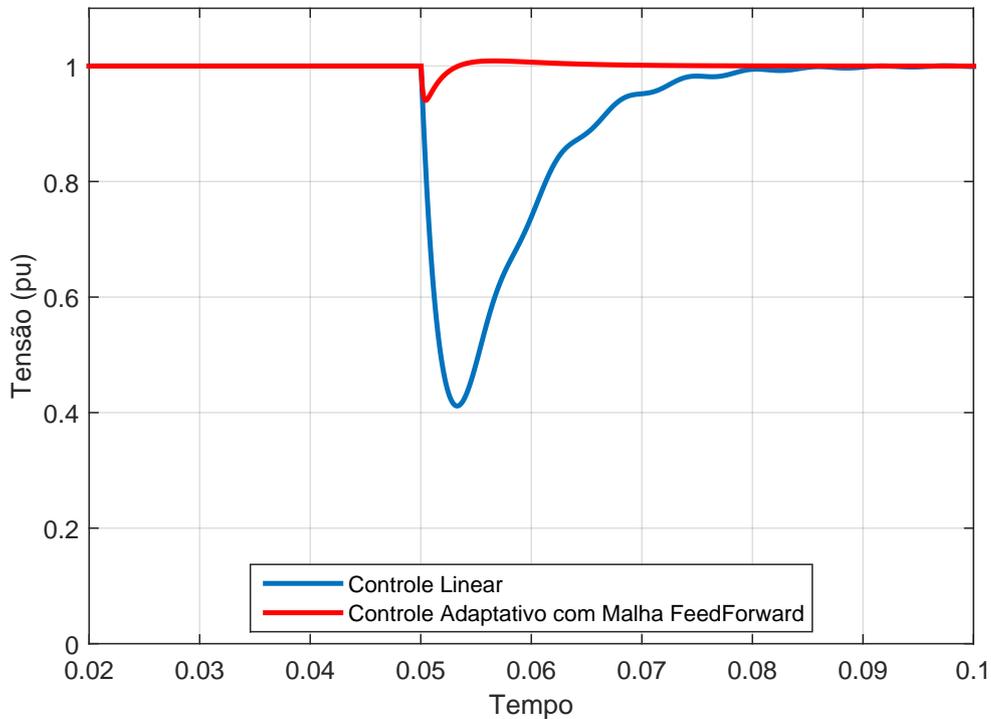


Figura 4.13: Comparação entre os afundamentos de tensão devido à uma perturbação de carga utilizando o controle proposto e o controle linear.

Como a equação (4.14) é função do parâmetro ω_c é esperado que a dinâmica da rejeição de perturbação tenha sua robustez influenciada por este parâmetro. A figura 4.14 mostra a resposta em frequência da equação (4.14) para diversos valores de ω_c . Note que à medida que o valor de ω_c aumenta, a sensibilidade perante perturbações de carga diminui.

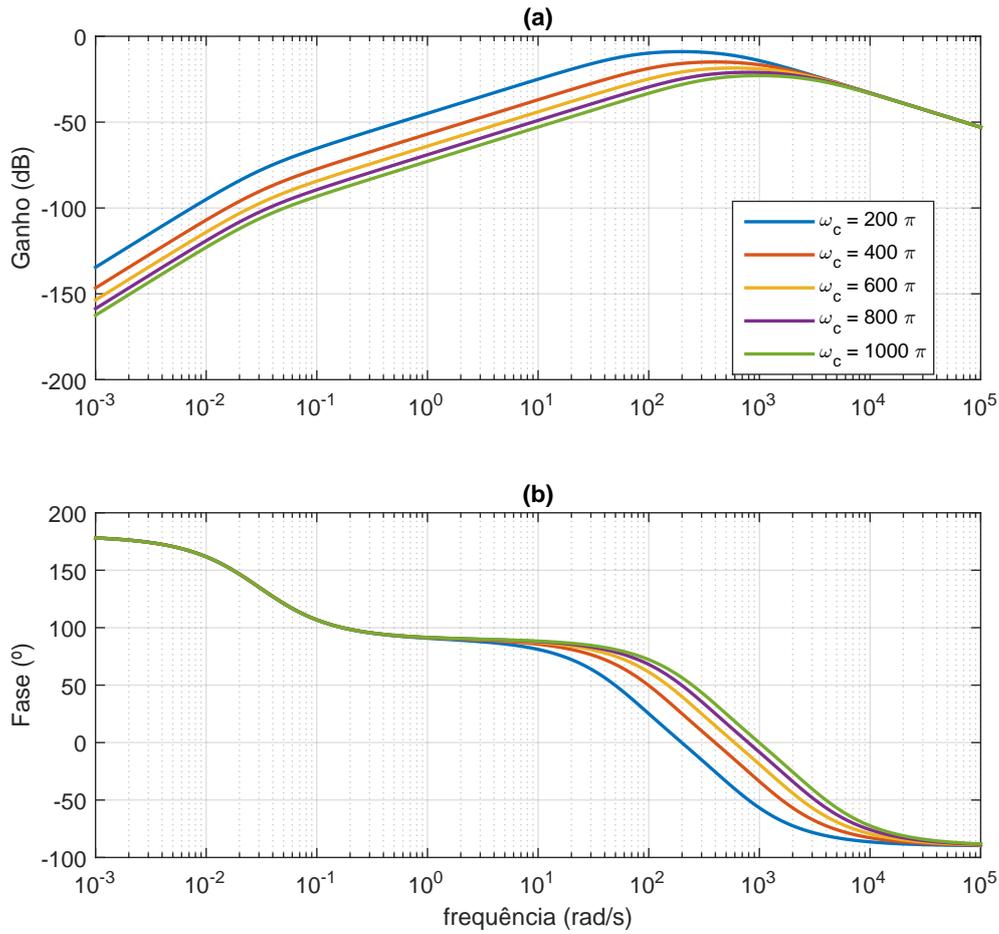


Figura 4.14: Efeito da largura de banda do sistema de controle de corrente na resposta em frequência da rejeição de perturbações de carga: módulo do ganho em dB (a) e fase em graus (b).

Isso pode ser constatado na figura 4.15 onde se observa a dinâmica temporal do afundamento da tensão de saída quando o sistema está submetido a uma perturbação de carga de $1 pu$ utilizando os mesmos valores de ω_c . Observa-se que tanto o afundamento quanto o tempo de rejeição se tornam menores.

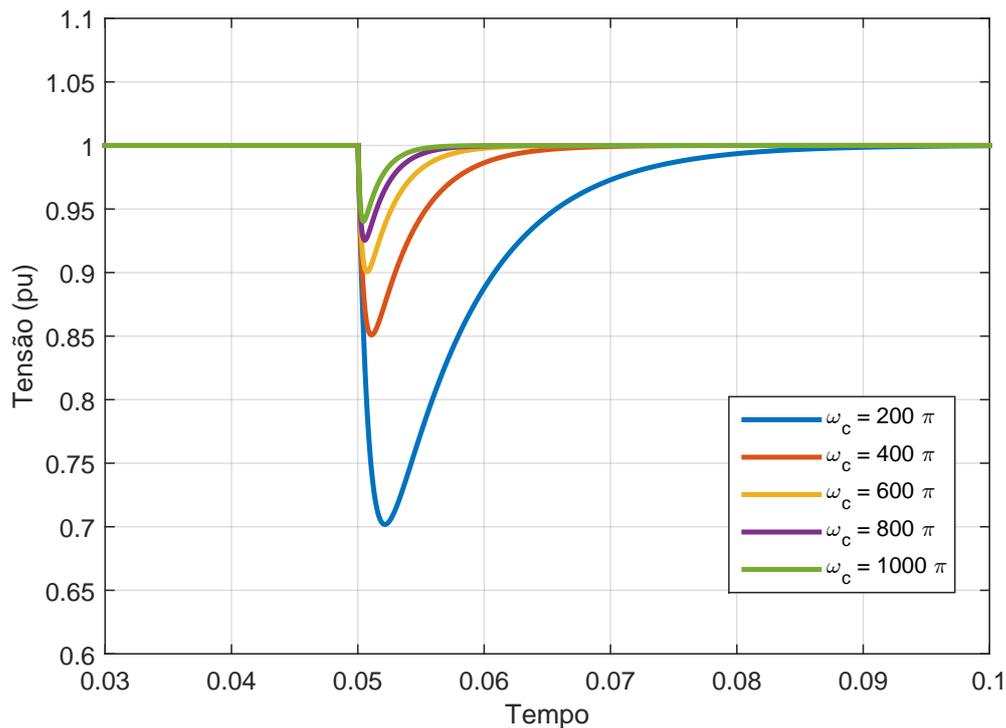


Figura 4.15: Comparação entre os afundamentos de tensão devido à uma perturbação de carga do controle proposto para diversos valores de largura de banda ω_c .

O valor aproximado da amplitude do afundamento de tensão em pu ($A^{pu}(\omega_c)$) em função do parâmetro ω_c pode ser calculada através da aproximação apresentada na equação (4.15). Onde, V_{base} e I_{base} são as bases de tensão e corrente, respectivamente.

$$A^{pu}(\omega_c) = \frac{I_{base}}{V_{base}} \frac{\omega_c}{C(\omega_c + \omega_v)^2} \quad (4.15)$$

Como ω_v geralmente é muito menor que ω_c , a amplitude do afundamento é fortemente influenciada pelo valor de capacitância e pelo parâmetro ω_c . A validação desta aproximação analítica é mostrada na figura 4.16. Nela são observados o valor do afundamento real (em vermelho) e o valor obtido através de (4.15) (em azul). À medida que ω_c aumenta, o erro entre a aproximação e o valor real diminui.

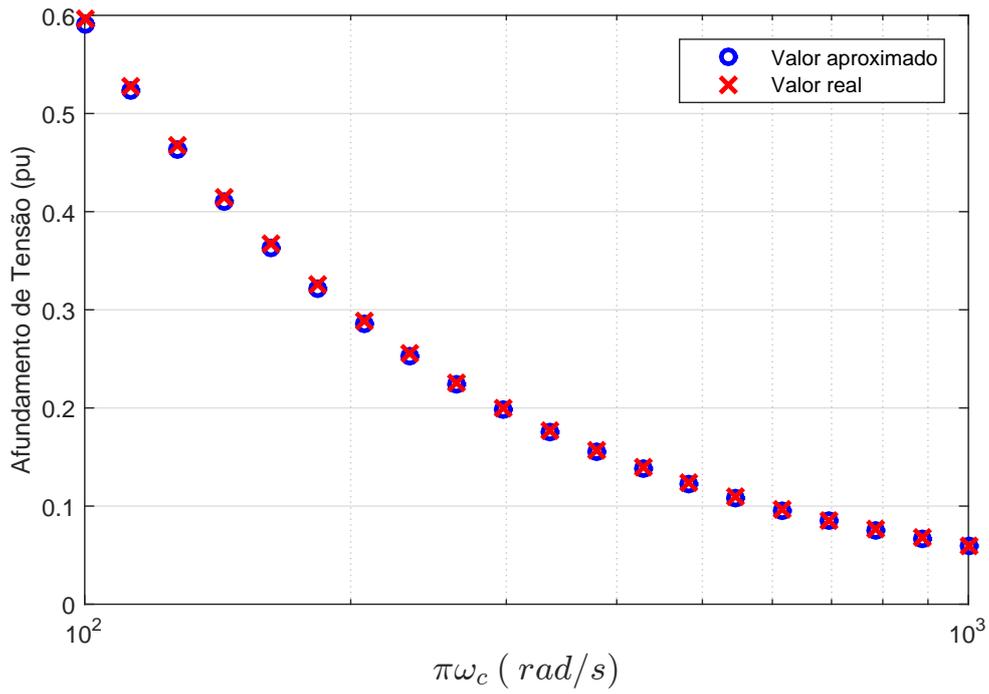


Figura 4.16: Valor da amplitude do afundamento da tensão de saída em função do parâmetro ω_c .

4.5 Conclusão do Capítulo

Ambas as malhas de controle adicionais propostas mostram-se bastante eficazes em elevar a robustez do sistema de controle perante perturbações de tensão de entrada e de carga. Além disso, foi demonstrado que os modos de vibração associados aos polos complexos da malha de corrente são totalmente extinguidos devido à ação da malha de controle por retroalimentação de estado adaptativa. Esta mesma malha também é responsável por desacoplar os esforços de controle dos reguladores de corrente de cada fase.

Por fim, mostrou-se que a ação da malha *feedforward* diminui significativamente a sensibilidade do regulador de tensão, viabilizando a utilização do ajuste de controle que produz a largura de banda desejada no sistema de controle de tensão em malha fechada.

Outra importante contribuição dos estudos realizados neste capítulo é a determinação precisa da influência dos parâmetros de controle na robustez do sistema perante perturbações de carga.

Capítulo 5

Proposta de Controle Preditivo Baseado em Modelo

Neste capítulo será apresentada uma proposta de novo controle preditivo para conversores *interleaved* (IC-MPC - *Interleaved Current - Model Predictive Control*). Serão discutidos aspectos referentes ao modelo preditivo, à função de custo e à ponderação de seus pesos, bem como à análise de funcionamento desta nova técnica. Além disso, são apresentados o estado da arte de controle preditivo em conversores de eletrônica de potência, os princípios de funcionamento desta estratégia de controle, além de suas aplicações em conversores *interleaved*.

5.1 Estado da Arte do Controle Preditivo

O Controle preditivo baseado em modelo, em inglês *model predictive control* (MPC), é uma estratégia de controle não-linear que nas três últimas décadas tem sido estudada nas aplicações de eletrônica de potência [77, 78].

Originalmente o MPC foi utilizado em aplicações tanto na indústria de processos quanto na indústria química [77, 78] e é descrito na literatura como o maior avanço na teoria de controle nas últimas duas décadas [71, 78, 79].

Nos últimos anos, devido aos avanços na tecnologia de microcontroladores, o MPC tem se tornado uma opção cada vez mais viável e promissora para o controle de conversores e drives de eletrônica de potência [77, 78, 80–84].

Esta técnica consiste da utilização do modelo do sistema a ser controlado para prever o comportamento futuro do mesmo e então decidir, baseado em uma função de custo, qual é a ação de controle que produzirá o menor custo futuro estimado dada uma referência a ser rastreada [77].

Os métodos de controle preditivo são divididos em duas classes quanto à natureza do problema de otimização [77] como mostrado na figura 5.1.

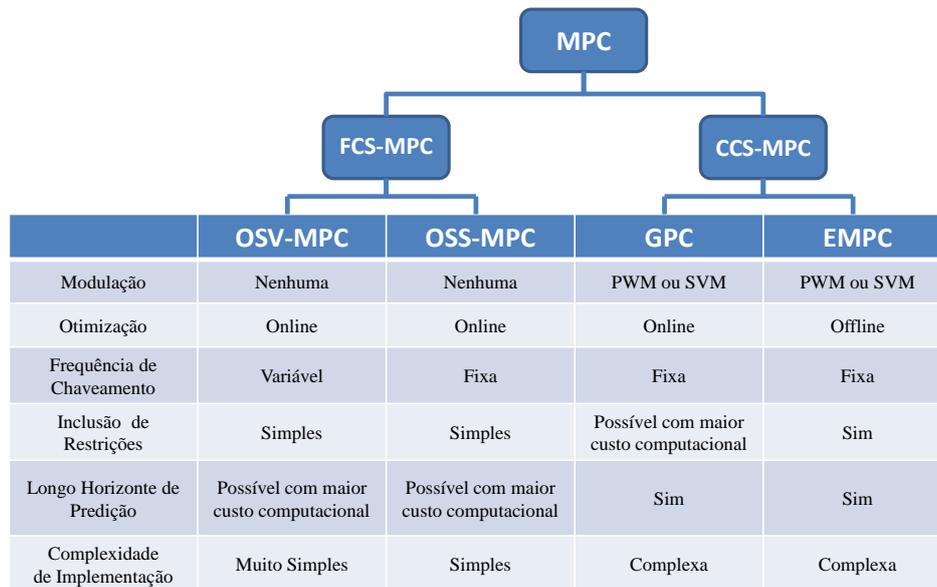


Figura 5.1: Classificação dos tipos de MPC em eletrônica de potência.

A classe chamada, em inglês, *Continuous Control Set MPC* (CCS-MPC) consiste da solução de um problema de otimização que gera um sinal de controle contínuo no tempo e então uma técnica de modulação é utilizada para produzir os pulsos de chaveamento do conversor [77]. As estratégias de controle preditivo mais utilizadas desta classe são, em inglês, *Generalized Predictive Control* (GPC) e *Explicit*

MPC (EMPC). A grande vantagem destas técnicas é o fato de que elas operam com frequência de chaveamento fixa, porém sua complexidade de implementação é elevada [77].

A segunda classe de controle é chamada, em inglês, *Finite Control Set MPC* (FCS-MPC), esta classe leva em conta a natureza discreta da atuação dos conversores de eletrônica de potência tornando a sua implementação bem mais simples para essas aplicações, além disso, esta classe dispensa a utilização de técnicas de modulação para atuar no conversor [77]. Na literatura, são encontrados dois tipos de controladores pertencentes à classe FCS-MPC. São eles, em inglês, *Optimal Switching Vector MPC* (OSV-MPC) e *Optimal Switching Sequence MPC* (OSS-MPC).

O OSV-MPC foi a primeira estratégia de controle preditivo desenvolvida [85] e é a mais utilizada em eletrônica de potência até hoje devido a sua baixa complexidade de implementação e rápida resposta dinâmica [77]. Sua grande desvantagem é o fato de operar com frequência de chaveamento variável, porém existem estudos que visam a minimizar a dispersão do perfil da frequência de chaveamento através da função de custo[82].

O OSS-MPC tem como finalidade produzir a sequência de pulsos de chaveamento que, em um determinado período de tempo, minimiza a função de custo desejada[77].

Neste trabalho a técnica de controle preditivo utilizada é o OSV-MPC devido a sua baixa complexidade de implementação e ao fato de dispensar a utilização técnicas de modulação.

Em conversores de eletrônica de potência, a atuação de controle está limitada ao conjunto de estados de chaveamento possíveis do conversor, assim o MPC se torna uma opção viável e de fácil implementação. A função de custo está diretamente associada ao conjunto de variáveis que se deseja controlar. A cada instante de amostragem o controlador digital prediz futuro destas variáveis para cada estado de chaveamento possível baseado no modelo preditivo, nas medidas e nos estados do sistema. Então, o estado de chaveamento com menor custo é aplicado no conversor. Assim, essa técnica de controle está intrinsecamente ligada ao processo de chaveamento dispensando, portanto a utilização de uma técnica de modulação.

Embora o controle preditivo seja um algoritmo de otimização de malha aberta, quando repetido a cada instante de amostragem ele se comporta como um controle realimentado em malha fechada baseada em otimização [77] o que faz com que sua resposta dinâmica seja rápida perante variações de referência ou perturbações [77].

A figura 5.2 mostra o diagrama básico do controle preditivo. Onde, x^k são as medidas de interesse do sistema no instante k , x^p são as predições feitas pelo modelo preditivo para cada um dos estados de chaveamento do conversor no instante $k + 1$, x^* são as referências e S^{opt} é o estado de chaveamento ótimo. Esta estrutura é comum a praticamente todas as técnicas de controle preditivo e seu ajuste às

diferentes aplicações é simples [79]. Se a planta do sistema ou seus parâmetros forem modificados, basta apenas modificar o bloco de modelo preditivo e atualizá-lo com modelo discreto adequado [79]. Se o tipo de conversor for modificado, é necessário modificar apenas os estados de chaveamentos [79] do conversor. Caso o objetivo de controle seja alterado, apenas uma modificação na função de custo é necessária [79].

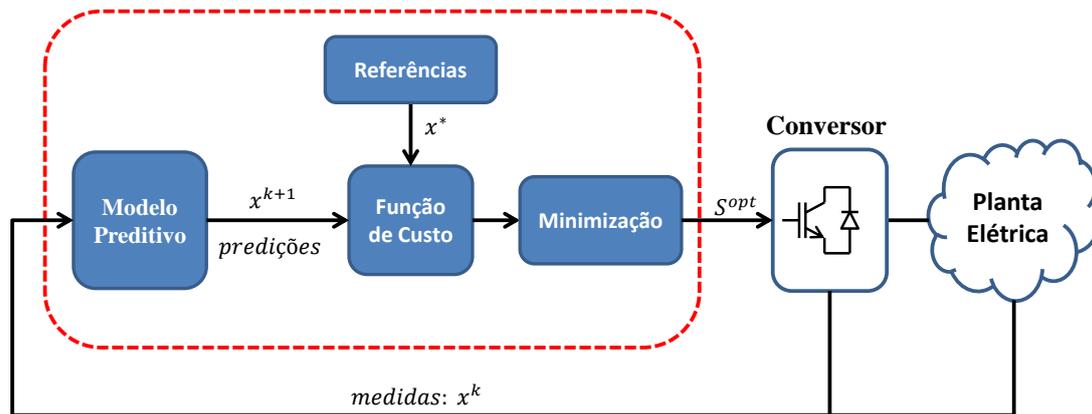


Figura 5.2: Estrutura básica do controle preditivo.

A estrutura apresentada na figura 5.2 é implementada digitalmente conforme mostrado no algoritmo sequencial ilustrado na figura 5.3. Neste algoritmo nota-se que o maior custo computacional está no *Loop* que calcula as predições para os n_s estados de chaveamento em busca do estado que produz o custo mínimo g^{min} . No entanto, esta estratégia garante uma resposta otimizada e tão mais rápida quanto maior for a capacidade do microcontrolador de executá-la em tempos de amostragem menores.

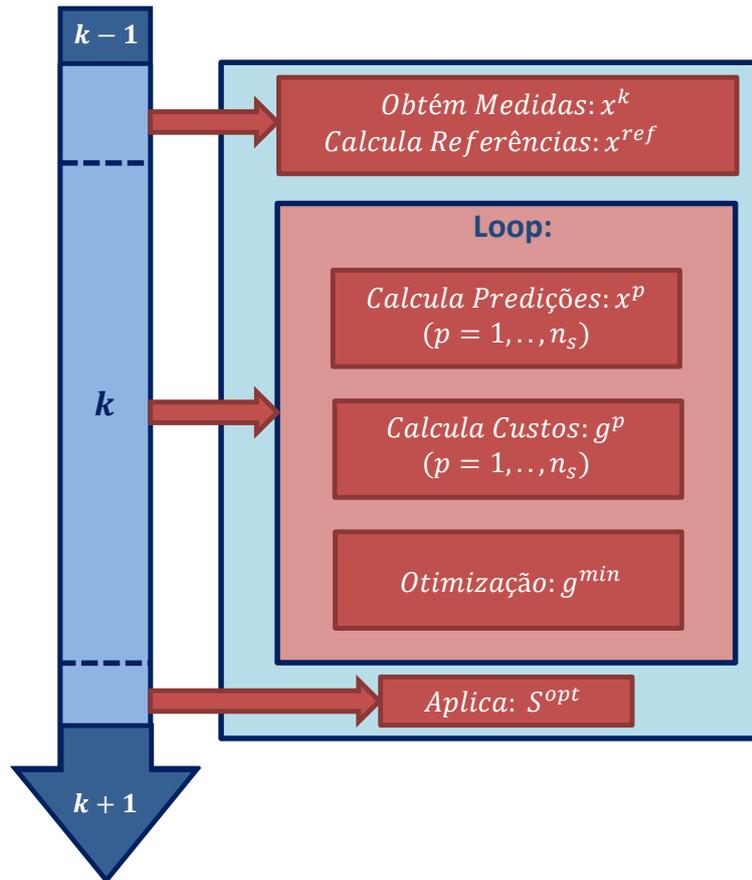


Figura 5.3: Fluxograma da execução das etapas do controle preditivo.

Além da rápida resposta dinâmica, o MPC apresenta outras vantagens como a fácil adição de restrições e não linearidades ao controle, o que aumenta a sua flexibilidade de utilização, e a facilidade de realizar um controle multivariável [86, 87], embora hajam poucos estudos sobre os efeitos dos fatores de ponderação dos custos de cada variável de interesse [86, 87].

Essas características são bastante interessantes para aplicações de eletrônica de potência. Entretanto, devido à alta frequência de amostragem necessária para a implementação desta técnica de controle exige-se uma capacidade computacional elevada se comparadas às técnicas de controle linear clássicas. Esta desvantagem tem sido diminuída devida aos avanços na velocidade e capacidade de memória dos microcontroladores tipicamente utilizados em conversores [77, 78, 88].

Como dito anteriormente, a principal desvantagem do FCS-MPC deriva da sua natureza de seleção dos estados de chaveamento baseado na função de custo fazendo com que o conversor opere com frequência de chaveamento variável o que dificulta o projeto de filtro, assim como aumenta a possibilidade da ocorrência de problemas de ressonância [77–79, 89]. Algumas estratégias de controle preditivo com frequência de chaveamento fixa vêm sendo estudadas na literatura [90–93] porém, elas demandam

alta complexidade para serem implementadas [77]. Há também estudos que visam a minimizar a dispersão do perfil da frequência de chaveamento através da função de custo [82, 94].

Outra desvantagem é o fato de que o desempenho do MPC está diretamente relacionado à precisão da predição do modelo, ou seja, modelos com parâmetros incertos geram predições equivocadas o que deteriora o desempenho do controle [77–79]. Na maioria dos casos onde o MPC é aplicado na eletrônica de potência, os parâmetros da planta e, portanto, do modelo, são bem conhecidos [82], embora há casos onde essas incertezas devem ser levadas em conta. Em [95], uma abordagem robusta às variações de parâmetros da planta é proposta, porém a complexidade da implementação digital é mais elevada se comparada ao MPC convencional.

Atualmente, o MPC está em um estado maduro de desenvolvimento, porém ainda são necessários estudos mais aprofundados para torná-lo uma realidade comercialmente [77] visto que o primeiro conversor industrial operando com controle preditivo foi implementado apenas em 2011 [79].

Dentre as diversas aplicações da eletrônica de potência, o MPC é amplamente encontrado na literatura, principalmente nos tópicos sobre qualidade de energia, controle de máquinas, interface de sistemas com a rede elétrica, fontes controladas, entre outros. Em todas essas aplicações o MPC é utilizado numa grande variedade de topologias de conversores [77, 79, 82, 84, 96].

5.2 MPC em Conversores *Interleaved*

Embora as técnicas de controle preditivo sejam bastante estudadas na eletrônica de potência para aplicações em sistemas CA, o estudo de MPC em conversores CC-CC é também objeto de diversas pesquisas [83, 97–113], geralmente para sistemas de baixa potência. Porém, ainda faltam estudos mais aprofundados sobre as aplicações desta técnica nestes conversores. Em particular, a utilização do MPC em conversores *interleaved* é encontrada em aplicações de baixa potência [98, 100–102, 104, 105, 107, 108, 111–113] e de forma bastante superficial até o momento.

Em 2005 é proposto em [98] uma abordagem de controle linear de um conversor CC-CC operando como *boost* unidirecional com duas fase e com modulação PWM. O modelo da corrente do indutor é discretizado e utilizado para calcular o valor do ciclo de trabalho do conversor. Embora esta abordagem não se encaixe na estrutura de controle preditivo mostrada nas seções anteriores, o autor denomina a técnica proposta de controle preditivo. Os resultados apresentados mostraram um afundamento de tensão de 16% quando o sistema era submetido a uma carga de 6 A.

Em [100], no ano de 2008, uma estratégia de controle preditivo baseado em penalidades é utilizada em um conversor *buck interleaved* de duas fases. Porém a

implementação proposta exige que o problema de otimização seja solucionado *off-line* para vários parâmetros da planta. Assim, o controlador digital *on-line* consiste apenas de um algoritmo de busca em tabela.

Já em 2011 é proposto uma técnica de controle preditivo para o conversor *boost interleaved* unidirecional em [101]. Esta técnica é baseada em penalidades. Apenas cenários com cargas resistivas foram estudados e os resultados apresentados mostraram o desequilíbrio entre as correntes de fase e oscilações nas correntes quando o sistema operava com baixos valores de corrente de carga.

Um ano depois (2012) foi apresentada em [102] uma técnica de EMPC para um conversor *interleaved* de quatro fases para aplicações de baixa potência com tensão de saída variável. A técnica proposta necessitava de um filtro de Kalman para que se tornasse estável, embora os autores não tenham identificado o motivo da instabilidade. A função de custo englobava apenas a tensão de saída.

Em 2013, uma estratégia de controle preditivo de corrente é implementada em [105] para um conversor *boost interleaved* de duas fases utilizando uma função de custo baseada em penalizações com comportamento semelhante ao controle de histerese. Porém, esta abordagem apresentava problemas de oscilações nas correntes de fase.

No mesmo ano, um extenso trabalho foi proposto em [104] utilizando uma técnica de E-MPC para um conversor genérico de N fases. Porém a implementação é bastante complexa e a função de custo utiliza uma matriz de penalidades que segundo os autores tornava o controle online inviável. A principal contribuição do trabalho foi desenvolver um método matemático para resolver o problema de otimização offline para diversos casos de controle. Os resultados apresentados mostravam um pequeno desequilíbrio entre as correntes de fase.

Em [107] é proposto uma técnica de FCS-MPC para um conversor *interleaved* bidirecional de três fases para alimentar uma carga de 600 W . Um modelo preditivo para a potência é utilizado. Porém, a proposta necessita de estimador de impedância para calcular a corrente no capacitor de saída.

No ano de 2015 foi proposta em [108] a utilização de diversos conversores CC-CC em paralelo para conectar uma planta solar ao inversor que faz a interface com a rede elétrica. Este arranjo de conversores substitui o conversor *boost* tradicional de sistema fotovoltaicos. A topologia dos conversores envolvia a utilização de transformadores comutados. O objetivo do trabalho é obter o padrão de correntes com *ripple* defasado, típico do conversor *interleaved*, embora a topologia do conversor seja bastante diferente daquela estudada neste trabalho. Para isso, foi utilizada uma técnica de controle preditivo das correntes de saída dos conversores em paralelo. Na função de custo foi adicionado um fator com o objetivo de minimizar a variação da frequência de chaveamento.

Mais recentemente, em 2016, dois trabalhos foram publicados utilizando técnicas de controle preditivo com longo horizonte de predição para aplicações de fontes de tensão regulados (Ambas para uma fonte de 3 V de tensão de saída) [111] e [112]. Em [111] foi utilizada uma técnica de controle preditivo do tipo FCS-MPC para um conversor de duas fases. Apenas a minimização de tensão de saída é considerada na função de custo. Já em [112] é proposta uma estratégia de controle preditivo com longo horizonte de predição. O objetivo de controle neste caso é regular a corrente de saída de um conversor de quatro fases. A complexidade nesta implementação é muito maior do que em [111].

Em [113] é estudada uma topologia de conversor *interleaved* bidirecional bifásico com indutores acoplados para uma aplicação de sistema fotovoltaico com sistema de armazenamento de energia alimentando cargas resistivas de baixa potência. Nesse trabalho uma estratégia de controle preditivo de longo horizonte é utilizada para realizar o controle de tensão CC baseado em penalidades, porém o custo computacional desta estratégia é mais elevado.

5.3 Proposta de Controle Preditivo

Neste contexto, apresentado no estado da arte de controle preditivo para conversores *interleaved*, onde o conjunto de aplicações ainda é limitado em sua maioria a fontes reguladas de baixa potência, observou-se o potencial do uso do MPC para realizar os objetivos de controle requeridos neste trabalho.

Assim, foi proposta uma estratégia de controle do tipo OSV-MPC para o conversor *interleaved* bidirecional de N fases para aplicação de interface de potência entre elos CC de diferentes microrredes. Esta estratégia visa atender aos objetivos de controle definidos no capítulo 2. Esta nova estratégia de controle proposta será chamada de *Interleaved Current - Model predictive Control* (IC-MPC). Esta proposta consiste da formatação de uma função de custo que contempla os objetivos de controle definidos além de adicionar uma estratégia de penalizações.

A figura 5.4 mostra o diagrama de controle proposto onde a tensão do barramento da microrrede CC é comparada com a referência desejada e o erro obtido é fornecido para um regulador PI que tem como função rastrear em sua saída o valor de referência de corrente de fase futura $i_{L_n}^{*k+1}$ com o intuito de obter erro nulo na tensão de saída. A referência da corrente de saída futura i_{LL}^{*k+1} é obtida multiplicando $i_{L_n}^{*k+1}$ pelo número de fases N . Essa referência é necessária para obter o padrão característico de defasagem os *ripples* das correntes de fase do conversor.

Ambas as referências de correntes geradas pelo regulador externo de tensão são fornecidas ao controle de corrente IC-MPC que baseado no modelo do sistema fornece a predição das variáveis de interesse $i_{L_n}^{*k+1}$ e i_{LL}^{*k+1} para cada estado de chaveamento

possível. Então, através da função de custo, o estado ótimo S_n^{opt} é selecionado para ser aplicado no conversor no instante $k + 1$.

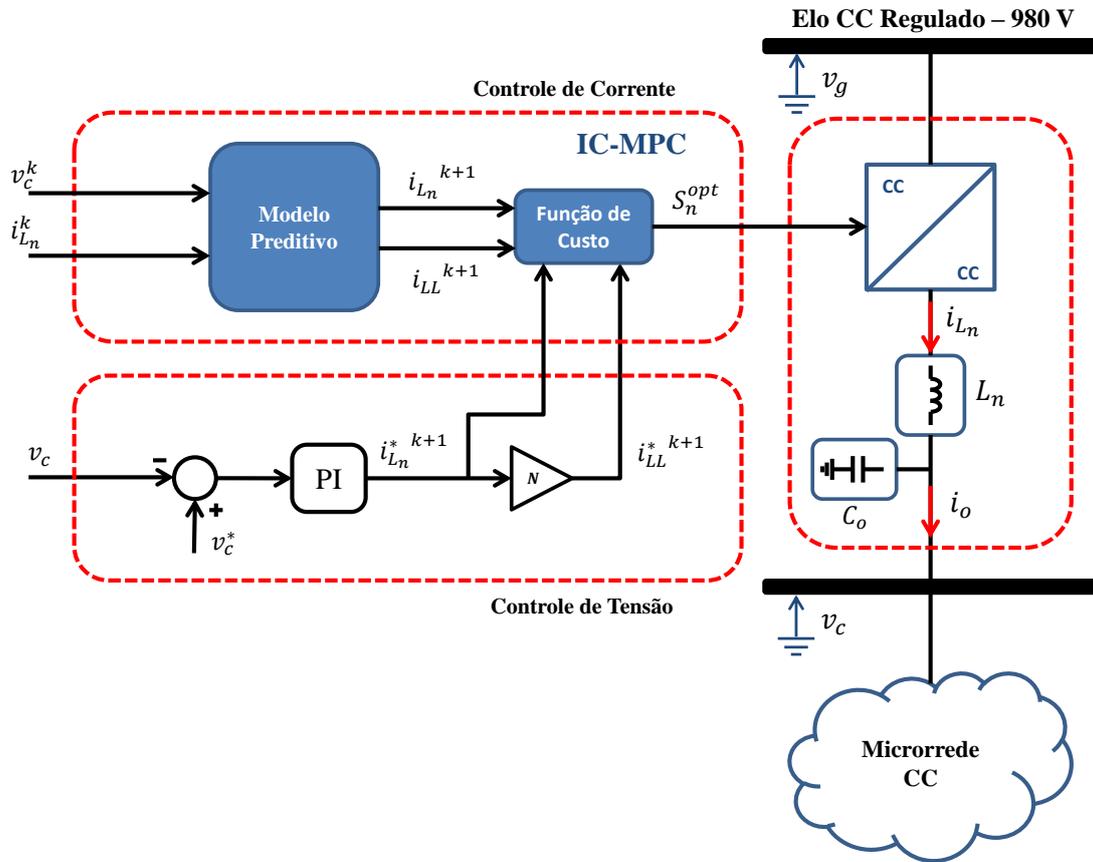


Figura 5.4: Diagrama de blocos da técnica de controle proposta (IC-MPC).

5.3.1 Modelo Preditivo

A obtenção do modelo preditivo do sistema consiste de duas partes. A primeira é a determinação dos estados de chaveamento possíveis do conversor e a segunda parte é o modelo preditivo do filtro que conecta o conversor ao barramento CC. Nos resultados que serão apresentados no próximo capítulo é utilizado um conversor *interleaved* de três fase. Portanto, como cada fase apresenta dois estados possíveis ($S_k = 1$ - estado *on* ou $S_k = 0$ - estado *off*), a combinação resultante será de um total de 8 (2^N) estados de chaveamento como mostrado na tabela 5.1.

Tabela 5.1: Tabela de estados de chaveamento do conversor *Interleaved*.

Estado	S_1	S_2	S_3
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	1	1	0
7	1	1	1

O modelo preditivo do sistema pode ser obtido utilizando o método de integração numérica de Euler onde a equação 5.1 é aproximada pelo fórmula recursiva 5.2

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{f}(t, \mathbf{x}(t)) \quad (5.1)$$

$$\mathbf{x}^{k+1} = \mathbf{x}^k + T_s \mathbf{f}(t^k, \mathbf{x}^k) \quad (5.2)$$

Através desta formulação obtém-se o modelo preditivo de um sistema de equações diferenciais genérico onde:

$\mathbf{x}(t)$ é o vetor de estados.

$\mathbf{f}(t, \mathbf{x}(t))$ é a função vetorial que rege a dinâmica dos estados.

\mathbf{x}^k é o vetor de estados discretizado no instante k .

\mathbf{x}^{k+1} é o vetor de estados discretizado no instante $k + 1$.

T_s é o período de amostragem.

Utilizando este método no sistema de equações diferenciais que governam a dinâmica do conversor *interleaved* (5.3) e (5.4), obtém-se as equações do modelo preditivo das correntes de fase (5.5) discretizando (5.3) e a equação do modelo preditivo a tensão de saída (5.6) discretizando (5.4):

$$-d_n v_g + L_n \frac{di_{L_n}}{dt} + R_n i_{L_n} + v_c = 0 \quad (5.3)$$

$$\sum_{k=1}^N i_{L_n} - i_o - C \frac{dv_c}{dt} = 0 \quad (5.4)$$

$$i_{L_n}^{k+1} = i_{L_n}^k + \frac{T_s}{L_n} (S_n v_g^k - v_c^k - R_n i_{L_n}^k) \quad (5.5)$$

$$v_c^{k+1} = v_c^k + \frac{T_s}{C} \left(\sum_{n=1}^N i_{L_n}^k - i_o^k \right) \quad (5.6)$$

A partir da equação do modelo das correntes de fase (5.5) é possível se obter o modelo discretizado da corrente de saída I_{LL}^{k+1} .

$$i_{LL}^{k+1} = \sum_{n=1}^N i_{L_n}^{k+1} \quad (5.7)$$

O modelo discreto obtido em (5.5),(5.6) e (5.7) é então utilizado como um preditor do comportamento futuro do sistema (5.8) e (5.9) no instante $k + 1$ (horizonte finito de tamanho 1) para os estados de chaveamento S_n^p ($p = 1, \dots, 2^N$) das N fases do conversor.

$$i_{L_n}^{k+1}(S_n^p) = i_{L_n}^k + \frac{T_s}{L_n} (S_n^p v_g^k - v_c^k - R_n i_{L_n}^k) \quad (5.8)$$

$$i_{LL}^{k+1}(S_n^p) = \sum_{n=1}^N i_{L_n}^{k+1}(S_n^p) \quad (5.9)$$

Neste trabalho, apenas as predições (5.8) e (5.9) são necessárias visto que a tensão de saída não é contabilizada na função de custo. Estas predições serão tão mais precisas quanto menor for o período de amostragem T_s .

5.3.2 Função de Custo

A contribuição de controle preditivo deste trabalho está justamente na construção da função de custo. O objetivo de controle desta função é rastrear a referência de corrente nas fases do conversor e obter o padrão de chaveamento típico de conversores *interleaved*. Além disso, uma estratégia de penalidades para impedir *overshoot* de corrente e para minimizar a dispersão da frequência de chaveamento também são estudadas. As equações (5.10),(5.11) e (5.12) mostram as funções de custo para cada objetivo de controle:

$$g_1 = \sum_{n=1}^N \omega_n | i_{L_n}^{*k+1} - i_{L_n}^{k+1} | \quad (5.10)$$

$$g_2 = \beta | N i_{L_n}^{*k+1} - \sum_{n=1}^N i_{L_n}^{k+1} | \quad (5.11)$$

$$g_3 = \sum_{m=1}^M \lambda_m H_m \quad (5.12)$$

A primeira parcela g_1 e seu respectivo vetor de pesos ω_n fornecem um valor de custo referente ao somatório dos erros das correntes de fase preditas ($i_{L_n}^{k+1}$) para o instante $k + 1$ visando minimizar o erro de corrente. A segunda parcela g_2 tem por objetivo minimizar o *ripple* da corrente de saída do filtro indutivo (i_{LL}^{k+1}) cujo valor é o somatório das correntes de fase. Com isso, o padrão de chaveamento observado em conversores *interleaved* é obtido sem a utilização de uma estratégia de modulação com portadoras defasadas.

Estas funções de custo proposta permitem tanto controlar a corrente das fases, mantendo-as balanceadas, quanto obter o perfil de corrente de saída com baixo *ripple*. A última parcela consiste do somatório das funções de penalização H_m .

A função de custo global g^p é obtida através da soma das funções de custo referentes a cada objetivo de controle conforme mostrado na equação (5.13).

$$g^p = g_1 + \beta g_2 + g_3 \quad (5.13)$$

De fato, para o funcionamento desejado do conversor *interleaved* são necessárias apenas as duas primeiras parcelas da função de custo proposta. A estratégia de penalizações g_3 garante algumas vantagens que serão discutidas no próximo capítulo.

Ao explicitar os termos da função da equação (5.13) obtém-se a função de custo generalizada da estratégia de controle preditivo (IC-MPC) proposta:

$$g^p = \sum_{n=1}^N \omega_n | i_{L_n}^{*k+1} - i_{L_n}^{k+1} | + \beta | N i_{L_n}^{*k+1} - \sum_{n=1}^N i_{L_n}^{k+1} | + \sum_{n=1}^N \lambda_m H_m \quad (5.14)$$

5.3.3 Função de Penalização

As funções de penalizações são instrumentos muito utilizados em controle preditivo, pois sua implementação é simples e permite a inclusão de restrições no processo de otimização além de proteções na atuação do controle. O algoritmo implementado para calcular o custo das penalidades (g_3) é apresentado no fluxograma da figura 5.5.

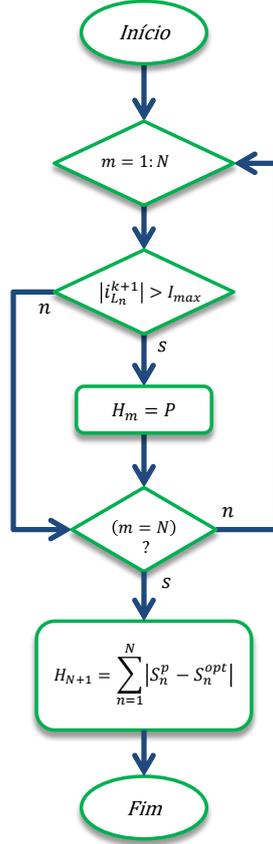


Figura 5.5: Fluxograma da estratégia de penalizações.

(H_1, \dots, H_N) - Penalidades ativadas quando uma sobrecorrente nas N fases do conversor é predita para um determinado estado de chaveamento. Assim, essas penalizações atuarão no custo objetivando manter as correntes das fases do conversor abaixo de um limite superior pré-determinado.

H_{N+1} - Penalidade associada ao número de comutações na transição do estado no instante k para o estado no instante $k + 1$. Pode ser entendida como um custo associado a um peso γ_{N+1} que contribui para o custo total assim como g_1 e g_2 ou como uma penalização proibitiva relacionada ao número máximo de comutações permitidas em um período de amostragem embora essa abordagem não seja tratada neste trabalho.

O valor do custo H_{N+1} é calculada segundo (5.15), onde S_n^p é o estado de chaveamento o qual se deseja calcular o custo e S_n^{opt} é o estado de chaveamento ótimo aplicado no instante anterior. Vale ressaltar que ambos são vetores de tamanho N contendo valores 1 ou 0 caso a chave S_n esteja no estado *on* ou *off*, respectivamente.

$$H_{N+1} = \sum_{n=1}^N |S_n^p - S_n^{opt}| \quad (5.15)$$

5.3.4 Considerações sobre as ponderações do custos

Como a função de custo mostrada na equação (5.14) tem múltiplos objetivos é necessário ponderá-las através dos pesos ω_n , β e λ_m . A seguir são descritas as considerações práticas feitas para o ajuste de cada parâmetro:

ω_n - Associados ao objetivo de controle principal, que é a minimização do erro das correntes de fase, estes pesos são configurados para um valor unitário e apenas a ponderação dos outros objetivos de controle é necessário. Essa é uma prática comum encontrada na literatura sobre controle preditivo. Vale ressaltar que em casos onde os valores de indutância e resistência são diferentes para cada fase é necessário uma ponderação entre os valores de ω_n . Neste trabalho, esse cenário não é considerado.

β - A ponderação deste peso influencia tanto na obtenção do padrão de chaveamento típico de conversores *interleaved* quanto no desequilíbrio de corrente. Para valores de $\beta \gg \omega_n$ o desequilíbrio de corrente nas fases do conversor começa a ser notado visto que os estados de chaveamento escolhidos estão fracamente associados ao custo g_1 . A obtenção do valor de α o qual se obtém tanto o padrão de *ripples* desejado quanto à regulação das correntes de fase é feito empiricamente.

$\lambda_1, \dots, \lambda_N$ - Estes pesos são configurados para o valor unitário quando se deseja contabilizar as penalizações de sobrecorrente caso contrário são configurados para o valor zero.

λ_{N+1} - Este peso pode ser considerado de duas formas, a primeira é como um habilitador da penalização H_{N+1} e assim a sua lógica é mesma descrita para $\lambda_1, \dots, \lambda_N$. A segunda forma é considerá-lo como a ponderação de um custo associado ao número de comutações como descrito anteriormente. Neste caso, o ajuste deste fator é empírico.

5.3.5 Algoritmo do IC-MPC

Tendo derivado o modelo preditivo do sistema em (5.8) e (5.9), projetado a função de custo segundo os objetivos de controle requeridos (5.14), determinado a metodologia da implementação das penalidades (5.5) e ajustado os pesos de cada custo, o algoritmo do IC-MPC é estruturado conforme o fluxograma apresentado na figura 5.6.

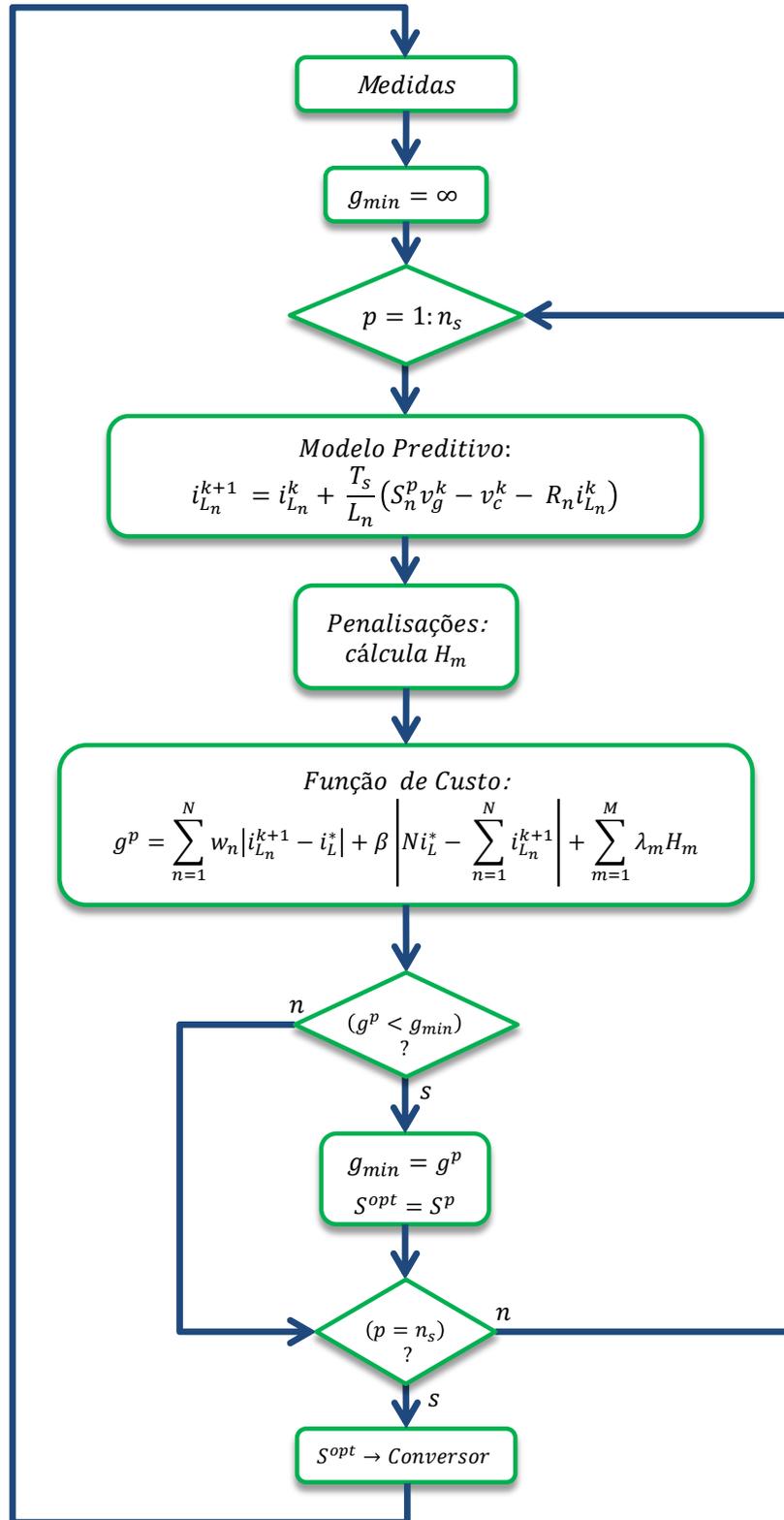


Figura 5.6: Fluxograma da estratégia de controle preditivo proposta (IC-MPC).

5.4 projeto do regulador de tensão

Como dito anteriormente, o controle preditivo tem uma resposta dinâmica muito rápida. Isto é equivalente a dizer que a largura de banda do controle preditivo de corrente é muito alta de tal forma que esta dinâmica pode ser desprezada. Assim, a aproximação do sistema mostrado na figura 5.7 é suficiente para o projeto de controle de tensão.

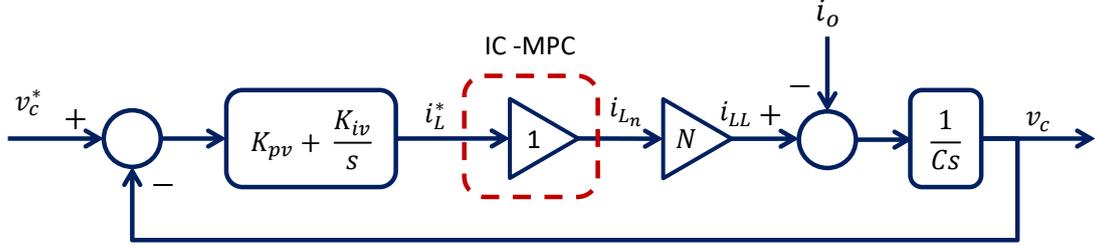


Figura 5.7: Modelo linear para o projeto do regulador de tensão do IC-MPC.

Desta forma, os ganhos do regulador de tensão (5.16) e (5.17) são obtidos através da mesma metodologia proposto nos capítulos anteriores.

$$K_{pv} = \frac{\omega_v C}{N} \quad (5.16)$$

$$K_{iv} = \frac{\omega_v}{R_c N} \quad (5.17)$$

Além disso, o fato da largura de banda do controle preditivo de corrente ser tão maior quanto menor for o tempo de amostragem, o parâmetro ω_v pode ser configurado para valores maiores do que o permitido nas técnicas de controle anteriores. Contudo, mesmo com um regulador de tensão com uma banda maior, a capacidade de rejeição a perturbação contínua prejudicada. Isso é inerente à metodologia utilizada [76]. Para melhorar a capacidade de rejeição de perturbação de carga pode se utilizar uma solução semelhante à empregada no controle linear discutida no capítulo 3. Assim, o ajuste do ganho integral K_{iv} pode ser feito conforme (5.18).

$$K_{iv} = \gamma K_{pv} \quad (5.18)$$

A partir do sistema linear mostrado na figura 5.7, obtém-se a função de transferência (5.19) que rege a dinâmica da tensão de saída perante uma perturbação de carga.

$$\frac{V_c(s)}{I_o(s)} = \frac{s}{Cs^2 + NK_{pv}s + NK_{iv}} \quad (5.19)$$

substituindo-se (5.16) e (5.18) em (5.19), tem-se:

$$\frac{V_c(s)}{I_o(s)} = \frac{1}{C} \frac{s}{s^2 + \omega_v s + \gamma \omega_v} \quad (5.20)$$

Ao utilizar o ajuste de ganhos (5.16) e (5.18), os polos da função de transferência (5.20) são invariantes ao valor da capacitância e ao número de fases do conversor, dependendo apenas dos parâmetros de controle ω_v e γ . A figura 5.8 mostra o afundamento de tensão quando o sistema é submetido a uma variação de carga de 1 pu. São mostrados as respostas para diversos valores de ω_v . Para valores de γ maiores que $\frac{\omega_v}{4}$, a dinâmica da tensão começa a apresentar uma pequeno *overshoot*.

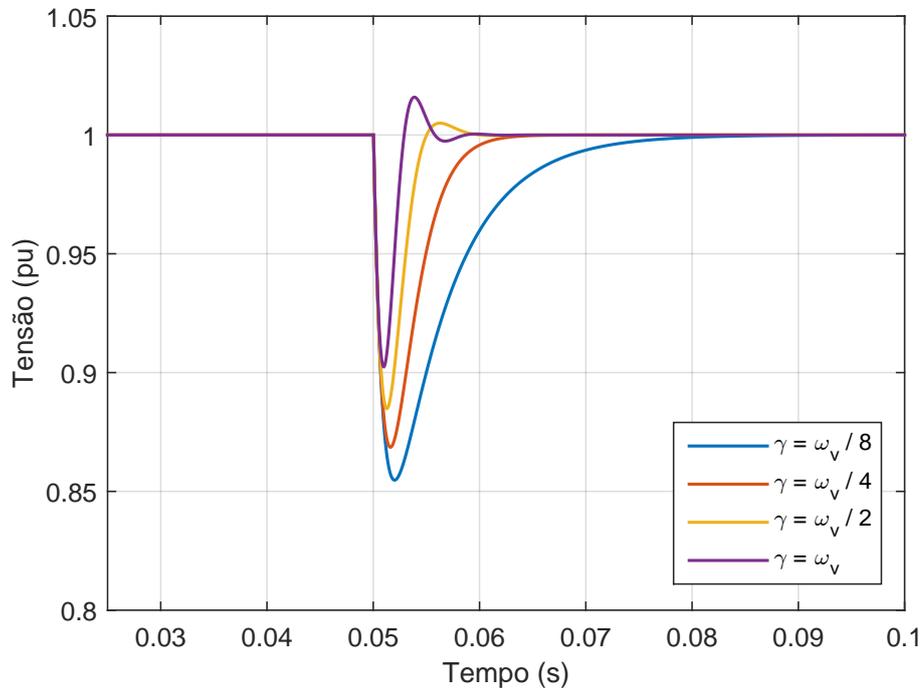


Figura 5.8: Efeito do parâmetro γ na dinâmica do afundamento da tensão de saída devido a uma perturbação de carga em degrau de 1 pu.

O root-locus da função de transferência (5.20), normalizado em função de ω_v , para diversos valores do parâmetro γ é mostrado na figura 5.9. Note que, existe um valor (γ^{opt}) dito ótimo, do parâmetro γ tal que os polos de (5.20) estão ainda posicionados sobre eixo real no limite de entrarem na região do root-locus onde começa a aparecer uma parte imaginária diferente de zero. Este valor ($\gamma^{opt} = \frac{\omega_v}{4}$) é justamente aquele observado na figura 5.8 que possui a resposta mais rápida sem *overshoot*.

$$\gamma = \frac{\omega_v}{4} \quad (5.21)$$

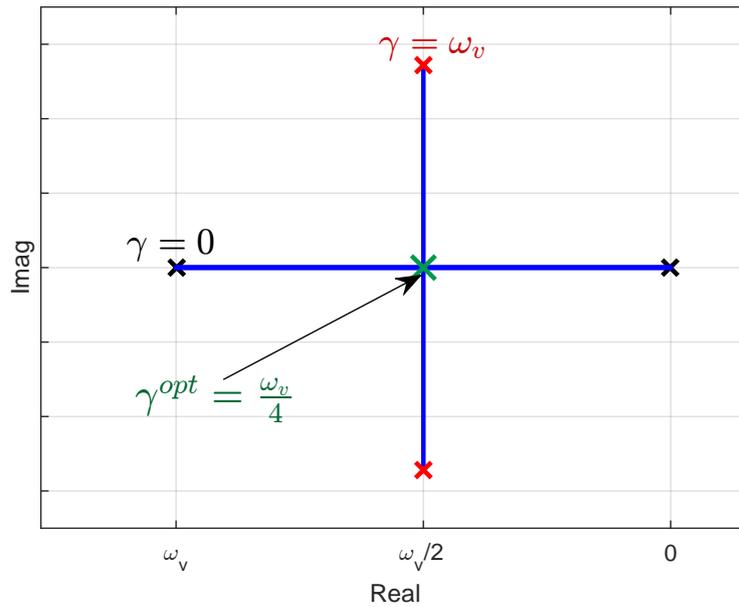


Figura 5.9: *Root-Locus* da rejeição à perturbação de carga do regulador de tensão do IC-MPC em função do parâmetro γ .

O efeito do parâmetro ω_v tanto na amplitude do afundamento de tensão quanto no tempo de resposta até que o sistema volte para o valor de referência de $1 pu$ é mostrado figura 5.10.

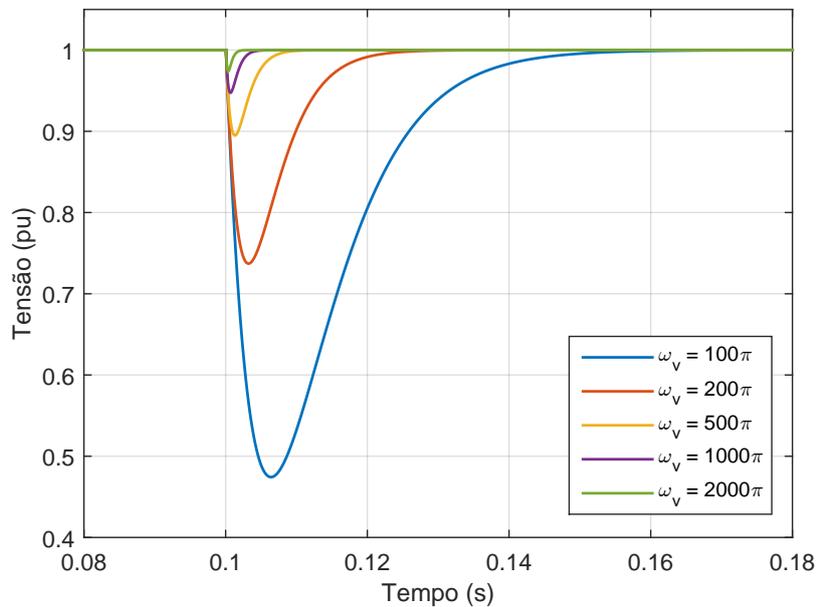


Figura 5.10: Efeito da largura de banda do regulador de tensão do IC-MPC na dinâmica do afundamento da tensão de saída devido a uma perturbação de carga em degrau de $1 pu$.

Neste caso foi utilizado o ajuste do parâmetro γ apresentado em (5.21). Observa-se que à medida que o valor de ω_v é elevado, a resposta do regulador de tensão perante a perturbação de carga se torna mais robusta.

O erro na largura de banda do sistema de controle de tensão da figura 5.11 utilizando o ajuste de controle proposto em (5.16), (5.18) e (5.21) é mostrado na figura 5.11. A curva em vermelho é a resposta em frequência com a largura de banda desejada ω_v e em azul a resposta do sistema utilizando o ajuste proposto. Neste cenário foi utilizado o parâmetro ω_v igual à $1000\pi \text{ rad/s}$. O erro entre as larguras de banda $\Delta\omega_v$ é igual a 320 rad/s , o que é equivalente a 10.19% da largura de banda desejada ω_v .

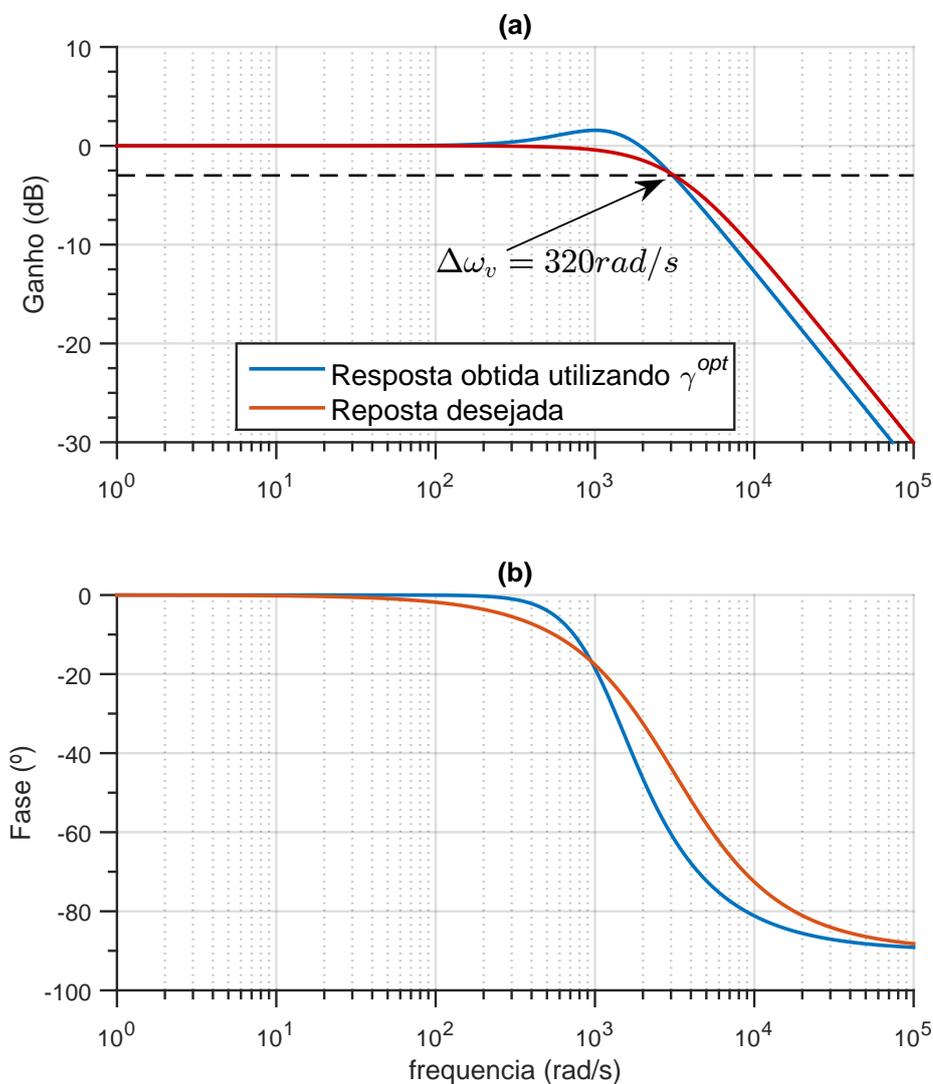


Figura 5.11: Erro na largura de banda da resposta em frequência do sistema de controle de tensão em malha fechada: módulo do ganho em dB (a) e fase em graus (b).

5.5 Controle Preditivo com *Malha FeedForward*

Da mesma forma como no controle linear uma malha *feedforward* pode ser acrescentada ao regulador de tensão para rejeitar as perturbações de carga. Esta nova configuração de controle é mostrada na figura 5.12.

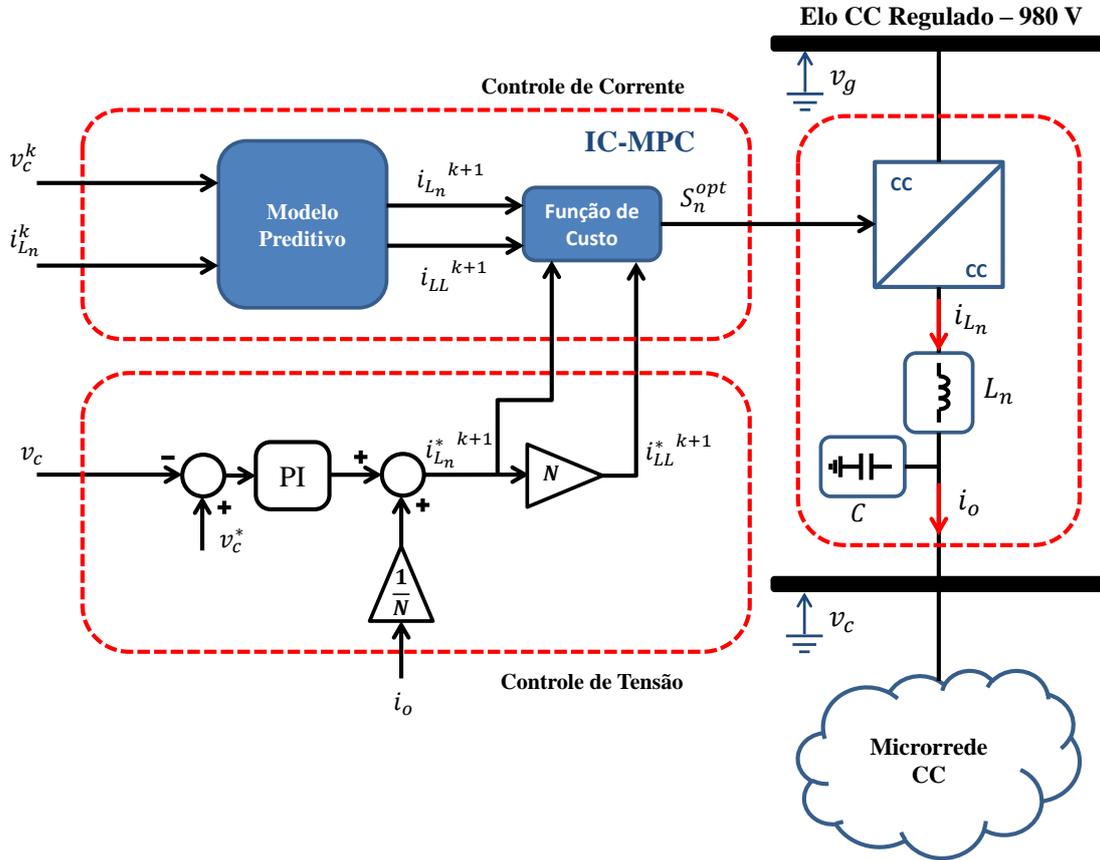


Figura 5.12: Diagrama de blocos da técnica de controle proposta (IC-MPC) com adição da malha *feedforward*.

Ao adicionar esta malha de controle, o ajuste dos ganhos que garante a largura de banda desejada do sistema de controle de tensão pode ser utilizado sem o problema do baixo desempenho perante perturbações de carga. Ao fazê-lo, o sistema de controle pode ser descrito pelo modelo linear mostrado na figura 5.13. Observa-se que ao considerar o controle preditivo como um ganho unitário (largura de banda muito alta), a malha *feedforward* é capaz de, idealmente, cancelar totalmente os efeitos da perturbação de carga.

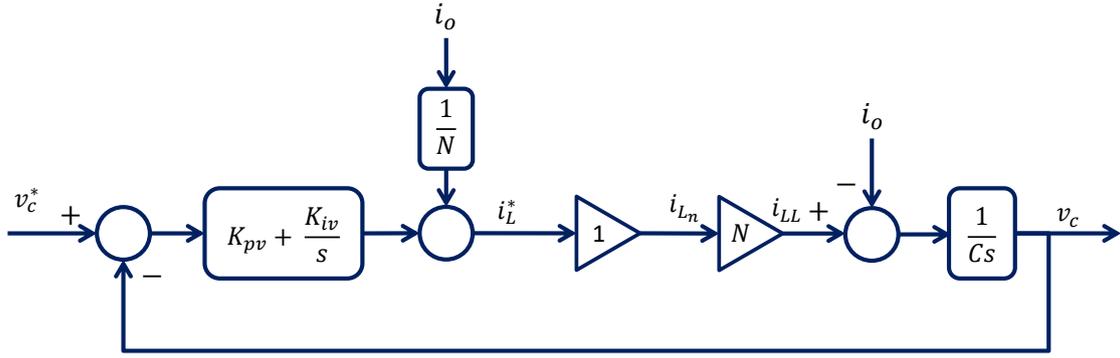


Figura 5.13: Modelo linear aproximado para a análise de rejeição de perturbações de carga do IC-MPC com malha *feedforward*.

Isso significa que o afundamento de tensão (determinado no capítulo anterior na equação (5.22)) será nulo.

$$A^{pu}(\omega_c) = \frac{I_{base}}{V_{base}} \frac{\omega_c}{C(\omega_c + \omega_v)^2} \quad (5.22)$$

Esta afirmação pode ser matematicamente observada em (5.23) calculando o limite da equação (5.22) quando a largura de banda da malha de corrente ω_c tende ao infinito.

$$\lim_{\omega_c \rightarrow \infty} A^{pu}(\omega_c) = \lim_{\omega_c \rightarrow \infty} \frac{I_{base}}{V_{base}} \frac{\omega_c}{C(\omega_c + \omega_v)^2} = 0 \quad (5.23)$$

Embora, na prática a largura de banda infinita não é possível de ser alcançada, uma com valor muito alto de ω_c é facilmente obtido em técnicas de controle preditivo de corrente. Assim, o sistema tenderá a se comportar como idealmente previsto em (5.23), apresentando uma baixíssima impedância de saída se tornado robusto perante variações de carga.

5.6 Conclusão do Capítulo

A revisão à cerca das técnicas de controle preditivo aplicadas em conversores *interleaved* mostrou que há um amplo espaço de pesquisas a ser preenchido nesta área de estudo. Foi mostrada a metodologia necessária para a estruturação da técnica de controle preditivo (IC-MPC).

A formulação proposta é feita para um conversor de N fases com valores diferentes de indutâncias e resistências das fases, embora o escopo deste trabalho esteja limitado a um conversor com valores iguais de indutâncias de fase. Aspectos quanto à ponderação dos custos para o caso geral e quanto à metodologia de implementação das penalidades foram discutidos.

O projeto do regulador de tensão foi apresentado bem como uma proposta de ganho integral para melhorar o desempenho deste regulador perante perturbações de carga.

Uma segunda configuração de controle preditivo proposta consiste da inclusão de uma malha de controle *feedforward*. Este arranjo permite a utilização dos ajustes de controle que garantem a largura de banda do sistema de controle de tensão.

Por fim, mostrou-se que, idealmente, o controle preditivo pode ser capaz de rejeitar totalmente as perturbações de carga se sua amostragem for elevada indefinidamente, embora isso não seja viável na prática. Este comportamento ocorre por que a largura de banda do controle preditivo e, portanto, sua velocidade de resposta, está diretamente ligada ao tempo de amostragem utilizado.

Capítulo 6

Resultados de Simulação

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulação das técnicas de controle estudadas nos capítulos anteriores aplicadas a um conversor *interleaved* com o objetivo de realizar uma interface de potência entre os elos CC do PFI e da microrrede CC. O desempenho dos controladores será analisada perante perturbações de carga e de tensão de entrada. Aspectos relacionados ao desempenho das técnicas de controle durante uma inversão de fluxo de potência são discutidos. Neste cenário é mostrada a efetividade da estratégia de penalidades implementada no controle preditivo proposto. Uma análise sobre a frequência de chaveamento do conversor *interleaved* operando com o controle IC-MPC é realizada. Por fim, o desempenho do conversor operando em uma microrrede híbrida é mostrado. Os aspectos principais da modelagem desta microrrede também são apresentados.

6.1 Modelo de Simulação - PSCAD

Após realizados os estudos sobre as estratégias de controle apresentadas nos capítulos 3,4 e 5, foi modelada no ambiente de simulação PSCAD/EMTDC a microrrede híbrida do LEMT como mostrado na figura 6.1.

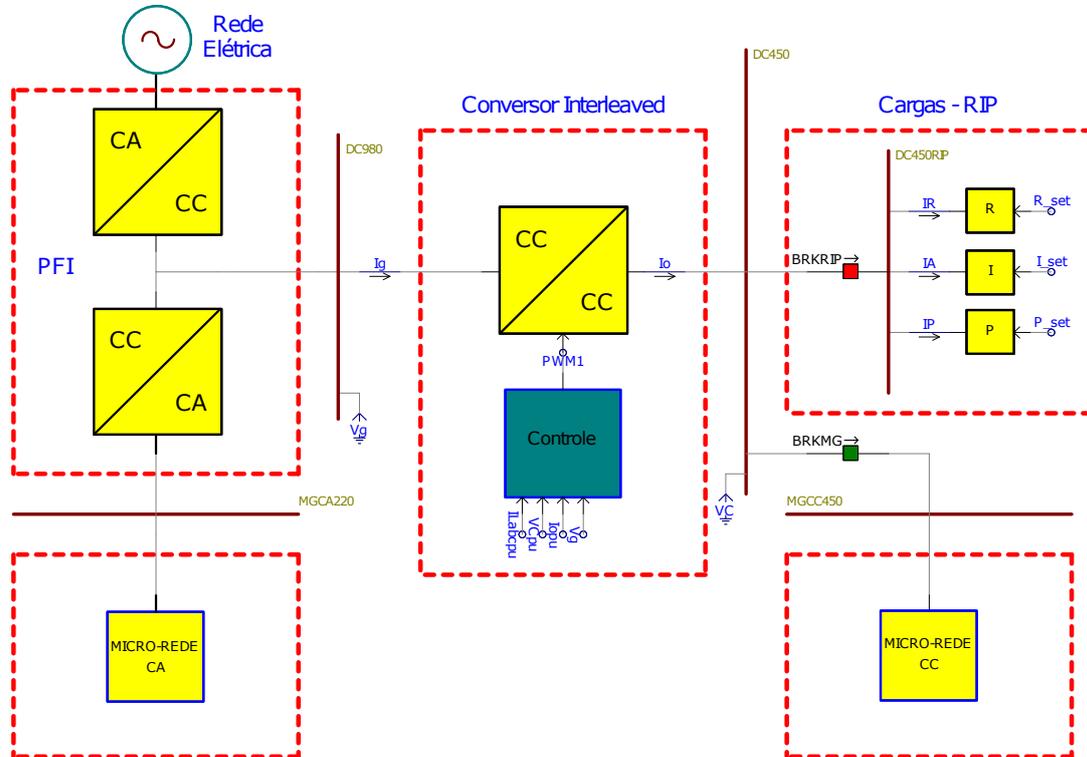


Figura 6.1: Modelo da microrrede do LEMT - PSCAD/EMTDC.

Nela observam-se:

1. O conversor *Back-to-Back* operando como uma interface de fluxo de potência (PFI) entre a microrrede CA e a rede elétrica.
2. O conversor *interleaved* operando uma interface entre o elo CC do PFI e barramento da microrrede CC.
3. O modelo de cargas e geração RIP utilizado para estudar o desempenho dos controladores perante variações de carga e geração.
4. O modelo da microrrede CA.
5. O modelo da microrrede CC.

A tabela 6.1 mostra os parâmetros elétricos utilizados para o projeto do conversor *interleaved*.

Tabela 6.1: Parâmetros do conversor *Interleaved*.

Potência Nominal (P_{base})	150 kW
Corrente Nominal (I_{base})	333 A
Tensão de Saída Nominal (V_{base})	450 V
Tensão de Entrada Nominal (V_g)	980 V
Resistência de Fase (R)	0.05 Ω
Indutância de Fase (L)	2.0 mH
Capacitância do Elo CC (C)	3.3 mF
Número de Fases (N)	3
Frequência de Chaveamento (f_s)	5 kHz

6.1.1 Modelo de cargas e geração RIP

Para realizar a análise quanto ao desempenho das estratégias de controles do conversor *interleaved*, perante variações de carga e geração, foi utilizado um conjunto de cargas do tipo R, do tipo I e do tipo P descritas matematicamente pelas equações (6.1), (6.2) e (6.3), respectivamente.

$$I_R^{pu} = \frac{1}{R_{set}} \frac{v_c}{V_{base}} \quad (6.1)$$

$$I_I^{pu} = I_{set} \quad (6.2)$$

$$I_P^{pu} = P_{set} \frac{V_{base}}{v_c} \quad (6.3)$$

Onde, R_{set} , I_{set} e P_{set} são os valores em *pu* das cargas tipo R e tipo I e da geração tipo P, respectivamente. I_R^{pu} , I_I^{pu} , I_P^{pu} são as correntes de associados aos seus respectivos tipos de carga ao qual o conversor *interleaved* estará submetido. Note que, a carga do tipo R (I_R^{pu}) é uma carga linear, já a do tipo I (I_I^{pu}) é entendida como uma perturbação propriamente dita, cujo valor não dependerá da tensão de saída. Por fim, a carga do tipo P (I_P^{pu}) (também podendo ser interpretada como o modelo de uma geração com potência constante) é uma função não-linear cujo valor é inversamente proporcional à tensão de saída v_c .

6.1.2 Implementação digital dos controladores

As estratégias de controle estudadas ao longo deste trabalho foram implementadas digitalmente no microcontrolador da C2000TMS320F28377S da *Texas Ins-*

truments. Para isso utilizou-se uma interface de comunicação serial entre o PSCAD/EMTDC e o microcontrolador. A cada instante de amostragem as medições da planta são enviadas para o mesmo que, por sua vez, executa o algoritmo com a lei de controle e então retorna para o PSCAD as ações de controle adequadas.

6.1.3 Amostragem de corrente no conversor interleaved

Em aplicações de eletrônica de potência recomenda-se que a amostragem dos controladores ocorra de forma sincronizada com o sinal da portadora triangular da modulação PWM. Isso é necessário para evitar que os efeitos do chaveamento interfiram no nível médio da grandeza amostrada. Assim, no caso particular de conversores *interleaved*, devido à característica de modulação com N portadoras triangulares estão defasadas, a frequência de amostragem deverá ser Nf_{PWM} . A figura 6.2 mostra o sincronismo para a amostragem de cada uma das N correntes de fase.

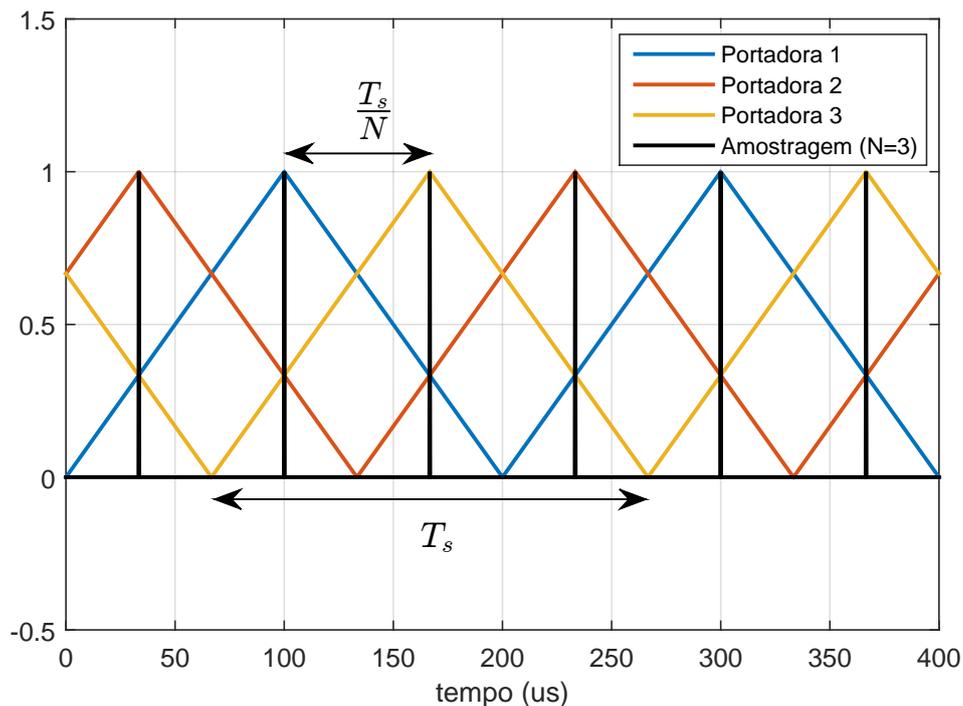


Figura 6.2: Amostragem de corrente do conversor *interleaved*.

No caso do controle preditivo, esse sincronismo não é necessário, pois a utilização de modulação é dispensada. No entanto, as estratégias de MPC em geral precisam de uma alta amostragem para que as previsões, e, portanto o desempenho do controle, seja preciso.

A tabela 6.2 mostra as frequências de amostragens utilizadas para os controladores implementados.

Tabela 6.2: Parâmetros do conversor *Back-to-Back*(PFI).

Tipo de Controle	Frequência de Amostragem (F_s)
Controle Linear	15 <i>KHz</i>
Controle com Retroalimentação de Estado Adaptativa	15 <i>kHz</i>
IC-MPC	20 <i>KHz</i>

6.2 Análise I: Rejeição de Perturbações de Carga

O desempenho das técnicas de controle estudadas perante perturbações de carga será analisado nesta seção. Para isso utiliza-se o modelo RIP com o objetivo de emular perfis de carga semelhantes ao que o conversor estará submetido quando estiver operando na microrrede. O objetivo desta análise é mostrar o quão robusta cada configuração de controle é. A metodologia utilizada para este teste consiste da submissão do conversor a valores aleatório de cargas RIP mostrados na tabela 6.3.

Tabela 6.3: Perfil de cargas e geração do modelo RIP.

tempo(s)	Tipo R (pu)	Tipo I (pu)	Tipo P (pu)
0.3	0.157	0.655	0.814
0.4	0.964	0.035	0.906
0.5	0.530	0.470	0.127
0.6	0.342	0.658	0.913
0.7	0.541	0.459	0.632
0.8	0.142	0.758	0.097
0.9	0.362	0.638	0.278
1.0	0.700	0.299	0.547
1.1	0.547	0.453	0.957
1.2	0.848	0.151	0.965
1.3	0.0	0.0	1.0

São apresentadas cinco configurações para o controle linear clássico estudado, três configurações para o controle com retroalimentação de estado adaptativa e malha *feedforward* e sete configurações para o controle preditivo proposto neste trabalho, sendo quatro delas para o caso onde não se utiliza a malha *feedforward* e três para quando se utiliza.

6.2.1 Controle Linear

Na primeira configuração de ajuste do controle linear mostrada na figura 6.3 observa-se que a dinâmica da tensão de saída não apresenta oscilações. Porém, o tempo de resposta é lento. Neste caso o parâmetro γ foi ajustado para o valor de $\frac{\omega_c}{200}$.

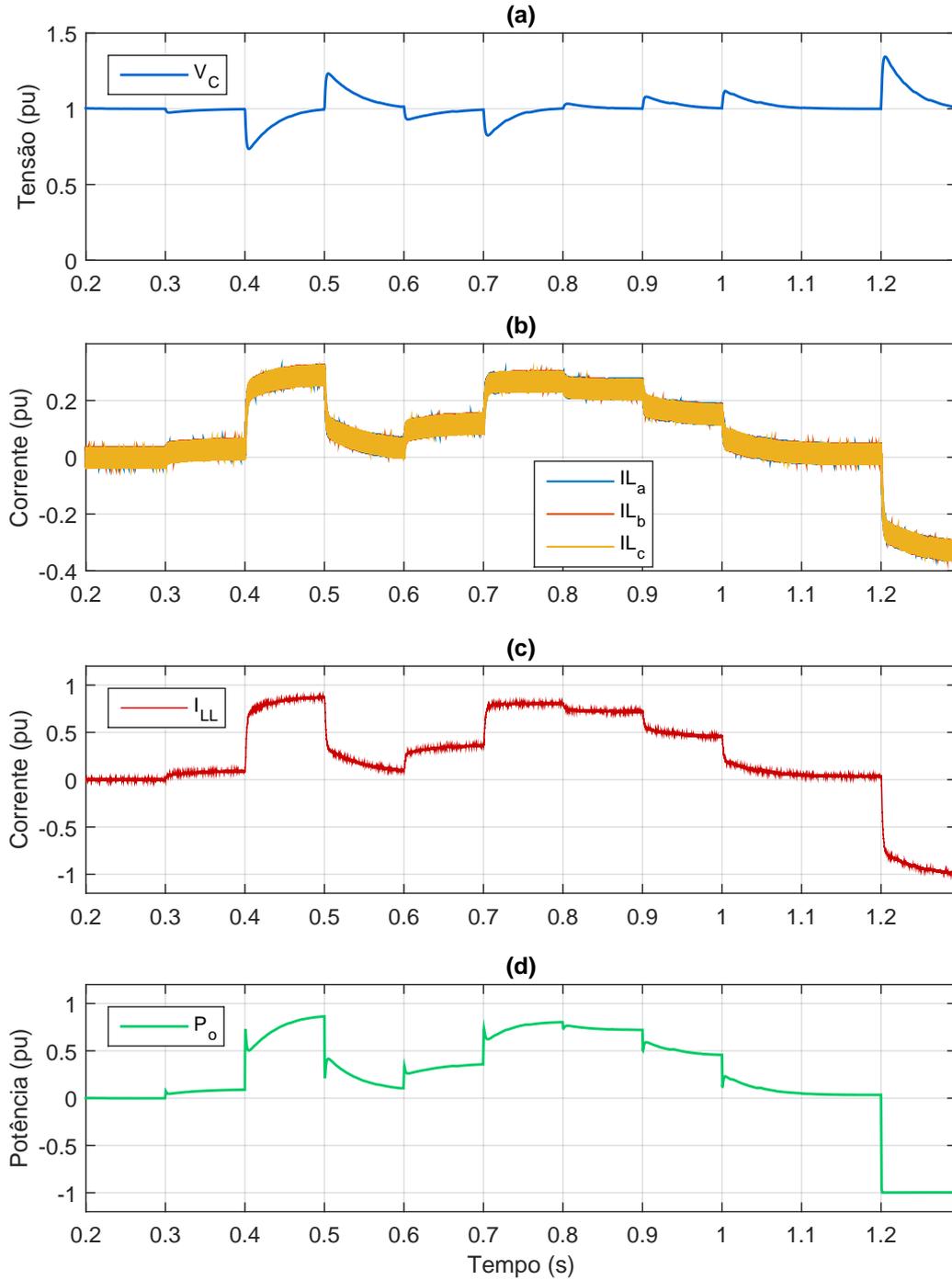


Figura 6.3: Rejeição à perturbação de carga do controle linear - configuração 1.

A segunda configuração é apresentada na figura 6.4. Note que a dinâmica da tensão de saída não apresenta oscilações. O tempo de resposta é mais rápido que no caso anterior e a amplitude da variação de tensão foi diminuída. Neste caso o parâmetro γ foi ajustado para o valor de $\frac{\omega_c}{50}$.

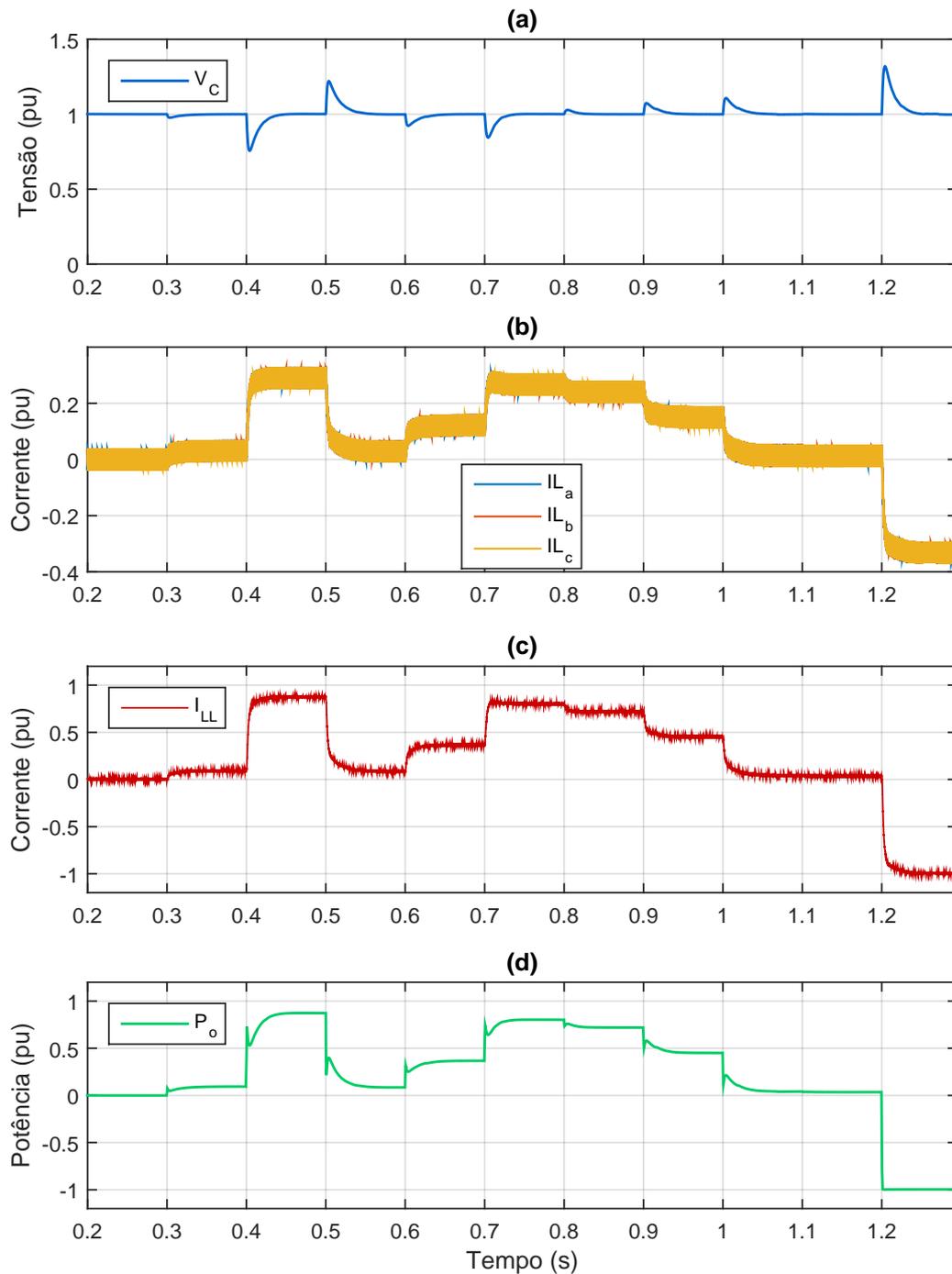


Figura 6.4: Rejeição à perturbação de carga do controle linear - configuração 2.

A figura 6.5 é mostrada a terceira configuração do ajuste do controle linear. A resposta às perturbações não apresentam oscilações. O tempo de resposta é mais rápido que no caso anterior e a amplitude da variação de tensão foi diminuída. Neste caso o parâmetro γ foi ajustado para o valor de $\frac{\omega_c}{20}$.

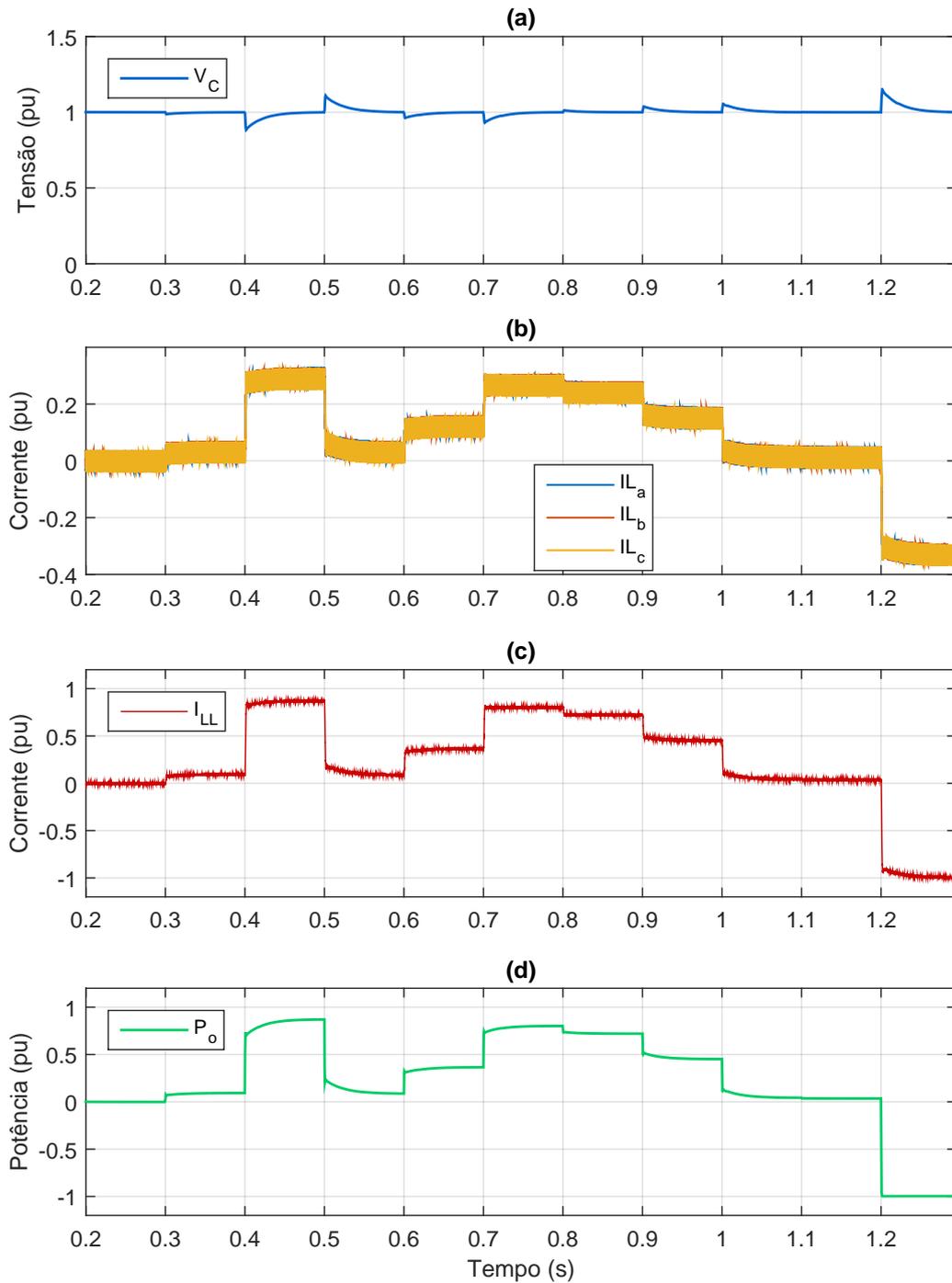


Figura 6.5: Rejeição à perturbação de carga do controle linear - configuração 3.

A quarta configuração é mostrada na figura 6.6 Neste caso começa-se a notar uma pequena oscilação na tensão e um *overshoot* nas correntes. O tempo de resposta é mais rápido que nos casos anteriores e a amplitude da variação de tensão aumentou. Neste caso o parâmetro γ foi ajustado para o valor de $\frac{\omega_c}{5}$.

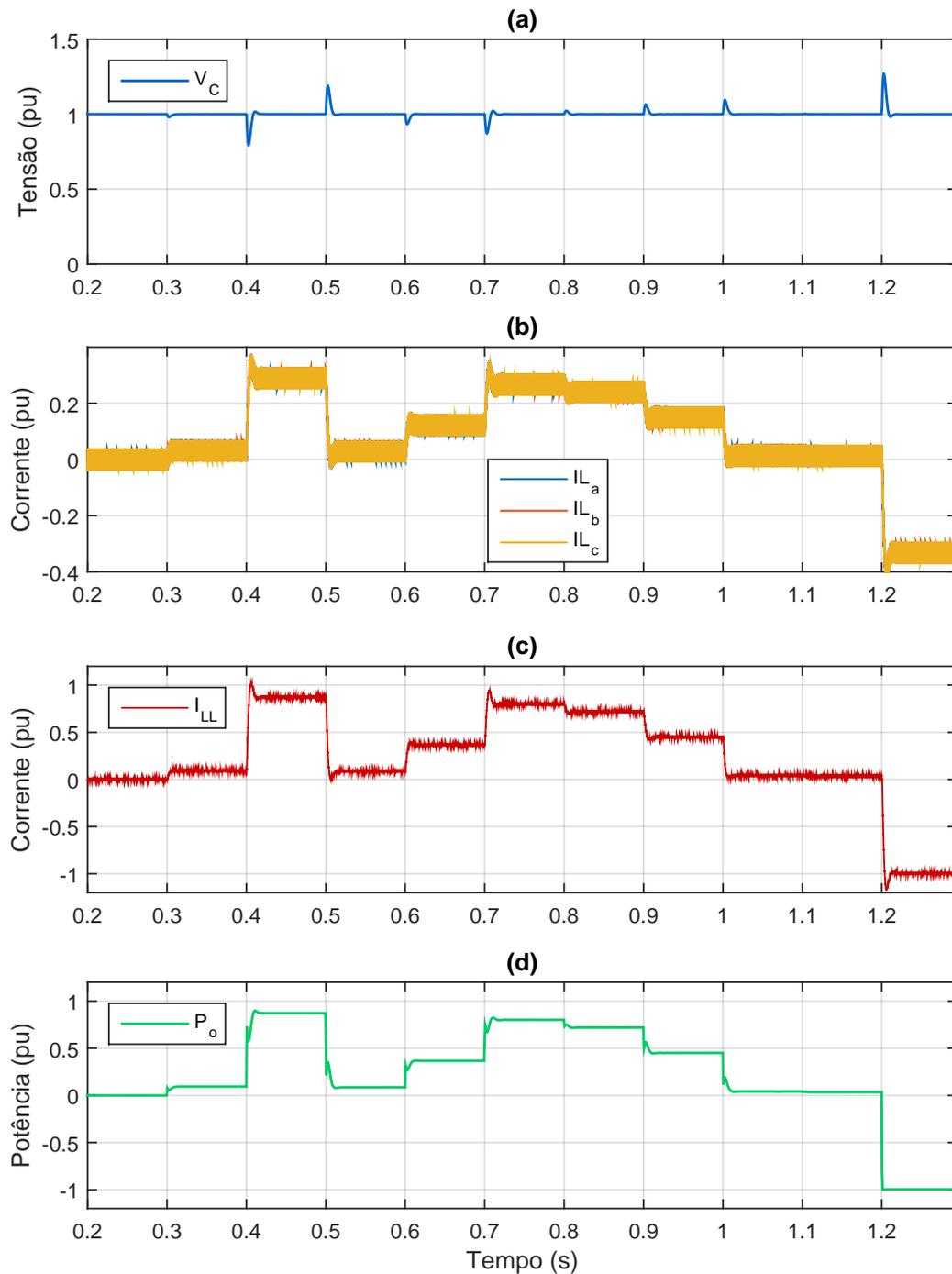


Figura 6.6: Rejeição à perturbação de carga do controle linear - configuração 4.

Na quinta configuração, mostrada na figura 6.7, observa-se que a dinâmica da tensão apresenta oscilações. O tempo de resposta é equivalente ao caso anterior assim como a amplitude da variação de tensão. No entanto, a resposta das correntes de fase e de saída apresentam *overshoot* mais abrupto neste cenário. Neste caso o parâmetro γ foi ajustado para o valor de $\frac{\omega_c}{5}$.

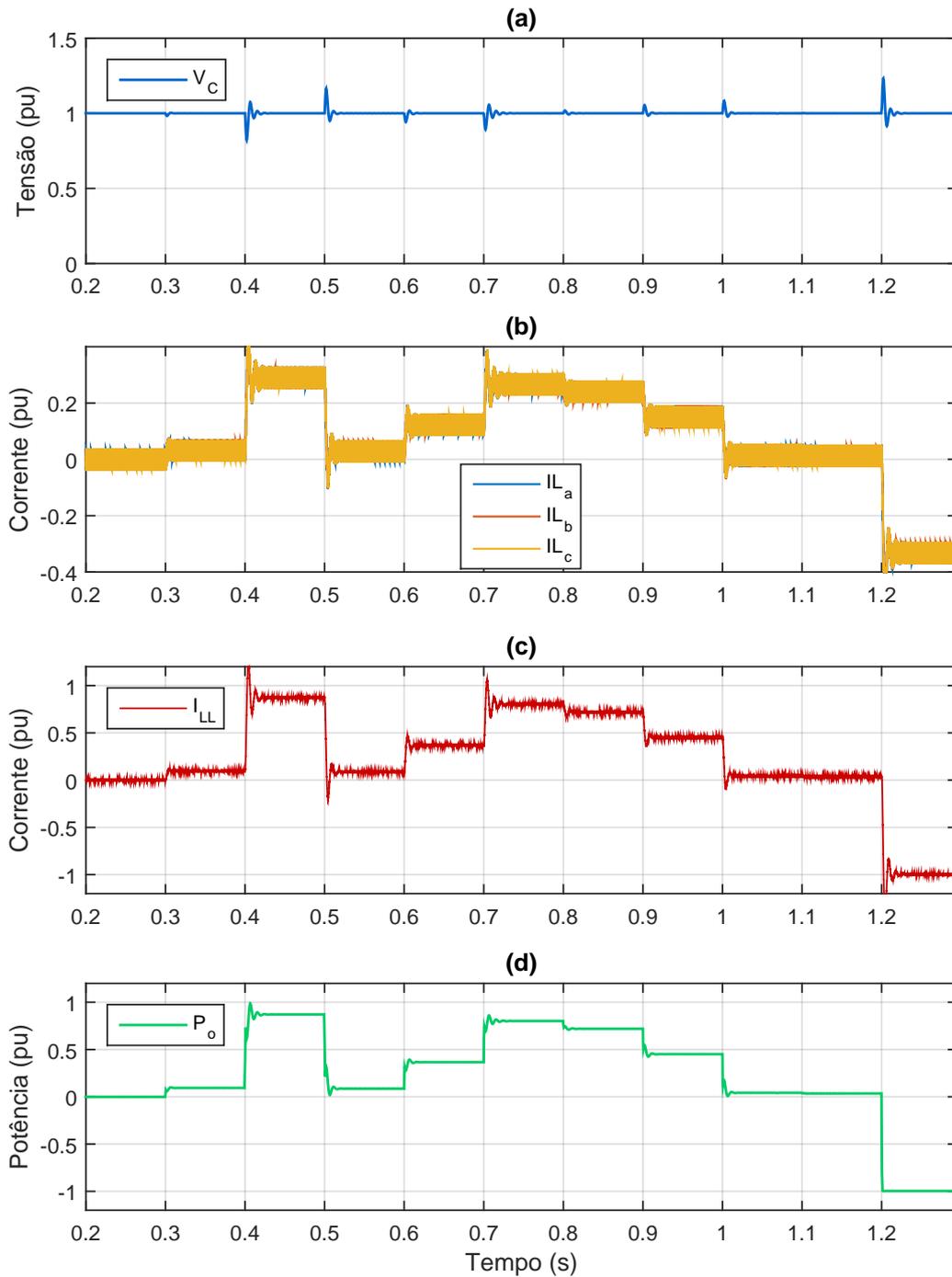


Figura 6.7: Rejeição à perturbação de carga do controle linear - configuração 5.

6.2.2 Controle com Retroalimentação de Estado Adaptativa e Malha *Feedforward*

A primeira configuração do ajuste de controle adaptativo é mostrada na figura 6.8. A rejeição às perturbações de carga se torna muito mais robusta devido à malha *feedforward*. A resposta dinâmica das correntes de fase (b) e de saída (c) se tornam mais rápidas se comparadas ao controle linear e não apresentam *overshoot* assim como no perfil de potência (d). Neste caso utilizaram-se os parâmetros $\omega_c = 1000\pi \text{ rad/s}$ e $\omega_v = 100\pi \text{ rad/s}$.

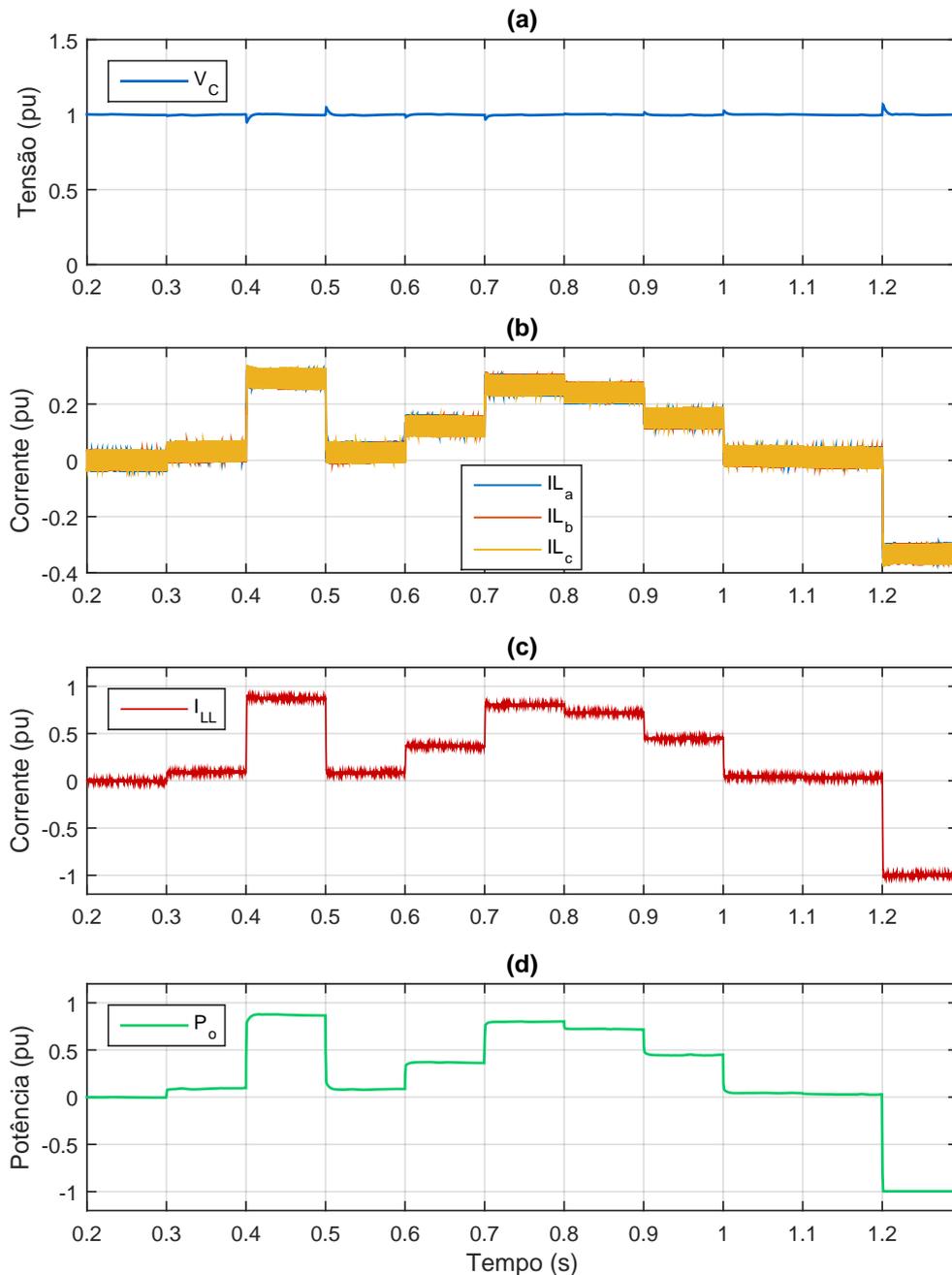


Figura 6.8: Rejeição à perturbação de carga do controle com retroalimentação de estado adaptativa - configuração 1.

A figura 6.9 mostra a segunda configuração do ajuste de controle adaptativo. A rejeição às perturbações de carga se torna ainda mais robusta do que no caso anterior devido ao fato de que o regulador de tensão foi ajustado com o dobro de banda ($\omega_v = 200\pi \text{ rad/s}$).

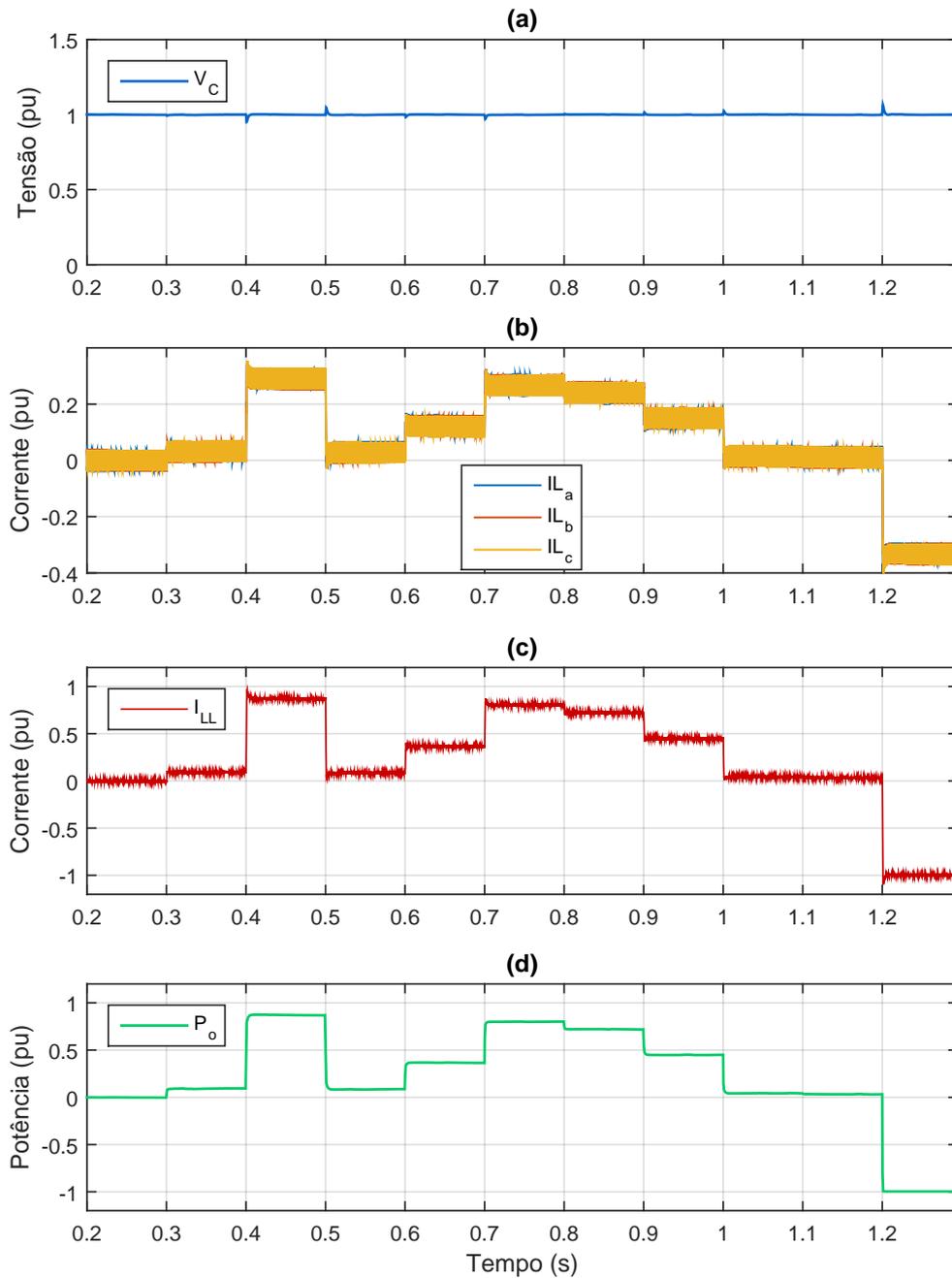


Figura 6.9: Rejeição à perturbação de carga do controle com retroalimentação de estado adaptativa - configuração 2.

A figura 6.10 mostra a terceira configuração do ajuste de controle adaptativo. O objetivo deste cenário é mostrar que para uma valor maior da banda do regulador de tensão ($\omega_v = 300\pi rad/s$ e $\omega_c = 500\pi rad/s$) e portanto mais próximo do valor da banda de corrente, a resposta dinâmica da tensão começa a apresentar oscilações.

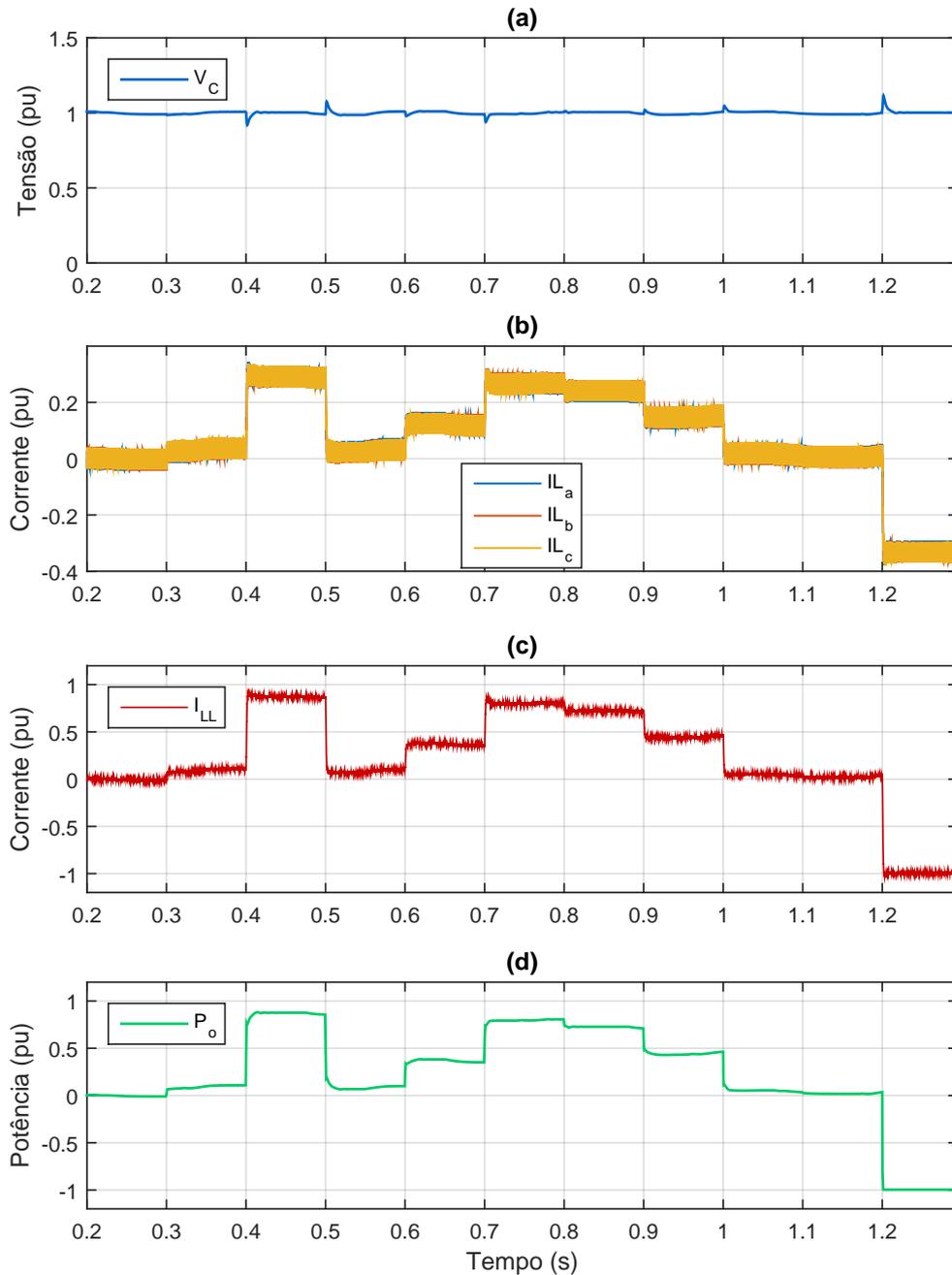


Figura 6.10: Rejeição à perturbação de carga do controle com retroalimentação de estado adaptativa - configuração 3.

6.2.3 Controle Preditivo - IC-MPC

Na primeira configuração do controle preditivo, mostrada na figura 6.11, utilizou-se o parâmetro $\omega_v = 400\pi \text{ rad/s}$. Observa-se que a resposta dinâmica neste caso é superior ao controle linear visto que a banda de tensão é mais rápida, porém, ainda é inferior a resposta do controle adaptativo. Isso ocorre porque o esforço de controle da malha *feedforward* para rastrear a corrente de referência é mais rápido do que o esforço de controle do regulador de tensão do controle preditivo.

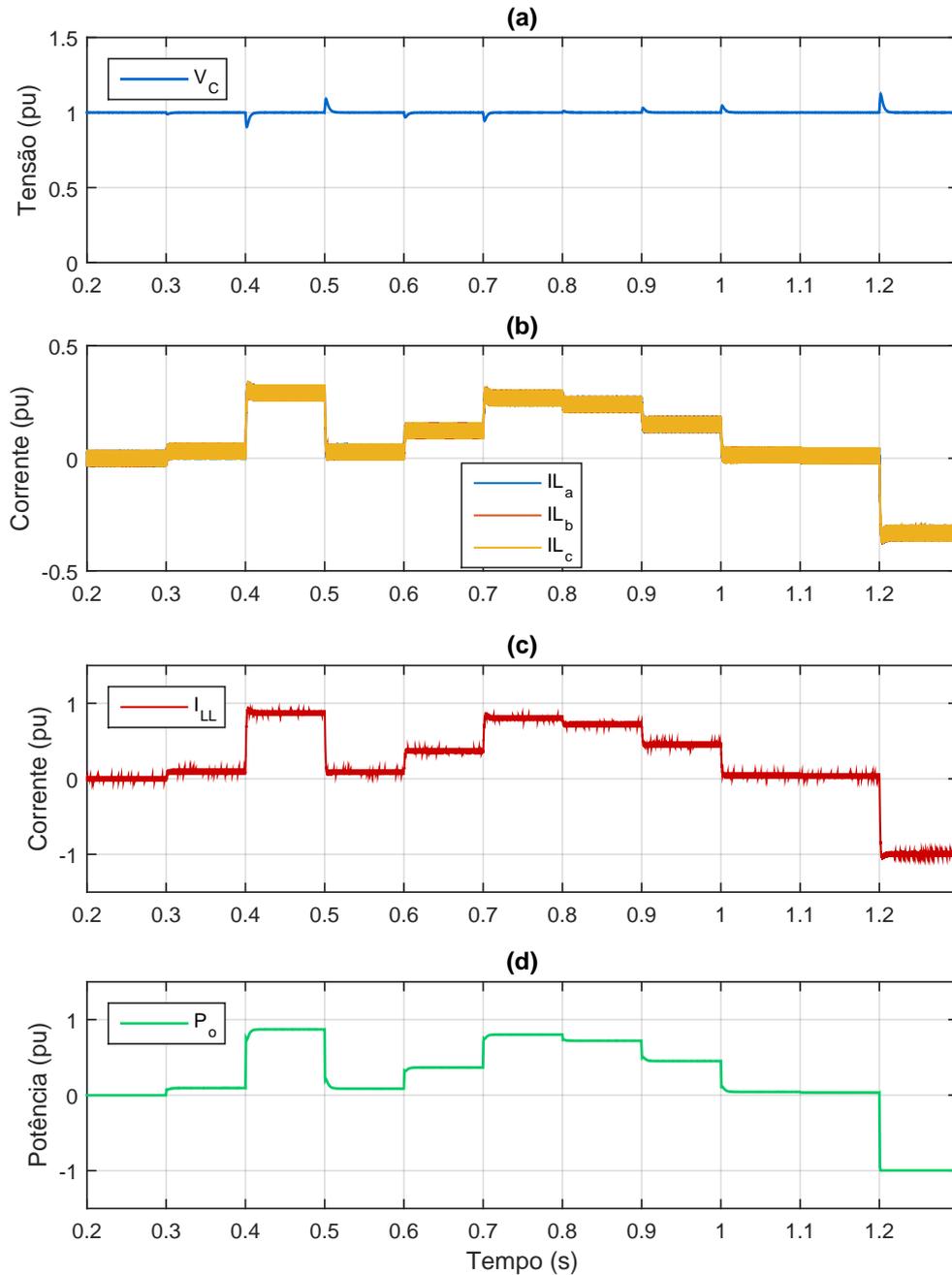


Figura 6.11: Rejeição à perturbação de carga do IC-MPC sem malha *feedforward* - configuração 1.

Na segunda configuração do controle preditivo, mostrada na figura 6.12, utilizou-se o parâmetro $\omega_v = 1000\pi \text{ rad/s}$. Neste caso já se observa um desempenho semelhante ao do controle adaptativo quanto à resposta dinâmica da tensão de saída.

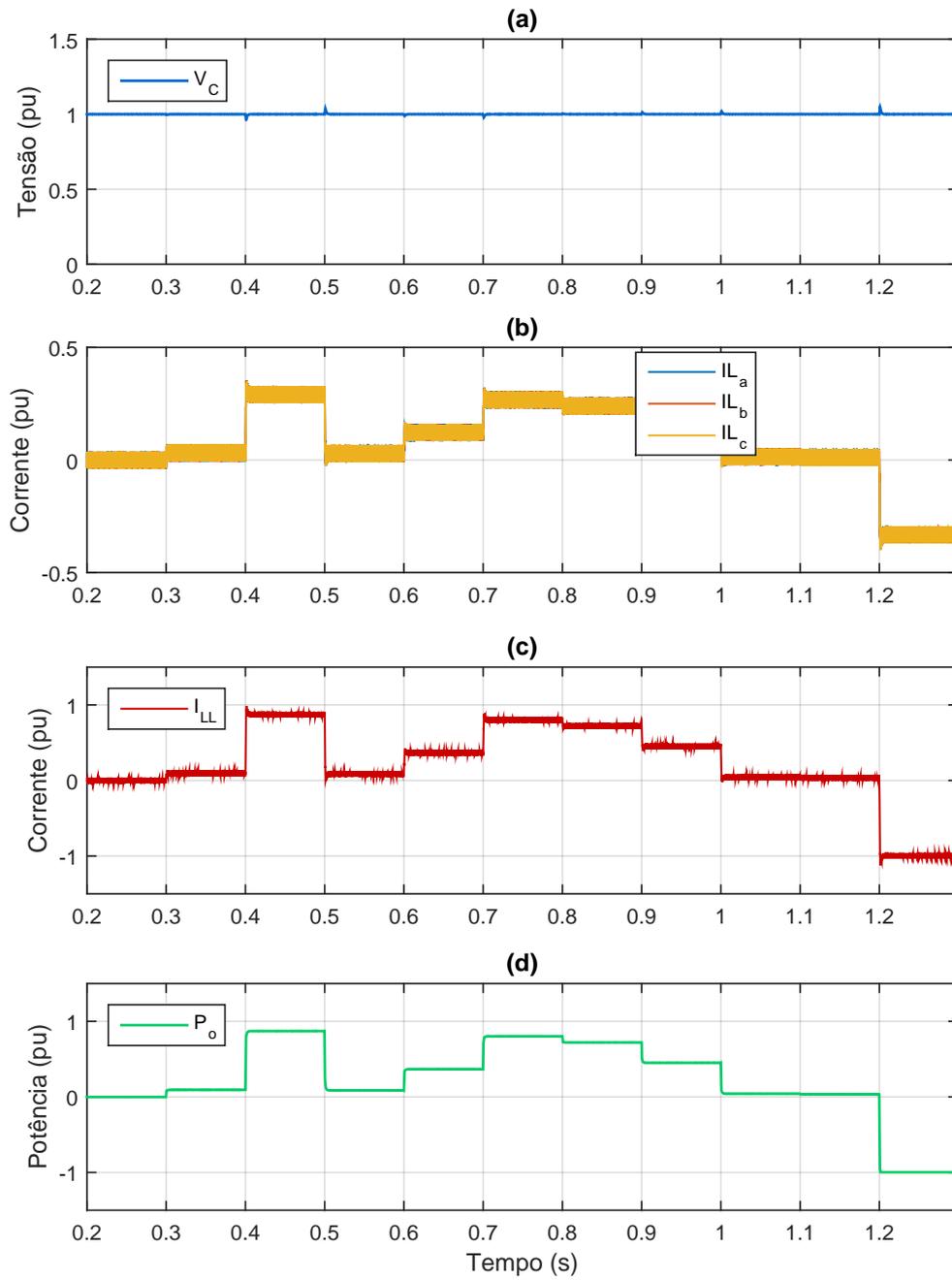


Figura 6.12: Rejeição à perturbação de carga do IC-MPC sem malha *feedforward* - configuração 2.

A terceira configuração do controle preditivo mostrada na figura 6.13 apresenta um desempenho superior ao do controle adaptativo quanto à resposta dinâmica da tensão de saída. Neste caso foi utilizado o parâmetro $\omega_v = 1500\pi \text{ rad/s}$.

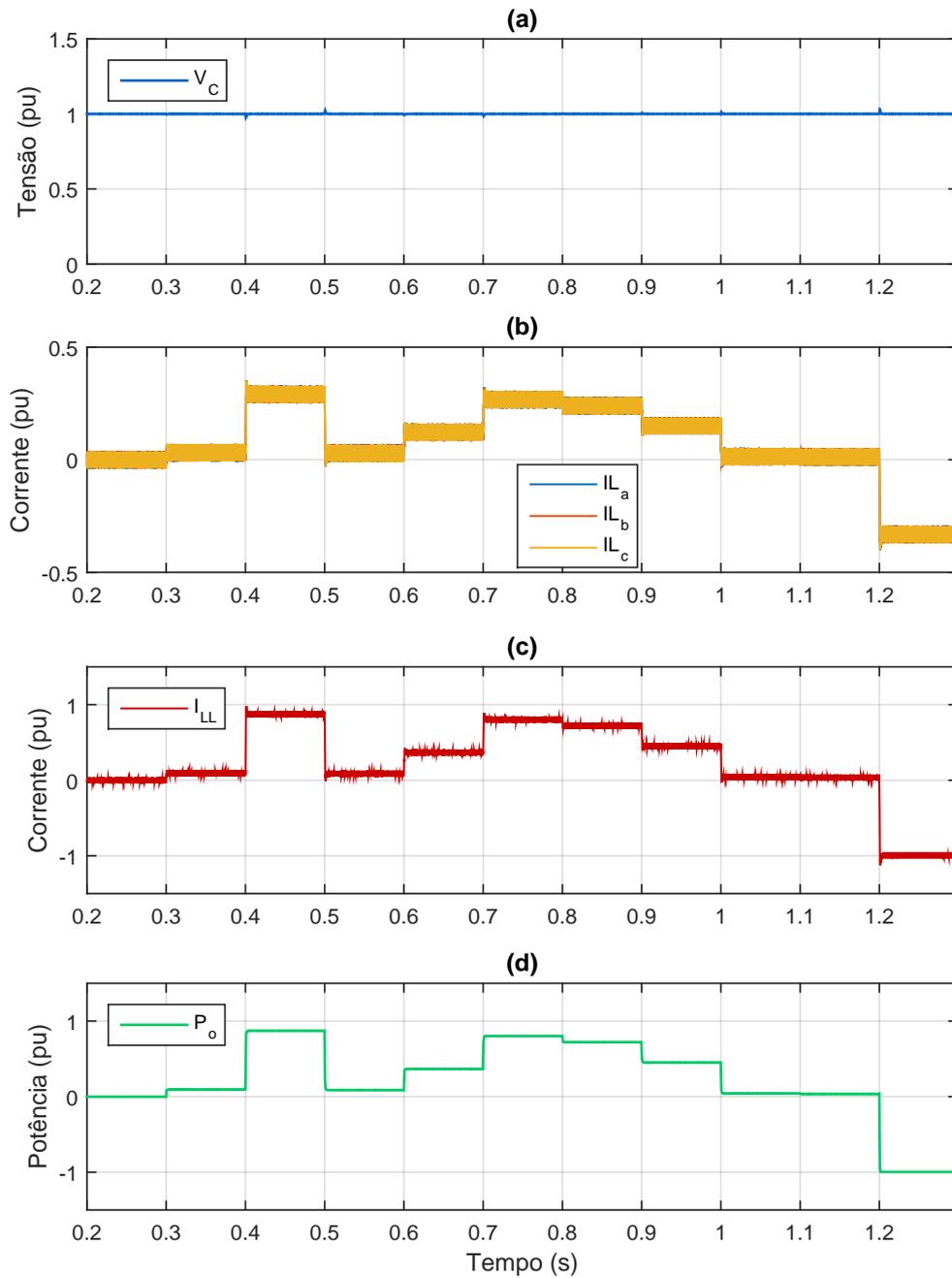


Figura 6.13: Rejeição à perturbação de carga do IC-MPC sem malha *feedforward* - configuração 3.

A quarta configuração do controle preditivo mostrada na figura 6.14 apresenta o desempenho mais rápido de todos justamente devido ao fato de que neste caso foi utilizado o parâmetro $\omega_v = 2000\pi \text{ rad/s}$. Em todos os casos não ocorrem oscilações na tensão. Este comportamento é garantido pelo ajuste de controle proposto apresentado no capítulo 5 onde se utiliza o parâmetro $\gamma = \frac{\omega_v}{4}$. Isso garante que os polos do sistema de malha fechada estarão sobre o eixo real. Esse mesmo ajuste é o responsável por causar um pequeno *overshoot* nas correntes de fase e de saída em todos os casos.

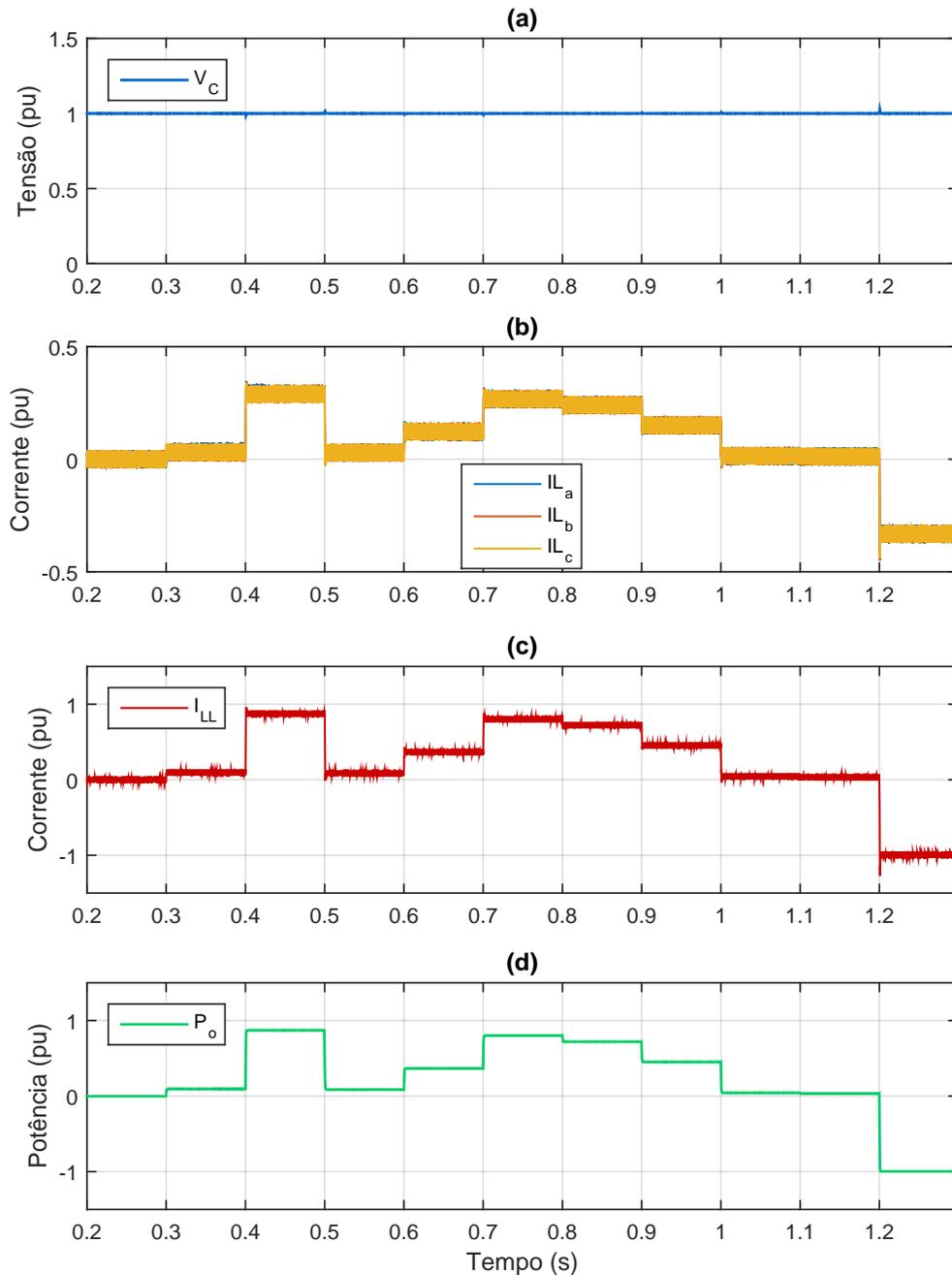


Figura 6.14: Rejeição à perturbação de carga do IC-MPC sem malha *feedforward* - configuração 4.

6.2.4 Controle Preditivo IC-MPC com Malha *Feedforward*

A primeira configuração do controle preditivo com malha *feedforward* é apresentada na figura 6.15. Nela é observado que a dinâmica da tensão perante perturbações de carga é superior aos casos anteriores mesmo com o ajuste da banda do regulador de tensão lento ($\omega_v = 100\pi \text{ rad/s}$). Isso ocorre porque o esforço de controle para rastrear a referência de corrente é provido pela malha *feedforward*. Assim, pode-se utilizar o ajuste do regulador de tensão que garante a largura de banda desejada. Com isso, a resposta dinâmica das correntes de fase e de saída, além do perfil de potência não apresentam *overshoot*.

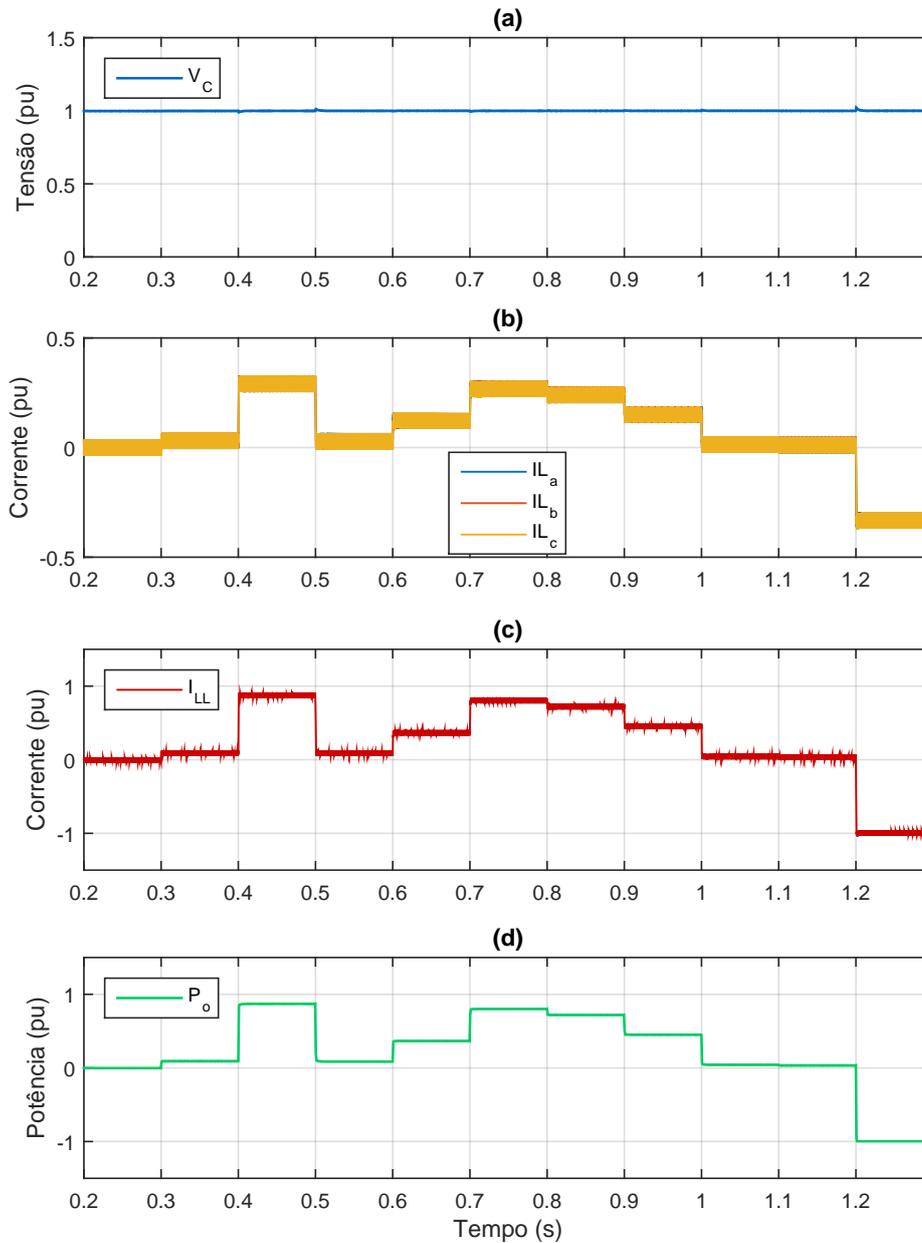


Figura 6.15: Rejeição à perturbação de carga do IC-MPC com malha *feedforward* - configuração 1.

À medida que aumenta-se o valor da largura de banda do regulador de tensão ($\omega_v = 200\pi rad/s$) a resposta do sistema perante perturbações de carga se torna mais robusta, como mostrado na figura 6.16 referente à segunda configuração do controle preditivo com malha *feedforward*.

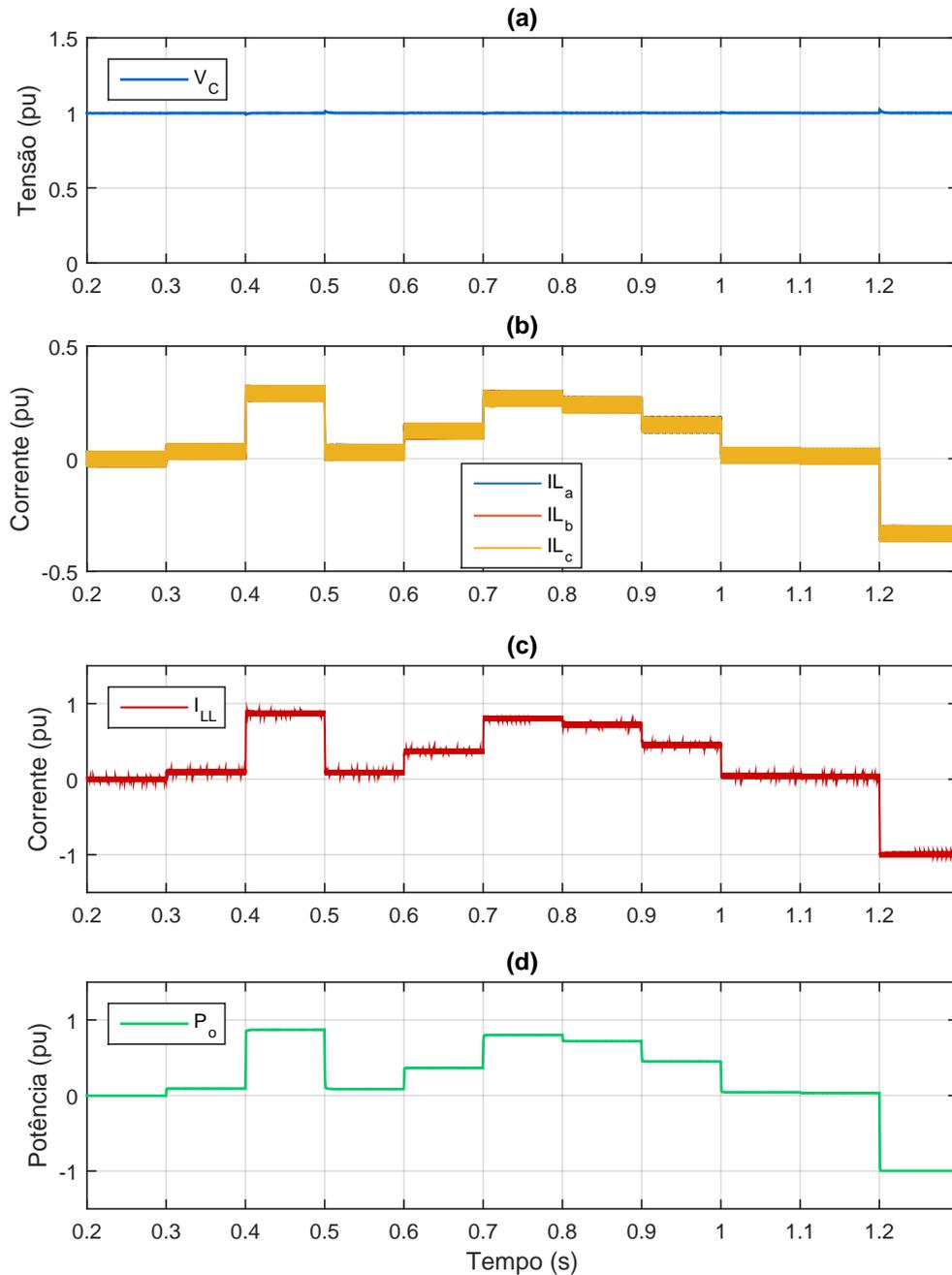


Figura 6.16: Rejeição à perturbação de carga do IC-MPC com malha *feedforward* - configuração 2.

Isso também é constatado na figura 6.17 que mostra a robustez do sistema quando se aumenta o valor da banda do regulador de tensão. Nesta terceira configuração utilizou-se $\omega_v = 400\pi rad/s$

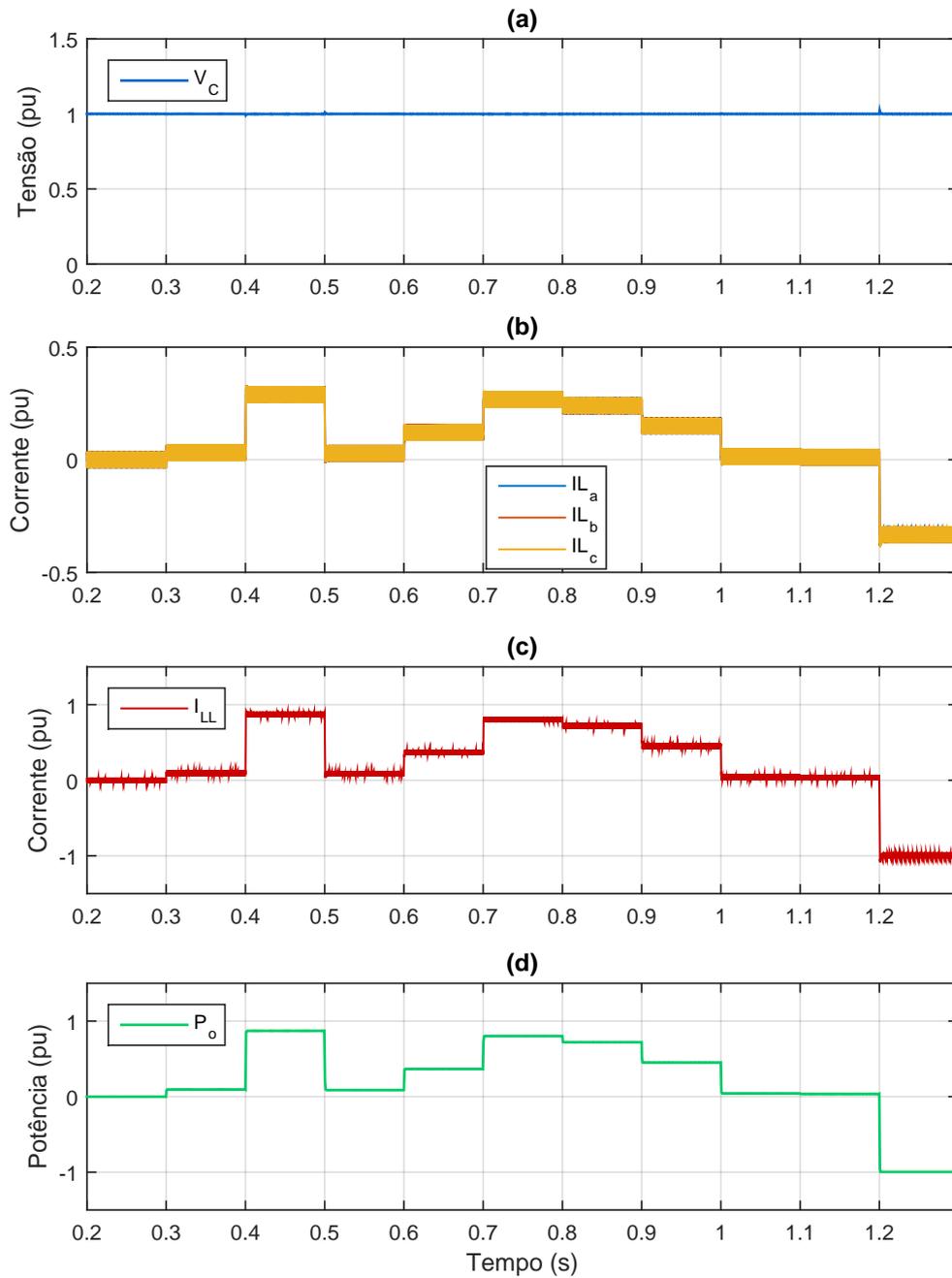


Figura 6.17: Rejeição à perturbação de carga do IC-MPC com malha *feedforward* - configuração 3.

6.2.5 Conclusão da análise

Com o ajuste de controle apropriado, podem-se obter bons desempenhos para todas as estratégias de controle analisadas. Contudo, algumas limitações são observadas.

O controle linear clássico tem um limite para a melhora de sua capacidade de rejeição de perturbação de cargas. Se esse limite for ultrapassado, a resposta do sistema como um todo começa a apresentar um comportamento oscilatório fracamente amortecido.

O controle com retroalimentação de estado adaptativo proposto no capítulo quatro tem um desempenho muito superior ao controle linear e já se configura como uma opção bastante robusta.

O desempenho do controle preditivo se torna tão mais robusto, até mesmo superando o controle adaptativo, quanto maior for o valor da largura de banda da malha de controle de tensão. Porém, o ajuste de controle proposto para atingir esse desempenho necessariamente causa um *overshoot* nas correntes do sistema.

Quando se utiliza a malha *feedforward* no regulador de tensão do controle preditivo, garante-se um desempenho dinâmico superior a todos os outros casos utilizando valores menores de largura de banda. Isso garante que não ocorra *overshoot* nas correntes de fase e de saída e na potência do sistema. Essa configuração precisa de uma medição a mais (medição da corrente de carga) que no caso do controle preditivo sem malha *feedforward*.

6.3 Análise II: Rejeição de Perturbações na Tensão de Entrada

O desempenho das estratégias de controle perante perturbações de carga é mostrado na figura 6.18. Nos resultados apresentados o sistema foi submetido a um afundamento e a uma elevação de tensão de 25% em ambos os casos (a).

O controle linear com o ajuste proposto para melhorar a resposta do sistema perante variações de carga tem um desempenho superior no tempo de resposta se comparado ao caso onde se utiliza o mesmo controle com o ajuste que garante apenas a largura de banda de tensão desejada (b). Contudo, o afundamento de tensão é praticamente o mesmo nos dois casos.

O controle proposto no capítulo quatro apresenta uma resposta robusta como mostrado em (c). Isso ocorre devido à ação da malha de retroalimentação adaptativa que automaticamente modifica o ciclo de trabalho do conversor à medida que a tensão de entrada varia.

O controle preditivo é ainda mais robusto que o adaptativo (c). Além disso, ele dispensa a medição da tensão de entrada. O modelo preditivo utiliza um parâmetro constante em pu para representar o valor desta tensão. De fato, isso causa um erro de predição. Porém ele é corrigido no instante de amostragem seguinte com as novas medições do sistema. Assim, este erro causado pela diferença entre o valor real da tensão de entrada e o parâmetro constante utilizado para representá-la não se propaga ao longo do tempo.

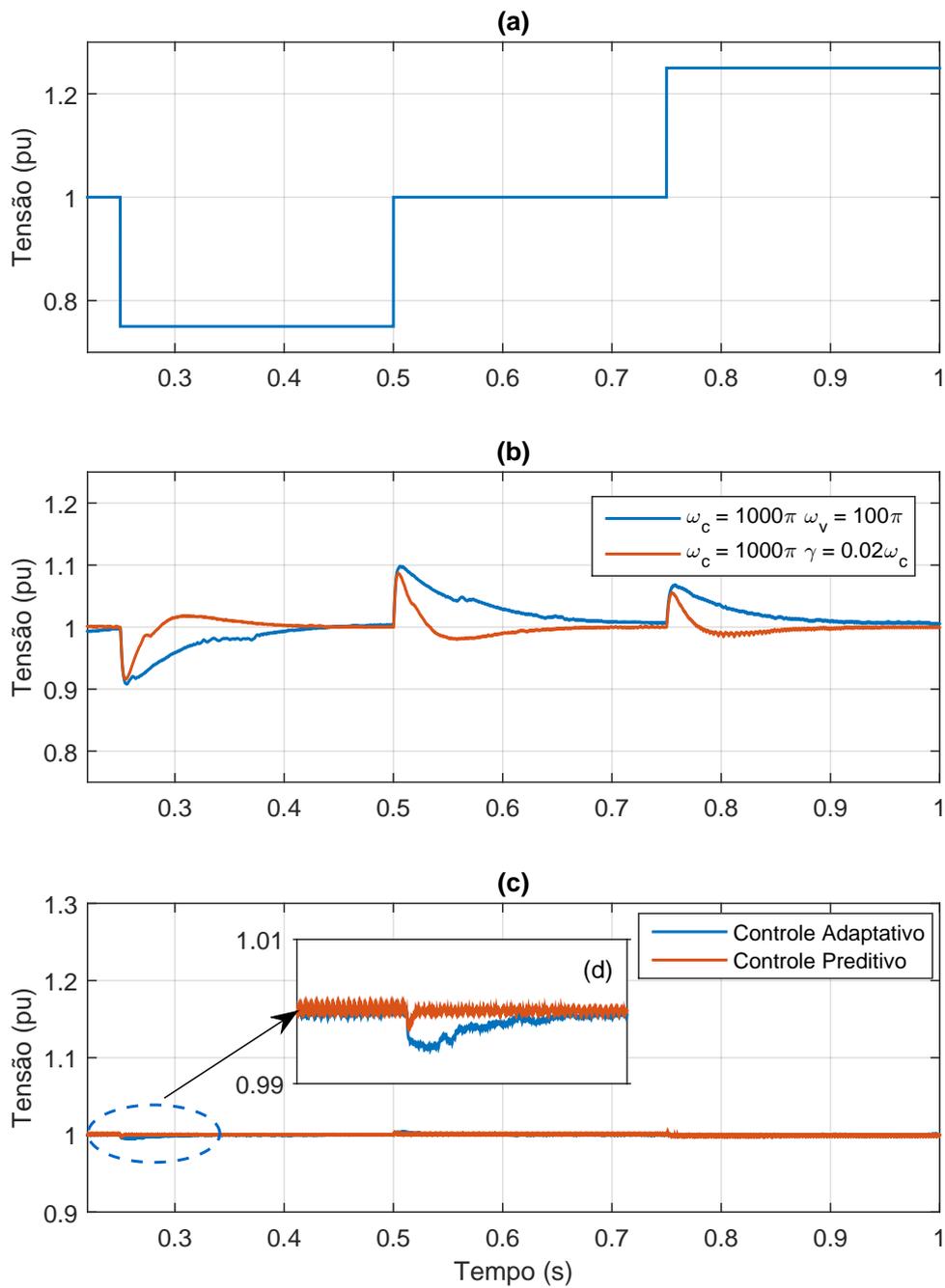


Figura 6.18: Rejeição a perturbações na tensão de entrada: variação da tensão de entrada (a), dinâmica da tensão de saída com controle linear (b) dinâmica da tensão de saída com controle com retroalimentação de estado adaptativa e com o IC-MPC (c) e comparação entre os dois (d).

6.3.1 Conclusão da análise

O desempenho tanto do controle preditivo quanto do controle com retroalimentação de estado adaptativo é bastante robusto perante variações de tensão de entrada, tanto em casos de afundamento quanto de elevação desta tensão. Entretanto, o controle preditivo dispensa a medição desta tensão para o seu funcionamento.

6.4 Análise III: Inversão do Fluxo de Potência

A terceira análise deste trabalho consiste de determinar as limitações dos sistemas de controle no cenário mais abrupto onde ocorre uma total inversão do fluxo de potência do conversor. A figura 6.19 apresenta a dinâmica da tensão (a) e da corrente de saída (b) neste cenário. Da mesma forma como foi observado na primeira análise deste capítulo, à medida que o parâmetro γ aumenta, o sistema apresenta uma afundamento de tensão menor. Porém, se esse valor for aumentado de tal forma a se aproximar muito de ω_c , a resposta do sistema se torna subamortecida.

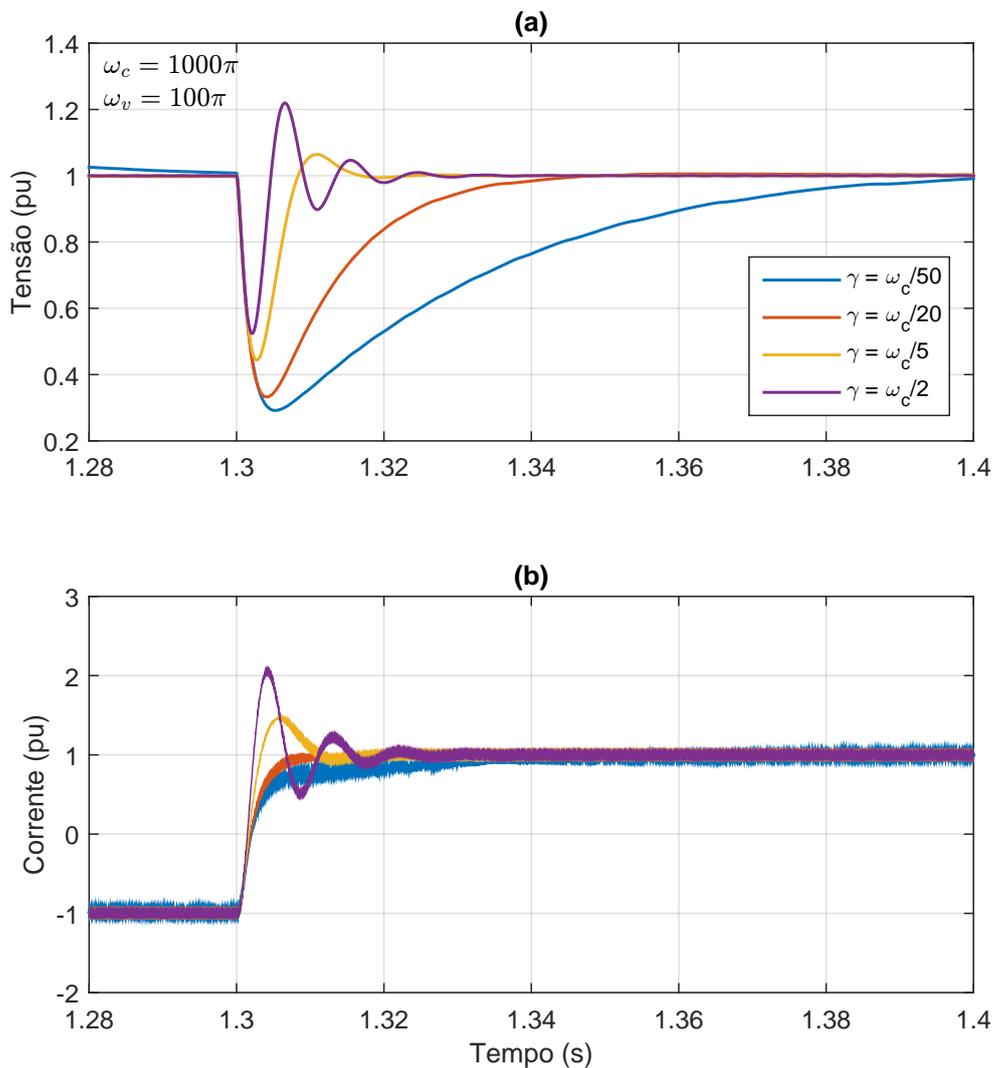


Figura 6.19: Desempenho do controle linear quando ocorre a inversão no fluxo de potência: tensão de saída (a) e corrente de saída (b).

Na figura 6.20 é mostrado o desempenho do controle adaptativo. Observa-se que

à medida que a largura de banda da malha de controle de tensão (ω_v) aumenta, o tempo de resposta do sistema melhora, porém o afundamento de tensão se mantém o mesmo (a). A dinâmica da corrente de saída (I_{LL}) apresenta uma *overshoot* elevado nos casos onde se eleva ω_v para valores mais próximos de ω_c

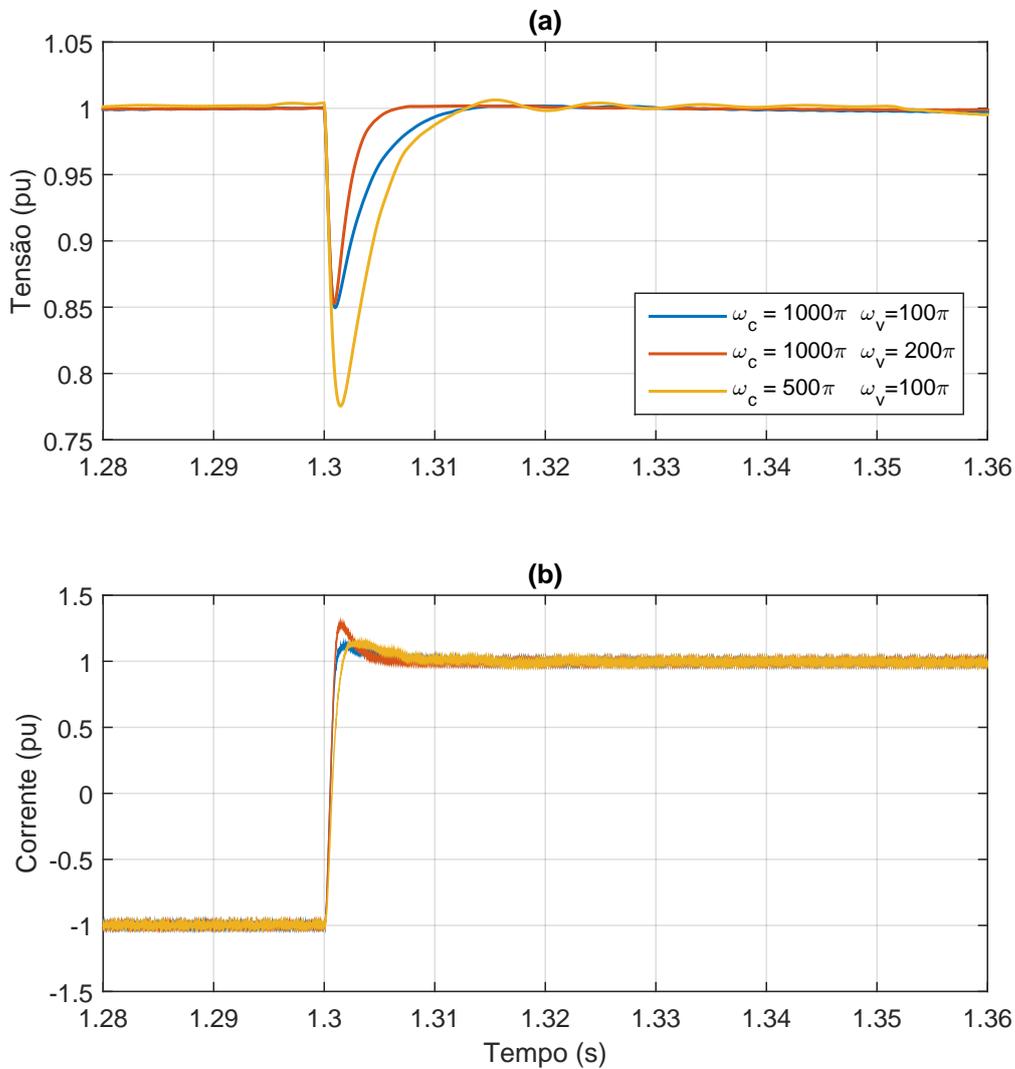


Figura 6.20: Desempenho do controle com retroalimentação de estado adaptativa quando ocorre a inversão no fluxo de potência: tensão de saída (a) e corrente de saída (b).

A dinâmica da tensão de saída quando se utiliza o controle preditivo com e sem malha *feedforward* é mostrado na figura 6.21(a) e (b), respectivamente. Em (a) observa-se que à medida que se eleva o valor do parâmetro ω_v , tanto o afundamento de tensão quanto o tempo de resposta melhoram. No caso onde se utiliza $\omega_v =$

$1000\pi \text{ rad/s}$ (curva vermelha), o desempenho é superior ao controle adaptativo. Porém, quando se ajusta o valor de $\omega_v = 1500\pi \text{ rad/s}$, o sistema começa apresentar oscilação na tensão de saída. Em (b) é mostrado o desempenho do sistema com a malha *feedforward*. As respostas se tornam mais rápidas para valores menores ω_v porém, o afundamento de tensão permanece inalterado em todos os casos.

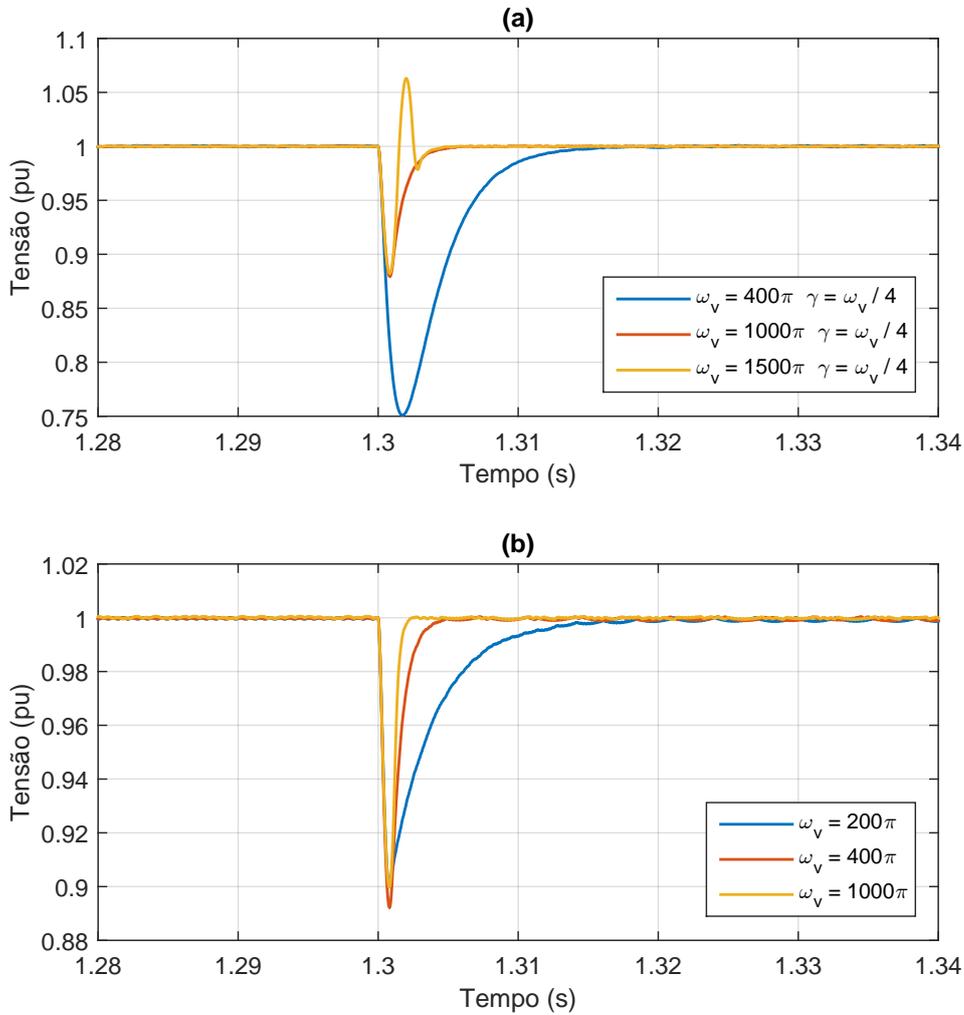


Figura 6.21: Dinâmica do controle IC-MPC na tensão de saída quando ocorre a inversão no fluxo de potência: sem a malha *feedforward* e com a malha *feedforward* (b).

O grande problema de se elevar a largura de banda do regulador de tensão do controle preditivo é o surgimento de um grave *overshoot* de corrente tanto para o caso sem a malha *feedforward*(a) quanto para o caso com ela (b). Isto limita a operação do sistema neste cenário abrupto.

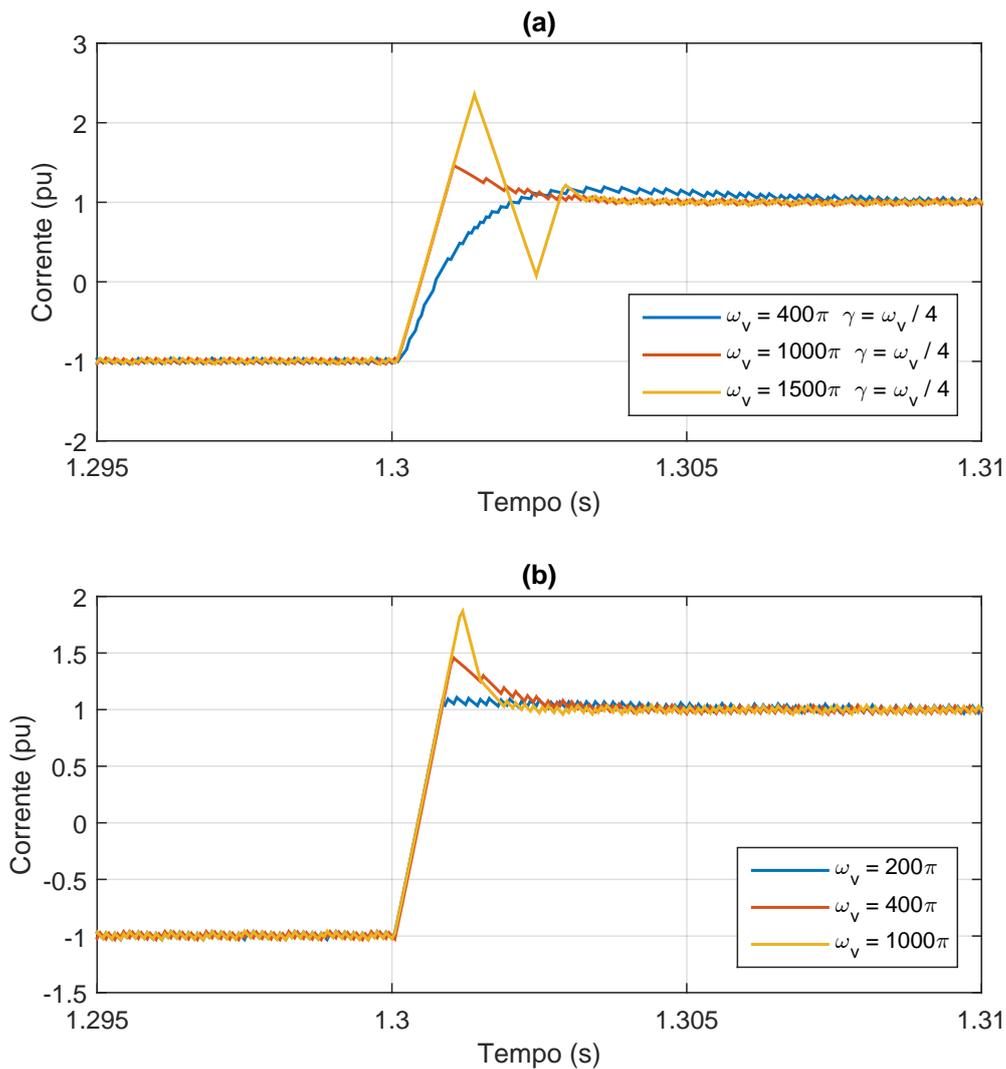


Figura 6.22: Dinâmica do controle IC-MPC na corrente de saída quando ocorre a inversão no fluxo de potência: sem a malha *feedforward* e com a malha *feedforward* (b).

É o risco desta sobrecorrente, e de qualquer outra a qual o sistema pode ser submetido, que motivou a utilização do sistema de penalidades na função de custo do controle preditivo assim como apresentado no capítulo cinco. A figura 6.23 mostra o desempenho da técnica de controle preditivo com a malha *feedforward* e com as penalidades de sobrecorrente ativadas. Neste caso penalizam-se previsões que venham a causar um *overshoot* maior que 20%. Como mostrado em (b), esta estratégia de penalidades tem sucesso em seu objetivo de impedir sobrecorrentes no sistema. Porém, isso ocorre ao custo de um afundamento maior na tensão de saída como mostrado em (a).

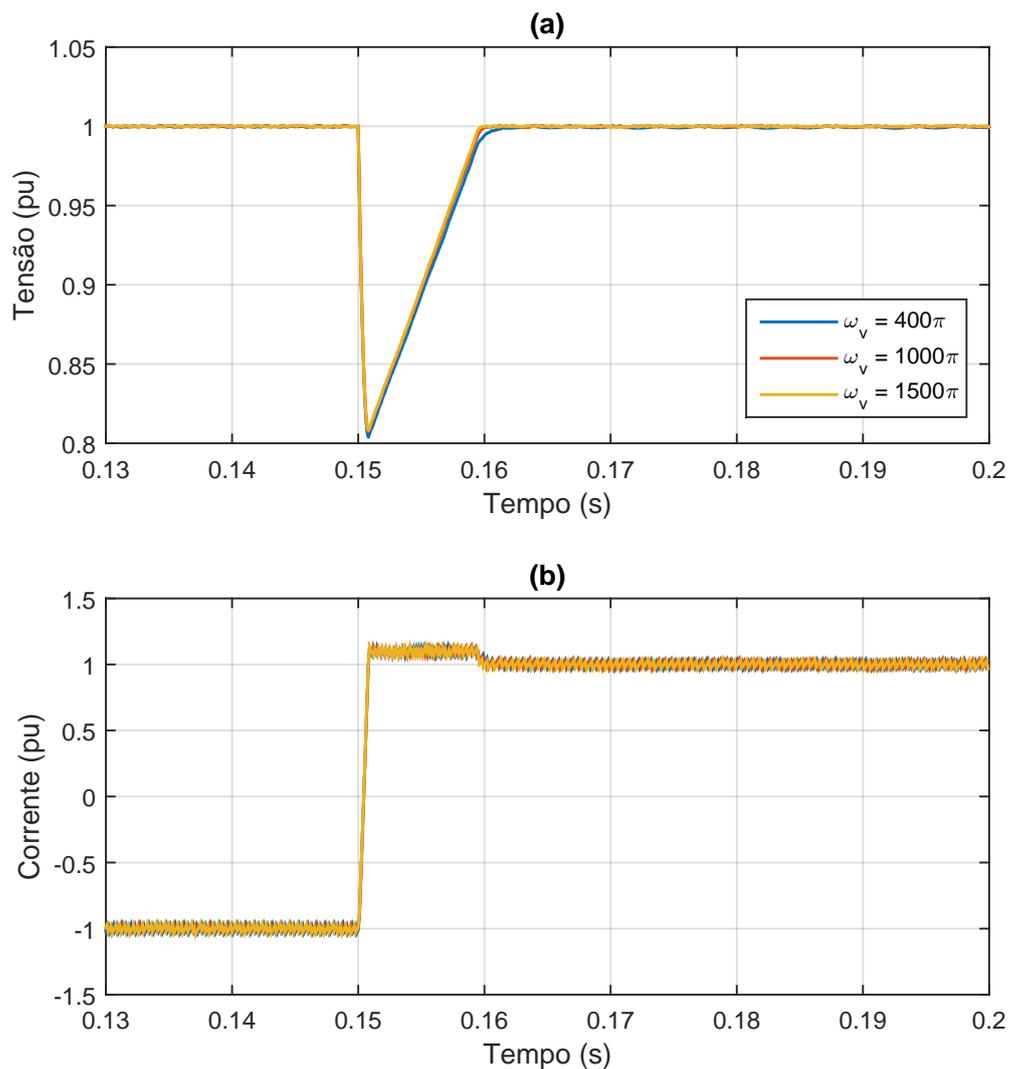


Figura 6.23: Efeito das penalidades de sobrecorrente na dinâmica do IC-MPC com malha *feedforward*: tensão de saída (a) e corrente de saída (b).

Já a figura 6.24 apresenta a performance da técnica de controle preditivo sem a malha *feedforward* e com as penalidades ativadas. Neste caso, observa-se que a estratégia de penalidades continua efetiva. No entanto, ao não mais se dedicar a seguir a referência de corrente advinda do regulador de tensão, o controle preditivo faz com que o regulador de tensão busque aumentar seu esforço de controle o que causa uma piora na performance da tensão de saída (a) e um subsequente afundamento da corrente de saída (b). Ambos, tão piores quanto maior for o valor do parâmetro ω_v .

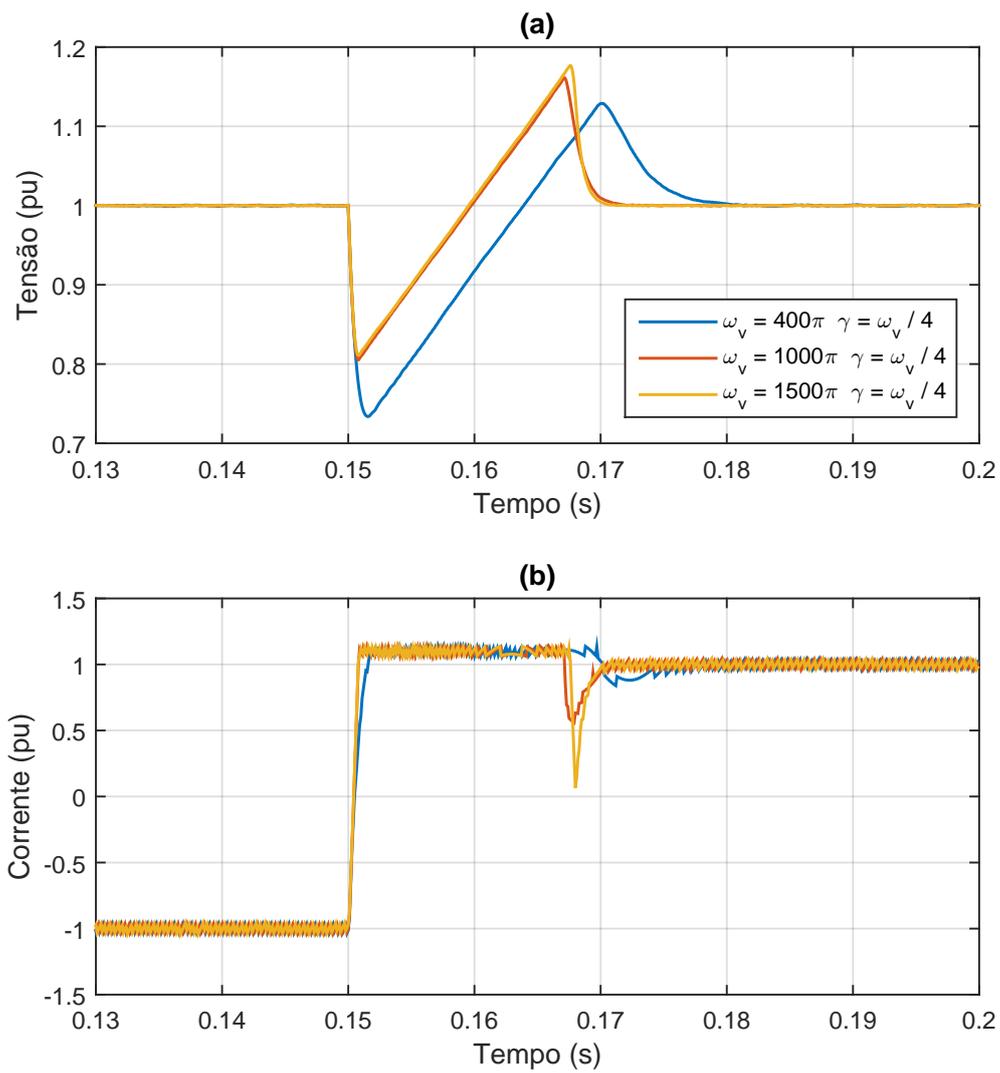


Figura 6.24: Efeito das penalidades de sobrecorrente na dinâmica do IC-MPC sem malha *feedforward*: tensão de saída (a) e corrente de saída (b).

6.4.1 Conclusão da análise

A técnica de controle adaptativa apresenta uma boa resposta dinâmica no cenário de inversão do fluxo de potência devido à ação da malha *feedforward*. Esta mesma malha permite que a tensão de saída do conversor tenha uma variação menos abrupta quando se utiliza o controle preditivo. Além disso, foi mostrada a efetividade da estratégia de penalidades para proteger o sistema de sobrecorrentes.

6.5 Análise IV: Frequência de Chaveamento do Controle Preditivo

A quarta análise realizada neste trabalho tem por objetivo mostrar que a frequência de chaveamento variável típica das estratégias de controle preditivo do tipo FCS-MPC não é um problema nesta aplicação.

Isto pode ser observado na figura 6.25. Em (b) é mostrado o espectro de frequência da função de chaveamento associada ao ciclo de trabalho do conversor *interleaved* com o controle linear. Nela pode ser visto a frequência da modulação PWM ($f_{PWM} = 5Hz$) e seus múltiplos inteiros.

Já em (c) pode-se notar que o perfil de frequência da mesma função de chaveamento do controle preditivo é distribuído ao longo do espectro. Esta é uma característica comumente encontrada em técnicas de controle preditivo. Embora, haja um espalhamento da frequência, ele está contido numa região do espectro acima da frequência de $1KHz$.

Em (a) é mostrada a resposta em frequência da tensão de saída do sistema. Na frequência de $1KHz$ esta resposta apresenta um ganho de $-40dB$ e um comportamento de queda de $40dB/dec$. Isso significa que o efeito de todas as frequências observadas em (b) e (c) são devidamente filtradas. Isto foi observado ao longo de todos os resultados das análises anteriores nos quais a tensão de saída apresentava apenas o nível CC.

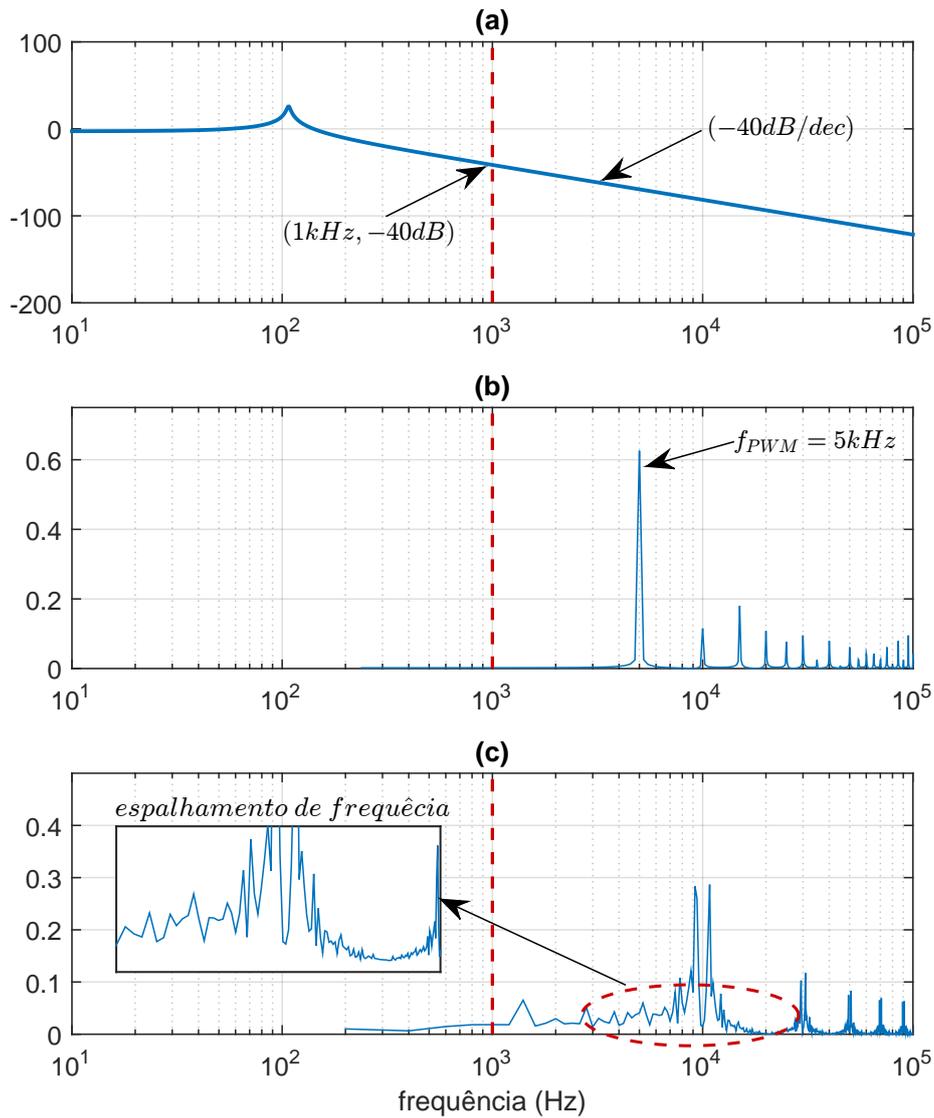


Figura 6.25: Resposta em frequência em malha aberta da tensão de saída (a) e espectros de frequência dos pulsos de chaveamento do controle linear com modulação PWM (b) e do IC-MPC (c).

Da mesma forma que a tensão de saída não é afetada pelo espalhamento de frequência, as correntes de fase também não são. Porém, uma frequência sub-harmônica à frequência de chaveamento é observada nestas correntes. A figura 6.26 mostra em (a) a corrente da fase 1 do conversor *interleaved* operando com o controle linear e modulação PWM e em (b) é mostrada a mesma corrente quando se utiliza o controle preditivo. Observa-se em (b) a presença da frequência sub-harmônica mencionada.

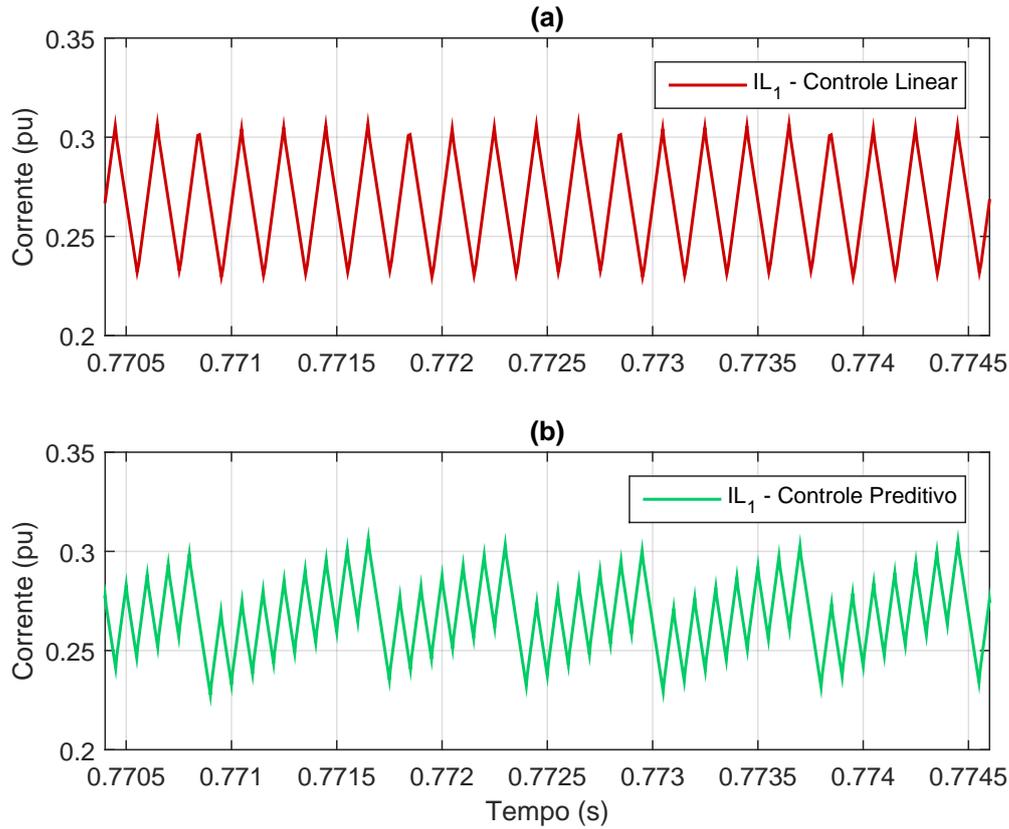


Figura 6.26: *Ripple* da corrente de fase do controle linear com modulação PWM (a) e *Ripple* da corrente de fase do IC-MPC (b).

A presença desta frequência na forma de onda da corrente de fase da figura 6.26(b) é explicada através da resposta em frequência da corrente de fase do sistema mostrada na figura 6.27(a). Diferente do caso da tensão de saída o ganho desta resposta na frequência de 1KHz é de -12.6dB e a variação deste ganho é de -20dB/dec . De fato, esta resposta tem menos capacidade de filtrar as altas frequências do que a da análise da tensão de saída. Esse comportamento é esperado, visto que este conversor trabalha com valores mais altos de *ripple* nas correntes de fase que irão se cancelar na corrente de saída. Na figura 6.27(a) percebe-se que na frequência f_{SH} o ganho é de -15dB o que é insuficiente para filtrar completamente o efeito desta frequência. O processo de chaveamento do controle preditivo apresenta um conteúdo de 6.5% desta frequência em seu espectro harmônico como mostrado na figura 6.27(c).

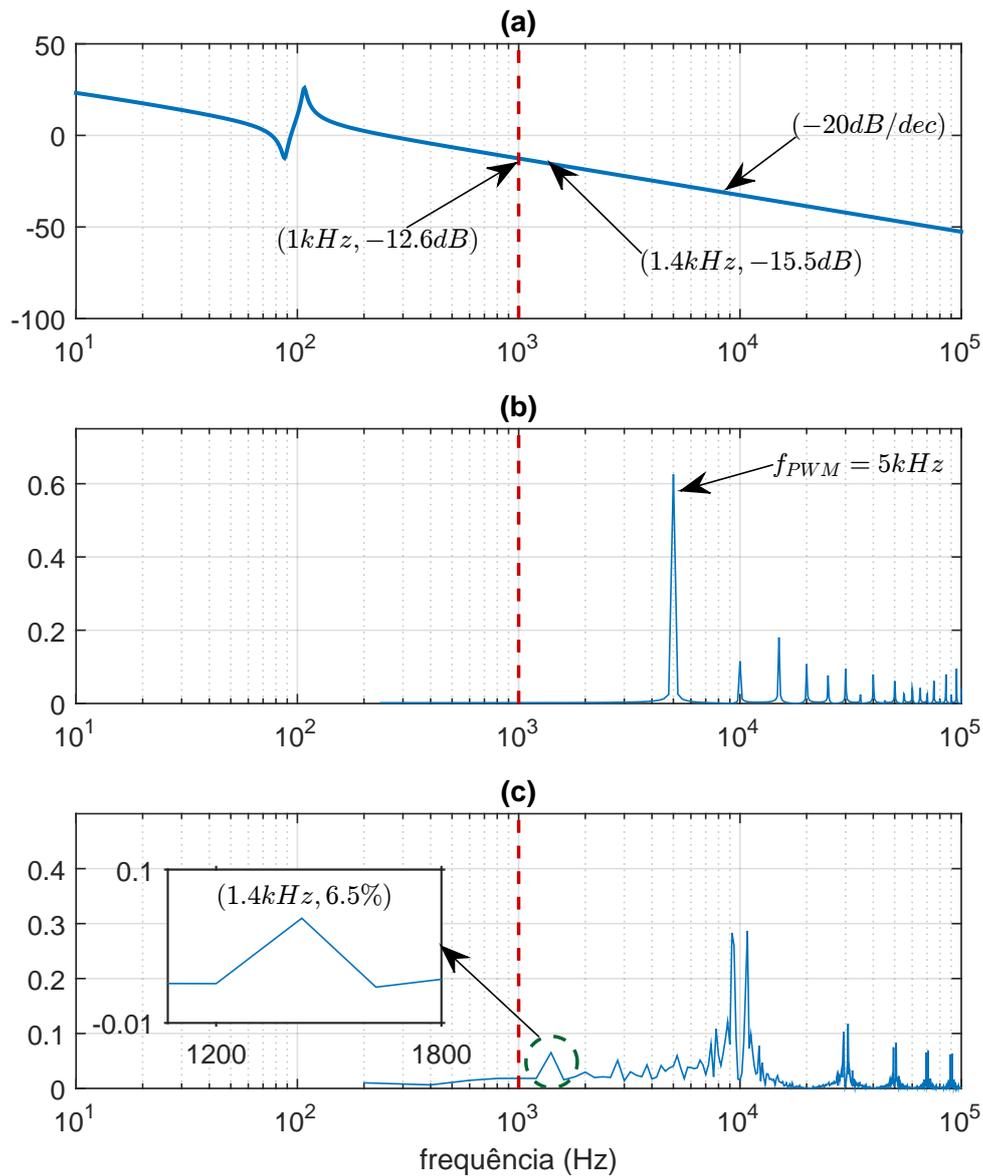


Figura 6.27: Resposta em frequência em malha aberta da corrente de fase (a) e espectros de frequência dos pulsos de chaveamento do controle linear com modulação PWM (b) e do IC-MPC (c).

O espectro harmônico da corrente de fase para o controle linear com modulação PWM e para o controle preditivo são mostrados na figura 6.28(a) e (b), respectivamente. Em (a) a presença da frequência f_{SH} não é observada como esperado. Porém, a presença dela é constatada em (b) o que explica a forma de onda observada em 6.26.

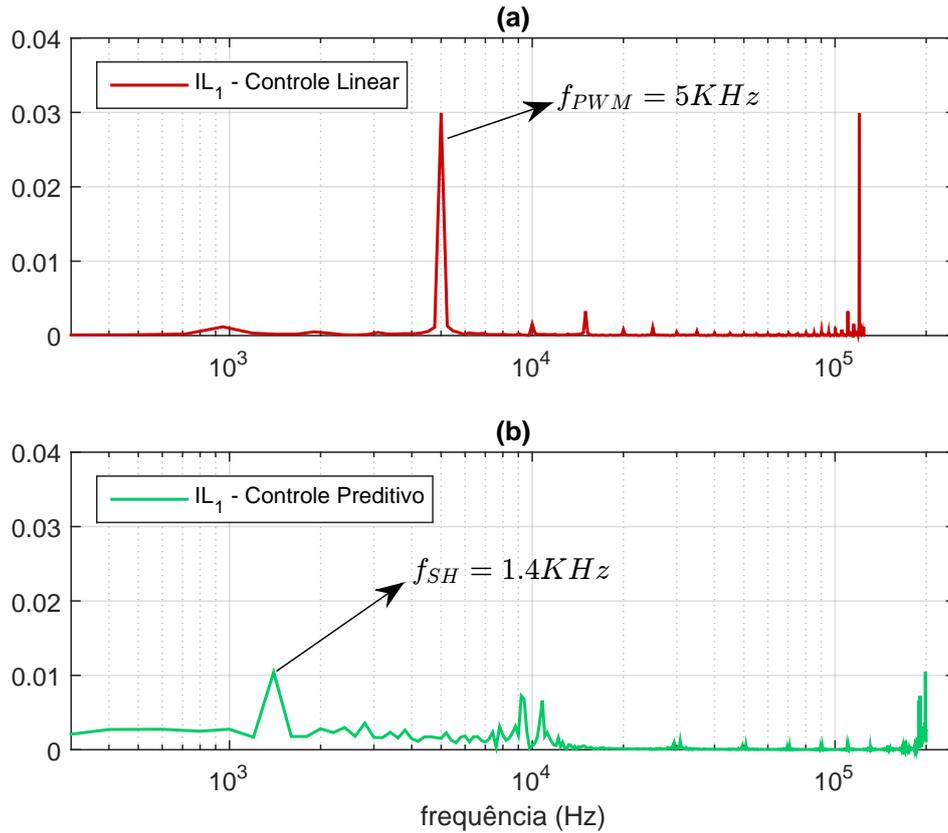


Figura 6.28: Espectro de frequência da corrente de fase do conversor com controle linear e modulação PWM (a) e Espectro de frequência da corrente de fase do IC-MPC (b).

A presença desta frequência foi notada em diversos casos utilizando pesos diferentes tanto na função de custo ponderada pelo parâmetro β , que tem o objetivo de minimizar i_{LL} , quanto na função de custo ponderada por λ , com o objetivo de minimizar a quantidade de comutações. Embora, em nenhum dos cenários apresentados neste trabalho algum problema de estabilidade ou de desequilíbrio de corrente tenha sido observado devido à esta frequência.

6.5.1 Conclusão da análise

Foi mostrado que o perfil de espalhamento do espectro de frequência da função de chaveamento, característico do controle preditivo, não afeta a tensão de saída do conversor nem as correntes de fase. Entretanto, foi constatada a presença de uma frequência sub-harmônica (f_{SH}) na forma de onda das correntes de fase quando se utiliza o controle preditivo. Isto faz com que o *ripple* resultante desta corrente seja maior do que no caso da utilização do controle linear com modulação PWM. Porém, esta frequência não afeta o desempenho do sistema no que diz respeito a estabilidade, ao equilíbrio das correntes de fase e performance robusta perante perturbações de carga e de tensão.

6.6.2 Modelo da microrrede CA

Na figura 6.30 é mostrado o modelo de microrrede CA utilizado nesta análise. Este modelo contém duas cargas resistivas, um par de cargas de potência ativa e reativa e um retificador. A conexão delas ao barramento da microrrede CA provocará uma variação de potência ativa no elo CC do PFI fazendo com que sua tensão CC também varie. Isso provocará perturbações na tensão de entrada do conversor *interleaved*.

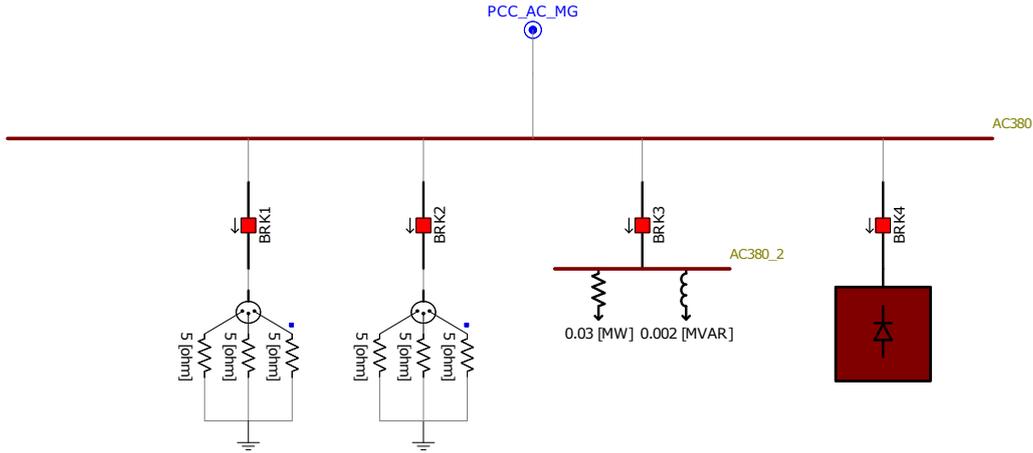


Figura 6.30: Modelo da microrrede CA - PSCAD/EMTDC.

6.6.3 Modelo do PFI

O modelo do PFI (*Power Flow Interface*) como dito anteriormente, consiste de um conversor *back-to-back* em que conversor do lado da rede foi projetado com um controle para a regulação do elo CC de 980 V. Este elo é conectado à entrada do conversor *interleaved*. Foi utilizada uma técnica de controle preditivo de corrente [81, 96] cujas referências são providas por um regulador de tensão do elo CC baseado na teoria *pq* [114]. O conversor do lado da microrrede CA foi projetado com uma técnica de controle preditivo de tensão [96, 115] para formação de tensão CA do barramento da microrrede [81, 96]. A estrutura detalhada do modelo do PFI e de sua respectiva estratégia de controle são mostradas no Apêndice C.

6.6.4 Operação da microrrede híbrida

A figura 6.31 mostra o sistema da microrrede híbrida com as medições de interesse apresentadas nesta análise. São elas: as tensão de fase da rede CA (v_s), as correntes de linha da rede CA (i_s), as tensão de fase da microrrede CA (v_m), as correntes de linha da microrrede CA (i_m), a tensão do elo CC do PFI (v_g) (que é a tensão de entrada do conversor *interleaved*), a tensão do barramento da microrrede CC (v_c) e a corrente da microrrede CC (i_o).

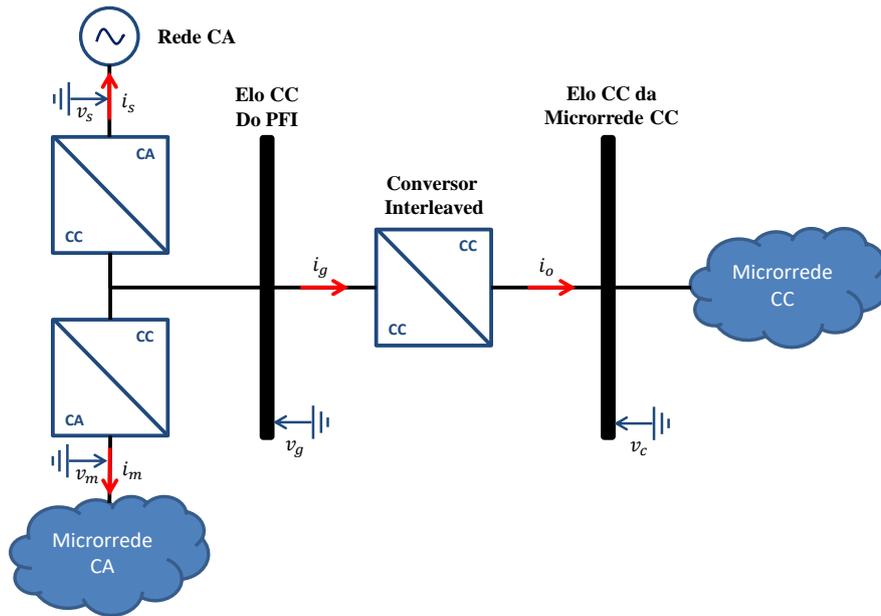


Figura 6.31: Sistema da microrrede híbrida com as medições de interesse.

A figura 6.32 mostra a tensão do elo CC de 980 V do PFI. Após uma primeira etapa de pré-carga do conversor ele atinge seu valor nominal. O elo CC tem uma capacitância de 11 mF. A estratégia de controle utilizada no PFI garante um desempenho robusto quanto à estabilidade do elo CC.

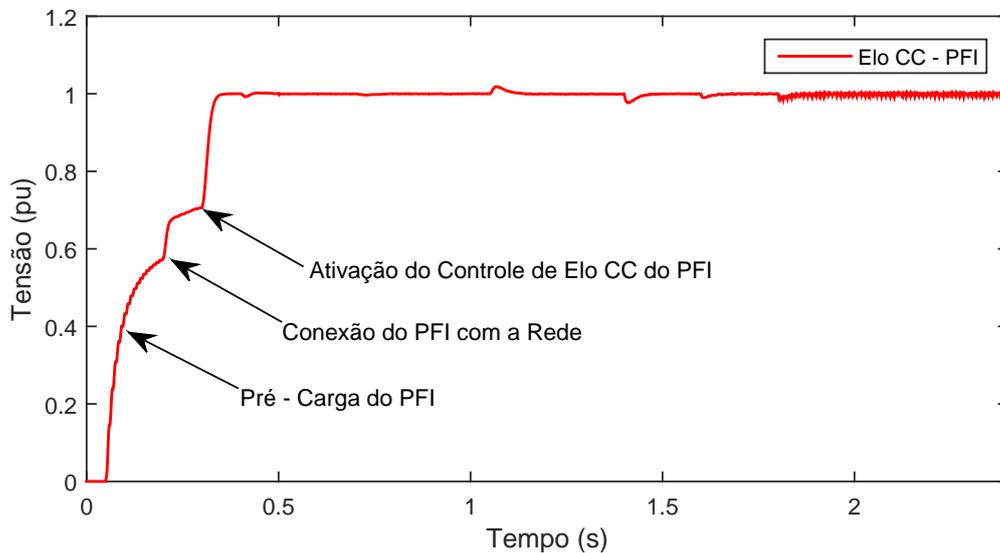


Figura 6.32: Pré-carga do elo CC de 980 V do PFI.

As correntes de linha da entrada do conversor *Back-to-Back* conectado à rede elétrica são mostradas na figura 6.33.

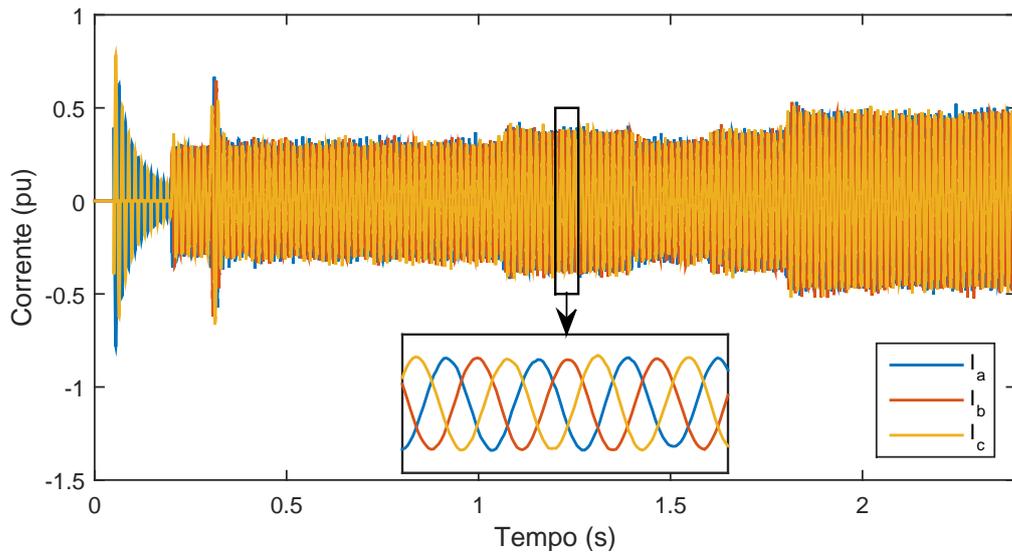


Figura 6.33: Correntes de linha da rede CA.

O perfil de potência do ponto de acoplamento entre o PFI e a rede elétrica é mostrado na figura 6.34. A referência de potência reativa foi mantida constante em $0.25pu$. No instante de $0.7s$ os conversores da microrrede CC são acionados passando a consumir potência e em um momento seguinte, no instante de $1.1s$, o sistema de geração fotovoltaica é ativado injetando potência no sistema CC. Em $1.4s$ e $1.6s$, as cargas resistivas e as cargas de potência ativa e reativa são conectadas à microrrede CA, respectivamente. Também em $1.6s$ os conversores CC mostrados na figura 6.29 são desconectados.

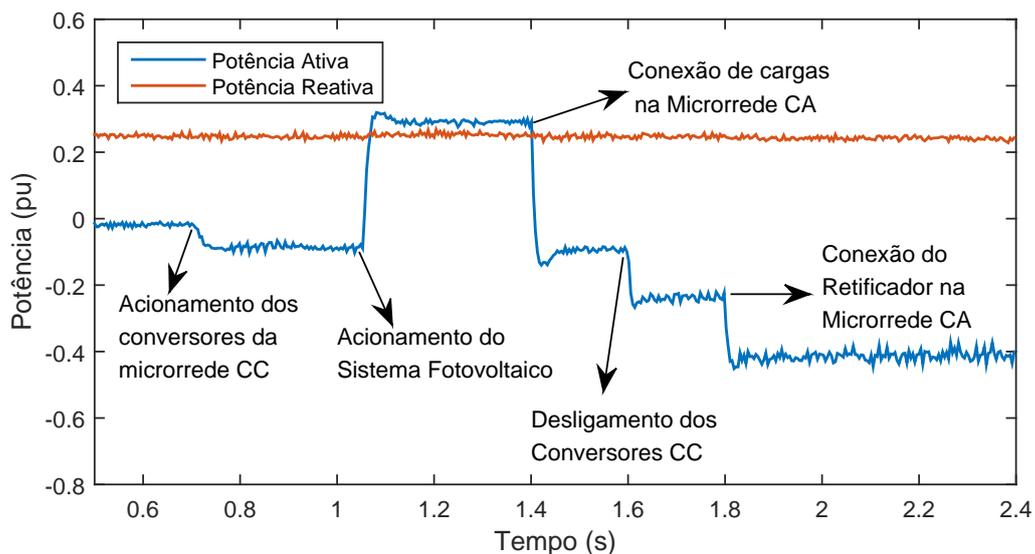


Figura 6.34: Perfil de potências ativa e reativa injetadas na rede elétrica pelo PFI - convenção gerador.

Os perfis da tensão e da corrente CA da microrrede CA são observados nas

figuras 6.35 e 6.36, respectivamente.

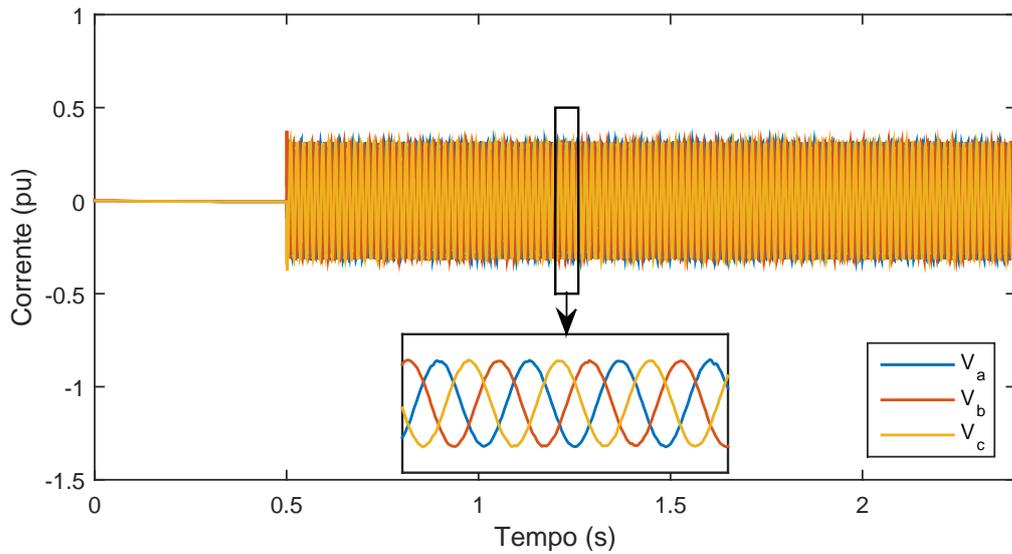


Figura 6.35: Perfil de tensão do barramento da microrrede CA controlado pelo PFI.

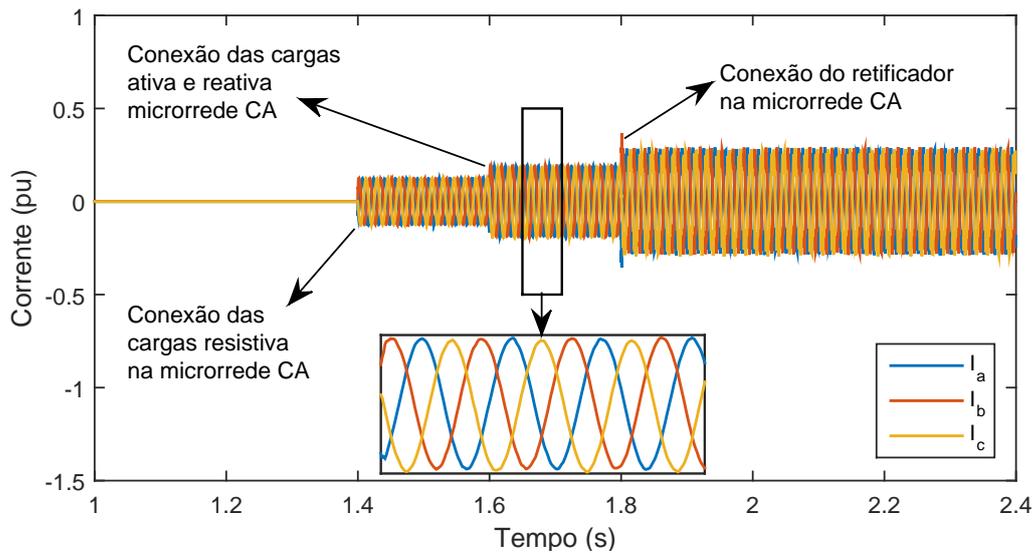


Figura 6.36: Perfil das correntes de linha do barramento da microrrede CA.

Os perfis da tensão do elo CC do PFI (a), da tensão do barramento da microrrede CC utilizando as estratégias de controle estudadas neste trabalho (b), (c) e (d) são mostrados na figura 6.37. Note que a tensão do elo CC do PFI apresenta uma variação pequena. Isso se deve ao fato que o conversor possui uma alta inércia capacitiva além de um controle robusto do elo.

Assim, pode-se observar que as variações da tensão do elo CC do PFI não influenciam significativamente a tensão do barramento da microrrede CC se comparadas às influências das perturbações de carga no mesmo.

Observa-se que o controle IC-MPC (c) proposto tem um desempenho mais robusto do que o controle linear (b) e até mesmo do que o controle com retroalimentação adaptativa de estado e malha *feedforward*.

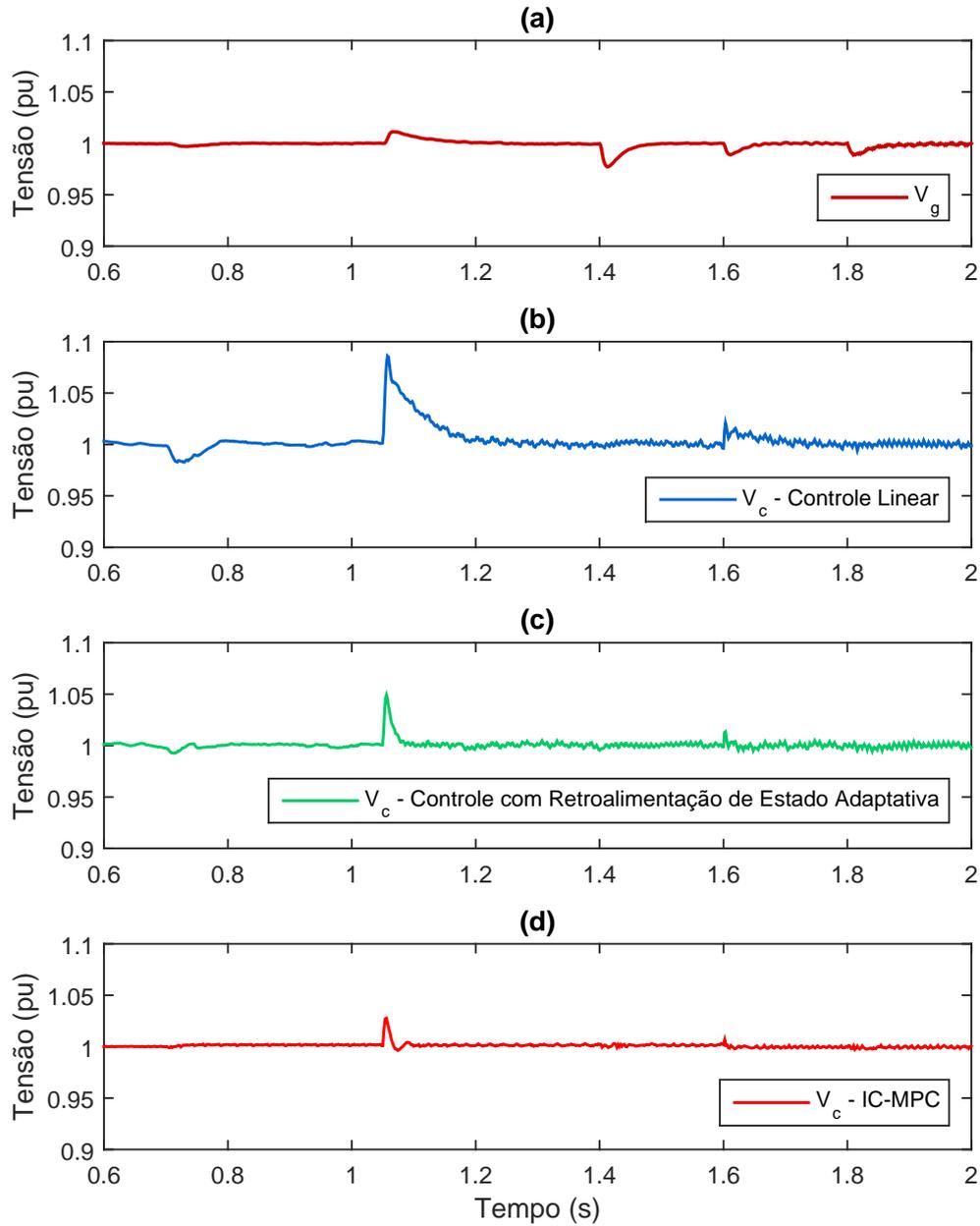


Figura 6.37: Tensão do elo CC do PFI (a), tensão do barramento da microrrede CC controlado pelo conversor *interleaved* utilizando o controle linear em (b), o controle com retroalimentação de estado adaptativa e malha *feedforward* em (c) e o controle IC-MPC em (d).

6.6.5 Conclusão da análise

O conversor *interleaved* é capaz de desempenhar de forma robusta uma interface de potência entre o elo CC do PFI e o barramento da microrrede CC. Este desempenho é devido à capacidade das técnicas de controle propostas de rejeitarem variações de carga e de geração rapidamente. A tensão do elo CC do PFI não sofre distúrbios significativos por causa de sua alta inércia capacitiva e pelo fato do controle implementado no PFI ser robusto. Assim, perturbações na tensão de entrada do conversor *interleaved* não são relevantes neste cenário. Entretanto, quando forem utilizadas outras estratégias de controle do PFI, que apresentem uma variação significativa da tensão do seu elo CC, estas perturbações deverão ser levadas em conta na operação do sistema, embora as análises anteriores mostraram um ótimo desempenho das técnicas propostas perante este tipo de distúrbio.

Capítulo 7

Conclusão e Trabalhos Futuros

Neste capítulo final serão enumeradas as conclusões deste trabalho quanto ao desempenho das técnicas de controle estudadas. Além disso, sugestões de trabalhos futuros são apresentadas.

7.1 Conclusões

Na primeira parte deste trabalho apresentou-se a modelagem matemática do conversor *interleaved* de N fases. Foram demonstradas características típicas deste conversor como o efeito dos modos de vibração complexos e o acoplamento entre os ciclos de trabalho de cada fase na dinâmica das correntes de fase, que motivaram parte dos objetivos de controle deste trabalho.

Uma metodologia para calcular a influência dos modos de vibração mencionados foi introduzida demonstrando matematicamente a influência do resíduo destes polos na dinâmica do sistema. Além disso, esta análise permitiu justificar as simplificações para o projeto de controle clássico.

Na segunda parte deste trabalho foram apresentadas diversas técnicas de controle linear. A estratégia mais utilizada na literatura foi escolhida como base para as análises que se seguiram. O projeto de controle baseado nas simplificações propostas se mostrou suficiente para obter as respostas desejadas do sistema em malha fechada no que diz respeito à largura de banda. Entretanto, foi constatado que esta técnica não tinha boa capacidade de rejeição de perturbações. Além disso, o sistema em malha fechada apresenta um comportamento ressonante indesejado devido a influências dos polos complexos já mencionados. Uma análise de estabilidade foi feita mostrando os efeitos destes polos na margem de fase do sistema. Além disso, foi determinado o limite teórico em função da largura de banda do sistema de controle de corrente até onde é possível aprimorar o desempenho desta técnica utilizando o projeto de controle proposto.

A partir desta técnica linear clássica foi proposta uma estratégia baseada em retroalimentação de estado adaptativa. Demonstrou-se matematicamente que esta malha adicional tem a capacidade suprimir totalmente os modos de vibração indesejados além de desacoplar as ações de controle de cada fase.

A adaptabilidade garantiu um desempenho robusto para rejeitar perturbações de tensão de entrada. A malha de controle *feedforward* mostrou-se bastante eficiente no objetivo de rejeitar as perturbações de carga além de permitir a utilização do ajuste de controle que garante a largura de banda desejada do sistema de controle de tensão.

No capítulo sobre controle preditivo foi feita uma revisão bibliográfica sobre o estado da arte do controle preditivo e seus fundamentos básicos. Então foi proposta uma nova técnica de controle preditivo para o conversor *interleaved* de N fases chamada de IC-MPC.

O modelo preditivo foi obtido através das equações diferenciais que regem a dinâmica do conversor e foi proposta uma função de custo que contemplava os objetivos de controle requeridos. Uma variação da técnica proposta foi apresentada

incluindo uma malha *feedforward* no regulador externo de tensão.

Foi mostrado que a proposta de controle preditivo pode ser tão robusta perante perturbações de carga quanto maior for a frequência de amostragem do controlador, visto que esta frequência está diretamente ligada à largura de banda do controle de corrente e, portanto, à velocidade de resposta deste controle. O projeto do regulador tensão foi proposto para ambos os casos, com e sem a utilização da malha *feedforward*. Uma análise de estabilidade justificando este projeto foi apresentada.

Os resultados obtidos através do modelo de simulação construído no PS-CAD/EMTDC com as técnicas de controle embarcadas em um DSP validaram os estudos teóricos realizados nos capítulos anteriores. Foi observado que à medida que a largura de banda do controle linear clássico aumenta sua resposta perante perturbações melhora, porém há um limite onde começam a ocorrer oscilações indesejadas.

O controle com retroalimentação de estado adaptativa mostrou ótimos resultados em todos os cenários estudados e se configurou como uma estratégia suficientemente robusta para os objetivos do conversor na microrrede híbrida do LEMT.

Mostrou-se que o controle preditivo com a malha *feedforward* tem o melhor desempenho entre todos os controladores no que diz respeito à rejeição das perturbações mesmo com baixos valores de largura de banda do regulador de tensão. Além disso, a técnica proposta dispensa a medição da tensão entrada e no caso da não utilização da malha *feedforward* dispensa também a medição de corrente de carga.

Foi constatado que o espalhamento no espectro da frequência da função de chaveamento produzida pelo controle preditivo não afetava a tensão de saída nem as correntes de fase. No entanto uma frequência sub-harmônica não danosa à estabilidade do sistema foi observada independente do ajuste dos pesos que ponderam as funções de custo. A desvantagem associada a esta frequência é que ela aumenta ligeiramente a amplitude do *ripple* das correntes de fase embora isto não afete a tensão de saída.

A estratégia de penalidades proposta mostrou-se bastante eficiente para proteger o conversor de sobrecorrentes que podem ocorrer no sistema. Em todos os casos estudados o controle foi capaz de impedir que as correntes de fase superassem o valor limite estabelecido. Além disso, o objetivo de manter as correntes de fase do conversor *interleaved* equilibradas foi alcançado em todos os casos.

Por fim, conclui-se que as técnicas de controle propostas cumpriram com os objetivos de controle definidos apresentando um desempenho superior em relação à técnica de controle linear clássica.

7.2 Trabalhos Futuros

Os estudos de estabilidade mostraram um ótimo desempenho do controle com retroalimentação de estado adaptativa e malha *feedforward* perante perturbações de carga e de tensão, além de altas margens de fase. Entretanto, são necessários estudos mais aprofundados sobre a estabilidade do sistema quando todos os conversores da microrrede híbrida do LEMT estiverem operando em conjunto, com seus respectivos controles. Isto vale também para o controle IC-MPC.

É necessária uma adaptação da lei de controle para que o sistema opere em modo ilhado. Além disso, uma estratégia de controle hierárquico deve ser estudada para os diversos cenários de operação da microrrede do LEMT.

Quanto à estratégia de controle preditivo proposta, muitos estudos podem ser realizados como: o efeito dos pesos da função de custo na performance do sistema, o desempenho do controle perante incertezas paramétricas e a natureza da frequência sub-harmônica observada no *ripple* das correntes de fase e sua correlação com as variáveis de controle. Outras estratégias de penalidades e tipos de controle preditivo podem ser estudados para minimizar o espalhamento da frequência de chaveamento.

Aspectos relacionados ao método de discretização do modelo preditivo e sua influência no desempenho do controle devem ser investigados.

Referências Bibliográficas

- [1] PARHIZI, S., LOTFI, H., KHODAEI, A., et al. “State of the Art in Research on Microgrids: A Review”, *IEEE Access*, v. 3, pp. 890–925, 2015. ISSN: 2169-3536. doi: 10.1109/ACCESS.2015.2443119.
- [2] WANG, X., GUERRERO, J. M., BLAABJERG, F., et al. “A review of power electronics based microgrids”, *Journal of Power Electronics*, v. 12, n. 1, pp. 181–192, 2012.
- [3] GUERRERO, J. M., CHANDORKAR, M., LEE, T. L., et al. “Advanced Control Architectures for Intelligent Microgrids Part I: Decentralized and Hierarchical Control”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 4, pp. 1254–1262, April 2013. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2012.2194969.
- [4] GUERRERO, J. M., LOH, P. C., LEE, T. L., et al. “Advanced Control Architectures for Intelligent Microgrids Part II: Power Quality, Energy Storage, and AC/DC Microgrids”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 4, pp. 1263–1270, April 2013. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2012.2196889.
- [5] DRAGIČEVIĆ, T., LU, X., VASQUEZ, J. C., et al. “DC Microgrids Part I: A Review of Control Strategies and Stabilization Techniques”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 7, pp. 4876–4891, July 2016. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2015.2478859.
- [6] DRAGIČEVIĆ, T., LU, X., VASQUEZ, J. C., et al. “DC Microgrids Part II: A Review of Power Architectures, Applications, and Standardization Issues”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 5, pp. 3528–3549, May 2016. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2015.2464277.
- [7] KJAER, S. B., PEDERSEN, J. K., BLAABJERG, F. “A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 5, pp. 1292–1306, Sept 2005. ISSN: 0093-9994. doi: 10.1109/TIA.2005.853371.

- [8] PANDEY, A., TYAGI, V., SELVARAJ, J. A., et al. “Recent advances in solar photovoltaic systems for emerging trends and advanced applications”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 53, pp. 859 – 884, 2016. ISSN: 1364-0321.
- [9] MIRHASSANI, S. M., ONG, H. C., CHONG, W., et al. “Advances and challenges in grid tied photovoltaic systems”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 49, pp. 121 – 131, 2015. ISSN: 1364-0321.
- [10] TRAVERSE, C. J., PANDEY, R., BARR, M. C., et al. “Emergence of highly transparent photovoltaics for distributed applications”, *Nature Energy*, v. 2, n. 11, pp. 849, 2017.
- [11] CHEN, Z., GUERRERO, J. M., BLAABJERG, F. “A Review of the State of the Art of Power Electronics for Wind Turbines”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 8, pp. 1859–1875, Aug 2009. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2009.2017082.
- [12] GONTIJO, G., TRICARICO, T., KREJCI, D., et al. “A novel stator voltage distortion and unbalance compensation of a DFIG with series grid side converter using adaptive resonant controllers”. In: *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, pp. 1–6, Nov 2017. doi: 10.1109/COBEP.2017.8257280.
- [13] GONTIJO, G., TRICARICO, T., KREJCI, D., et al. “Stator harmonic current compensation of a DFIG connected to a grid with voltage distortion”. In: *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, pp. 1–6, Nov 2017. doi: 10.1109/COBEP.2017.8257225.
- [14] GONTIJO, G., KREJCI, D., GUEDES, S., et al. “Implementation of a wind turbine emulator test bench using a squirrel cage induction machine”. In: *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, pp. 1–6, Nov 2017. doi: 10.1109/COBEP.2017.8257229.
- [15] FOLEY, A. M., LEAHY, P. G., MARVUGLIA, A., et al. “Current methods and advances in forecasting of wind power generation”, *Renewable Energy*, v. 37, n. 1, pp. 1–8, 2012.
- [16] LU, B., LI, Y., WU, X., et al. “A review of recent advances in wind turbine condition monitoring and fault diagnosis”. In: *2009 IEEE Power Electronics and Machines in Wind Applications*, pp. 1–7, June 2009. doi: 10.1109/PEMWA.2009.5208325.

- [17] AHMED, K. H., MASSOUD, A. M., ADAM, G. P., et al. “A state of the art review of control techniques for power electronics converter based distributed generation systems in different modes of operation”. In: *2013 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, pp. 1042–1047, Oct 2013. doi: 10.1109/ICRERA.2013.6749906.
- [18] DUFOUR, C., CENSE, S., JALILI-MARANDI, V., et al. “Review of state-of-the-art solver solutions for HIL simulation of power systems, power electronic and motor drives”. In: *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, pp. 1–12, Sept 2013. doi: 10.1109/EPE.2013.6632001.
- [19] MOHAMMAD, S. N., DAS, N. K., ROY, S. “A review of the state of the art of generators and power electronics for wind energy conversion systems”. In: *2014 3rd International Conference on the Developments in Renewable Energy Technology (ICDRET)*, pp. 1–6, May 2014. doi: 10.1109/ICDRET.2014.6861676.
- [20] WANG, K., QI, Z., LI, F., et al. “Review of state-of-the-art integration technologies in power electronic systems”, *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, v. 2, n. 4, pp. 292–305, December 2017. ISSN: 2475-742X. doi: 10.24295/CPSSTPEA.2017.00027.
- [21] RODRIGUEZ-DIAZ, E., VASQUEZ, J. C., GUERRERO, J. M. “Intelligent DC Homes in Future Sustainable Energy Systems: When efficiency and intelligence work together”, *IEEE Consumer Electronics Magazine*, v. 5, n. 1, pp. 74–80, Jan 2016. ISSN: 2162-2248. doi: 10.1109/MCE.2015.2484699.
- [22] CHE, L., SHAHIDEHPOUR, M. “DC Microgrids: Economic Operation and Enhancement of Resilience by Hierarchical Control”, *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 5, n. 5, pp. 2517–2526, Sept 2014. ISSN: 1949-3053. doi: 10.1109/TSG.2014.2344024.
- [23] SAEEDIFARD, M., GRAOVAC, M., DIAS, R. F., et al. “DC power systems: Challenges and opportunities”. In: *IEEE PES General Meeting*, pp. 1–7, July 2010. doi: 10.1109/PES.2010.5589736.
- [24] LIU, X., WANG, P., LOH, P. C. “A Hybrid AC/DC Microgrid and Its Coordination Control”, *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 2, n. 2, pp. 278–286, June 2011. ISSN: 1949-3053. doi: 10.1109/TSG.2011.2116162.

- [25] MAJUMDER, R. “A Hybrid Microgrid With DC Connection at Back to Back Converters”, *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 5, n. 1, pp. 251–259, Jan 2014. ISSN: 1949-3053. doi: 10.1109/TSG.2013.2263847.
- [26] P. ZHU, J., P. ZHOU, J., ZHANG, H. “Research progress of AC, DC and their hybrid micro-grids”. In: *2014 IEEE International Conference on System Science and Engineering (ICSSE)*, pp. 158–161, July 2014. doi: 10.1109/ICSSE.2014.6887925.
- [27] SYED, M. H., ZEINELDIN, H. H., MOURSI, M. S. E. “Hybrid micro-grid operation characterisation based on stability and adherence to grid codes”, *IET Generation, Transmission Distribution*, v. 8, n. 3, pp. 563–572, March 2014. ISSN: 1751-8687. doi: 10.1049/iet-gtd.2013.0230.
- [28] BAUMANN, M., PETERS, J., WEIL, M., et al. “Environmental impacts of different battery technologies in renewable hybrid micro-grids”. In: *2017 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT-Europe)*, pp. 1–6, Sept 2017. doi: 10.1109/ISGTEurope.2017.8260137.
- [29] FRANÇA, B. W., DE CASTRO, A. R., AREDES, M. “Wind and photovoltaic power generation integrated to power grid through dc link and synchronverter”. In: *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, pp. 1–6, Nov 2015. doi: 10.1109/COBEP.2015.7420216.
- [30] CAICEDO, J., AREDES, M. “Voltage control for three-phase ups inverter using P+resonant controllers”. In: *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, pp. 1–6, Nov 2015. doi: 10.1109/COBEP.2015.7420285.
- [31] GONTIJO, G. F., FREITAS, C. M., DA SILVA, R. C. R., et al. “Control of a DFIG in a wind power system connected to a four-wire grid with power conditioning functionalities”. In: *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2241–2246, Oct 2016. doi: 10.1109/IECON.2016.7793230.
- [32] D. S. NEVES, M., AREDES, M. A., KHEZRI, H., et al. “Advantages of grid-tied DC microgrid”. In: *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, pp. 1–6, Nov 2017. doi: 10.1109/COBEP.2017.8257249.

- [33] HEDEL, K. K. “High-Density Avionic Power Supply”, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, v. AES-16, n. 5, pp. 615–619, Sept 1980. ISSN: 0018-9251. doi: 10.1109/TAES.1980.308927.
- [34] SHORTT, D. J., MICHAEL, W. T., AVANT, R. L., et al. “A 600 watt four stage phase-shifted-parallel DC-to-DC converter”. In: *1985 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 136–143, June 1985. doi: 10.1109/PESC.1985.7070938.
- [35] MIWA, B. A., OTTEN, D. M., SCHLECHT, M. E. “High efficiency power factor correction using interleaving techniques”. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC '92. Conference Proceedings 1992., Seventh Annual*, pp. 557–568, Feb 1992. doi: 10.1109/APEC.1992.228361.
- [36] CHANG, C., KNIGHTS, M. A. “Interleaving technique in distributed power conversion systems”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, v. 42, n. 5, pp. 245–251, May 1995. ISSN: 1057-7122. doi: 10.1109/81.386158.
- [37] CHANG, C. “Current ripple bounds in interleaved DC-DC power converters”. In: *Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS 95*, pp. 738–743 vol.2, Feb 1995. doi: 10.1109/PEDS.1995.404978.
- [38] BALOGH, L., REDL, R. “Power-factor correction with interleaved boost converters in continuous-inductor-current mode”. In: *Proceedings Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition,*, pp. 168–174, Mar 1993. doi: 10.1109/APEC.1993.290634.
- [39] AULAGNIER, G., ABOUDA, K., ROLLAND, E., et al. “Benefits of multiphase Buck converters in reducing EME (Electromagnetic Emissions) Analysis and application to on-chip converters for automotive applications”. In: *2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC)*, pp. 102–107, Aug 2015. doi: 10.1109/ISEMC.2015.7256140.
- [40] GARTH, D. R., MULDOON, W. J., BENSON, G. C., et al. “Multi-phase, 2-kilowatt, high-voltage, regulated power supply”. In: *1971 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 110–116, April 1971. doi: 10.1109/PESC.1971.7069141.
- [41] CHANDRASEKARAN, S., GOKDERE, L. U. “Integrated magnetics for interleaved DC-DC boost converter for fuel cell powered vehicles”. In: *2004*

IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551), v. 1, pp. 356–361 Vol.1, June 2004. doi: 10.1109/PESC.2004.1355770.

- [42] HEGAZY, O., MIERLO, J. V., LATAIRE, P. “Analysis, Modeling, and Implementation of a Multidevice Interleaved DC/DC Converter for Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 11, pp. 4445–4458, Nov 2012. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2012.2183148.
- [43] MOON, S. R., LAI, J. S. “Multiphase Isolated DC-DC Converters for Low-Voltage High-Power Fuel Cell Applications”. In: *APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1010–1016, Feb 2007. doi: 10.1109/APEX.2007.357638.
- [44] KARIMI, R., KACZOROWSKI, D., ZLOTNIK, A., et al. “Loss optimizing control of a multiphase interleaving DC-DC converter for use in a hybrid electric vehicle drivetrain”. In: *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1–8, Sept 2016. doi: 10.1109/ECCE.2016.7855224.
- [45] HIRAKAWA, M., WATANABE, Y., NAGANO, M., et al. “High power DC/DC converter using extreme close-coupled inductors aimed for electric vehicles”. In: *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*, pp. 2941–2948, June 2008. doi: 10.1109/IPEC.2010.5542015.
- [46] HIRAKAWA, M., NAGANO, M., WATANABE, Y., et al. “High power density interleaved DC/DC converter using a 3-phase integrated close-coupled inductor set aimed for electric vehicles”. In: *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 2451–2457, Sept 2010. doi: 10.1109/ECCE.2010.5617932.
- [47] CZOGALLA, J., LI, J., SULLIVAN, C. R. “Automotive application of multiphase coupled-inductor DC-DC converter”. In: *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003.*, v. 3, pp. 1524–1529 vol.3, Oct 2003. doi: 10.1109/IAS.2003.1257758.
- [48] NI, L., PATTERSON, D. J., HUDGINS, J. L. “High Power Current Sensorless Bidirectional 16-Phase Interleaved DC-DC Converter for Hybrid Vehicle Application”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 3, pp. 1141–1151, March 2012. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2011.2165297.

- [49] SCHUMACHER, D., BILGIN, B., EMADI, A. “Inductor design for multiphase bidirectional DC-DC boost converter for an EV/HEV application”. In: *2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, pp. 221–228, June 2017. doi: 10.1109/ITEC.2017.7993275.
- [50] SCHROEDER, J. C., WITTIG, B., FUCHS, F. W. “High efficient battery backup system for lift trucks using interleaved-converter and increased EDLC voltage range”. In: *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2334–2339, Nov 2010. doi: 10.1109/IECON.2010.5675142.
- [51] SCHROEDER, J. C., PETERSEN, M., FUCHS, F. W. “One-sensor current sharing in multiphase interleaved DC/DC converters with coupled inductors”. In: *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, pp. DS3c.1–1–DS3c.1–7, Sept 2012. doi: 10.1109/EPEPEMC.2012.6397338.
- [52] SCHUMACHER, D., MAGNE, P., PREINDL, M., et al. “Closed loop control of a six phase interleaved bidirectional dc-dc boost converter for an EV/HEV application”. In: *2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, pp. 1–7, June 2016. doi: 10.1109/ITEC.2016.7520233.
- [53] MAGNE, P., LIU, P., BILGIN, B., et al. “Investigation of impact of number of phases in interleaved dc-dc boost converter”. In: *2015 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, pp. 1–6, June 2015. doi: 10.1109/ITEC.2015.7165754.
- [54] LU, S., MU, M., JIAO, Y., et al. “Coupled inductors in interleaved multiphase three-level DC-DC converter for high power energy storage applications”. In: *2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, pp. 1–6, Aug 2014. doi: 10.1109/ITEC-AP.2014.6940662.
- [55] JUNG, M., LEMPIDIS, G., HÖLSCH, D., et al. “Optimization considerations for interleaved DC-DC converters for EV battery charging applications, in terms of partial load efficiency and power density”. In: *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, pp. 1–9, Sept 2015. doi: 10.1109/EPE.2015.7309164.
- [56] GARCÍA, O., ZUMEL, P., DE CASTRO, A., et al. “Current Self-Balance Mechanism in Multiphase Buck Converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 6, pp. 1600–1606, June 2009. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2009.2013859.

- [57] NAGARAJA, H. N., KASTHA, D., PETRA, A. “Design Principles of a Symmetrically Coupled Inductor Structure for Multiphase Synchronous Buck Converters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 3, pp. 988–997, March 2011. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2010.2048830.
- [58] ZUMEL, P., GARCIA, O., COBOS, J. A., et al. “Magnetic integration for interleaved converters”. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE*, v. 2, pp. 1143–1149 vol.2, Feb 2003. doi: 10.1109/APEC.2003.1179360.
- [59] SCHROEDER, J. C., FUCHS, F. W. “Detailed characterization of coupled inductors in interleaved converters regarding the demand for additional filtering”. In: *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 759–766, Sept 2012. doi: 10.1109/ECCE.2012.6342743.
- [60] BAE, H., LEE, J., YANG, J., et al. “Digital Resistive Current (DRC) Control for the Parallel Interleaved DC Converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 5, pp. 2465–2476, Sept 2008. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2008.2002059.
- [61] CHAE, S., SONG, Y., PARK, S., et al. “Digital Current Sharing Method for Parallel Interleaved DC Converters Using Input Ripple Voltage”, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 8, n. 3, pp. 536–544, Aug 2012. ISSN: 1551-3203. doi: 10.1109/TII.2012.2193405.
- [62] ZHANG, X., CORRADINI, L., MAKSIMOVIC, D. “Digitally controlled distributed multiphase DC-DC converters”. In: *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 36–42, Sept 2009. doi: 10.1109/ECCE.2009.5316151.
- [63] ZHOU, X., XU, P., LEE, F. C. “A novel current-sharing control technique for low-voltage high-current voltage regulator module applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 15, n. 6, pp. 1153–1162, Nov 2000. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/63.892830.
- [64] ZHANG, Y., ZANE, R., MAKSIMOVIC, D. “Current Sharing in Digitally Controlled Masterless Multi-phase DC-DC Converters”. In: *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, pp. 2722–2728, June 2005. doi: 10.1109/PESC.2005.1582018.
- [65] BAE, H., LEE, J., CHO, B. “Digital Resistive Current Control For the Parallel Interleaved DC-DC Converters”. In: *2006 12th International Power*

Electronics and Motion Control Conference, pp. 166–171, Aug 2006. doi: 10.1109/EPEPEMC.2006.4778393.

- [66] FADIL, H. E., GIRI, F. “Robust nonlinear adaptive control of multiphase synchronous buck power converters”, *Control Engineering Practice*, v. 17, n. 11, pp. 1245 – 1254, 2009. ISSN: 0967-0661. doi: <https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2009.04.009>.
- [67] SHA, D., GUO, Z., LIAO, X. “Cross-Feedback Output-Current-Sharing Control for Input-Series-Output-Parallel Modular DC-DC Converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 11, pp. 2762–2771, Nov 2010. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2010.2049504.
- [68] THOUNTHONG, P., PIERFEDERICI, S. “A New Control Law Based on the Differential Flatness Principle for Multiphase Interleaved DC-DC Converter”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, v. 57, n. 11, pp. 903–907, Nov 2010. ISSN: 1549-7747. doi: 10.1109/TCSII.2010.2082830.
- [69] FADIL, H. E., GIRI, F., GUERRERO, J. M. “Adaptive sliding mode control of interleaved parallel boost converter for fuel cell energy generation system”, *Mathematics and Computers in Simulation*, v. 91, pp. 193 – 210, 2013. ISSN: 0378-4754. doi: <https://doi.org/10.1016/j.matcom.2012.07.011>. ELECTRIMACS 2011 - PART II.
- [70] TSOLARIDIS, G., BIELA, J. “Interleaved hybrid control concept for multiphase DC-DC converters”. In: *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 3069–3076, Oct 2017. doi: 10.1109/ECCE.2017.8096561.
- [71] LEE, W., HAN, B. M., CHA, H. “Battery ripple current reduction in a three-phase interleaved dc-dc converter for 5kW battery charger”. In: *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 3535–3540, Sept 2011. doi: 10.1109/ECCE.2011.6064247.
- [72] GAVRILUTA, C., CITRO, C., NISAK, K., et al. “A simple approach for fast controller prototyping for a three phase interleaved DC-DC converter”. In: *2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 2015–2019, May 2012. doi: 10.1109/ISIE.2012.6237403.
- [73] HIGURE, H., HOSHI, N., HARUNA, J. “Inductor current control of three-phase interleaved DC-DC converter using single DC-link current sensor”. In: *2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives*

and Energy Systems (PEDES), pp. 1–5, Dec 2012. doi: 10.1109/PEDES.2012.6484495.

- [74] NANDANKAR, P., ROTHE, J. P. “Design and implementation of efficient three-phase interleaved DC-DC converter”. In: *International Conference Workshop on Electronics Telecommunication Engineering (ICWET 2016)*, pp. 1–7, Feb 2016. doi: 10.1049/cp.2016.1114.
- [75] WANG, H., HAN, M., YAN, W., et al. “A Feed-Forward Control Realizing Fast Response for Three-Branch Interleaved DC-DC Converter in DC Micro-grid”, *Energies*, v. 9, n. 7, pp. 529, 2016.
- [76] GAO, Z. “Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning”. In: *Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003.*, v. 6, pp. 4989–4996, June 2003. doi: 10.1109/ACC.2003.1242516.
- [77] VAZQUEZ, S., RODRIGUEZ, J., RIVERA, M., et al. “Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 2, pp. 935–947, Feb 2017. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2016.2625238.
- [78] VAZQUEZ, S., LEON, J. I., FRANQUELO, L. G., et al. “Model predictive control: A review of its applications in power electronics”, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 8, n. 1, pp. 16–31, 2014. ISSN: 19324529. doi: 10.1109/MIE.2013.2290138.
- [79] KOURO, S., PEREZ, M. A., RODRIGUEZ, J., et al. “Model Predictive Control: MPC’s Role in the Evolution of Power Electronics”, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 9, n. 4, pp. 8–21, Dec 2015. ISSN: 1932-4529. doi: 10.1109/MIE.2015.2478920.
- [80] AURTENCHEA, S., RODRÍGUEZ, M. A., OYARBIDE, E., et al. “Predictive Control Strategy for DC/AC Converters Based on Direct Power Control”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 3, pp. 1261–1271, 2007. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2007.893162.
- [81] CORTÉS, P., RODRÍGUEZ, J., ANTONIEWICZ, P., et al. “Direct power control of an AFE using predictive control”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 5, pp. 2516–2523, 2008. ISSN: 08858993. doi: 10.1109/TPEL.2008.2002065.
- [82] KOURO, S., CORTES, P., VARGAS, R., et al. “Model Predictive Control A Simple and Powerful Method to Control Power Converters”, *Industrial*

Electronics, IEEE Transactions on, v. 56, n. 6, pp. 1826–1838, 2009. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2008.2008349.

- [83] MARIETHOZ, S., ALMER, S., BAJA, M., et al. “Comparison of Hybrid Control Techniques for Buck and Boost DC-DC Converters”, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 18, n. 5, pp. 1126–1145, 2010. ISSN: 1063-6536. doi: 10.1109/TCST.2009.2035306.
- [84] RODRIGUEZ, J., KAZMIERKOWSKI, M. P., ESPINOZA, J. R., et al. “State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics”, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 9, n. 2, pp. 1003–1016, 2013. ISSN: 1551-3203. doi: 10.1109/TII.2012.2221469.
- [85] HOLTZ, J., STADTFELD, S. “A predictive controller for the stator current vector of ac machines fed from a switched voltage source”, *IEEE Int. Power Electronics Conference*, pp. 1665–1675, abr. 1983.
- [86] YOUNG, H. A., PEREZ, M. A., RODRIGUEZ, J., et al. “Assessing Finite-Control-Set Model Predictive Control: A Comparison with a Linear Current Controller in Two-Level Voltage Source Inverters”, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 8, n. 1, pp. 44–52, March 2014. ISSN: 1932-4529. doi: 10.1109/MIE.2013.2294870.
- [87] CHANG, Y. T., LAI, Y. S. “Parameter tuning method for digital power converter with predictive current-mode control”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 12, pp. 2910–2919, 2009. ISSN: 08858993. doi: 10.1109/TPEL.2009.2023124.
- [88] VAZQUEZ, S., MONTERO, C., BORDONS, C., et al. “Model predictive control of a VSI with long prediction horizon”. In: *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 1805–1810, June 2011. doi: 10.1109/ISIE.2011.5984431.
- [89] VAZQUEZ, S., LEON, J. I., FRANQUELO, L. G., et al. “Model Predictive Control with constant switching frequency using a Discrete Space Vector Modulation with virtual state vectors”. In: *2009 IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp. 1–6, Feb 2009. doi: 10.1109/ICIT.2009.4939728.
- [90] ALMÉR, S., MARIÉTHOZ, S., MORARI, M. “Sampled Data Model Predictive Control of a Voltage Source Inverter for Reduced Harmonic Distortion”, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 21, n. 5, pp. 1907–1915, Sept 2013. ISSN: 1063-6536. doi: 10.1109/TCST.2012.2214777.

- [91] KENNEL, R., LINDER, A., LINKE, M. “Generalized predictive control (GPC)-ready for use in drive applications?” In: *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*, v. 4, pp. 1839–1844 vol. 4, 2001. doi: 10.1109/PESC.2001.954389.
- [92] JUDEWICZ, M. G., GONZÁLEZ, S. A., ECHEVERRÍA, N. I., et al. “Generalized Predictive Current Control (GPCC) for Grid-Tie Three-Phase Inverters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 7, pp. 4475–4484, July 2016. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2015.2508934.
- [93] MARIETHOZ, S., MORARI, M. “Explicit Model-Predictive Control of a PWM Inverter With an LCL Filter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 2, pp. 389–399, Feb 2009. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2008.2008793.
- [94] NGUYEN, T.-T., YOO, H.-J., KIM, H.-M. “Application of Model Predictive Control to BESS for Microgrid Control”, *Energies*, v. 8, n. 8, pp. 1–16, 2015.
- [95] KOJABADI, H. M., YU, B., GADOURA, I. A., et al. “A novel DSP-based current-controlled PWM strategy for single phase grid connected inverters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 4, pp. 985–993, July 2006. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2006.876851.
- [96] RODRIGUEZ, J., CORTES, P. *Predictive control of power converters and electrical drives*, v. 40. John Wiley & Sons, 2012.
- [97] BIBIAN, S., JIN, H. “High performance predictive dead-beat digital controller for DC power supplies”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 17, n. 3, pp. 420–427, May 2002. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2002.1004250.
- [98] BABU, C. S., VEERACHARY, M. “Predictive controller for interleaved boost converter”. In: *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2005. ISIE 2005.*, v. 2, pp. 577–581 vol. 2, June 2005. doi: 10.1109/ISIE.2005.1528981.
- [99] BECCUTI, A. G., LAZAR, M., HEEMELS, W., et al. “ASSESSMENT OF NONLINEAR PREDICTIVE CONTROL TECHNIQUES FOR DC-DC CONVERTERS”, *IFAC Proceedings Volumes*, v. 40, n. 12, pp. 395 – 401, 2007. ISSN: 1474-6670. 7th IFAC Symposium on Nonlinear Control Systems.

- [100] MARIETHOZ, S., BECCUTI, A. G., MORARI, M. “Model predictive control of multiphase interleaved DC-DC converters with sensorless current limitation and power balance”. In: *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1069–1074, June 2008. doi: 10.1109/PESC.2008.4592071.
- [101] KARAMANAKOS, P., PAPAFOITIOU, G., MANIAS, S. N. “Model predictive control of the interleaved DC-DC boost converter”. In: *15th International Conference on System Theory, Control and Computing*, pp. 1–6, Oct 2011.
- [102] CATALANOTTO, G., GARCÍA SUÁREZ, O., OLIVER RAMÍREZ, J. A., et al. “Sensorless explicit model predictive control for multi-phase buck converters with variable output voltage”, 2012.
- [103] EBAD, M., SONG, B. M. “Accurate Model Predictive Control of Bidirectional DC-DC Converters for DC Distributed Power Systems”, *2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, pp. 1–8, 2012. doi: 10.1109/PESGM.2012.6345659.
- [104] BECCUTI, A. G., KVASNICA, M., PAPAFOITIOU, G., et al. “A Decentralized Explicit Predictive Control Paradigm for Parallelized DC-DC Circuits”, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 21, n. 1, pp. 136–148, Jan 2013. ISSN: 1063-6536. doi: 10.1109/TCST.2011.2178071.
- [105] KARAMANAKOS, P., GEYER, T., MANIAS, S. “Model predictive control of the interleaved DC-DC boost converter with coupled inductors”. In: *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, pp. 1–10, Sept 2013. doi: 10.1109/EPE.2013.6632006.
- [106] AHMAD, A. Z., LIU, K. Z. “A new model predictive control approach to DC-DC converters based on combinatory optimization”. In: *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pp. 460–465, Nov 2008. doi: 10.1109/IECON.2008.4757997.
- [107] CHOI, D.-K., LEE, K.-B. “Model-based predictive control for interleaved multi-phase DC/DC converters”, *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, v. 19, n. 5, pp. 415–421, 2014.
- [108] ZAPATA, J. W., KOURO, S., AGUIRRE, M., et al. “Model predictive control of interleaved dc-dc stage for photovoltaic microconverters”. In: *Industrial Electronics Society, IECON 2015-41st Annual Conference of the IEEE*, pp. 004311–004316. IEEE, 2015.

- [109] PIROOZ, A., NOROOZIAN, R. “Model predictive control of classic bidirectional DC-DC converter for battery applications”. In: *2016 7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)*, pp. 517–522, Feb 2016. doi: 10.1109/PEDSTC.2016.7556914.
- [110] TARCZEWSKI, T., NIEWIARA, L. J., GRZESIAK, L. M. “Constrained state feedback control of DC-DC power converter based on model predictive approach”. In: *2016 4th International Symposium on Environmental Friendly Energies and Applications (EFEA)*, pp. 1–6, Sept 2016. doi: 10.1109/EFEA.2016.7748814.
- [111] VARASKAR, S., DIVYA, M. “Interleaved buck converter with low output current ripple using Model Predictive algorithm”. In: *Green Engineering and Technologies (IC-GET), 2016 Online International Conference on*, pp. 1–5. IEEE, 2016.
- [112] YAHAYA, J. A., MANSOR, M. “Model predictive control for current balancing in a four-phase buck converter”, *International Journal of Renewable Energy Research (IJRER)*, v. 6, n. 2, pp. 527–534, 2016.
- [113] KHOMENKO, M., VELIGORSKYI, O., HUSEV, O., et al. “Model predictive control of photovoltaic bidirectional DC-DC converter with coupled inductors”. In: *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, pp. 578–583, May 2017. doi: 10.1109/UKRCON.2017.8100308.
- [114] AKAGI, H., WATANABE, E. H., AREDES, M. “Instantaneous power theory and applications to power conditioning ‘, A John Wiley & Sons”, *Inc., Publication*, 2017.
- [115] FEROURA, H., KRIM, F., TABLI, B., et al. “Finite-set model predictive voltage control for islanded three phase current source inverter”. In: *2017 5th International Conference on Electrical Engineering - Boumerdes (ICEE-B)*, pp. 1–5, Oct 2017. doi: 10.1109/ICEE-B.2017.8192100.

Apêndice A

Projeto do Filtro do Conversor *Interleaved*

O projeto do filtro do conversor *interleaved* consiste do dimensionamento das indutâncias das fases do conversor, segundo um *ripple* percentual desejado, e da capacitância de saída. A equação (A.1) é utilizada para determinar as indutâncias de fase L_n em função da frequência de chaveamento (f_{pwm}), do *ripple* desejado ($\Delta i_{L_n} = 20\% \frac{I_{base}}{N}$), da tensão de saída nominal ($V_c = 450 V$) e da tensão de entrada nominal ($V_g = 980 V$).

$$L_n = \frac{V_c}{f_{pwm} \Delta i_{L_n}} \left(1 - \frac{V_c}{V_g}\right) \quad (A.1)$$

Já o capacitor de saída é projetado para que o sistema tenha um ganho de $-40 dB$ na frequência de $1 KHz$. Assim, se garante uma alta capacidade do elo CC de filtrar as frequências de chaveamento. Os valores das indutâncias de fase e da capacitância obtidos foram de $2 mH$ e $3.3 mH$, respectivamente. A figura A.1 mostra a resposta em frequência da tensão de saída do filtro.

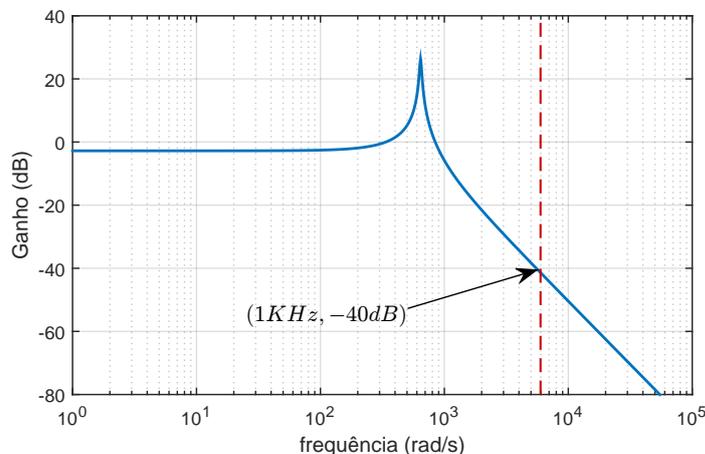


Figura A.1: Resposta em frequência do filtro do conversor *interleaved*.

Apêndice B

Sistema Fotovoltaico e Cargas da Microrrede CC

O sistema apresentado no capítulo 6 consistindo da microrrede CC contém dois subsistemas: o sistema de geração fotovoltaico B.1 e as cargas do tipo conversores CC-CC B.2. O controle MPPT realizado para otimizar a extração de energia do sistema fotovoltaico é baseado no método P&O (*Perturb&Observe*)[7–9].

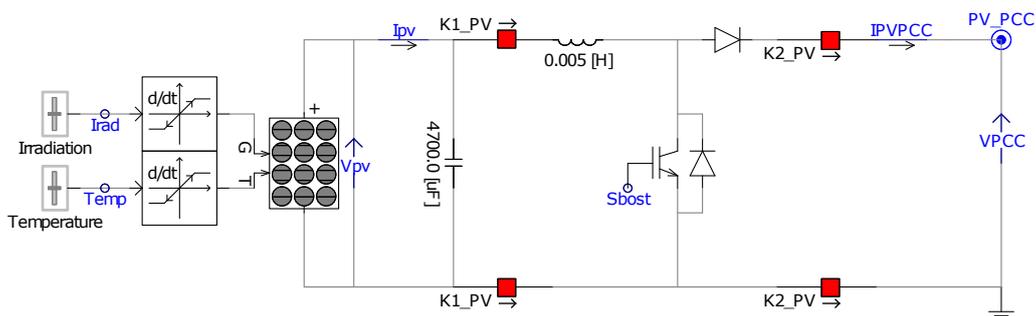


Figura B.1: Sistema fotovoltaico com conversor *boost* utilizado como a geração da microrrede CC.

Para cada um dos conversores CC-CC conectados à microrrede CC foi utilizado um ciclo de trabalho distinto.

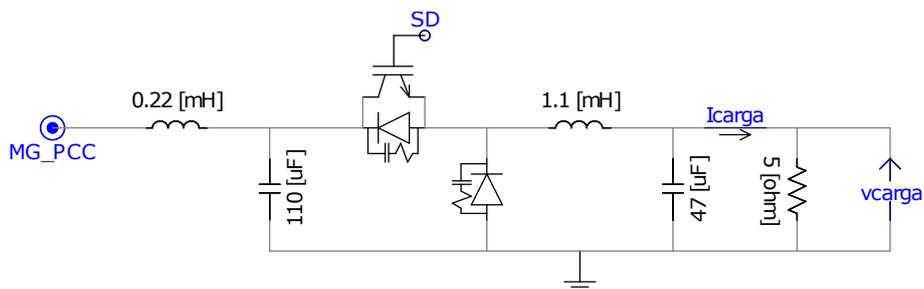


Figura B.2: Conversor CC-CC utilizado como carga não-linear na microrrede CC.

Apêndice C

Sistema de Controle do PFI

A figura C.1 mostra o esquema do conversor do lado da rede do PFI com o circuito de pré-carga.

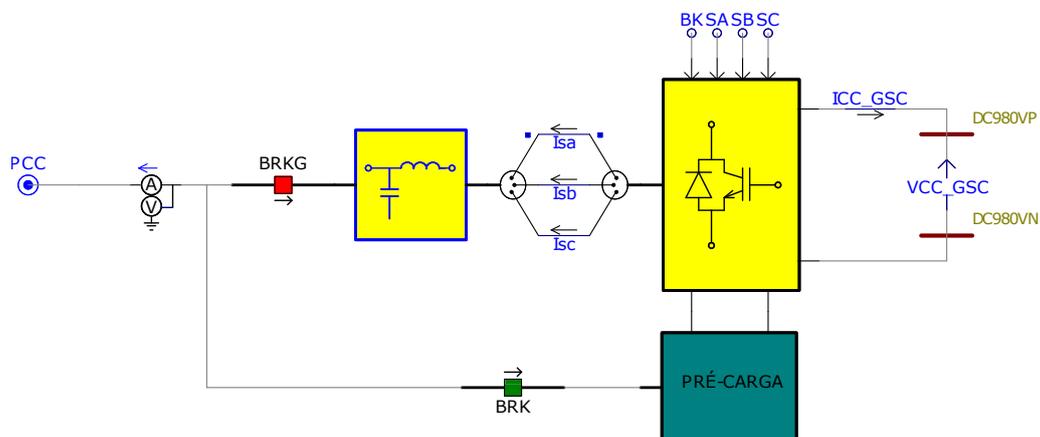


Figura C.1: Esquema elétrico do conversor do lado da rede do PFI modelado no PSCAD.

A figura C.2 mostra o esquema do conversor do lado da microrrede CA do PFI. O objetivo deste conversor é ser o formador da tensão CA desta microrrede.

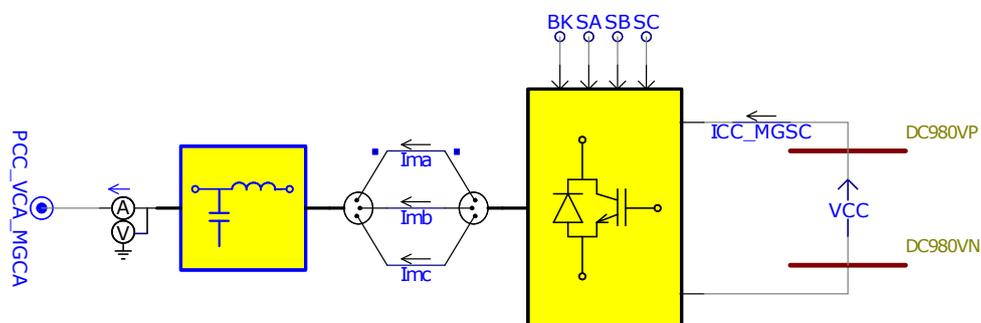


Figura C.2: Esquema elétrico do conversor do lado da microrrede CA do PFI modelado no PSCAD.

O controle do conversor do lado da rede é baseado na técnica de controle preditivo de corrente [81, 96] e em um regulador de tensão do elo CC baseado na teoria pq [114], como mostrado na figura C.3. Já o controle do conversor do lado da microrrede CA é realizado utilizando uma técnica de controle preditivo de tensão [96, 115] conforme mostrado na figura C.3.

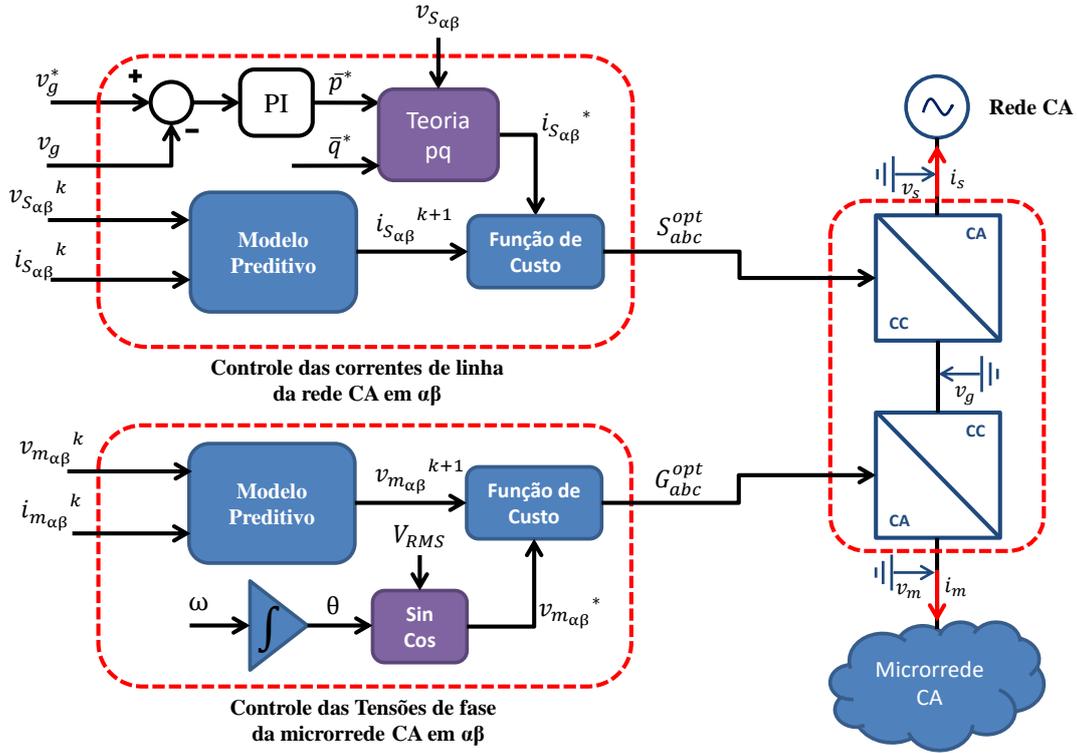


Figura C.3: Diagrama de controle preditivo do PFI.

O controle preditivo do conversor do lado da rede visa regular às correntes de linha da rede nos eixos $\alpha\beta$. As referências de corrente nestes eixos são fornecidas pelo bloco da teoria pq. Este bloco recebe duas referências de potência. A referência de potência ativa p^* é obtida através de um controlador PI que tem por objetivo regular a tensão do elo CC do PFI (v_g). Já a referência de potência reativa é especificada em um determinado valor fixo. O controle preditivo de tensão para formar a tensão CA da microrrede CA utiliza o mesmo princípio. Porém, as referências de tensão do barramento CA nos eixos $\alpha\beta$ são calculadas a partir de um valor determinado da frequência ω e da amplitude RMS da tensão V_{RMS} .