



TESE DE DOUTORADO

UFCG

**OTIMIZAÇÃO DO
PROCESSAMENTO DA
ENERGIA EM SISTEMAS DE
BOMBAMENTO
FOTOVOLTAICO E
CONVERSÃO MONOFÁSICA**

MONTIÊ ALVES VITORINO

SUPRA OMNES LUX LUCES

CAMPINA GRANDE – PARAÍBA
AGOSTO – 2012



Otimização do processamento da energia em sistemas de bombeamento fotovoltaico e conversão monofásica

por

MONTIÊ ALVES VITORINO

M.Sc. Eng. Elétrica (Universidade Federal de Campina Grande – Setembro de 2008)

TESE DE DOUTORADO

Submetida em satisfação dos requisitos ao grau de

DOUTOR EM CIÊNCIAS

EM

ENGENHARIA ELÉTRICA

à

Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

da

Universidade Federal de Campina Grande

Aprovada em 31 de Agosto de 2012

A presente pesquisa foi desenvolvida no Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas (LEIAM) da UFCG e no CPES –*Center for Power Electronics Systems*– da Virginia Polytechnic Institute and State University (Virginia Tech) – USA, com recursos do CPES e do CNPq.

Q999s

2012 Vitorino, Montiê Alves,

Otimização do processamento da energia em sistemas de bombeamento fotovoltaico e conversão monofásica / Montiê Alves Vitorino. — Campina Grande, 2012.

ix, 32 f.: il., mapas, fotos.

Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática.

Orientadores: Prof. Dr. Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa, Prof. Dr. Dushan Boroyevich.

1. Bombeamento Fotovoltaico. 2. Compensação da Potência Oscilatória. 3. Conversor Fonte de Corrente. 4. Conversor Fonte de Tensão. 5. Monofásico. I. Título.

CDU – 911.6(813.8)(043)

**"OTIMIZAÇÃO DO PROCESSAMENTO DA ENERGIA EM SISTEMAS DE
BOMBEAMENTO FOTOVOLTAICO E CONVERSÃO MONOFÁSICA"**

MONTIÊ ALVES VITORINO

TESE APROVADA EM 31/08/2012



MAURÍCIO BELTRÃO DE ROSSITER CORRÊA, D.Sc., UFCG
Orientador(a)

DUSHAN BOROEYEVICH, Ph.D., Vtech
Orientador(a)



ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFCG
Examinador(a)



FERNANDO LUIZ MARCELO ANTUNES, Ph.D, UFC
Examinador(a)



CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG
Examinador(a)



MARCELO CABRAL CAVALCANTI, D.Sc., UFPE
Examinador(a)

CAMPINA GRANDE - PB

Este trabalho é dedicado
especialmente aos meus pais
Ubaldo e Maria José
e a minha avó
Mônica (In memória)
pelo estímulo e atenção a mim
dados durante toda a minha
trajetória como estudante

“Deixem que o futuro diga a verdade e avalie cada um de acordo com o seu trabalho e realizações. O presente pertence a eles, mas o futuro pelo qual eu sempre trabalhei pertence a mim.”
Nikola Tesla

Resumo

Considerando as possibilidades para o uso da geração fotovoltaica, e objetivando contribuir para difusão de seu uso, o presente trabalho foi elaborado com base em duas vertentes: (I) otimização do processamento da energia para realização de bombeamento; e (II) otimização do processamento da energia em conversores monofásicos. No sistema de bombeamento a otimização consiste em diminuir as perdas no processamento da energia para se obter um maior volume de água bombeado. Além do estudo em torno do ponto de máxima eficiência de operação da bomba, também é realizada uma análise para maximizar a transferência de potência entre a geração fotovoltaica e a bomba centrífuga reduzindo as perdas em cada estágio do processamento da energia. Na outra vertente deste trabalho, a otimização visa reduzir a potência monofásica oscilatória que se propaga ao longo de um sistema de conversão de energia, onde esta potência oscilatória pode ser indesejável em sinais que necessitam possuir suas formas de ondas contínuas, por provocar vários problemas no conversor monofásico, tais como: dificuldade no seu controle; aumento no volume e diminuição de vida útil dos elementos que o compõem; e diminuição da vida útil dos dispositivos ligados ao seu lado CC e/ou CA. Neste trabalho é feito o estudo aprofundado nos conversores monofásicos, tanto o VSC quanto o CSC, operando nas três formas de conversão de energia aqui abordadas: conversão CA-CC, CC-CA e CA-CC-CA.

Palavras-chave: Bombeamento Fotovoltaico, Compensação da Potência Oscilatória, Conversor Fonte de Corrente, Conversor Fonte de Tensão, Monofásico.

Abstract

Considering the possibilities for using of photovoltaic generation and aiming to contribute with its propagation, this work was elaborated based in two parts: (I) optimization of the power processing to realize water pumping; and (II) optimization of the power processing in single-phase converters. In the photovoltaic pumping system the optimization consists in reducing the losses in the power processing to reach a bigger volume of water pumped. Besides the study of the operating maximum efficiency point of the pump, it is also realized an analysis to maximize the power transfer between the photovoltaic generation and the centrifugal pump to reduce the losses in each stage of the power processing. In the other part of this work, the optimization aims to mitigate the oscillating single-phase power that propagates through a power conversion system, where that oscillating power may be undesired in signals that need to have their waveform direct, promoting several problems in the single-phase converter, for exemple: difficulty in its control; increasing the size and decreasing the life time of the elements which make up it; and decreasing of the life time of the devices connected to its DC and/or AC side. In this work it is done a deep study of the single-phase converters, either the VSC or the CSC, working as the three kind of energy conversion addressed here: AC-DC, DC-AC and AC-DC-AC conversion.

Keywords: Photovoltaic Pumping, Oscillating Power Compensation, Current Source Converter, Voltage Source Converter, Single-Phase.

Índice

Resumo	vii
Abstract	ix
Índice	xi
Índice de Tabelas	xvii
Índice de Figuras	xix
Lista de Símbolos	xxvii
Glossário	xxxv
1 Introdução Geral	1
1.1 Sistema de bombeamento fotovoltaico – Uma visão geral	1
1.2 Conversores estáticos – Uma visão geral	3
1.3 Objetivos	5
1.4 Justificativas	6
1.5 Contribuição do trabalho	8
1.6 Revisão bibliográfica	9
1.7 Organização do trabalho	14
2 Sistema de Bombeamento Fotovoltaico Otimizado	17
2.1 Introdução	17
2.2 Otimização do gerador fotovoltaico	18
2.2.1 Ponto de máxima potência	20
2.3 Otimização do conversor CC-CC – <i>push-pull</i>	21

2.3.1	Perdas no <i>push-pull</i>	23
2.3.2	Relação para otimização da operação do <i>push-pull</i>	24
2.4	Otimização da operação do conversor CC-CA – inversor trifásico	25
2.5	Otimização do barramento CC	26
2.6	Otimização do acionamento do motor de indução	27
2.6.1	Acionamento do motor de indução	28
2.6.2	Técnicas de otimização do acionamento da máquina de indução	32
2.7	Sistema hidráulico	35
2.7.1	Modelo da bomba centrífuga	36
2.7.2	Curvas características da bomba	38
2.7.3	Ensaio da bomba	41
2.7.4	Modelagem da altura do sistema hidráulico	45
2.7.5	Ensaio do sistema hidráulico	50
2.8	Conclusão	50
3	Resultados Experimentais do Sistema de Bombeamento Fotovoltaico	
	Otimizado	53
3.1	Introdução	53
3.2	Otimização global do sistema elétrico	53
3.3	Otimização do sistema hidráulico	55
3.4	Resultados experimentais	56
3.4.1	Resultados – Perfil de potência de entrada fixo	58
3.4.2	Resultados – Fotovoltaico	61
3.5	Conclusão	63
4	Conversor Monofásico	65
4.1	Introdução	65
4.2	Conversor CA-CC	69
4.3	Conversor CC-CA	70
4.4	Conversor CA-CC-CA	71
4.5	Conversor fonte de tensão – VSC	72
4.5.1	PWM para o VSC	73
4.6	Conversor fonte de corrente – CSC	75

4.6.1	PWM para o CSC	76
4.7	<i>Phase Locked Loop</i> – PLL	79
4.8	Filtro passa-baixa	81
4.9	Conclusão	84
5	Potência Monofásica no Conversor e sua Compensação	85
5.1	Introdução	85
5.2	Compensação da potência oscilatória no conversor monofásico	87
5.3	Funcionamento do conversor monofásico com compensação da potência oscilatória	88
5.3.1	Conversor CA-CC	91
5.3.2	Conversor CC-CA	94
5.4	Resultado experimental da potência oscilatória em um conversor monofásico comercial	96
5.5	Conclusão	98
6	Compensação da Potência Oscilatória no VSC	99
6.1	Introdução	99
6.2	Configuração do conversor	99
6.2.1	Funcionamento	100
6.2.2	Análise vetorial do conversor	106
6.2.3	PWM	107
6.3	VSR	108
6.3.1	Compensação da potência oscilatória no VSR	109
6.3.2	Controle do VSR	112
6.4	VSI	115
6.4.1	Compensação da potência oscilatória no VSI	115
6.4.2	Controle do VSI	118
6.5	Resultados de simulação para o VSC	120
6.5.1	Resultados para o VSR	121
6.5.2	Resultados para o VSI	125
6.6	Resultados experimentais para o VSC	128
6.6.1	Resultado experimental para o VSR	130

6.6.2	Resultado experimental para o VSI	131
6.7	Conversores CA-CC-CA – VSC	132
6.7.1	Potência oscilatória no barramento do VSR-VSI monofásico-monofásico	133
6.8	VSR-VSI monofásico-monofásico	136
6.8.1	Controle do VSR-VSI	137
6.8.2	Parâmetros do VSR-VSI	138
6.8.3	VSR-VSI elevador sem compensação	139
6.8.4	VSR-VSI elevador com compensação (simulação)	141
6.8.5	VSR-VSI elevador com compensação (experimental)	143
6.8.6	VSR-VSI abaixador com compensação (simulação)	144
6.8.7	VSR-VSI abaixador com compensação (experimental)	147
6.9	VSR-VSI monofásico-trifásico	148
6.9.1	Controle do VSR-VSI monofásico-trifásico	149
6.9.2	VSR-VSI monofásico-trifásico elevador com compensação	151
6.10	Conclusão	153
7	Compensação da Potência Oscilatória no CSC	157
7.1	Introdução	157
7.2	Configuração do conversor	157
7.2.1	Funcionamento	158
7.2.2	Análise vetorial do conversor	164
7.2.3	PWM	165
7.3	CSR	167
7.3.1	Compensação da potência oscilatória no CSR	168
7.3.2	Controle do CSR	172
7.4	CSI	174
7.4.1	Compensação da potência oscilatória no CSI	175
7.4.2	Controle do CSI	178
7.5	Resultados de simulação para o CSC	179
7.5.1	Resultados para o CSR	180
7.5.2	Resultados para o CSI	184
7.6	Conversores CA-CC-CA – CSC	187

7.6.1	Potência oscilatória no barramento do CSR-CSI monofásico-monofásico	188
7.7	CSR-CSI monofásico-monofásico	191
7.7.1	Controle do CSR-CSI	192
7.7.2	Parâmetros do CSR-CSI	194
7.7.3	CSR-CSI abaixador sem compensação	194
7.7.4	CSR-CSI abaixador com compensação	196
7.8	CSR-CSI monofásico-trifásico	199
7.8.1	Controle do CSR-CSI monofásico-trifásico	200
7.8.2	CSR-CSI monofásico-trifásico abaixador com compensação	201
7.9	Conclusão	204
8	Dimensionamento dos Elementos Reativos dos Conversores	207
8.1	Introdução	207
8.2	Dimensionamento da indutância L_R do VSC	207
8.2.1	Corrente mínima no indutor do compensador	208
8.2.2	Cálculo da indutância L_R	212
8.3	Dimensionamento da capacitância C_R do CSC	215
8.3.1	Tensão mínima no capacitor do compensador	215
8.3.2	Cálculo da capacitância C_R	220
8.4	Dimensionamento da capacitância do barramento C_{cc} do VSC	224
8.5	Dimensionamento da indutância do barramento L_{cc} do CSC	225
8.6	Dimensionamento dos elementos do filtro LC do VSC	227
8.7	Dimensionamento dos elementos do filtro LC do CSC	229
8.8	Dimensionamento dos núcleos dos indutores	230
8.9	Seleção dos capacitores	235
8.10	Conclusão	235
9	Conclusão Geral	237
9.1	Parte I - Otimização do sistema de bombeamento fotovoltaico	237
9.2	Parte II - Conversores monofásicos	239
9.2.1	Análise conclusiva para os resultados obtidos	242
9.3	Proposta para trabalhos futuros	244

Agradecimentos	245
A Análise Fasorial	247
A.1 Transformação fasorial	247
A.2 Análise fasorial do filtro LC do VSC	248
A.2.1 Análise para o VSR	249
A.2.2 Análise para o VSI	251
A.3 Análise fasorial do filtro LC do CSC	252
A.3.1 Análise para o CSR	253
A.3.2 Análise para o CSI	254
Referências	257

Índice de Tabelas

3.1	Balço de energia para o sistema acionado com mesmo perfil de potência de entrada.	60
3.2	Balço de energia do sistema de bombeamento fotovoltaico.	63
4.1	Tabela verdade do VSC básico.	73
4.2	Tabela verdade do CSC básico.	77
6.1	Tabela verdade do VSC com compensação.	106
6.2	Parâmetros do VSC.	120
6.3	Parâmetros do VSC experimental.	129
6.4	Parâmetros do VSR-VSI monofásico-monofásico.	138
6.5	Oscilações no barramento CC dos VSCs operando com e sem compensação (resultados de simulação).	155
7.1	Tabela verdade do CSC com compensação.	164
7.2	Parâmetros do CSC.	180
7.3	Parâmetros do CSR-CSI monofásico-monofásico.	194
7.4	Oscilações no barramento CC dos CSCs operando com e sem compensação.	205
8.1	Parâmetros usados no dimensionamento do indutor.	231
8.2	Permeabilidade magnética de materiais usados em núcleos de indutores.	232
8.3	Fluxo magnético de saturação.	233
8.4	Parâmetros do núcleo POWERLITE [®] C-Core.	234

Índice de Figuras

1.1	Diagrama de blocos do sistema de bombeamento utilizado.	2
1.2	Classificação dos conversores.	4
1.3	Ilustração do efeito da oscilação de baixa frequência na busca pelo ponto de máxima potência em um sistema fotovoltaico.	11
2.1	Modelo elétrico do gerador fotovoltaico.	18
2.2	Pontos de máxima potência de um gerador fotovoltaico.	20
2.3	Diagrama elétrico do conversor <i>push-pull</i>	22
2.4	Formas dos pulsos de comando das chaves do <i>push-pull</i>	22
2.5	Análise das perdas do conversor <i>push-pull</i>	23
2.6	Diagrama elétrico para os <i>snubbers</i> das chaves e diodos.	24
2.7	Esquema elétrico do inversor trifásico.	26
2.8	Critério de escolha para a tensão do barramento CC.	27
2.9	Técnicas de acionamento do motor de indução – IFOC.	33
2.10	Técnicas de otimização do motor de indução.	35
2.11	Trajetória do fluxo de líquido dentro de uma bomba centrífuga.	37
2.12	Diagrama de velocidade no impulsor da bomba. V , velocidade absoluta; v , velocidade relativa; u , velocidade linear; α_1 , ângulo para V_1 no centro; α_2 , ângulo para V_2 na periferia do impulsor; θ , ângulo pra v na periferia do impulsor; e ω_m , velocidade angular.	38
2.13	Curvas $H \times Q$ da bomba para velocidades diferentes.	39
2.14	Curvas da bomba desenvolvidas a partir da lei da afinidade comparadas com o resultado experimental.	40
2.15	Diagrama do sistema de ensaio da bomba.	42
2.16	Diagrama de controle da velocidade da máquina.	42

2.17	Curvas características experimentais ($H \times Q$) da bomba para diferentes velocidades.	43
2.18	Análise da eficiência do conjunto motor-bomba.	44
2.19	Terminologia para a bomba com uma altura de sucção positiva. (*) O indicador é localizado para mostrar a pressão teórica na entrada e saída da bomba. 46	
2.20	Terminologia para a bomba com uma altura de sucção negativa. (*) O indicador é localizado para mostrar a pressão teórica na entrada e saída da bomba.	47
2.21	Curvas características do sistema hidráulico.	51
2.22	Potência do motor para o sistema hidráulico.	51
3.1	Diagrama de controle completo do sistema de bombeamento fotovoltaico otimizado.	54
3.2	Sistema hidráulico ajustado para operar próximo dos pontos ótimos da bomba. 56	
3.3	Plataforma experimental para obtenção dos resultados para o sistema de bombeamento fotovoltaico.	57
3.4	Perfil de potência de entrada do sistema de bombeamento.	58
3.5	Resultado para o sistema de bombeamento operando sem e com otimização ($\cos(\varphi)$). Acima: potência hidráulica. Abaixo: vazão.	59
3.6	Resultado para o sistema de bombeamento operando sem e com otimização (equal). Acima: potência hidráulica. Abaixo: vazão.	60
3.7	Potência do sistema operando sem otimização. De cima para baixo: perfil de irradiância; potência fornecida pelos geradores fotovoltaicos; e potência hidráulica.	61
3.8	Potência do sistema operando com otimização ($\cos(\varphi)$). De cima para baixo: perfil de irradiância; potência fornecida pelos geradores fotovoltaicos; e potência hidráulica.	62
3.9	Potência do sistema operando com otimização (correntes iguais). De cima para baixo: perfil de irradiância; potência fornecida pelos geradores fotovoltaicos; e potência hidráulica.	63
4.1	Conversor monofásico genérico.	66
4.2	Conversor CA-CC-CA monofásico genérico.	67

4.3	Legenda para os dispositivos que compõem os conversores mostrados nas figs. 4.1 e 4.2.	67
4.4	Concepção do inversor/retificador genérico com k fases.	69
4.5	Característica das formas de onda em um conversor CA-CC.	69
4.6	Características das formas de onda em um conversor CC-CA.	70
4.7	Características das formas de onda em um conversor CA-CC-CA.	71
4.8	Concepção do inversor/retificador VSC com k fases.	72
4.9	Configuração do braço de um VSC.	73
4.10	Tempos de chaveamento para a PWM no VSC.	74
4.11	Concepção do inversor/retificador CSC com k fases.	76
4.12	Configuração básica de um CSC.	76
4.13	Corrente de entrada/saída do CSC básico.	77
4.14	Tempos de chaveamento para a PWM no CSC.	78
4.15	Diagrama de controle do PLL.	80
4.16	Atuação do PLL comum e melhorado.	80
4.17	Filtros passa-baixa de segunda ordem.	82
4.18	Resposta em frequência do filtro passa-baixa RLC.	83
5.1	Exemplo da potência monofásica.	87
5.2	Conversor monofásico generalizado com compensação da potência oscilatória.	88
5.3	Fluxo de potência no conversor monofásico com compensação da potência oscilatória.	91
5.4	Variáveis no VSR.	93
5.5	Variáveis no CSR.	93
5.6	Variáveis no VSI.	95
5.7	Variáveis no CSI.	96
5.8	Resultado experimental para as variáveis de entrada do conversor comercial, onde V_{cc} é a tensão de entrada (V), I_{cc} é a corrente de entrada (A) e P_{cc} é a potência de entrada (W).	97
5.9	Resultado experimental para as variáveis de saída do conversor comercial, onde v_{ca} é a tensão de saída (V), i_{ca} é a corrente de saída (A) e p_{ca} é a potência de saída (W).	97

6.1	Circuito do VSC monofásico com compensador da potência oscilatória. . . .	100
6.2	Partes do VSC monofásico com compensação da potência oscilatória.	101
6.3	Tensão e corrente no indutor real considerando a resistência parasita.	105
6.4	Análise vetorial do VSC.	107
6.5	Circuito do VSR monofásico com compensador da potência oscilatória. . . .	108
6.6	Diagrama fasorial para o VSR.	111
6.7	Formas de onda no VSR com compensação.	111
6.8	Mapa vetorial para o VSR.	112
6.9	Diagrama de controle do VSR.	113
6.10	Circuito do VSI monofásico com compensador da potência oscilatória.	115
6.11	Diagrama fasorial para o VSI.	117
6.12	Formas de onda no VSI com compensação.	118
6.13	Diagrama de controle do VSI.	119
6.14	Resultado de simulação para o VSR com e sem compensação da potência oscilatória.	122
6.15	Espectro das frequências da corrente i_C do capacitor do barramento para o VSR.	124
6.16	Resultado de simulação para o VSI com e sem compensação da potência oscilatória.	126
6.17	Espectro das frequências da corrente i_C do capacitor do barramento para o VSI.	127
6.18	Plataforma experimental para obtenção dos resultados para o VSC.	129
6.19	Resultado experimental para o VSR operando com compensação da potência oscilatória. De cima para baixo: tensão do barramento; formas de onda do lado CA; e potência no lado CA e CC.	130
6.20	Resultado experimental para o VSI operando com compensação da potência oscilatória. De cima para baixo: tensão do barramento; formas de onda do lado CA; e potência no lado CA e CC.	131
6.21	Forma de onda das correntes no barramento CC do VSR-VSI monofásico-monofásico.	135
6.22	Topologia do VSR-VSI monofásico-monofásico com compensação da potência oscilatória.	136

6.23	Diagrama de controle do VSR-VSI monofásico-monofásico com compensação da potência oscilatória.	137
6.24	Resultado de simulação para o VSR-VSI elevador sem compensação da potência oscilatória, cuja capacitância $C_{cc} = 4400\mu\text{F}$	140
6.25	Resultado de simulação para o VSR-VSI elevador com compensação da potência oscilatória.	142
6.26	Resultado experimental para o VSR-VSI elevador com compensação da potência oscilatória. De cima para baixo: tensão do barramento; formas de onda do lado CA do retificador; e formas de onda do lado CA do inversor.	144
6.27	Resultado de simulação para o VSR-VSI abaixador com compensação da potência oscilatória.	146
6.28	Resultado experimental para o VSR-VSI abaixador com compensação da potência oscilatória. De cima para baixo: tensão do barramento; formas de onda do lado CA do retificador; e formas de onda do lado CA do inversor.	148
6.29	Topologia do VSR-VSI monofásico-trifásico com compensação da potência oscilatória.	149
6.30	Diagrama de controle do VSR-VSI monofásico-trifásico com compensação da potência oscilatória.	150
6.31	Resultado de simulação para o VSR-VSI monofásico-trifásico elevador com compensação da potência oscilatória.	152
7.1	Circuito do CSC monofásico com compensador da potência oscilatória.	158
7.2	Partes do CSC monofásico com compensação da potência oscilatória.	159
7.3	Tensão e corrente no capacitor real considerando a resistência parasita.	164
7.4	Análise vetorial do CSC.	165
7.5	Sequência e tempos de condução para a PWM no CSC com três fases.	166
7.6	Circuito do CSR monofásico com compensador da potência oscilatória.	167
7.7	Diagrama fasorial para o CSR.	170
7.8	Formas de onda no CSR com compensação.	170
7.9	Mapa vetorial para o CSR.	171
7.10	Diagrama de controle do CSR.	173
7.11	Circuito do CSI monofásico com compensador da potência oscilatória.	174

7.12	Diagrama fasorial para o CSI.	176
7.13	Formas de onda no CSI com compensação.	177
7.14	Diagrama de controle do CSI.	179
7.15	Resultado de simulação para o CSR com e sem compensação da potência oscilatória.	181
7.16	Espectro das frequências da tensão v_L sobre o indutor do barramento para o CSR.	183
7.17	Resultado de simulação para o CSI com e sem compensação da potência oscilatória.	185
7.18	Espectro das frequências da tensão v_L sobre o indutor do barramento para o CSI.	187
7.19	Forma de onda das tensões no barramento CC do CSR-CSI monofásico-monofásico.	191
7.20	Topologia do CSR-CSI monofásico-monofásico com compensação da potência oscilatória.	192
7.21	Diagrama de controle do CSR-CSI monofásico-monofásico com compensação da potência oscilatória.	193
7.22	Resultado de simulação para o CSR-CSI abaixador sem compensação da potência oscilatória, cuja indutância $L_{cc} = 1400\text{mH}$	195
7.23	Resultado de simulação para o CSR-CSI abaixador com compensação da potência oscilatória.	198
7.24	Topologia do CSR-CSI monofásico-trifásico com compensação da potência oscilatória.	199
7.25	Diagrama de controle do CSR-CSI monofásico-trifásico com compensação da potência oscilatória.	200
7.26	Resultado de simulação para o CSR-CSI monofásico-trifásico abaixador com compensação da potência oscilatória.	203
8.1	Estágios de chaveamento no conversor de compensação para $i_R > 0$	209
8.2	Estágios de chaveamento no conversor de compensação para $i_R < 0$	209
8.3	Formas de onda das correntes do VSC em p.u..	210
8.4	Corrente mínima e corrente praticada no indutor de compensação do VSC em p.u..	211

8.5	Indutância máxima para L_R em função do índice de modulação para diferentes valores de potência nominal.	214
8.6	Indutância máxima para L_R em função da potência nominal de operação do conversor para diferentes valores de índice de modulação λ_f	214
8.7	Amplitude da corrente no indutor L_R em função da sua indutância para diferentes valores de potência nominal de operação do conversor.	215
8.8	Estágios de chaveamento no conversor de compensação para $v_R > 0$	217
8.9	Estágios de chaveamento no conversor de compensação para $v_R < 0$	217
8.10	Formas de onda das tensões do CSC em p.u..	219
8.11	Tensão mínima e tensão praticada no capacitor de compensação do CSC em p.u..	220
8.12	Capacitância máxima para C_R em função do índice de modulação para diferentes valores de potência nominal.	223
8.13	Capacitância máxima para C_R em função da potência nominal de operação do conversor para diferentes valores de índice de modulação λ_f	223
8.14	Amplitude da tensão no capacitor C_R em função da sua capacitância para diferentes valores de potência nominal de operação do conversor.	224
8.15	Capacitância C_{cc} em função da frequência das correntes do barramento para diferentes valores de potência nominal. $V_{cc} = 320$	225
8.16	Indutância L_{cc} em função da frequência das tensões do barramento para diferentes valores de potência nominal. $I_{cc} = 7$	226
8.17	Geometria do indutor.	231
A.1	Diagrama fasorial para mudança de coordenadas.	247
A.2	Filtro LC do VSC.	249
A.3	Diagrama fasorial do filtro LC do VSR.	251
A.4	Diagrama fasorial do filtro LC do VSI.	252
A.5	Filtro LC do CSC.	252
A.6	Diagrama fasorial do filtro LC do CSR.	255
A.7	Diagrama fasorial do filtro LC do CSI.	255

Lista de Símbolos

- α – Ângulo de defasagem da tensão v_R em relação à v_f .
- β – Ângulo de defasagem da corrente \hat{i}_{ca} em relação à \hat{v}_{ca} .
- γ – Ângulo de defasagem da corrente \hat{i}_f em relação à \hat{v}_{ca} .
- ΔV – Variação de tensão no gerador fotovoltaico.
- ΔI_{cc} – Variação da corrente I_{cc} .
- ΔV_{cc} – Variação da tensão V_{cc} .
- δ – Ângulo de defasagem da tensão \hat{v}_f em relação à \hat{v}_{ca} .
- ε – *Gap* de energia do silício ($\varepsilon = 1,12\text{eV}$).
- λ_f – Índice de modulação do conversor convencional.
- λ_R – Índice de modulação do conversor compensador.
- μ – Permeabilidade magnética absoluta do material.
- μ_0 – Permeabilidade magnética do espaço livre ($\mu_0 = 4,7\pi 10^{-7}\text{N/A}^2$).
- μ_r – Permeabilidade magnética relativa.
- Φ – Operador degrau.
- ϕ – Ângulo de defasagem da corrente i_f (ou i) em relação à tensão v_f (ou v).
- ϕ_{nom} – Fluxo nominal.
- ϕ_r – Fluxo rotórico do motor de indução.
- ϕ_s – Fluxo estatórico do motor de indução.
- φ – Ângulo de fase de saída do PLL.

- φ_{ff} – Trem de pulso do PLL.
 Ψ – Ângulo entre os planos $\Re \times \Im$ e $x \times y$.
 ω – Frequência do sinal CA.
 ω_c – Frequência de ressonância do filtro LC.
 ω_m – Velocidade angular de rotação do motor.
 $\Re\Im$ – Coordenadas do plano complexo Real \times Imaginário.
 A – Variável auxiliar para cálculos trigonométricos.
 a_1 - a_6 – Chaves superiores do CSC.
 A_c – Área transversal do núcleo do indutor.
 A_p – Dado por $A_p = A_c W_A$.
 A_W – Área do condutor.
 B – Variável auxiliar para cálculos trigonométricos ou fluxo magnético.
 b – Referencial fluxo rotórico.
 b_1 - b_6 – Chaves inferiores do CSC.
 B_{\max} – Densidade máxima de fluxo.
 B_{sat} – Fluxo magnético de saturação do material.
 C_{ca} – Capacitor do filtro do VSC.
 C_{cc} – Capacitor do barramento CC do VSC.
 c_e – Conjugado eletromagnético da máquina de indução.
 C_f – Capacitor do filtro do CSC.
 C_R – Capacitor do CSC compensador.
 D – Ciclo de trabalho.
 e – Referencial estacionário.

- f_{cc} – Frequência do sinal sobre o elemento acumulador de energia do barramento CC do conversor.
- f_s – Frequência de chaveamento do conversor.
- G – Radiação solar.
- g – Referencial genérico.
- H – Altura manométrica da coluna d'água ou campo magnético.
- h_1-h_4 – Chaves genéricas do conversor.
- I – Amplitude da corrente $i(t)$.
- $i(t)$ – Corrente no tempo.
- I_{bar} – Corrente do barramento CC.
- i_C – Corrente no capacitor C_{cc} do barramento CC do VSC.
- i_c – Corrente do barramento de compensação gerada pelo VSC compensador.
- I_{ca} – Amplitude da corrente i_{ca} .
- i_{ca} – Corrente alternada, depois do filtro, no lado CA do conversor ou da rede.
- i'_{ca} – Componente oscilatória da corrente I_{osc} .
- I_{cc} – Corrente contínua no lado CC do conversor.
- I'_{cc} – Componente contínua da corrente I_{osc} .
- I_D – Corrente através do diodo do gerador fotovoltaico.
- I_f – Amplitude da corrente i_f .
- i_f – Corrente de saída/entrada do lado CA do conversor.
- i_{ind} – Componente indutiva da corrente i_{Rp} .
- I_m – Corrente de magnetização do motor.
- I_{max} – Corrente no ponto de máxima potência do gerador fotovoltaico ou corrente de pico no indutor.
- I_O – Corrente reversa máxima de saturação do diodo.

- I_{osc} – Corrente oscilatória do barramento gerada pelo conversor monofásico VSC convencional.
- I_P – Corrente nos terminais do gerador fotovoltaico.
- i_{par} – Componente parasita da corrente i_{R_p} .
- I_{ph} – Corrente gerada pelo feixe de radiação luminosa incidente sobre a superfície ativa do gerador fotovoltaico.
- I_r – Corrente do rotor do motor.
- I_R – Amplitude da corrente i_R .
- i_R – Corrente no elemento acumulador do conversor compensador.
- I_{rms} – Corrente RMS de entrada no indutor.
- i_{R_p} – Corrente no indutor do VSC compensador levando em consideração sua resistência parasita.
- I_{sc} – Corrente de curto-circuito do gerador fotovoltaico.
- j – Operador complexo.
- J_{max} – Densidade de corrente máxima no condutor.
- k – k-ésimo termo, ou Constante de Boltzman ($k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{J/K}$) ou constante.
- K_u – Fator de preenchimento.
- L_{ca} – Indutor do filtro do CSC.
- L_{cc} – Indutor do barramento CC do CSC.
- L_f – Indutor do filtro do VSC.
- l_g – *Gap* de ar do indutor.
- L_R – Indutor do VSC compensador.
- m – Fator de idealidade do diodo.
- n – Número de espiras.
- $p(t)$ – Potência no tempo.

- P_{bar} – Potência do barramento.
- p_{CA} – Componente alternada (oscilatória) da potência $p(t)$.
- p_{ca} – Potência alternada, depois do filtro, no lado CA ou da rede.
- P_{cc} – Potência contínua no lado CC do conversor.
- p_{CC} – Componente contínua (RMS) da potência $p(t)$.
- p_f – Potência do lado CA do conversor convencional.
- p_{fCC} – Componente contínua (RMS) da potência p_f .
- p_{fCA} – Componente alternada (oscilatória) da potência p_f .
- PI_i – Controlador proporcional-integral modificado para controle da corrente i_f do VSC.
- PI_V – Controlador proporcional-integral para controle da tensão do barramento V_{cc} do VSC.
- PI_v – Controlador proporcional-integral modificado para controle da tensão v_f do CSC.
- P_{max} – Potência no ponto de máxima potência do gerador fotovoltaico.
- P_{nom} – Potência nominal de operação do conversor.
- p_R – Potência do lado CA do conversor compensador.
- Q – Vazão.
- q – Carga do elétron ($q = 1,6 \cdot 10^{-19}C$).
- q_1-q_6 – Chaves superiores do VSC.
- $\bar{q}_1-\bar{q}_6$ – Chaves inferiores do VSC.
- R_{ca} – Resistência parasita série do indutor L_{ca} .
- R_f – Resistência parasita série do indutor L_f .
- R_p – Resistência parasita paralela do gerador fotovoltaico.

- R_R – Resistência parasita série do indutor do VSC compensador ou Resistência parasita paralela do capacitor do CSC compensador.
- R_s – Resistência parasita série do gerador fotovoltaico.
- s – Domínio da frequência ou Referencial síncrono.
- s_1 - s_6 – Chaves genéricas do conversor.
- T – Período de chaveamento do conversor ou Temperatura absoluta do gerador em K.
- t – Tempo de condução da chave ou Variável tempo.
- V – Amplitude da tensão $v(t)$.
- $v(t)$ – Tensão no tempo.
- V_{bar} – Tensão do barramento CC.
- v_c – Tensão do barramento de compensação gerada pelo CSC compensador.
- v_{ca} – Tensão alternada, depois do filtro, no lado CA do conversor ou da rede.
- V_{ca} – Amplitude da tensão v_{ca} .
- V_{cc} – Tensão contínua no lado CC do conversor.
- V_f – Amplitude da tensão v_f .
- v_f – Tensão de saída/entrada do lado CA do conversor.
- v_{k0} – Tensão de polo do braço k .
- v_L – Tensão sobre o indutor L_{cc} do barramento CC do CSC.
- V_{max} – Tensão no ponto de máxima potência do gerador fotovoltaico.
- V_{oc} – Tensão de circuito aberto do gerador fotovoltaico.
- V_{osc} – Tensão oscilatória do barramento gerada pelo conversor monofásico CSC convencional.
- V_P – Tensão nos terminais do gerador fotovoltaico.
- V_R – Amplitude da tensão v_R .

- v_R – Tensão sobre o elemento acumulador do conversor compensador.
 V_{R1} – Amplitude do fasor \hat{v}_{R1}^s .
 \hat{v}_{R1}^s – Fasor que compõe \hat{v}_R^{s*} .
 V_{R2} – Amplitude do fasor \hat{v}_{R2}^s .
 \hat{v}_{R2}^s – Fasor de correção de \hat{v}_R^{s*} .
 v_{sinc} – Tensão sincronizada de saída do PLL.
 V_t – Potencial térmico.
 W_A – Área da janela do núcleo do indutor.
 xy – Coordenadas genéricas num referencial arbitrário.
 Z – Amplitude da variável genérica z .
 z – Variável genérica.
 z^* – Valor de referência para a variável genérica z .
 \hat{z} – Representação fasorial da variável genérica z .
 $\hat{z}_{\mathfrak{R}\mathfrak{I}}$ – Representação do fasor genérico \hat{z} no plano $\mathfrak{R} \times \mathfrak{I}$.
 $\hat{z}_{\mathfrak{I}}$ – Componente imaginária do fasor genérico \hat{z} no plano $\mathfrak{R} \times \mathfrak{I}$.
 $\hat{z}_{\mathfrak{R}}$ – Componente real do fasor genérico \hat{z} no plano $\mathfrak{R} \times \mathfrak{I}$.
 \hat{z}_x – Componente real do fasor genérico \hat{z} no plano $x \times y$.
 \hat{z}_{xy} – Representação do fasor genérico \hat{z} no plano $x \times y$.
 \hat{z}_y – Componente imaginária do fasor genérico \hat{z} no plano $x \times y$.

Glossário

- CA – Corrente alternada.
- CC – Corrente contínua.
- CNPq – Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico.
- CSC – *Current source converter* (Conversor fonte de corrente).
- CSI – *Current source inverter* (Inversor fonte de corrente).
- CSR – *Current source rectifier* (Retificador fonte de corrente).
- CPES – *Center for Power Electronics Systems* (Centro para Sistemas de Eletrônica de Potência) .
- DSP – *Digital signal process* (Processador digital de sinais).
- DTC – *Direct torque control* (Controle direto do torque).
- EMI – *Electromagnetic interference* (Interferência eletromagnética).
- ESR – *Equivalent series resistance* (Resistência série equivalente).
- FFT – *Fast Fourier transform* (Transformada rápida de Fourier).
- FPB – Filtro passa-baixa.
- GTO – *Gate turn-off thyristor* (Tiristor com gatilho desligado).
- IEEE – *Institute of electrical and electronics engineers* (Instituto de engenheiros eletricitas e eletrônicos).
- IFOC – *Indirect field oriented control* (Controle indireto orientado pelo campo).
- IFOC-d – *Indirect field Oriented control* modificado tensão de eixo-d.
- IFOC-q – *Indirect field Oriented control* modificado tensão de eixo-q.

- IGBT – *Insulated gate bipolar transistor* (Transistor bipolar com gatilho isolado).
- IncCond – *Incremental conductance* (Condutância incremental).
- LC – Associação entre indutor e capacitor.
- MI – Motor de Indução.
- MOSFET – *Metal oxide semiconductor field effect transistor* (Transistor de efeito de campo de semicondutor de óxido metálico).
- MPP – *Maximum power point* (Ponto de máxima potência).
- MPPT – *Maximum power point tracking* (Rastreamento do ponto de máxima potência).
- P&O – Perturba e Observa.
- PLL – *Phase locked loop* (Elo travado por fase).
- PWM – *Pulse width modulation* (Modulação por largura de pulso).
- RBIGBT – *Reverse blocking insulated gate bipolar transistor* (Transistor bipolar com gatilho isolado e bloqueio reverso).
- RC – Associação entre resistor e capacitor.
- RL – Associação entre resistor e indutor.
- RLC – Associação entre resistor, indutor e capacitor.
- RMS – *Root mean square* (Raiz da média quadrática).
- TDD – *Total demand distortion* (Demanda total de distorção).
- UFMG – Universidade Federal de Campina Grande.
- VSC – *Voltage source converter* (Conversor fonte de tensão).
- VSI – *Voltage source inverter* (Inversor fonte de tensão).
- VSR – *Voltage source rectifier* (Retificador fonte de tensão).
- ZSC – *Z-source converter* (Conversor fonte Z).
- ZSI – *Z-source inverter* (Inversor fonte Z).

1

Introdução Geral

1.1 Sistema de bombeamento fotovoltaico – Uma visão geral

O apelo atual para a utilização de energias ditas renováveis é grande. A geração de energia utilizando combustíveis fósseis vem se tornando vilã do meio ambiente devido à alta emissão de poluentes no processo para obter determinado tipo de energia (Vitorino, 2008).

Uma forma de geração de energia sem agredir o meio ambiente com poluentes é a energia elétrica fotovoltaica. Esse tipo de energia proporciona poluição nula na sua geração – conversão da energia luminosa em energia elétrica, além do fato de que a energia solar fotovoltaica tem a vantagem de sua geração poder ser feita isoladamente, sem necessidade de ligação com qualquer outra rede de distribuição de energia elétrica.

O bombeamento pode ser considerado uma ótima aplicação para a energia elétrica fotovoltaica. Pelo fato da luminosidade do Sol se manter por um período limitado do dia, é necessário que o bombeamento seja ininterrupto durante esse período, ou seja, toda a energia gerada deve ser entregue ao sistema de conversão de energia. Considerando que a energia do Sol será processada e utilizada para transporte ou armazenamento de um fluido, percebe-se a possibilidade de não utilizar baterias.

Para que seja possível a utilização da energia solar fotovoltaica no bombeamento de água proveniente de alguma fonte potável, seja ela rio, poço artesiano, açude ou até mesmo

a própria água fornecida pela rede de distribuição comercial, se faz necessária a utilização de diversos dispositivos para fazer o processamento da energia elétrica produzida pelos geradores fotovoltaicos numa forma utilizável para acionar o dispositivo que converterá a energia elétrica em energia mecânica necessária para fazer o bombeamento. Em (Vitorino, 2008) foram avaliadas as características relevantes dos diversos dispositivos que compõem o sistema de bombeamento fotovoltaico, onde levou-se em conta as vantagens e desvantagens de cada dispositivo. Com isso, a configuração escolhida para o bombeamento utilizando energia fotovoltaica está apresentada na fig. 1.1.

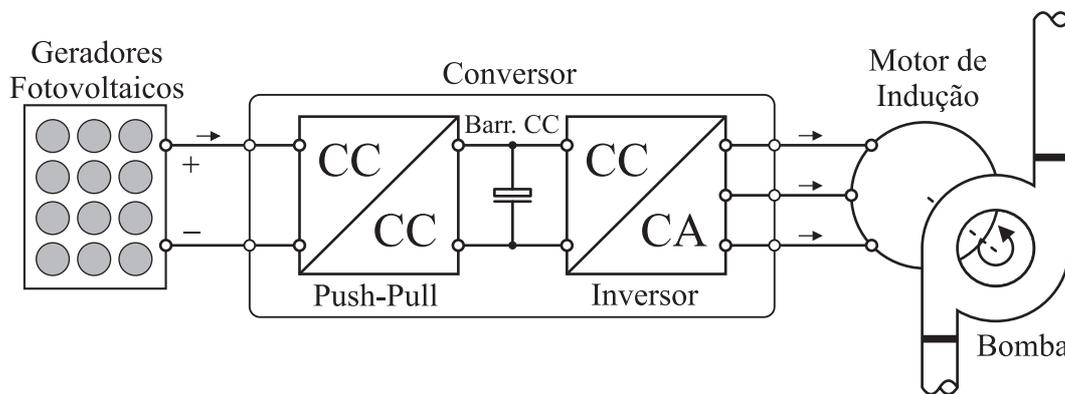


Figura 1.1: Diagrama de blocos do sistema de bombeamento utilizado.

Os dispositivos, mostrados na fig. 1.1, necessários para a utilização da energia fotovoltaica no bombeamento são: geradores fotovoltaicos; conversor CC-CC elevador; conversor CC-CA trifásico; motor de indução trifásico; e bomba centrífuga.

Cada dispositivo que compõe o sistema de bombeamento possui sua importância imprescindível no todo. Os geradores fotovoltaicos são responsáveis por converterem a energia luminosa proveniente do Sol em energia elétrica. Essa conversão é feita através do efeito fotoelétrico descoberto por Hertz e estudado com maior profundidade por Einstein. O conversor CC-CC, conversor *push-pull* alimentado por corrente, é responsável por manter o gerador fotovoltaico no ponto de máxima potência. O conversor CC-CA, inversor, converte a tensão CC do barramento em uma tensão CA trifásica necessária para acionar o motor de indução, que por sua vez está acoplado a uma bomba centrífuga responsável por bombear a água de um local para outro.

O sistema de bombeamento estudado descarta a necessidade de baterias eletroquímicas para o acúmulo do excesso de energia gerada pelo gerador fotovoltaico, pois esse excesso

de energia será armazenado não na forma de energia eletroquímica, mas sim na forma de energia potencial gravitacional com o acúmulo de água em um reservatório que se encontre acima do nível da bomba.

1.2 Conversores estáticos – Uma visão geral

Os sistemas de conversão estática são utilizados para garantir as exigências de controle e o uso eficiente da energia elétrica, principalmente em aplicações industriais. Os conversores estáticos convertem energia de uma fonte primária para um determinado tipo de carga que demanda uma energia processada. Este tipo de transferência de energia é realizado através de configurações de conversores compostas por componentes passivos e, sobretudo, por dispositivos semicondutores, chaves (IGBTs, MOSFETs, etc.) e diodos de potência (dos Santos Júnior, 2007).

Diversos outros tipos de dispositivos já foram utilizados no passado para realizar as funções encontradas nos conversores de potência atuais, tais como: válvulas a vácuo, amplificadores magnéticos, conversores rotativos, etc. Contudo, tais dispositivos apresentavam desvantagens como pouca confiabilidade e baixa eficiência, além de requerer manutenção frequente.

O aparecimento da Eletrônica de Potência e mais especificamente o aparecimento dos conversores estáticos proporcionou uma alternativa vantajosa para o processamento de energia, devido à baixa perda de energia no chaveamento somada a uma maior confiabilidade.

A interação entre a Microeletrônica e a Eletrônica de Potência e o desenvolvimento de novos dispositivos semicondutores têm resultado numa crescente popularização dos conversores estáticos. No entanto, a utilização da Eletrônica de Potência não se restringe apenas às aplicações industriais. O espectro de aplicações é tão amplo que vai desde simples instalações residenciais até sistemas de transmissão de energia elétrica de alta potência. Muitos trabalhos encontrados na literatura técnica têm abordado o estudo, desenvolvimento e aplicação de conversores estáticos.

O conversor estático é classificado de acordo com a forma de onda de sua entrada e saída, onde essa forma de onda pode ser contínua, CC, ou alternada, CA. Assim, a conversão

realizada pelo conversor pode ser: CC-CC, CA-CC, CC-CA e CA-CC-CA. Na fig. 1.2 é mostrada a classificação dos conversores estáticos segundo o tipo de conversão e o tipo de conversor.

Conversão Conversor				
VSC	--	VSR	VSI	VSR-VSI
CSC	--	CSR	CSI	CSR-CSI
ZSC	--	ZSR	ZSI	Z-source CA-CA
	Buck, Boost, Buck-Boost, Push-Pull, Cúk, Choppers			Conversor Matricial

Figura 1.2: Classificação dos conversores.

Os diversos conversores estáticos podem ser classificados de acordo com a forma com que o mesmo processa a energia. Caso as variáveis processadas no conversor sejam as suas tensões, o mesmo é denominado conversor fonte de tensão (VSC), cuja sigla deriva-se do termo em inglês *voltage source converter*, pois o seu barramento CC se comporta como uma fonte de tensão. Já no caso em que as variáveis processadas no conversor sejam as correntes envolvidas no sistema, o mesmo é denominado conversor fonte de corrente (CSC), cuja sigla significa *current source converter*, pois o seu barramento CC se comporta como uma fonte de corrente. Existe um terceiro tipo de conversor cujo barramento se comporta tanto como uma fonte de tensão quanto como uma fonte de corrente, esse conversor é o ZSC, *z-source converter*, conversor fonte de impedância.

Assim, tanto o VSC quanto o CSC operam na conversão CA-CC ou CC-CA. Deste modo, o conversor fonte de tensão que opera fazendo a conversão CA-CC, retificador, recebe a denominação de VSR (*voltage source rectifier*). Já se o mesmo fizer a conversão CC-CA, inversor, receberá o nome de VSI (*voltage source inverter*). Na conversão CA-CC-CA, o conversor processa a energia retificando-a e depois invertendo-a, compartilhando o estágio CC, sendo utilizado dois tipos de conversores, recebendo o nome de conversor VSR-VSI. Da mesma forma, o conversor fonte de corrente que opera fazendo a conversão CA-CC, recebe o

nome de CSR (*current source rectifier*). Já se o mesmo conversor fizer a conversão CC-CA, receberá o nome de CSI (*current source inverter*). Na conversão CA-CC-CA, compartilhando o estágio CC, são utilizados os dois tipos de conversores, recebendo o nome de conversor CSR-CSI.

1.3 Objetivos

Este trabalho objetiva fazer a otimização do processamento da energia elétrica em sistemas de bombeamento fotovoltaicos e em sistemas de conversão monofásica. Com isso, este trabalho possui duas linhas de pesquisa com o mesmo foco em comum, que é o processamento ótimo da energia. Desta forma, o trabalho é dividido em duas partes: Parte I - Otimização do sistema de bombeamento fotovoltaico visando melhorias na eficiência do sistema de conversão como um todo; Parte II - Compensação da potência oscilatória em sistemas de conversão monofásicos visando aumento da eficiência do conversor e dos dispositivos acoplados ao mesmo, como por exemplo, o gerador fotovoltaico conectado à rede elétrica comercial.

Um dos objetivos deste trabalho é fazer a busca pela identificação de uma metodologia para realizar o bombeamento levando em conta que os subsistemas (painéis, conversor CC-CC, acionamento de alto desempenho do motor de indução e bomba) possuem pontos de operação de máxima eficiência independentes. O objetivo é buscar otimizar cada subsistema independentemente para se alcançar a otimização global do sistema de bombeamento. Em virtude disto, faz-se necessário um criterioso processamento da energia para alcançar a máxima eficiência global do sistema.

Para reduzir as perdas devido à conversão de energia cinética de rotação na bomba em energia cinética linear para deslocar uma coluna d'água, este trabalho tem como objetivo determinar o ponto ótimo de operação da bomba centrífuga. Este ponto ótimo é determinado avaliando-se a velocidade de rotação da bomba e a sua máxima potência desenvolvida. Além do estudo do ponto ótimo de operação da bomba, este trabalho também tem o objetivo de estudar como fazer a máxima transferência de potência entre a geração fotovoltaica e a bomba centrífuga para que haja a menor perda possível no processamento da energia.

A potência em um sistema monofásico que utilize variáveis senoidais apresenta uma componente contínua, referente à potência ativa, e uma componente oscilatória intrínseca

que possui o dobro da frequência dos sinais de tensão-corrente envolvidas no processo. Esta potência oscilatória se propaga ao longo de um sistema de conversão de energia. Este trabalho tem como principal objetivo efetuar a compensação desta potência oscilatória, evitando que seja propagada ao longo do processamento, para evitar oscilações indesejadas em sinais que necessitam possuir suas formas de onda contínuas.

Este trabalho também objetiva fazer um estudo aprofundado nos conversores, tanto o conversor fonte de tensão (VSC), quanto o conversor fonte de corrente (CSC), visando generalizar a sua análise para o conversor que possua um número k de fases, focalizando aplicar os estudos aos conversores monofásicos – VSC e CSC – operando nas três formas de conversão de energia aqui abordadas: corrente alternada em corrente contínua, conversão CA-CC; corrente contínua em corrente alternada, conversão CC-CA; e corrente alternada em corrente alternada com um estágio intermediário contínuo, conversão CA-CC-CA.

Após o estudo teórico relativo à potência monofásica em um conversor, a sua compensação será feita utilizando conversores de energia auxiliares que transferem essa oscilação na potência para elementos passivos, evitando que o sinal contínuo do barramento do conversor seja “poluído” pela propagação da potência monofásica oscilatória.

1.4 Justificativas

Problemas ambientais e a crescente demanda por energia, juntamente com o progresso constante das tecnologias de processamento de energia, estão abrindo novas oportunidades para a utilização de fontes de energia renováveis, em particular, tecnologias que envolvam energia solar fotovoltaica.

Sistema de geração fotovoltaica é uma solução eficiente para fornecer energia tanto diretamente à rede elétrica quanto para uma carga isolada, com a vantagem de possuir elevada vida útil e exigir baixa manutenção. Para áreas isoladas, sem eletrificação ou distantes da rede elétrica, a associação de um acumulador de energia com a geração fotovoltaica permite eliminar ou, ao menos, minimizar o uso de fontes convencionais e poluentes, tais como geradores a diesel. O uso destes sistemas vem se disseminando em todo o mundo e encontra grande aplicação em bombeamento e dessalinização. Este fato habilita o bombeamento como uma ótima aplicação para fazer uso da energia elétrica fotovoltaica, pois possibilita

sua instalação em áreas remotas, distantes de qualquer rede de distribuição de energia elétrica comercial. Considerando que a energia solar será processada e utilizada para transporte ou armazenamento de um fluido, percebe-se a possibilidade de não utilizar baterias eletroquímicas para o acúmulo de energia, isso porque toda a energia gerada será transferida à bomba, através do motor, que fará com que a energia seja acumulada na forma de energia potencial gravitacional em um reservatório.

Oscilações da potência monofásica acarretam diversos problemas, tais como: dificuldade no controle do conversor; aumento no volume e diminuição de vida útil dos elementos que compõem o conversor; e diminuição da vida útil dos dispositivos ligados tanto no lado CC do conversor quanto do lado CA – cargas ou fontes. Esta oscilação, propagada ao barramento, tem um efeito degradante no comportamento do motor de indução ligado no lado CA do conversor. Já em uma célula a combustível acoplada ao barramento do conversor monofásico, a potência oscilatória causa instabilidade no seu sistema de controle, além de afetar a capacidade da célula, elevar o consumo de combustível e diminuir a vida útil da célula. Além de que a oscilação de corrente gerada no barramento do conversor provoca aquecimento na bateria eletroquímica ligada neste barramento. Em sistemas de geração fotovoltaica, a oscilação de potência provoca ineficiência no rastreamento do ponto de máxima potência, diminuindo a quantidade de energia gerada.

A temperatura de trabalho tem uma influência significativa na vida útil do capacitor eletrolítico do barramento CC do VSC. O aumento da temperatura do capacitor é devido à passagem de corrente através da sua resistência série equivalente (ESR). A ESR do capacitor eletrolítico, para a região de baixa frequência, é mais do que dez vezes maior do que na região de alta frequência, por isso se faz necessária a redução da componente de baixa frequência da corrente no barramento. Reduzindo-se a oscilação de potência do barramento promove-se, também, a redução da capacitância do capacitor do barramento, que será necessário apenas para filtrar as componentes de alta frequência do chaveamento.

No CSC a potência monofásica oscilatória exige que seja utilizado um indutor com indutância relativamente grande para manter a corrente do barramento constante. Eliminando essa oscilação de potência, que se reflete na oscilação da tensão no barramento do CSC, representa uma significativa diminuição na indutância e, conseqüentemente, a redução do volume do indutor.

Os conversores CA-CC-CA exigem elementos acumuladores de energia no barramento ainda maiores devido ao fato das oscilações de potência no barramento apresentarem picos referentes à soma dos picos das potências provenientes do conversor retificador e do conversor inversor. Com isso, a compensação da potência oscilatória nos conversores monofásicos promove uma significativa diminuição no volume dos dispositivos que compõem o barramento CC.

O conceito de otimização não é aplicado na sua plenitude neste trabalho. A palavra otimização utilizada no decorrer deste trabalho visa descrever a ação de melhorar ao máximo determinado ponto de interesse no sistema em questão. No sistema de bombeamento fotovoltaico esta otimização consiste em diminuir as perdas no processamento da energia para se obter um maior volume de água bombeado para uma mesma quantidade de energia disponível. Já no âmbito do conversor monofásico, a otimização se refere à eliminação da potência oscilatória no barramento CC do conversor visando melhorar a ação de controle, vida útil do conversor e dispositivos conectados ao mesmo, bem como aumento da eficiência das fontes de energia acopladas ao conversor. Desta forma, a contextualização do conceito de otimização pela teoria de controle não é aqui utilizada.

1.5 Contribuição do trabalho

O trabalho desenvolvido tem como principal contribuição elevar a eficiência no processamento da energia de um sistema de bombeamento fotovoltaico, bem como apresentar soluções de dimensionamento, controle e *hardware* para eliminar oscilações indesejadas presentes no barramento dos conversores estáticos de baixa potência que processam energia em sistemas monofásicos visando otimizar o seu processo de conversão.

A pesquisa apresentada neste trabalho produziu publicações, referentes à Parte I, avaliadas pela comunidade científica em (Vitorino et al., 2008; Vitorino e Corrêa, 2009; Vitorino et al., 2011; Hartmann et al., 2012). Já para a Parte II, a pesquisa gerou artigos científicos publicados em (Vitorino e Corrêa, 2011a; Vitorino e Corrêa, 2011b; Vitorino et al., 2012).

1.6 Revisão bibliográfica

Parte I - Otimização do sistema de bombeamento fotovoltaico

No sistema de bombeamento fotovoltaico utilizado, fig 1.1, não se faz necessário um grande número de geradores fotovoltaicos associados em série para se alcançar elevados valores de tensão, pois é utilizado um conversor CC-CC elevador que possui um alto ganho de tensão de saída. No barramento CC é ligado o conversor CC-CA que converte a tensão contínua de saída do conversor CC-CC para um valor de tensão alternada necessária para acionar o motor de indução trifásico. Por sua vez, o motor de indução é acoplado a uma bomba centrífuga.

Cada subsistema que compõe o sistema de bombeamento fotovoltaico mostrado na fig. 1.1, painéis (MPPT), conversor CC-CC, conversor CC-CA, acionamento de alto desempenho do motor de indução e bomba, possui pontos de operação de máxima eficiência independentes. Em (Abrahamsen et al., 1998) foram avaliadas três técnicas de otimização do acionamento do motor de indução acoplado a uma bomba centrífuga, porém, foi considerado que o motor possui carga mecânica constante em seu eixo e o seu acionamento é feito com barramento infinito. Já em (Vitorino, 2008) foi feito o estudo de como otimizar não só o acionamento do motor de indução, mas também os demais dispositivos elétricos independentemente para se alcançar a otimização global do sistema elétrico num sistema alimentado por energia solar fotovoltaica. Esta otimização do sistema de bombeamento fotovoltaico é desejada para reduzir o custo do kWh fotovoltaico. A otimização do sistema elétrico desenvolvida em (Vitorino, 2008) será melhorada inserindo-se a otimização da bomba centrífuga ao que foi apresentado no trabalho mencionado. Isso fará com que o ganho de energia no processamento seja maior.

Faz-se necessário controlar o motor para manter a bomba no ponto de operação desejado. Em (Gogolyuk et al., 2008) foram avaliadas sete estratégias de acionamento do motor de indução que utiliza como carga uma bomba centrífuga. Este estudo foi baseado no modelo de regime permanente do conjunto motor-bomba. Porém, não foi utilizada nenhuma estratégia de controle que permitisse fazer o desacoplamento entre o fluxo e o conjugado do motor. Esse desacoplamento é necessário para se fazer a otimização da máquina (motor), atuando-se no fluxo, e garantir o seu consumo da energia, o que define a velocidade de rotação, através do

controle do conjugado. Esse desacoplamento no controle de fluxo e conjugado pode ser feito utilizando o controle indireto orientado pelo campo, *indirect field oriented control*, IFOC. Este controle foi utilizado em (Vitorino et al., 2008) para acionar o motor de indução numa aplicação que utilizou bombeamento alimentado por energia solar fotovoltaica.

O estudo das características hidráulicas envolvidas no bombeamento é baseado em (Sanks et al., 1998). É apresentado um estudo abrangente do funcionamento, comportamento e implementação de sistemas de bombeamento que utilizam bomba centrífuga.

Parte II - Conversores monofásicos

A potência monofásica possui uma componente alternada com o dobro da frequência do sinal senoidal. Esta potência é refletida ao barramento do conversor criando oscilações de baixa frequência na corrente do barramento, no caso do VSC, e na tensão do barramento, no caso do CSC. Estas oscilações observadas no barramento do conversor fazem com que seja necessário um capacitor do barramento com elevada capacitância no VSC e, por sua vez, um indutor de barramento com grande valor de indutância no CSC. Estes valores elevados de capacitância e indutância são necessários para filtrar as harmônicas de baixa frequência geradas no barramento do conversor monofásico. Estas oscilações são observadas no barramento CC dos conversores CA-CC, CC-CA e CA-CC-CA.

Em (Klima, 2006) e (Klima et al., 2008) é mostrado que a oscilação no barramento tem um efeito degradante no comportamento do motor de indução ligado no lado CA do conversor, causando pulsações no seu torque. Em (Choi et al., 2004; Moon et al., 2006; Fontes et al., 2007) é mostrado que a oscilação de potência na célula a combustível acoplada a um conversor monofásico causa instabilidade no seu sistema de controle, além de afetar a capacidade da célula, elevar o consumo de combustível e diminuir a vida útil da célula. É mostrado em (Lacressonniere et al., 2005) que a oscilação de corrente gerada no conversor provoca aquecimento na bateria eletroquímica que esteja ligada ao barramento do conversor. No gerador fotovoltaico, a oscilação de potência provoca ineficiência no rastreamento do ponto de máxima potência – MPPT (Hussein et al., 1995a; Namin e Afsharnia, 2008). A fig. 1.3 ilustra a curva característica típica $I \times V$ de um gerador fotovoltaico onde é representada a ineficiência no rastreamento da potência máxima, P_{\max} , provocada devido à oscilação de baixa frequência na tensão de operação do gerador. Com isso, é de suma

importância eliminar essa oscilação de potência propagada no conversor monofásico.

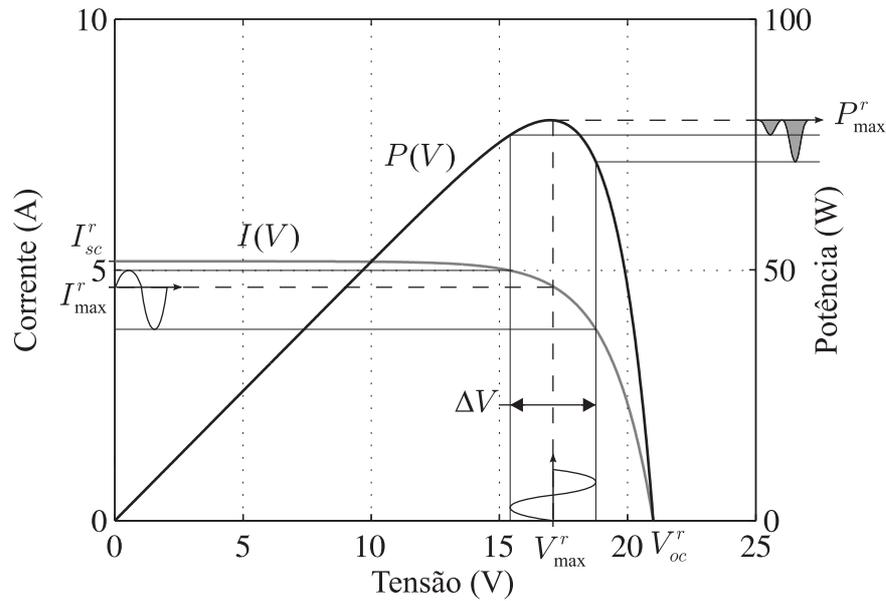


Figura 1.3: Ilustração do efeito da oscilação de baixa frequência na busca pelo ponto de máxima potência em um sistema fotovoltaico.

Em (Kolar e Round, 2006) é mostrado que a tensão de operação e, especialmente, a temperatura de trabalho têm uma influência significativa na vida útil do capacitor eletrolítico. Se, por exemplo, um capacitor eletrolítico de alumínio é colocado pra funcionar com 90% da sua tensão nominal, a sua taxa de falha reduz para 60% comparada à operação na sua tensão nominal. Já se a temperatura de operação do capacitor é reduzida, a vida útil do capacitor dobra para cada 10°C abaixo da sua temperatura nominal, pois, em baixas temperaturas, a difusão dos elementos gasosos do eletrólito através das vedações é reduzida, e, assim, a secagem do capacitor é retardada. O aumento da temperatura do capacitor é devido a sua resistência série equivalente (ESR), a qual representa a soma da resistência sensível à frequência do óxido dielétrico, a resistência sensível à temperatura do eletrólito e a contribuição relativamente pequena das resistências das lâminas, guias e terminais. Devido a esta resistência série equivalente do capacitor, a corrente que passa no capacitor causa perdas as quais aumentam a sua temperatura de operação, como resultado, a sua vida útil é seriamente reduzida. A corrente do barramento no VSC possui uma componente de alta frequência, devido ao chaveamento, e uma componente de baixa frequência devido à potência monofásica oscilatória. Em (Kurachi et al., 1995) é mostrado que a resistência série equivalente do capacitor eletrolítico, para a região de baixa frequência, é mais do que dez

vezes maior do que na região de alta frequência. Isso mostra que a oscilação de potência no barramento, refletida na forma de corrente, devido à potência monofásica, reduz a vida útil do capacitor e eleva as perdas no VSC.

Uma solução para reduzir a oscilação de potência no barramento do VSR foi proposta por (Shimizu et al., 2000), onde se é adicionado um braço de conversor auxiliar e um elemento armazenador de energia que absorve a potência oscilatória, deixando apenas que a potência contínua seja observada pelo barramento do conversor. Já em (Bush e Wang, 2009) é proposta uma configuração similar para o CSI. Neste trabalho será apresentado um completo estudo sobre a compensação da potência oscilatória no VSC e CSC operando tanto como conversor CA-CC, quanto como conversor CC-CA, pois na literatura não existe a análise da compensação da potência oscilatória no barramento CC nem para o VSI nem para o CSR, as quais serão aqui apresentadas.

Em (de Freitas et al., 2010) é feito um estudo para reduzir a oscilação de potência no conversor CA-CC-CA VSC monofásico-monofásico convencional. Contudo, é mostrado que se faz necessário que os sinais de entrada e saída possuam o mesmo valor de frequência e que, para se obter a máxima redução da potência oscilatória no barramento CC, é necessário que os sinais de entrada e saída do conversor possuam ângulos de fase defasados de π radianos. Estas condições são empecilhos na utilização de um conversor que necessite operar com os valores dos sinais de frequência/fase de entrada e saída diferentes.

Comparativamente, o VSC é mais largamente utilizado em aplicações industriais em relação ao CSC, porém, para filtros ativos de potência monofásicos, o CSC mostra ter certas vantagens. Em (Yunus e Bass, 1996) é mostrado que, em filtros ativos, a corrente do barramento do CSC depende das características não lineares da carga, o que equivale à potência de operação do filtro ativo. Já no VSC a tensão do barramento é dependente apenas da tensão da rede. Conseqüentemente, em alguns casos, é possível usar um CSC para alcançar a mesma compensação de harmônicos que um VSC, com a vantagem de se ter um menor acúmulo de energia no barramento CC (que se reflete no volume e peso). O que significa que para baixas frequências a serem compensadas pelo filtro ativo (3° e 5° harmônicas), é requerido um menor valor de indutância para o barramento do CSC. Da mesma forma, o VSC é mais eficiente para harmônicas mais elevadas.

Em (HadianAmrei et al., 2006) é feito um estudo relativo à geração de harmônica e interharmônica (as quais são definidas como frequências múltiplas não-inteiras da fundamental ou frequência de chaveamento) nos VSI/CSI, onde é proposta uma nova abordagem na explicação do fenômeno de geração de harmônicas e interharmônicas em sistemas de potência. Contudo, é mencionado que se faz necessário que o barramento CC dos conversores esteja livre de oscilações.

No trabalho publicado em (Avery et al., 2010) e (Suh et al., 2007) é feita a comparação das perdas nos dispositivos semicondutores (IGBT e GTO) que ocorrem no VSC com as perdas no CSC. É mostrado que as perdas por chaveamento são dominantes do VSC, enquanto que no CSC as perdas por condução são predominantes. É mostrado que, na potência nominal de operação, nenhum dos dois conversores opera com maior eficiência que o outro. O VSC se mostrou mais eficiente em baixos valores de correntes e frequências de chaveamento, enquanto que o CSC apresentou maior eficiência em frequências de chaveamento maiores e com maior corrente do lado CA. Isto mostra que o VSC é preferível em menores níveis de potência, já o CSC é mais eficiente em níveis de potência maiores. Já em (Wiechmann et al., 2008) é feito um estudo comparativo da eficiência dos conversores CA-CC-CA VSC e CSC de alta potência sob três cenários: i) no primeiro considera o acionamento de sistemas de baixa dinâmica não-regenerativos, tais como bombas, ventilação e compressores. Este grupo corresponde a 85% das aplicações industriais de alta potência ($\sim 2\text{MW}$); ii) o segundo cenário considera aplicações que necessitam de boa resposta dinâmica e que sejam regenerativos; e, por fim, iii) o terceiro grupo avaliado considera aplicações de muita alta potência (acima de 20MW). Na avaliação foi levada em consideração as perdas de chaveamento e condução dos semicondutores, perdas no transformador de média tensão, e as perdas nos filtros CA e CC dos conversores. Para o primeiro cenário é mostrada eficiência competitiva para o VSC e o CSC, enquanto que o VSC se mostra mais eficiente no segundo cenário. Para o último grupo, o CSC exibe melhor eficiência.

Um estudo comparativo realizado em (Mohr e Fuchs, 2005) mostrou que, com relação ao dimensionamento dos dispositivos semicondutores e suas perdas, àquela época, o CSC teria desvantagem na conexão de células a combustível à rede elétrica em face ao VSC. Porém, o desenvolvimento de IGBT com bloqueio reverso (RBIGBT) pode fazer com que o CSC tenha uma melhora no desempenho, já que o RBIGBT possui menor perda de potência do

que o IGBT com diodo em série (Naito et al., 2004; Klumpner, 2007). Contudo, é mostrado que o CSC tem a vantagem de poder receber a célula a combustível diretamente em seu barramento, visto que o mesmo apresenta elevação de tensão, pois a tensão da célula é menor do que a tensão máxima de linha do lado CA, o que o torna interessante em outras aplicações que necessitem conexão com a rede, tais como sistemas fotovoltaicos ou baterias que apresentam uma grande faixa de tensão de operação (Sahan et al., 2010). Já o VSC necessita de um conversor CC-CC entre a célula e o barramento do conversor para que a tensão do barramento tenha seu valor mínimo necessário para gerar a tensão de saída.

1.7 Organização do trabalho

O trabalho é dividido em duas partes: a Parte I abrange o estudo da otimização do sistema de bombeamento fotovoltaico; e a Parte II apresenta uma sequência que facilite o entendimento das consequências da potência oscilatória nos conversores monofásicos, assim como sua compensação e dimensionamento dos conversores. Os capítulos subsequentes abordarão as seguintes questões:

Parte I

Capítulo 2 É apresentada uma solução pra sistemas de bombeamento fotovoltaico para operar com o mínimo de perdas possível no processo de conversão da energia luminosa em energia potencial gravitacional para o armazenamento de água;

Capítulo 3 São apresentados resultados experimentais para validar a proposta de otimização do sistema de bombeamento fotovoltaico utilizado.

Parte II

Capítulo 4 É mostrada a estrutura básica que compõe o VSC e o CSC, assim como as possíveis formas de conversão obtidas utilizando estes conversores;

Capítulo 5 A potência monofásica oscilatória é formalizada e sua influência nas variáveis contínuas do barramento CC dos conversores é discutida, sendo sugerida uma forma

de compensá-la para que o barramento não seja afetado pela possível propagação desta potência ao longo do conversor;

Capítulo 6 É mostrado o funcionamento do VSC monofásico com compensação da potência oscilatória operando como VSR e VSI. Também é mostrada como se dá a modulação e estratégia de controle, e são apresentados resultados para validar a teoria apresentada. Serão propostos VSCs que fazem a conversão CA-CC-CA monofásico-monofásico e a conversão CA-CC-CA monofásico-trifásico com compensação da potência monofásica oscilatória no barramento CC, baseando-se nos estudos da operação do VSR e do VSI. Resultados de simulação e experimentais validam a teoria apresentada;

Capítulo 7 É mostrado o funcionamento do CSC monofásico com compensação da potência oscilatória operando como CSR e CSI. Também é mostrada como se dá a modulação e estratégia de controle, e são apresentados resultados para validar a teoria apresentada. Serão propostos CSCs que fazem a conversão CA-CC-CA monofásico-monofásico e a conversão CA-CC-CA monofásico-trifásico com compensação da potência monofásica oscilatória no barramento CC, baseando-se nos estudos da operação do CSR e do CSI;

Capítulo 8 É apresentado um estudo completo que visa o correto dimensionamento dos elementos reativos que compõem o VSC e o CSC com compensação da potência oscilatória para garantir um bom funcionamento dos conversores e otimizar os custos de fabricação;

Capítulo 9 São apresentadas as conclusões gerais para o trabalho;

Apêndice A É feita uma análise fasorial em torno das variáveis senoidais envolvidas no sistema de conversão monofásica.

2

Sistema de Bombeamento Fotovoltaico Otimizado

2.1 Introdução

Em (Vitorino, 2008) foi definida qual seria a melhor configuração para um sistema de bombeamento fotovoltaico que dispensasse a utilização de baterias eletroquímicas. Foram estudadas e avaliadas as características relevantes dos dispositivos necessários para compor um sistema de bombeamento fotovoltaico. Levando-se em conta as vantagens e desvantagens observadas, a configuração escolhida para o bombeamento utilizando energia solar fotovoltaica é a apresentada na fig. 1.1.

Os dispositivos necessários para a utilização da energia solar fotovoltaica no bombeamento são: geradores fotovoltaicos; conversor CC-CC elevador; conversor CC-CA; motor de indução trifásico; e bomba centrífuga.

Cada dispositivo que compõe o sistema de bombeamento possui sua importância fundamental. Os geradores fotovoltaicos são responsáveis por converterem a energia luminosa proveniente do Sol em energia elétrica. O conversor CC-CC, conversor *push-pull* alimentado por corrente, é responsável por manter o gerador fotovoltaico no ponto de máxima potência. O conversor CC-CA, inversor, converte a tensão CC do barramento em uma tensão CA trifásica necessária para acionar o motor de indução, que por sua vez está acoplado a uma bomba centrífuga responsável por bombear a massa de água de um local para outro.

O sistema de bombeamento apresentado descarta a necessidade de baterias eletroquímicas para o acúmulo do excesso de energia gerada pelo gerador fotovoltaico, pois esse excesso de energia será armazenado não na forma de energia eletroquímica, mas sim na forma de energia potencial gravitacional com o acúmulo de água em um reservatório que se encontre acima do nível da bomba.

No sistema hidráulico, para reduzir as perdas devido à conversão de energia cinética de rotação na bomba em energia cinética linear para deslocar uma coluna d'água, é interessante determinar o ponto ótimo de operação da bomba centrífuga. Este ponto ótimo é determinado avaliando-se a velocidade de rotação da bomba e a sua máxima potência desenvolvida. Desta forma, se faz necessário analisar o modelo matemático da bomba e suas curvas características para que, assim, seja possível determinar o seu comportamento durante o funcionamento.

Cada dispositivo mostrado na fig. 1.1 pode ser otimizado individualmente. Esta otimização é mostrada a seguir.

2.2 Otimização do gerador fotovoltaico

Os geradores fotovoltaicos são constituídos por silício e quartzo (SiO_2), um material semicondutor. O modelo elétrico do gerador fotovoltaico é mostrado na fig. 2.1.

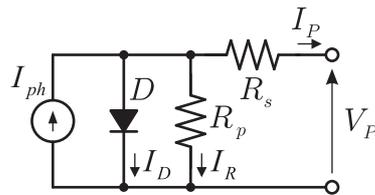


Figura 2.1: Modelo elétrico do gerador fotovoltaico.

A fonte de corrente I_{ph} representa a corrente elétrica gerada pelo feixe de radiação luminosa incidente sobre a superfície ativa do gerador. Esta corrente unidirecional é constante para uma dada radiação incidente. Como o gerador é composto por silício, o mesmo se comportará como um diodo que é atravessado por uma corrente interna unidirecional I_D , que depende da tensão V_P nos terminais do gerador. No gerador observa-se uma queda de tensão no circuito até os contatos exteriores, a qual é causada por uma resistência que pode ser representada por uma resistência parasita série R_s . Do mesmo modo, também existe

corrente de fuga, provocada por uma resistência paralela que pode ser descrita por uma resistência parasita paralela R_p .

A corrente I_P devido a uma carga é dada por:

$$I_P = I_{ph} - I_D - I_R \quad (2.1)$$

Substituindo as devidas equações de (2.1), tem-se:

$$I_P = I_{ph} - I_O \left(\exp \left(\frac{V_P + R_s I_P}{m V_t} \right) - 1 \right) - \frac{V_P + R_s I_P}{R_p} \quad (2.2)$$

onde I_O é a corrente reversa máxima de saturação do diodo; V_P é a tensão nos terminais do gerador; m é o fator de idealidade do diodo; R_s é a resistência parasita série; R_p é a resistência parasita paralela; V_t é o potencial térmico dado por $V_t = kT/q$, onde k é a constante de Boltzman ($k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K), T é a temperatura absoluta do gerador em K e q é a carga do elétron ($q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C).

A equação (2.2) representa o comportamento elétrico de uma célula fotovoltaica. Para representar um painel fotovoltaico, faz-se necessário inserir a quantidade de células ligadas em série e em paralelo. A equação (2.3) mostra a característica elétrica de um painel fotovoltaico tomando como base os parâmetros de uma célula.

$$I_P = I'_{ph} - I'_O \left(\exp \left(\frac{V_P + R'_s I_P}{m' V_t} \right) - 1 \right) - \frac{V_P + R'_s I_P}{R'_p} \quad (2.3)$$

onde $I'_{ph} = N_p I_{ph}$, $I'_O = N_p I_O$, $m' = N_s m$, $R'_s = (N_s/N_p) R_s$, $R'_p = (N_s/N_p) R_p$, N_p é a quantidade de células ligadas em paralelo e N_s é a quantidade de células ligadas em série.

A equação (2.3) descreve a curva característica do gerador fotovoltaico. Esta curva é exemplificada na fig. 1.3.

Na fig. 1.3, os valores de corrente de curto-circuito I_{sc}^r , tensão de circuito aberto V_{oc}^r , corrente máxima I_{max}^r , tensão máxima V_{max}^r e potência máxima P_{max}^r são parâmetros fornecidos pelos fabricantes dos geradores fotovoltaicos. Os índices r indicam que o ensaio que forneceu esses parâmetros foram realizados nas seguintes condições: radiação $G^r = 1000 \text{ W/m}^2$ e temperatura $T^r = 298,16 \text{ K}$.

A temperatura e a irradiância incidente sobre o gerador são parâmetros que influenciam no comportamento do gerador. A temperatura (T) tem influência sobre I_O , já a irradiância

(G) tem influência sobre I_{ph} . As expressões (2.4) e (2.5) descrevem matematicamente a influência da irradiância e da temperatura sobre uma célula fotovoltaica.

$$I_{ph} = I_{ph}^r \frac{G}{G_r} \quad (2.4)$$

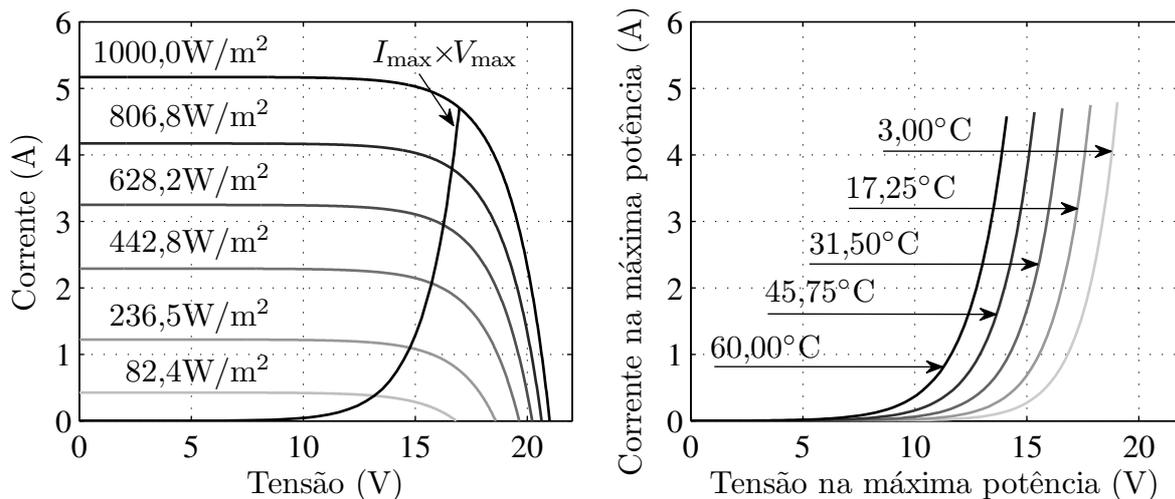
$$I_O = I_O^r \left(\frac{T}{T_r} \right)^3 \exp \left(\frac{\varepsilon}{m} \left(\frac{1}{V_t} - \frac{1}{V_t} \right) \right) \quad (2.5)$$

onde ε representa o *gap* de energia do silício, dado por $\varepsilon = 1,12\text{eV}$.

2.2.1 Ponto de máxima potência

Como foi visto, os geradores fotovoltaicos possuem uma curva característica $I \times V$, fig. 1.3, sobre a qual existe um ponto em que há fornecimento da máxima potência, do inglês, *Maximum Power Point* (MPP), para um determinado nível de irradiância e temperatura. Este MPP é alcançado ajustando-se o fluxo de energia proveniente do gerador para a carga através de algum dispositivo que tenha a função de regular esse fluxo de energia fornecido pelo gerador fotovoltaico.

Na fig. 2.2(a) é mostrado o gráfico que representa a curva $I_{\max} \times V_{\max}$ em que a potência do gerador é máxima para qualquer irradiância. Já na fig. 2.2(b) são observadas as diversas



(a) Curva $I_{\max} \times V_{\max}$ para $T = 25^\circ\text{C}$.

(b) Curvas $I_{\max} \times V_{\max}$ com variação da temperatura.

Figura 2.2: Pontos de máxima potência de um gerador fotovoltaico.

curvas $I_{\max} \times V_{\max}$ para diferentes temperaturas. Nestas curvas são mostrados os pontos onde o gerador opera no MPP.

Para forçar o gerador a trabalhar no MPP é necessário controlar o fluxo de energia proveniente do gerador. Esse fluxo de energia é controlado variando-se a carga. Para se localizar esse MPP é necessário utilizar técnicas de busca do ponto de máxima potência, *Maximum Power Point Tracking* (MPPT).

Existem diversas técnicas de MPPT encontradas na literatura. Muitas dessas técnicas foram avaliadas em (Oliveira et al., 2006). Observou-se que a técnica de MPPT denominada condutância incremental (IncCond) apresentada em (Hussein et al., 1995b), é a mais largamente utilizada. Esta busca do MPP feita pela técnica IncCond se dá pela técnica dos pontos máximos e mínimos de uma função mostrada na equação (2.6).

$$\frac{dP_P}{dV_P} = \frac{d[V_P I_P]}{dV_P} = I_P + V_P \frac{dI_P}{dV_P} = 0 \quad (2.6)$$

O rastreamento do ponto de máxima potência do gerador fotovoltaico pode ser considerado como uma otimização da geração, pois será gerada a máxima energia possível para determinada irradiância e temperatura as quais o gerador fotovoltaico está inserido.

2.3 Otimização do conversor CC-CC – *push-pull*

Como já foi dito, foi escolhido para fazer a interligação entre os geradores fotovoltaicos e o inversor um conversor elevador *push-pull*. O conversor *push-pull* foi escolhido por possuir elevada relação de transformação, o que possibilita a diminuição do número de geradores fotovoltaicos associados em série ligados a sua entrada. Outro ponto importante na escolha do *push-pull* foi o fato do mesmo possuir um transformador que permite a isolamento galvânica entre o lado de alta tensão, barramento CC, e o lado de baixa tensão, geradores fotovoltaicos. Por operar com alta frequência de chaveamento, o transformador não possui volume elevado, o que possibilita a redução no volume total do conversor. O conversor montado é o mesmo apresentado em (Holmes et al., 2006). O diagrama elétrico do *push-pull* utilizado é mostrado na fig. 2.3.

Este conversor apresenta uma isolamento galvânica entre a entrada e a saída. O transformador Q é responsável por garantir esta isolamento.

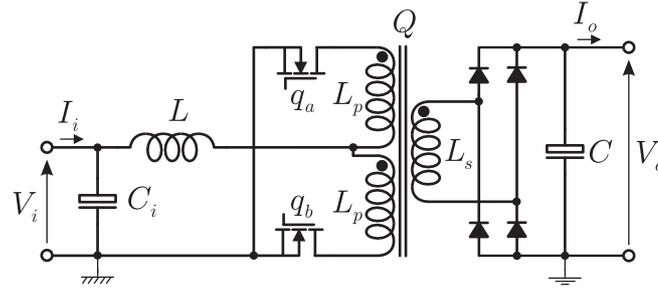


Figura 2.3: Diagrama elétrico do conversor *push-pull*.

O conversor *push-pull* opera acionando-se as chaves q_a e q_b simultaneamente ou independentemente, nunca se deve bloquear as duas chaves simultaneamente, pois isso pode danificar as chaves. Enquanto as chaves q_a e q_b estão fechadas, o gerador fotovoltaico transfere energia para a indutância L , e o inversor é alimentado pela energia armazenada no capacitor C . Quando a chave q_a ou q_b está aberta, tanto o gerador fotovoltaico quanto o indutor transferem energia através do transformador Q para o barramento, ou capacitor C .

Na fig. 2.4 são mostradas as formas de onda dos pulsos de comando para as chaves do conversor *push-pull*. Nota-se que a frequência de chaveamento das chaves é a metade da frequência do pulso PWM D .

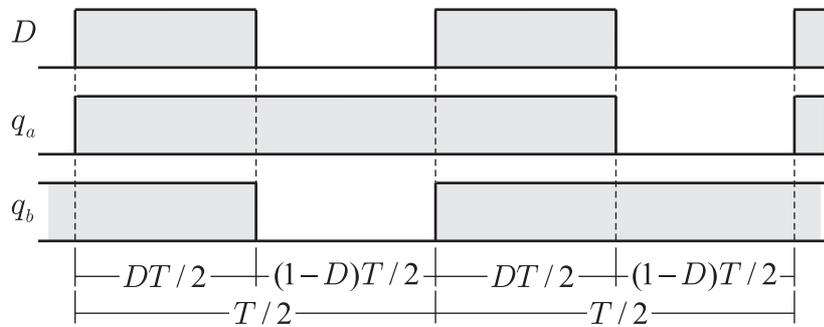


Figura 2.4: Formas dos pulsos de comando das chaves do *push-pull*.

A relação entre o período em que as chaves estão fechadas e o período total de chaveamento é chamada ciclo de trabalho, D , e é usada para fazer o controle da operação do conversor. O ciclo de trabalho do conversor está sempre entre 0 e 1, mas independentemente do seu valor, a tensão de saída do conversor sempre será maior que o valor da tensão de entrada refletida para o secundário do transformador. O ganho do conversor *push-pull* é dado por:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{n}{1 - D} \quad (2.7)$$

onde n é a relação de espiras do transformador Q , com $n = \sqrt{L_s/L_p}$, e D é o ciclo de trabalho do conversor.

2.3.1 Perdas no *push-pull*

A partir de ensaios realizados em laboratório, na fig. 2.5 são observadas as curvas de eficiência e perdas do conversor *push-pull*.

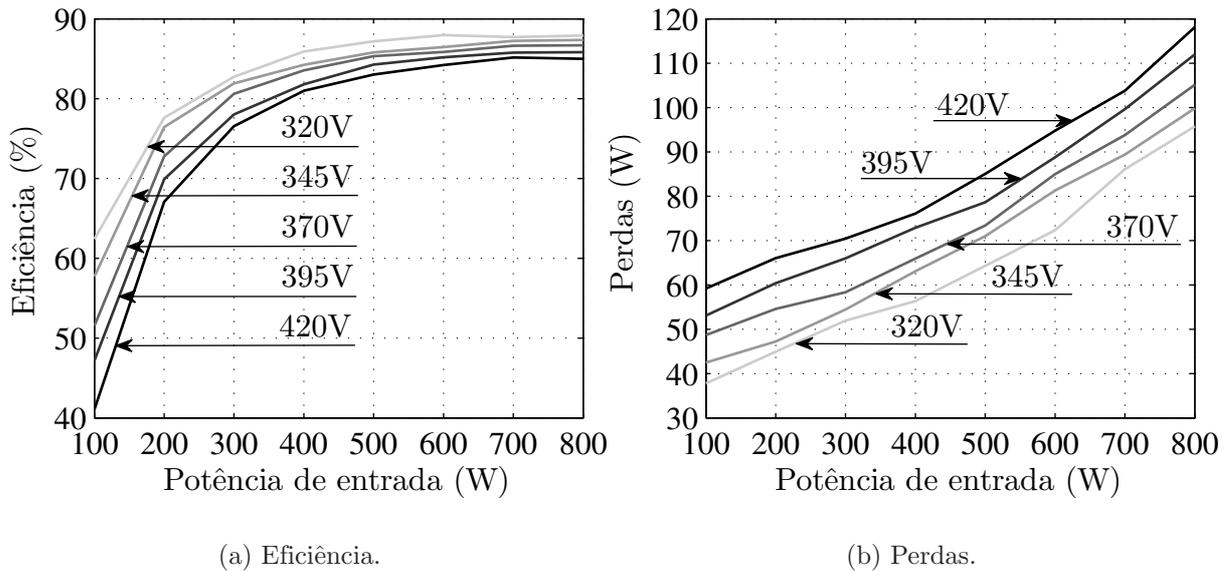


Figura 2.5: Análise das perdas do conversor *push-pull*.

É observado na fig. 2.5(a) que o conversor possui elevação na eficiência quando a tensão de saída do mesmo é baixa e a potência de operação é alta. Como pode ser visto nas curvas da fig. 2.5(b), as perdas variam a uma taxa mais lenta que a potência de entrada, por isso que a eficiência do conversor aumenta com o aumento da potência de entrada.

As perdas no *push-pull* aumentam com a elevação da tensão de saída do conversor devido aos *snubbers* das chaves e dos diodos. Os *snubbers* são necessários para proteger estes dispositivos contra picos de tensão no momento do chaveamento. Para simplificar, estes *snubbers* foram omitidos do diagrama elétrico da fig. 2.3, porém, todos os diodos e chaves do *push-pull* possuem um *snubber*. O diagrama elétrico para os *snubbers* das chaves e diodos é mostrado na fig. 2.6.

Quando as chaves e os diodos estão bloqueados, os capacitores C_{sn} dos seus *snubbers* se

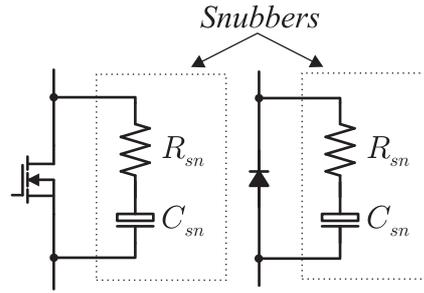


Figura 2.6: Diagrama elétrico para os *snubbers* das chaves e diodos.

carregam pelas resistências R_{sn} . No caso das chaves e diodos bloqueados, os capacitores dos *snubbers* dos diodos se carregam com a tensão de saída V_o , já os capacitores dos *snubbers* das chaves se carregam com o reflexo da tensão de saída, ou seja, $2V_o/n$. Quando as chaves e diodos estão conduzindo, a energia dos capacitores dos *snubbers* é descarregada sobre as resistências R_{sn} através das chaves ou diodos. Quanto maior é a tensão de saída, maior será a energia acumulada nos capacitores dos *snubbers* e, conseqüentemente, maiores serão as perdas devido aos *snubbers*.

2.3.2 Relação para otimização da operação do *push-pull*

A partir do estudo realizado, foi observado que, quando a relação

$$\frac{nV_i}{1 - D_{\min}} > V_o^*, \quad (2.8)$$

onde D_{\min} é o menor valor de D possível para o conversor e V_o^* é a tensão de saída desejada, não se é possível fazer o controle de corrente ou tensão de entrada do conversor *push-pull*. Isso ocorre pois não se pode diminuir o valor de D abaixo do valor mínimo para satisfazer a equação do ganho do *push-pull*. O que define o D_{\min} é o limite de operação do conversor, limite este que é definido pelo tempo de resposta das chaves. Para exemplificar esta relação, se o D_{\min} utilizado for de 2%, a tensão de saída for de $V_o^* = 320V$ e a tensão de entrada for de $V_i = 48V$, o valor de D que o conversor deve operar, usando $n = 6,59$, é de $D = 0,01\%$, e esse valor não é possível ser alcançado.

A eficiência do conversor *push-pull* pode ser elevada diminuindo-se sua tensão de saída. Para isto, é necessário satisfazer a condição mínima, que é $V_o/V_i > n/(1 - D)$. A partir desta observação, é possível chegar a um valor mínimo de tensão do barramento para que o *push-pull* opere com eficiência máxima e seja possível garantir o controle de corrente ou

tensão de entrada do conversor. Este valor é mostrado a seguir:

$$V_{o_{\min}}^* > \frac{n}{1 - D_{\min}} V_i \quad (2.9)$$

onde $V_{o_{\min}}^*$ é a tensão de referência mínima do barramento CC para um dado valor de V_i , n é a relação de transformação do transformador, e D_{\min} é o ciclo de trabalho mínimo do conversor.

Como pode ser visto na equação (2.9), o valor de $V_{o_{\min}}^*$ deve ser maior que o lado direito da equação, isto significa que é necessário utilizar uma margem de segurança para garantir o correto controle do conversor. Esta margem pode ser de 10% acima do valor mínimo calculado.

É importante salientar que a tensão do barramento definida pela equação (2.9) não será, necessariamente, a tensão do barramento do sistema de bombeamento. Esta equação serve para definir qual seria a tensão mínima de saída, que seria a melhor, para a operação correta do *push-pull*. Assim, pode-se considerar que o *push-pull* estará otimizado ao operar com sua tensão mínima de saída. O conversor CC-CA ligado ao barramento também necessita de uma tensão mínima de operação para que seja possível acionar o motor corretamente.

2.4 Otimização da operação do conversor CC-CA – inversor trifásico

A conversão da tensão contínua de saída do *push-pull* para tensões trifásicas alternadas para acionar o motor de indução é feita utilizando um inversor de tensão. O circuito do inversor utilizado é mostrado na fig. 2.7.

O inversor além de converter a tensão CC do barramento em alternada, serve para fazer o controle da tensão do barramento CC num valor fixo pré-determinado.

Dependendo de como se encontre as ligações (delta ou estrela) das bobinas do motor ligado ao inversor, é necessário garantir uma tensão do barramento, V_{cc} , mínima diferente para o acionamento correto do motor. Para o cálculo desta tensão mínima, é necessário conhecer a amplitude das tensões de referência. Esta amplitude é calculada da seguinte forma:

$$V^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{v_1^{*2} + v_2^{*2} + v_3^{*2}} \quad (2.10)$$

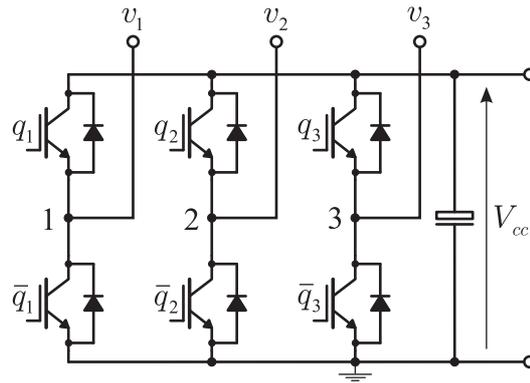


Figura 2.7: Esquema elétrico do inversor trifásico.

onde V^* é o módulo da amplitude das tensões de fase de referência.

No caso do motor ligado em estrela, a tensão do barramento mínima para garantir o acionamento do motor é dada da seguinte forma:

$$V_{cc_{\min}} = \sqrt{3}V^* \quad (2.11)$$

Já no caso do motor ligado em delta, a tensão do barramento mínima para garantir o acionamento do motor é dada da seguinte forma:

$$V_{cc_{\min}} = V^* \quad (2.12)$$

Ao se utilizar a equação (2.11) ou (2.12) para definir o valor mínimo para a tensão do barramento, será feita a otimização da operação do inversor acoplado à saída do *push-pull*, isso porque quanto menor for a tensão do barramento do inversor, maior será o índice de modulação do mesmo, e, com isso, serão diminuídas as perdas do inversor, pois quando o inversor opera com índice de modulação elevado, isso faz com que se tenha menos perdas por chaveamento e baixa taxa de distorção harmônica.

2.5 Otimização do barramento CC

Como foi visto anteriormente, reduzindo-se a tensão do barramento CC é possível otimizar o conversor *push-pull* e o inversor. Porém, essa redução deve seguir os requisitos descritos antes. Como tanto o conversor CC-CC, quanto o conversor CC-CA possuem seus respectivos valores de tensão do barramento mínimos, para satisfazer os dois conversores, é necessário

definir um critério de escolha da tensão do barramento. Este critério é mostrado na fig. 2.8. Como as tensões do *push-pull* e do inversor não podem ser menores que seus valores mínimos, o bloco “MAX” faz a escolha do valor máximo entre V_p e V_M . Com isso, para existir redução das perdas, a tensão do barramento CC é variável.

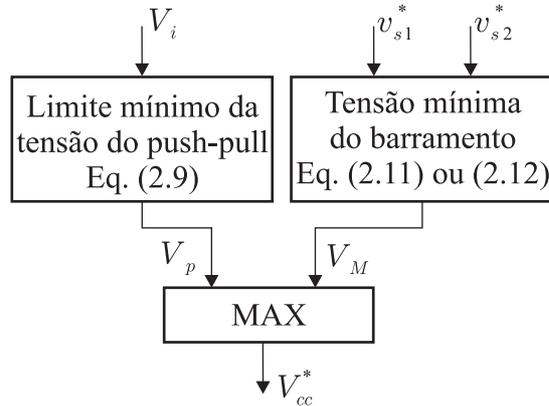


Figura 2.8: Critério de escolha para a tensão do barramento CC.

2.6 Otimização do acionamento do motor de indução

As máquinas de indução são normalmente dimensionadas e fabricadas para operarem em valores constantes de tensão e frequência, de tal forma que elas possuem eficiência ótima próxima de 75% quando se encontram com tensão, frequência e carga nominais. Para uma certa velocidade e carga na máquina, a tensão do estator pode ser reduzida se a frequência estatórica for aumentada. Isto reduz as perdas no ferro e as perdas no cobre do estator, mas aumenta as perdas do cobre no rotor. Se a tensão e o fluxo são diminuídos, as perdas no ferro são diminuídas, mas as perdas no rotor e as perdas no cobre do estator devido às correntes de magnetização são aumentadas excessivamente, isto é, para todas as cargas e velocidades, existe um nível de fluxo onde as perdas na máquina são mínimas. A questão é: como determinar o correto ajuste do fluxo para otimizar a eficiência da máquina?

Antes de otimizar a operação do motor de indução, faz-se necessário determinar as estratégias de controle que permitam atuar nas variáveis de interesse da máquina: fluxo e conjugado eletromecânico.

2.6.1 Acionamento do motor de indução

Os primeiros esquemas de acionamentos com máquina assíncrona eram do tipo escalar e baseados em modelos de regime permanente, tal como o Volts/Hertz (Leonhard, 1985), apresentando fraco desempenho dinâmico. No intuito de desenvolver sistemas de acionamento de alto desempenho, têm sido investigadas estratégias de controle que assegurem o desacoplamento entre o controle do fluxo e do conjugado.

É possível obter este desacoplamento utilizando abordagens ditas vetoriais, por exemplo, controlando o fluxo rotórico da máquina pela componente da corrente estatórica em fase com o fluxo e o conjugado eletromagnético por meio da componente da corrente estatórica ortogonal ou em quadratura com o fluxo, denominado controle por orientação pelo campo (de Doncker e Novotny, 1988).

Para estudar as técnicas de acionamento do motor de indução, faz-se necessário utilizar o seu modelo matemático. O modelo dq matemático da máquina é mostrado nas equações a seguir.

$$\hat{v}_s^g = r_s \hat{i}_s^g + \frac{d\hat{\phi}_s^g}{dt} + j\omega_g \hat{\phi}_s^g \quad (2.13)$$

$$0 = r_r \hat{i}_r^g + \frac{d\hat{\phi}_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \hat{\phi}_r^g \quad (2.14)$$

$$\hat{\phi}_s^g = l_s \hat{i}_s^g + l_m \hat{i}_r^g \quad (2.15)$$

$$\hat{\phi}_r^g = l_r \hat{i}_r^g + l_m \hat{i}_s^g \quad (2.16)$$

$$P(c_e - c_m) = J \frac{d\omega_r}{dt} + F\omega_r \quad (2.17)$$

$$c_e = P \frac{l_m}{l_r} (i_{sq}^g \phi_{rd}^g - i_{sd}^g \phi_{rq}^g) \quad (2.18)$$

O índice g indica que as variáveis elétricas encontram-se num referencial genérico. As variáveis e parâmetros usados nas expressões anteriores são definidas como: i) $\hat{v}_s^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g$, $\hat{i}_s^g = i_{sd}^g + ji_{sq}^g$, $\hat{i}_r^g = i_{rd}^g + ji_{rq}^g$, $\hat{\phi}_s^g = \phi_{sd}^g + j\phi_{sq}^g$ e $\hat{\phi}_r^g = \phi_{rd}^g + j\phi_{rq}^g$ são a tensão no estator, a corrente no estator, a corrente no rotor, o fluxo estatórico e o fluxo rotórico, respectivamente; ii) ω_r , ω_g , c_e e c_m são a velocidade angular do eixo do motor, a velocidade angular do sistema de coordenadas dq , o conjugado eletromagnético e o conjugado mecânico, respectivamente e iii) P , J , F , r_s , r_r , l_s , l_r , e l_m são o número de pares de pólos, o momento de inércia, o coeficiente de atrito, a resistência do estator, a resistência do rotor, a indutância própria

do estator, a indutância própria do rotor e a indutância mútua entre o estator e o rotor, respectivamente.

Duas técnicas importantes no acionamento do motor de indução são o controle indireto orientado pelo campo, do inglês, *indirect field oriented control*, IFOC, tradicional, e o IFOC modificado tensão de eixo-q.

Controle de corrente orientado pelo fluxo rotórico – IFOC tradicional

Abaixo é mostrada a explicação matemática de como é feita o controle de corrente orientado pelo fluxo rotórico, IFOC tradicional, da máquina de indução.

Utilizando-se as equações (2.14) e (2.16), pode-se escrever a seguinte equação dinâmica, relacionando o fluxo rotórico com a corrente estatórica:

$$\frac{l_m \hat{i}_s^g}{\tau_r} = \frac{1}{\tau_r} \hat{\phi}_r^g + \frac{d\hat{\phi}_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \hat{\phi}_r^g \quad (2.19)$$

onde $\tau_r = l_r/r_r$ é a constante de tempo rotórica.

O modelo dinâmico que relaciona as correntes estatóricas e o fluxo rotórico no referencial fluxo rotórico é obtido a partir da equação (2.19), fazendo-se $\phi_{rd}^b = \phi_r$, $\phi_{rq}^b = 0$, $\hat{i}_s^g = \hat{i}_s^b = i_{sd}^b + j i_{sq}^b$ e $\omega_g = \omega_b$ onde b indica que as variáveis encontram-se no referencial fluxo rotórico.

Este modelo é expresso pelas seguintes equações, separando as partes imaginárias e reais da equação (2.19):

$$\frac{l_m i_{sd}^b}{\tau_r} = \frac{\phi_r}{\tau_r} + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (2.20)$$

$$\frac{l_m i_{sq}^b}{\tau_r} = \omega_{br} \phi_r \quad (2.21)$$

onde $\omega_{br} = \omega_b - \omega_r$, $i_{sd}^b = i_s \cos(\delta_i - \delta_b)$ e $i_{sq}^b = i_s \sin(\delta_i - \delta_b)$.

A partir da equação (2.18), no referencial fluxo rotórico, e introduzindo i_{sq}^b , escreve-se a seguinte expressão para o conjugado eletromagnético:

$$c_e = \frac{Pl_m}{l_r} \phi_r i_{sq}^b \quad (2.22)$$

A equação (2.22) mostra que o conjugado eletromagnético pode ser controlado através de i_{sq}^b . Por sua vez, da equação (2.20), observa-se que o fluxo ϕ_r pode ser controlado através

de i_{sd}^b , independentemente de i_{sq}^b , o que caracteriza o desacoplamento perfeito no controle do fluxo face ao controle do conjugado.

A determinação das correntes i_{sd}^{b*} e i_{sq}^{b*} são feitas utilizando-se as equações (2.20) e (2.22), respectivamente, considerando-se $d\phi_r/dt = 0$, pois o modelo é para o regime permanente. A determinação de ω_{br}^* é feita utilizando-se a equação (2.21). Desta forma, as equações para o controle da máquina são as seguintes:

$$i_{sd}^{b*} = \frac{\phi_r^*}{l_m} \quad (2.23)$$

$$i_{sq}^{b*} = \frac{l_r}{Pl_m} \frac{c_e^*}{\phi_r^*} = \frac{l_r}{Pl_m^2} \frac{c_e^*}{i_{sd}^{b*}} \quad (2.24)$$

$$\omega_{br}^* = \frac{l_m}{\tau_r} \frac{i_{sq}^{b*}}{\phi_r^*} = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{sq}^{b*}}{i_{sd}^{b*}} \quad (2.25)$$

A posição do fluxo rotórico é determinada integrando-se a velocidade angular do fluxo rotórico retirada da equação (2.25). Esta posição é importante para as transformações das variáveis de dq no referencial fluxo rotórico para 3Φ no referencial estatórico. Com isso, tem-se:

$$\omega_b = \omega_{br}^* + \omega_r \quad (2.26)$$

$$\delta_b = \int_0^t \omega_b(\tau) d\tau \quad (2.27)$$

Utilizando-se as equações (2.23), (2.24) e (2.25) obtém-se o diagrama de blocos da fig. 2.9(a).

IFOC modificado - Tensão de eixo-q

Esta estratégia de controle baseia-se em uma modificação do IFOC tradicional, mostrado anteriormente. É possível fazer uma estimação direta da frequência do vetor fluxo rotórico. Além disso, é conveniente a utilização desta estratégia em aplicações onde não existe a necessidade do controle de velocidade. Por isso, essa estratégia é interessante para aplicação como o bombeamento utilizando energia solar, pois não se faz necessário o controle de velocidade.

O método foi proposto em (de Azevedo et al., 2002) e avaliado em (Correa et al., 2005) para acionar um motor de indução monofásico.

Para fazer a estimação da posição do fluxo rotórico sem necessidade de sensor de velocidade, são utilizadas as equações das tensões estatóricas no eixo-d ou -q.

As equações necessárias para o cálculo do fluxo rotórico são mostradas em seguida.

Decompondo-se a equação (2.13), e fazendo-a no referencial fluxo rotórico, ou seja, $g = b$, tem-se:

$$v_{sd}^b = r_s i_{sd}^b + \frac{d\phi_{sd}^b}{dt} - \omega_b \phi_{sq}^b \quad (2.28)$$

$$v_{sq}^b = r_s i_{sq}^b + \frac{d\phi_{sq}^b}{dt} + \omega_b \phi_{sd}^b \quad (2.29)$$

Decompondo-se a equação (2.15), e fazendo-a no referencial fluxo rotórico, ou seja, $g = b$, tem-se:

$$\phi_{sd}^b = l_s i_{sd}^b + l_m i_{rd}^b \quad (2.30)$$

$$\phi_{sq}^b = l_s i_{sq}^b + l_m i_{rq}^b \quad (2.31)$$

Descompondo-se a equação (2.16), e fazendo-a no referencial fluxo rotórico, ou seja, $g = b$, e $\phi_{rd}^b = \phi_r$, $\phi_{rq}^b = 0$, tem-se:

$$\phi_{rd}^b = l_r i_{rd}^b + l_m i_{sd}^b = \phi_r \quad (2.32)$$

$$\phi_{rq}^b = l_r i_{rq}^b + l_m i_{sq}^b = 0 \quad (2.33)$$

Para a estratégia tensão de eixo-q, o IFOC modificado utiliza a tensão estatórica no referencial fluxo rotórico em quadratura, ou seja, é utilizada a equação (2.29).

Pela equação (2.32), tem-se que:

$$i_{rd}^b = \frac{\phi_r - l_m i_{sd}^b}{l_r} \quad (2.34)$$

A partir da equação (2.20), e fazendo $\frac{d\phi_r}{dt} = 0$, tem-se:

$$\phi_r = l_m i_{sd}^b \quad (2.35)$$

Substituindo (2.35) em (2.34), tem-se que:

$$\begin{aligned} i_{rd}^b &= \frac{l_m i_{sd}^b - l_m i_{sd}^b}{l_r} \\ i_{rd}^b &= 0 \end{aligned} \quad (2.36)$$

Substituindo (2.36) em (2.30) e, em seguida, em (2.29), tem-se que:

$$v_{sq}^b = r_s i_{sq}^b + \frac{d\phi_{sq}^b}{dt} + \omega_b l_s i_{sd}^b \quad (2.37)$$

A determinação de ω_b é feita utilizando a equação (2.37) e considerando o regime permanente, ou seja, $\frac{d\phi_{sq}^b}{dt} = 0$. Com isso, tem-se:

$$\omega_b = \frac{v_{sq}^{b*} - r_s i_{sq}^{b*}}{l_s i_{sd}^{b*}} \quad (2.38)$$

O cálculo da posição do fluxo rotórico é feito utilizando a equação (2.27).

Utilizando-se as equações (2.23), (2.24) e (2.38), obtém-se o diagrama de blocos da fig. 2.9(b).

Diagrama de controle para o IFOC tradicional e modificado

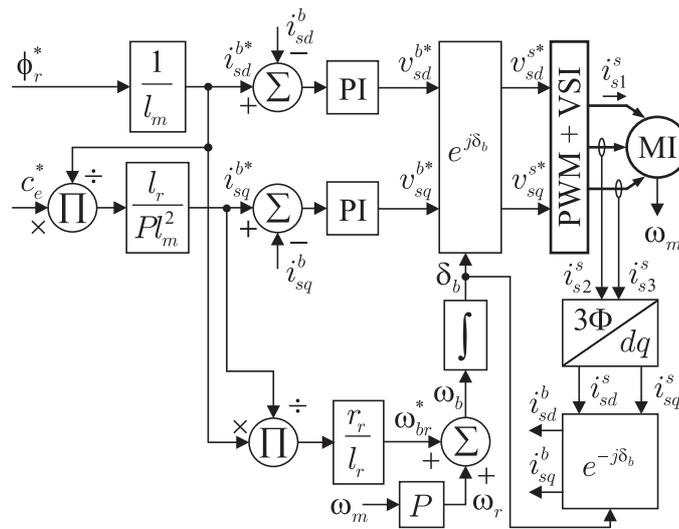
O IFOC modificado tensão de eixo-q tem a vantagem sobre o IFOC tradicional pelo fato de não necessitar de sensor de velocidade do eixo da máquina. Uma abordagem sobre a utilização do IFOC tanto o tradicional quanto o modificado voltado ao bombeamento utilizando energia solar fotovoltaica foi apresentada em (Vitorino et al., 2008).

A técnica IFOC tradicional é mostrada na fig. 2.9(a) e a técnica de acionamento IFOC modificado tensão de eixo-q é mostrada na fig. 2.9(b).

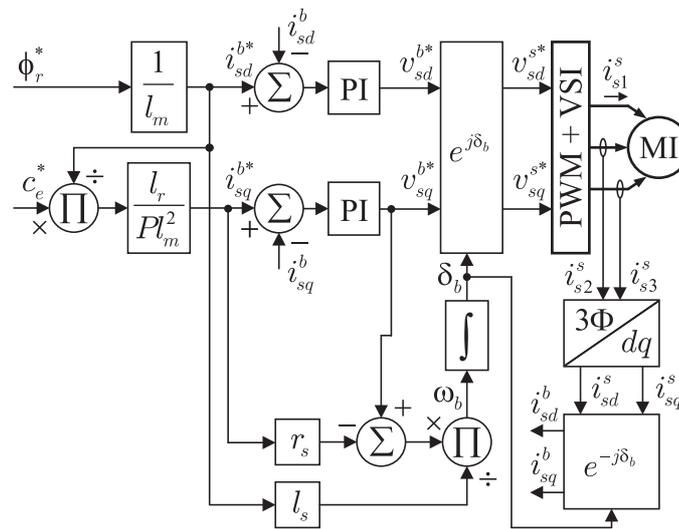
Aqui é dada uma maior atenção ao controle IFOC, o que não impede de ser utilizado outro tipo de técnica de acionamento do motor de indução, como, por exemplo, o controle por escorregamento, que atua no fluxo estático da máquina. As técnicas de acionamento e controle da máquina de indução proporcionam o acesso às variáveis da máquina que determinam o trabalho a ser realizado pela mesma e o consumo de energia elétrica. Este consumo de energia pode ser diminuído utilizando técnicas que atuem na redução do fluxo da máquina.

2.6.2 Técnicas de otimização do acionamento da máquina de indução

A máquina de indução operando com baixa carga apresenta perdas de potência excessivas que podem ser reduzidas. Abaixo será mostrada uma representação matemática simplificada que demonstra as perdas existentes na máquina de indução.



(a) IFOC tradicional.



(b) IFOC modificado tensão de eixo-q.

Figura 2.9: Técnicas de acionamento do motor de indução – IFOC.

O conjugado eletromagnético de uma máquina de indução pode ser escrito aproximadamente pela seguinte relação:

$$c_e = kI_m I_r$$

onde k é uma constante, I_m é a corrente de magnetização e I_r é a corrente do rotor.

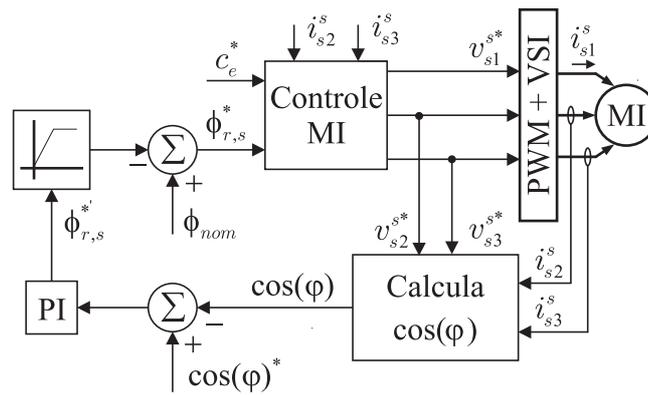
Para um dado valor de conjugado mecânico, o conjugado eletromagnético da máquina pode ser obtido por infinitas combinações de I_m e I_r .

Se I_m é grande e I_r é pequeno, então as perdas no material magnético e no cobre do estator serão grandes e as perdas no cobre do rotor serão pequenas. Em contraposição, se I_m fica pequeno e I_r fica grande, então as perdas no material magnético e no cobre do estator diminuem e as perdas no cobre do rotor aumentam, isso significa que existe uma relação entre a corrente de magnetização e a corrente do rotor a qual gera um mínimo de perdas totais. A máquina é normalmente fabricada para operar próximo do ponto ótimo de eficiência com carga nominal. Mas com baixa carga, existe um excesso de magnetização da máquina, correspondendo a um grande I_m e um pequeno I_r . As perdas totais da máquina podem ser reduzidas, reduzindo-se I_m e aumentando-se I_r . Essa melhoria da eficiência da máquina, por meio da redução da corrente de magnetização, pode ser feita variando-se o fluxo da máquina.

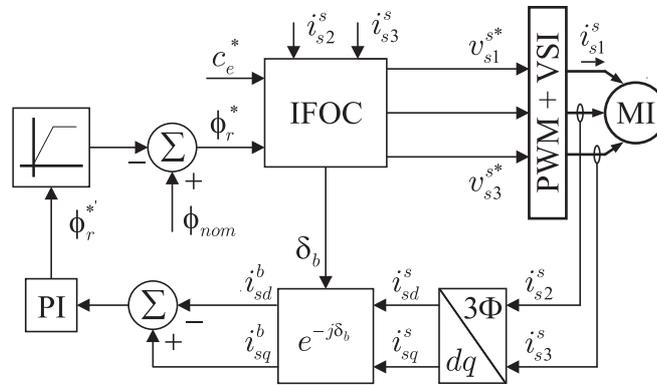
Foram estudadas as técnicas de otimização que utilizam o controle do fator de potência, apresentada em (Abrahamsen et al., 1998) e a técnica de otimização que usa o controle com correntes iguais que busca igualar as correntes i_{sd}^b e i_{sq}^b para se alcançar a máxima eficiência da máquina de indução apresentada em (Vitorino e Corrêa, 2009). Estas técnicas visam reduzir as perdas de energia na máquina, seja perdas no cobre ou no material magnético.

Controle do fator de potência ($\cos(\varphi)$) A elevação da eficiência da máquina pelo controle do fator de potência consiste em fazer o controle do fator de potência em um valor constante, próximo do valor nominal da máquina. O diagrama de blocos do controle do fator de potência utilizado para otimizar o fluxo rotórico ou estatórico da máquina é mostrado na fig. 2.10(a). Pelo fato da medição do fator de potência ser fácil de ser executada, o controle do fator de potência como técnica de otimização apresenta baixo custo (Andersen e Pedersen, 1996).

Controle com correntes iguais (equal) No controle com correntes iguais faz-se necessária a utilização do controle IFOC para acionar a máquina, pois no processo de controle usando o IFOC, a posição do fluxo rotórico é fornecida. Esta posição é necessária para definir as correntes i_{sd}^b e i_{sq}^b utilizadas nesta técnica. Esta técnica de otimização consiste em fazer com que i_{sd}^b e i_{sq}^b sejam iguais, pois, quando isso ocorre, é onde se tem a maior eficiência da máquina de indução. A demonstração matemática é apresentada em (Vitorino, 2008). O diagrama de blocos da fig. 2.10(b) mostra como se faz a igualdade



(a) Controle do fator de potência.



(b) Controle com correntes iguais.

Figura 2.10: Técnicas de otimização do motor de indução.

das correntes i_{sd}^b e i_{sq}^b .

O fluxo ϕ_r^* , ou ϕ_s^* , dependendo da técnica de controle da máquina utilizada, definido pelos controladores **PI**, mostrados na fig. 2.10, passa por um limitador que limita o fluxo para que não ultrapasse o valor nominal, esse valor é subtraído do fluxo nominal ϕ_{nom} , definindo, assim, o $\phi_{r,s}^*$.

2.7 Sistema hidráulico

O sistema hidráulico, assim denominado, é formado pelo conjunto de dispositivos que possibilitam o transporte e armazenamento da massa de água. Este sistema hidráulico é formado

pela bomba centrífuga, tubulações e reservatório. Como é de interesse avaliar o comportamento das variáveis hidráulicas envolvidas no bombeamento, outros dispositivos também são inseridos no sistema hidráulico. Estes outros dispositivos são: sensores de pressão que medem a pressão antes e depois da bomba, sensor de vazão para medir a vazão do líquido bombeado e válvulas proporcionais antes e depois da bomba. As válvulas proporcionais são atuadores responsáveis por aumentarem ou diminuïrem o diâmetro da tubulação, imprimindo, assim, resistência à passagem da água, o que proporcionará a emulação da profundidade de uma fonte de água, válvula antes da bomba, e a altura de um reservatório, válvula depois da bomba.

2.7.1 Modelo da bomba centrífuga

Diferentemente dos dispositivos elétricos, a bomba centrífuga é o equipamento mais simples no sistema de bombeamento. Seu propósito é converter a energia de uma fonte motriz principal (o motor elétrico), em velocidade ou energia cinética, e então, em energia de pressão do fluido que está sendo bombeado, que neste caso é água. As transformações de energia acontecem em virtude de duas partes principais da bomba: o impulsor e a voluta, ou difusor, vistos na fig. 2.11.

A geração da força centrífuga na bomba se dá da seguinte forma: o líquido entra no bocal de sucção e, logo em seguida, no centro de um dispositivo rotativo conhecido como impulsor. Quando o impulsor gira, ele imprime uma rotação ao líquido situado nas cavidades entre as palhetas externas, proporcionando-lhe uma aceleração centrífuga. Cria-se uma área de baixa pressão no olho do impulsor, causando mais fluxo de líquido através da entrada, como folhas líquidas. Como as lâminas do impulsor são curvas, o fluido é impulsionado nas direções radial e tangencial pela força centrífuga. Fazendo uma analogia para melhor compreensão, esta força que age dentro da bomba é a mesma que mantém a água dentro de um balde, girando na extremidade de um fio. A fig. 2.11 mostra um corte lateral de uma bomba centrífuga indicando o movimento do líquido e as partes que a compõe.

A bomba acoplada ao eixo do motor proporciona um conjugado mecânico que é proporcional ao quadrado da velocidade do eixo rotórico do motor. Este conjugado mecânico é

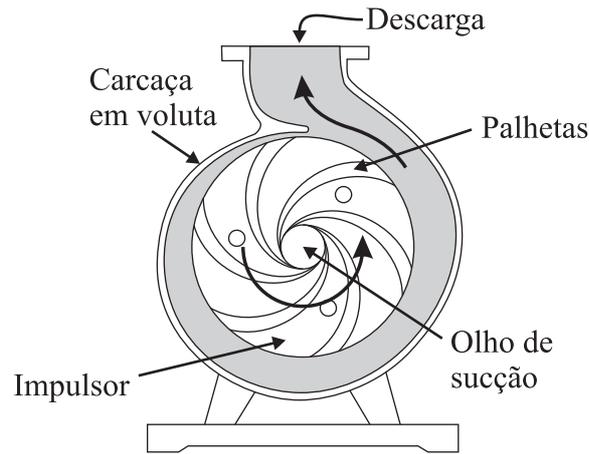


Figura 2.11: Trajetória do fluxo de líquido dentro de uma bomba centrífuga.

dado pela equação (2.39) (Akbaba e Akbaba, 2001).

$$c_m = k_p \omega_m^2 + k_f \omega_m \quad (2.39)$$

onde: c_m é o conjugado mecânico imposto pela bomba (Nm); k_p é a constante de torque (Nm/(rad/s)²); k_f é o coeficiente de fricção (Nm/(rad/s)); ω_m é a velocidade angular do eixo do motor (rad/s).

A característica mecânica da bomba centrífuga mostrada na equação (2.39) apresenta um comportamento quadrático, parabólico, que será observado nas demais variáveis envolvidas numa bomba centrífuga.

A partir de um conhecimento mais preciso das características físicas de fabricação da bomba, é possível definir qual é o conjugado produzido pela mesma. Na fig. 2.12, o conjugado, c_m , aplicado ao impulsor da bomba é a diferença entre a quantidade de movimento na entrada e na saída do impulsor (Sanks et al., 1998). Para condições ideais, o conjugado é dado por:

$$c_m = \frac{\rho}{g} Q (r_2 V_2 \cos \alpha_2 - r_1 V_1 \cos \alpha_1) \quad (2.40)$$

onde ρ é a densidade da água em kg/m³ ($\rho = 1000$ kg/m³) e g é a aceleração da gravidade ($g = 9,8$ m/s²).

A partir da equação (2.40) é possível definir o conjugado mecânico que a bomba imprime ao eixo do motor. Porém, faz-se necessário conhecer bem as características físicas da bomba, a vazão e a velocidade do eixo da bomba.

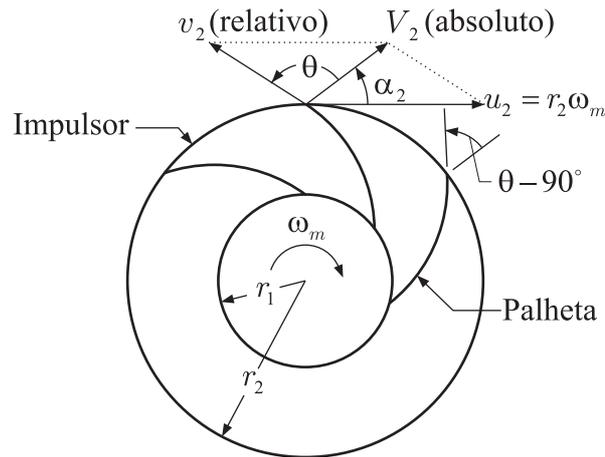


Figura 2.12: Diagrama de velocidade no impulsor da bomba. V , velocidade absoluta; v , velocidade relativa; u , velocidade linear; α_1 , ângulo para V_1 no centro; α_2 , ângulo para V_2 na periferia do impulsor; θ , ângulo para v na periferia do impulsor; e ω_m , velocidade angular.

2.7.2 Curvas características da bomba

Outra característica relevante de uma bomba centrífuga é a sua curva Altura \times Vazão ($H \times Q$). Esta curva fornece a característica de operação da bomba. A partir do valor de pressão medido na bomba, é possível definir a altura manométrica que a coluna d'água alcança. A altura (H) é equivalente à pressão exercida pelo peso vertical da coluna d'água estática (Pottebaum, 1984). Para converter a pressão medida em altura da coluna d'água, basta utilizar a equação a seguir (Shujia et al., 2006).

$$H = \frac{P_{out}}{\rho g} - \frac{P_{in}}{\rho g} + \Delta h \quad (2.41)$$

onde H é a altura em metros; P_{out} é a pressão de saída da bomba; P_{in} é a pressão de entrada, em Pascal (1 bar = 100.000 Pascal); Δh é a diferença de altura entre a entrada e a saída da bomba em metros; ρ é a densidade da água em kg/m^3 ($\rho = 1000\text{kg/m}^3$); e g é a aceleração da gravidade ($g = 9,8\text{m/s}^2$).

A capacidade da bomba é a vazão que a mesma pode prover sobre uma determinada altura. A capacidade é dada em m^3/s e o seu símbolo é Q .

A característica do comportamento da bomba para uma dada velocidade é ilustrada pelas curvas $H \times Q$ vistas na fig. 2.13.

A curva III mostrada na fig. 2.13 representa a característica da tubulação, ou característica do sistema hidráulico, e considera a altura H_{st} como sendo o valor mínimo do sistema,

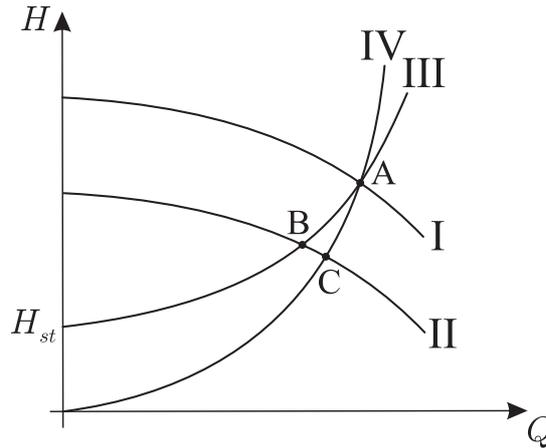


Figura 2.13: Curvas $H \times Q$ da bomba para velocidades diferentes.

onde H_{st} é chamada de altura estática.

Os fabricantes das bombas centrífugas fornecem a característica da bomba para velocidade nominal, curva I da fig. 2.13. A partir da característica da bomba fornecida pelo fabricante, curva $H \times Q$ na velocidade n_0 , é possível gerar uma família de curvas para várias velocidades usando o princípio da comparatividade, mencionado por (Guo et al., 2006), e chamada de lei da afinidade em (Sanks et al., 1998), tem-se a seguinte relação:

$$\frac{Q_0}{Q_1} = \frac{n_0}{n_1} \quad (2.42)$$

$$\frac{H_0}{H_1} = \left(\frac{n_0}{n_1}\right)^2 \quad (2.43)$$

$$\frac{P_0}{P_1} = \left(\frac{n_0}{n_1}\right)^3 \quad (2.44)$$

onde n_i é a velocidade de rotação da bomba em rpm.

A curva II da fig. 2.13 é gerada a partir da relação mostrada nas equações (2.42) e (2.43) tendo como base os pontos da curva I. Cada ponto da curva I possui um correspondente na curva II. Nestes pontos correspondentes, a bomba possui o mesmo ponto de operação, ou seja, sua eficiência é a mesma para velocidades diferentes. Ou seja, como a curva IV é a curva de mesma eficiência da bomba para diferentes velocidades, o ponto A possui o seu correspondente na curva II que é o ponto C, utilizando as equações (2.42) e (2.43). A intersecção da curva III com as curvas I e II, pontos A e B, determinam os ponto de operação do sistema para as velocidade n_0 e n_1 , respectivamente.

Esta lei da afinidade, (2.42)-(2.44), é comprovada experimentalmente através da fig. 2.14.

A partir da curva experimental da bomba para a velocidade de 1720rpm, são utilizados os seus pontos e definidos os pontos para estimar qual seria a curva característica da bomba para velocidades diferentes.

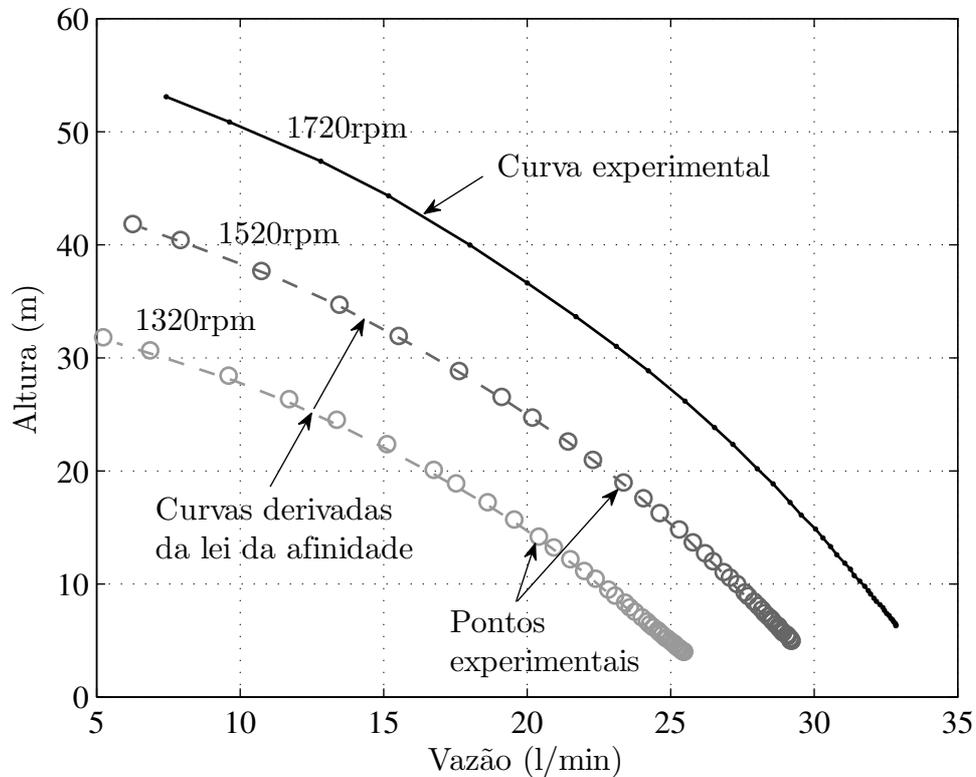


Figura 2.14: Curvas da bomba desenvolvidas a partir da lei da afinidade comparadas com o resultado experimental.

Na fig. 2.14, as curvas tracejadas representam a característica da bomba utilizando a lei da afinidade para as velocidades de 1520 e 1320rpm, tendo como base a curva experimental na velocidade de 1720rpm. Os círculos representam os pontos obtidos através de ensaio experimental.

A curva característica da bomba pode ser representada por uma equação quadrática descrita como

$$H = c_0 - c_2 Q^2,$$

já a curva do sistema hidráulico é representada como:

$$H = H_{st} + S Q^2$$

onde S é uma constante dada em s/m^2 , c_0 e c_2 são constantes.

Para determinar a potência produzida pela bomba, é utilizada a seguinte equação:

$$P_{bomba} = P_{press}Q = \rho gHQ \quad (2.45)$$

onde P_{bomba} é a potência gerada pela bomba em watts; P_{press} é pressão na bomba em Pascal; Q é a vazão, ou capacidade, em m^3/s ; e H é a altura, em m.

Caso seja necessário fazer a conversão da unidade da vazão de l/min para m^3/s , basta utilizar a seguinte relação:

$$Q = 1 (\text{l}/\text{min}) = 0,001/60 (\text{m}^3/\text{s}) \quad (2.46)$$

Já para converter a pressão de bar para Pascal, é utilizada a seguinte relação:

$$P_{press} = 1 (\text{bar}) = 100.000 (\text{Pascal}) \quad (2.47)$$

2.7.3 Ensaio da bomba

O ensaio da bomba consiste em levantar a característica Altura \times Vazão ($H \times Q$) da bomba para diferentes valores de velocidade. Este ensaio é feito controlando-se a velocidade na bomba em um valor fixo e aumentando-se, gradativamente, a pressão e, conseqüentemente, diminuindo-se a vazão interna na bomba para elevar/diminuir sua potência de operação e, assim, caracterizá-la em diferentes pontos de operação.

Para realizar o estudo do comportamento da bomba centrífuga foi montada a plataforma de ensaios mostrada na fig. 2.15. O dispositivo responsável por fazer variar a pressão e a vazão na bomba é a válvula proporcional que é estrangulada gradativamente fazendo com que haja resistência à passagem da água pela tubulação.

Este sistema de ensaios, mostrado na fig. 2.15, é composto por retificador trifásico, inversor de frequência de três braços, motor de indução trifásico, bomba centrífuga, sensores e DSP (*digital signal process*) para fazer o controle de todo o sistema.

O ensaio do comportamento da bomba consiste em estrangular a válvula proporcional mantendo a velocidade do motor constante. Com este estrangulamento, faz-se a medição da potência elétrica do motor, da pressão na bomba e da vazão. A partir destes valores, são levantadas as curvas de eficiência do sistema e as curvas $H \times Q$, fig. 2.13, que caracterizam a bomba. Este procedimento é feito para diversos valores de velocidade de rotação do motor.

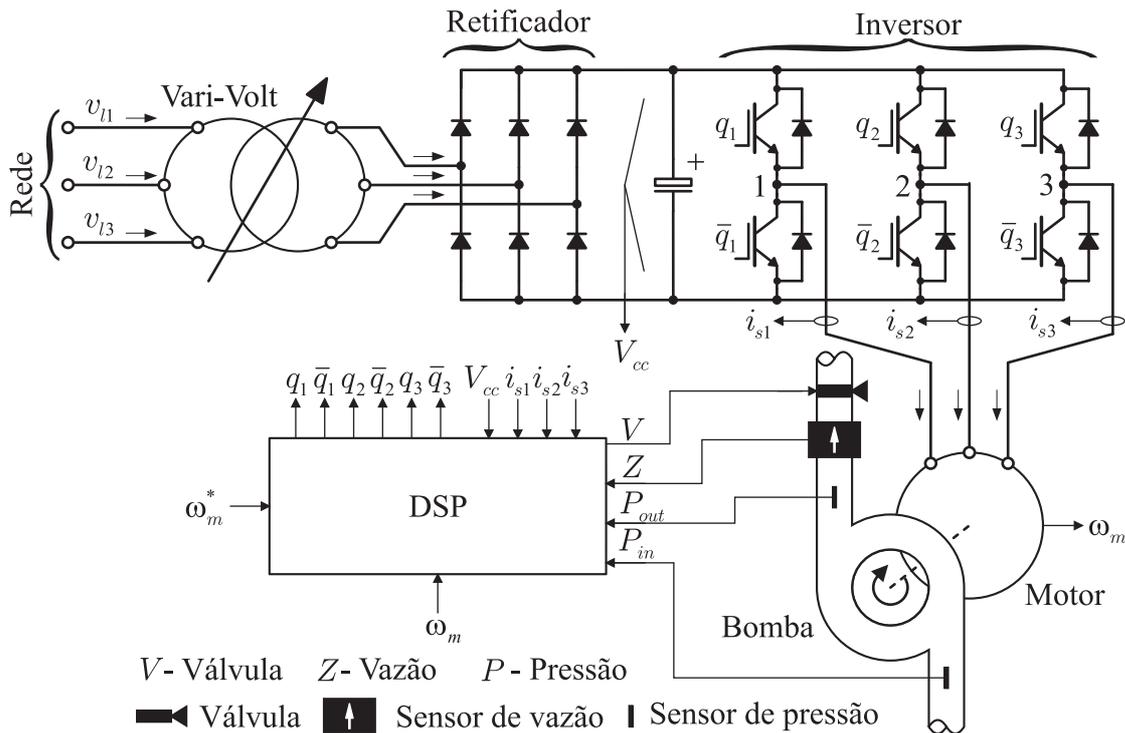


Figura 2.15: Diagrama do sistema de ensaio da bomba.

A técnica de controle da máquina utilizada para fazer este ensaio é a técnica IFOC tradicional mostrada na fig. 2.9(a). O controle de velocidade da máquina é feito utilizando o controlador mostrado na fig. 2.16 que atua no conjugado eletromagnético da máquina, regulando, assim, a velocidade em um valor fixo pré-determinado. O fluxo de referência, ϕ_r^* , utilizado foi o nominal de 0,82Wb.

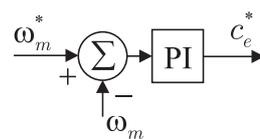


Figura 2.16: Diagrama de controle da velocidade da máquina.

A bomba ensaiada possui velocidade nominal de 1720rpm e potência nominal de 1,5cv. O ensaio foi realizado para as velocidades de 1920rpm, 1720rpm, 1520rpm, 1320rpm, 1120rpm, 920rpm, 720rpm e 520rpm. O resultado obtido para o ensaio da bomba com velocidade variável é apresentado na fig. 2.17.

Na fig. 2.17 também é mostrada a curva característica fornecida pelo fabricante da bomba. Este ensaio foi realizado a velocidade nominal de operação da bomba, ou seja, 1720rpm. É possível notar que há uma expressiva diferença entre o resultado para a curva

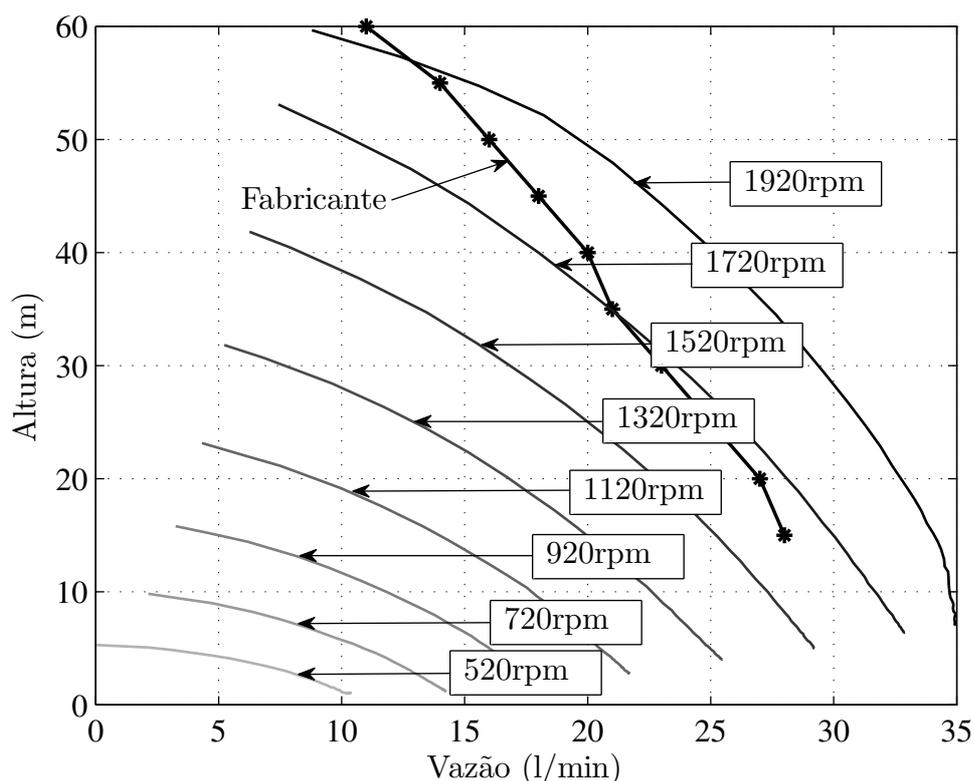
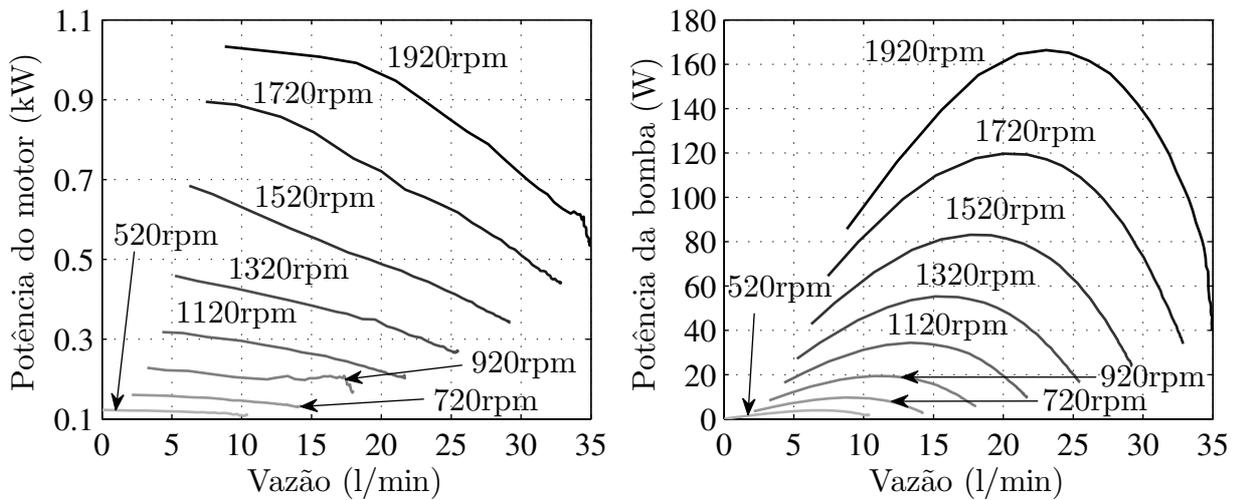


Figura 2.17: Curvas características experimentais ($H \times Q$) da bomba para diferentes velocidades.

característica da bomba obtido em laboratório, comparado ao resultado fornecido pelo fabricante. Isto ocorre, acredita-se, pelo fato da bomba ter sido ensaiada no laboratório após ter operado por muito tempo em outros tipos de pesquisa, pois a plataforma de ensaios permite diferentes tipos de pesquisas envolvendo bombeamento. Isto fez com que a bomba modificasse sua característica dinâmica, impondo menos resistência ao seu eixo, o que pode ser notado com a elevação da vazão para alturas menores e menor altura para baixas vazões, pois a bomba perde sua pressão.

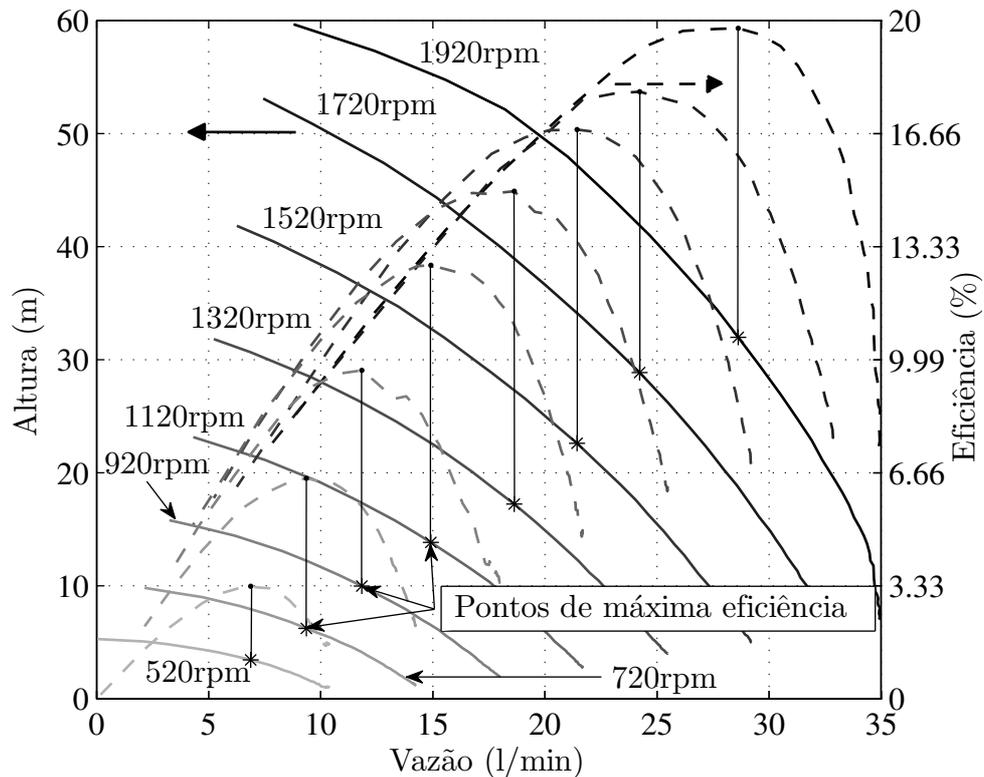
Em (Sanks et al., 1998) é dito que a bomba *nunca* deve operar com vazão maior que a vazão mostrada na curva fornecida pelo fabricante da bomba. Assim, é necessário limitar a velocidade da bomba para não ultrapassar os limites da curva $H \times Q$ fornecida pelo fabricante. A partir desta afirmação, é possível notar que a curva que representou o ensaio para a velocidade de 1920rpm mostrou-se em uma característica não-quadrática, pois foi ultrapassado o seu valor nominal de operação.

O resultado de suma importância para este estudo é o que descreve as curvas de eficiência do conjunto motor-bomba. Estas curvas podem ser vistas na fig. 2.18.



(a) Potência elétrica do motor vs. vazão da bomba.

(b) Potência hidráulica da bomba vs. vazão da bomba.



(c) Pontos de máxima eficiência.

Figura 2.18: Análise da eficiência do conjunto motor-bomba.

Na fig. 2.18(a) são mostradas as curvas de potência desenvolvidas pelo motor versus a vazão produzida pela bomba para diferentes velocidades. Pode ser visto que quanto maior

for a vazão da bomba, menor é a potência exigida pelo motor. Isso ocorre devido ao fato de quanto maior for a vazão, para dada velocidade, menor é o estrangulamento da válvula proporcional, o que implica em uma menor potência desenvolvida pela bomba e, conseqüentemente, pelo motor. Já na curva fig. 2.18(b) é mostrada a potência desenvolvida pela bomba. Esta potência é calculada utilizando a equação (2.45).

A partir dos dados de potência consumida pelo motor (P_{motor}) e potência hidráulica convertida pela bomba (P_{bomba}), é possível determinar a eficiência do conjunto motor-bomba. Esta eficiência é calculada fazendo $\varepsilon = P_{bomba}/P_{motor}$, onde ε é a eficiência do conjunto motor-bomba em por cento. As curvas de eficiência são mostradas na fig. 2.18(c).

Na fig. 2.18(c), sobre as curvas $H \times Q$, são destacados os pontos de máxima eficiência para o motor-bomba em diferentes velocidades. Isto mostra que o motor-bomba converterá a energia elétrica em energia hidráulica com maior eficiência se o mesmo operar sobre estes pontos.

2.7.4 Modelagem da altura do sistema hidráulico

A altura (h ou H) é a elevação de uma superfície de água acima (ou abaixo) de um ponto de referência, ver figs. 2.19 e 2.20.

De acordo com as normas do Instituto Hidráulico (HISCRRP, 1983), as alturas acima do ponto de referência são consideradas positivas e as alturas abaixo do ponto de referência são consideradas negativas. Cada termo, definido graficamente nas figs. 2.19 e 2.20, é expressado como a elevação de uma coluna de água em metros. H é usado para representar altura total, enquanto que h é usado para altura a partir do ponto de referência ou para perdas na altura. Os índices s e d representam a sucção e a descarga da bomba, respectivamente. Outros índices são definidos abaixo:

Altura estática total (H_{st}) É a diferença na elevação, em metros, entre o nível da água no sorvedouro e o nível de água do reservatório ($h_d - h_s$).

Altura estática de sucção (h_s) É a diferença na elevação entre o nível do sorvedouro e o ponto de referência da bomba. Se o nível do sorvedouro é abaixo do nível de referência da bomba, como mostra a fig. 2.20, então h_s é negativo.

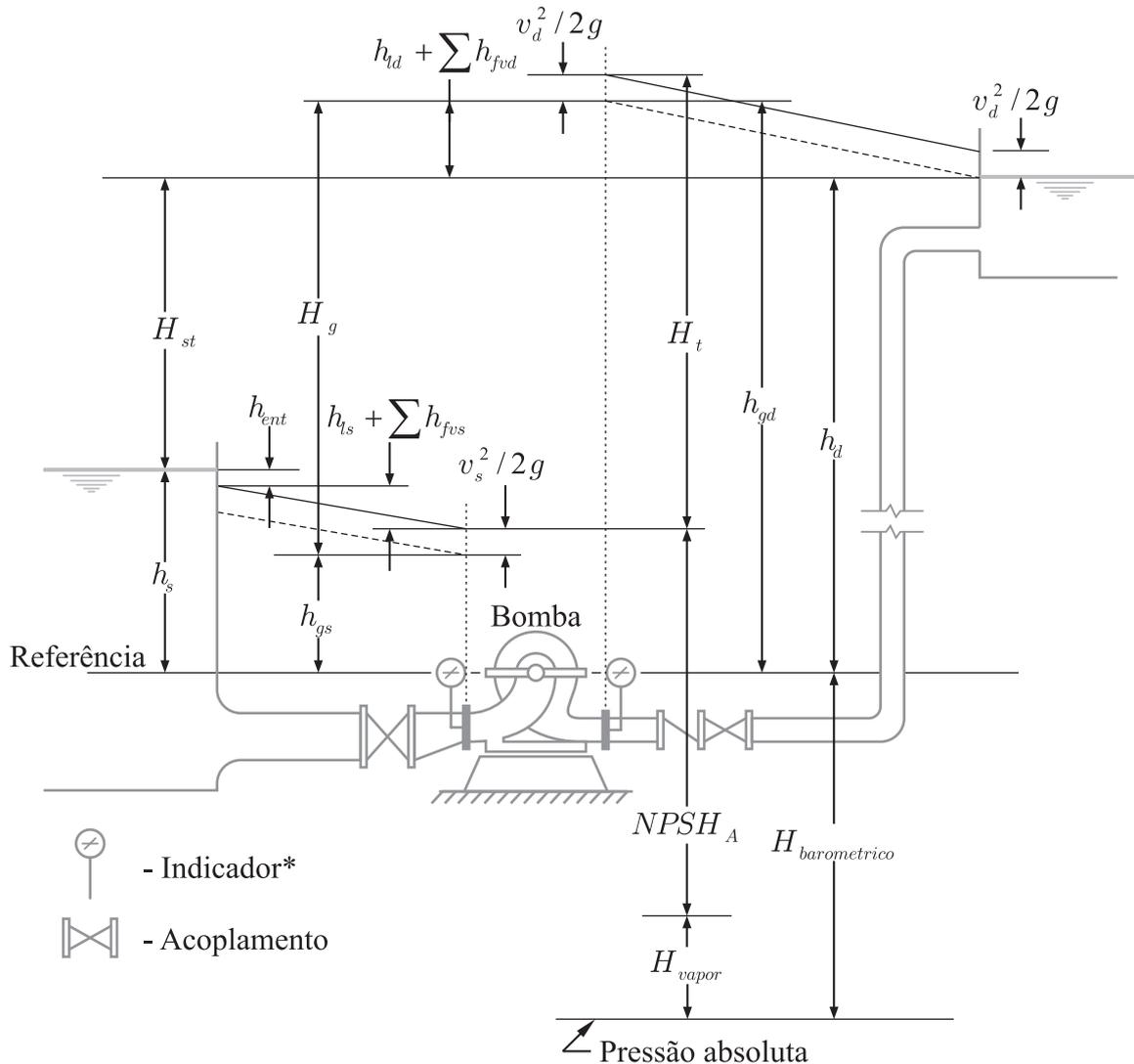


Figura 2.19: Terminologia para a bomba com uma altura de sucção positiva. (*) O indicador é localizado para mostrar a pressão teórica na entrada e saída da bomba.

Altura estática de descarga (h_d) É a diferença na elevação entre o nível da água no reservatório e o nível de referência da bomba.

Altura manométrica de sucção (h_{gs}) A leitura manométrica de sucção é expressa em metros medida no bocal de sucção da bomba e referenciado ao ponto de referência da bomba e a pressão atmosférica.

Altura manométrica de descarga (h_{gd}) A leitura manométrica de descarga é expressa em metros medida no bocal de descarga da bomba e referenciado ao ponto de referência da bomba e a pressão atmosférica. A leitura do indicador é a elevação que a coluna de água alcançaria em uma tubulação vertical. Também é a distância para o *gradeline*

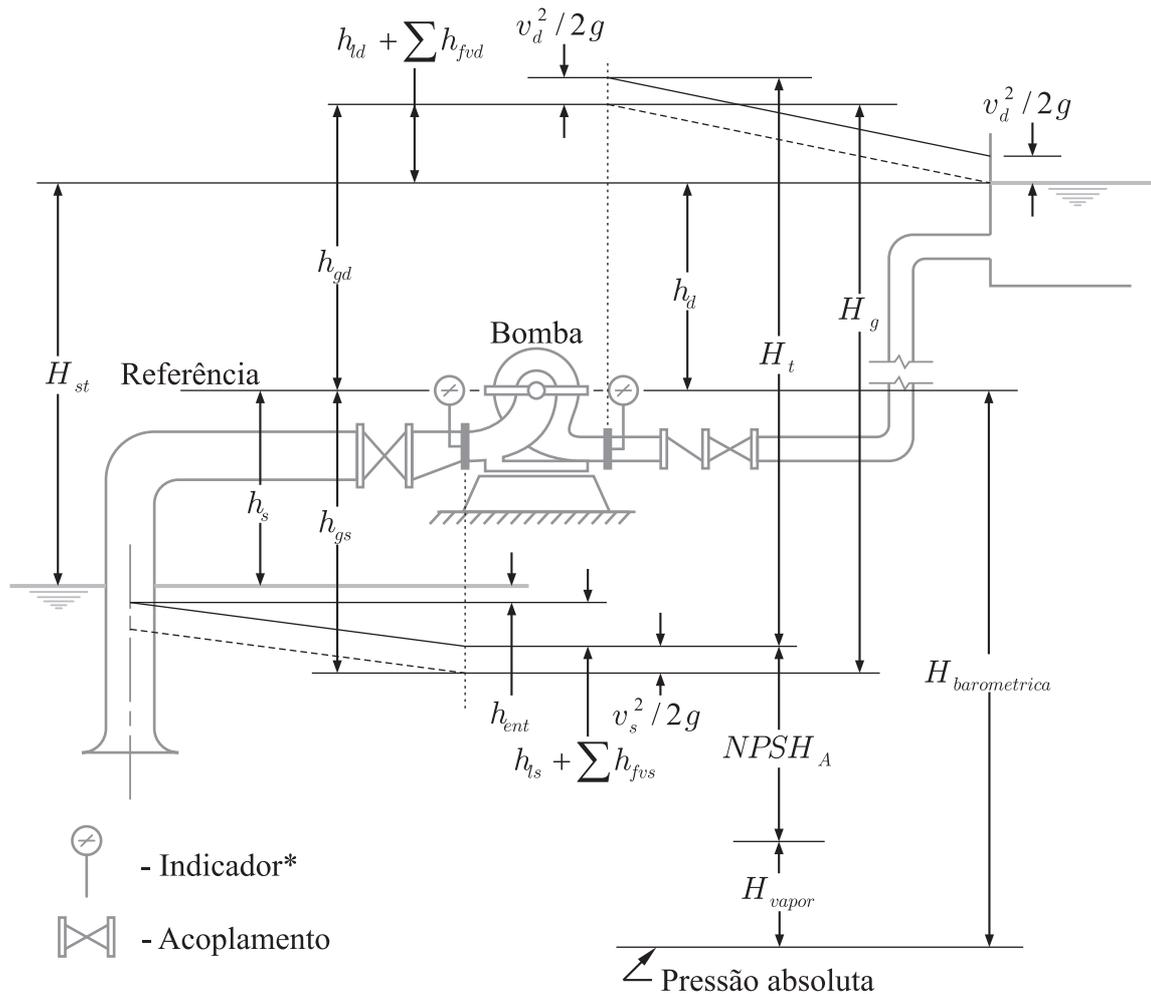


Figura 2.20: Terminologia para a bomba com uma altura de sucção negativa. (*) O indicador é localizado para mostrar a pressão teórica na entrada e saída da bomba.

hidráulico (mostrado tracejado nas figs. 2.19 e 2.20). *Gradeline* é a linha que representa a altura total disponível para o fluido menos sua altura alcançada pelo deslocamento inercial.

Altura manométrica (H_g) Este é o aumento da pressão, gerada pela bomba ($h_{gd} - h_{gs}$).

Perdas na altura por atrito (h_{fs} , h_{fd}) Este é a altura da água que deve ser fornecida para superar as perdas por atrito na tubulação. As perdas na altura por atrito na tubulação de sucção (h_{fs}) e de descarga (h_{fd}) podem ser calculadas com as equações de Hazen-Williams ou Darcy-Weisbach (equações (2.52) e (2.53)).

Altura da velocidade ($v^2/2g$) É a energia cinética no líquido sendo bombeado em qualquer ponto do sistema, onde v representa a velocidade do líquido na tubulação e g é a

aceleração da gravidade.

Perdas de altura na entrada (h_{ent}) Perdas devido ao tipo de bocal utilizado na entrada da tubulação de sucção.

Perdas na altura por encaixes, junções, curvas e válvulas (h_{fvs} , h_{fvd}) Como a água flui através de encaixes, junções, curvas e válvulas, energia é perdida devido à formação de redemoinhos e turbulências. Pelo fato das perdas nos encaixes, junções, curvas e válvulas, serem menores comparadas às perdas por atrito em sistemas de tubulações longos, as perdas por encaixes, junções, curvas e válvulas, são chamadas “menores perdas” e geralmente ignoradas. Mas se os comprimentos dos canos numa estação de bombeamento são curtos, as perdas totais na altura por encaixes, junções, curvas e válvulas são maiores que as perdas por atrito. Independentemente do comprimento da tubulação, tanto as perdas por atrito e as “menores perdas” devem sempre ser calculadas. As perdas de altura através de cada encaixe, junção, curva e válvula, devem ser estimadas individualmente utilizando a equação (2.54) ($h = Kv^2/2g$), onde K é um coeficiente.

Altura dinâmica total (H_t) É a altura a qual a bomba deve operar. É determinada pela adição das alturas estáticas de sucção e descarga (respeitando os sinais), as perdas de altura por atrito, a altura da velocidade, e as perdas por encaixes, junções, curvas e válvulas. A expressão para determinar a altura dinâmica total para as bombas mostradas nas figs. 2.19 e 2.20 é dada pelas equações (2.48), (2.49) e (2.50).

$$H_t = h_{gd} - h_{gs} + \frac{v_d^2}{2g} - \frac{v_s^2}{2g} \quad (2.48)$$

onde

$$h_{gd} = h_d + h_{fd} + \sum h_{fvd} \quad (2.49)$$

e

$$h_{gs} = h_s - h_{ent} - h_{fs} - \sum h_{fvs} - \frac{v_s^2}{2g} \quad (2.50)$$

Substituindo as equações (2.49) e (2.50) em (2.48) e fazendo $h_d - h_s = H_{st}$, tem-se que

$$H_t = H_{st} + h_{ent} + h_{fs} + h_{fd} + \sum h_{fvs} + \sum h_{fvd} + \frac{v_d^2}{2g} \quad (2.51)$$

Cálculo das perdas por atrito

A equação Hazen-Williams foi desenvolvida a partir de observações feitas em tubulações ao redor do mundo, e foi publicada em (Williams e Hazen, 1905). A perda na altura por atrito é calculada utilizando a equação Hazen-Williams que é mostrada na equação (2.52).

$$h_f = 10.700 \left(\frac{Q}{C} \right)^{1,85} D_c^{-4,87} \quad (2.52)$$

onde Q é a vazão em m^3/s , D_c é o diâmetro do cano em metros, e C é o coeficiente de rugosidade Hazen-Williams que varia de 80, para um cano muito rugoso, a 150, para um cano liso.

A equação de Darcy-Weisbach também serve para determinar a perda na altura por atrito na tubulação. Esta equação é representada como sendo:

$$h = f \frac{L}{D_c} \frac{v^2}{2g} \quad (2.53)$$

onde f é o coeficiente de atrito (adimensional), L é o comprimento do cano em metros, D_c é o diâmetro do cano em metros, v é a velocidade em m/s , e g é a gravidade em m/s^2 . As vantagens da equação Darcy-Weisbach são as seguintes:

- É baseada em fundamentações teóricas;
- É dimensionalmente consistente;
- Pode ser usada para qualquer fluido;
- A variação do coeficiente de atrito é bem documentada.

A desvantagem é que o coeficiente de atrito f não depende exclusivamente da rugosidade do cano, mas também do número de Reynolds.

As perdas na altura por encaixes, junções, curvas e válvulas podem ser calculadas usando a equação (2.54).

$$h = K \frac{v^2}{2g} \quad (2.54)$$

onde K é um coeficiente de perdas na altura.

As tabelas que mostram os valores dos coeficientes C e K são apresentadas em (Sanks et al., 1998).

2.7.5 Ensaio do sistema hidráulico

A curva característica do sistema hidráulico descreve o ponto de operação em que a bomba funcionará para dado valor de vazão e altura. Esta curva característica é definida pelas características físicas do sistema de tubulação o qual a bomba está instalada. O que formam as características físicas da tubulação são a altura estática da tubulação, o comprimento da tubulação antes e depois da bomba, a quantidade de curvas na tubulação, o ângulo destas curvas, e o diâmetro dos canos. Todos estes fatores impõem resistência à passagem da água e atuam no ponto de operação da bomba.

Com a plataforma de ensaios existente no laboratório, para fazer o ensaio do sistema hidráulico, é mantida a válvula proporcional em um valor de estrangulamento constante, o que fornecerá resistência à passagem da água definindo um determinado perfil da característica da tubulação. Depois de fixada a posição da válvula, é variada a velocidade da bomba para poder descrever todos os pontos de operação da bomba. Na fig. 2.21 é possível ver as curvas características do sistema hidráulico para dois valores de estrangulamento diferentes para a válvula. Estes valores de estrangulamento retornam valores de alturas estáticas de $H_{st} = 0,4\text{m}$ e $H_{st} = 4,8\text{m}$.

O ponto de operação tanto da bomba quanto do sistema hidráulico para determinada velocidade de rotação da bomba será definido pela intersecção das curvas do sistema hidráulico com as curvas características da bomba.

Na fig. 2.22 é mostrada a potência elétrica consumida pelo motor determinada pela característica do sistema hidráulico. É possível observar que a potência consumida pelo motor eleva-se com o aumento do estrangulamento da válvula. Isso mostra que para se bombear um mesmo volume de água, dependendo da altura que o sistema hidráulico define, é necessário mais ou menos potência.

2.8 Conclusão

Foi apresentada uma configuração de sistema de bombeamento fotovoltaico que dispensa a necessidade de baterias eletroquímicas para o acúmulo do excesso de energia, visto que, neste sistema, não há excesso de energia gerada, pois toda ela é entregue ao motor de indução que,

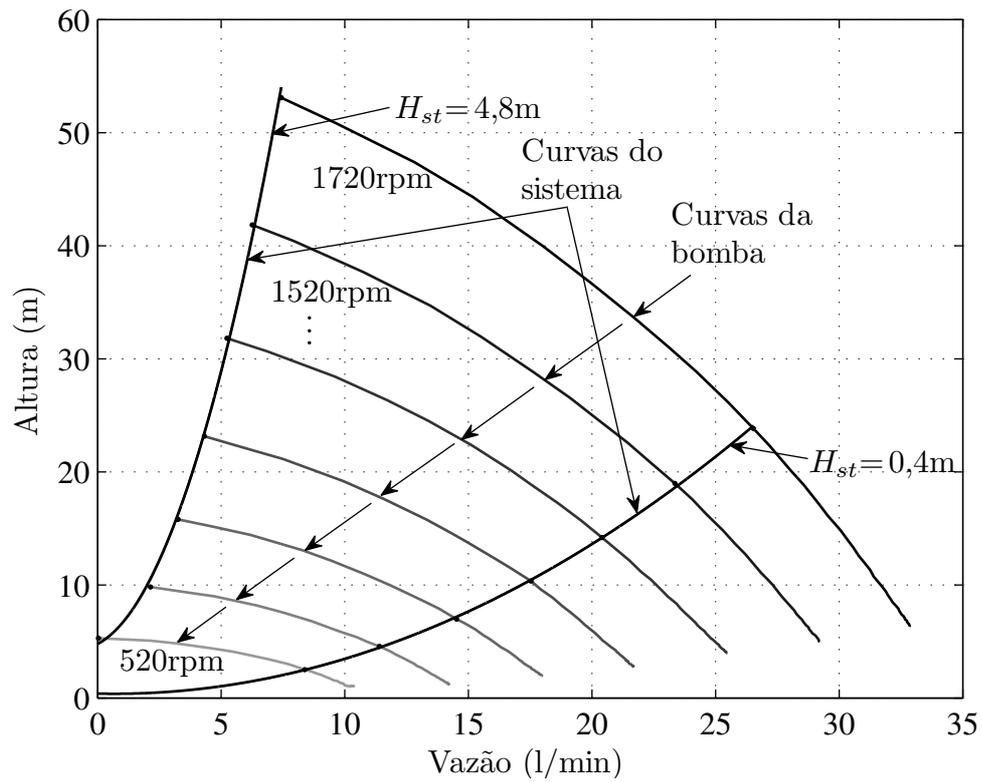


Figura 2.21: Curvas características do sistema hidráulico.

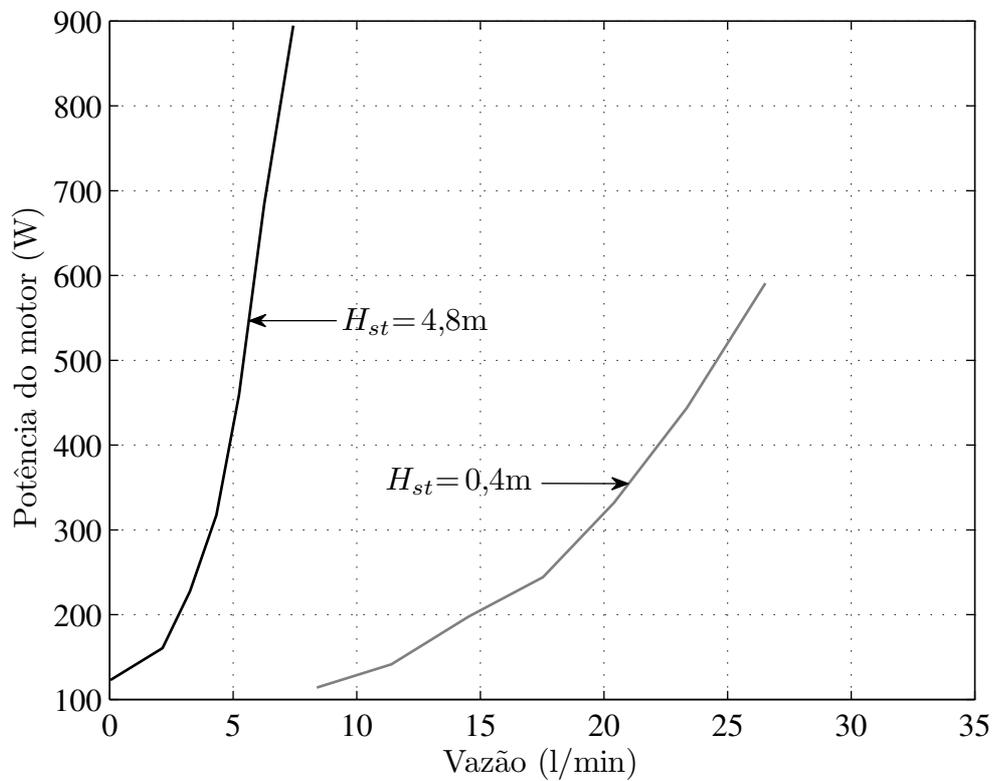


Figura 2.22: Potência do motor para o sistema hidráulico.

por sua vez, converte a energia elétrica em mecânica para o bombeamento utilizando bomba centrífuga.

Foi mostrado como otimizar a operação de todo o sistema elétrico do bombeamento. A otimização do gerador fotovoltaico é alcançada mantendo-o no seu ponto de máxima potência. Para o conversor *push-pull*, o seu rendimento é elevado reduzindo-se a sua tensão de saída até um valor mínimo limite. Já os controles de otimização apresentam elevação na eficiência do motor. As técnicas de otimização atuam no fluxo do motor para reduzir a excitação e, assim, diminuir as perdas de energia, sejam no material magnético, sejam no cobre. Isso porque, sem controle de otimização, o motor opera sobre-excitado.

Para que seja otimizado o processo de conversão de energia cinética de rotação do eixo do motor em energia cinética necessária para o bombeamento pela bomba centrífuga, foi mostrado que esta otimização é feita escolhendo-se uma bomba cuja curva característica $H \times Q$ de operação coincida com seus pontos de máxima eficiência, na média, levando-se em consideração o sistema hidráulico ao qual o motor-bomba está instalado.

No próximo capítulo serão apresentados os resultados experimentais que validam o estudo teórico apresentado neste capítulo.

3

Resultados Experimentais do Sistema de Bombeamento Fotovoltaico Otimizado

3.1 Introdução

Em vista do que foi apresentado neste trabalho, fazendo-se uso das técnicas de otimização descritas no capítulo 2 e ajustando o sistema hidráulico para operar próximo dos pontos ótimos de operação da bomba centrífuga, pontos estes definidos na seção 2.7.3, foram obtidos resultados experimentais para validar a teoria exposta aqui.

Serão mostrados resultados experimentais que demonstram que o sistema de bombeamento pode ser dimensionado e controlado para operar num ponto ótimo, reduzindo-se as perdas no processamento da energia. Os resultados do sistema otimizado serão comparados com resultados do sistema sem otimização para validar a efetiva atuação das técnicas aqui apresentadas.

3.2 Otimização global do sistema elétrico

Cada dispositivo que compõe o sistema de bombeamento fotovoltaico pode ser otimizado individualmente de tal forma que possam operar com o máximo de eficiência possível. Esta máxima eficiência é alcançada diminuindo-se as perdas no processo de conversão de energia.

Esta conversão de energia inicia-se na transformação da energia luminosa em energia elétrica pelos geradores fotovoltaicos, depois de energia elétrica contínua em energia elétrica alternada pelo conversor, depois de energia elétrica em energia mecânica de rotação pelo motor e, por sua vez, em energia cinética de deslocamento pela bomba centrífuga. Por fim, esta energia cinética é convertida em energia potencial gravitacional ao se armazenar o volume de água em um reservatório.

Após serem avaliadas isoladamente a otimização de cada dispositivo elétrico, os métodos de otimização devem operar simultaneamente para se obter a otimização global dos dispositivos elétricos envolvidos. A fig. 3.1 mostra o diagrama de controle para se obter a otimização global do sistema elétrico utilizando as técnicas apresentadas neste trabalho.

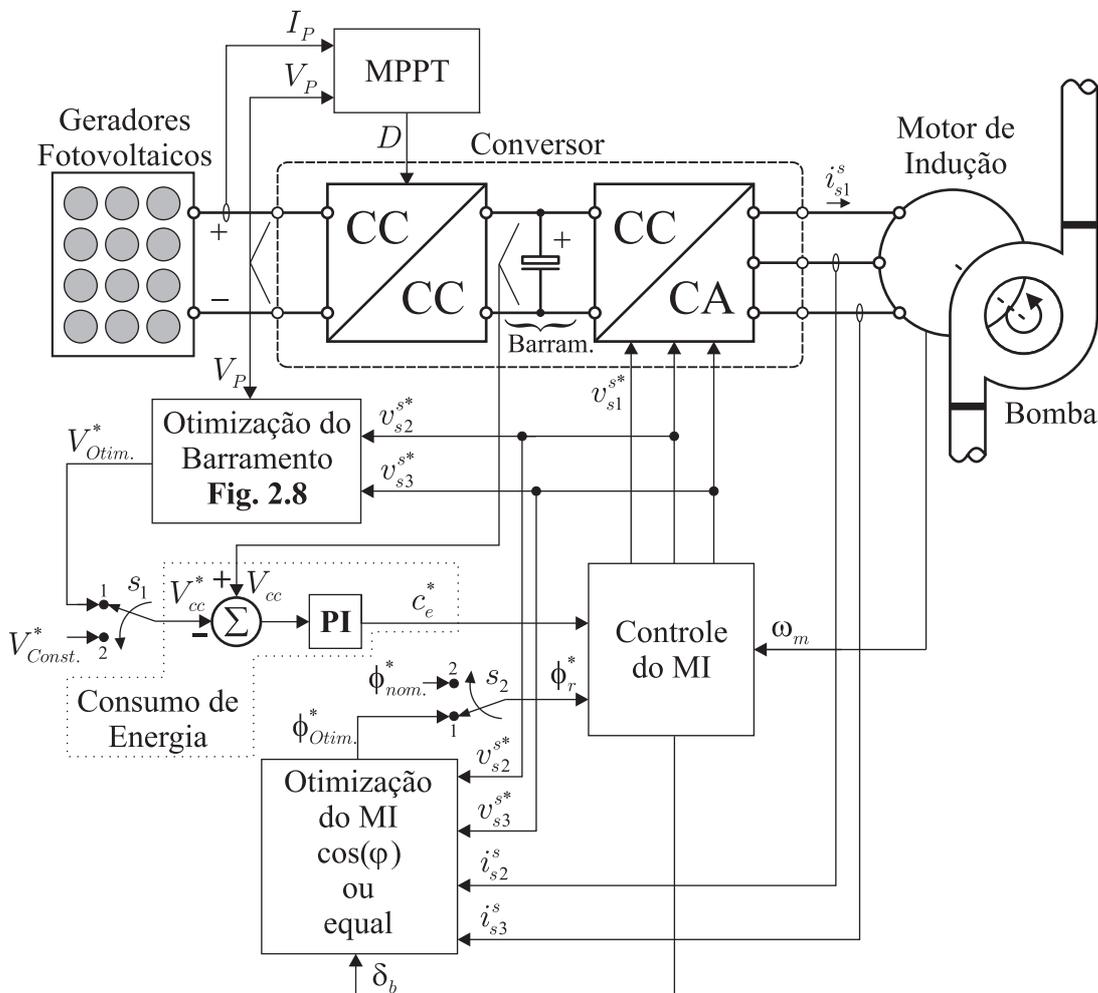


Figura 3.1: Diagrama de controle completo do sistema de bombeamento fotovoltaico otimizado.

No controle apresentado na fig. 3.1, é possível operar o sistema de bombeamento com

ou sem otimização. A escolha de operar o sistema com ou sem otimização é feita utilizando as chaves s_1 e/ou s_2 . A chave s_1 seleciona a otimização do barramento. Se for desejado operar sem otimização do barramento, deve-se colocar a chave s_1 na posição “2”, o que irá fornecer ao barramento uma referência de tensão constante, $V_{Const.}^*$, que não possibilita otimizar o barramento. Já se for desejado que o barramento seja continuamente otimizado, deve-se colocar a chave s_1 na posição “1”, o que fornecerá uma referência de tensão variável, $V_{Otim.}^*$, que se adequa a necessidade do controle de otimização do barramento. Por sua vez, a chave s_2 seleciona a otimização do motor de indução. Caso seja desejado operar o motor sem otimização, a chave s_2 deve ser colocada na posição “2”, o que fará com que a máquina opere com fluxo de referência constante, $\phi_{nom.}^*$, que deve ser, de preferência, o valor do fluxo nominal da máquina. Já para operar a máquina com otimização do seu acionamento, ou seja, redução do fluxo, a chave s_2 deve ser colocada na posição “1”, isto fará com que a técnica de otimização do fluxo da máquina atue rastreando o fluxo ótimo para reduzir as perdas no motor de indução.

3.3 Otimização do sistema hidráulico

O sistema hidráulico foi ajustado de tal forma que sua curva característica $H \times Q$ se aproxime dos pontos ótimos de operação da bomba, fig. 2.18(c), proporcionando, assim, um casamento ótimo entre a bomba e o sistema hidráulico. Isso faz com que a bomba opere sempre próximo do ponto de sua máxima eficiência.

O ajuste do sistema hidráulico para operar próximo dos pontos ótimos da bomba foi feito estrangulando-se a válvula proporcional de tal forma que a curva característica do sistema hidráulico coincidissem, na média, com os pontos de máxima eficiência da bomba. Após ser identificado o valor de estrangulamento da válvula em que a curva do sistema hidráulico ficasse o mais próximo dos pontos ótimos da bomba, este valor de estrangulamento da válvula é mantido constante durante toda a execução do experimento.

A curva $H \times Q$ de operação do sistema hidráulico obtida é mostrada na fig. 3.2. Neste resultado é possível observar a curva do sistema hidráulico passando próximo dos pontos ótimos de operação da bomba para diversas velocidades de rotação. Com este casamento entre a bomba e o sistema hidráulico, é possível obter o máximo de eficiência da bomba no

processo de conversão de energia cinética de rotação em energia cinética de deslocamento.

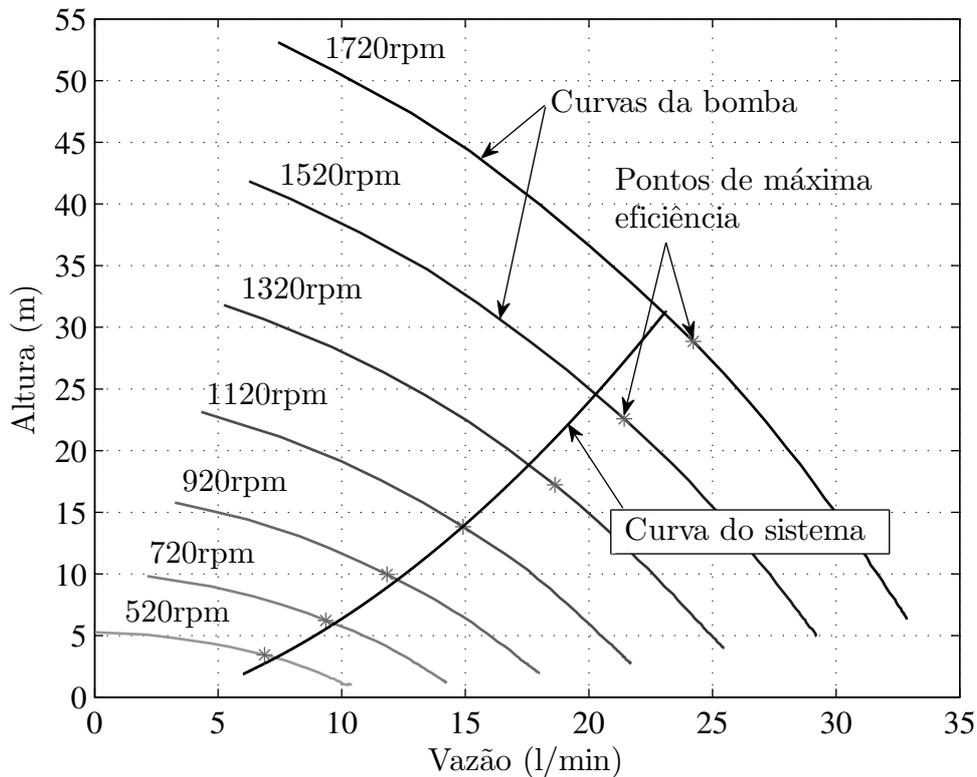


Figura 3.2: Sistema hidráulico ajustado para operar próximo dos pontos ótimos da bomba.

3.4 Resultados experimentais

Após ter ajustado a válvula proporcional de tal forma que otimize a operação da bomba, os resultados que serão apresentados mostram o comportamento do sistema de bombeamento operando com e sem otimização. Para a obtenção dos resultados experimentais do sistema de bombeamento fotovoltaico, foi montada a plataforma de testes descrita na fig. 3.3.

O sistema de bombeamento mostrado na fig. 3.3 é composto por um conversor *push-pull* com potência nominal de 1kW com tensão de barramento máxima de 400V acoplado a um inversor. A máquina utilizada é um motor de indução trifásico de 1,5cv de potência mecânica, fator de potência 0,82, frequência nominal $\omega_s = 2\pi 60$ rad/s, conjugado mecânico nominal 6,0Nm, eficiência nominal de 80% e 1720rpm de rotação.

Os resultados do sistema de bombeamento otimizado são comparados com o resultado sem otimização. No caso do sistema de bombeamento operando sem otimização, as chaves

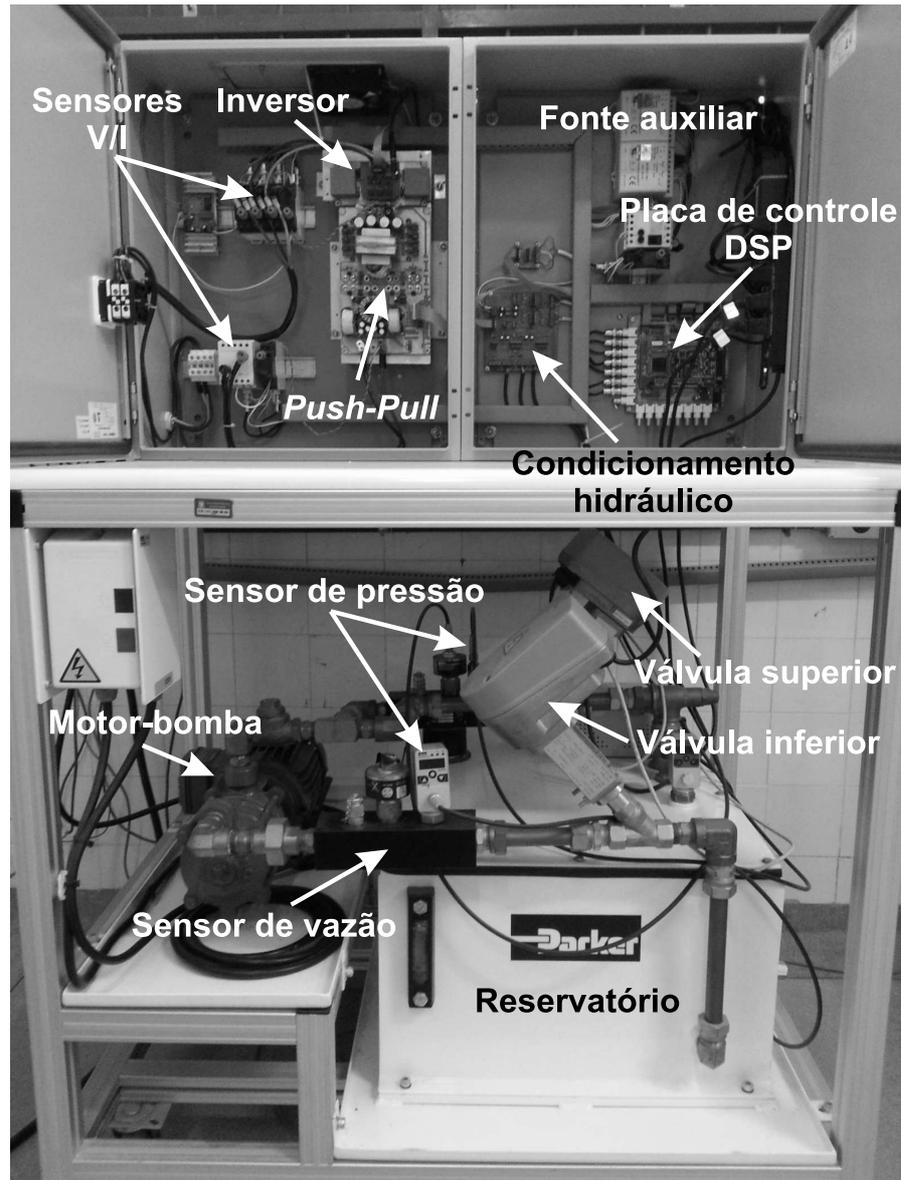


Figura 3.3: Plataforma experimental para obtenção dos resultados para o sistema de bombeamento fotovoltaico.

s_1 e s_2 , mostradas na fig. 3.1, são colocadas na posição “2”, com a tensão do barramento de referência $V_{Const.}^* = 350V$, e o fluxo de referência $\phi_{nom.}^* = 220/(2\pi 60) = 0,826Wb$. Para os resultados com otimização, as chaves s_1 e s_2 são colocadas na posição “1”. Para o caso com otimização, são apresentados dois tipos de resultados: com otimização do motor utilizando a técnica do fator de potência ($\cos(\varphi)$) (Andersen e Pedersen, 1996); e com otimização do motor utilizando a técnica de correntes iguais (equal) (Vitorino et al., 2011). Para os resultados, o motor é acionado utilizando o IFOC modificado tensão de eixo-q.

São apresentados dois tipos de resultados. No primeiro são mostrados resultados para

o sistema de bombeamento operando com e sem otimização utilizando o mesmo perfil de potência de entrada fixo, isso significa que será possível se ter um critério de comparação entre as técnicas de otimização apresentadas, visto que a potência entregue ao sistema de bombeamento será a mesma para todas as técnicas, permitindo, assim, comparar a eficiência do sistema para os diversos casos. O segundo conjunto de resultados consiste em conectar geradores fotovoltaicos reais ao sistema de bombeamento e avaliar a sua operação sobre a influência das variáveis atmosféricas: temperatura, irradiância, pressão e etc.

3.4.1 Resultados – Perfil de potência de entrada fixo

Os resultados que serão apresentados mostram o sistema de bombeamento sendo alimentado com um mesmo perfil de potência de entrada para todos os casos. Os geradores fotovoltaicos foram substituídos por uma fonte de tensão controlável. O perfil de potência de entrada é obtido mantendo a tensão de entrada do sistema constante, o valor escolhido foi 40V, e fazendo variar a corrente de referência de entrada do *push-pull* para obter a potência desejada. O sistema é alimentado com 200W, 500W e 350W por 10s cada potência, o que dá uma janela de tempo de 33s de ensaio. A variação entre uma potência e outra é feita lentamente com a mesma taxa de variação que é observada em um gerador fotovoltaico real, cerca de 150W/s. Esta taxa de variação é devido a diversas variáveis atmosféricas, como por exemplo, a passagem de uma nuvem sobre o gerador. No laboratório foi observada uma taxa de variação da irradiância na ordem de 137,36W/m²/s.

Na fig. 3.4 é mostrado o perfil de potência de entrada do sistema obtido experimentalmente para os três tipos de resultados. Este mesmo perfil é observado em todos os ensaios.

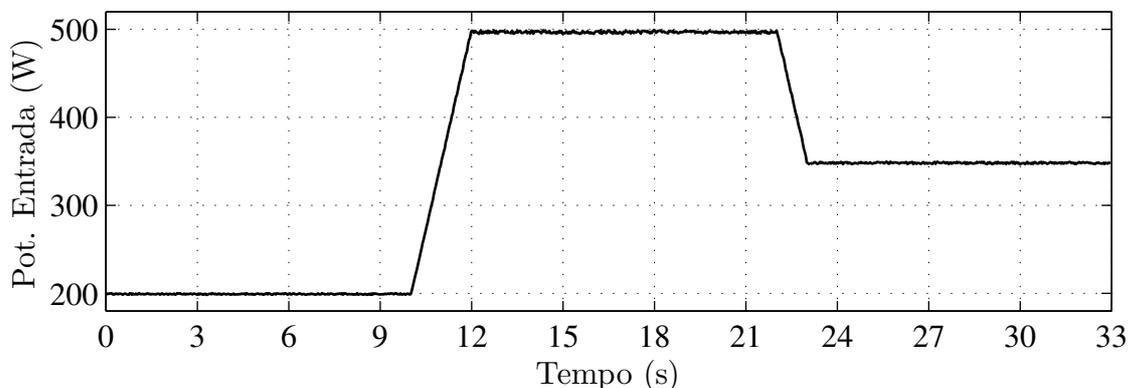


Figura 3.4: Perfil de potência de entrada do sistema de bombeamento.

As fig. 3.5 e 3.6 mostram os resultados comparativos para o sistema de bombeamento operando com e sem otimização. A fig. 3.5 mostra os resultados para o sistema com otimização do motor utilizando a técnica do fator de potência ($\cos(\varphi)$). Já a fig. 3.6 mostra os resultados com otimização do motor utilizando a técnica de correntes iguais (equal). É possível observar nos dois resultados mostrados que, para o mesmo perfil de potência entregue ao sistema de bombeamento, é possível obter redução nas perdas do processamento da energia e, conseqüentemente, aumento no volume de água bombeado.

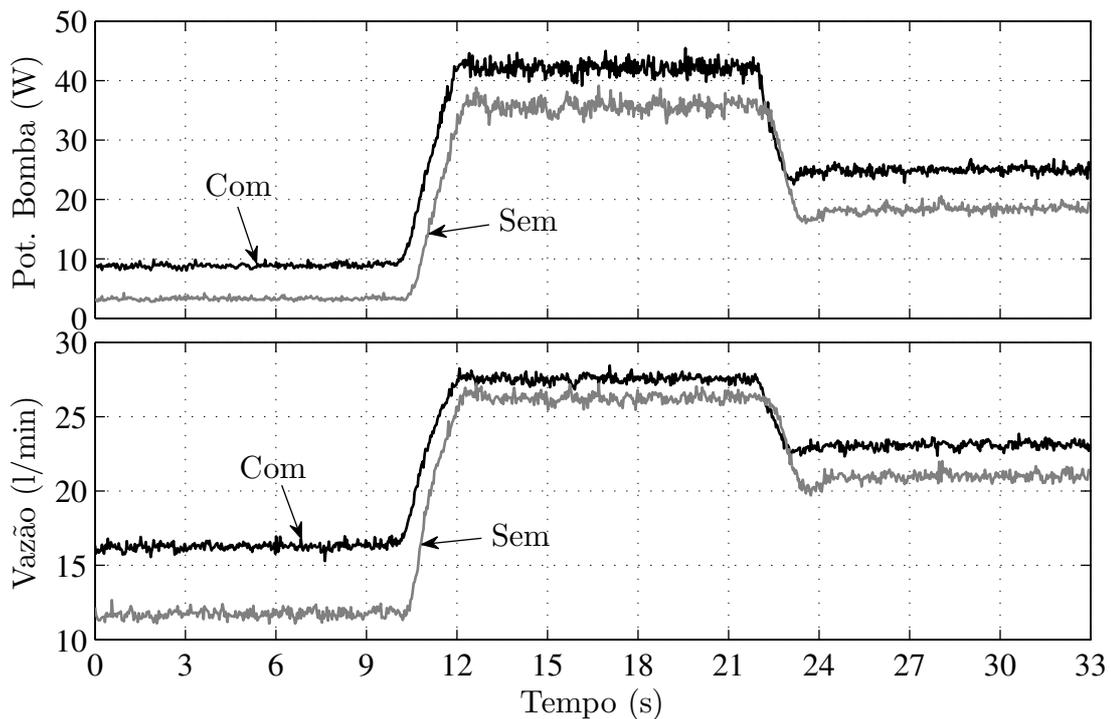


Figura 3.5: Resultado para o sistema de bombeamento operando sem e com otimização ($\cos(\varphi)$). Acima: potência hidráulica. Abaixo: vazão.

Na tabela 3.1 é feita uma avaliação quantitativa para os resultados mostrados nas figs. 3.4, 3.5 e 3.6. É feita uma análise comparativa entre os resultados com e sem otimização no sistema de bombeamento.

A partir dos resultados observados na tabela 3.1 é possível ver que o ganho percentual para a energia desenvolvida pela bomba é maior que o ganho em volume bombeado. Isso ocorre devido ao fato de que quanto melhor for a otimização da energia do sistema de bombeamento, maior será a velocidade desenvolvida pelo eixo do motor, maior será a vazão e, conseqüentemente, maior será a pressão na bomba, e, como é visto na equação (2.45), a potência da bomba é proporcional à pressão e à vazão. Como pode ser visto na tabela 3.1, o

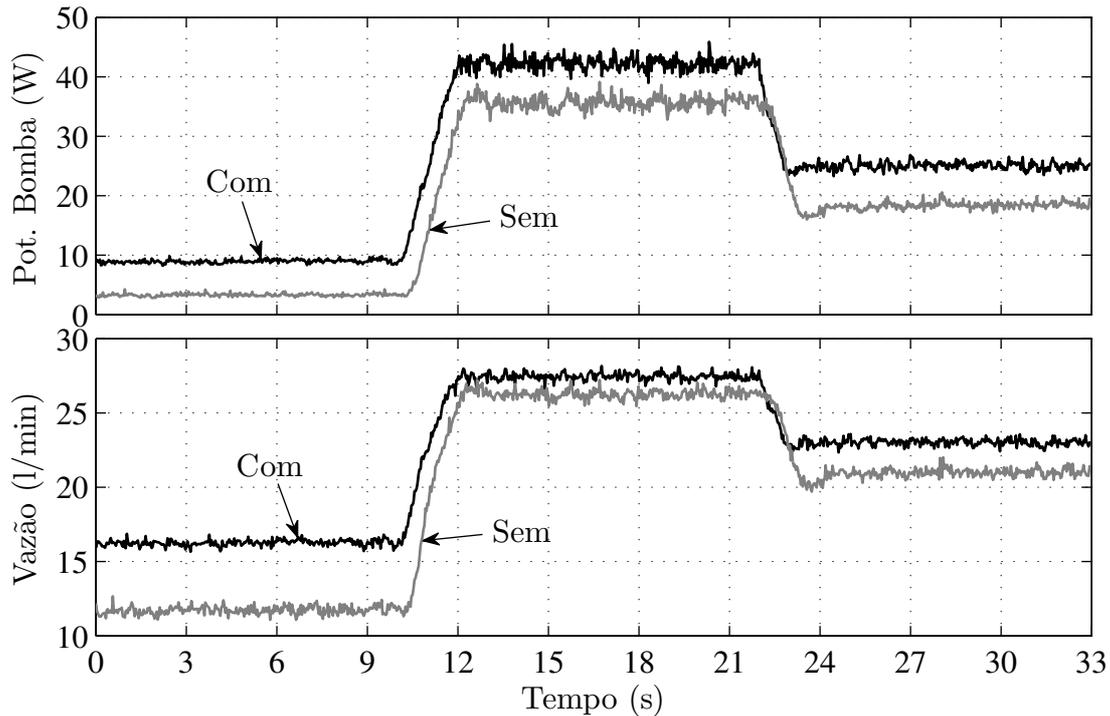


Figura 3.6: Resultado para o sistema de bombeamento operando sem e com otimização (equal). Acima: potência hidráulica. Abaixo: vazão.

Tabela 3.1: Balanço de energia para o sistema acionado com mesmo perfil de potência de entrada.

	Sem Otim. $\phi_{nom.}^* = 0,826\text{Wb},$ $V_{Const.}^* = 350\text{V}$	Com Otimização			
		$\cos(\varphi)$		equal	
		↑(%)		↑(%)	
Volume bombeado (litros)	10,85	12,31	13,46	12,26	13,05
Energia convertida pela bomba (J)	633,53	845,11	33,40	857,26	35,32
Energia entregue ao sistema (kJ)	11,57	11,53	-0,29	11,58	0,07
Eficiência (Energia conv./ent.) (%)	5,47	7,33	-	7,40	-

caso de otimização com controle $\cos(\varphi)$ apresenta ótimo resultado comparado com a situação sem otimização, pois foi possível obter um aumento de 13,46% de volume de água bombeado e eficiência de 7,33%. Já para o caso do controle com correntes iguais foi obtido um aumento de 13,05% no volume de água bombeado e eficiência de 7,40%. Enquanto que sem otimização o sistema apresenta eficiência de apenas 5,47%. Estes resultados validam as técnicas de otimização do sistema de bombeamento fotovoltaico aqui apresentadas.

3.4.2 Resultados – Fotovoltaico

Os resultados que serão apresentados mostram o comportamento de um sistema de bombeamento composto por um conjunto de geradores fotovoltaicos com uma associação 2 (séries) \times 3 (paralelos), fabricados pela Kyocera, modelo KC120-1. Cada gerador possui tensão de máxima potência de 16,9V e corrente de máxima potência de 7,1A, fornecendo uma potência máxima de 120Wp. A potência total instalada para este experimento é de 720Wp.

Cada resultado foi observado dentro de uma janela de 600s. Eles foram obtidos em 15 de Julho de 2009. O resultado sem otimização iniciou-se às 09h48min, o resultado com otimização utilizando o fator de potência ($\cos(\varphi)$) iniciou-se às 10h11min, já com o controle de otimização com correntes iguais (equal) iniciou-se às 08h42min.

Nas figs. 3.7, 3.8 e 3.9 são mostrados os resultados para o sistema de bombeamento sendo alimentado pelos geradores fotovoltaicos, onde, para cada figura, são mostrados os resultados para a irradiância, potência de entrada do sistema e potência desenvolvida pela bomba. Na fig. 3.7 é mostrado o resultado para o sistema elétrico operando sem otimização.

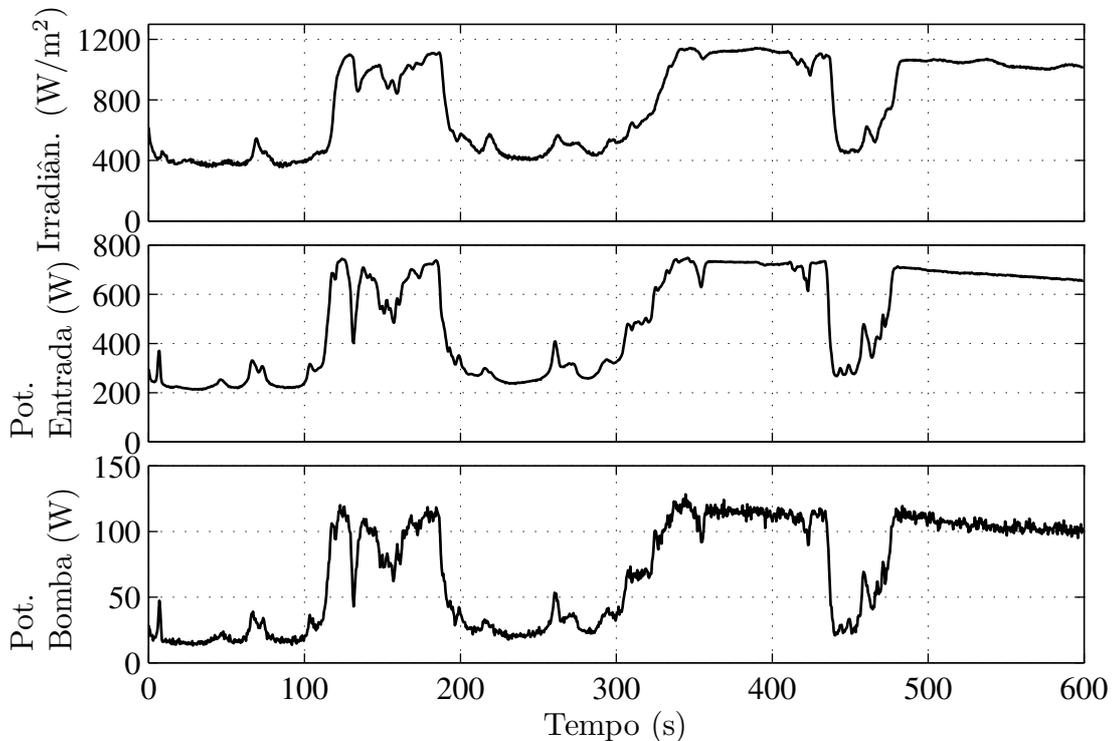


Figura 3.7: Potência do sistema operando sem otimização. De cima para baixo: perfil de irradiância; potência fornecida pelos geradores fotovoltaicos; e potência hidráulica.

Na fig. 3.8 é mostrado o resultado para o sistema elétrico operando com otimização e com a máquina sendo otimizada pelo controle de fator de potência. Já na fig. 3.9, é mostrado o resultado para o sistema operando com otimização e com a máquina operando com controle de otimização de correntes iguais.

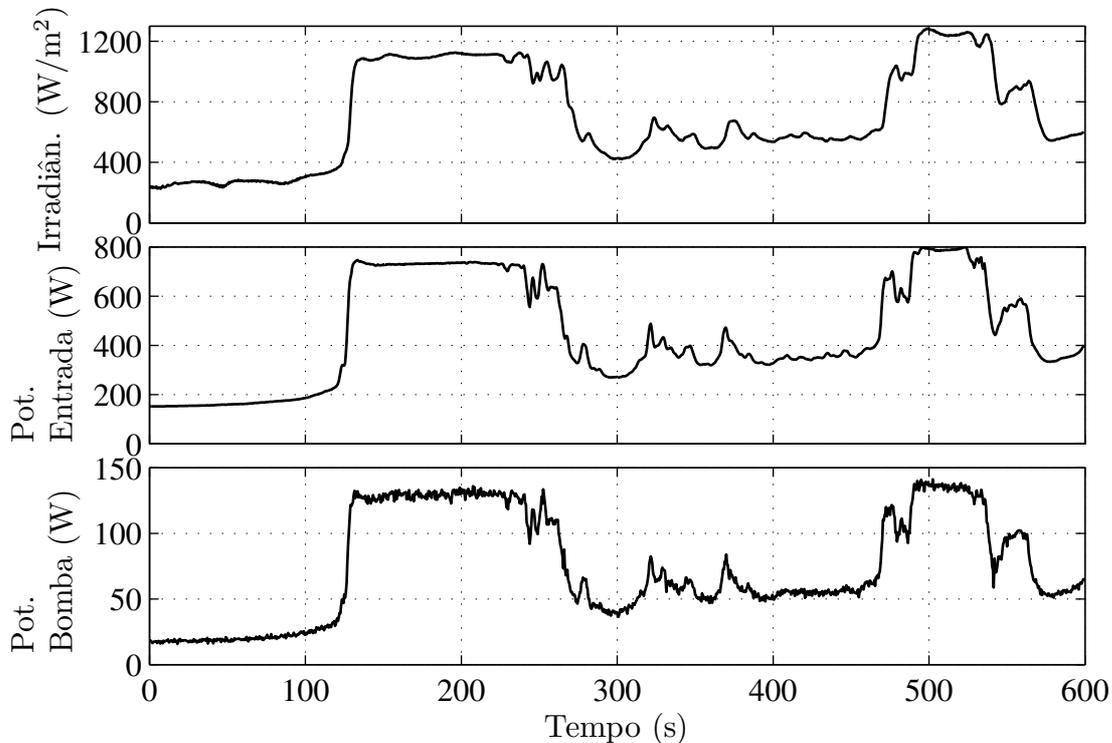


Figura 3.8: Potência do sistema operando com otimização ($\cos(\varphi)$). De cima para baixo: perfil de irradiância; potência fornecida pelos geradores fotovoltaicos; e potência hidráulica.

Se for feita uma comparação minuciosa entre os resultados com e sem otimização, será possível notar que para um mesmo valor de irradiância, a potência desenvolvida pela bomba será maior nos casos com otimização.

A partir dos resultados mostrados nas figs. 3.7, 3.8 e 3.9, é possível definir a quantidade de energia total entregue e processada pelo sistema de bombeamento fotovoltaico. A energia é calculada fazendo a integral da potência. O balanço de energia para os resultados experimentais obtidos é mostrado na tabela 3.2.

Na tabela 3.2 é visto que a eficiência do sistema é maior nos casos com otimização, o que já era esperado. É possível ver que foi possível obter um volume de água bombeada maior no caso da otimização com fator de potência. Neste caso, foi entregue 27,94kJ a menos que no caso sem otimização, porém, foi bombeado 5,93 litros a mais, o que mostra a efetiva atuação

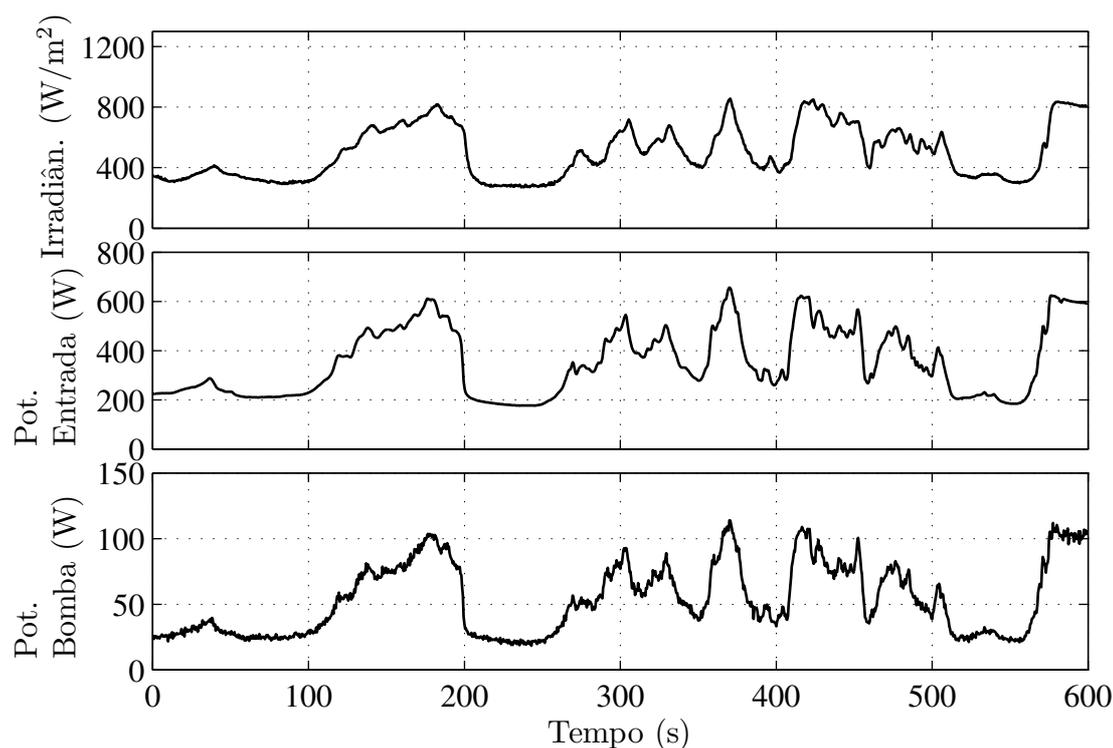


Figura 3.9: Potência do sistema operando com otimização (correntes iguais). De cima para baixo: perfil de irradiância; potência fornecida pelos geradores fotovoltaicos; e potência hidráulica.

Tabela 3.2: Balanço de energia do sistema de bombeamento fotovoltaico.

	Sem Otim.	Com Otimização	
	$\phi_{nom.}^* = 0,826\text{Wb},$ $V_{Const.}^* = 350\text{V}$	$\cos(\varphi)$	equal
Volume bombeado (litros)	200,04	205,97	190,70
Energia convertida pelo sistema (kJ)	41,60	44,58	32,18
Energia fornecida ao sistema (kJ)	298,02	270,08	212,41
Eficiência do sistema de bombeamento (%)	13,96	16,51	15,15

das técnicas de otimização na diminuição das perdas de energia no seu processamento desde a geração até o seu destino final que é o bombeamento de água.

3.5 Conclusão

Com a otimização global do sistema de bombeamento fotovoltaico, desde a otimização do sistema elétrico até a otimização do sistema hidráulico, foi possível alcançar o máximo de

eficiência no processo de conversão da energia luminosa proveniente do Sol em energia potencial gravitacional ao se acumular um volume de água em uma altura acima do nível do motor-bomba. Isto significa que, para uma mesma quantidade de energia luminosa entregue ao gerador fotovoltaico, foi possível diminuir as perdas do sistema, aumentando, assim, a velocidade de rotação do eixo do motor-bomba, o que proporcionou um volume maior de água bombeado pela bomba centrífuga.

Com os resultados experimentais obtidos foi mostrado que a otimização individual dos dispositivos do sistema de bombeamento ajudam na otimização global do sistema ao se juntar os dispositivos e suas respectivas técnicas de otimização simultaneamente. Foi visto que a otimização no processamento da energia nos diversos dispositivos que compõem o sistema de bombeamento fotovoltaico – gerador, *push-pull*, inversor, motor e bomba – aumenta a quantidade de água bombeada. Para o caso da otimização do fator de potência comparado ao sistema sem otimização, os resultados mostraram que foi possível obter um aumento de 5,93 litros de água bombeada, cerca de 2,96% a mais, visto que foi entregue 27,94kJ a menos de energia, cerca de 9,38% a menos.

4

Conversor Monofásico

4.1 Introdução

Segundo (Alexanderson e Phillipi, 1944) o termo conversor de potência é utilizado para definir o dispositivo que converte potência de corrente contínua em corrente alternada, ou para converter potência de uma frequência para outra, ou servir como comutador para acionar um motor com velocidade variável, ou para transformar alta tensão de corrente contínua em baixa tensão de corrente contínua e vice-versa. Contudo, o conversor pode ser generalizado como sendo o dispositivo responsável por converter um sinal elétrico de uma forma de onda para outra, onde a forma de onda do sinal de entrada e/ou saída do conversor pode ser tanto alternada quanto contínua.

Existem quatro tipos distintos de conversores. O conversor que transforma o sinal da forma alternada para a forma contínua é denominado retificador, aqui chamado de conversor CA-CC, já aquele que faz a conversão do sinal da forma contínua para a forma alternada é denominado inversor, também chamado de conversor CC-CA. Existe o conversor que faz a conversão do sinal de uma forma alternada para outra alternada, com um estágio intermediário CC, com valores de amplitude, frequência e fase diferente do sinal de entrada, chamado conversor CA-CC-CA. O conversor que transforma um sinal de forma contínua em outro sinal de forma contínua com diferentes valores de tensão e corrente de entrada e saída é chamado conversor CC-CC. Existe um quinto tipo de conversor que faz a conversão direta de um sinal da forma alternada para a forma alternada, sem estágio intermediário de

conversão, onde é chamado conversor CA-CA. Este trabalho foca no estudo dos conversores monofásicos CA-CC, CC-CA e CA-CC-CA.

Tanto o conversor CA-CC, quanto o conversor CC-CA possuem a mesma estrutura elétrica, mudando apenas a lógica de controle e o fluxo de carga. O conversor CA-CC-CA é formado por uma associação entre dois conversores CA-CC e CC-CA que compartilham o mesmo barramento CC. Existem dois tipos básicos de conversor: o conversor fonte de tensão (VSC), cuja sigla deriva-se do termo em inglês *voltage source converter*, cujo barramento CC se comporta como uma fonte de tensão e as variáveis de controle são as tensões de entrada e saída; e conversor fonte de corrente (CSC), cuja sigla significa *current source converter*, cujo barramento CC se comporta como uma fonte de corrente, já as variáveis de controle são as correntes de entrada e saída do conversor. Existe um terceiro tipo de conversor chamado conversor “Z”, *z-source converter* (ZSC) (Peng, 2003), que combina as características do VSC e do CSC, porém não será estudado neste trabalho. Tanto o conversor VSC quanto o CSC possuem os mesmos blocos de dispositivos que os compõem. Para uma generalização, na fig. 4.1 são mostrados os elementos que compõem o conversor monofásico genérico.

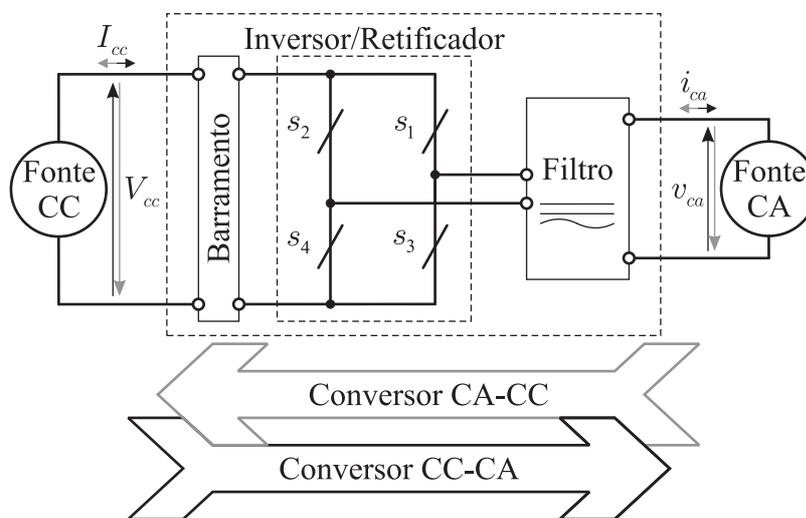


Figura 4.1: Conversor monofásico genérico.

No conversor genérico mostrado na fig. 4.1, o fluxo de potência é bidirecional, onde essa bidirecionalidade é representada pelos duplos sentidos assumidos pelas tensões e correntes. O sentido destas tensões/correntes determina o modo de operação do conversor: para o VSC as tensões mantém o mesmo sentido (setas pretas), já as correntes podem fluir em ambos os sentidos; para o CSC as correntes mantém o mesmo sentido (setas pretas), porém

as tensões podem assumir ambos os sentidos. Dependendo do modo de operação, as setas cinzas indicam que o conversor opera como CA-CC, já as setas pretas representam que o conversor opera como CC-CA.

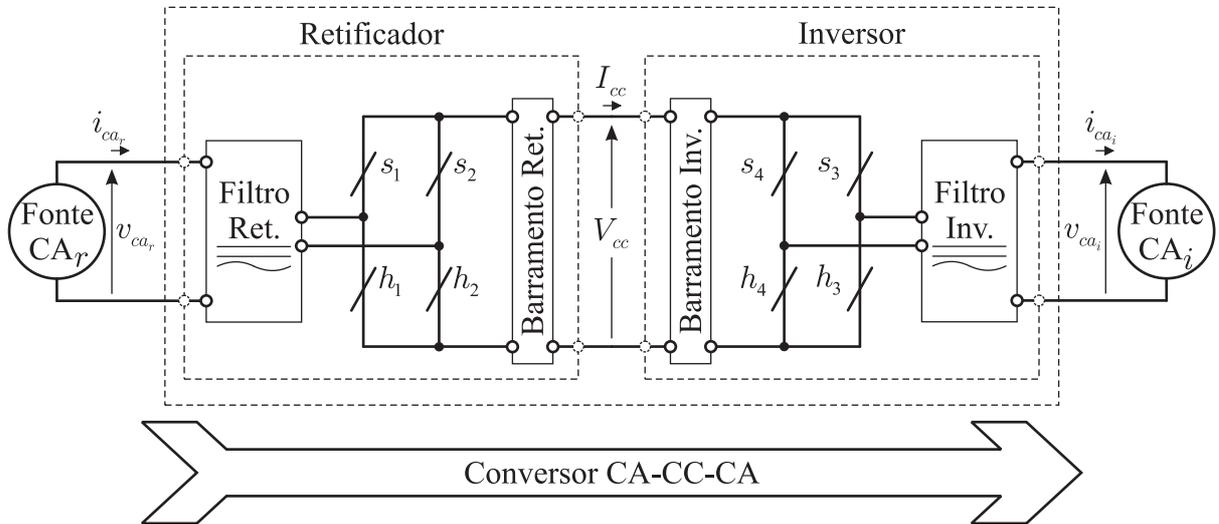


Figura 4.2: Conversor CA-CC-CA monofásico genérico.

	VSC	CSC
s, h		
Barramento		
Acumulador		
Filtro		
Fonte CC		

Figura 4.3: Legenda para os dispositivos que compõem os conversores mostrados nas figs. 4.1 e 4.2.

Na fig. 4.2 é mostrada a estrutura que compõe o conversor CA-CC-CA formado pela associação em cascata de um conversor CA-CC, retificador, e um conversor CC-CA, inversor, compartilhando o mesmo barramento CC. O índice r indica a representação de que as

variáveis pertencem ao retificador, já o índice i representa as variáveis que pertencem ao inversor.

Na fig. 4.3 é mostrada a legenda para os dispositivos que compõem o conversor, operando como VSC ou CSC.

Os conversores monofásicos, mostrados nas figs. 4.1 e 4.2, são formados pelos seguintes componentes:

Fonte CC – Deve possuir características de tensão e corrente contínuas. Dependendo do fluxo de carga, opera como sorvedoura de energia, no caso do conversor CC-CA, ou absorvedora de energia, quando o conversor opera como CA-CC.

Barramento – Elemento responsável por fazer o armazenamento intermediário de energia para ser processada, energia essa que é acumulada na forma de tensão ou corrente.

Inversor/Retificador – A partir do chaveamento das chaves s_1, s_2, s_3 e/ou s_4 (h_1, h_2, h_3 e/ou h_4), converte o sinal contínuo, proveniente do barramento, em sinal chaveado com valor médio alternado, quando opera como conversor CC-CA, inversor, e faz a conversão do sinal alternado em sinal contínuo, operando como conversor CA-CC, retificador.

Filtro passa-baixa – Elimina as harmônicas de alta frequência geradas no chaveamento do Inversor/Retificador, permitindo a passagem do sinal na frequência da fundamental da fonte CA.

Fonte CA – Possui características de tensão e corrente alternadas. Dependendo do fluxo de carga, opera como sorvedoura de energia, no caso do conversor CA-CC, ou absorvedora de energia, quando o conversor opera como CC-CA.

O inversor/retificador é formado por chaves bidirecionais em corrente, para o caso do VSC, e bidirecionais em tensão, para o caso do CSC. Estas chaves são acionadas e bloqueadas de tal forma a gerar a forma de onda desejada na entrada/saída do conversor. A fig. 4.4 mostra a concepção de um conversor genérico, com suas chaves e a fonte de energia do barramento. A fonte de energia e o acionamento das chaves são o que difere o VSC do CSC.

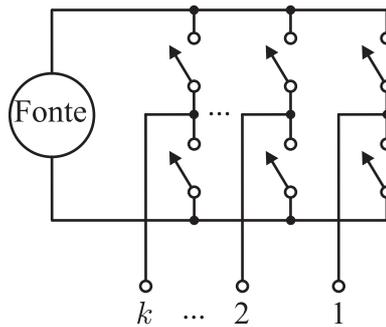


Figura 4.4: Concepção do inversor/retificador genérico com k fases.

Os elementos que compõem o VSC e o CSC são mostrados na fig. 4.3, mas serão detalhados mais a frente.

4.2 Conversor CA-CC

O conversor CA-CC é responsável por produzir na sua saída um sinal com valores de tensão e corrente contínuos a partir de um sinal alternado na sua entrada. Devido à operação como retificador, o VSC é chamado de VSR (*voltage source rectifier*) e o CSC é chamado de CSR (*current source rectifier*).

Na fig. 4.5 são mostradas as formas de onda da tensão e corrente de um conversor CA-CC. Como é possível notar na fig. 4.5, o conversor CA-CC converte a tensão e a corrente geradas pela fonte CA em um sinal com formas de onda contínuas para alimentar uma carga CC.

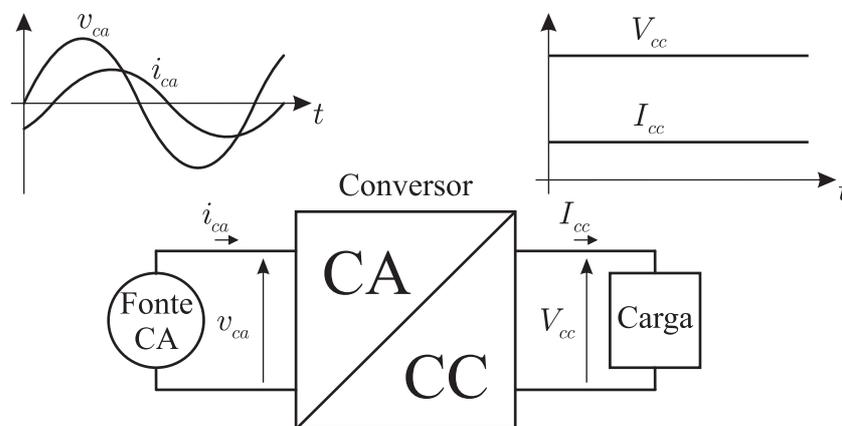


Figura 4.5: Característica das formas de onda em um conversor CA-CC.

Dependendo do tipo de conversor utilizado, o mesmo poderá operar como conversor elevador, *boost*, ou abaixador, *buck*. Se for utilizado um VSC, a tensão de saída V_{cc} será igual ou maior que a tensão máxima de entrada v_{ca} , ou seja, $V_{cc} \geq V_{ca}$, já a corrente será menor, isto é, $I_{cc} \leq I_{ca}$, isso caracteriza o efeito *boost* produzido por um VSR. Já no caso do CSC, a corrente de saída I_{cc} será igual ou maior que a corrente máxima de entrada i_{ca} , ou seja, $I_{cc} \geq I_{ca}$, contudo, a tensão V_{cc} será menor ou igual que o valor máximo da tensão de entrada v_{ca} , isto é, $V_{cc} \leq V_{ca}$, isso caracteriza o efeito *buck* do CSR.

4.3 Conversor CC-CA

O conversor CC-CA, é responsável por produzir na sua saída um sinal com valores de tensão e corrente alternados a partir de um sinal contínuo na sua entrada. Devido à operação como inversor, o VSC é chamado de VSI (*voltage source inverter*) e o CSC é chamado de CSI (*current source inverter*).

Na fig. 4.6 são mostradas as formas de onda da tensão e corrente de um conversor CC-CA. Como é possível notar na fig. 4.6, o conversor CC-CA converte a tensão e a corrente geradas pela fonte CC em um sinal com formas de onda alternadas para alimentar uma carga CA.

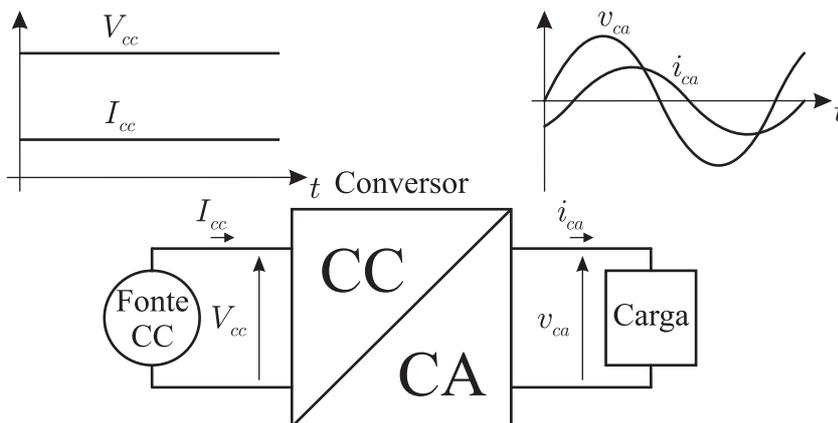


Figura 4.6: Características das formas de onda em um conversor CC-CA.

Assim como no caso do conversor CA-CC, dependendo do tipo de conversor utilizado, o conversor CC-CA poderá operar como conversor elevador, *boost*, ou abaixador, *buck*. Se for utilizado um VSC, a tensão de saída v_{ca} possuirá valor máximo igual ou menor que a tensão

de entrada V_{cc} , ou seja, $V_{ca} \leq V_{cc}$, já o valor máximo da corrente será maior, isto é, $I_{ca} \geq I_{cc}$, isso caracteriza o efeito *buck* produzido por um VSI. Já no caso do CSC, o valor máximo da corrente de saída i_{ca} será igual ou menor que a corrente de entrada I_{cc} , ou seja, $I_{ca} \leq I_{cc}$, contudo, o valor máximo da tensão v_{ca} será maior ou igual que a tensão de entrada V_{cc} , isto é, $V_{ca} \geq V_{cc}$, isso caracteriza o efeito *boost* do CSI.

4.4 Conversor CA-CC-CA

O conversor CA-CC-CA, é responsável por produzir na sua saída sinais com valores de tensão e corrente alternados a partir de sinais alternados na sua entrada.

Na fig. 4.7 são mostradas as formas de onda da tensão e corrente do conversor CA-CC-CA. Nota-se, na fig. 4.7, que o conversor CA-CC-CA converte a tensão e a corrente geradas pela fonte CA_r em um sinal com formas de onda alternadas com amplitude e frequência diferentes da entrada, para alimentar uma carga CA.

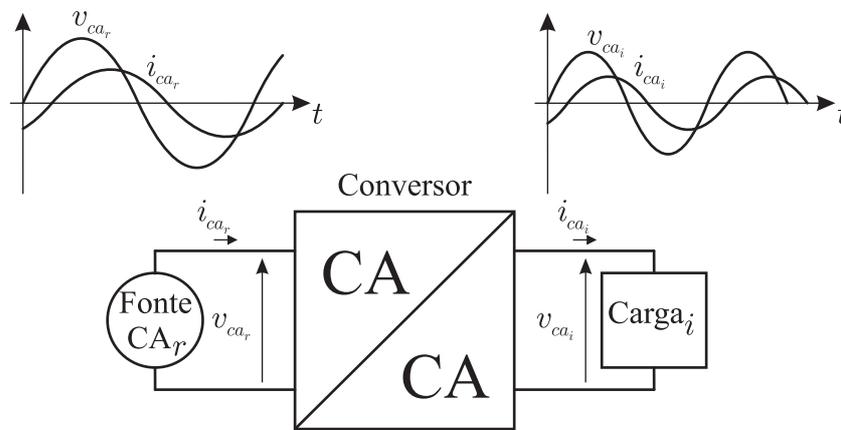


Figura 4.7: Características das formas de onda em um conversor CA-CC-CA.

Assim como no caso dos conversores CA-CC e CC-CA, o conversor CA-CC-CA poderá operar como conversor elevador, *boost*, ou abaixador, *buck*, pois são agregadas as características dos dois tipos de conversores. Para o caso do VSR-VSI ou CSR-CSI elevador, a tensão de saída v_{ca_i} possuirá valor máximo igual ou maior comparado com a tensão de entrada v_{ca_r} , ou seja, $V_{ca_i} \geq V_{ca_r}$, isso caracteriza o efeito *boost* produzido pelo VSR-VSI ou CSR-CSI. Já no caso dos conversores abaixadores, a tensão de saída v_{ca_i} possuirá valor máximo igual ou menor comparado com a tensão de entrada v_{ca_r} , ou seja, $V_{ca_i} \leq V_{ca_r}$, isso caracteriza o efeito

buck que pode ser produzido pelo VSR-VSI ou CSR-CSI. Neste tipo de conversor também se é possível produzir sinais com valores de frequência iguais ou diferentes entre os sinais de entrada e saída.

4.5 Conversor fonte de tensão – VSC

O conversor fonte de tensão produz na sua saída, ou entrada, um sinal resultante em tensão, ou seja, este conversor processa o sinal através do controle a partir de referências de tensão. Neste tipo de conversor, as variáveis de controle são a tensão de entrada e saída, seja no lado CC ou CA do conversor.

Como no VSC o barramento é composto por uma fonte de tensão, um capacitor, a estratégia de controle deve evitar curto circuito neste capacitor, ou um bloqueio brusco na corrente indutiva no lado CA. Assim, as chaves que compõem o VSC não podem ser acionadas independentemente, mas devem satisfazer as seguintes exigências (Ledwich, 1991):

1. Nunca deve existir um curto-circuito no capacitor do barramento;
2. Não deve existir circuito aberto em nenhuma das fases do lado CA.

A segunda exigência é fácil de se alcançar utilizando um diodo reverso paralelo ao fluxo unidirecional das chaves. Na prática, cada fase pode ser tanto chaveada para o positivo quanto para o negativo da tensão do barramento, assim, o par de chaves em cada braço é modulado como se fosse uma chave com uma saída e duas entradas. Desta forma, quando as exigências para a operação do VSC são aplicadas, as chaves do conversor mostrado na fig. 4.4 operarão de forma equivalente às chaves mostradas no conversor da fig. 4.8.

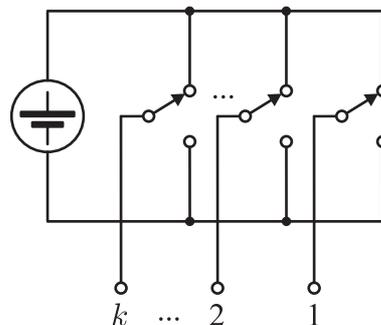


Figura 4.8: Concepção do inversor/retificador VSC com k fases.

Assim, para o VSC, cada braço será composto por um par de chaves que devem ser acionadas complementarmente uma em relação a outra, ou seja, as duas nunca deverão ser acionadas ou bloqueadas ao mesmo tempo. Os braços do conversor compartilham o barramento capacitivo. O braço do VSC é mostrado na fig. 4.9. A quantidade de braços do conversor depende da quantidade de fases que será utilizada.

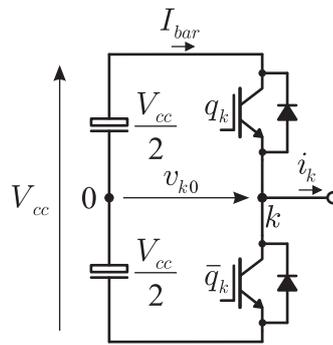


Figura 4.9: Configuração do braço de um VSC.

4.5.1 PWM para o VSC

No VSC, as variáveis de interesse no processamento da energia são a tensão do lado contínuo e a tensão do lado alternado. A PWM, *pulse-width modulation*, modulação por largura de pulso, consiste em converter um sinal de referência em um trem de pulsos com ciclo de trabalho variável para acionar as chaves do conversor, cujo sinal de saída possua valor médio igual ao sinal de referência. Desta forma, a tensão alternada é modulada de tal forma a seguir uma referência, tomando como base a tensão contínua do barramento.

A tabela 4.1 mostra as duas combinações de chaveamento possíveis de serem geradas pelo conversor mostrado na fig. 4.9.

Tabela 4.1: Tabela verdade do VSC básico.

q_k	v_{k0}
0	$-V_{cc}/2$
1	$V_{cc}/2$

Considerando um referencial hipotético entre os capacitores do barramento, no circuito da fig. 4.9, quando a chave q_k estiver acionada, ou seja, $q_k = 1$, necessariamente a chave \bar{q}_k

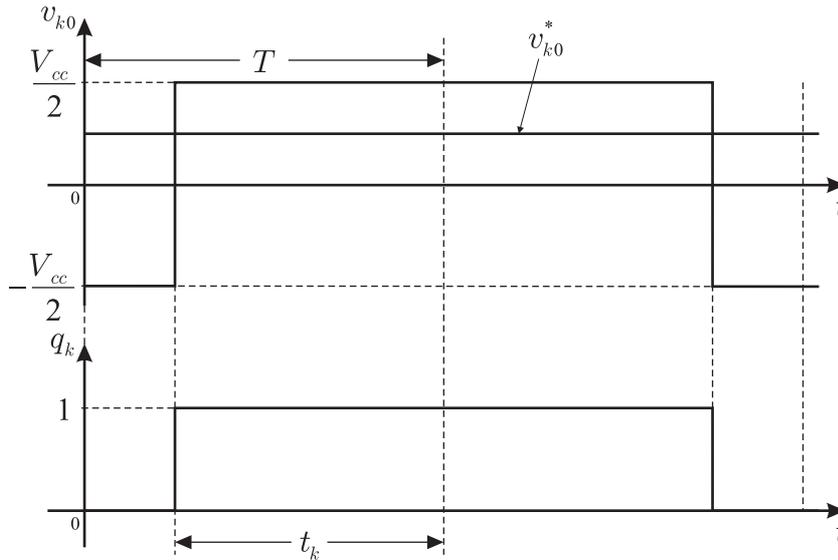


Figura 4.10: Tempos de chaveamento para a PWM no VSC.

estará bloqueada, $\bar{q}_k = 0$, isso significa que a tensão $v_{k0} = V_{cc}/2$, já quando a chave q_k estiver bloqueada, ou seja, $q_k = 0$, necessariamente a chave \bar{q}_k estará acionada, $\bar{q}_k = 1$, o que indica que a tensão $v_{k0} = -V_{cc}/2$. A tensão v_{k0} medida entre uma fase e um referencial entre os capacitores do barramento é chamada de tensão de polo. Partindo deste princípio, a tensão média em um ciclo de chaveamento de período T do sinal mostrado na fig. 4.10 é dada por:

$$v_{k0}^* = \frac{t_k}{T} \frac{V_{cc}}{2} - \left(1 - \frac{t_k}{T}\right) \frac{V_{cc}}{2}$$

$$v_{k0}^* = \left(\frac{t_k}{T} - \frac{1}{2}\right) V_{cc} \quad (4.1)$$

onde $t_k/T = D_k$ é o ciclo de trabalho.

A corrente do barramento é definida como sendo:

$$I_{bar} = D_k i_k \quad (4.2)$$

Como na PWM o sinal de referência deve ser convertido em tempo de chaveamento, usando a equação (4.1), tem-se que o cálculo do tempo de condução da chave do VSC em um período de chaveamento é dado por:

$$t_k = \left(\frac{v_{k0}^*}{V_{cc}} + \frac{1}{2}\right) T \quad (4.3)$$

onde T é o período de chaveamento do conversor, v_{k0}^* é a tensão de polo de referência que se deseja gerar na entrada/saída do conversor e V_{cc} é a tensão do barramento.

4.6 Conversor fonte de corrente – CSC

O conversor fonte de corrente produz na sua saída, ou entrada, um sinal resultante em corrente, ou seja, este conversor processa o sinal através do controle a partir de referências de corrente. Neste tipo de conversor, as variáveis de controle são a corrente de entrada e saída, seja no lado CC ou CA do conversor.

O CSC é o reverso (dual) do VSC, ou seja, no CSC o barramento é composto por uma fonte de corrente, um indutor que acumula energia na forma de corrente, desta forma, a estratégia de controle deve evitar que haja circuito aberto que bloqueie a passagem da corrente do indutor, ou um curto-circuito na tensão no lado CA. Assim, as chaves que compõem o CSC não podem ser acionadas independentemente, satisfazendo as seguintes exigências (Ledwich, 1991):

1. Sempre deve existir um circuito para a passagem da corrente do barramento;
2. Não deve existir curto-circuito entre as fases do lado CA.

Para evitar o curto-circuito mencionado na segunda exigência, em cada chave é utilizado um diodo em série no mesmo sentido do fluxo de corrente unidirecional. Na prática, cada fase pode ser tanto chaveada para o sentido positivo quanto para o sentido negativo da corrente do barramento. No CSC apenas uma das chaves encontradas na parte de cima é acionada em cada instante de tempo, assim como nas chaves encontradas na parte de baixo. Sempre deve haver uma das chaves acionadas, tanto na parte superior quanto na parte inferior do conversor, isso para evitar circuito aberto na fonte de corrente do barramento, primeira exigência mencionada. Desta forma, o CSC atua como duas chaves, uma na parte superior e outra na parte inferior, cada uma com uma entrada e k saídas. Cada saída representa uma fase do lado CA do conversor. Assim, quando as exigências para a operação do CSC são aplicadas, as chaves do conversor mostrado na fig. 4.4 operarão de forma equivalente às chaves mostradas no conversor da fig. 4.11.

Diferentemente do que acontece no VSC, onde as chaves de cada braço possuem uma lógica de acionamento complementar uma em relação a outra, ou seja, são complementar na vertical, no CSC cada braço é composto por um par de chaves, porém, a lógica complementar se dá na horizontal, pois apenas uma das chaves encontradas na parte de cima é acionada em

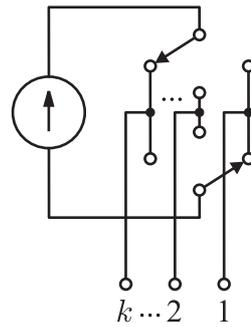


Figura 4.11: Concepção do inversor/retificador CSC com k fases.

cada instante de tempo, assim como nas chaves encontradas na parte de baixo. Os braços do conversor compartilham a corrente do barramento indutivo. Como foi dito, sempre deve existir um circuito fechado para a passagem da corrente do barramento, assim, o CSC mais simples deve ser representado com dois braços, com sua complementariedade observada na horizontal. Esse CSC elementar é observado na fig. 4.12.

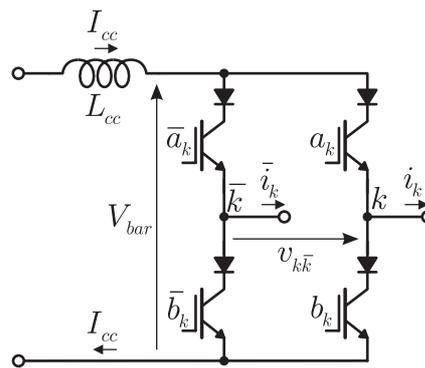


Figura 4.12: Configuração básica de um CSC.

4.6.1 PWM para o CSC

No CSC, as variáveis de interesse no processamento da energia são a corrente do lado contínuo e a corrente do lado alternado. Na PWM para o CSC, a corrente alternada é modulada de tal forma a seguir uma referência, tomando como base a corrente contínua do barramento.

Existem quatro combinações possíveis para as chaves do CSC mostrado na fig. 4.12. Estas combinações são mostradas na tabela 4.2.

No circuito descrito na fig. 4.12, há duas combinações de chaves as quais a corrente de entrada/saída i_k será nula: quando as chaves a_k e b_k estiverem acionadas, ou seja, $a_k = 1$ e

Tabela 4.2: Tabela verdade do CSC básico.

b_k	a_k	i_k
0	0	0
0	1	I_{cc}
1	0	$-I_{cc}$
1	1	0

$b_k = 1$, necessariamente as chaves \bar{a}_k e \bar{b}_k estarão bloqueadas, $\bar{a}_k = 0$ e $\bar{b}_k = 0$; e quando a_k e b_k estiverem bloqueadas, ou seja, $a_k = 0$ e $b_k = 0$, necessariamente as chaves \bar{a}_k e \bar{b}_k estarão acionadas, $\bar{a}_k = 1$ e $\bar{b}_k = 1$. Isto ocorre pois a corrente do barramento irá fluir pelo braço que estiver em curto-circuito. Já quando $a_k = 1$ e $b_k = 0$, a corrente da fase será $i_k = I_{cc}$, e quando $a_k = 0$ e $b_k = 1$, a corrente da fase será $i_k = -I_{cc}$. A notação \bar{i}_k observada significa que $\bar{i}_k = -i_k$. A fig. 4.13 mostra como se dá a corrente i_k a partir das combinações de chaves do CSC mostrado na fig. 4.12.

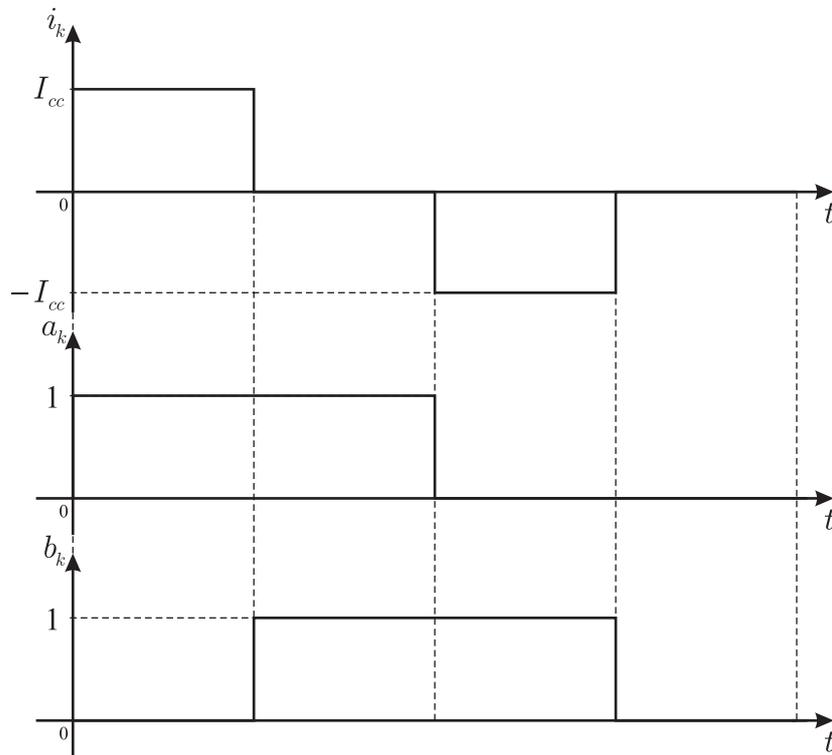


Figura 4.13: Corrente de entrada/saída do CSC básico.

Como pode ser visto na tabela 4.2 e na fig. 4.13, para se gerar uma corrente média na entrada/saída do CSC existem quatro combinações de chaves. Para diminuir a quantidade de

chaveamento e diminuir a distorção harmônica na geração das correntes CA, serão utilizadas apenas duas combinações de chaveamento em um período de chaveamento. Para que sejam utilizadas duas combinações de chaves em cada período de chaveamento, o sentido da corrente deve ser levado em consideração, ou seja, a corrente positiva passará pela chave a_1 , quando $i_1 > 0$, e a corrente negativa pela chave b_1 , quando $i_1 < 0$. Partindo deste princípio, a corrente média em um ciclo de chaveamento de período T do sinal mostrado na fig. 4.14 é dada por:

$$|i_k^*| T = t I_{cc}$$

$$i_k^* = \begin{cases} \frac{t_{a_k}}{T} I_{cc} = i_{a_k}, & \text{se } i_k^* > 0 \\ -\frac{t_{b_k}}{T} I_{cc} = -i_{b_k}, & \text{se } i_k^* \leq 0 \end{cases} \quad (4.4)$$

onde t_{a_k} e t_{b_k} são os tempos de condução das chaves; D_{a_k} e D_{b_k} são os ciclos de trabalho dados por $D_{a_k} = t_{a_k}/T$ e $D_{b_k} = t_{b_k}/T$; e i_{a_k} e i_{b_k} são as correntes que passam pelas chaves a_k e b_k , respectivamente.

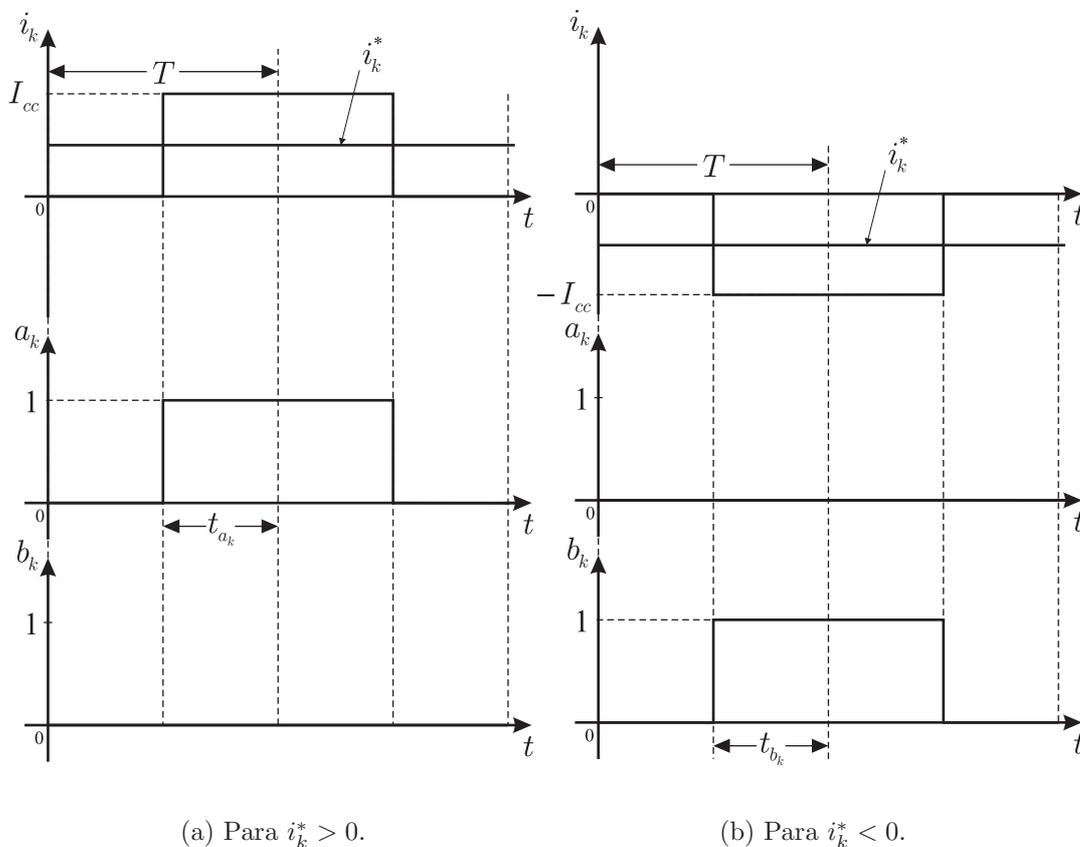


Figura 4.14: Tempos de chaveamento para a PWM no CSC.

A tensão do barramento é definida como sendo:

$$V_{bar} = \begin{cases} v_{k\bar{k}}, & \text{se } a_k = 1 \text{ e } b_k = 0 \\ -v_{k\bar{k}}, & \text{se } a_k = 0 \text{ e } b_k = 1 \\ 0, & \text{outros casos} \end{cases} \quad (4.5)$$

Como na PWM o sinal de referência deve ser convertido em tempo de chaveamento, usando a equação (4.4), tem-se que o cálculo do tempo de condução da chave do CSC em um período de chaveamento é obtido a partir da equação (4.4), e é dado por:

$$t_{a_k} = \frac{i_k^*}{I_{cc}} \Phi\left(\frac{i_k^*}{I_{cc}}\right) T \quad (4.6)$$

$$t_{b_k} = -\frac{i_k^*}{I_{cc}} \Phi\left(-\frac{i_k^*}{I_{cc}}\right) T \quad (4.7)$$

onde T é o período de chaveamento do conversor, i_k^* é a corrente de referência que se deseja gerar na entrada/saída do conversor e I_{cc} é a corrente do barramento.

O operador $\Phi(u)$ mostrado nas equações (4.6)-(4.7) representa a função degrau definida como sendo:

$$\Phi(u) = \begin{cases} 1, & \text{se } u > 0 \\ 0, & \text{se } u \leq 0 \end{cases} \quad (4.8)$$

A partir das equações (4.5)-(4.7), a tensão do barramento será dada por:

$$\begin{aligned} V_{bar} &= D_{a_k} v_{k\bar{k}} + D_{b_k} (-v_{k\bar{k}}) \\ V_{bar} &= (D_{a_k} - D_{b_k}) v_{k\bar{k}} \end{aligned} \quad (4.9)$$

4.7 Phase Locked Loop – PLL

O ângulo de fase da tensão do lado CA é uma informação importante para a operação de muitos dispositivos, tais como: conversores CA-CC e CC-CA controlados, compensador estático, cicloconversor, filtro ativo e outros sistemas de armazenamento de energia acoplado à rede elétrica. Essa informação pode ser usada para sincronizar o ligamento/desligamento do dispositivo de potência, o cálculo de fluxo de potência ativa/reactiva ou a transformação das variáveis realimentadas para o referencial adequado para o controle proposto. A informação do ângulo de fase da tensão da rede é tipicamente extraída usando alguma forma de PLL (*Phase Locked Loop*), elo travado por fase. Diversos algoritmos de PLL para conexões monofásicas foram analisados em (Silva et al., 2004).

A configuração básica do PLL é mostrada na fig. 4.15. A fase da tensão monofásica v_{ca} é obtida. Esta tensão, que se encontra no referencial estacionário, é normalizada. Seu valor é multiplicado pelo cosseno da fase de saída, o valor da multiplicação é passado por um filtro passa-baixa para determinar o seu valor médio, se a fase φ for idêntica à fase da rede, o valor de saída do filtro passa-baixa será nulo, o que faz com que o controlador PI mantenha a sua saída no valor fixo. O bloco “Portadora” representa o trem de pulso com valor entre $0^\circ \leq \varphi_{ff} \leq 360^\circ$, cuja frequência é o valor da fundamental que se quer determinar a fase.

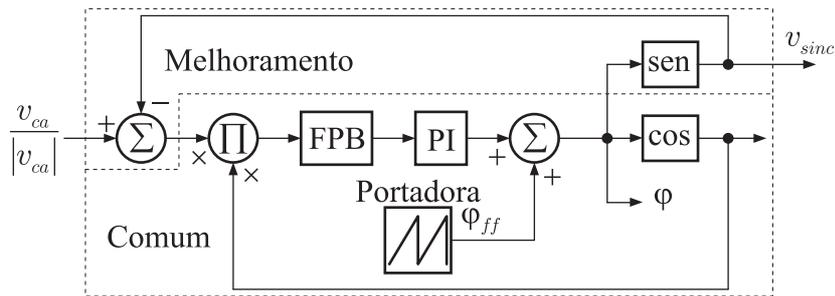


Figura 4.15: Diagrama de controle do PLL.

Ao PLL comum, mostrado na fig. 4.15, é acrescentada uma realimentação negativa do

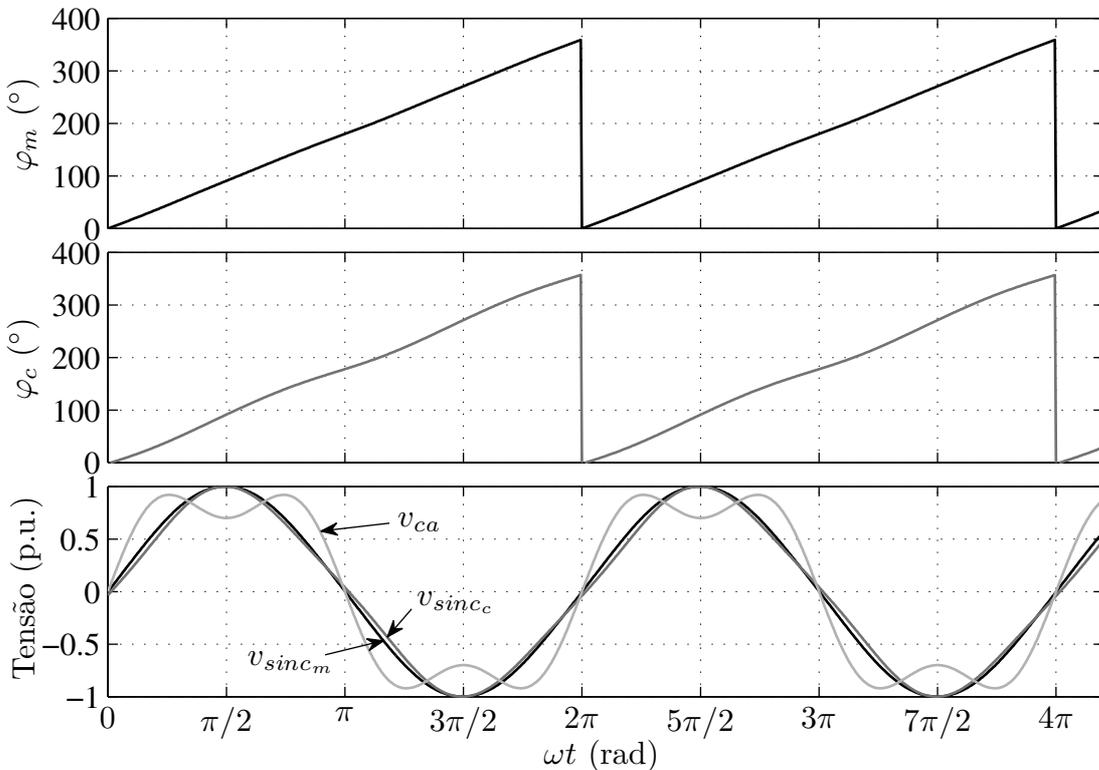


Figura 4.16: Atuação do PLL comum e melhorado.

seno do valor gerado para melhorar a qualidade da fase determinada pelo PLL.

Na fig. 4.16 é mostrada a atuação do PLL melhorado, que gera o ângulo de fase φ_m e a atuação do PLL comum, que gera o ângulo de fase φ_c . Também pode ser observado o sinal de entrada do PLL, dado por v_{ca} , com elevada taxa de terceira harmônica, e os sinais sincronizados pelo PLL, onde v_{sinc_m} e v_{sinc_c} são os sinais para a saída do PLL melhorado e o PLL comum, respectivamente.

Como pode ser visto na fig. 4.16, o ângulo de fase determinado pelo PLL comum, φ_c , possui oscilações, degradando o sinal sincronizado, v_{sinc_c} . Já para o PLL melhorado, não são observadas oscilações na determinação do ângulo de fase φ_m . Isso faz com que o sinal sincronizado v_{sinc_m} possua características de uma senóide pura, sem distorção.

4.8 Filtro passa-baixa

Uma questão importante com relação à conexão com a rede utilizando inversor/retificador é a regulação da corrente, para o VSC, e da tensão, para o CSC, para se alcançar a forma de onda alternada desejada no lado CA. Contudo, componentes harmônicas de alta frequência, as quais são causadas pelo chaveamento da modulação por largura de pulso (PWM), não podem ser reguladas pelo controle de corrente, desta forma, um filtro passa-baixa é necessário para atenuar as harmônicas de alta frequência. A única forma de atenuar as distorções de alta frequência na corrente é utilizando um filtro entre o conversor e a rede elétrica. A norma IEEE std. 519-1992 apresenta regulação da distorção harmônica da corrente a ser satisfeita quando se tem conexão com a rede (std. 519-1992, 1993). No caso de níveis de tensões abaixo de 69kV, na saída de um filtro é necessário satisfazer uma demanda total de distorção (TDD) abaixo de 5%.

O filtro passa-baixa permite a passagem de baixas frequências atenuando (ou reduzindo) a amplitude das frequências maiores que a frequência de corte. A quantidade de atenuação para cada frequência varia de filtro para filtro.

Os tipos diferentes de circuitos de filtros, com diferentes respostas à mudança de frequência, são definidos de acordo com a sua ordem:

- Um filtro de primeira ordem, por exemplo, irá atenuar a amplitude do sinal pela metade

(cerca de -6dB) cada vez que a frequência dobrar (subir uma oitava). Este tipo de filtro pode ser composto por um circuito RL ou RC.

- Um filtro de segunda ordem possui uma maior atenuação às frequências mais altas. A resposta em frequência deste tipo de filtro é semelhante à resposta do filtro de primeira ordem, com a diferença de que a variação na queda da amplitude com o aumento da frequência é mais acentuada. Por exemplo, um filtro Butterworth de segunda ordem reduzirá a amplitude do sinal a um quarto de seu valor anterior cada vez que a frequência dobrar (-12dB por oitava). Este tipo de filtro pode ser composto por um circuito RLC.
- Filtros de terceira ordem ou mais possuem uma definição similar. No geral, a taxa final de atenuação de um filtro de n -ordem é $-6n$ dB por oitava.

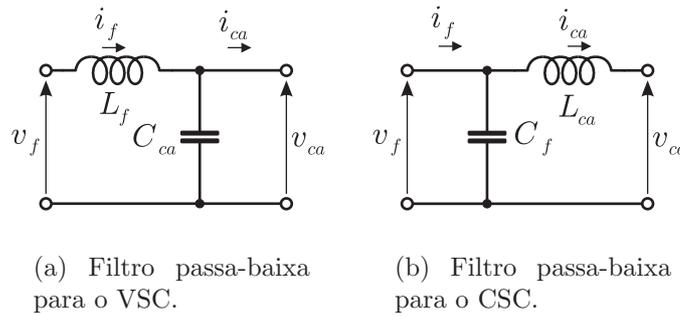


Figura 4.17: Filtros passa-baixa de segunda ordem.

Neste trabalho será utilizado o filtro passa-baixa RLC de segunda ordem para suprimir as harmônicas de alta frequência na tensão do VSC, fig. 4.17(a), e na corrente do CSC, fig. 4.17(b). Estes filtros são mostrados na fig. 4.17, assumindo que v_f e i_f são os sinais de alta frequência gerados pelo conversor, e v_{ca} e i_{ca} são os sinais senoidais sem harmônicas.

Para o filtro da fig. 4.17(a), a função de transferência é definida como sendo:

$$\begin{aligned} \frac{V_{ca}}{V_f}(s) &= \frac{1}{s^2 L_f C_{ca} + s R_f C_{ca} + 1} \\ \frac{V_{ca}}{V_f}(j\omega) &= \frac{1}{1 - \omega^2 L_f C_{ca} + j\omega R_f C_{ca}} \end{aligned} \quad (4.10)$$

onde R_f representa a resistência série do indutor L_f , e s e $j\omega$ representam o domínio da frequência.

Já para o filtro da fig. 4.17(b), a função de transferência é definida como sendo:

$$\begin{aligned}\frac{I_{ca}}{I_f}(s) &= \frac{1}{s^2 L_{ca} C_f + s R_{ca} C_f + 1} \\ \frac{I_{ca}}{I_f}(j\omega) &= \frac{1}{1 - \omega^2 L_{ca} C_f + j\omega R_{ca} C_f}\end{aligned}\quad (4.11)$$

onde R_{ca} representa a resistência série do indutor L_{ca} .

A frequência de corte do filtro é definida como sendo a frequência a partir da qual se deseja iniciar a atenuação das frequências mais altas. A partir da equação (4.10), a frequência de corte para o filtros VSC é definida como sendo:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_{ca}}}\quad (4.12)$$

Já para o filtro CSC, utilizando a equação (4.11), a frequência de corte é definida como sendo:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_{ca} C_f}}\quad (4.13)$$

As equações (4.12) e (4.13) são utilizadas para dimensionar os parâmetros dos filtros para o VSC e o CSC, respectivamente.

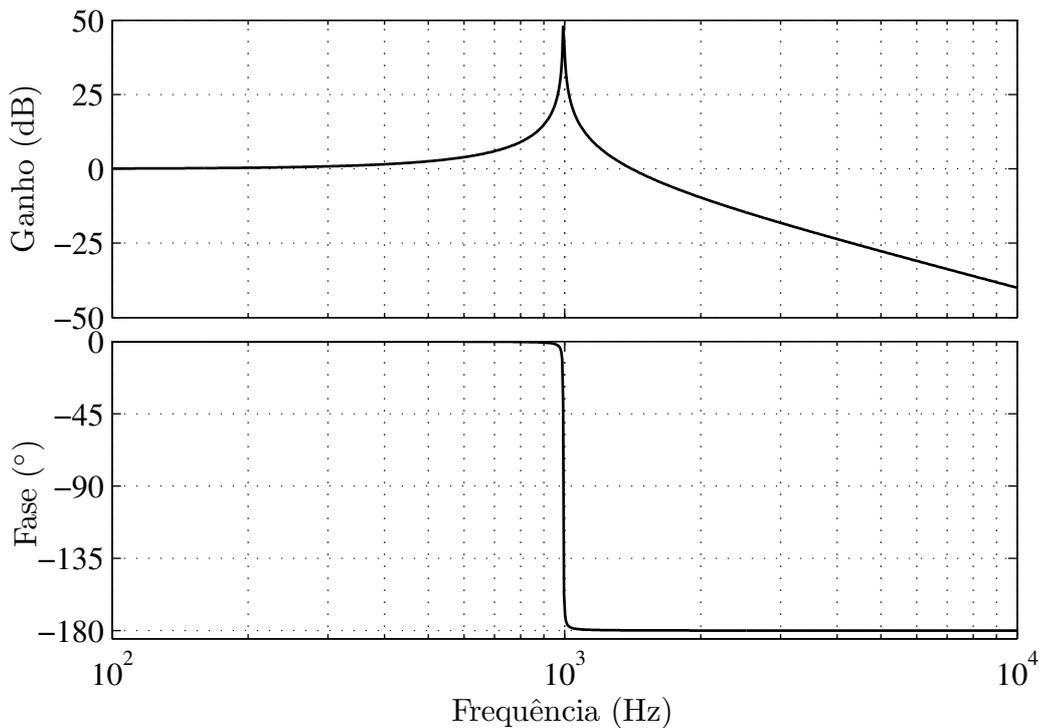


Figura 4.18: Resposta em frequência do filtro passa-baixa RLC.

Para exemplificar o comportamento do filtro passa-baixa de segunda ordem, as curvas da fig. 4.18 apresentam a resposta em frequência para um filtro com frequência de corte de 1kHz. É mostrado o ganho do filtro e a fase do sinal de entrada, tanto para o filtro do conversor VSC quanto do CSC, que possuem a mesma característica.

4.9 Conclusão

Foi visto que o conversor estático é o dispositivo responsável por converter um sinal elétrico de uma forma para outra, onde as formas de onda dos sinais de entrada e saída do conversor podem ser tanto alternadas quanto contínuas. Foram apresentados os diversos tipos possíveis de conversão estática de energia que utilizam sistema com variáveis senoidais.

Foi apresentado um estudo do elemento básico que compõe o VSC e o CSC, visando sua generalização para conversores com k fases, contemplando a modulação, modo de conversão e os diversos dispositivos que formam os conversores.

5

Potência Monofásica no Conversor e sua Compensação

5.1 Introdução

Diferentemente da potência observada em uma carga trifásica, que apresenta o seu valor constante ao longo do tempo, sem oscilação, a potência em uma carga monofásica apresenta uma componente oscilante intrínseca que será mostrada a seguir.

Considerando uma carga alimentada por uma fonte monofásica alternada com tensão $v(t)$ e corrente $i(t)$ dadas como sendo:

$$v(t) = V \operatorname{sen}(\omega t) \quad (5.1)$$

$$i(t) = I \operatorname{sen}(\omega t - \phi) \quad (5.2)$$

onde $v(t)$ é a tensão no tempo, $i(t)$ é a corrente no tempo, V é a amplitude da tensão v , I é a amplitude da corrente i , ω é a frequência do sinal em rad/s e ϕ é a defasagem entre a tensão v e a corrente i em radianos.

A potência na carga é dada como sendo:

$$p(t) = v(t)i(t) \quad (5.3)$$

Substituindo-se (5.1) e (5.2) em (5.3), tem-se:

$$p(t) = VI \operatorname{sen}(\omega t) \operatorname{sen}(\omega t - \phi) \quad (5.4)$$

Considerando a relação trigonométrica mostrada a seguir, tem-se que:

$$\cos(A + B) = \cos(A) \cos(B) - \operatorname{sen}(A) \operatorname{sen}(B) \quad (5.5)$$

$$\cos(A - B) = \cos(A) \cos(B) + \operatorname{sen}(A) \operatorname{sen}(B) \quad (5.6)$$

Subtraíndo-se (5.6) de (5.5), tem-se:

$$\begin{aligned} \cos(A + B) - \cos(A - B) &= -2 \operatorname{sen}(A) \operatorname{sen}(B) \\ \operatorname{sen}(A) \operatorname{sen}(B) &= \frac{1}{2} (\cos(A - B) - \cos(A + B)) \end{aligned} \quad (5.7)$$

Fazendo $A = \omega t$ e $B = \omega t - \phi$, e os substituindo em (5.7), tem-se:

$$\operatorname{sen}(\omega t) \operatorname{sen}(\omega t - \phi) = \frac{1}{2} (\cos(\phi) - \cos(2\omega t - \phi)) \quad (5.8)$$

Substituindo-se (5.8) em (5.4), tem-se que a potência monofásica pode ser representada matematicamente como sendo:

$$\begin{aligned} p(t) &= \frac{VI}{2} (\cos(\phi) - \cos(2\omega t - \phi)) \\ p(t) &= \underbrace{\frac{VI}{2} \cos(\phi)}_{\text{Potência CC}} - \underbrace{\frac{VI}{2} \cos(2\omega t - \phi)}_{\text{Potência CA}} \end{aligned} \quad (5.9)$$

Assim, a potência monofásica em uma carga é formada por uma componente constante, p_{CC} , que representa a potência média (RMS), e uma componente oscilante, p_{CA} .

$$p_{CC} = \frac{VI}{2} \cos(\phi) \quad (5.10)$$

$$p_{CA} = -\frac{VI}{2} \cos(2\omega t - \phi) \quad (5.11)$$

Para exemplificar o comportamento da potência oscilatória gerada por um sistema de variáveis senoidais monofásico, na fig. 5.1 é mostrada a tensão, a corrente e a potência gerada quando se tem uma tensão v com $V = 100\text{V}$ e a corrente i com $I = 10\text{A}$, com frequência de $\omega = 2\pi 50\text{rad/s}$, fase $\phi = 0$. A partir da equação (5.9), é observada uma potência com valor médio de 500W e picos de 1000W .

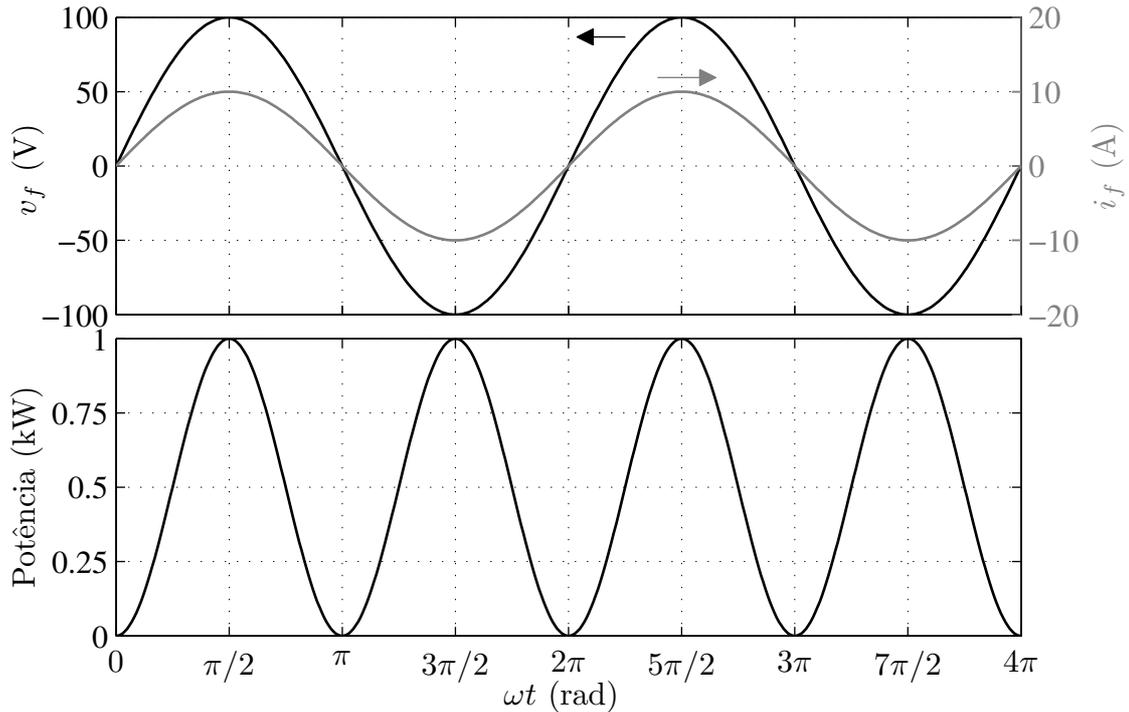


Figura 5.1: Exemplo da potência monofásica.

5.2 Compensação da potência oscilatória no conversor monofásico

Como foi observado na seção anterior, na potência monofásica existe uma componente oscilatória que se propaga através do conversor fazendo com que apareçam componentes senoidais indesejadas, tanto na corrente quanto na tensão, no lado CC do conversor. Para eliminar a oscilação de potência no lado CC do conversor, foi inserido ao conversor monofásico tradicional o compensador de oscilação da potência mostrado na fig. 5.2. Este compensador injeta a potência senoidal exigida pelo conversor monofásico, fazendo, assim, a compensação da potência oscilatória, eliminando a oscilação senoidal e mantendo a potência no lado CC completamente contínua.

O conversor monofásico tradicional é formado pelas chaves s_1 - s_4 . Ao conversor monofásico tradicional é inserido um braço adicional, formado pelas chaves s_5 e s_6 e um elemento acumulador de energia reativa formado pelo bloco “Acu.” mostrado na fig. 5.2. Este conversor adicional (compensador) compartilha um braço com o conversor tradicional, braço esse formado pelas chaves s_2 e s_4 .

Na fig. 4.3 é mostrada a legenda para os dispositivos que compõem o conversor mostrado

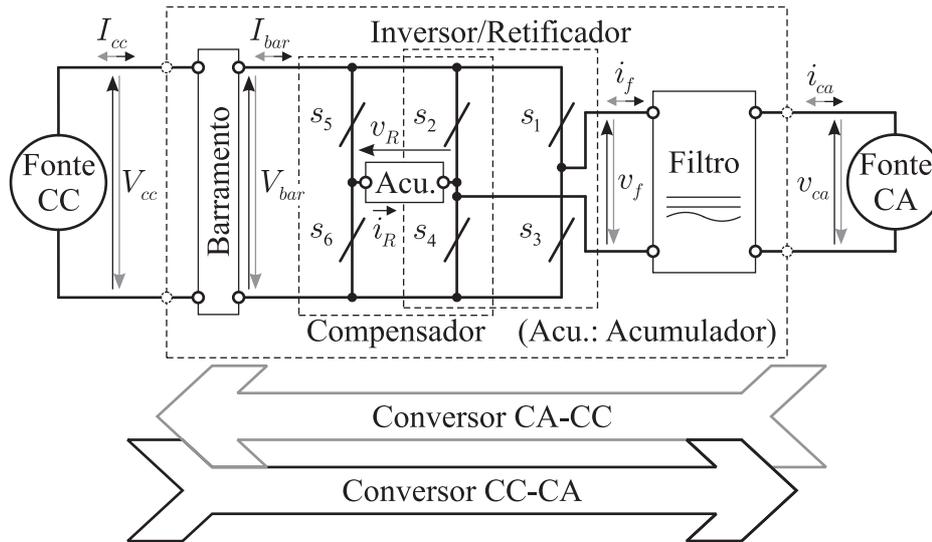


Figura 5.2: Conversor monofásico generalizado com compensação da potência oscilatória.

na fig. 5.2. O elemento acumulador de energia reativa do compensador será formado por um indutor, para o caso do VSC, e um capacitor, para o caso do CSC. Este elemento é responsável por fornecer ou absorver a potência oscilatória exigida pelo conversor monofásico, sem que haja dissipação de potência no compensador.

5.3 Funcionamento do conversor monofásico com compensação da potência oscilatória

Para a operação do compensador é necessário estabelecer uma condição de funcionamento: o compensador deve operar com valores de tensão e corrente senoidais cuja frequência dos sinais é a mesma do sinal do lado CA, ou seja, ω . Tendo esta condição satisfeita, o conversor monofásico com compensação da potência oscilatória funcionará da forma que será descrita adiante.

Os valores de tensão e corrente envolvidos no conversor monofásico com compensação da potência oscilatória mostrado na fig. 5.2 são os seguintes:

$$v_f(t) = V_f \text{sen}(\omega t) \quad (5.12)$$

$$i_f(t) = I_f \text{sen}(\omega t - \phi) \quad (5.13)$$

$$v_R(t) = V_R \text{sen}(\omega t + \alpha) \quad (5.14)$$

$$i_R(t) = I_R \text{sen}(\omega t + \alpha \pm \pi/2) \quad (5.15)$$

onde $v_f(t)$ é a tensão CA do conversor monofásico no tempo, $i_f(t)$ é a corrente CA do conversor no tempo, V_f é a amplitude da tensão v_f , I_f é a amplitude da corrente i_f , $v_R(t)$ é a tensão sobre o acumulador do compensador no tempo, $i_R(t)$ é a corrente no acumulador do compensador no tempo, V_R é a amplitude da tensão v_R , I_R é a amplitude da corrente i_R , ω é a frequência dos sinais em rad/s, ϕ é a defasagem entre a tensão v_f e a corrente i_f em radianos, e α é a defasagem entre a tensão v_f e v_R em radianos, já $\pm\pi/2$ representa a defasagem entre a corrente i_R , no acumulador, em relação à tensão v_R em radianos. No caso do VSC a defasagem entre i_R e v_R é de $-\pi/2$ rad, pois é utilizado um indutor como acumulador, já no caso do CSC essa defasagem é de $+\pi/2$ rad, pois é utilizado um capacitor como acumulador.

Como todas as variáveis são em função do tempo, nas equações que se seguirão, o termo “(t)” que descreve a função tempo das equações será omitido.

A potência do lado CA do conversor monofásico convencional é dada por:

$$p_f = v_f i_f \quad (5.16)$$

Substituindo-se as equações (5.12) e (5.13) em (5.16), tem-se que:

$$p_f = V_f I_f \sin(\omega t) \sin(\omega t - \phi) \quad (5.17)$$

Fazendo, na equação (5.7), $A = \omega t$ e $B = \omega t - \phi$, e substituindo o resultado na equação (5.17), tem-se que a potência no conversor monofásico pode ser representada matematicamente como sendo:

$$p_f = \frac{V_f I_f}{2} \cos(\phi) - \frac{V_f I_f}{2} \cos(2\omega t - \phi) \quad (5.18)$$

Como já foi mencionado antes, a potência monofásica do conversor é formada por uma componente constante, $p_{f_{CC}}$, que representa a potência média (RMS), e uma componente oscilatória, $p_{f_{CA}}$. Assim, $p_f = p_{f_{CC}} + p_{f_{CA}}$, onde:

$$p_{f_{CC}} = \frac{V_f I_f}{2} \cos(\phi) \quad (5.19)$$

$$p_{f_{CA}} = -\frac{V_f I_f}{2} \cos(2\omega t - \phi) \quad (5.20)$$

Já a potência do lado CA do compensador será dada por:

$$p_R = v_R i_R \quad (5.21)$$

Substituindo-se as equações (5.14) e (5.15) em (5.21), tem-se que:

$$p_R = V_R I_R \sin(\omega t + \alpha) \sin(\omega t + \alpha \pm \pi/2) \quad (5.22)$$

Fazendo, na equação (5.7), $A = \omega t + \alpha$ e $B = \omega t + \alpha \pm \pi/2$, tem-se:

$$\sin(\omega t + \alpha) \sin(\omega t + \alpha \pm \pi/2) = \frac{1}{2} (\cos(\pm\pi/2) - \cos(2(\omega t + \alpha) \pm \pi/2)) \quad (5.23)$$

Substituindo-se (5.23) em (5.22), tem-se que a potência no compensador pode ser representada matematicamente como sendo:

$$p_R = -\frac{V_R I_R}{2} \cos(2(\omega t + \alpha) \pm \pi/2) \quad (5.24)$$

A equação (5.24) mostra que a potência do compensador possui apenas a componente oscilatória, devido à característica puramente reativa da carga acoplada ao compensador. Isso prova que este compensador poderá eliminar a potência oscilatória observada na equação (5.18), como será visto a seguir.

A potência do barramento do conversor é dada por:

$$P_{bar} = V_{bar} I_{bar} \quad (5.25)$$

No VSC, modelado no esquema da fig. 4.8, como a tensão do barramento é compartilhada pelo conversor monofásico e pelo compensador, os fluxos de potência do conversor podem ser representados como fontes de corrente ligadas em paralelo. Já no CSC, cujo funcionamento é modelado no esquema da fig. 4.11, tanto o conversor monofásico quanto o compensador é transpassado pela corrente do barramento, isso faz com que os fluxos de potência sejam modelados como fontes de tensão ligadas em série. Com essas observações feitas, os fluxos de potência nos diversos conversores monofásicos com compensação da potência oscilatória são mostrados na fig. 5.3.

Nos conversores CA-CC, figs. 5.3(a) e 5.3(c), os sentidos dos fluxos de potência indicam que as fontes p_f são sorvedouras de potência, já as fontes P_{bar} absorvem a potência, enquanto que as fontes p_R absorvem a potência necessária para a compensação da oscilação. Enquanto que nos conversores CC-CA, figs. 5.3(b) e 5.3(d), os sentidos dos fluxos de potência indicam que as fontes P_{bar} são sorvedouras de potência, já as fontes p_f absorvem a potência, enquanto que as fontes p_R absorvem a potência necessária para a compensação da oscilação.

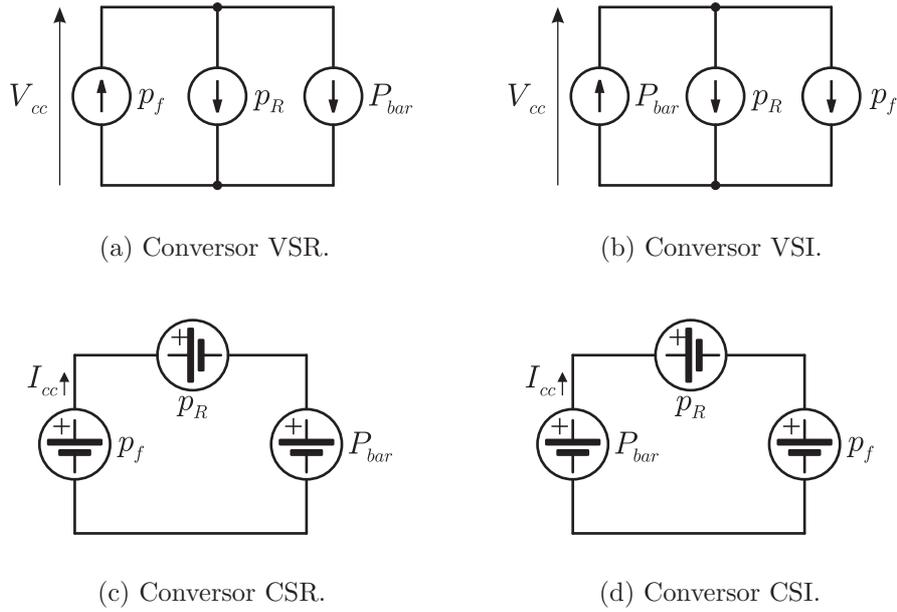


Figura 5.3: Fluxo de potência no conversor monofásico com compensação da potência oscilatória.

5.3.1 Conversor CA-CC

A partir das figs. 5.3(a) e 5.3(c), o balanço de potência nos conversores CA-CC pode ser calculado como sendo:

$$\begin{aligned}
 P_{bar} + p_R - p_f &= 0 \\
 P_{bar} &= p_f - p_R
 \end{aligned}
 \tag{5.26}$$

A compensação da potência oscilatória será dada da forma que se segue.

Na equação (5.26), a potência do conversor monofásico, p_f , é composta pela componente contínua e alternada, ou seja:

$$P_{bar} = p_{f_{CC}} + p_{f_{CA}} - p_R
 \tag{5.27}$$

onde os valores de $p_{f_{CC}}$, $p_{f_{CA}}$ e p_R são mostrados nas equações (5.19), (5.20) e (5.24), respectivamente.

Para eliminar a propagação da potência oscilatória no barramento CC, a potência CA no barramento deve ser nula, com isso, a partir da equação (5.27), é definido que a condição

para se obter potência oscilatória nula nos conversores CA-CC será:

$$\begin{aligned} p_{f_{CA}} - p_R &= 0 \\ p_{f_{CA}} &= p_R \end{aligned} \quad (5.28)$$

Substituindo-se as equações (5.20) e (5.24) em (5.28), tem-se que:

$$\frac{V_f I_f}{2} \cos(2\omega t - \phi) = \frac{V_R I_R}{2} \cos(2(\omega t + \alpha) \pm \pi/2) \quad (5.29)$$

Para que a relação matemática mostrada na equação (5.29) seja satisfeita, os termos que a compõem devem possuir os seguintes valores.

A amplitude das equações deve ser:

$$V_f I_f = V_R I_R \quad (5.30)$$

Já a relação trigonométrica deve ser:

$$\cos(2\omega t - \phi) = \cos(2(\omega t + \alpha) \pm \pi/2) \quad (5.31)$$

Para que a relação mostrada na equação (5.31) seja verdadeira, deve-se ter:

$$\begin{aligned} 2\omega t - \phi &= 2(\omega t + \alpha) \pm \pi/2 \\ \alpha &= -\frac{1}{2} \left(\phi \pm \frac{\pi}{2} \right) \end{aligned} \quad (5.32)$$

Na equação (5.32), o ângulo de defasagem, representado por $\pm\pi/2$, é definido como sendo $-\pi/2$ para o VSC e $+\pi/2$ para o CSC.

Na fig. 5.4 são mostradas as variáveis de tensão, corrente e potência envolvidas no VSR com compensação da potência oscilatória, onde $\alpha = +\pi/4$, pois $\phi = 0$. Já na fig. 5.5 são mostradas as variáveis de tensão, corrente e potência envolvidas no CSR com compensação da potência oscilatória, onde $\alpha = -\pi/4$. É possível observar nas figs. 5.4 e 5.5 que a potência no barramento, P_{bar} , é contínua, pois foi compensada pelo conversor. Isso ocorre pois há uma troca de potência entre o conversor convencional, p_f , e o compensador, p_R , fazendo com que a potência no barramento seja sempre constante.

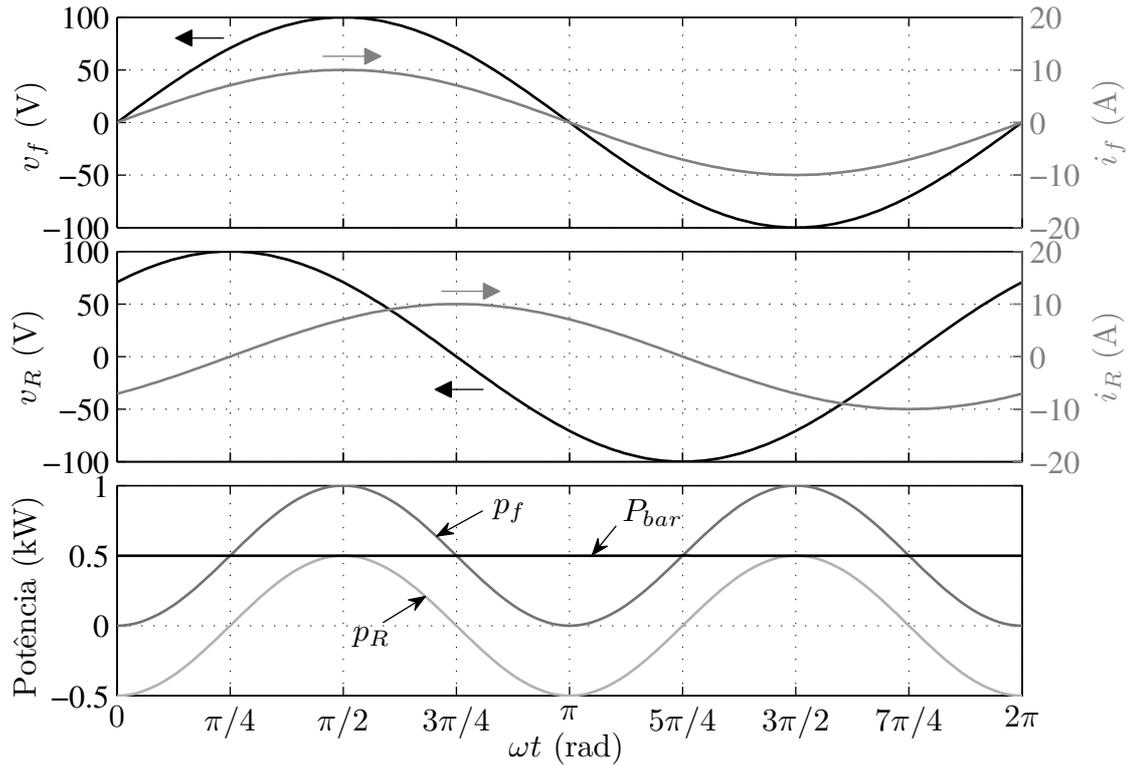


Figura 5.4: Variáveis no VSR.

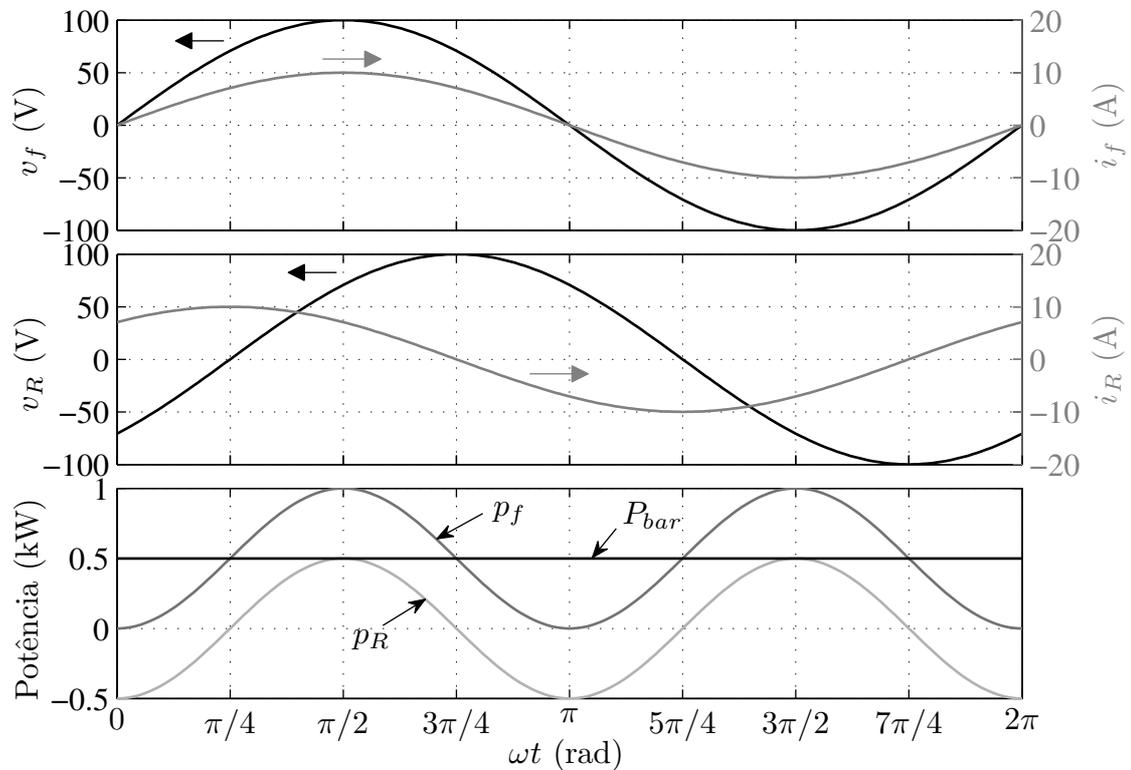


Figura 5.5: Variáveis no CSR.

5.3.2 Conversor CC-CA

Já nos conversores CC-CA, a partir das figs. 5.3(b) e 5.3(d), o balanço de potência nos conversores pode ser calculado como sendo:

$$\begin{aligned} P_{bar} - p_R - p_f &= 0 \\ P_{bar} &= p_f + p_R \end{aligned} \quad (5.33)$$

A compensação da potência oscilatória será dada da mesma forma que foi observada nos conversores CA-CC.

Na equação (5.33), a potência do conversor monofásico, p_f , é composta pela componente contínua e alternada, ou seja:

$$P_{bar} = p_{f_{CC}} + p_{f_{CA}} + p_R \quad (5.34)$$

onde os valores de $p_{f_{CC}}$, $p_{f_{CA}}$ e p_R são mostrados nas equações (5.19), (5.20) e (5.24), respectivamente.

Para eliminar a propagação da potência oscilatória no barramento CC, a potência CA no barramento deve ser nula, com isso, a partir da equação (5.34), é definido que a condição para se obter potência oscilatória nula nos conversores CC-CA será:

$$\begin{aligned} p_{f_{CA}} + p_R &= 0 \\ p_{f_{CA}} &= -p_R \end{aligned} \quad (5.35)$$

Substituindo-se as equações (5.20) e (5.24) em (5.35), tem-se que:

$$\frac{V_f I_f}{2} \cos(2\omega t - \phi) = -\frac{V_R I_R}{2} \cos(2(\omega t + \alpha) \pm \pi/2) \quad (5.36)$$

Para que a relação matemática mostrada na equação (5.36) seja satisfeita, os termos que a compõem devem possuir os seguintes valores.

A amplitude das duas equações deve ser:

$$V_f I_f = V_R I_R \quad (5.37)$$

Já a relação trigonométrica deve ser:

$$\begin{aligned} \cos(2\omega t - \phi) &= -\cos(2(\omega t + \alpha) \pm \pi/2) \\ \cos(2\omega t - \phi) &= \cos(2(\omega t + \alpha) \pm \pi/2 + \pi) \end{aligned} \quad (5.38)$$

Para que a relação mostrada na equação (5.38) seja verdadeira, deve-se ter:

$$\begin{aligned} 2\omega t - \phi &= 2(\omega t + \alpha) \pm \pi/2 + \pi \\ \alpha &= -\frac{1}{2} \left(\phi \pm \frac{\pi}{2} + \pi \right) \end{aligned} \quad (5.39)$$

Na equação (5.39), o ângulo de defasagem, representado por $\pm\pi/2$, é definido como sendo $-\pi/2$ para o VSC e $+\pi/2$ para o CSC.

Na fig. 5.6 são mostradas as variáveis de tensão, corrente e potência envolvidas no VSI com compensação da potência oscilatória, onde $\alpha = -\pi/4$, para $\phi = 0$. Já na fig. 5.7 são mostradas as variáveis de tensão, corrente e potência envolvidas no CSI com compensação da potência oscilatória, onde $\alpha = -3\pi/4$. É possível observar nas figs. 5.6 e 5.7 que a potência no barramento, P_{bar} , é contínua, pois foi compensada pelo conversor. Isso ocorre pois há uma troca de potência entre o conversor convencional, p_f , e o compensador, p_R , fazendo com que apenas a potência média (RMS) seja observada pelo barramento, tornando-a sempre constante.

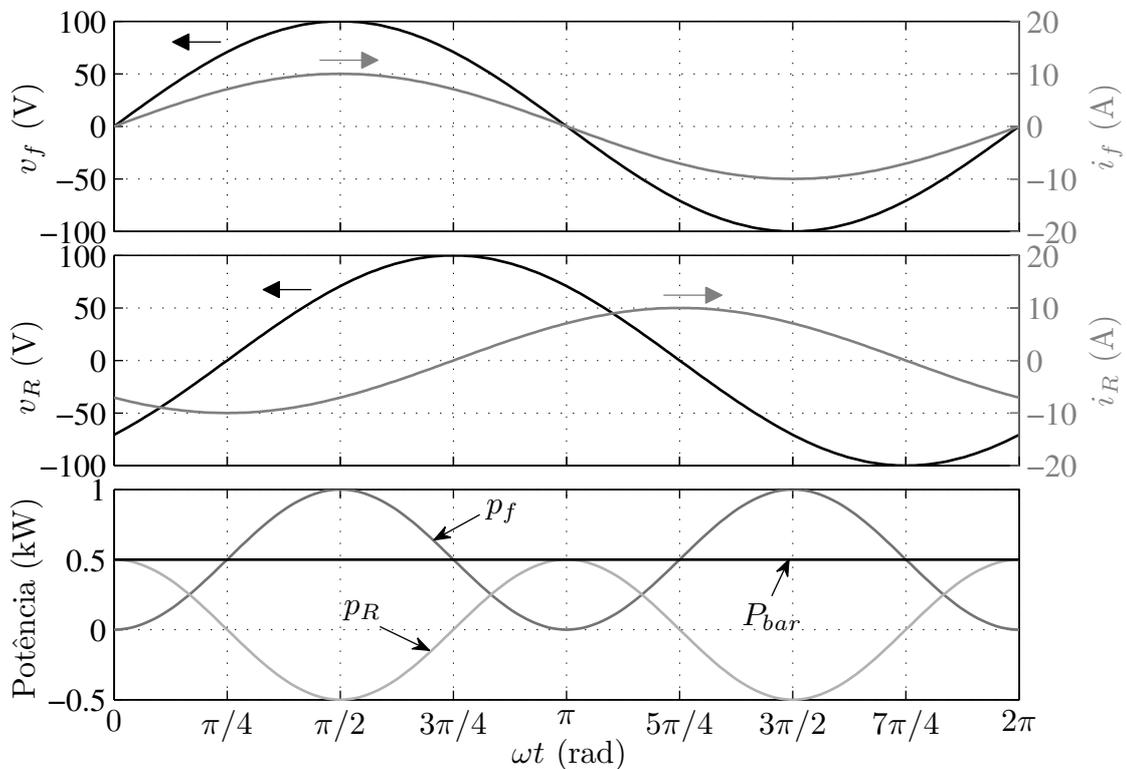


Figura 5.6: Variáveis no VSI.

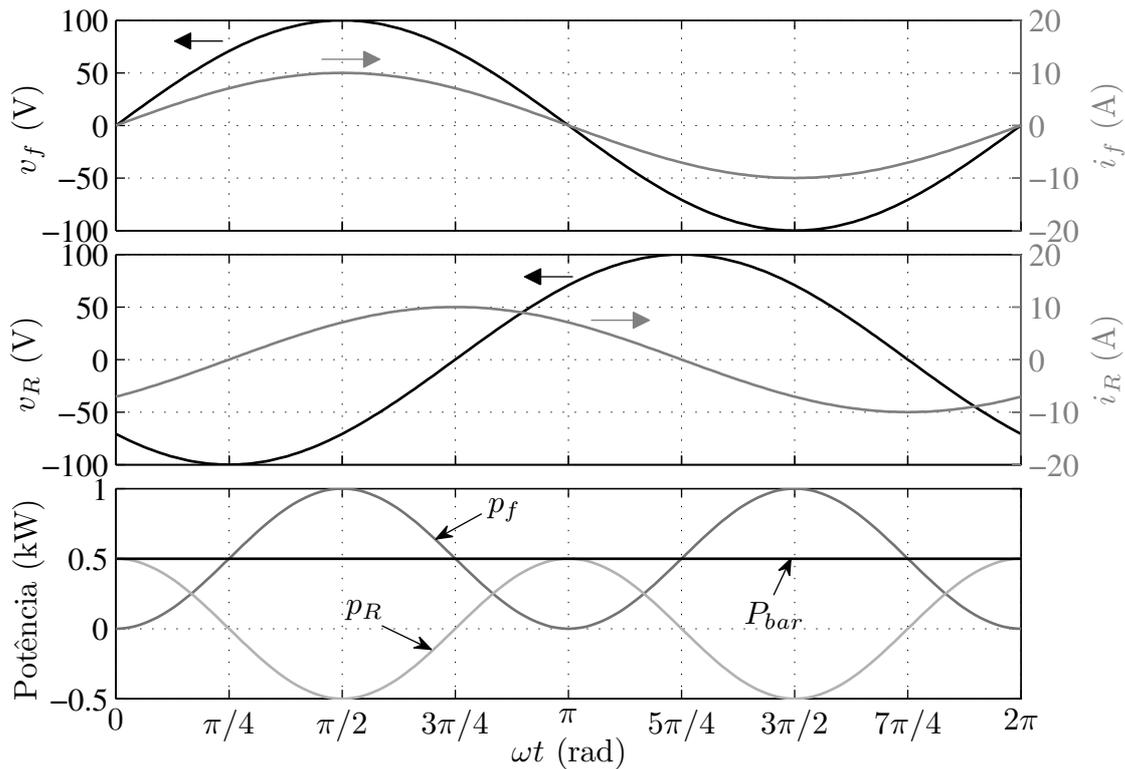


Figura 5.7: Variáveis no CSI.

5.4 Resultado experimental da potência oscilatória em um conversor monofásico comercial

Para exemplificar a existência da potência oscilatória nos conversores monofásicos comercializados no mercado, nas figs. 5.8 e 5.9 são mostradas a potência monofásica observada em um conversor CC-CA monofásico de marca Power Master modelo PM-1200L-121EN com valores nominais de 12V de tensão de entrada, 110Vrms de tensão de saída, frequência de 60Hz e potência nominal de 1200W. Este conversor é produzido para funcionar com baterias eletroquímicas como fonte de energia no lado CC.

Neste ensaio foi utilizada uma carga resistiva na saída do conversor com potência média de 461,07W, fig. 5.9(baixo). Na entrada do conversor foi observada uma potência média de 512,94W, fig. 5.8(baixo), o que define uma eficiência 89,89% do conversor. Na fig. 5.8 é observada a oscilação de potência na entrada do conversor. Como a tensão é mantida constante pela bateria, a potência oscilatória é refletida na corrente de entrada.

Este conversor possui potência nominal de 1200W e tensão de entrada de 12V, o que gera na entrada uma corrente nominal média de 100A. Devido à oscilação de potência, a

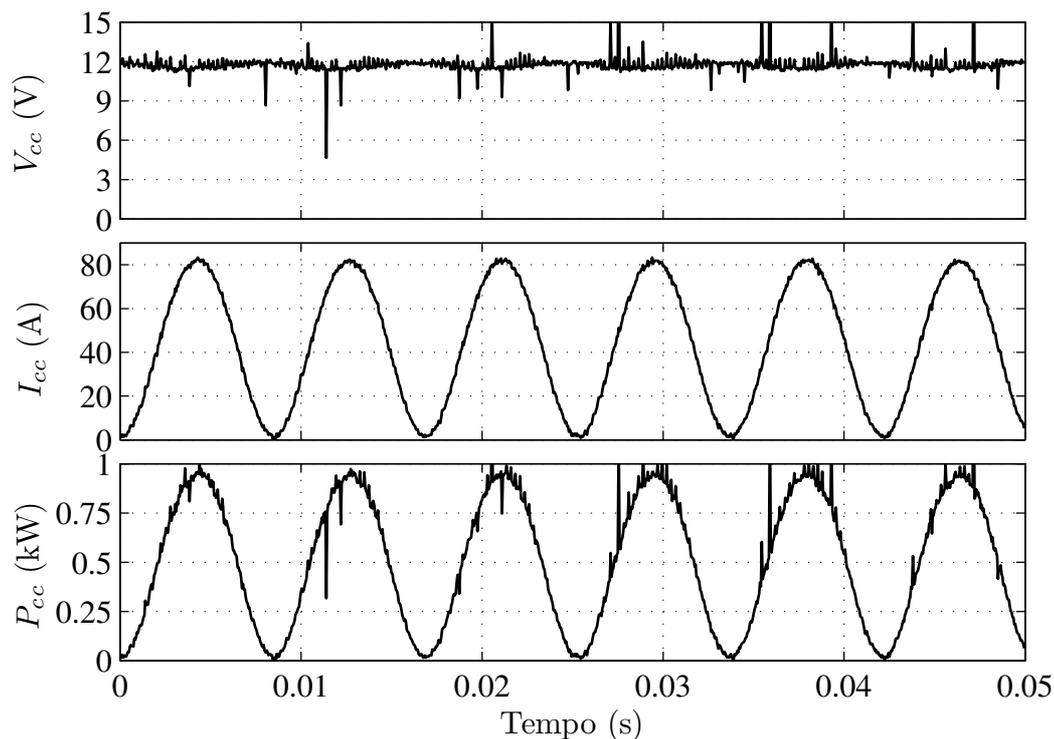


Figura 5.8: Resultado experimental para as variáveis de entrada do conversor comercial, onde V_{cc} é a tensão de entrada (V), I_{cc} é a corrente de entrada (A) e P_{cc} é a potência de entrada (W).

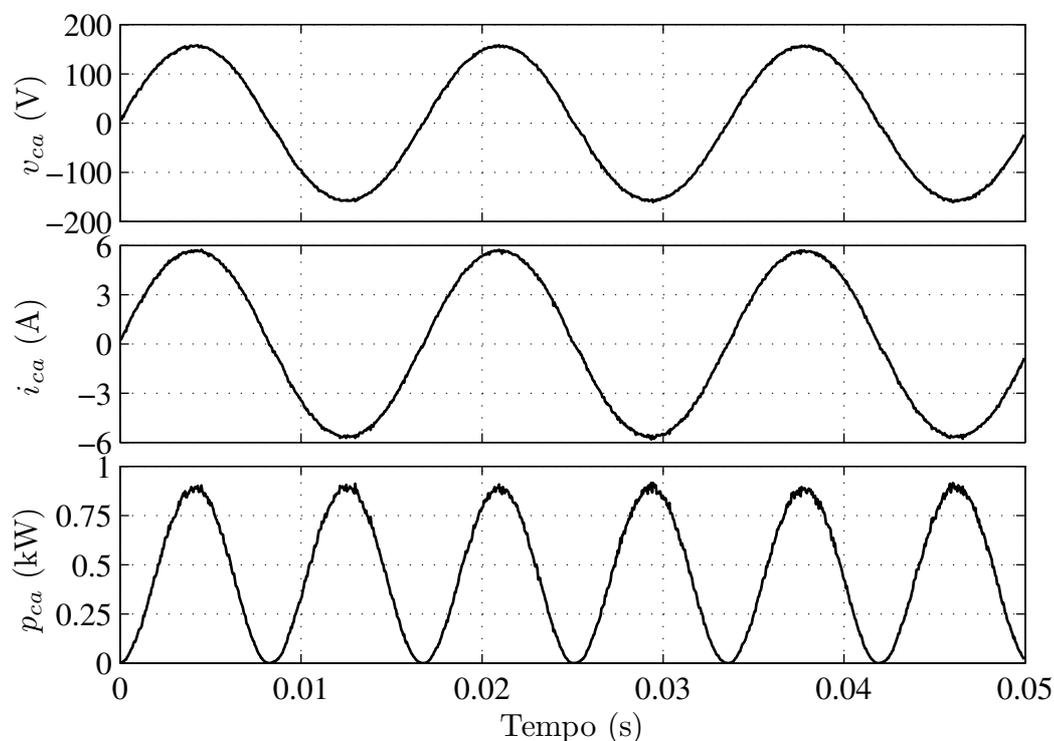


Figura 5.9: Resultado experimental para as variáveis de saída do conversor comercial, onde v_{ca} é a tensão de saída (V), i_{ca} é a corrente de saída (A) e p_{ca} é a potência de saída (W).

corrente máxima alcança picos de 200A.

Em (Lacressonniere et al., 2005) é dito que esta corrente senoidal no lado CC do conversor pode criar algumas perturbações no comportamento eletroquímico da bateria chumbo-ácido, essa perturbação provoca um aumento na temperatura da bateria comparada a uma carga com corrente constante. Isso faz com que a vida útil da bateria seja reduzida. Isso também exige que as bitolas dos condutores sejam maiores, devido ao fato da corrente eficaz ser maior que o seu valor médio.

5.5 Conclusão

Foi observado que na potência monofásica existe uma componente oscilatória que se propaga através do conversor fazendo com que apareçam componentes senoidais indesejadas, tanto na corrente quanto na tensão, no lado CC do conversor. Para eliminar a oscilação de potência no lado CC do conversor, foi inserido ao conversor monofásico tradicional o compensador de oscilação da potência. Este compensador injeta a potência senoidal exigida pelo conversor monofásico, fazendo, assim, a compensação da potência oscilatória, eliminando a oscilação senoidal e mantendo a potência no lado CC completamente contínua. Este conversor adicional (compensador) compartilha um braço com o conversor tradicional, reduzindo o acréscimo de dispositivos ao conversor tradicional.

Foi mostrado como deve ser feita a compensação da potência oscilatória nos conversores monofásicos operando no modo retificador ou inversor. Também foram mostrados resultados experimentais de um VSI comercial que comprovam a existência e o prejuízo acarretado pela potência oscilatória em sinais cujos valores deveriam ser contínuos.

6

Compensação da Potência Oscilatória no VSC

6.1 Introdução

Neste capítulo será discutido como compensar a potência oscilatória no barramento CC de um VSC monofásico, operando tanto como VSR quanto VSI, bem como na sua operação como conversor CA-CC-CA, chamado VSR-VSI. Como neste conversor a tensão no barramento deve se manter constante, a potência oscilatória monofásica será refletida na corrente do barramento que, conseqüentemente, irá gerar oscilação na tensão do capacitor do barramento. Com isso, a potência oscilatória será compensada eliminando-se a corrente oscilatória no barramento CC do conversor.

6.2 Configuração do conversor

Como foi mostrado no capítulo 5, ao conversor monofásico convencional é inserido um braço de conversor adicional e um elemento acumulador de energia para que, assim, seja formado o compensador da potência oscilatória no lado CC do conversor, este novo conversor, generalizado, foi mostrado na fig. 5.2. Para montar o VSC com compensação da potência oscilatória, deve-se utilizar a configuração básica do VSC mostrada na fig. 4.9. Para o caso do VSC, o elemento acumulador de energia será um indutor. Este VSC monofásico com compensação da potência oscilatória no barramento CC é apresentado na fig. 6.1.

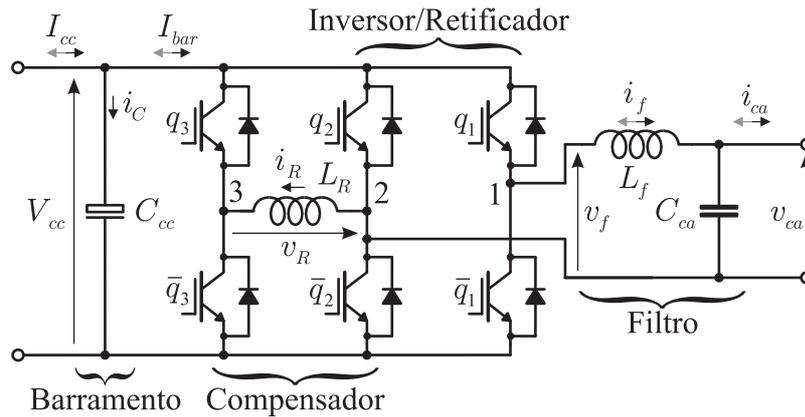


Figura 6.1: Circuito do VSC monofásico com compensador da potência oscilatória.

Como pode ser visto na fig. 6.1, o fluxo de potência no conversor é bidirecional, onde essa bidirecionalidade é representada pelos duplos sentidos das correntes I_{cc} , I_{bar} , i_f e i_{ca} . São os sentidos destas correntes que determinam o modo de operação do conversor: caso seja assumida que as correntes fluam da direita para a esquerda da figura, seta cinza, o conversor opera como VSR; caso seja assumida que as correntes fluam da esquerda para a direita da figura, seta preta, o conversor opera como VSI.

Neste novo conversor, fig. 6.1, proposto por (Shimizu et al., 2000), o conversor monofásico convencional é formado pelas chaves q_1 e \bar{q}_1 , que compõem o braço da fase 1, pelas chaves q_2 e \bar{q}_2 , que compõem o braço da fase 2, pelo capacitor do barramento C_{cc} e pelo filtro LC formado pelo capacitor C_{ca} e pelo indutor L_f . Já o conversor de compensação é composto pelo braço adicional formado pelas chaves q_3 e \bar{q}_3 , o qual é referenciado à fase 3, e o indutor L_R , que é o elemento acumulador de energia. A inserção deste compensador ao conversor monofásico convencional fará com que a capacitância do capacitor do barramento, C_{cc} , seja menor porque este capacitor é usado apenas para filtrar a corrente chaveada de alta frequência, pois a corrente de baixa frequência exigida pelo conversor monofásico será fornecida pelo compensador através do indutor L_R .

6.2.1 Funcionamento

Como foi dito, no VSC a tensão no barramento deve se manter constante, com isso, a potência monofásica será refletida na corrente do barramento. Assim, a análise da compensação da potência no VSC é feita através do estudo do comportamento das correntes geradas pelos

conversores no barramento.

Na fig. 6.2 são mostrados os dois conversores separadamente, onde o circuito da fig. 6.2(a) representa o conversor monofásico convencional, onde a corrente i_f é a corrente do lado CA e I_{osc} é a corrente oscilatória do barramento gerada pelo conversor monofásico convencional. Já na fig. 6.2(b) é representado o circuito do compensador, onde a corrente i_R é a corrente de redução no indutor L_R e i_c é a corrente do barramento de compensação gerada pelo conversor compensador.

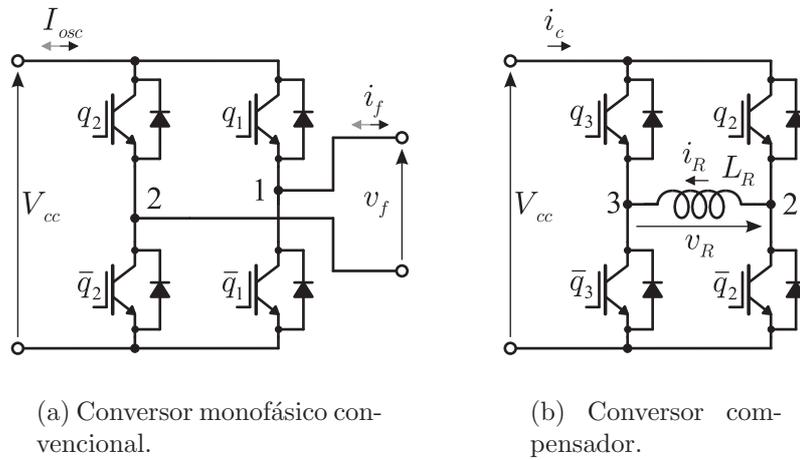


Figura 6.2: Partes do VSC monofásico com compensação da potência oscilatória.

Nos conversores mostrados na fig. 6.2 devem ser geradas tensões e correntes senoidais, devido às condições estabelecidas na seção 5.3. Desta forma, as tensões e correntes geradas no lado CA do conversor devem possuir as mesmas características de amplitude, fase e frequência mostradas nas equações (5.12)-(5.15). Assim, para ratificar, as equações que descrevem as formas de onda dos sinais do lado CA do conversor são:

$$v_f = V_f \text{sen}(\omega t) \quad (6.1)$$

$$i_f = I_f \text{sen}(\omega t - \phi) \quad (6.2)$$

$$v_R = V_R \text{sen}(\omega t + \alpha) \quad (6.3)$$

$$i_R = I_R \text{sen}(\omega t + \alpha - \pi/2) \quad (6.4)$$

onde a defasagem entre a corrente i_R , no indutor L_R , em relação à tensão v_R , para o caso do VSC, é de $-\pi/2$ radianos, mostrada na equação (6.4).

A partir da equação (4.1), a tensão do lado CA do conversor monofásico, em um período de chaveamento T , será definida como sendo:

$$\begin{aligned}
 v_f &= v_{12} \\
 v_f &= v_{10} - v_{20} \\
 v_f &= \left(\frac{t_1}{T} - \frac{1}{2}\right) V_{cc} - \left(\frac{t_2}{T} - \frac{1}{2}\right) V_{cc} \\
 v_f &= \left(\frac{t_1}{T} - \frac{t_2}{T}\right) V_{cc} \\
 v_f &= (D_1 - D_2)V_{cc}
 \end{aligned} \tag{6.5}$$

onde $D_1 = t_1/T$ e $D_2 = t_2/T$ são os ciclos de trabalho dos braços 1 e 2, respectivamente.

A corrente I_{osc} no conversor monofásico é determinada a partir da equação (4.2), assim, tem-se que:

$$\begin{aligned}
 I_{osc} &= D_1 i_f + D_2 (-i_f) \\
 I_{osc} &= (D_1 - D_2) i_f
 \end{aligned} \tag{6.6}$$

Substituindo-se (6.1) em (6.5), tem-se:

$$\begin{aligned}
 V_f \text{sen}(\omega t) &= (D_1 - D_2) V_{cc} \\
 (D_1 - D_2) &= \frac{V_f}{V_{cc}} \text{sen}(\omega t)
 \end{aligned} \tag{6.7}$$

Substituindo-se (6.2) em (6.6), tem-se:

$$I_{osc} = (D_1 - D_2) I_f \text{sen}(\omega t - \phi) \tag{6.8}$$

Substituindo-se (6.7) em (6.8), tem-se:

$$I_{osc} = \frac{V_f}{V_{cc}} I_f \text{sen}(\omega t) \text{sen}(\omega t - \phi) \tag{6.9}$$

onde pode-se representar $\lambda_f = V_f/V_{cc}$, onde λ_f é o índice de modulação do conversor monofásico.

Usando as mesmas relações trigonométricas mostradas no capítulo 5, a corrente do barramento gerada pelo conversor monofásico, mostrada na equação (6.9), pode ser representada como sendo:

$$I_{osc} = \lambda_f \frac{I_f}{2} (\cos(\phi) - \cos(2\omega t - \phi))$$

$$I_{osc} = \frac{\lambda_f I_f}{2} \cos(\phi) - \frac{\lambda_f I_f}{2} \cos(2\omega t - \phi) \quad (6.10)$$

A partir da equação (6.10), pode ser visto que a corrente do conversor monofásico refletida ao barramento CC possui uma componente CC e uma CA, definida como sendo:

$$I_{osc} = I'_{cc} + i'_{ca} \quad (6.11)$$

onde

$$I'_{cc} = \frac{\lambda_f I_f}{2} \cos(\phi) \quad (6.12)$$

$$i'_{ca} = -\frac{\lambda_f I_f}{2} \cos(2\omega t - \phi) \quad (6.13)$$

Da mesma forma, a tensão do lado CA do conversor compensador, em um período de chaveamento T , será definida como sendo:

$$\begin{aligned} v_R &= v_{23} \\ v_R &= v_{20} - v_{30} \\ v_R &= \left(\frac{t_2}{T} - \frac{t_3}{T} \right) V_{cc} \\ v_R &= (D_2 - D_3)V_{cc} \end{aligned} \quad (6.14)$$

onde $D_3 = t_3/T$ é o ciclo de trabalho do braço 3.

Já a corrente i_c no conversor compensador será dada por:

$$\begin{aligned} i_c &= D_2 i_R + D_3 (-i_R) \\ i_c &= (D_2 - D_3) i_R \end{aligned} \quad (6.15)$$

Substituindo-se (6.3) em (6.14), tem-se:

$$\begin{aligned} V_R \sin(\omega t + \alpha) &= (D_2 - D_3) V_{cc} \\ (D_2 - D_3) &= \frac{V_R}{V_{cc}} \sin(\omega t + \alpha) \end{aligned} \quad (6.16)$$

Substituindo-se (6.4) em (6.15), tem-se:

$$i_c = (D_2 - D_3) I_R \sin(\omega t + \alpha - \pi/2) \quad (6.17)$$

Substituindo-se (6.16) em (6.17), tem-se:

$$i_c = \frac{V_R}{V_{cc}} I_R \sin(\omega t + \alpha) \sin(\omega t + \alpha - \pi/2) \quad (6.18)$$

onde pode-se representar $\lambda_R = V_R/V_{cc}$, onde λ_R é o índice de modulação do conversor compensador.

Usando as mesmas relações trigonométricas já ditas antes, a corrente do barramento gerada pelo conversor compensador, mostrada na equação (6.18), pode ser representada como sendo:

$$i_c = -\frac{\lambda_R I_R}{2} \cos(2(\omega t + \alpha) - \pi/2) \quad (6.19)$$

A corrente total do barramento será uma composição das correntes I_{osc} e i_c , dependente do fluxo de corrente assumido para o conversor. No caso do VSR, o sentido das correntes do conversor monofásico se dá do lado CA para o lado CC. No caso do VSI, o sentido das correntes do conversor monofásico se dá do lado CC para o lado CA. Já o sentido das correntes do conversor compensador sempre será do lado CC para o lado CA, independentemente do conversor utilizado. Desta forma, a corrente do barramento I_{bar} será dada como:

$$I_{bar} = I_{osc} \pm i_c \quad (6.20)$$

onde a corrente $\pm i_c$ é assumida como sendo $-i_c$ para o caso do VSR e $+i_c$ para o caso do VSI.

A partir do valor de indutância e tensão no indutor L_R , é possível determinar a sua corrente. Para isso, a tensão no indutor L_R pode ser determinada matematicamente como sendo:

$$v_R = L_R \frac{di_R}{dt} \quad (6.21)$$

No domínio da frequência, usando a equação (6.21), a tensão do indutor pode ser definida como sendo:

$$\begin{aligned} V_R(s) &= sL_R I_R \\ V_R(j\omega) &= j\omega L_R I_R \end{aligned} \quad (6.22)$$

onde o operador s mostra que a equação está no domínio da frequência, dado por $s = \sigma + j\omega$. Por se tratar de variáveis senoidais, em s tem-se $\sigma = 0$.

A partir da equação (6.22), a amplitude da corrente do indutor é dada como sendo:

$$I_R = \frac{V_R}{\omega L_R} \quad (6.23)$$

Para facilitar os cálculos e considerar que há uma defasagem de $-\pi/2$ entre a corrente e a tensão no indutor, o indutor é definido como sendo ideal, ou seja, as equações (6.4) e (6.23) desprezam a resistência parasita série existente no indutor. Levando-se em consideração a resistência parasita no indutor, a sua corrente, para uma tensão $v_R = V_R \text{sen}(\omega t)$, é definida como sendo:

$$i_{R_p} = \frac{V_R}{\sqrt{R_R^2 + \omega^2 L_R^2}} \text{sen} \left(\omega t - \tan^{-1} \frac{\omega L_R}{R_R} \right)$$

ou

$$i_{R_p} = V_R \frac{R_R}{R_R^2 + \omega^2 L_R^2} \text{sen}(\omega t) + V_R \frac{\omega L_R}{R_R^2 + \omega^2 L_R^2} \text{sen}(\omega t - \pi/2) \quad (6.24)$$

com

$$i_{R_p} = i_{\text{par}} + i_{\text{ind}}$$

onde

$$i_{\text{par}} = V_R \frac{R_R}{R_R^2 + \omega^2 L_R^2} \text{sen}(\omega t) \quad (6.25)$$

$$i_{\text{ind}} = V_R \frac{\omega L_R}{R_R^2 + \omega^2 L_R^2} \text{sen}(\omega t - \pi/2) \quad (6.26)$$

onde R_R é a resistência parasita série em um indutor real, i_{R_p} é a corrente em um indutor real, levando-se em consideração a resistência parasita, para uma tensão senoidal, i_{par} é a componente parasita da corrente no indutor real e i_{ind} é a componente indutiva da corrente no indutor real.

Utilizando as equações (A.1) e (A.3) para transformar $v_R = V_R \text{sen}(\omega t)$ e i_{R_p} em fasores, e fazendo a mudança de coordenadas do plano $\Re \times \Im$ para o plano $x \times y$, onde os fasores estão sincronizados com a frequência ω , a tensão e a corrente no indutor real são mostradas fasorialmente na fig. 6.3.

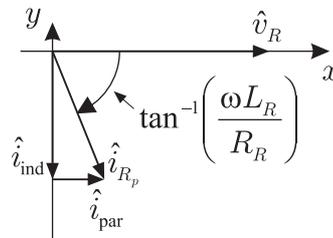


Figura 6.3: Tensão e corrente no indutor real considerando a resistência parasita.

A idealização do indutor causa erros no controle da potência oscilatória no conversor.

Para evitar este erro, será inserido um bloco de controle que compensa o cálculo da corrente no indutor para contornar esse problema. Esse controle será mostrado mais adiante.

Estes cálculos de corrente dos conversores mostrados nas equações (6.10), (6.19), (6.20) e (6.23) serão utilizados nos cálculos de compensação da potência dos VSCs que serão mostrados nas seções 6.3 e 6.4.

6.2.2 Análise vetorial do conversor

Para simplificar a análise, o conversor mostrado na fig. 6.1 é representado como um conversor genérico formado por três braços. Este conversor simplificado é mostrado na fig. 6.4(a).

Para o conversor mostrado na fig. 6.4(a), todas as possíveis combinações de chaveamento são mostradas na tabela 6.1.

Tabela 6.1: Tabela verdade do VSC com compensação.

q_3	q_2	q_1	v_{12}	v_{23}	v_{31}
0	0	0	0	0	0
0	0	1	V	0	$-V$
0	1	0	$-V$	V	0
0	1	1	0	V	$-V$
1	0	0	0	$-V$	V
1	0	1	V	$-V$	0
1	1	0	$-V$	0	V
1	1	1	0	0	0

Na fig. 6.4(b) é mostrado o diagrama vetorial que representa as possíveis combinações de chaveamento do VSC, combinações estas mostradas na tabela 6.1. Deve-se notar que o diagrama vetorial está no plano $v_{12} \times v_{23}$. Este diagrama vetorial define os limites de operação do VSC, ou seja, um determinado ponto de operação definido pelo ponto (v_{12}^*, v_{23}^*) deve estar incluso dentro do diagrama vetorial. Isto indica que as tensões geradas no lado CA do conversor devem respeitar os limites impostos pelo diagrama vetorial da fig. 6.4(b).

Pontos fora do diagrama vetorial geram sobremodulação no conversor, pois o mesmo não possuirá tensão no barramento suficiente para gerar a tensão desejada.

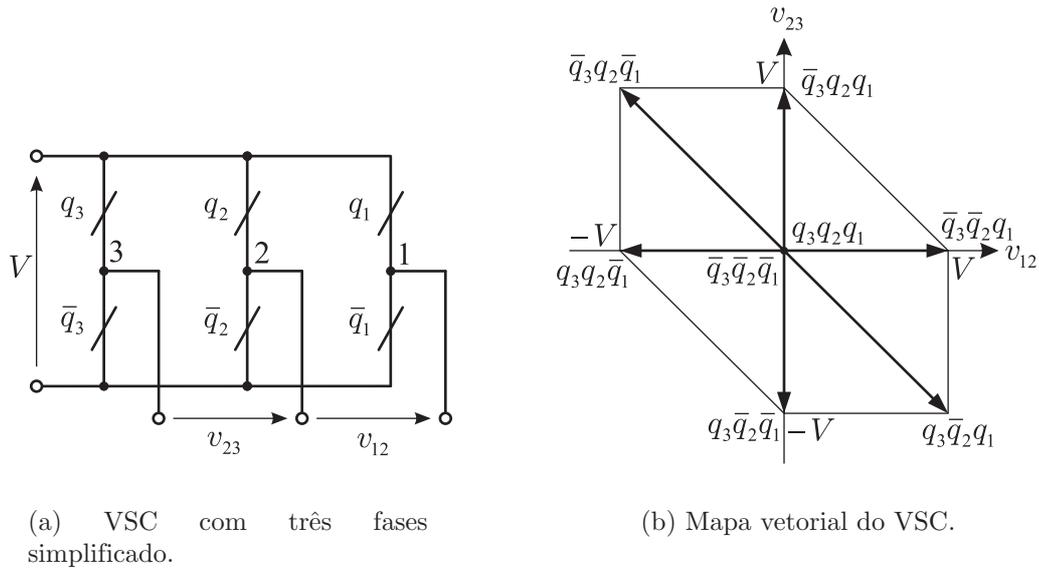


Figura 6.4: Análise vetorial do VSC.

6.2.3 PWM

Tomando como base a PWM mostrada na equação (4.3), o tempo de chaveamento para cada braço do conversor será:

$$t_1 = \left(\frac{v_{10}^*}{V_{cc}} + \frac{1}{2} \right) T \quad (6.27)$$

$$t_2 = \left(\frac{v_{20}^*}{V_{cc}} + \frac{1}{2} \right) T \quad (6.28)$$

$$t_3 = \left(\frac{v_{30}^*}{V_{cc}} + \frac{1}{2} \right) T \quad (6.29)$$

As tensões de pólo de referência para o conversor são definidas a partir das tensões que se deseja impor no conversor monofásico e no conversor compensador. Como o lado CA do conversor monofásico está ligado entre os braços 1 e 2, as tensões de pólo para os braços do conversor monofásico são definidas como sendo:

$$v_{12}^* = v_{10}^* - v_{20}^* = v_f^* \quad (6.30)$$

A partir da equação (6.30), é determinado que as tensões de pólo de referência para o conversor monofásico devem ser:

$$v_{10}^* = \frac{v_f^*}{2} \quad (6.31)$$

$$v_{20}^* = -\frac{v_f^*}{2} \quad (6.32)$$

Já o conversor compensador está ligado entre os braços 2 e 3, compartilhando o braço 2 com o conversor monofásico, assim, tem-se que a tensão de polo de referência para o conversor compensador será dada como:

$$v_{23}^* = v_{20}^* - v_{30}^* = v_R^* \quad (6.33)$$

Substituindo-se (6.32) em (6.33), tem-se que a tensão de polo de referência para o braço 3 será definida como:

$$\begin{aligned} v_{30}^* &= -v_R^* + v_{20}^* \\ v_{30}^* &= -v_R^* - \frac{v_f^*}{2} \end{aligned} \quad (6.34)$$

As equações (6.31), (6.32) e (6.34) são os valores de referência necessários para gerar as tensões de polo do VSC.

6.3 VSR

O VSR com compensação da potência oscilatória é criado a partir do circuito mostrado na fig. 6.1. Esta configuração é mostrada na fig. 6.5. Este conversor funcionará como retificador, onde a intenção é gerar um sinal de tensão contínua para alimentar uma carga CC.

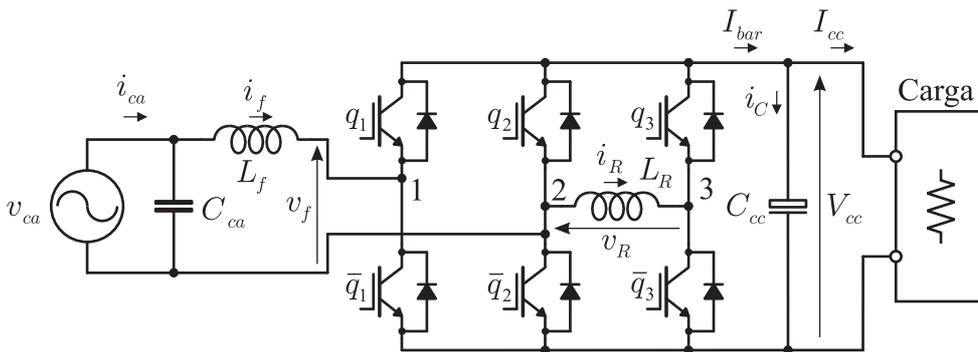


Figura 6.5: Circuito do VSR monofásico com compensador da potência oscilatória.

Nesta configuração, para o conversor monofásico mostrado na fig. 6.2(a), o sentido do fluxo da corrente ocorre do lado CA para o barramento CC. Já o sentido da corrente no conversor compensador, mostrado na fig. 6.2(b), se mantém o mesmo.

Para o correto funcionamento do conversor compensador destinado a fazer a compensação da potência oscilatória no barramento CC é necessário determinar os seus valores de amplitude e fase da tensão do seu lado CA. A determinação desses valores será mostrada a seguir.

6.3.1 Compensação da potência oscilatória no VSR

A corrente do barramento é mostrada na equação (6.20), assim, tem-se que a corrente do barramento para o VSR será definida como sendo:

$$I_{bar} = I_{osc} - i_c \quad (6.35)$$

Substituindo-se a corrente I_{osc} pelas suas componentes CA e CC, equação (6.11), na equação (6.35), tem-se que:

$$I_{bar} = I'_{cc} + i'_{ca} - i_c \quad (6.36)$$

Para que haja a compensação da potência oscilatória no barramento CC do conversor, os termos CA da equação (6.36) devem se cancelar, desta forma, tem-se que:

$$\begin{aligned} i'_{ca} - i_c &= 0 \\ i'_{ca} &= i_c \end{aligned} \quad (6.37)$$

A relação apresentada na equação (6.37) é a condição essencial para o funcionamento do VSR monofásico com compensação da potência oscilatória. Para que essa relação seja satisfeita, algumas considerações devem ser feitas.

Substituindo-se (6.13) e (6.19) em (6.37), tem-se que.

$$\frac{\lambda_f I_f}{2} \cos(2\omega t - \phi) = \frac{\lambda_R I_R}{2} \cos(2(\omega t + \alpha) - \pi/2) \quad (6.38)$$

Para que a relação matemática mostrada na equação (6.38) seja satisfeita, os termos que a compõem devem possuir os seguintes valores.

$$\begin{aligned} \lambda_f I_f &= \lambda_R I_R \\ V_f I_f &= V_R I_R \end{aligned} \quad (6.39)$$

$$\cos(2\omega t - \phi) = \cos(2(\omega t + \alpha) - \pi/2) \quad (6.40)$$

Para que a relação trigonométrica mostrada na equação (6.40) seja verdadeira, deve-se ter:

$$\begin{aligned} 2\omega t - \phi &= 2(\omega t + \alpha) - \pi/2 \\ \alpha_r &= -\frac{1}{2}\left(\phi - \frac{\pi}{2}\right) \end{aligned} \quad (6.41)$$

onde o índice r em α indica que a variável pertence ao retificador.

A equação (6.41) mostra qual deve ser o ângulo de fase da tensão v_R em relação a fase da tensão v_f . A amplitude de v_R será determinada substituindo (6.23) em (6.39), e fazendo $V_f = V_{ca}$ para facilitar a medição da amplitude da tensão CA, pois v_f é chaveada. Com isso, tem-se que a amplitude da tensão no indutor L_R deve possuir o seguinte valor:

$$V_R = \sqrt{V_{ca} I_f L_R \omega} \quad (6.42)$$

Os valores de fase e amplitude do conversor compensador necessários para a correta compensação da potência oscilatória são determinados pelas equações (6.41) e (6.42), porém, para a realização dos seus cálculos, a resistência parasita do indutor foi desprezada, isso introduz um erro na produção da corrente i_R de compensação. Para corrigir esse problema, é introduzido um fasor \hat{v}_{R2} inclinado de $-\pi/2$ em relação ao fasor \hat{v}_{R1} gerado pelas equações (6.41) e (6.42). Estes fasores somados irão compor a tensão \hat{v}_R , a partir da descrição mostrada na fig. 6.3, isso corrigirá o módulo e o ângulo do fasor \hat{i}_R , deixando essa corrente com fase $-\pi/2$ em relação à tensão \hat{v}_R , fase esta necessária para compensar a corrente oscilatória do barramento.

Fazendo uma aproximação considerando que $\phi = 0$, as variáveis das equações (6.1)-(6.4) podem ser representadas fasorialmente. Para essa representação fasorial são utilizadas as equações (A.1) e (A.3), onde $\Psi_g = \Psi_s = \omega t$, pois as variáveis são representadas no referencial síncrono, tem-se que \hat{v}_{R1} é definido pelas equações (6.41) e (6.42), onde $\alpha_r = \pi/4$. Já \hat{v}_{R2} é defasado de $-\pi/2$ em relação a \hat{v}_{R1} , porém o seu módulo é definido mais adiante. O diagrama fasorial da operação do VSR monofásico com compensação da potência oscilatória é mostrado na fig. 6.6.

Para exemplificar, na fig. 6.7 são mostradas as formas de onda de um conversor com compensação. Os valores são: tensão $V_f = V_R = 100V$, índice de modulação $\lambda_f = \lambda_R = 0,9$, frequência 50Hz e potência de 500W.

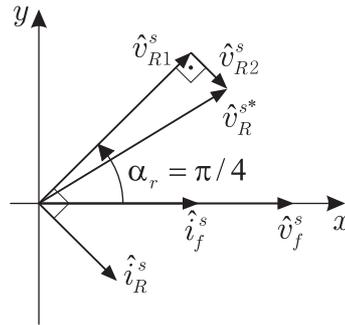


Figura 6.6: Diagrama fasorial para o VSR.

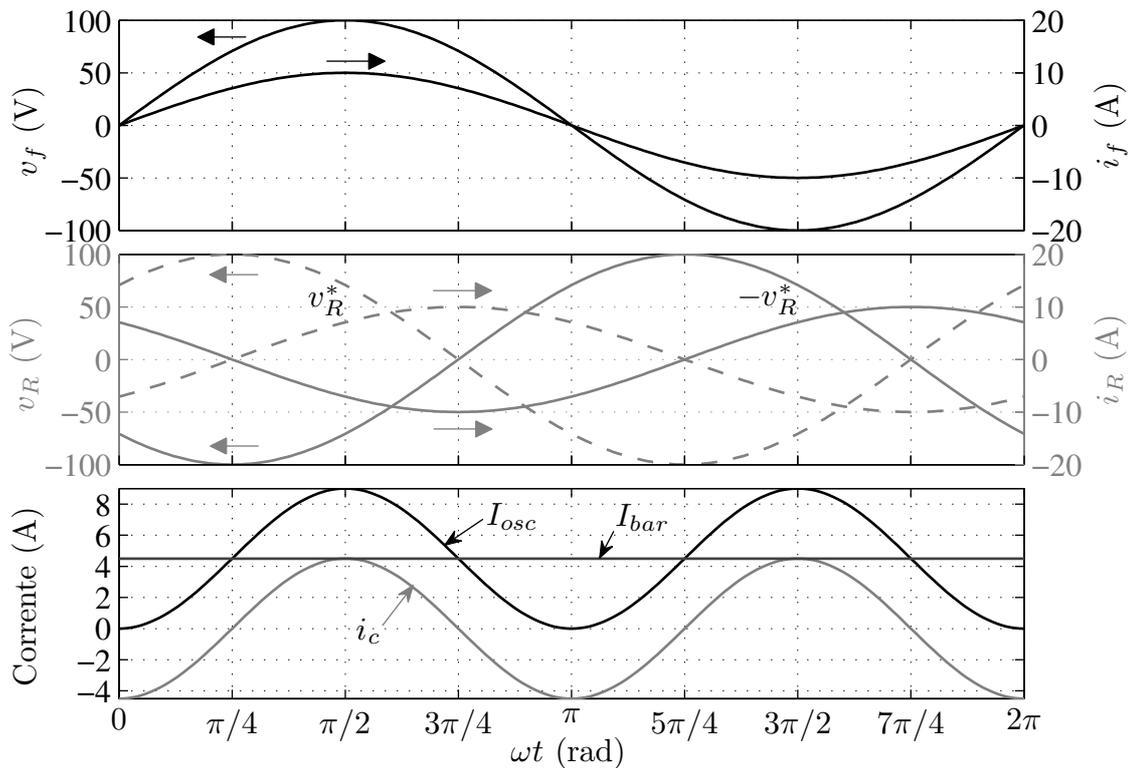


Figura 6.7: Formas de onda no VSR com compensação.

É observado na fig. 6.7 que a corrente I_{bar} está contínua, o que demonstra que a potência oscilatória não se propagou no conversor, pois foi compensada. É observado, também, que, como a corrente oscilatória I_{osc} possui o dobro da frequência do sinal do lado CA, um novo período de I_{osc} e i_c inicia-se a cada passagem pelo zero do sinal de v_R , ocorrido em $3\pi/4$ e $7\pi/4$. Isso indica que a tensão no conversor compensador pode ser gerada diretamente, a partir de v_R^* , ou com uma defasagem de π radianos, definido por $-v_R^*$.

Utilizando o mapa vetorial mostrado na fig. 6.4(b), onde $v_{12} = v_f$, $v_{23} = v_R$ e $V = V_{cc} = V_f/\lambda_f = V_R/\lambda_R$, na fig. 6.8 é mostrado o mapa vetorial para o conversor cujos valores de

tensão são mostrados na fig. 6.7.

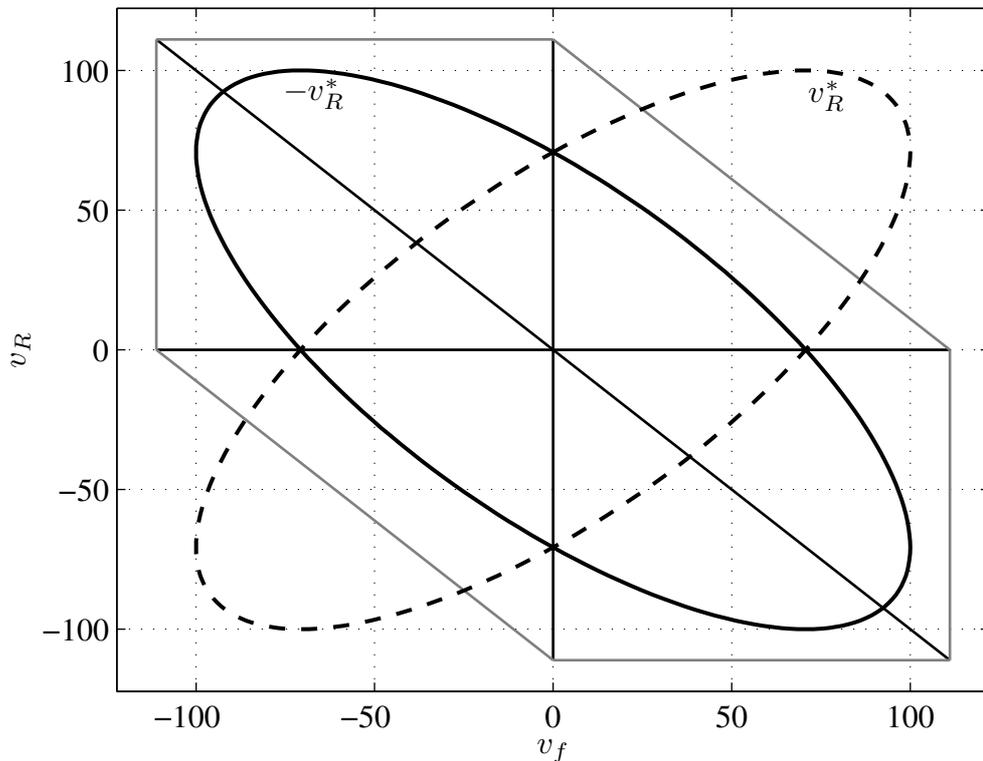


Figura 6.8: Mapa vetorial para o VSR.

Como pode ser visto na fig. 6.8, se for utilizada como tensão de referência v_R^* para o conversor compensador, curva tracejada, isso gerará sobremodulação no conversor, pois existirão valores de tensão que estarão fora da região de operação do conversor. Isto faria com que fosse necessário utilizar um valor elevado na tensão do barramento para suprir este problema. Para evitar aumento na tensão do barramento, é inserido um deslocamento de π rad na tensão v_R , gerando a nova tensão de referência $-v_R^*$, curva cheia, isso faz com que o conversor continue operando corretamente, como pode ser visto da fig. 6.7, com a vantagem de que todas as situações de tensões geradas no conversor ficam inseridas na região de operação, o que demanda um menor valor de tensão no barramento.

6.3.2 Controle do VSR

Nos conversores estáticos conectados à rede elétrica, se faz necessário garantir que o conversor opere com fator de potência unitário, devido às exigências definidas em normas nacionais ou internacionais (std. 519-1992, 1993) para que não haja degradação na forma de onda do

sinal da rede elétrica. Para o correto controle do fator de potência no conversor, é necessário controlar a corrente CA em fase com a tensão da rede.

No VSR, é necessário controlar a corrente no indutor L_f do filtro, ou seja, i_f . Desta forma, será necessário fazer um controle indireto da corrente i_{ca} para garantir o fator de potência unitário no conversor. Este controle é mostrado a seguir.

Fazendo, na equação (A.10), $\beta = 0$, pois β é o ângulo de fase entre v_{ca} e i_{ca} , pois assim o fator de potência será unitário, tem-se que $\hat{v}_{ca} = V_{ca}$ e $\hat{i}_{ca} = I_{ca}$. Assim, tem-se que a corrente \hat{i}_f^s no referencial síncrono é dada por:

$$\hat{i}_f^s = I_{ca} - j\omega C_{ca} V_{ca} \quad (6.43)$$

A equação (6.43) será utilizada para fazer o controle indireto da corrente i_{ca} para que seja garantido o fator de potência unitário do VSR. O diagrama de controle do VSR monofásico com compensação da potência oscilatória é mostrado na fig. 6.9.

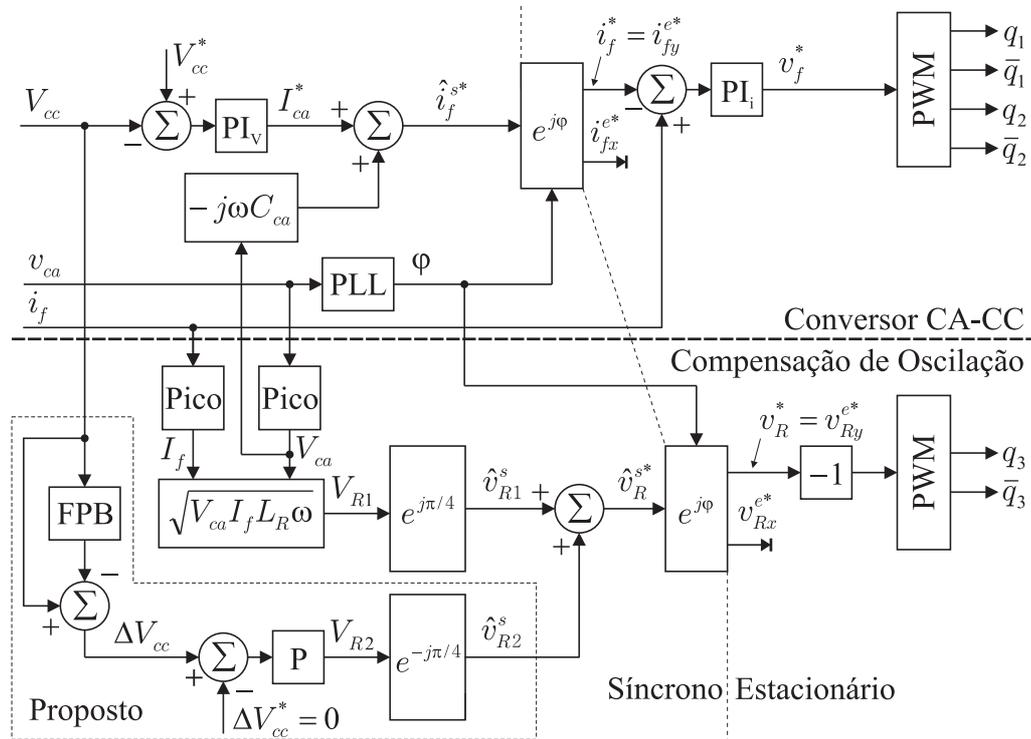


Figura 6.9: Diagrama de controle do VSR.

Na parte superior do diagrama da fig. 6.9 é mostrado o controle do conversor CA-CC para garantir fator de potência unitário e regular a tensão do barramento em um

valor pré-determinado, cujo valor de referência é dado por V_{cc}^* e garantido pelo controlador proporcional-integral PI_V . Na saída do controlador PI_V é gerada a corrente de referência I_{ca}^* que somada com $-j\omega C_{ca}V_{ca}$, equação (6.43), define a corrente \hat{i}_f^{s*} . A corrente \hat{i}_f^{s*} encontra-se no referencial síncrono, ou seja, não varia no tempo. Para fazer a mudança para o referencial estacionário, senoidal, é utilizada o ângulo de fase φ da tensão v_{ca} , onde a determinação da fase de v_{ca} é feita pelo PLL. Após a transformação de referencial, utilizando a equação (A.4), será gerada a corrente i_f^* . Para garantir que a corrente i_f do conversor siga a referência i_f^* , é utilizado um controlador proporcional-integral modificado representado pelo bloco PI_i . O PI modificado é necessário para garantir erro de regime permanente nulo em variáveis senoidais (Jacobina et al., 2001), pois um controlador PI convencional não apresenta resultados satisfatórios para variáveis não-contínuas. Este controle define a tensão v_f^* a ser gerada pelo conversor monofásico.

O controle do conversor compensador é feito quase que todo no referencial síncrono. O fasor \hat{v}_{R2}^s mostrado na fig. 6.6, é utilizado para compensar a oscilação residual existente na corrente do barramento. Essa oscilação é observada devido à resistência parasita série do indutor e, também, pelas resistências de condução das chaves. Em (Shimizu et al., 2000) é utilizada a corrente do capacitor do barramento como grau de liberdade através de um controlador proporcional para gerar V_{R2} , o que acarreta na inserção de mais um sensor de corrente ao circuito do conversor. Neste trabalho é proposto utilizar a própria medição da tensão do barramento para gerar V_{R2} . Como a tensão do barramento sofrerá oscilação devido à corrente, esta oscilação da tensão é extraída subtraindo-se o valor de V_{cc} pelo seu valor médio, assim, obtém-se ΔV_{cc} . O valor da oscilação de tensão de referência será $\Delta V_{cc}^* = 0$, pois deseja-se anular completamente qualquer tipo de oscilação no barramento CC. O erro $\Delta V_{cc} - \Delta V_{cc}^*$ passa pelo controlador proporcional P para gerar o valor de V_{R2} . Após a transformação do referencial síncrono para o estacionário, utilizando a equação (A.4), o bloco “-1” serve para fazer o deslocamento de π radianos em v_R^* para não haver sobremodulação e garantir o que foi mostrado no mapa vetorial da fig. 6.8.

Os blocos PWM utilizam a teoria mostrada na seção 6.2.3.

6.4 VSI

O VSI monofásico com compensação da potência oscilatória é criado a partir do circuito mostrado na fig. 6.1. Em (Shimizu et al., 2000) foi feita a análise desta estrutura apenas para a operação do VSC operando como VSR. Neste trabalho este estudo é estendido ao VSC operando como VSI, o que representa uma das contribuições desta pesquisa. Esta configuração do VSI é mostrada na fig. 6.10. Este conversor funcionará como inversor de frequência, onde a intenção é gerar um sinal de tensão alternada para alimentar uma carga CA.

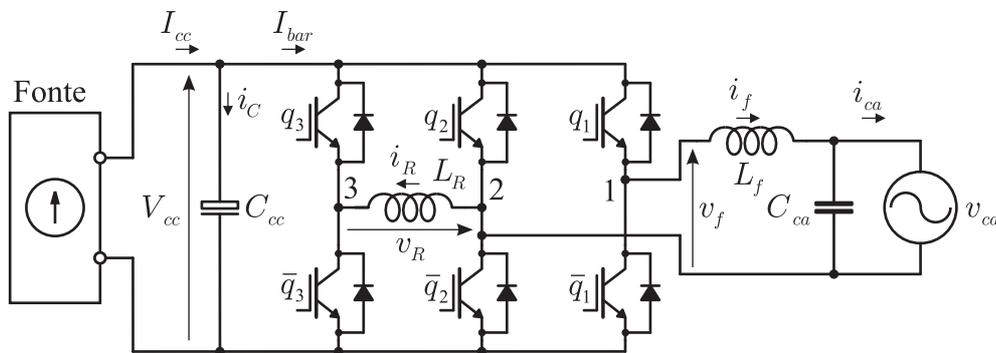


Figura 6.10: Circuito do VSI monofásico com compensador da potência oscilatória.

Nesta configuração, para o conversor monofásico mostrado na fig. 6.2(a), o sentido do fluxo da corrente ocorre do lado CC para o barramento CA. Já o sentido da corrente para o conversor compensador, mostrado na fig. 6.2(b), se mantém o mesmo.

Para o correto funcionamento do conversor compensador destinado a fazer a compensação da potência oscilatória no barramento CC é necessário determinar os seus valores de amplitude e fase da tensão do lado CA. A determinação desses valores será mostrada a seguir.

6.4.1 Compensação da potência oscilatória no VSI

A corrente do barramento é mostrada na equação (6.20), assim, tem-se que a corrente do barramento para o VSI será definida como sendo:

$$I_{bar} = I_{osc} + i_c \quad (6.44)$$

Substituindo-se a corrente I_{osc} pelas suas componentes CA e CC, equação (6.11), na

equação (6.44), tem-se que:

$$I_{bar} = I'_{cc} + i'_{ca} + i_c \quad (6.45)$$

Para que haja a compensação da potência oscilatória no barramento do conversor, os termos CA da equação (6.45) devem se cancelar, desta forma, tem-se que:

$$\begin{aligned} i'_{ca} + i_c &= 0 \\ i'_{ca} &= -i_c \end{aligned} \quad (6.46)$$

A relação apresentada na equação (6.46) é a condição essencial para o funcionamento do VSI monofásico com compensação da potência oscilatória. Para que essa relação seja satisfeita, algumas considerações devem ser feitas.

Substituindo-se (6.13) e (6.19) em (6.46), tem-se que.

$$\frac{\lambda_f I_f}{2} \cos(2\omega t - \phi) = -\frac{\lambda_R I_R}{2} \cos(2(\omega t + \alpha) - \pi/2) \quad (6.47)$$

Para que a relação matemática mostrada na equação (6.47) seja satisfeita, os termos que a compõem devem possuir os seguintes valores.

$$\begin{aligned} \lambda_f I_f &= \lambda_R I_R \\ V_f I_f &= V_R I_R \end{aligned} \quad (6.48)$$

$$\begin{aligned} \cos(2\omega t - \phi) &= -\cos(2(\omega t + \alpha) - \pi/2) \\ \cos(2\omega t - \phi) &= \cos(2(\omega t + \alpha) - \pi/2 + \pi) \end{aligned} \quad (6.49)$$

Para que a relação mostrada na equação (6.49) seja verdadeira, deve-se ter:

$$\begin{aligned} 2\omega t - \phi &= 2(\omega t + \alpha) - \pi/2 + \pi \\ \alpha_i &= -\frac{1}{2} \left(\phi + \frac{\pi}{2} \right) \end{aligned} \quad (6.50)$$

onde o índice i em α indica que a variável pertence ao inversor.

A equação (6.50) mostra qual deve ser o ângulo de fase da tensão v_R em relação à fase da tensão v_f . A sua amplitude será determinada substituindo (6.23) em (6.48), e fazendo $V_f = V_{ca}$ para facilitar a medição da amplitude da tensão CA, pois v_f é chaveada. Com isso, tem-se que a amplitude da tensão no indutor L_R deve possuir o seguinte valor:

$$V_R = \sqrt{V_{ca} I_f L_R \omega} \quad (6.51)$$

Os valores de fase e amplitude do conversor compensador necessários para a correta compensação da potência oscilatória são determinados pelas equações (6.50) e (6.51), porém, assim como foi feito para o VSR, para a realização dos seus cálculos, a resistência parasita do indutor foi desprezada, isso introduz um erro na produção da corrente i_R de compensação. Para corrigir esse problema, é introduzido um fasor \hat{v}_{R2} inclinado de $-\pi/2$ em relação ao fasor \hat{v}_{R1} gerado pelas equações (6.50) e (6.51). Estes fasores somados irão compor a tensão \hat{v}_R , a partir da descrição mostrada na fig. 6.3, isso corrigirá o módulo e o ângulo do fasor \hat{i}_R , deixando essa corrente com fase $-\pi/2$ em relação à tensão \hat{v}_R , fase esta necessária para compensar a corrente oscilatória do barramento.

As variáveis das equações (6.1)-(6.4) podem ser representadas fasorialmente e aproximando $\phi = 0$. Para essa representação fasorial são utilizadas as equações (A.1) e (A.3), onde $\Psi_g = \Psi_s = \omega t$, pois as variáveis são representadas no referencial síncrono, tem-se que \hat{v}_{R1} é definido pelas equações (6.50) e (6.51), onde $\alpha_i = -\pi/4$. Já \hat{v}_{R2} é defasado de $-\pi/2$ em relação a \hat{v}_{R1} . O diagrama fasorial da operação do VSI monofásico com compensação da potência oscilatória é mostrado na fig. 6.11.

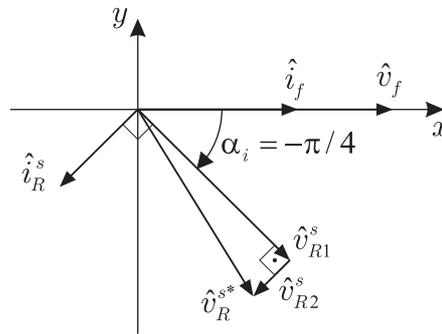


Figura 6.11: Diagrama fasorial para o VSI.

Para exemplificar, na fig. 6.12 são mostradas as formas de onda de um conversor com compensação. Os valores são: tensão $V_f = V_R = 100V$, índice de modulação $\lambda_f = \lambda_R = 0,9$, frequência 50Hz e potência de 500W.

É observado na fig. 6.12 que a corrente I_{bar} está contínua, o que demonstra que a potência oscilatória não se propagou no conversor, pois foi compensada. É observado, também, que, como a corrente oscilatória I_{osc} possui o dobro da frequência do sinal do lado CA, um novo período de I_{osc} e i_c inicia-se a cada passagem pelo zero do sinal de v_R , ocorrido em $\pi/4$ e $5\pi/4$. Isso indica que a tensão no conversor compensador pode ser gerada diretamente, a

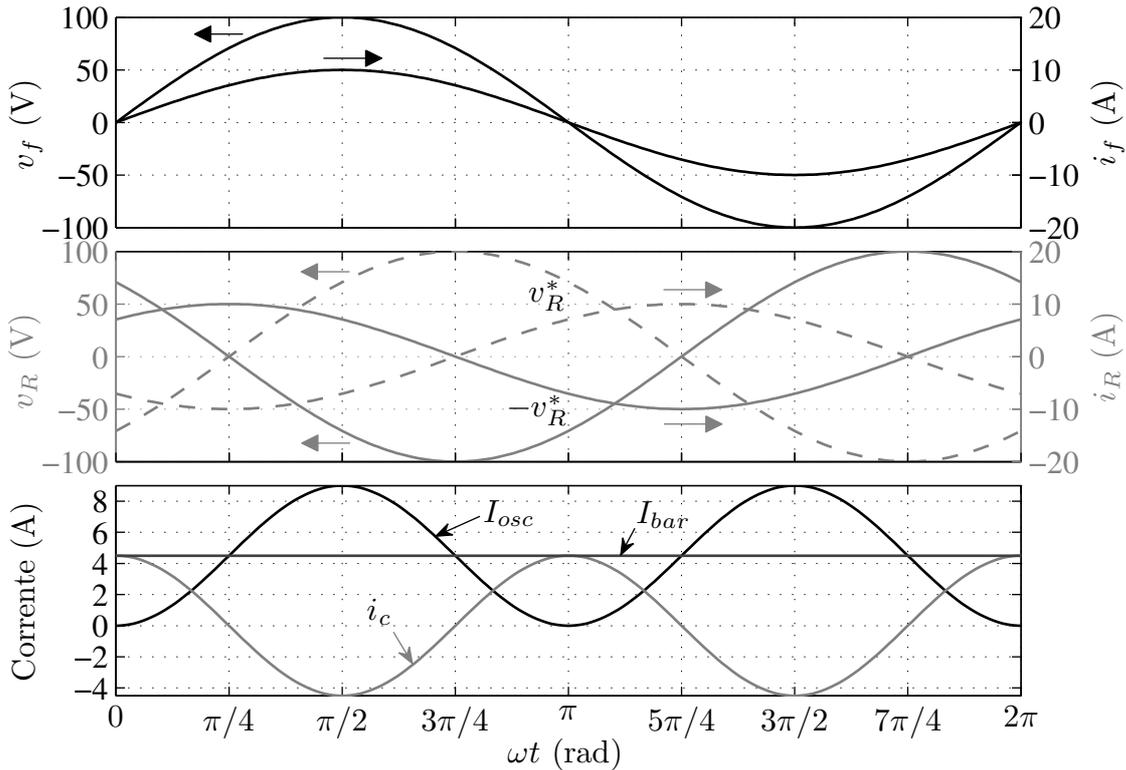


Figura 6.12: Formas de onda no VSI com compensação.

partir de v_R^* , ou com uma defasagem de π radianos, definido por $-v_R^*$.

O mapa vetorial para o VSI é o mesmo observado para o VSR mostrado na fig. 6.8, cujos valores de tensão são mostrados na fig. 6.12. Como pode ser visto na fig. 6.8, se for utilizada como tensão de referência v_R^* para o conversor compensador, curva tracejada, isso gerará sobremodulação no conversor, pois existirão valores de tensão que estarão fora da região de operação do conversor. Isto faria com que fosse necessário um valor elevado da tensão do barramento para superar este problema. Para evitar aumento na tensão do barramento, é inserido um deslocamento de π rad na tensão v_R , gerando a nova tensão $-v_R^*$, curva cheia, isso faz com que o conversor continue operando corretamente, como pode ser visto na fig. 6.12, com a vantagem de que todas as situações de tensões geradas no conversor ficam inseridas na região de operação, o que demanda um menor valor de tensão do barramento.

6.4.2 Controle do VSI

O VSI deve satisfazer as mesmas exigências de fator de potência unitário mencionadas para o VSR, seção 6.3.2. Para isto, o controle deve garantir a correta atuação do conversor face

às exigências.

Para o VSI, fasorialmente, a corrente i_f é dada pela equação (A.24). Fazendo, na equação (A.24), $\beta = 0$, pois assim o fator de potência será unitário, tem-se que $\hat{v}_{ca} = V_{ca}$ e $\hat{i}_{ca} = I_{ca}$. Assim, tem-se que a corrente \hat{i}_f no referencial síncrono é dada por:

$$\hat{i}_f^s = I_{ca} + j\omega C_{ca}V_{ca} \quad (6.52)$$

A equação (6.52) será utilizada para fazer o controle indireto da corrente i_{ca} para que seja garantido o fator de potência unitário do VSI. O diagrama de controle do VSI monofásico com compensação da potência oscilatória é mostrado na fig. 6.13.

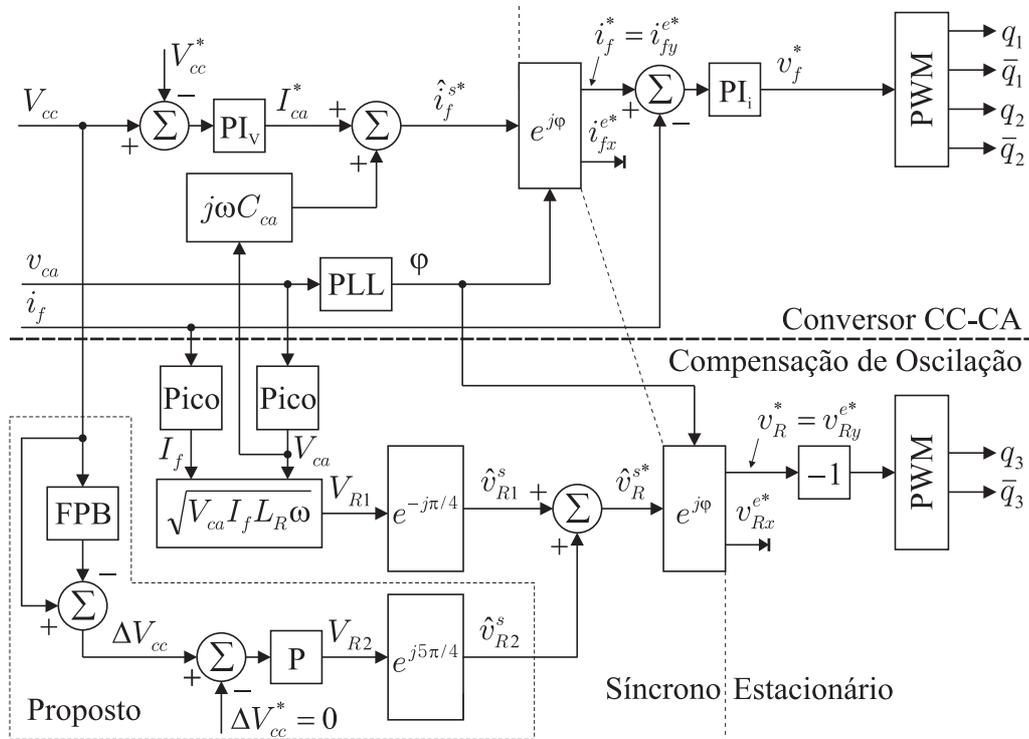


Figura 6.13: Diagrama de controle do VSI.

Na parte superior deste diagrama, fig 6.13, é mostrado o controle do conversor CC-CA para garantir fator de potência unitário e regular a tensão do barramento em um valor pré-determinado, cujo valor de referência é dado por V_{cc}^* . Este controle foi descrito na seção 6.3.2, o que diferencia é o cálculo de \hat{i}_f^s , dado pela soma de I_{ca}^* com $j\omega C_{ca}V_{ca}$, e a operação de subtração entre o sinal de referência e o sinal medido que gera o erro para as entradas dos controladores, isso porque o fluxo de potência dos conversores se dá em sentidos opostos.

O controle do conversor compensador foi descrito na seção 6.3.2, o que diferencia é o

ângulo de fase para o fasor \hat{v}_{R1} , que no caso do VSI é de $\alpha_i = -\pi/4$, já para o fasor \hat{v}_{R2} o ângulo de fase é de $-\pi/4 - \pi/2 = -3\pi/4 = 5\pi/4$. Da mesma forma que no controle para o VSR, o bloco “-1” serve para fazer o deslocamento de π radianos em v_R^* para não haver sobremodulação e garantir o que foi mostrado no mapa vetorial da fig. 6.8.

Os blocos PWM utilizam a teoria mostrada na seção 6.2.3.

6.5 Resultados de simulação para o VSC

Para exemplificar e validar toda a teoria apresentada neste trabalho relativa ao VSC com compensação da potência oscilatória, serão apresentados resultados de simulação para o VSR e VSI. Estes resultados foram obtidos utilizando o programa de simulação PSIMTM versão 9.0, usando um passo de cálculo de $1\mu s$, e visualizados utilizando o MATLAB[®].

Para efeito de comparação entre o conversor convencional e o conversor com compensação da potência oscilatória, serão apresentados resultados para o conversor operando com e sem compensação da potência oscilatória. Os dois tipos de resultados são mostrados para o mesmo conversor, ou seja, os valores dos elementos e variáveis de entrada e saída do conversor são os mesmos.

Os parâmetros para os conversores mostrados nas figs. 6.5 e 6.10, utilizados nas simulações aqui mostradas, são os mesmos apresentados na tabela 6.2.

Tabela 6.2: Parâmetros do VSC.

Item	Referência	Valor
Frequência de corte do filtro	ω_c	1kHz
Indutor do filtro	L_f	3,2mH, 50m Ω (60Hz)
Capacitor do filtro	C_{ca}	8 μ F, CA
Capacitor do barramento	C_{cc}	10 μ F
Indutor do compensador	L_R	67mH, 400m Ω (60Hz)
Tensão CA	v_{ca}	220 $\sqrt{2}$ V, 60Hz
Potência nominal	P_{cc}	1kW
Tensão CC	V_{cc}^*	320V
Frequência de chaveamento	f_s	10kHz

O dimensionamento dos elementos reativos apresentados na tabela 6.2 (L_f , C_{ca} , C_{cc} e L_R) é mostrado no capítulo 8.

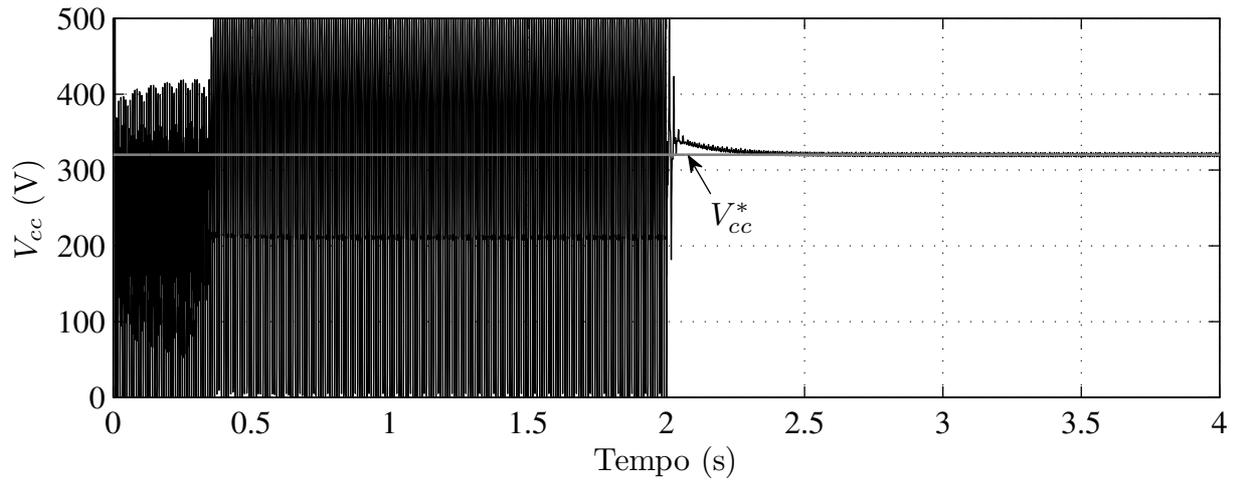
Os resultados são apresentados da seguinte forma: o sistema é dado partida com o conversor convencional, sem compensação da potência oscilatória, onde todos os elementos possuem valores iniciais nulos; depois de 2 segundos é inserido o controle do conversor compensador, cuja duração total da simulação é de 4 segundos necessária para análise das variáveis elétricas do sistema.

6.5.1 Resultados para o VSR

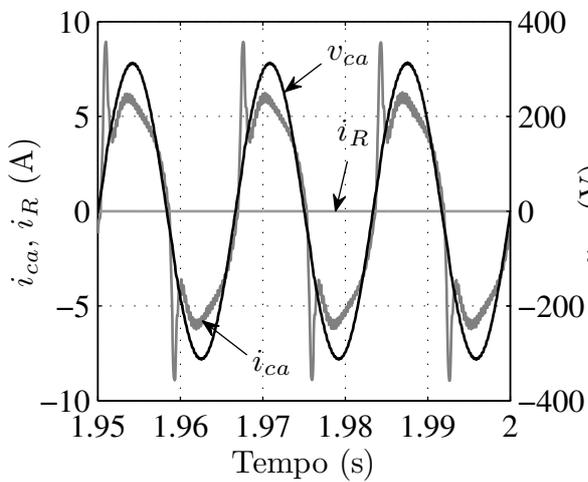
Para o VSR, fig. 6.5, a carga CC utilizada foi uma fonte de corrente que absorve a potência proveniente da rede. Essa fonte de corrente possui valor constante fixado em 3,125A, o que produz uma potência de 1kW, pois a tensão do barramento é controlada em 320V. Os resultados são apresentados na fig. 6.14.

Na fig. 6.14(a) é apresentado o resultado para a tensão do barramento sem compensação da potência oscilatória, no intervalo de tempo entre 0 e 2 segundos, e após o transitório do controle, onde é inserido o circuito de compensação da potência oscilatória, intervalo de tempo entre 2 e 4 segundos. É possível notar na fig. 6.14(a) a redução drástica na oscilação da tensão do barramento quando se usa o conversor compensador. Para o valor de capacitância utilizada no barramento, cerca de $10\mu\text{F}$, essa oscilação, que era de 503V, ou seja, uma oscilação de 157,2% da tensão de referência do barramento, passou a ser de 5,78V, o que gera uma oscilação na tensão do barramento de 1,8% da tensão de referência, que é de 320V. Para se obter o mesmo nível de oscilação na tensão do barramento, seria necessário utilizar uma capacitância de $1400\mu\text{F}$, cerca de 140 vezes acima do valor utilizado para o conversor com compensação. Também é observado o correto controle da tensão do barramento no valor desejado de $V_{cc}^* = 320\text{V}$.

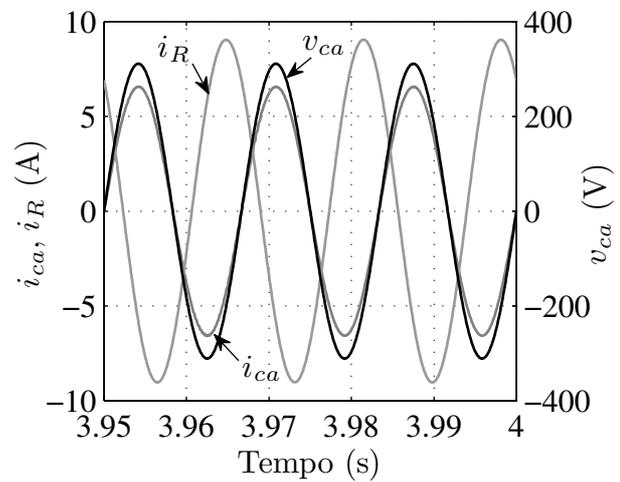
Para avaliar a qualidade das formas de onda das variáveis senoidais do sistema, são escolhidos dois intervalos de tempo: um antes do início do transitório, para visualizar as variáveis do conversor operando sem compensação da potência oscilatória, figs. 6.14(b) e 6.14(d); e um intervalo próximo do fim da simulação para visualizar as variáveis do conversor operando com compensação da potência oscilatória, figs. 6.14(c) e 6.14(e). É escolhido um



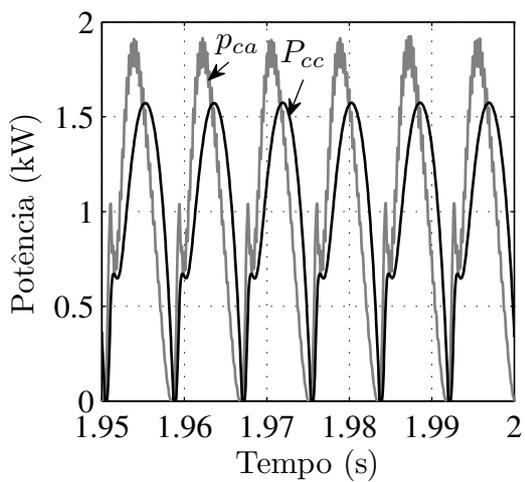
(a) Transitório de controle em 2s.



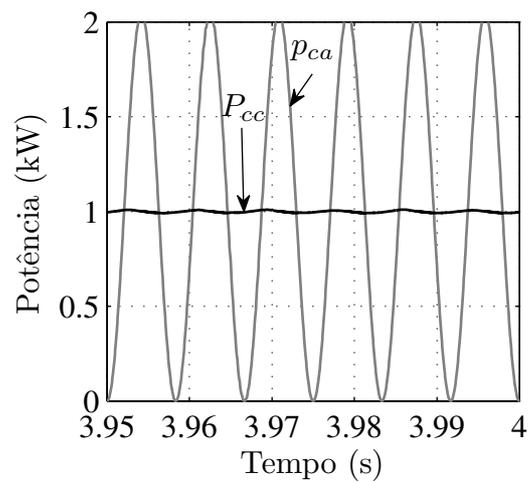
(b) Sem compensação.



(c) Com compensação.



(d) Sem compensação.



(e) Com compensação.

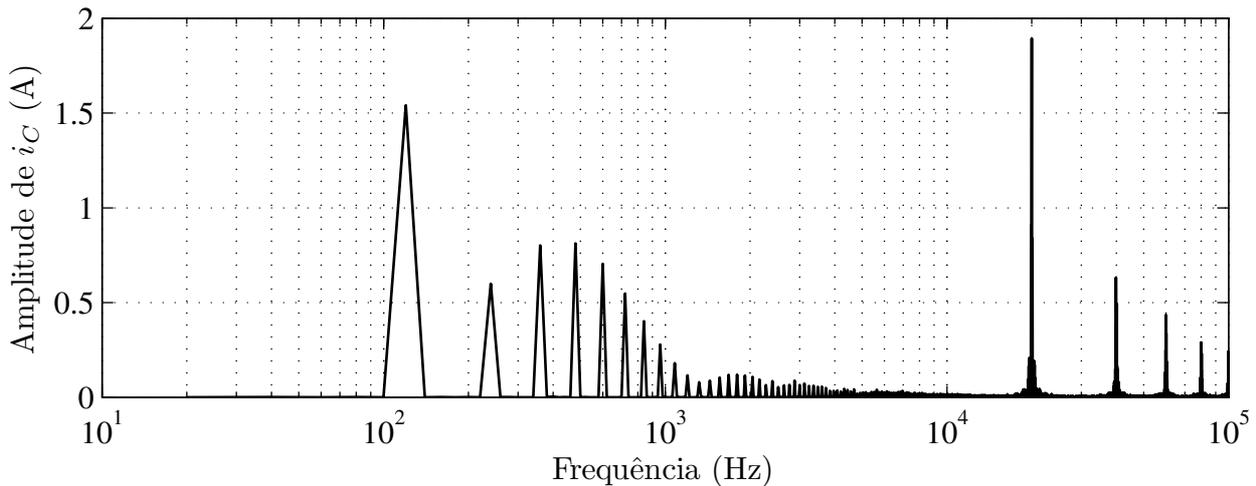
Figura 6.14: Resultado de simulação para o VSR com e sem compensação da potência oscilatória.

tempo de 50ms necessário para visualizar 3 ciclos da fundamental, que é de 60Hz.

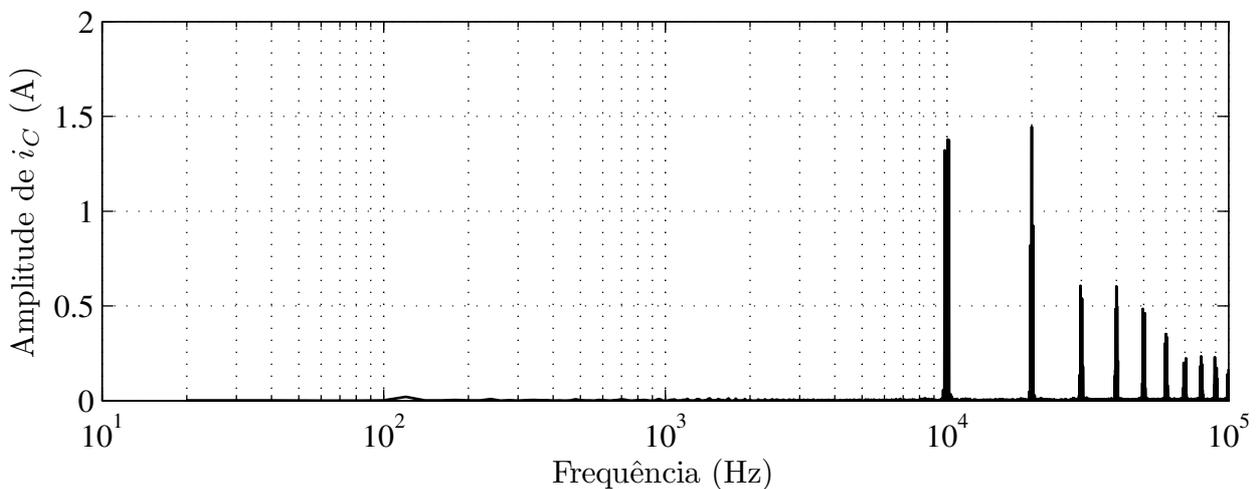
Nas figs. 6.14(b) e 6.14(c) são mostradas as correntes no indutor de compensação, i_R , da rede, i_{ca} , e a tensão da rede v_{ca} . Na fig. 6.14(b), sem compensação, é possível observar a distorção na corrente i_{ca} , isso ocorre pois o conversor não possui tensão do barramento suficiente para gerar tensões senoidais no seu lado CA, o que provoca dificuldade no controle da corrente do lado CA do conversor. Também é possível ver que a corrente i_R é nula, ou seja, o conversor de compensação não está atuando. Já na fig. 6.14(c), com compensação, é mostrada a corrente de compensação i_R senoidal e é observado, também, que a corrente i_{ca} está senoidal, sem distorção, e está em fase com a tensão v_{ca} . É possível ver que o controle indireto da corrente i_{ca} , para que fique em fase com a tensão v_{ca} , proporcionou o fator de potência desejado, ou seja, o fator de potência em que o conversor está operando está unitário. Este controle foi necessário devido à característica do filtro LC, mais especificamente por causa do capacitor C_{ca} , que provoca divisão da corrente i_f .

Nas figs. 6.14(d) e 6.14(e) são mostradas as potências dos lados CA e CC do conversor. Na fig. 6.14(d), sem compensação, é visto que a potência do barramento está oscilando, possuindo a mesma forma de onda da tensão do barramento, pois a corrente da fonte que opera como carga é constante. Já na fig. 6.14(e) é visto a potência P_{cc} compensada, mantida constante em 1kW, e a potência p_{ca} oscilatória, com frequência de 120Hz e valor médio um pouco acima de 1kW, devido às perdas. O que pode ser visto é que a potência oscilatória do lado CA não se propagou no conversor, sendo compensada.

Na fig. 6.15 são mostrados os espectros das frequências que compõem a corrente i_C do capacitor do barramento. É usada a FFT, *fast Fourier transform*, para extrair o espectro das frequências do sinal desejado. Na fig. 6.15(a) é mostrado o espectro das frequências de i_C para o VSR operando sem compensação da potência oscilatória. É possível ver a existência das harmônicas de baixa frequência em 120Hz, com amplitude de 1,54A, e suas múltiplas. Além das harmônicas de baixa frequência também é observada as componentes de alta frequência devido ao chaveamento do conversor. Pelo fato da modulação utilizar pulso centrado, que é exemplificado na fig. 4.10, a frequência de chaveamento aparece em 20kHz e suas múltiplas, que é duas vezes os 10kHz utilizados como frequência para a portadora da PWM. A falta de controle do conversor sem compensação suprime as harmônicas laterais ao redor dos 10kHz devido ao chaveamento. Já na fig. 6.15(b) é mostrado o espectro das frequências de i_C para



(a) Sem compensação.



(b) Com compensação.

Figura 6.15: Espectro das frequências da corrente i_C do capacitor do barramento para o VSR.

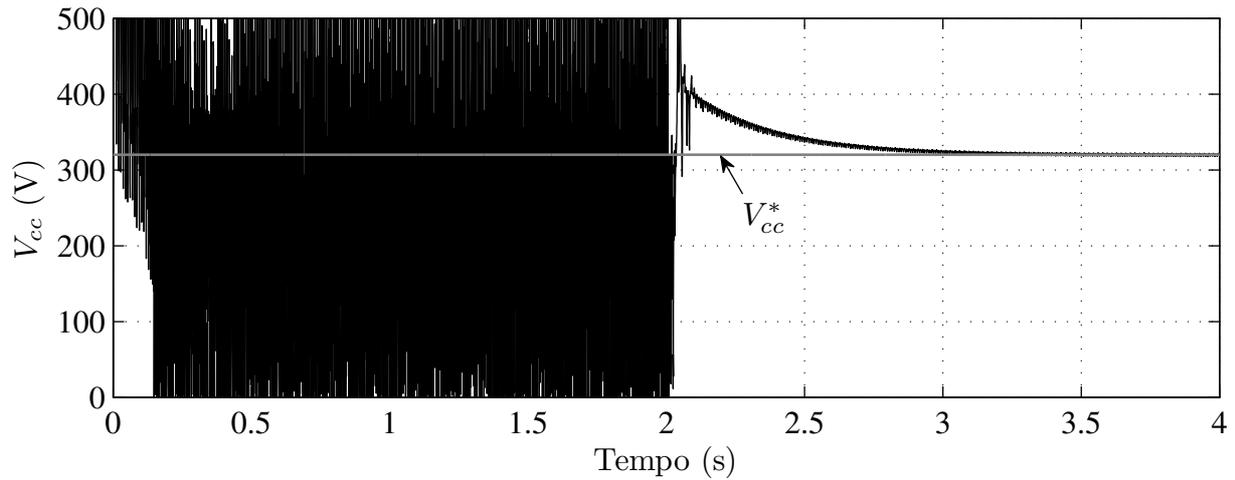
o caso do conversor operando com compensação da potência oscilatória. É possível observar a total eliminação das harmônicas de baixa frequência na corrente i_C , aparecendo apenas as harmônicas de alta frequência decorrentes do chaveamento, em 20kHz e suas múltiplas e as frequências laterais de maiores amplitudes em $\pm 60\text{Hz}$ e $\pm 180\text{Hz}$ em torno dos 10kHz e suas múltiplas. Vale salientar que não se é observada a componente de 10kHz e suas múltiplas, na corrente i_C , mas apenas suas componentes laterais.

6.5.2 Resultados para o VSI

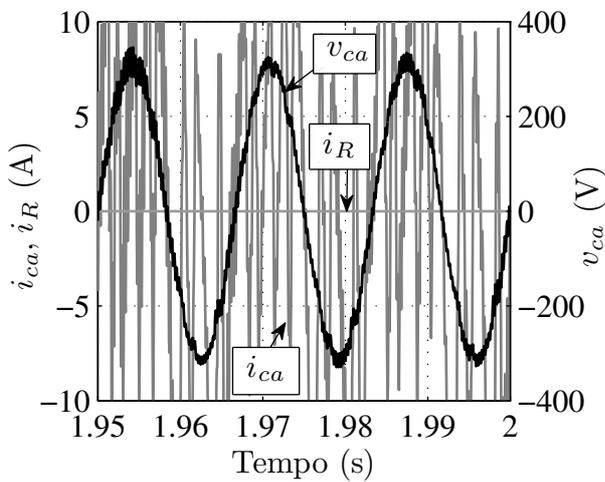
Para o VSI, fig. 6.10, é utilizada uma fonte de corrente CC no barramento sorvedora de potência para a rede. Essa fonte de corrente possui valor constante fixado em 3,125A, o que produz uma potência de 1kW, pois a tensão do barramento é controlada em 320V. Os resultados são apresentados na fig. 6.16.

Utilizando-se a mesma metodologia usada para os resultados do VSR, na fig. 6.16(a) é apresentado o resultado para a tensão do barramento sem compensação da potência oscilatória, no intervalo de tempo entre 0 e 2 segundos, e após o transitório do controle, onde é inserido o circuito de compensação da potência oscilatória, intervalo de tempo entre 2 e 4 segundos. Para padronizar a visualização dos resultados, a escala para o eixo da tensão na fig. 6.16(a) foi mantida entre 0 e 500V, o que faz com que a forma de onda da tensão V_{cc} não seja mostrada por completa. É possível notar na fig. 6.16(a) a redução drástica na oscilação da tensão do barramento quando se usa o conversor compensador. Para o valor de capacitância utilizada no barramento, cerca de $10\mu\text{F}$, essa oscilação, que não está sendo mostrada por completo, apresentou picos de 828V, ou seja, uma oscilação de 258,75% da tensão de referência do barramento, passou a ser de 4,23V, o que gera uma oscilação na tensão do barramento de 1,32% da tensão de referência, que é de 320V. Para se obter o mesmo nível de oscilação na tensão do barramento, seria necessário utilizar uma capacitância de $1950\mu\text{F}$, cerca de 195 vezes acima do valor utilizado para o conversor com compensação. Também é observado o correto controle da tensão do barramento no valor desejado de $V_{cc}^* = 320\text{V}$.

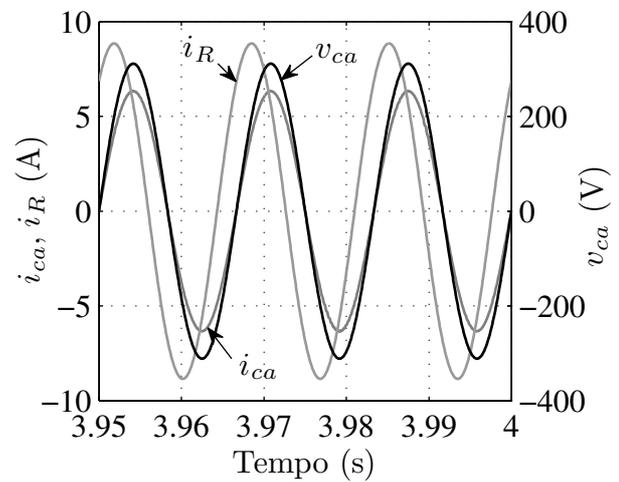
Nas figs. 6.16(b) e 6.16(c) são mostradas as correntes no indutor de compensação, i_R , da rede, i_{ca} , e a tensão da rede v_{ca} antes e depois da compensação, respectivamente. Na fig. 6.16(b), sem compensação, é possível observar a falta de controle da corrente i_{ca} , isso ocorre pois o conversor não possui tensão do barramento suficiente para gerar tensões senoidais na sua saída, o que provoca dificuldade no controle da corrente do lado CA do conversor. Como pode ser visto, essa distorção na corrente i_{ca} gera distorção na tensão v_{ca} , isso devido à indutância parasita da rede. Também é possível ver que a corrente i_R é nula, ou seja, o conversor de compensação não está atuando. Já na fig. 6.16(c), com compensação, é mostrada a corrente de compensação i_R senoidal e é observado, também, que a corrente i_{ca} está senoidal, sem distorção, e, como foi visto para o VSR, está em fase com a tensão v_{ca} . É



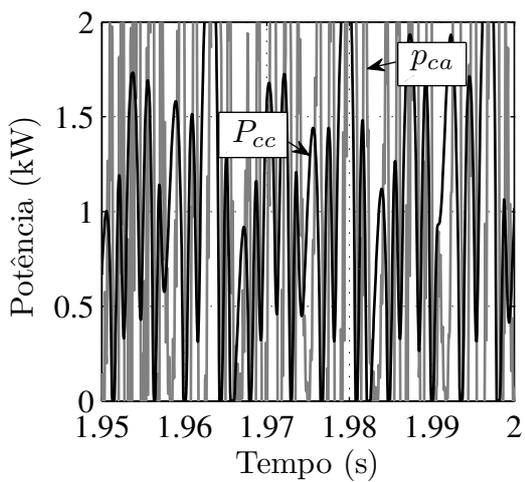
(a) Transitório de controle em 2s.



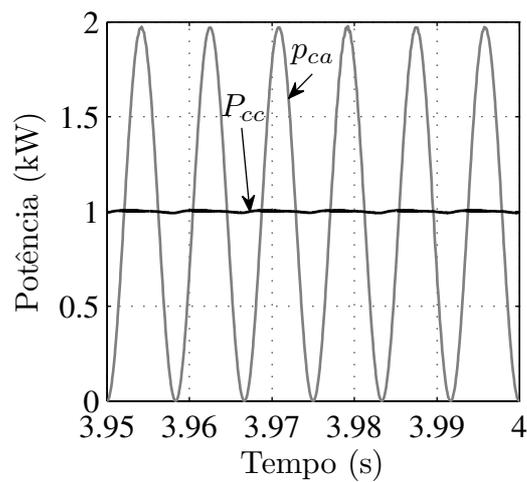
(b) Sem compensação.



(c) Com compensação.



(d) Sem compensação.

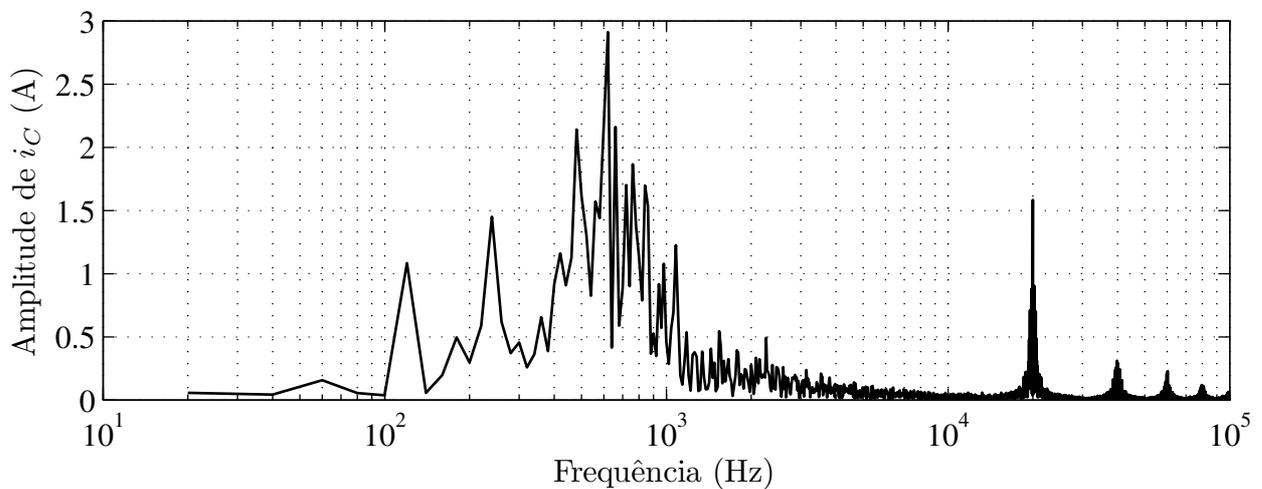


(e) Com compensação.

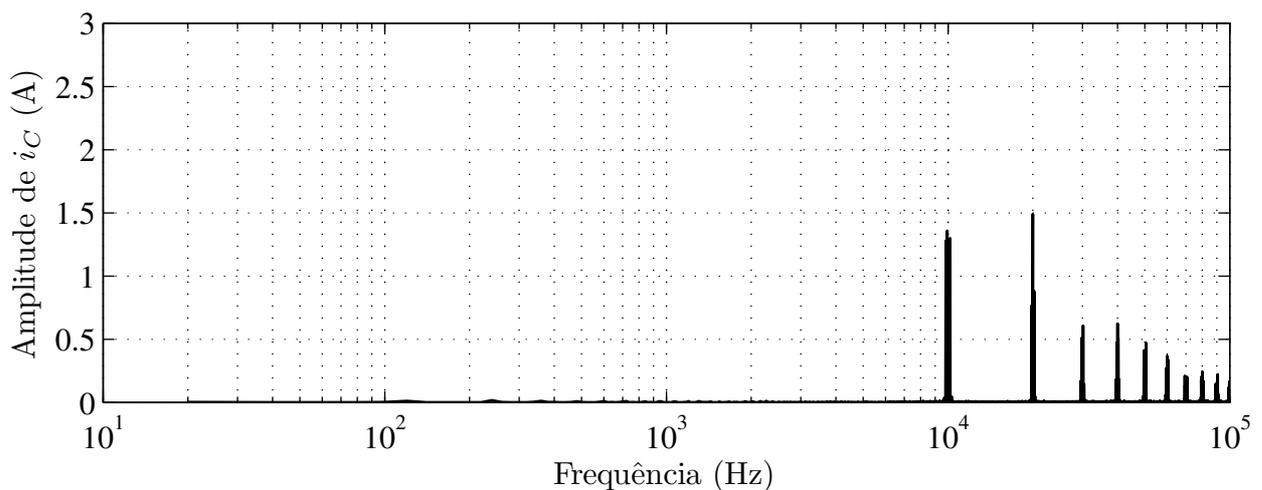
Figura 6.16: Resultado de simulação para o VSI com e sem compensação da potência oscilatória.

possível ver que o controle indireto da corrente i_{ca} , para que fique em fase com a tensão v_{ca} , proporcionou o fator de potência desejado, ou seja, o fator de potência em que o conversor está operando está unitário.

Nas figs. 6.16(d) e 6.16(e) são mostradas as potências dos lados CA e CC do conversor. Na fig. 6.16(d), sem compensação, é possível ver que tanto P_{cc} quando p_{ca} estão oscilando bastante, isto devido à péssima qualidade dos sinais de tensão do barramento e corrente da rede quando não se tem compensação da potência oscilatória. Já na fig. 6.16(e) são vistas a potência P_{cc} compensada, mantida constante em 1kW, e a potência p_{ca} oscilatória, com



(a) Sem compensação.



(b) Com compensação.

Figura 6.17: Espectro das frequências da corrente i_C do capacitor do barramento para o VSI.

frequência de 120Hz e valor médio um pouco abaixo de 1kW, devido às perdas. O que pode ser visto é que a potência oscilatória do lado CA não se propagou no conversor, sendo compensada.

Na fig. 6.17 são mostrados os espectros das frequências que compõem a corrente i_C do capacitor do barramento do VSI. Na fig. 6.17(a) é mostrado o espectro das frequências de i_C para o conversor operando sem compensação da potência oscilatória. Devido à falta de controle da tensão do barramento do conversor, é possível ver a existência de diversas harmônicas de baixa frequência na corrente i_C , inclusive na frequência de 120Hz, com amplitude de 1,06A, e suas múltiplas. Como foi visto para o VSR, também são observadas as componentes de alta frequência devido ao chaveamento em 20kHz e suas múltiplas, sendo suprimida as frequências laterais em torno de 10kHz e suas múltiplas. Após a compensação da potência oscilatória é possível observar a eliminação das harmônicas de baixa frequência na corrente i_C , fig. 6.17(b), aparecendo apenas as harmônicas de alta frequência decorrentes do chaveamento, em 20kHz e suas múltiplas, além das harmônicas laterais em torno de 10kHz e suas múltiplas.

6.6 Resultados experimentais para o VSC

Foi montada uma plataforma experimental para provar o conceito apresentado para a compensação da potência oscilatória no VSC. Serão apresentados resultados experimentais para o VSR e o VSI obtidos a partir da plataforma experimental montada.

Os parâmetros utilizados para os conversores experimentais, baseados na topologia mostrada na fig. 6.1, são mostrados na tabela 6.3.

Foi utilizado como dispositivo responsável pelo controle e aquisição de dados o DSP TMS320F28335 da Texas InstrumentsTM. Para o inversor, foi utilizado o módulo de conversor trifásico de referência 6MBP30RH060 fabricado pela Fugi Electronic. A forma de como dimensionar os indutores (núcleo, número de espiras e etc) utilizados na plataforma de testes é mostrada na seção 8.8. Com base nas técnicas de dimensionamento apresentadas na seção 8.8, a partir da tabela 8.4, foram selecionados os núcleos AMCC 10 e AMCC 500 para os indutores L_f e L_R , respectivamente. Na fig. 6.18 é mostrada a plataforma de testes montada para obtenção dos resultados experimentais para o VSC.

Tabela 6.3: Parâmetros do VSC experimental.

Item	Referência	Valor
Indutor do filtro	L_f	2,97mH, 246,4m Ω (60Hz)
Capacitor do filtro	C_{ca}	8 μ F, 370Vca
Capacitor do barramento	C_{cc}	100 μ F, 450Vcc
Indutor do compensador	L_R	67,9mH, 1,53 Ω (60Hz)
Tensão CA	v_{ca}	220 $\sqrt{2}$ V, 60Hz
Potência nominal	P_{nom}	1kW
Tensão CC	V_{cc}^*	320V
Frequência de chaveamento	f_s	10kHz

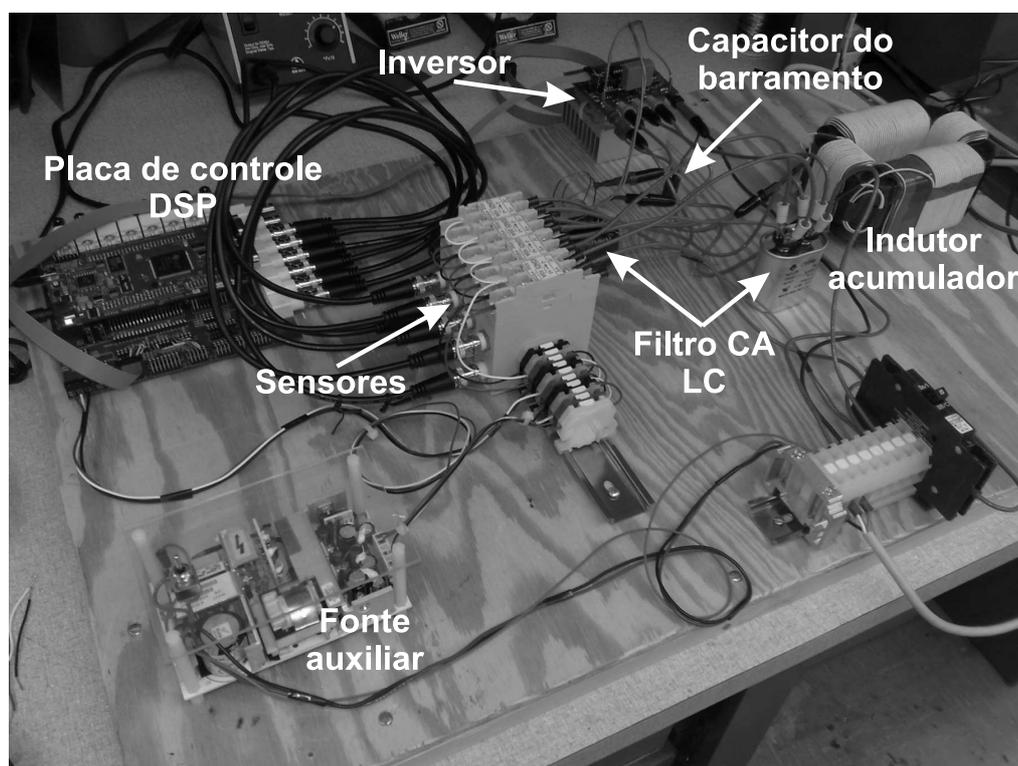


Figura 6.18: Plataforma experimental para obtenção dos resultados para o VSC.

Os resultados que serão apresentados foram obtidos a uma frequência de amostragem de 10kHz. É utilizada uma janela de 50ms para possibilitar a visualização de 3 ciclos da forma de onda na frequência fundamental. Serão observados ruídos nas formas de onda das tensões. Estes ruídos são devido à medição e são desconsiderados na análise dos resultados.

6.6.1 Resultado experimental para o VSR

Os resultados obtidos para o VSR operando com compensação da potência oscilatória são apresentados na fig. 6.19. Para a obtenção destes resultados, foi utilizada uma carga resistiva de $126,4\Omega$ conectada ao barramento, o que consumiu uma potência de 810W.

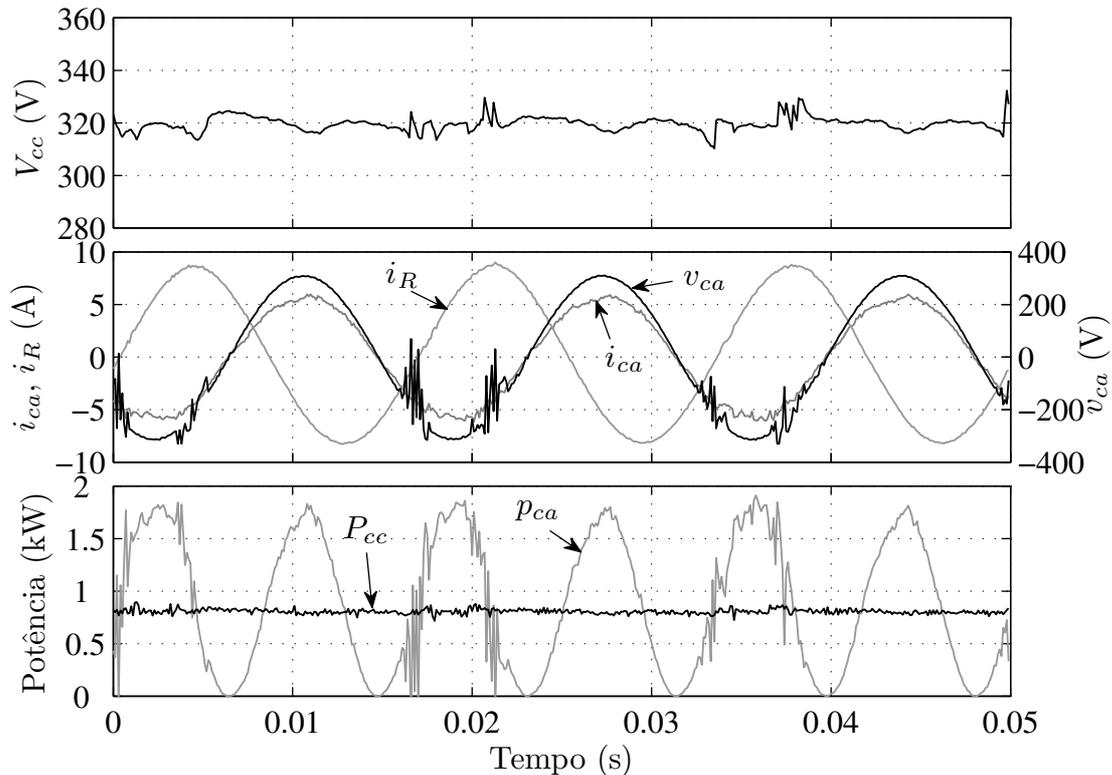


Figura 6.19: Resultado experimental para o VSR operando com compensação da potência oscilatória. De cima para baixo: tensão do barramento; formas de onda do lado CA; e potência no lado CA e CC.

Na fig. 6.19(cima) é mostrada a tensão V_{cc} do barramento. É visto que V_{cc} está controlada na tensão de referência, ou seja, $V_{cc}^* = 320\text{V}$. Para o valor de capacitância utilizada no capacitor do barramento CC, $C_{cc} = 100\mu\text{F}$, foi alcançada uma oscilação de apenas 6,5V, o que representa 2,03% de oscilação em relação a tensão de referência do barramento, que é de 320V.

As variáveis senoidais do conversor são mostradas na fig. 6.19(meio). É mostrada a corrente de compensação i_R perfeitamente senoidal e possui defasagem de $3\pi/4$ rad em relação à tensão v_{ca} . Apesar do ruído de medição observado na forma de onda da tensão v_{ca} , é possível observar que foi obtido fator de potência unitário, pois a corrente i_{ca} está em fase com a tensão v_{ca} . Isto mostra a atuação do controle indireto da corrente i_{ca} , por meio

da corrente i_f .

Já na fig. 6.19(baixo) são mostradas as potências de entrada e saída processadas no conversor. Vê-se que a potência oscilatória monofásica p_{ca} possui o dobro da frequência da fundamental e não se propagou para o lado CC do conversor, pois a potência P_{cc} está perfeitamente contínua. Este resultado serve para validar e comprovar, na prática, toda a teoria apresentada neste trabalho. Foi observada uma potência média no lado CA de 890W, o que representa uma eficiência de 91,01% para o conversor.

6.6.2 Resultado experimental para o VSI

Os resultados obtidos para o VSI operando com compensação da potência oscilatória são apresentados na fig. 6.20. Para a obtenção destes resultados, foi utilizada uma fonte de tensão CC conectada ao barramento através de um indutor de 13mH. Foi conectada uma carga resistiva de $62,45\Omega$ ao lado CA do conversor, o que consumiu uma potência média de 775W.

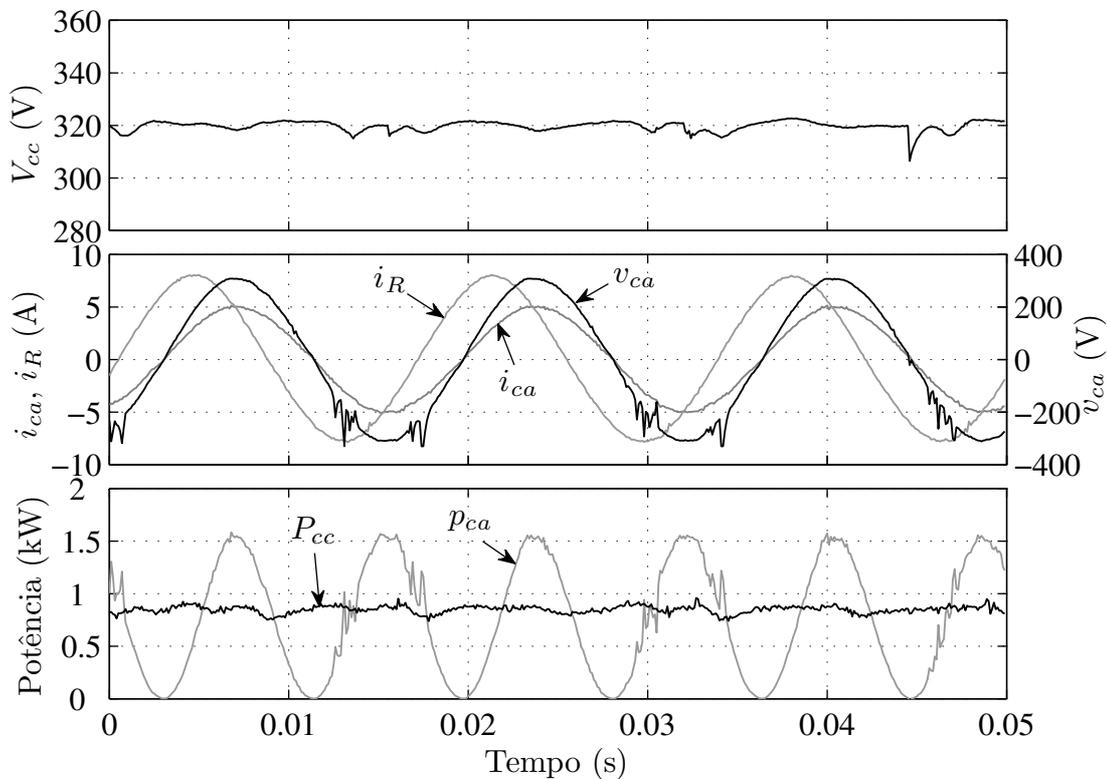


Figura 6.20: Resultado experimental para o VSI operando com compensação da potência oscilatória. De cima para baixo: tensão do barramento; formas de onda do lado CA; e potência no lado CA e CC.

Na fig. 6.20(cima) é mostrada a tensão V_{cc} do barramento controlada na tensão de referência, ou seja, $V_{cc}^* = 320\text{V}$. Utilizando uma capacitância de $C_{cc} = 100\mu\text{F}$ para o capacitor do barramento, foi obtida uma oscilação de $3,95\text{V}$, ou seja, cerca de $1,23\%$ de oscilação em relação a tensão de referência do barramento.

As variáveis senoidais de interesse envolvidas no conversor são mostradas na fig. 6.20(meio). É visto que a corrente de compensação i_R está senoidal com defasagem de $\pi/4$ rad em relação à tensão v_{ca} . Desprezando-se o ruído de medição observado na forma de onda da tensão v_{ca} , é possível observar uma boa qualidade na sua forma de onda, sem distorção, o que gerou uma corrente i_{ca} também sem distorção, pois foi utilizada uma carga resistiva no lado CA.

Na fig. 6.20(baixo) são mostradas as potências de entrada e saída processadas no conversor. Vê-se que a potência oscilatória monofásica p_{ca} possui o dobro da frequência da fundamental e não se propagou para o lado CC do conversor, pois a potência P_{cc} , no lado CC do conversor, está contínua. Foi observada uma potência média no lado CC de 845W , o que representa uma eficiência de $91,7\%$ para o conversor operando como inversor.

6.7 Conversores CA-CC-CA – VSC

Após o estudo da operação dos VSCs mostrados nas seções 6.3 e 6.4, e utilizando os critérios de dimensionamento dos elementos reativos mostrados no capítulo 8, serão utilizados os conversores para operar fazendo a conversão CA-CC-CA monofásico-monofásico e a conversão CA-CC-CA monofásico-trifásico com compensação da potência monofásica oscilatória no barramento CC.

O conversor CA-CC-CA monofásico-monofásico abordado é uma associação em cascata do VSR e do VSI apresentados nas seções 6.3 e 6.4, respectivamente. Na fig. 4.2 é mostrado o conversor genérico CA-CC-CA convencional, ou seja, sem compensação da potência oscilatória.

O conversor CA-CC-CA é formado pela associação em cascata de um conversor CA-CC, responsável pelos sinais de entrada do conversor, e um conversor CC-CA, responsável pelos sinais de saída do conversor. Estes dois conversores compartilham o mesmo barramento CC. Os sinais de entrada e saída do conversor podem possuir valores diferentes de amplitude e

frequência, onde o valor da tensão do barramento deve satisfazer os dois conversores simultaneamente, fazendo com que os conversores operem com índices de modulação diferentes. No diagrama da fig. 4.2, cada conversor possui o seu conjunto de dispositivos e lógica de controle que operam independentemente. O índice r representa as variáveis relativas ao retificador. Já o índice i indica que as variáveis são correspondentes ao inversor. Para o VSC, na fig. 4.2, as chaves s equivalem às chaves q e as chaves h às chaves \bar{q} .

Por ser uma associação em cascata de um retificador com um inversor que compartilham o mesmo barramento CC, o conversor CA-CC-CA (VSC) será chamado de VSR-VSI. O VSR-VSI pode operar com valores de tensão, frequência e fase para a entrada e saída iguais ou diferentes. Neste trabalho são considerados valores de tensão/frequência da ordem de $110\sqrt{2}\text{V}/50\text{Hz}$ e $220\sqrt{2}\text{V}/60\text{Hz}$ para os valores das variáveis de entrada ou saída do conversor.

6.7.1 Potência oscilatória no barramento do VSR-VSI monofásico-monofásico

Assim como foi visto nos conversores monofásicos CA-CC e CC-CA, no conversor CA-CC-CA, as potências monofásicas, se não forem compensadas, se propagarão até o barramento CC do conversor. Há um agravante comparado ao VSR e ao VSI, no caso do VSR-VSI, pois haverá situações onde essa potência monofásica terá picos duas vezes maiores comparados com os dos conversores estudados anteriormente. Esta potência oscilatória no barramento CC do VSR-VSI monofásico-monofásico será mostrada a seguir.

O barramento do VSR-VSI é compartilhado pelo retificador e pelo inversor. Com isso, a corrente do capacitor do barramento será uma composição da parte da corrente referente ao retificador e ao inversor. No circuito da fig. 6.21, a corrente do capacitor do barramento será:

$$i_C = I_{bar_r} - I_{bar_i} \quad (6.53)$$

No conversor convencional, fig. 6.2(a), sem compensação da potência oscilatória, a corrente $I_{bar} = I_{osc}$. Com isso, substituindo-se a equação (6.11), em (6.53), tanto para o retificador quanto para o inversor, tem-se:

$$i_C = I'_{cc_r} + i'_{ca_r} - I'_{cc_i} - i'_{ca_i} \quad (6.54)$$

Na equação (6.54), os termos referentes à potência ativa que flui pelo barramento são iguais, ou seja, $I'_{ccr} = I'_{cci}$. Com isso, apenas a componente oscilatória da corrente flui através do capacitor. Assim, na equação (6.54), substituindo-se (6.13) e fazendo $I'_{ccr} = I'_{cci}$, tem-se que:

$$i_C = i'_{ca_r} - i'_{ca_i}$$

$$i_C = -\frac{\lambda_{f_r} I_{f_r}}{2} \cos(2\omega_r t - \phi_r) + \frac{\lambda_{f_i} I_{f_i}}{2} \cos(2\omega_i t - \phi_i) \quad (6.55)$$

Como foi dito, as partes contínuas da corrente do barramento, equação (6.54), possuem os mesmos valores tanto para o retificador quanto para o inversor. Com isso, tem-se:

$$I'_{ccr} = I'_{cci} \quad (6.56)$$

Substituindo-se a equação (6.12) nos termos do retificador e do inversor da equação (6.56), tem-se:

$$V_{f_r} I_{f_r} \cos(\phi_r) = V_{f_i} I_{f_i} \cos(\phi_i)$$

onde, tem-se:

$$I_{f_r} = \frac{V_{f_i} I_{f_i} \cos(\phi_i)}{V_{f_r} \cos(\phi_r)} \quad (6.57)$$

Substituindo-se a equação (6.57) em (6.55), tem-se:

$$i_C = \frac{\lambda_{f_i} I_{f_i}}{2} \left(-\frac{\cos(\phi_i)}{\cos(\phi_r)} \cos(2\omega_r t - \phi_r) + \cos(2\omega_i t - \phi_i) \right) \quad (6.58)$$

A equação (6.58) descreve o comportamento da corrente do capacitor do barramento CC do VSR-VSI.

Para uma melhor visualização da forma de onda da corrente i_C na equação (6.58), faz-se uma aproximação, onde $\cos(\phi_i)/\cos(\phi_r) \simeq 1$. Com isso, a corrente i_C da equação (6.58) pode ser re-escrita como sendo:

$$i_C \simeq \frac{\lambda_{f_i} I_{f_i}}{2} (-\cos(2\omega_r t - \phi_r) + \cos(2\omega_i t - \phi_i)) \quad (6.59)$$

Utilizando-se da relação trigonométrica, tem-se:

$$\cos(A) - \cos(B) = -2 \operatorname{sen} \left(\frac{A+B}{2} \right) \operatorname{sen} \left(\frac{A-B}{2} \right) \quad (6.60)$$

Fazendo $A = 2\omega_i t - \phi_i$ e $B = 2\omega_r t - \phi_r$, e os substituindo em (6.60), e depois substituindo-se o resultado na equação (6.59), tem-se:

$$i_C \simeq -\lambda_{f_i} I_{f_i} \operatorname{sen} \left(\frac{2\omega_i t - \phi_i + 2\omega_r t - \phi_r}{2} \right) \operatorname{sen} \left(\frac{2\omega_i t - \phi_i - 2\omega_r t + \phi_r}{2} \right)$$

$$i_C \simeq -\lambda_{f_i} I_{f_i} \operatorname{sen} \left((\omega_i + \omega_r)t - \frac{\phi_i + \phi_r}{2} \right) \operatorname{sen} \left((\omega_i - \omega_r)t - \frac{\phi_i - \phi_r}{2} \right) \quad (6.61)$$

Como pode ser visto na equação (6.61), a forma de onda da corrente i_C no capacitor C_{cc} do VSR-VSI se comporta como um sinal modulado em amplitude, onde existe uma componente de alta frequência, referente a $\omega_i + \omega_r$, com uma envoltória de baixa frequência, referente a $\omega_i - \omega_r$.

Para exemplificar, na fig. 6.21 são mostradas as formas de onda das correntes no barramento CC de um VSR-VSI convencional, sem compensação da potência oscilatória. Os valores utilizados são: tensões $V_{f_r} = 220\sqrt{2}\text{V}$ e $V_{f_i} = 110\sqrt{2}\text{V}$; frequências $\omega_r = 2\pi 60 \text{ rad/s}$, $\omega_i = 2\pi 50 \text{ rad/s}$; fases $\phi_r = \phi_i = 0$; tensão do barramento $V_{cc} = 320\text{V}$; e potência média de 1kW.

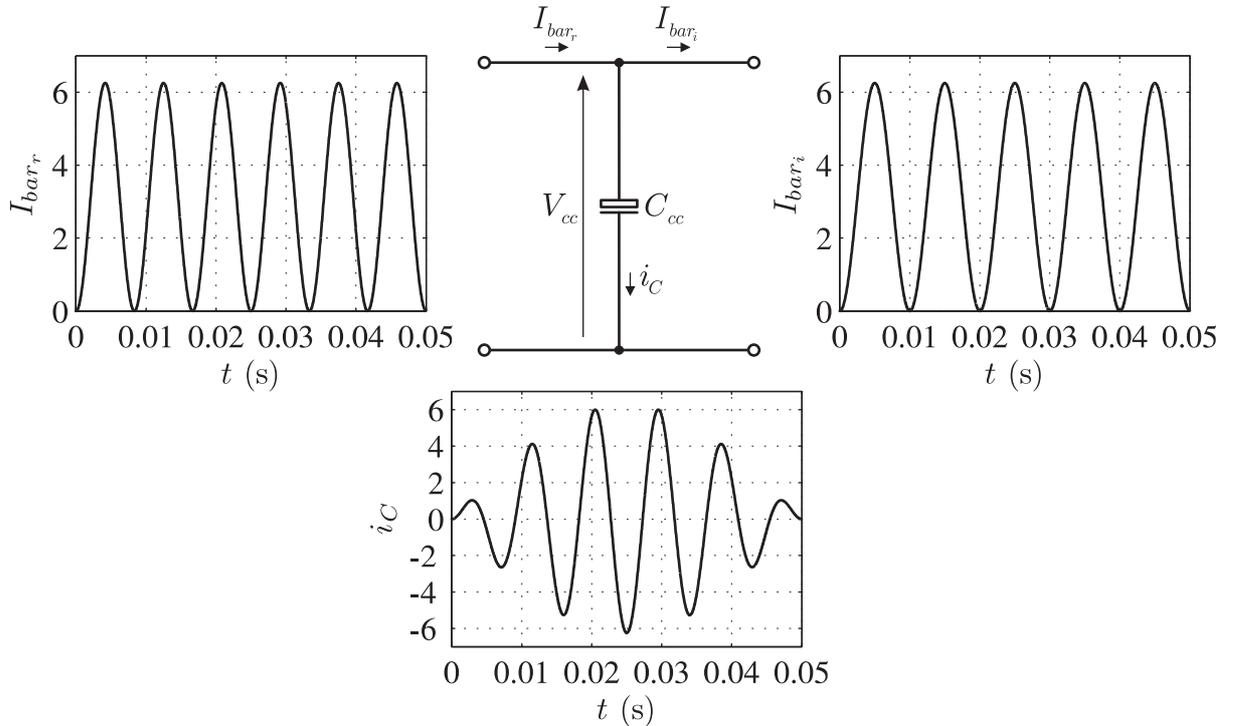


Figura 6.21: Forma de onda das correntes no barramento CC do VSR-VSI monofásico-monofásico.

Como pode ser visto da fig. 6.21, as correntes I_{bar_r} e I_{bar_i} possuem o mesmo valor médio,

dado por $1\text{kW}/320\text{V} = 3,125\text{A}$. Já as suas frequências possuem o dobro dos respectivos valores dos sinais do lado CA. Como pode ser visto, também, a corrente i_C do capacitor C_{cc} apresenta frequência de $\omega_i + \omega_r = 2\pi 110$ rad/s com uma envoltória com frequência de $\omega_i - \omega_r = -2\pi 10$ rad/s. Devido à característica oscilatória da potência monofásica dos dois conversores que compartilham o mesmo barramento, a corrente i_C apresenta picos de 6,25A. Como pode ser visto, o capacitor do barramento CC do VSR-VSI apresenta um maior estresse de corrente comparado com o capacitor do VSR ou VSI. Desta forma, esta potência oscilatória dos conversores monofásicos que compõem o VSR-VSI deve ser compensada para que apenas a componente CC da potência seja propagada pelo barramento CC do conversor.

6.8 VSR-VSI monofásico-monofásico

O VSR-VSI monofásico-monofásico com compensação da potência oscilatória é formado pela estrutura mostrada na fig. 6.1, com as configurações retificadora, fig. 6.5, e inversora, fig. 6.10. Este novo conversor, com suas respectivas variáveis e dispositivos, é mostrado na fig. 6.22.

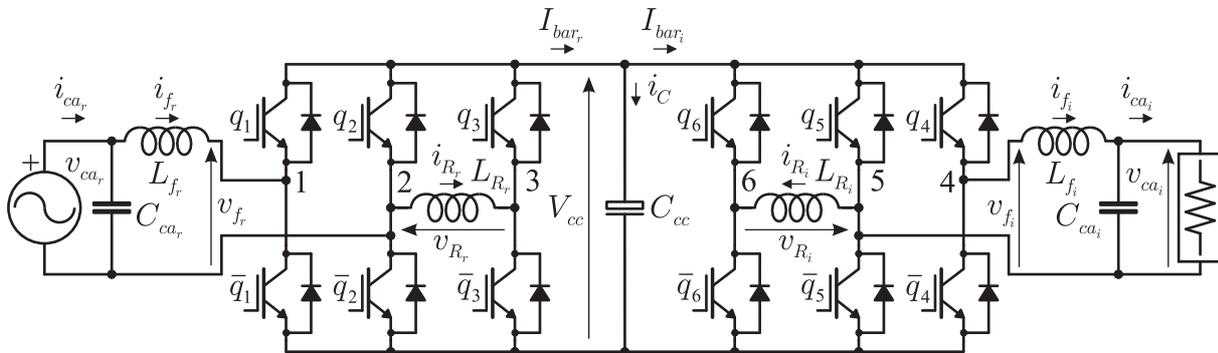


Figura 6.22: Topologia do VSR-VSI monofásico-monofásico com compensação da potência oscilatória.

Em (de Freitas et al., 2010) é feito um estudo para reduzir a oscilação de potência no conversor CA-CC-CA (VSC) monofásico-monofásico convencional. Contudo, é mostrado que se faz necessário que os sinais de entrada e saída possuam o mesmo valor de frequência e que, para se obter a máxima redução da potência oscilatória no barramento CC, é necessário que os sinais de entrada e saída do conversor possuam ângulos de fase defasados de π radianos. Matematicamente, estas observações referentes às condições de operação do conversor sem compensação da potência oscilatória podem ser vistas facilmente na equação (6.61). O

conversor proposto mostrado na fig. 6.22 pode operar com valores de frequência, fase e amplitude diferentes para os sinais de entrada e saída.

O VSR-VSI pode operar como elevador, cuja amplitude das tensões de saída v_{f_i} seja maior que a amplitude da tensão de entrada v_{f_r} , ou operar como abaixador, ou seja, a amplitude da tensão de saída v_{f_i} é menor que a amplitude da tensão de entrada v_{f_r} . Aqui será mostrado o conversor operando como elevador ou abaixador.

6.8.1 Controle do VSR-VSI

O controle do VSR-VSI é feito com base no que foi apresentado nas seções 6.3.2 e 6.4.2. O diagrama de controle do VSR-VSI monofásico-monofásico com compensação da potência oscilatória é mostrado na fig. 6.23.

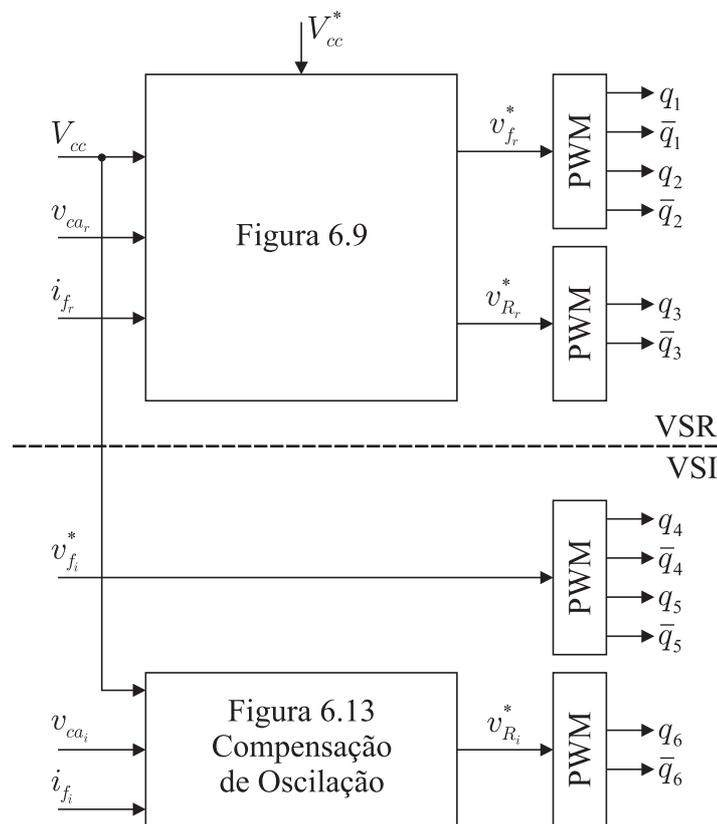


Figura 6.23: Diagrama de controle do VSR-VSI monofásico-monofásico com compensação da potência oscilatória.

O controle do VSR-VSI mostrado na fig. 6.23 é formado pela atuação individual do controle do VSR e do VSI operando simultaneamente. O VSR é responsável por regular a tensão do barramento em um valor constante e serve para garantir fator de potência unitário,

pois este conversor encontra-se conectado com a rede elétrica. O controle individual deste retificador é mostrado na fig. 6.9. Já o VSI irá gerar a tensão senoidal necessária para alimentar a carga cuja referência de tensão é dada por v_{fi}^* . O VSI considera que a tensão do barramento V_{cc} encontra-se controlada em um valor constante definido pelo VSR. Para este conversor é utilizado o controle de compensação mostrado na fig. 6.13.

Os blocos PWM utilizam a teoria mostrada na seção 6.2.3.

6.8.2 Parâmetros do VSR-VSI

Serão apresentados resultados que mostram o comportamento do VSR-VSI operando com e sem compensação da potência oscilatória. Para os resultados que serão mostrados para o VSR-VSI, os parâmetros do conversor mostrados na fig. 6.22, utilizados nas simulações aqui mostradas, são os mesmos apresentados na tabela 6.4. O dimensionamento para os elementos reativos mostrados na tabela 6.4 é baseado no que será mostrado no capítulo 8.

Tabela 6.4: Parâmetros do VSR-VSI monofásico-monofásico.

Item	Referência	Valor
Frequência de corte do filtro	ω_c	1kHz
Indutores dos filtros	L_{fr}, L_{fi}	3,3mH, 50m Ω (60Hz)
Capacitores dos filtros	C_{car}, C_{ca_i}	8 μ F, CA
Capacitor do barramento	C_{cc}	40 μ F
Indutores dos compensadores	L_{Rr}, L_{Ri}	67mH, 400m Ω (60Hz)
Potência nominal	P_{cc}	1kW
Tensão CC de referência	V_{cc}^*	320V
Frequência de chaveamento	f_s	10kHz

Os resultados que serão apresentados são referentes a um sistema que é dado partida com todos os valores iniciais nulos. As simulações possuem uma duração total de 2 segundos. Serão analisadas as variáveis elétricas de entrada e saída do sistema, bem como as variáveis do barramento CC.

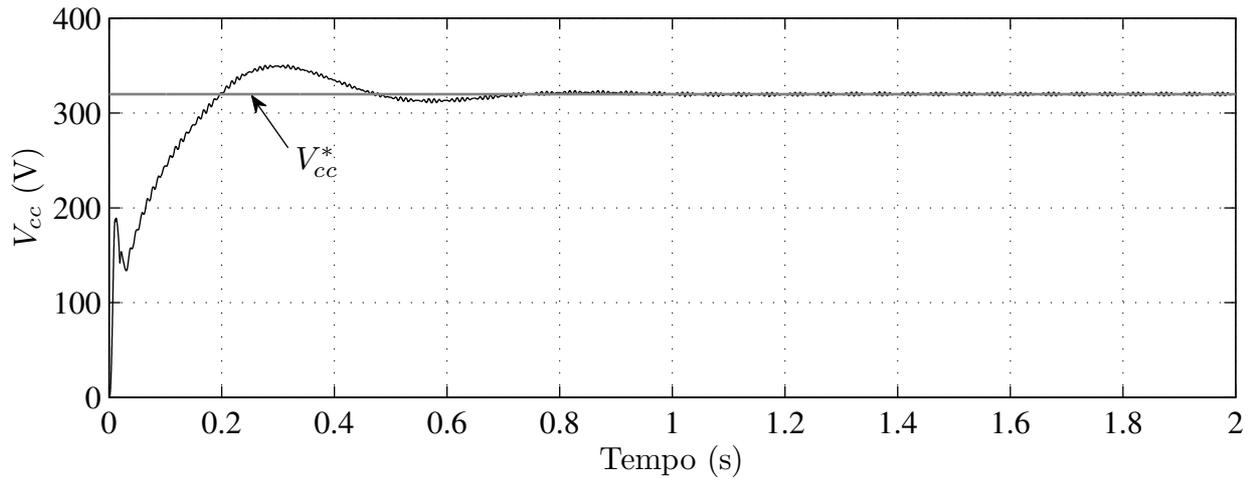
6.8.3 VSR-VSI elevador sem compensação

Para exemplificar como se dá o comportamento das variáveis no barramento CC do VSR-VSI convencional, sem compensação da potência oscilatória, na fig. 6.24 são mostrados os resultados que mostram a tensão, a corrente e a potência no barramento CC para o VSR-VSI sem compensação da potência oscilatória.

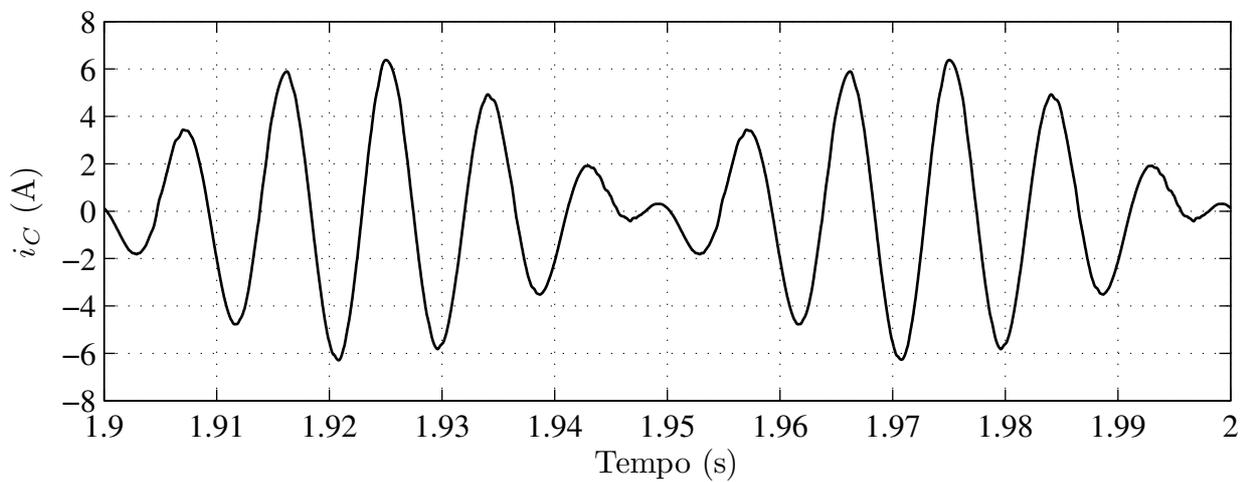
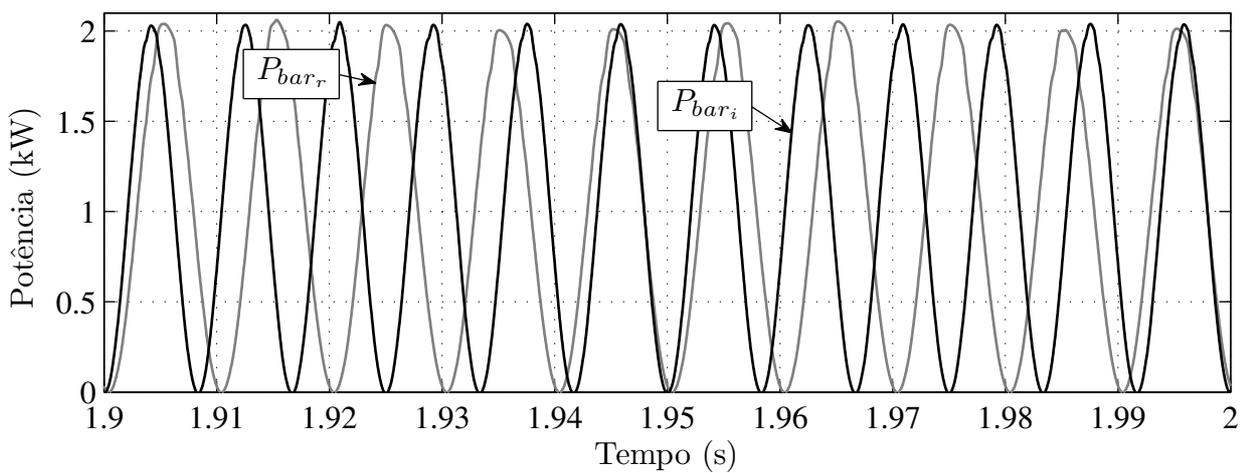
Para este resultado foi utilizado um capacitor do barramento com capacitância de $C_{cc} = 4400\mu\text{F}$. Com este valor de capacitância foi obtida uma oscilação média na tensão do barramento, no regime permanente, de 4,12V. Este mesmo valor aproximado de oscilação será observado nos conversores com compensação da oscilação, como será visto mais a frente. Para visualizar o comportamento sem compensação, foi utilizado o conversor operando como elevador, ou seja, foi utilizada uma tensão v_{ca_r} com $V_{ca_r} = 110\sqrt{2}\text{V}$, $\omega_r = 2\pi 50 \text{ rad/s}$ e v_{ca_i} com $V_{ca_i} = 220\sqrt{2}\text{V}$, $\omega_i = 2\pi 60 \text{ rad/s}$.

É possível observar, na fig. 6.24(a), que, devido ao elevado valor da capacitância, foi necessário 0,84s para que a tensão V_{cc} estabilizasse no valor de referência $V_{cc}^* = 320\text{V}$, e também é observado um pico de 350V. Já a corrente i_C do capacitor do barramento, mostrada na fig. 6.24(b), possui as componentes de baixa frequência indesejadas, com variação de 110Hz e envoltória de 10Hz. É possível observar também, na fig. 6.24(c), que as potências oscilatórias monofásicas provenientes do VSR e do VSI se propagaram no barramento. Isto é detectado pela oscilação da potência P_{bar_r} , devido ao VSR, e pela oscilação da potência P_{bar_i} , devido ao VSI, oscilações estas que possuem valor médio em torno de 1kW.

São estes tipos de potências no barramento, mostradas na fig. 6.24(c), que obrigam que seja utilizado um capacitor com elevado valor de capacitância para evitar oscilações significativas na tensão do barramento CC. Como foi dito antes, a componente de baixa frequência da corrente que atravessa o capacitor do barramento acarreta na redução da vida útil do mesmo. Estes fatores exigem a necessidade da compensação da potência oscilatória no barramento dos conversores utilizados no VSR-VSI.



(a) Tensão do barramento.

(b) Corrente do capacitor C_{cc} .

(c) Potência do barramento.

Figura 6.24: Resultado de simulação para o VSR-VSI elevador sem compensação da potência oscilatória, cuja capacitância $C_{cc} = 4400\mu\text{F}$.

6.8.4 VSR-VSI elevador com compensação (simulação)

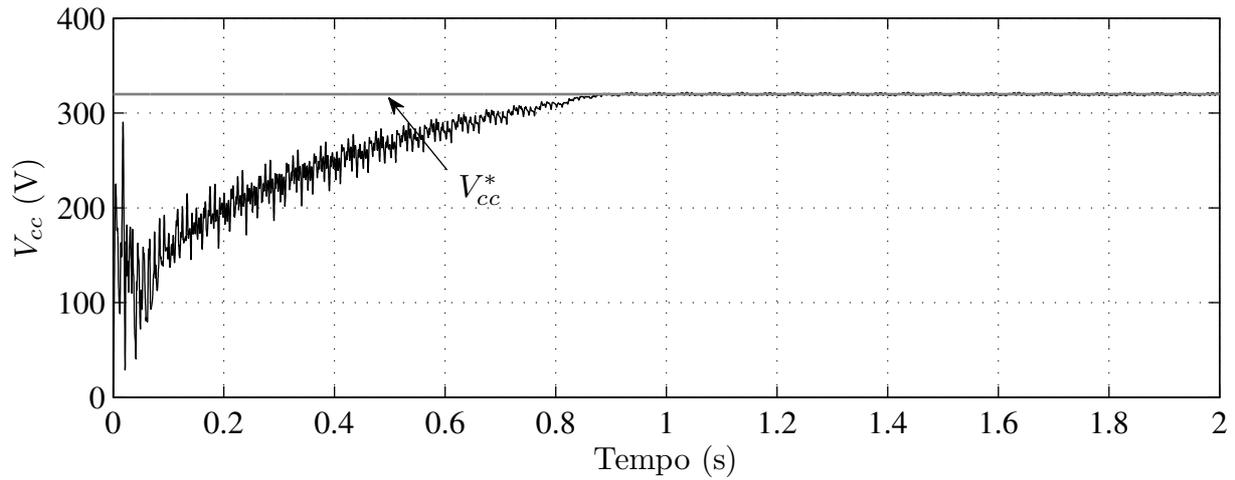
A topologia do VSR-VSI monofásico-monofásico com compensação da potência oscilatória no barramento CC é mostrada na fig. 6.22. Os parâmetros dos componentes do conversor estão mostrados na tabela 6.4. Na operação como elevador de tensão, os sinais de entrada e saída do conversor foram escolhidos como sendo: tensão de entrada v_{ca_r} com $V_{ca_r} = 110\sqrt{2}\text{V}$, $\omega_r = 2\pi 50 \text{ rad/s}$ e tensão de saída v_{ca_i} com $V_{ca_i} = 220\sqrt{2}\text{V}$, $\omega_i = 2\pi 60 \text{ rad/s}$. Como carga do lado do inversor, é utilizada uma carga resistiva de $48,4\Omega$, para gerar uma potência média de 1kW à tensão de $V_{ca_i} = 220\sqrt{2}\text{V}$.

Na fig. 6.25 são apresentados os resultados para o VSR-VSI com compensação da potência oscilatória operando como elevador de tensão.

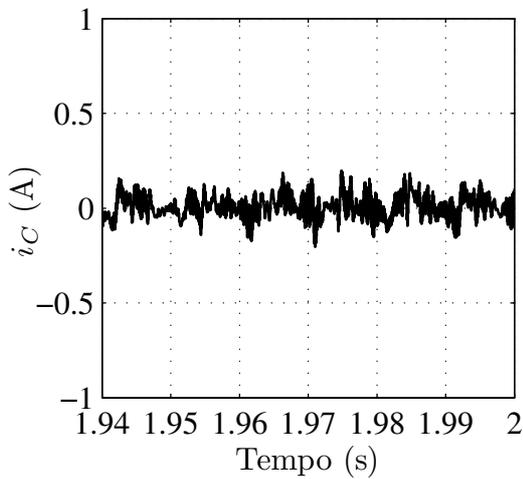
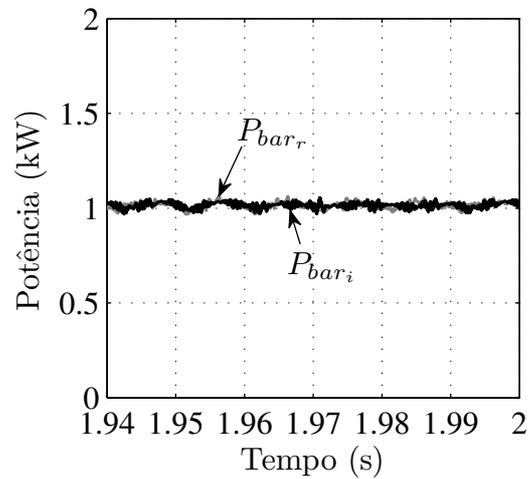
As curvas mostradas na fig. 6.25 apresentam os resultados para as variáveis de entrada e saída do conversor, bem como as variáveis do barramento CC. Na fig. 6.25(a) é mostrado o comportamento da tensão do barramento CC. É visto que a tensão V_{cc} foi controlada pelo VSR na sua tensão de referência, $V_{cc}^* = 320\text{V}$. É visto que o tempo de convergência alcançado para a tensão do barramento foi menor que 1s . Com uma capacitância $C_{cc} = 40\mu\text{F}$ foi possível obter uma oscilação de apenas $3,77\text{V}$ na tensão do barramento em torno da tensão de referência, o que mostra que foi possível uma redução de $4400/40 = 110$ vezes do tamanho do capacitor comparado ao VSR-VSI sem compensação.

Vê-se na fig. 6.25(b) que a corrente i_C no capacitor do barramento apresenta apenas a corrente de alta frequência decorrente do chaveamento dos conversores, o que mostra a redução drástica no fluxo de corrente através do capacitor C_{cc} . É possível notar que não há as componentes de baixa frequência da corrente fluindo através do capacitor. Isto ocorre porque a potência oscilatória dos dois conversores foi compensada, como pode ser visto na fig. 6.25(c), onde é mostrado que a potência do barramento proveniente do VSR, P_{bar_r} , e a potência proveniente do VSI, P_{bar_i} , apresentam apenas os seus valores médios, correspondentes às potências ativas, em torno de 1kW , diferentemente do que foi visto na fig. 6.24(c).

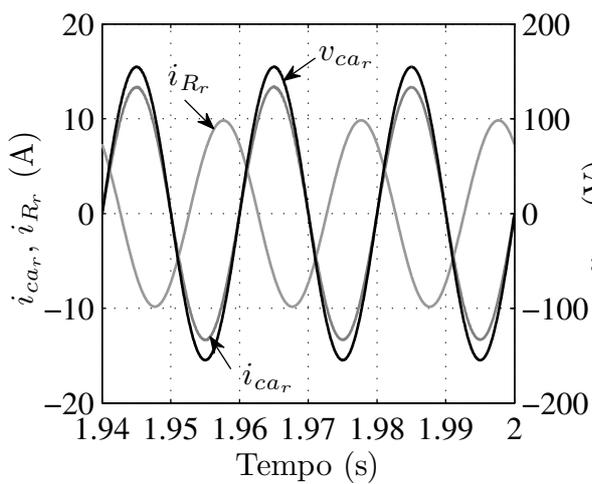
Nas figs. 6.25(d) e 6.25(e) são mostradas as formas de onda dos sinais CA do lado do retificador e do inversor, respectivamente. Na fig. 6.25(d) são mostradas a tensão v_{ca_r} e as correntes i_{ca_r} e i_{R_r} . É visto que a corrente i_{ca_r} encontra-se perfeitamente em fase com a



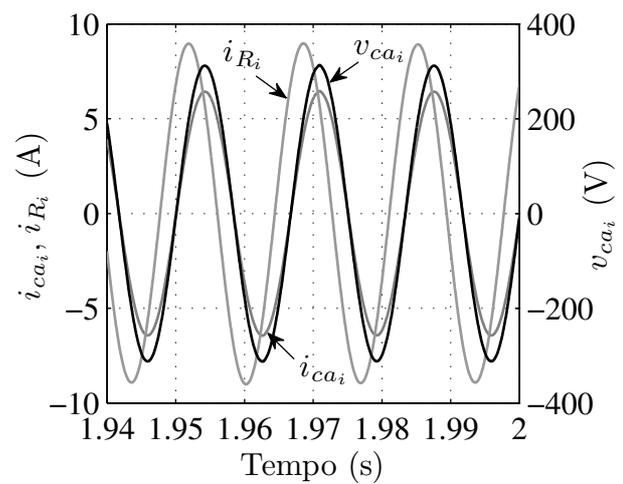
(a) Tensão do barramento.

(b) Corrente do capacitor C_{cc} .

(c) Potência do barramento.



(d) Retificador.



(e) Inversor.

Figura 6.25: Resultado de simulação para o VSR-VSI elevador com compensação da potência oscilatória.

tensão da rede v_{ca_r} . Isto demonstra a eficiência no controle do fator de potência do VSR. Na fig. 6.25(e) são mostradas a tensão v_{ca_i} e as correntes i_{ca_i} e i_{R_i} . É possível ver a ótima qualidade da forma de onda da tensão v_{ca_i} , com picos de $220\sqrt{2}\text{V}$, isto mostra que a carga acoplada ao conversor receberá uma tensão limpa, sem distorções.

Com os resultados mostrados na fig. 6.25 foi possível reduzir o tamanho da capacitância do capacitor do barramento, o que define uma diminuição no seu volume, além de reduzir a corrente através do mesmo, fazendo com que seja possível prolongar a sua vida útil. Também foi observada ótima qualidade das formas de onda dos sinais de entrada e saída do conversor.

6.8.5 VSR-VSI elevador com compensação (experimental)

Para a realização experimental do conversor VSR-VSI monofásico-monofásico foi montado o sistema mostrado na fig. 6.22. Os parâmetros utilizados para a obtenção dos resultados experimentais para o VSR-VSI elevador são os mesmos mostrados na tabela 6.3, onde $L_f = L_{f_r} = L_{f_i}$, $C_{ca} = C_{ca_r} = C_{ca_i}$ e $L_R = L_{R_r} = L_{R_i}$.

Na operação como elevador de tensão, os sinais de entrada e saída do conversor foram escolhidos como sendo: tensão de entrada v_{ca_r} com $V_{ca_r} = 110\sqrt{2}\text{V}$, $\omega_r = 2\pi 50$ rad/s e tensão de saída v_{ca_i} com $V_{ca_i} = 220\sqrt{2}\text{V}$, $\omega_i = 2\pi 60$ rad/s. Como carga do lado do inversor, foi utilizada uma carga resistiva de 94Ω , o que gerou uma potência média de 515W . As condições e dispositivos utilizados para o teste são as mesmas apresentadas na seção 6.6. Foram utilizados dois módulos de conversores associados em cascata. Assim como foi visto nos resultados mostrados anteriormente, serão observados ruídos nas formas de onda das tensões, tanto do lado retificador quanto do lado inversor. Da mesma forma, estes ruídos são devido à medição e são desconsiderados na análise dos resultados. Os resultados experimentais são mostrados na fig. 6.26.

Na fig. 6.26(cima) é mostrada a tensão V_{cc} do barramento. Como consequência do controle do VSR, vê-se que V_{cc} está controlada na tensão de referência, ou seja, $V_{cc}^* = 320\text{V}$. Para o valor de capacitância utilizado no capacitor do barramento CC, $C_{cc} = 100\mu\text{F}$, foi alcançada uma oscilação de apenas $12,5\text{V}$, o que representa $3,9\%$ de oscilação em relação a tensão de referência do barramento.

Nas figs. 6.26(meio) e 6.26(baixo) são mostradas as variáveis senoidais para o lado

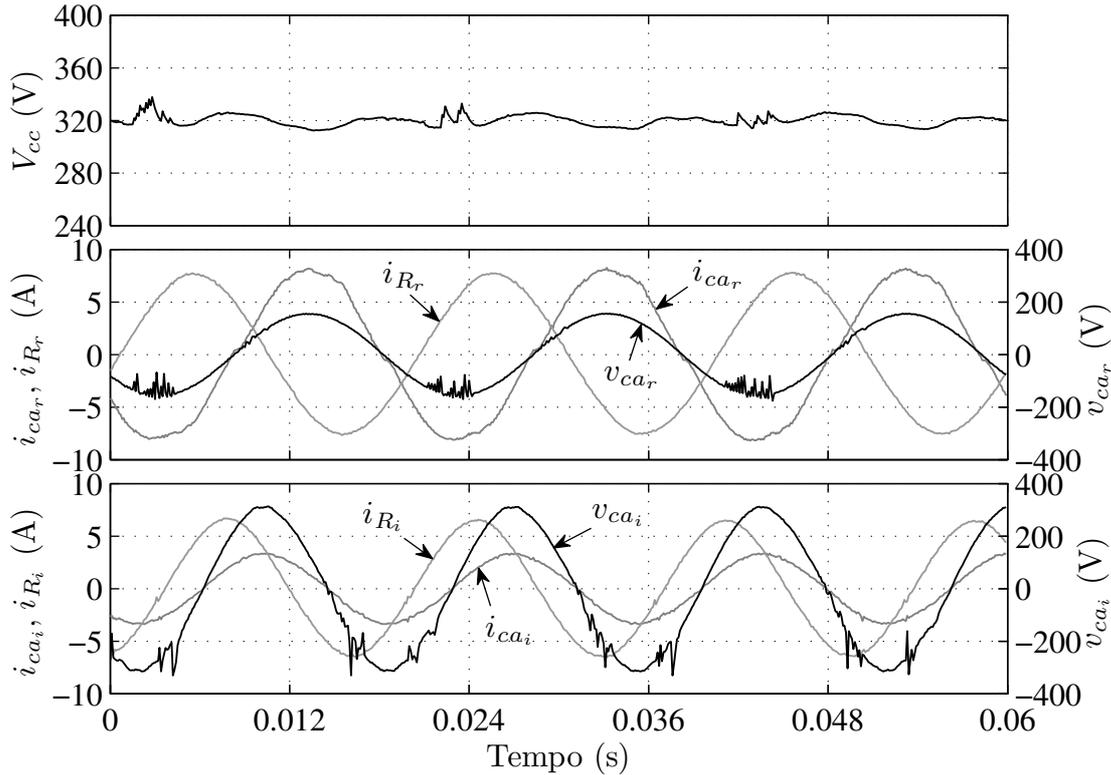


Figura 6.26: Resultado experimental para o VSR-VSI elevador com compensação da potência oscilatória. De cima para baixo: tensão do barramento; formas de onda do lado CA do retificador; e formas de onda do lado CA do inversor.

retificador e para o lado inversor, respectivamente. Na fig. 6.26(meio) são mostradas a tensão v_{ca_r} e as correntes i_{ca_r} e i_{R_r} . É visto que a corrente i_{ca_r} encontra-se em fase com a tensão da rede v_{ca_r} , o que mostra que foi alcançado fator de potência unitário para a corrente do lado conectado à rede. Isto demonstra a eficiência no controle do fator de potência do VSR. Já na fig. 6.26(baixo) são mostradas a tensão v_{ca_i} e as correntes i_{ca_i} e i_{R_i} . Desprezando-se os ruídos de medição, é possível ver a boa qualidade da forma de onda da tensão v_{ca_i} , com picos de $220\sqrt{2}\text{V}$, isto mostra que a carga acoplada ao conversor receberá uma tensão limpa, sem distorções, o que pode ser visto pela qualidade da forma de onda da corrente i_{ca_i} .

Foi observada uma potência média no lado CA do retificador de 605,5W, o que representa uma eficiência de 85,05% para o conversor.

6.8.6 VSR-VSI abaixador com compensação (simulação)

O VSR-VSI monofásico-monofásico abaixador com compensação da potência oscilatória utiliza a mesma estrutura mostrada na fig. 6.22. Os parâmetros dos componentes do conversor

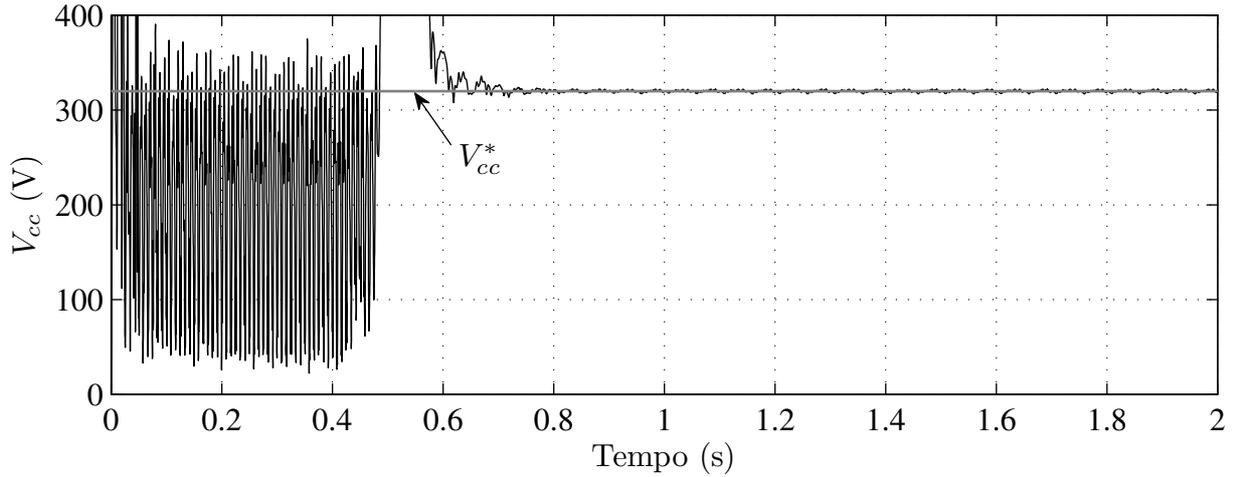
estão mostrados na tabela 6.4. Na operação como abaixador de tensão, os sinais de entrada e saída do conversor são os seguintes: tensão de entrada v_{ca_r} com $V_{ca_r} = 220\sqrt{2}\text{V}$, $\omega_r = 2\pi 60$ rad/s e tensão de saída v_{ca_i} com $V_{ca_i} = 110\sqrt{2}\text{V}$, $\omega_i = 2\pi 50$ rad/s. Como carga conectada ao inversor, é utilizada uma carga resistiva de $12,1\Omega$, a qual gera uma potência média de 1kW à tensão de $V_{ca_i} = 110\sqrt{2}\text{V}$.

Na fig. 6.27 são apresentados os resultados para o VSR-VSI com compensação da potência oscilatória operando como abaixador de tensão.

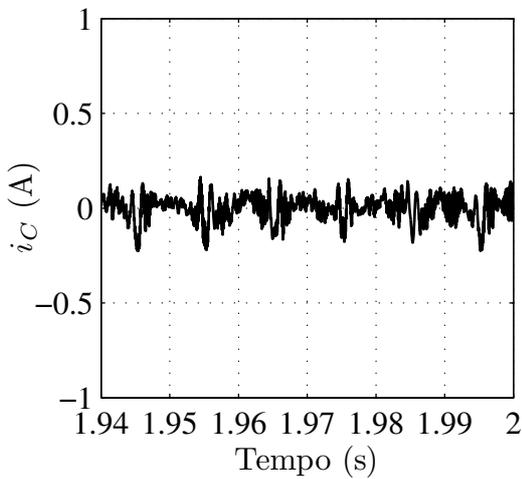
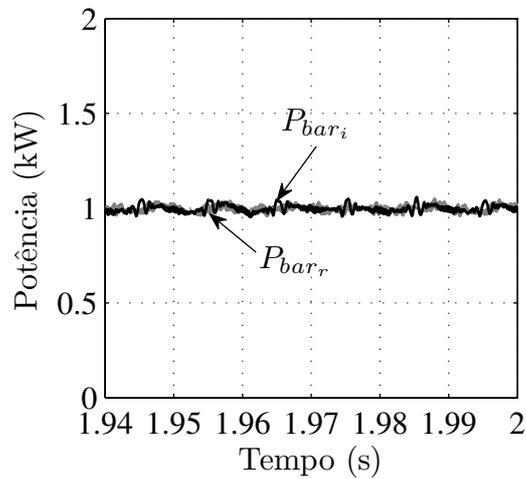
As curvas mostradas na fig. 6.27 apresentam os resultados para as variáveis de entrada e saída do conversor, bem como as variáveis elétricas do barramento CC. Na fig. 6.27(a) é mostrado o comportamento da tensão do barramento CC, V_{cc} , onde é visto que seu valor foi controlado pelo VSR na tensão de referência, $V_{cc}^* = 320\text{V}$. É visto, também, que o tempo de convergência alcançado para a tensão do barramento, a qual tem seu valor inicial nulo, foi de aproximadamente 0,74s. Com uma capacitância $C_{cc} = 40\mu\text{F}$ foi possível obter uma oscilação de apenas 4,91V na tensão do barramento em torno da tensão de referência, o que mostra que foi possível uma redução significativa no volume do capacitor do barramento comparado ao VSR-VSI sem compensação.

Vê-se na fig. 6.27(b) que a corrente i_C no capacitor do barramento apresenta apenas a componente de alta frequência decorrente do chaveamento dos conversores, o que mostra a redução drástica no fluxo de corrente através do capacitor C_{cc} , pois a corrente contínua dos conversores não passa pelo capacitor. É possível notar que não há as componentes de baixa frequência da corrente i_C fluindo através do capacitor. Isto ocorre porque a potência oscilatória dos dois conversores foi compensada, como pode ser visto da fig. 6.27(c), onde é mostrado que a potência do barramento proveniente do VSR, P_{bar_r} , e a potência proveniente do VSI, P_{bar_i} , apresentam apenas os seus valores médios, correspondentes à potência ativa gerada pela carga, que ficou em torno de 1kW.

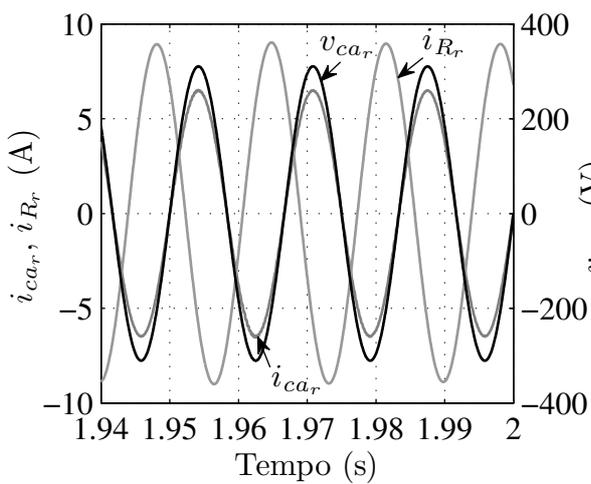
Nas figs. 6.27(d) e 6.27(e) são mostradas as formas de onda dos sinais CA referentes ao retificador e ao inversor, respectivamente. Na fig. 6.27(d) são mostradas a tensão v_{ca_r} e as correntes i_{ca_r} e i_{R_r} . É visto que a corrente i_{ca_r} , que corresponde à corrente da rede, encontra-se perfeitamente senoidal, sem distorção, e em fase com a tensão da rede v_{ca_r} . Isto mostra a eficiência no controle do fator de potência do VSR, controle este mostrado nas figs. 6.9



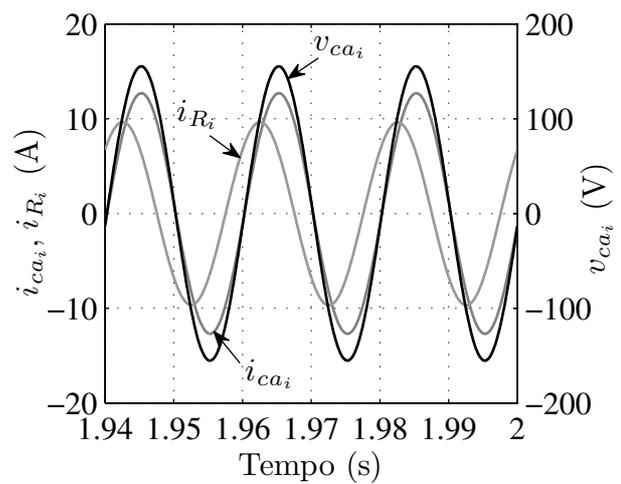
(a) Tensão do barramento.

(b) Corrente do capacitor C_{cc} .

(c) Potência do barramento.



(d) Retificador.



(e) Inversor.

Figura 6.27: Resultado de simulação para o VSR-VSI abaixador com compensação da potência oscilatória.

e 6.23. Na fig. 6.27(e) são mostradas a tensão v_{ca_i} e as correntes i_{ca_i} e i_{R_i} . É possível ver, na fig. 6.27(e), a ótima qualidade da forma de onda da tensão v_{ca_i} , com picos de $110\sqrt{2}\text{V}$ e frequência de 50Hz, isto mostra que a carga acoplada ao conversor receberá uma tensão sem distorções.

Assim como foi observado para o VSR-VSI elevador, com os resultados mostrados na fig. 6.27 foi possível observar a redução do tamanho da capacitância do capacitor do barramento, o que implica em uma diminuição no seu volume, além de reduzir a corrente através do mesmo, fazendo com que seja possível prolongar a sua vida útil. Também foi observada ótima qualidade das formas de onda dos sinais de entrada e saída do conversor.

6.8.7 VSR-VSI abaixador com compensação (experimental)

Para a realização experimental do conversor VSR-VSI monofásico-monofásico abaixador, foram utilizados os mesmos critérios, condições de testes e parâmetros usados para a obtenção dos resultados apresentados na seção 6.8.5.

Na operação como abaixador de tensão, os sinais de entrada e saída do conversor foram os seguintes: tensão de entrada v_{ca_r} com $V_{ca_r} = 220\sqrt{2}\text{V}$, $\omega_r = 2\pi 60$ rad/s e tensão de saída v_{ca_i} com $V_{ca_i} = 110\sqrt{2}\text{V}$, $\omega_i = 2\pi 50$ rad/s. Como carga do lado do inversor, foi utilizada uma carga resistiva de 21Ω , o que gerou uma potência média de 576W. Também foram observados ruídos devido à medição nas formas de onda das tensões, tanto do lado retificador quando do lado inversor, os quais são desconsiderados na análise dos resultados. Os resultados experimentais são mostrados na fig. 6.28.

É observado, na fig. 6.28(cima), a tensão V_{cc} do barramento, a qual está controlada na tensão de referência, ou seja, $V_{cc}^* = 320\text{V}$. Ao se utilizar um capacitor do barramento CC com capacitância de $C_{cc} = 100\mu\text{F}$, foi obtida uma oscilação de 7,97V, o que representa 2,5% de oscilação em relação a tensão de referência do barramento.

Nas figs. 6.28(meio) e 6.28(baixo) são mostradas as variáveis senoidais para o lado retificador e para o lado inversor, respectivamente. São mostradas, na fig. 6.28(meio), a tensão v_{ca_r} e as correntes i_{ca_r} e i_{R_r} . Assim como foi visto para o VSR-VSI elevador, é visto que a corrente i_{ca_r} encontra-se em fase com a tensão da rede v_{ca_r} , provando, mais uma vez, que foi alcançado fator de potência unitário para a corrente do lado conectado à rede. Já na

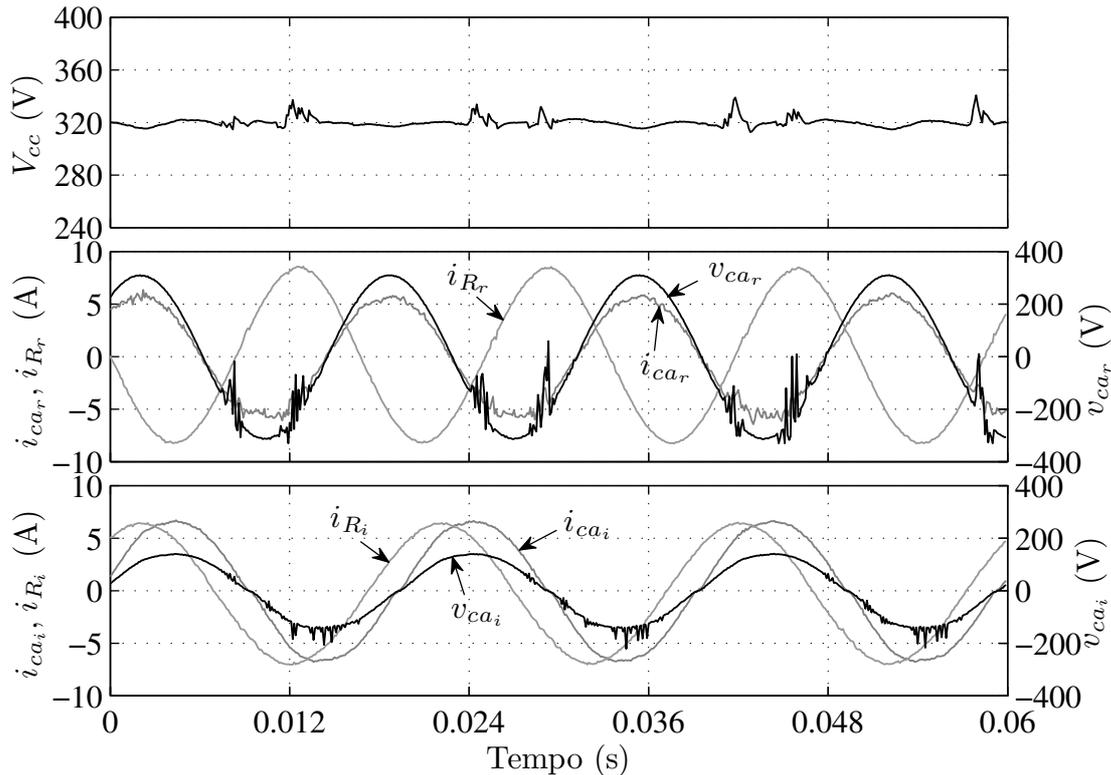


Figura 6.28: Resultado experimental para o VSR-VSI abaixador com compensação da potência oscilatória. De cima para baixo: tensão do barramento; formas do onda do lado CA do retificador; e formas de onda do lado CA do inversor.

fig. 6.28(baixo) são mostradas a tensão v_{ca_i} e as correntes i_{ca_i} e i_{R_i} . Apesar dos ruídos de medição, é possível ver a boa qualidade da forma de onda da tensão v_{ca_i} , com picos de $110\sqrt{2}\text{V}$, isto mostra que a carga acoplada ao conversor receberá uma tensão sem distorções.

Para o VSR-VSI abaixador, foi observada uma potência média no lado CA do retificador de 670W, o que representa uma eficiência de 86% para o conversor.

6.9 VSR-VSI monofásico-trifásico

O VSR-VSI monofásico-trifásico é uma aplicação bastante utilizada na conversão CA-CC-CA usando VSC. Pelo fato do VSR ser monofásico, isto gera a inserção da potência monofásica oscilatória no barramento do conversor, já a potência gerada pelo VSI trifásico não apresenta componentes oscilatórias. Para eliminar a potência oscilatória gerada pelo retificador monofásico, é utilizado o VSR apresentado na fig. 6.5.

Um novo VSR-VSI monofásico-trifásico com compensação da potência oscilatória com

suas respectivas variáveis e dispositivos é mostrado na fig. 6.29. Para este conversor proposto pode-se operar com valores de frequência, fase e amplitude diferentes para os sinais de entrada e saída.

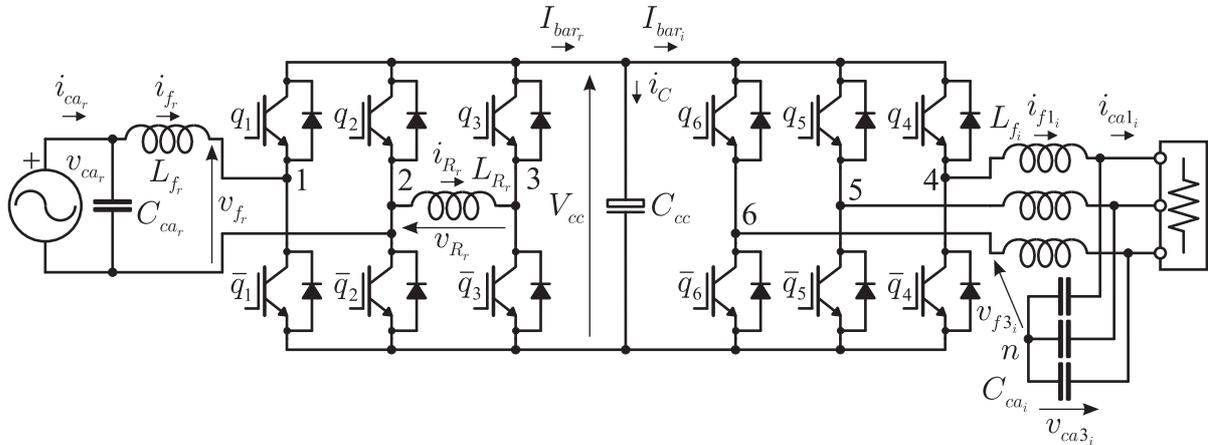


Figura 6.29: Topologia do VSR-VSI monofásico-trifásico com compensação da potência oscilatória.

O VSR-VSI mostrado na fig. 6.29 pode operar como elevador, cujas amplitudes das tensões de saída v_{f_i} sejam maiores que a amplitude da tensão de entrada v_{f_r} , ou operar como abaixador, ou seja, a amplitude das tensões de saída v_{f_i} é menor que a amplitude da tensão de entrada v_{f_r} . Neste trabalho serão apresentados resultados do conversor operando apenas como elevador, pois os mesmos princípios são observados para o conversor abaixador.

6.9.1 Controle do VSR-VSI monofásico-trifásico

O controle do VSR-VSI é feito com base no que foi apresentado na seção 6.3.2. O diagrama de controle do VSR-VSI monofásico-trifásico com compensação da potência oscilatória é mostrado na fig. 6.30.

O controle do VSR-VSI mostrado na fig. 6.30 é formado pela atuação individual do controle do VSR monofásico com compensação da potência oscilatória e do VSI trifásico. Estes controles operam simultaneamente. O VSR é responsável por regular a tensão do barramento em um valor constante e serve para garantir fator de potência unitário, pois este conversor encontra-se conectado com a rede elétrica. O controle individual deste retificador é mostrado na fig. 6.9. Já o VSI irá gerar a tensão senoidal necessária para alimentar a carga

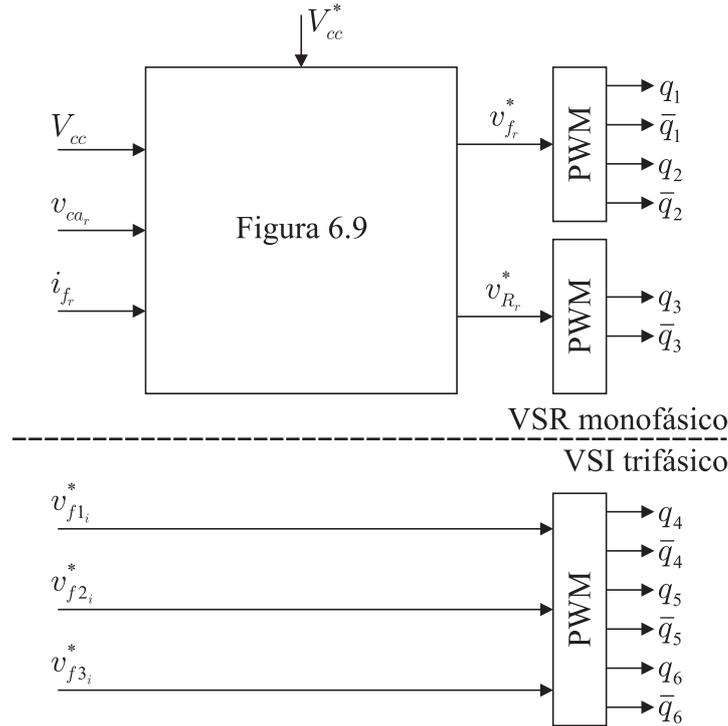


Figura 6.30: Diagrama de controle do VSR-VSI monofásico-trifásico com compensação da potência oscilatória.

trifásica, cujas referências de tensões são dadas pelas equações (6.62)-(6.64)

$$v_{f1i}^* = V_{f_i} \text{sen}(\omega_i t) \quad (6.62)$$

$$v_{f2i}^* = V_{f_i} \text{sen}(\omega_i t - 2\pi/3) \quad (6.63)$$

$$v_{f3i}^* = V_{f_i} \text{sen}(\omega_i t + 2\pi/3), \quad (6.64)$$

onde as tensões v_{f1i} , v_{f2i} e v_{f3i} representam as tensões de fase para cada fase de saída do conversor trifásico, em que cada tensão está defasada de $2\pi/3$ rad uma em relação a outra.

O VSI trifásico considera que a tensão do barramento V_{cc} encontra-se controlada em um valor constante definido pelo VSR.

A amplitude V_{f_i} das equações (6.62)-(6.64) é definida de tal forma que a amplitude da tensão de linha seja de $220\sqrt{2}$ V. Como $V_{f_i} = V_{f_{L_i}}/\sqrt{3}$, onde $V_{f_{L_i}}$ é a amplitude da tensão de linha entre as fases do conversor trifásico, tem-se que $V_{f_i} = 220\sqrt{2/3}$ V.

Os blocos PWM utilizam a teoria mostrada na seção 6.2.3.

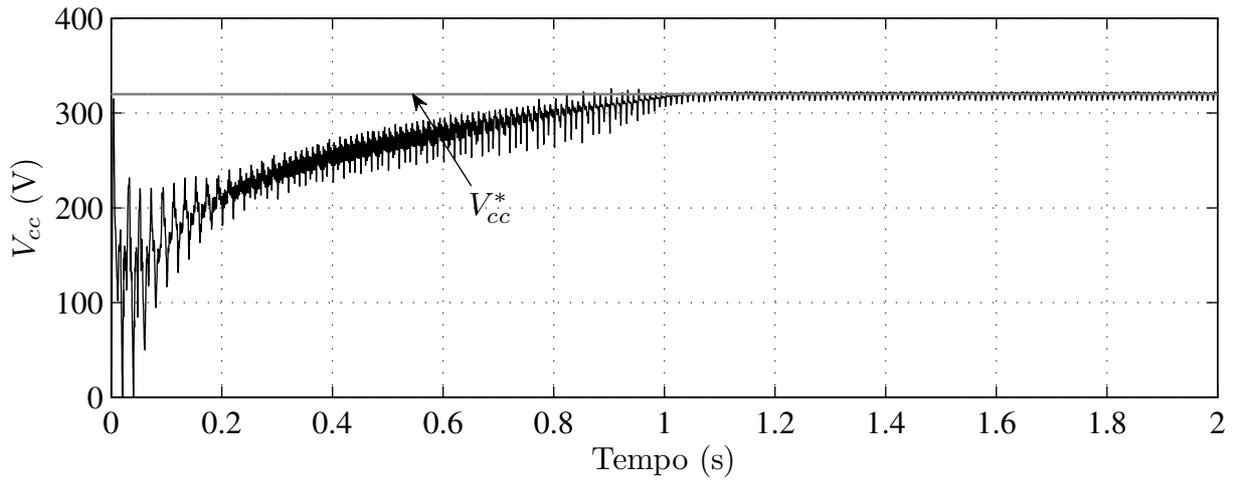
6.9.2 VSR-VSI monofásico-trifásico elevador com compensação

A topologia do VSR-VSI monofásico-trifásico com compensação da potência oscilatória no barramento CC é mostrada na fig. 6.29. Os parâmetros dos componentes do conversor são os mesmos mostrados na tabela 6.4 com exceção da capacitância do capacitor do barramento que foi definida como sendo $C_{cc} = 10\mu\text{F}$. Foi utilizado esse valor de capacitância pelo fato da corrente no capacitor possuir a oscilação decorrente apenas do VSR monofásico. Na operação como elevador de tensão, os sinais de entrada e saída do conversor foram escolhidos como sendo: tensão de entrada v_{ca_r} com $V_{ca_r} = 110\sqrt{2}\text{V}$, $\omega_r = 2\pi 50$ rad/s e tensão de fase saída v_{ca_i} com $V_{ca_i} = 220\sqrt{2/3}\text{V}$, para se ter $220\sqrt{2}\text{V}$ na tensão de linha, e $\omega_i = 2\pi 60$ rad/s. Como carga do lado do inversor, é utilizada uma carga trifásica resistiva balanceada de $48,4\Omega$, para gerar uma potência média de 1kW.

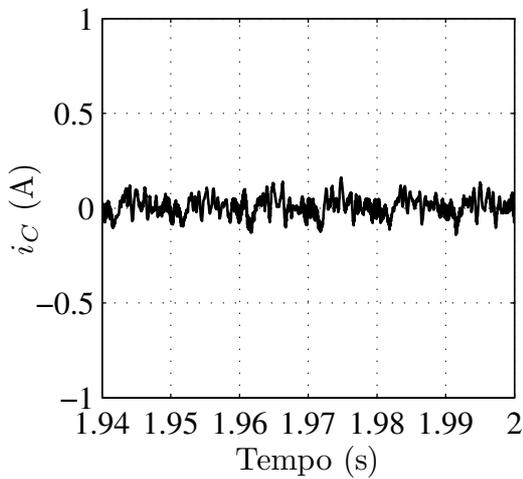
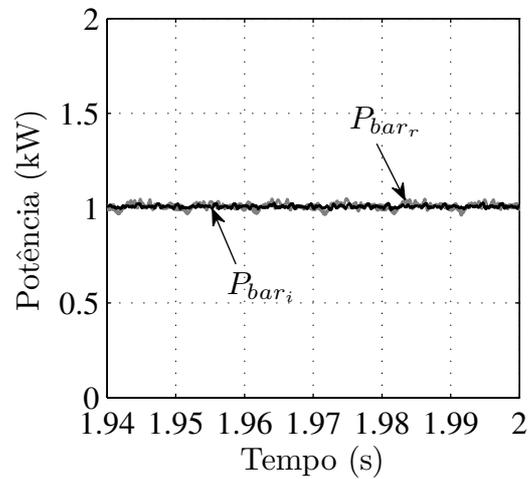
Na fig. 6.31 são apresentados os resultados para o VSR-VSI monofásico-trifásico com compensação da potência oscilatória operando como elevador de tensão, onde são expostos os resultados para as variáveis de entrada e saída do conversor, variáveis com características alternadas, bem como as variáveis contínuas do barramento CC.

Na fig. 6.31(a) é mostrado o comportamento dinâmico da tensão V_{cc} do barramento. É visto que a tensão V_{cc} foi controlada pelo VSR na sua tensão de referência, $V_{cc}^* = 320\text{V}$. O tempo de convergência alcançado para a tensão do barramento, a qual iniciou-se no valor nulo, foi de pouco mais de 1s. Com uma capacitância $C_{cc} = 10\mu\text{F}$ foi possível obter uma oscilação de apenas 8,93V na tensão do barramento em torno da tensão de referência, o que dá uma oscilação de 2,79%. Para se obter o mesmo valor de oscilação na tensão do barramento, seria necessário utilizar um capacitor de $1400\mu\text{F}$ no VSR-VSI monofásico-trifásico convencional, sem compensação. Assim, é possível observar uma redução de $1400/10 = 140$ vezes do tamanho da capacitância, comparado ao conversor convencional.

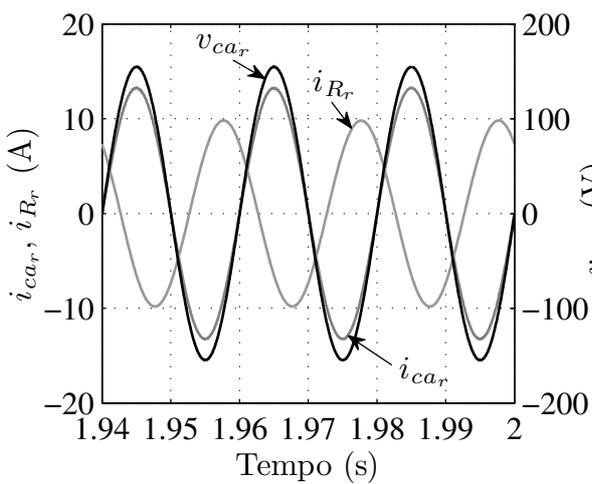
Na fig. 6.31(b) é possível ver que a corrente i_C no capacitor do barramento apresenta apenas a corrente de alta frequência decorrente do chaveamento dos conversores. Isto mostra a redução no fluxo de corrente através do capacitor C_{cc} . É possível notar que não há as componentes de baixa frequência da corrente fluindo através do capacitor. Isto ocorre porque a potência oscilatória do VSR foi compensada, como pode ser visto da fig. 6.31(c), onde é mostrado que a potência do barramento proveniente do VSR, P_{bar_r} , e a potência proveniente



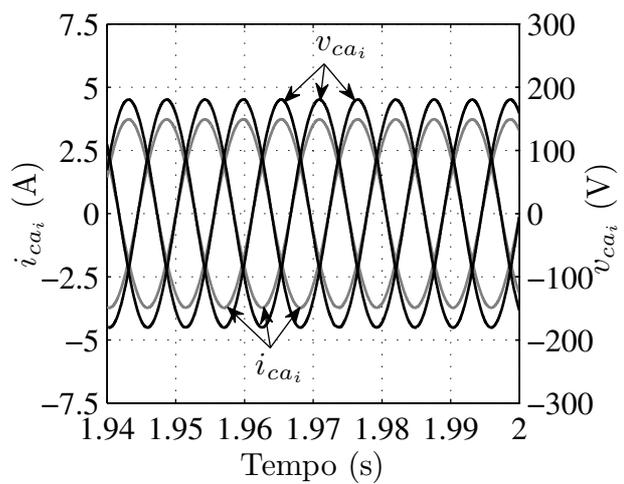
(a) Tensão do barramento.

(b) Corrente do capacitor C_{cc} .

(c) Potência do barramento.



(d) Retificador.



(e) Inversor.

Figura 6.31: Resultado de simulação para o VSR-VSI monofásico-trifásico elevador com compensação da potência oscilatória.

do VSI, P_{bar_i} , apresentam apenas os seus valores médios, correspondentes às potências ativas, em torno de 1kW.

Nas figs. 6.31(d) e 6.31(e) são mostradas as formas de onda dos sinais CA do lado do retificador e do inversor, respectivamente. Na fig. 6.31(d) são mostradas a tensão v_{ca_r} e as correntes i_{ca_r} e i_{R_r} . É visto que a corrente i_{ca_r} encontra-se em fase com a tensão da rede v_{ca_r} , o que mostra a eficiência no controle do fator de potência do VSR. Na fig. 6.31(e) são mostradas as tensões de fase v_{ca_i} e as correntes i_{ca_i} trifásicas. É possível ver a ótima qualidade da forma de onda das tensões v_{ca_i} , com picos de $220\sqrt{2/3}$ V. Com este valor de amplitude das tensões de saída é possível obter a característica elevadora do conversor, pois as amplitudes das tensões de fase de saída se mostram maiores que a amplitude da tensão de entrada.

Com os resultados mostrados na fig. 6.31 foi possível reduzir o tamanho da capacitância do capacitor do barramento, o que define uma diminuição no seu volume, além de reduzir a corrente através do mesmo, fazendo com que seja possível prolongar a sua vida útil. Também foi observada ótima qualidade das formas de onda dos sinais de entrada e saída do conversor, garantindo que tanto a rede elétrica quanto a carga não sofram com distorções provocadas por formas de onda de má qualidade geradas pelo conversor.

6.10 Conclusão

Neste capítulo foi discutido como compensar a potência oscilatória no barramento CC do VSC monofásico, operando tanto como VSR quanto VSI, bem como foi apresentada a compensação da potência oscilatória no conversor CA-CC-CA (VSC) que possua a entrada e/ou a saída monofásicos. Como neste conversor a tensão no barramento deve se manter constante, a potência oscilatória monofásica será refletida na corrente do barramento que, conseqüentemente, irá gerar oscilação na tensão do capacitor do barramento. Com isso, a potência oscilatória foi eliminada do barramento CC do conversor compensando-se a sua corrente oscilatória.

A teoria de compensação da potência oscilatória foi aplicada aos VSCs operando como conversor CA-CC (VSR) conversor CC-CA (VSI) e conversor CA-CC-CA (VSR-VSI) o que gerou um abrangente estudo relativo à potência monofásica oscilatória e sua compensação

nestes diversos conversores estáticos. Foi utilizada uma estrutura de conversor monofásico vista na literatura que utiliza um terceiro braço de chaves e um elemento armazenador de energia para formar o conversor compensador. Esta estrutura foi estudada em trabalhos anteriores para o VSR. Neste trabalho é proposto expandir o estudo da compensação da potência monofásica oscilatória para o VSI. Baseado nos estudos da compensação da potência monofásica oscilatória nos VSCs, foi proposto neste trabalho fazer uma associação em cascata do VSR e do VSI para se obter conversores para operar fazendo a conversão CA-CC-CA monofásico-monofásico e a conversão CA-CC-CA monofásico-trifásico com compensação da potência monofásica oscilatória no barramento CC.

Na literatura também observou-se que a corrente do capacitor do barramento é utilizada para gerar o ajuste fino no controle da potência oscilatória para os VSCs, isto acarreta na inserção de mais um sensor de corrente ao circuito do conversor. Neste trabalho é proposto utilizar a própria medição da tensão do barramento para gerar este ajuste fino.

Outro ponto estudado neste trabalho foi a preocupação em utilizar o menor valor possível para a tensão do barramento. Este valor mínimo foi alcançado sem que haja prejuízo na produção das tensões CA nos conversores convencional e de compensação. Este valor mínimo para a tensão do barramento foi obtido deslocando de π radianos os valores de tensão de referência para os conversores de compensação.

Na tabela 6.5 é apresentado o resumo dos resultados de simulação obtidos enfatizando o ganho obtido na redução das oscilações das variáveis do barramento, fazendo-se uma comparação entre os conversores operando com e sem redução da potência oscilatória do barramento. Para todos os resultados foi processada uma potência de 1kW e a tensão do barramento de referência foi de $V_{cc}^* = 320V$. Os resultados mostraram que foi possível realizar a eliminação da corrente de baixa frequência que atravessa o capacitor do barramento CC. Essa eliminação resultou na elevação da vida útil do capacitor e numa significativa redução do valor de sua capacitância, como pode ser visto na tabela 6.5, o que resulta na diminuição do volume do barramento.

Foi montada uma plataforma experimental que serviu como base de teste para as diversas topologias aqui apresentadas. Os resultados experimentais apresentados serviram para validar e comprovar, na prática, toda a teoria mostrada neste trabalho. Foi visto que, de

Tabela 6.5: Oscilações no barramento CC dos VSCs operando com e sem compensação (resultados de simulação).

Conversor	Sem Comp.			Com Comp.			Redução em C_{cc}
	C_{cc} (μF)	ΔV_{cc} (V)	Δi_C (A)	C_{cc} (μF)	ΔV_{cc} (V)	Δi_C (A)	\times (Veze)
VSR	1400	5,99	6,41	10	5,78	0,227	140
VSI	1950	4,29	6,39	10	4,23	0,254	195
VSR-VSI mono-mono elevador	4400	4,12	12,65	40	3,77	0,078	110
VSR-VSI mono-tri elevador	1400	6,97	6,27	10	8,93	0,307	140

fato, a potência oscilatória monofásica não se propagou ao longo dos conversores. Foi obtido fator de potência unitário para os conversores conectados à rede e boa qualidade das formas de onda das tensões e correntes processadas pelos mesmos.

7

Compensação da Potência Oscilatória no CSC

7.1 Introdução

Neste capítulo será discutido como compensar a potência oscilatória no barramento CC de um CSC monofásico, operando como conversor CA-CC, CC-CA e CA-CC-CA. Como neste conversor a corrente no barramento deve se manter constante, a potência oscilatória monofásica será refletida na tensão do barramento que, conseqüentemente, irá gerar oscilação na corrente do indutor do barramento. Com isso, a potência oscilatória será compensada eliminando-se a tensão oscilatória no barramento CC do conversor.

7.2 Configuração do conversor

Como foi mostrado no capítulo 5, ao conversor monofásico convencional é inserido um braço adicional e um elemento acumulador de energia para que, assim, seja formado o compensador da potência oscilatória no lado CC do conversor, este novo conversor, generalizado, foi mostrado na fig. 5.2. Para montar o CSC com compensação da potência oscilatória, deve-se utilizar a configuração básica do CSC mostrada na fig. 4.12. Para o caso do CSC, o elemento acumulador de energia será um capacitor. Este CSC monofásico com compensação da potência oscilatória é apresentado na fig. 7.1.

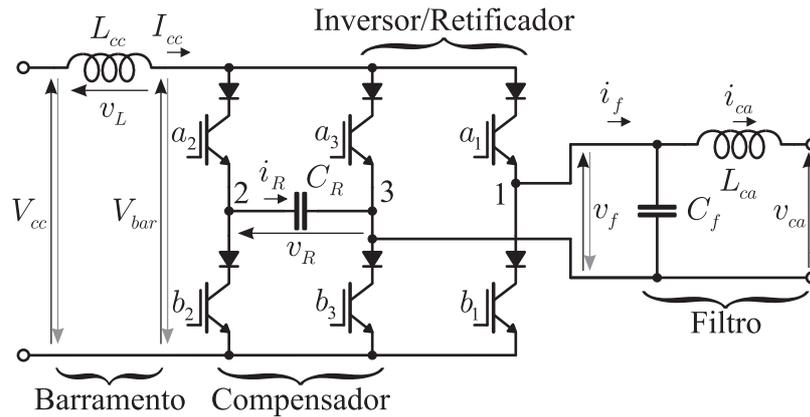


Figura 7.1: Circuito do CSC monofásico com compensador da potência oscilatória.

Neste novo conversor, fig. 7.1, proposto por (Bush e Wang, 2009), o conversor monofásico convencional é formado pelas chaves a_1 e b_1 , que compõem o braço da fase 1, pelas chaves a_3 e b_3 , que compõem o braço da fase 3, pelo indutor do barramento L_{cc} e pelo filtro LC formado pelo capacitor C_f e pelo indutor L_{ca} . Já o conversor de compensação é composto pelo braço adicional formado pelas chaves a_2 e b_2 , braço da fase 2, e o capacitor C_R , que é o elemento acumulador de energia. A inserção deste compensador ao conversor monofásico convencional fará com que a indutância do barramento, L_{cc} , seja menor porque este indutor é usado apenas para filtrar a tensão chaveada de alta frequência, pois a tensão de baixa frequência exigida pelo conversor monofásico será fornecida pelo compensador através do capacitor C_R .

Neste conversor é escolhido o braço 3 como braço compartilhado entre o conversor monofásico e o conversor compensador, pois assim é mantida uma sequência numérica nos cálculos que serão mostrados neste capítulo.

7.2.1 Funcionamento

No CSC a corrente no barramento deve se manter constante, com isso, a potência monofásica será refletida na tensão do barramento. Assim, a análise da compensação da potência no CSC é feita através do estudo do comportamento das tensões geradas pelos conversores no barramento.

Na fig. 7.2 são mostrados os dois conversores separadamente, onde o circuito da fig. 7.2(a) representa o conversor monofásico convencional, onde a tensão v_f é a tensão do lado CA e

V_{osc} é a tensão do barramento oscilatória gerada pelo conversor monofásico convencional. Já na fig. 7.2(b) é representado o circuito do compensador, onde a tensão v_R é a tensão de redução no capacitor e v_c é a tensão do barramento de compensação gerada pelo conversor compensador.

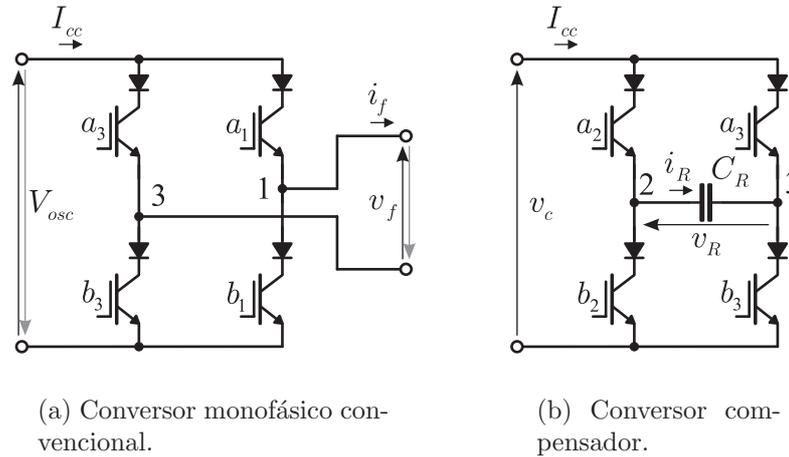


Figura 7.2: Partes do CSC monofásico com compensação da potência oscilatória.

Nos conversores mostrados na fig. 7.2 devem ser geradas tensões e correntes senoidais, devido às condições estabelecidas na seção 5.3. Desta forma, as tensões e correntes geradas no lado CA do CSC devem possuir as mesmas características de amplitude, fase e frequência mostradas nas equações (5.12)-(5.15). Assim, para ratificar, as equações que descrevem as formas de onda dos sinais do lado CA do conversor são:

$$v_f = V_f \text{sen}(\omega t) \quad (7.1)$$

$$i_f = I_f \text{sen}(\omega t - \phi) \quad (7.2)$$

$$v_R = V_R \text{sen}(\omega t + \alpha) \quad (7.3)$$

$$i_R = I_R \text{sen}(\omega t + \alpha + \pi/2) \quad (7.4)$$

onde a defasagem entre a corrente i_R , no capacitor C_R , em relação à tensão v_R , para o caso do CSC, é de $+\pi/2$ radianos, mostrada na equação (7.4).

A partir da equação (4.4), e considerando que o braço 3 da fig. 7.2(a) é complementar ao braço 1, é definido que a corrente do lado CA do conversor monofásico, em um período

de chaveamento T , será definida como sendo:

$$\begin{aligned}
 i_f &= i_1 \\
 i_f &= i_{a_1} - i_{b_1} \\
 i_f &= \left(\frac{t_{a_1}}{T} - \frac{t_{b_1}}{T} \right) I_{cc} \\
 i_f &= (D_{a_1} - D_{b_1}) I_{cc}
 \end{aligned} \tag{7.5}$$

onde $D_{a_1} = t_{a_1}/T$ e $D_{b_1} = t_{b_1}/T$ são os ciclos de trabalho das chaves do braço 1.

A tensão V_{osc} no conversor monofásico é determinada a partir da equação (4.9), assim, tem-se que:

$$V_{osc} = (D_{a_1} - D_{b_1}) v_f \tag{7.6}$$

Substituindo-se (7.2) em (7.5), tem-se:

$$\begin{aligned}
 I_f \text{sen}(\omega t - \phi) &= (D_{a_1} - D_{b_1}) I_{cc} \\
 (D_{a_1} - D_{b_1}) &= \frac{I_f}{I_{cc}} \text{sen}(\omega t - \phi)
 \end{aligned} \tag{7.7}$$

Substituindo-se (7.1) em (7.6), tem-se:

$$V_{osc} = (D_{a_1} - D_{b_1}) V_f \text{sen}(\omega t) \tag{7.8}$$

Substituindo-se (7.7) em (7.8), tem-se:

$$V_{osc} = \frac{I_f}{I_{cc}} V_f \text{sen}(\omega t) \text{sen}(\omega t - \phi) \tag{7.9}$$

onde pode-se representar $\lambda_f = I_f/I_{cc}$, onde λ_f é o índice de modulação do conversor monofásico.

Usando as mesmas relações trigonométricas mostradas no capítulo 5, a tensão do barramento gerada pelo conversor monofásico, mostrada na equação (7.9), pode ser representada como sendo:

$$\begin{aligned}
 V_{osc} &= \lambda_f \frac{V_f}{2} (\cos(\phi) - \cos(2\omega t - \phi)) \\
 V_{osc} &= \frac{\lambda_f V_f}{2} \cos(\phi) - \frac{\lambda_f V_f}{2} \cos(2\omega t - \phi)
 \end{aligned} \tag{7.10}$$

A partir da equação (7.10), pode ser visto que a tensão do conversor monofásico refletida ao barramento CC possui uma componente CC e uma CA, definida como sendo:

$$V_{osc} = V'_{cc} + v'_{ca} \quad (7.11)$$

onde

$$V'_{cc} = \frac{\lambda_f V_f}{2} \cos(\phi) \quad (7.12)$$

$$v'_{ca} = -\frac{\lambda_f V_f}{2} \cos(2\omega t - \phi) \quad (7.13)$$

Da mesma forma, considerando que o braço 3 da fig. 7.2(b) é complementar ao braço 2, a corrente do lado CA do conversor compensador, em um período de chaveamento T , será definida como sendo:

$$\begin{aligned} i_R &= i_2 \\ i_R &= i_{a_2} - i_{b_2} \\ i_R &= \left(\frac{t_{a_2}}{T} - \frac{t_{b_2}}{T} \right) I_{cc} \\ i_R &= (D_{a_2} - D_{b_2}) I_{cc} \end{aligned} \quad (7.14)$$

onde $D_{a_2} = t_{a_2}/T$ e $D_{b_2} = t_{b_2}/T$ são os ciclos de trabalho das chaves do braço 2.

Utilizando-se a equação (4.9), a tensão v_c no conversor compensador será dada por:

$$v_c = (D_{a_2} - D_{b_2}) v_R \quad (7.15)$$

Substituindo-se (7.4) em (7.14), tem-se:

$$\begin{aligned} I_R \text{sen}(\omega t + \alpha + \pi/2) &= (D_{a_2} - D_{b_2}) I_{cc} \\ (D_{a_2} - D_{b_2}) &= \frac{I_R}{I_{cc}} \text{sen}(\omega t + \alpha + \pi/2) \end{aligned} \quad (7.16)$$

Substituindo-se (7.3) em (7.15), tem-se:

$$v_c = (D_{a_2} - D_{b_2}) V_R \text{sen}(\omega t + \alpha) \quad (7.17)$$

Substituindo-se (7.16) em (7.17), tem-se:

$$v_c = \frac{I_R}{I_{cc}} V_R \text{sen}(\omega t + \alpha) \text{sen}(\omega t + \alpha + \pi/2) \quad (7.18)$$

onde pode-se representar $\lambda_R = I_R/I_{cc}$, onde λ_R é o índice de modulação do conversor compensador.

Usando as mesmas relações trigonométricas já ditas antes, a tensão do barramento gerada pelo conversor compensador, mostrada na equação (7.18), pode ser representada como sendo:

$$v_c = -\frac{\lambda_R V_R}{2} \cos(2(\omega t + \alpha) + \pi/2) \quad (7.19)$$

A tensão total do barramento será uma composição das tensões V_{osc} e v_c , dependente do sentido da tensão assumido para o barramento do conversor. Como pode ser visto na fig. 7.2(a), no caso do CSR, como o sentido do fluxo de potência se dá do lado CA para o lado CC, a tensão v_f será definida como sendo $v_f = v_{31}$ e a tensão V_{osc} terá a polaridade positiva no ponto inferior do barramento, setas cinzas. No caso do CSI, como o sentido do fluxo de potência se dá do lado CC para o lado CA, a tensão v_f será definida como sendo $v_f = v_{13}$ e a tensão V_{osc} terá a polaridade positiva no ponto superior do barramento, setas pretas. Já o sentido do fluxo de potência do conversor compensador sempre será do lado CC para o lado CA, fig. 7.2(b), independentemente do tipo de conversor utilizado. Desta forma, a tensão do barramento V_{bar} será dada como:

$$V_{bar} = V_{osc} \pm v_c \quad (7.20)$$

onde a tensão $\pm v_c$ é assumida como sendo $-v_c$ para o caso do CSR e $+v_c$ para o caso do CSI.

A partir do valor de capacitância e corrente no capacitor C_R , é possível determinar a sua tensão. Para isso, a corrente no capacitor C_R pode ser determinada matematicamente como sendo:

$$i_R = C_R \frac{dv_R}{dt} \quad (7.21)$$

No domínio da frequência, usando a equação (7.21), a corrente do capacitor pode ser definida como sendo:

$$\begin{aligned} I_R(s) &= sC_R V_R \\ I_R(j\omega) &= j\omega C_R V_R \end{aligned} \quad (7.22)$$

onde o operador s mostra que a equação está no domínio da frequência, dado por $s = \sigma + j\omega$, por se tratar de variáveis senoidais, em s tem-se $\sigma = 0$.

A partir da equação (7.22), a amplitude da tensão do capacitor é dada como sendo:

$$V_R = \frac{I_R}{\omega C_R} \quad (7.23)$$

Da mesma forma que foi feito para o indutor do compensador no VSC, para facilitar os cálculos e considerar que há uma defasagem de $+\pi/2$ entre a corrente e a tensão no capacitor, o capacitor é definido como sendo ideal, ou seja, as equações (7.3) e (7.23) desprezam a resistência parasita paralela existente no capacitor. Levando-se em consideração a resistência parasita no capacitor, a sua tensão, para uma corrente $i_R = I_R \text{sen}(\omega t)$, é definida como sendo:

$$v_{R_p} = \frac{R_R I_R}{\sqrt{1 + (\omega R_R C_R)^2}} \text{sen}(\omega t - \tan^{-1}(\omega R_R C_R))$$

ou

$$v_{R_p} = I_R \frac{R_R}{1 + (\omega R_R C_R)^2} \text{sen}(\omega t) + I_R \frac{\omega R_R^2 C_R}{1 + (\omega R_R C_R)^2} \text{sen}(\omega t - \pi/2) \quad (7.24)$$

com

$$v_{R_p} = v_{\text{par}} + v_{\text{cap}}$$

onde

$$v_{\text{par}} = I_R \frac{R_R}{1 + (\omega R_R C_R)^2} \text{sen}(\omega t) \quad (7.25)$$

$$v_{\text{cap}} = I_R \frac{\omega R_R^2 C_R}{1 + (\omega R_R C_R)^2} \text{sen}(\omega t - \pi/2) \quad (7.26)$$

onde R_R é a resistência parasita paralela em um capacitor real, v_{R_p} é a tensão em um capacitor real, levando-se em consideração a resistência parasita, para uma corrente senoidal, v_{par} é a componente parasita da tensão no capacitor real e v_{cap} é a componente capacitiva da tensão no capacitor real.

Utilizando as equações (A.1) e (A.3) para transformar $i_R = I_R \text{sen}(\omega t)$ e v_{R_p} em fasores, e fazendo a mudança de coordenadas do plano $\Re \times \Im$ para o plano $x \times y$, onde os fasores estão sincronizados com a frequência ω , a tensão e a corrente no capacitor real são mostradas fasorialmente na fig. 7.3.

Assim como foi observado no VSC, essa idealização do capacitor causa erros no controle da oscilação de potência no conversor. Para evitar estes erros, será inserido um bloco de controle que compensa o cálculo da tensão do capacitor para contornar este problema. Esse controle será mostrado mais adiante.

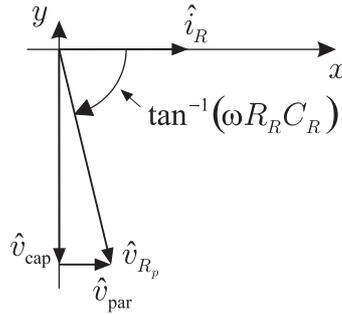


Figura 7.3: Tensão e corrente no capacitor real considerando a resistência parasita.

Estes cálculos de tensão dos conversores mostrados nas equações (7.10), (7.19), (7.20) e (7.23) serão utilizados nos cálculos de compensação da potência dos CSC que serão mostrados nas seções 7.3 e 7.4.

7.2.2 Análise vetorial do conversor

Para simplificar a análise, o conversor mostrado na fig. 7.1 é representado como um conversor genérico formado por três braços. Este conversor simplificado é mostrado na fig. 7.4(a).

Para o conversor mostrado na fig. 7.4(a), todas as possíveis combinações de chaveamento são mostradas na tabela 7.1.

Na fig. 7.4(b) é mostrado o diagrama vetorial que representa as possíveis combinações

Tabela 7.1: Tabela verdade do CSC com compensação.

a_k	b_k	i_1	i_2	i_3
k				
1	3	I	0	$-I$
2	3	0	I	$-I$
2	1	$-I$	I	0
3	1	$-I$	0	I
3	2	0	$-I$	I
1	2	I	$-I$	0
1	1	0	0	0
2	2	0	0	0
3	3	0	0	0

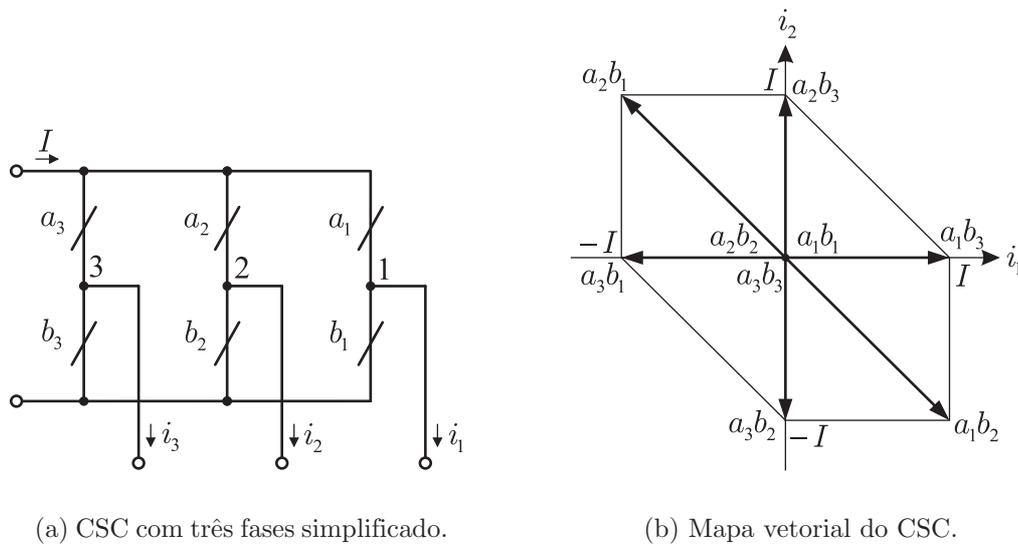


Figura 7.4: Análise vetorial do CSC.

de chaveamento do CSC. Deve-se notar que o diagrama vetorial está no plano $i_1 \times i_2$. Este diagrama vetorial define os limites de operação do CSC, ou seja, um determinado ponto de operação definido pelo ponto (i_1^*, i_2^*) deve estar incluso dentro do diagrama vetorial. Isto indica que as correntes geradas no lado CA do conversor devem respeitar os limites impostos pelo diagrama vetorial da fig. 7.4(b).

Pontos fora do diagrama vetorial geram sobremodulação no conversor, pois o mesmo não possui corrente no barramento suficiente para gerar a corrente desejada.

7.2.3 PWM

É importante lembrar que no CSC apenas uma das chaves da parte superior, chaves a_k , e da parte inferior, chaves b_k , são acionadas por vez, e que sempre deve haver uma das chaves, tanto superior quanto inferior, acionadas para que exista um circuito para a passagem da corrente do barramento. Isso mostra que a complementariedade das chaves no CSC ocorre horizontalmente em relação às chaves dos braços. Como o sentido da corrente define qual chave do braço deve ser acionada, se a chave a_k ou b_k , o tempo de condução deve ser calculado para cada chave.

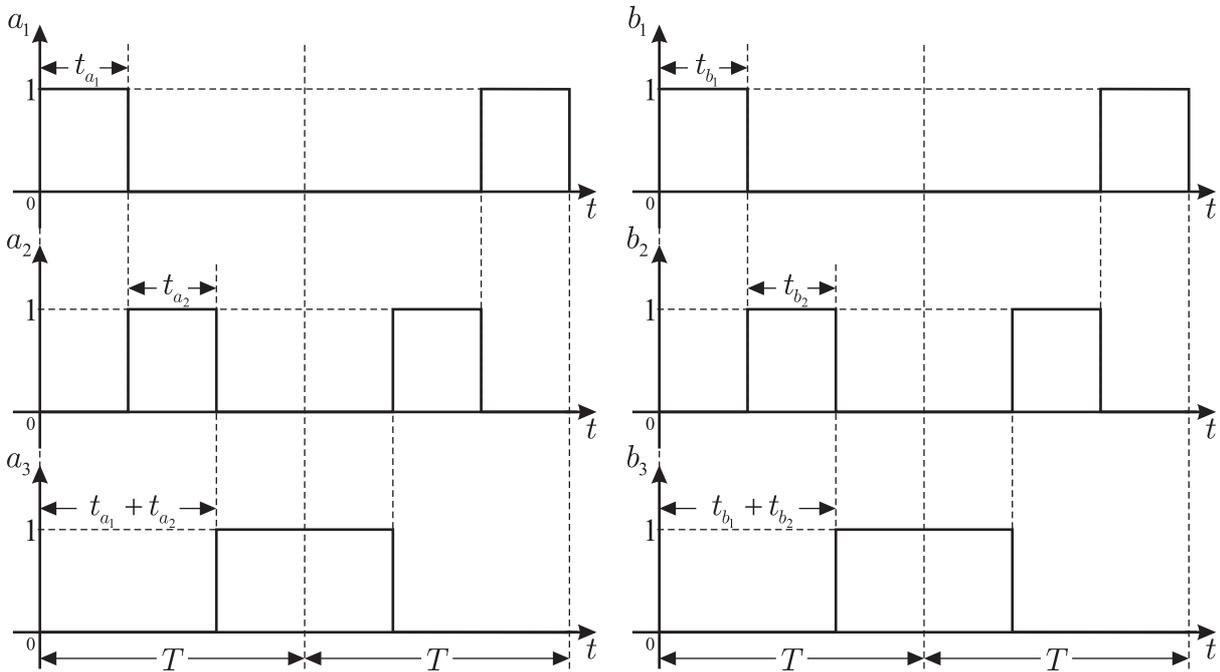
Para satisfazer a complementariedade do conversor, o tempo de condução de cada chave inicia-se logo após o término da condução da chave anterior, onde o tempo total de condução

não pode ultrapassar o período de chaveamento T , ou seja:

$$t_{a_1} + t_{a_2} + t_{a_3} = T$$

$$t_{b_1} + t_{b_2} + t_{b_3} = T$$

Na fig. 7.5 é mostrado como se dá a sequência de condução das chaves do conversor para um período de chaveamento T com pulso centrado.



(a) Condução nas chaves superiores a_k .

(b) Condução nas chaves inferiores b_k .

Figura 7.5: Sequência e tempos de condução para a PWM no CSC com três fases.

Tomando como base a PWM mostrada nas equações (4.6) e (4.7), para gerar as correntes i_1^* e i_2^* no lado CA, considerando que a corrente no braço 3 é decorrente das correntes nos dois outros braços, o tempo de chaveamento para cada chave do conversor será:

$$t_{a_1} = \frac{i_1^*}{I_{cc}} \Phi \left(\frac{i_1^*}{I_{cc}} \right) T \quad (7.27)$$

$$t_{a_2} = \frac{i_2^*}{I_{cc}} \Phi \left(\frac{i_2^*}{I_{cc}} \right) T \quad (7.28)$$

$$t_{a_3} = T - (t_{a_1} + t_{a_2}) \quad (7.29)$$

$$t_{b_1} = -\frac{i_1^*}{I_{cc}} \Phi\left(-\frac{i_1^*}{I_{cc}}\right) T \quad (7.30)$$

$$t_{b_2} = -\frac{i_2^*}{I_{cc}} \Phi\left(-\frac{i_2^*}{I_{cc}}\right) T \quad (7.31)$$

$$t_{b_3} = T - (t_{b_1} + t_{b_2}) \quad (7.32)$$

onde o operador $\Phi(u)$ representa a função degrau definida como sendo:

$$\Phi(u) = \begin{cases} 1, & \text{se } u > 0 \\ 0, & \text{se } u \leq 0 \end{cases} \quad (7.33)$$

7.3 CSR

O CSR com compensação da potência oscilatória é criado a partir do circuito mostrado na fig. 7.1. Esta configuração é mostrada na fig. 7.6. Em (Bush e Wang, 2009) foi feita a análise desta estrutura apenas para a operação do CSC operando como CSI. Neste trabalho este estudo é estendido ao CSC operando como CSR, representando uma das contribuições propostas nesta pesquisa. Este conversor funcionará como retificador, onde a intenção é gerar um sinal de corrente contínua para alimentar uma carga CC.

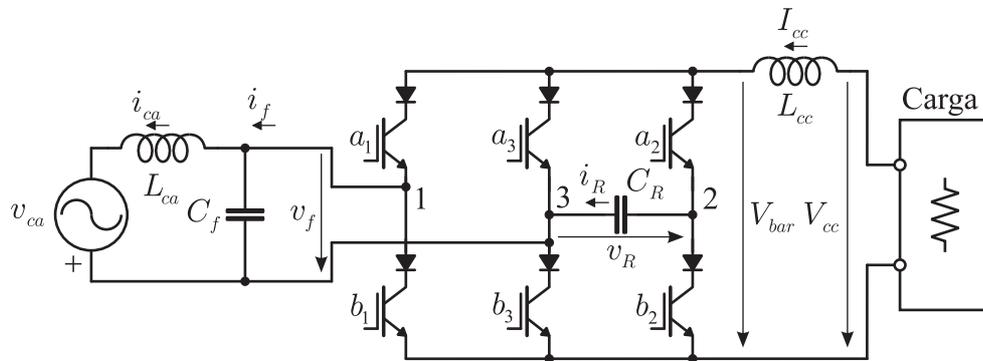


Figura 7.6: Circuito do CSR monofásico com compensador da potência oscilatória.

Nesta configuração, para o conversor monofásico mostrado na fig. 7.2(a), o sentido das tensões ocorrem de tal forma que o conversor funcionará como carga, ou seja, as correntes do lado CA e CC, i_f e I_{cc} , entram no positivo das suas respectivas fontes, v_f e V_{cc} , com $v_f = v_{31}$. Já o sentido das tensões para o conversor compensador, mostrado na fig. 7.2(b), se mantém o mesmo.

Para o correto funcionamento do conversor compensador destinado a fazer a compensação da potência oscilatória no barramento CC é necessário determinar os seus valores de

amplitude e fase da corrente do lado CA. A determinação desses valores será mostrada a seguir.

7.3.1 Compensação da potência oscilatória no CSR

A tensão do barramento é mostrada na equação (7.20), assim, tem-se que a tensão do barramento para o CSR será definida como sendo:

$$V_{bar} = V_{osc} - v_c \quad (7.34)$$

Substituindo-se a tensão V_{osc} pelas suas componentes CA e CC, equação (7.11), na equação (7.34), tem-se que:

$$V_{bar} = V'_{cc} + v'_{ca} - v_c \quad (7.35)$$

Para que haja a compensação da potência oscilatória no barramento do conversor, os termos CA da equação (7.35) devem se cancelar, desta forma, tem-se que:

$$\begin{aligned} v'_{ca} - v_c &= 0 \\ v'_{ca} &= v_c \end{aligned} \quad (7.36)$$

A relação apresentada na equação (7.36) é a condição essencial para o funcionamento do conversor CSR monofásico com compensação da potência oscilatória. Para que essa relação seja satisfeita, algumas considerações devem ser feitas.

Substituindo-se (7.13) e (7.19) em (7.36), tem-se que.

$$\frac{\lambda_f V_f}{2} \cos(2\omega t - \phi) = \frac{\lambda_R V_R}{2} \cos(2(\omega t + \alpha) + \pi/2) \quad (7.37)$$

Para que a relação matemática mostrada na equação (7.37) seja satisfeita, os termos que a compõem devem possuir os seguintes valores.

$$\begin{aligned} \lambda_f V_f &= \lambda_R V_R \\ V_f I_f &= V_R I_R \end{aligned} \quad (7.38)$$

$$\cos(2\omega t - \phi) = \cos(2(\omega t + \alpha) + \pi/2) \quad (7.39)$$

Para que a relação trigonométrica mostrada na equação (7.39) seja verdadeira, deve-se ter:

$$\begin{aligned} 2\omega t - \phi &= 2(\omega t + \alpha) + \pi/2 \\ \alpha_r &= -\frac{1}{2}\left(\phi + \frac{\pi}{2}\right) \end{aligned} \quad (7.40)$$

onde o índice r em α indica que a variável pertence ao retificador.

A equação (7.40) mostra qual deve ser o ângulo de fase da corrente i_R , acrescentado de $+\pi/2$, em relação à fase da tensão v_f . A amplitude de i_R será determinada substituindo (7.23) em (7.38), e fazendo $I_f = I_{ca}$ para facilitar a medição da amplitude da corrente CA, pois i_f é chaveada. Com isso, tem-se que a amplitude da corrente no capacitor C_R deve possuir o seguinte valor:

$$I_R = \sqrt{V_f I_{ca} C_R \omega} \quad (7.41)$$

Os valores de fase e amplitude do conversor compensador necessários para a correta compensação da potência oscilatória são determinados pelas equações (7.40) e (7.41), porém, para a realização dos seus cálculos, a resistência parasita paralela do capacitor foi desprezada, isso introduz um erro na produção da tensão v_R de compensação. Para corrigir esse problema, é introduzido um fasor \hat{i}_{R2} inclinado de $-\pi/2$ em relação ao fasor \hat{i}_{R1} gerado pelas equações (7.40) e (7.41). Estes fasores somados irão compor a corrente \hat{i}_R , a partir da descrição mostrada na fig. 7.3, isso corrigirá o módulo e o ângulo do fasor \hat{v}_R , deixando essa tensão com fase $-\pi/2$ em relação à corrente \hat{i}_R , fase esta necessária para compensar a tensão oscilatória do barramento.

Assim como no caso para o VSC, aproximando $\phi = 0$, as variáveis das equações (7.1)-(7.4) podem ser representadas fasorialmente. Para essa representação fasorial são utilizadas as equações (A.1) e (A.3), onde $\Psi_g = \Psi_s = \omega t$, pois as variáveis são representadas no referencial síncrono, tem-se que \hat{i}_{R1} é definido pelas equações (7.40) e (7.41), onde o ângulo do fasor \hat{i}_{R1} é de $\alpha_r + \pi/2 = \pi/4$. Já \hat{i}_{R2} é defasado de $-\pi/2$ em relação à \hat{i}_{R1} , porém o seu módulo é definido mais adiante. O diagrama fasorial da operação do CSR monofásico com compensação da potência oscilatória é mostrado na fig. 7.7.

Para exemplificar, na fig. 7.8 são mostradas as formas de onda de um conversor com compensação. Os valores são: corrente $I_f = I_R = 10A$, índice de modulação $\lambda_f = \lambda_R = 0,9$, frequência 50Hz e potência de 500W.

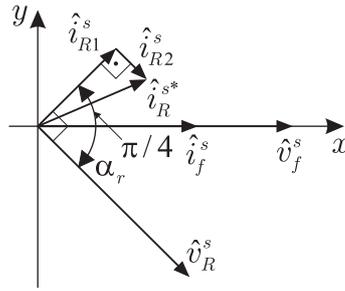


Figura 7.7: Diagrama fasorial para o CSR.

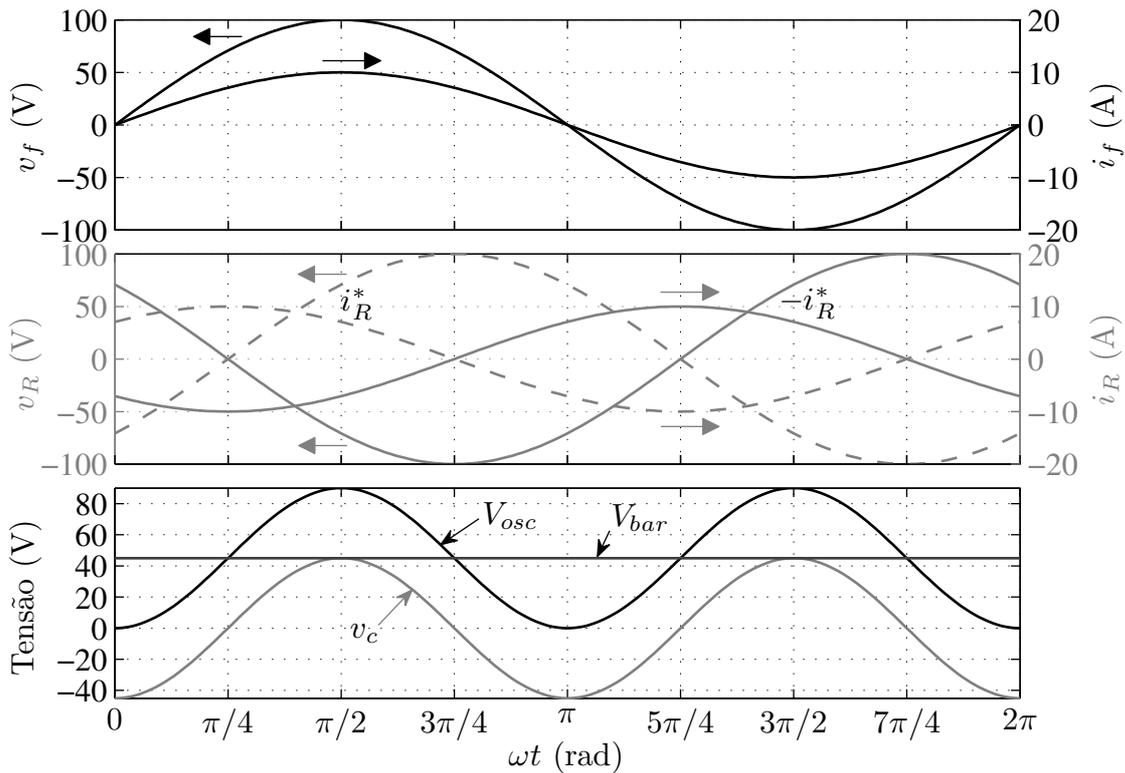


Figura 7.8: Formas de onda no CSR com compensação.

É observado na fig. 7.8 que a tensão V_{bar} está contínua, o que demonstra que a potência oscilatória não se propagou no conversor, pois foi compensada. É observado, também, que, como a tensão oscilatória V_{osc} possui o dobro da frequência do sinal do lado CA, um novo período de V_{osc} e v_c inicia-se a cada passagem pelo zero do sinal de i_R , ocorrido em $3\pi/4$ e $7\pi/4$. Isso indica que a corrente no conversor compensador pode ser gerada diretamente, a partir de i_R^* , ou com uma defasagem de π radianos, definido por $-i_R^*$.

Utilizando o mapa vetorial mostrado na fig. 7.4(b), onde $i_1 = i_f$, $i_2 = i_R$ e $I = I_{cc} = I_f/\lambda_f = I_R/\lambda_R$, na fig. 7.9 é mostrado o mapa vetorial para o conversor cujos valores de tensão são mostrados na fig. 7.8.

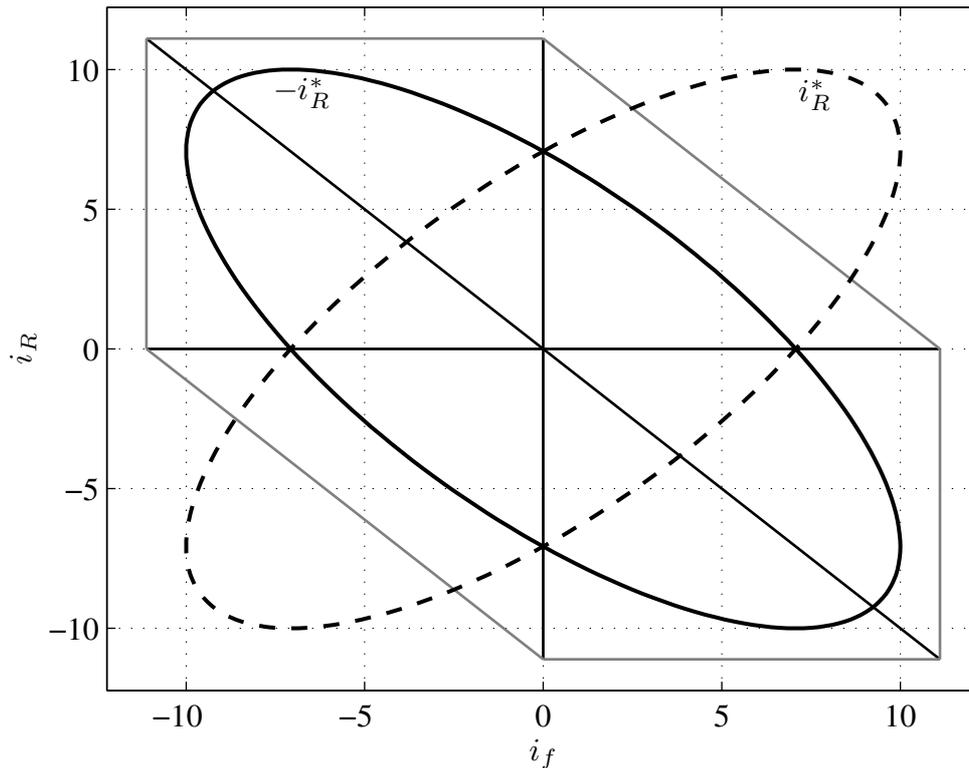


Figura 7.9: Mapa vetorial para o CSR.

Como pode ser visto na fig. 7.9, se for utilizada como corrente de referência i_R^* para o conversor compensador, curva tracejada, isso gerará sobremodulação no conversor, pois existirão valores de corrente que estarão fora da região de operação do conversor. Isto faria com que fosse necessária uma elevação da corrente do barramento para suprir este problema. Para evitar aumento na corrente do barramento, é proposto inserir um deslocamento de π rad na corrente i_R , gerando a nova corrente $-i_R^*$, curva cheia, isso faz com que o conversor continue operando corretamente, como pode ser visto da fig. 7.8, com a vantagem de que todas as situações de corrente geradas no conversor ficam inseridas na região de operação, o que demanda um menor valor de corrente do barramento. Ao avaliar o trabalho publicado em (Bush e Wang, 2009), detectou-se um elevado valor de corrente necessária para a operação do CSC. Isto ocorreu devido ao problema mostrado aqui. A proposta aqui apresentada soluciona o problema da elevada corrente no barramento do CSC com compensação da potência oscilatória.

7.3.2 Controle do CSR

Devido às normas nacionais e internacionais, para que não haja degradação na forma de onda do sinal da rede elétrica, se faz necessário fornecer à rede uma corrente com baixa distorção harmônica e garantir fator de potência unitário. Para o correto controle do fator de potência no conversor, é necessário controlar a corrente CA para que fique sempre em fase com a tensão da rede.

No CSR, é necessário controlar a corrente no indutor de saída i_f . Desta forma, será necessário fazer um controle indireto da corrente i_{ca} para garantir o fator de potência unitário no conversor. Este controle é mostrado a seguir.

Fasorialmente, a corrente i_f é dada pela equação (A.28), onde não está considerada a resistência parasita do indutor. A equação (A.28) é função da tensão \hat{v}_f , que é dada pela equação (A.32). Assim, substituindo-se (A.32) em (A.28), e considerando a resistência parasita R_{ca} do indutor, tem-se que a corrente i_f é dada por:

$$\hat{i}_f = \hat{i}_{ca} - sC_f(-(sL_{ca} + R_{ca})\hat{i}_{ca} + \hat{v}_{ca}) \quad (7.42)$$

onde R_{ca} é a resistência série parasita do indutor L_{ca} .

Fazendo, na equação (7.42), $s = j\omega$ e $\beta = 0$, pois β é o ângulo de fase entre v_{ca} e i_{ca} , pois assim o fator de potência será unitário, tem-se que $\hat{v}_{ca} = V_{ca}$ e $\hat{i}_{ca} = I_{ca}$. Assim, tem-se que a corrente \hat{i}_f no referencial síncrono é dada por:

$$\hat{i}_f^s = (1 + j(-\omega^2 L_{ca} C_f + \omega C_f R_{ca})) I_{ca} - j\omega C_f V_{ca} \quad (7.43)$$

A equação (7.43) será utilizada para fazer o controle indireto da corrente i_{ca} para que seja garantido o fator de potência unitário do CSR. O diagrama de controle do CSR monofásico com compensação da potência oscilatória é mostrado na fig. 7.10.

Na parte superior deste diagrama é mostrado o controle do conversor CA-CC para garantir fator de potência unitário e regular a corrente do barramento em um valor pré-determinado, cujo valor de referência é dado por I_{cc}^* e garantido pelo controlador proporcional-integral PI_I . Na saída do controlador PI_I é gerada a corrente de referência I_{ca}^* que, juntamente com a tensão V_{ca} , utilizadas na equação (7.43), definem a corrente \hat{i}_f^{s*} . A corrente \hat{i}_f^{s*} encontra-se no referencial síncrono, ou seja, não varia no tempo. Para fazer a mudança

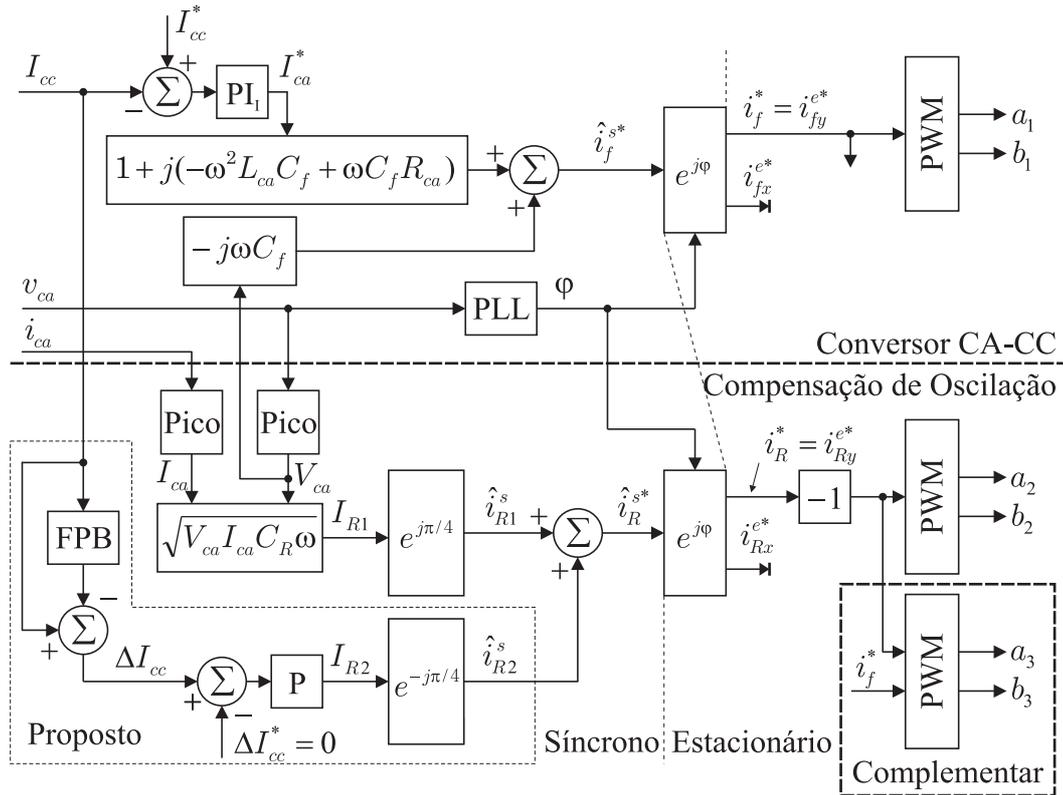


Figura 7.10: Diagrama de controle do CSR.

para o referencial estáacionário, senoidal, é utilizada o ângulo de fase φ da tensão v_{ca} , onde a determinação da fase de v_{ca} é feita pelo PLL. Após a transformação de referência, utilizando a equação (A.4), será gerada a corrente i_f^* necessária ao controle do CSR.

O controle do conversor compensador é feito da mesma forma que foi visto para o VSC. O fasor \hat{i}_{R2}^s mostrado na fig. 7.7, é utilizado para compensar a oscilação residual existente na tensão do barramento. Essa oscilação é observada devido à resistência parasita paralela do capacitor e, também, pelas resistências de condução das chaves e demais componentes do circuito. Neste trabalho é proposto utilizar a própria medição da corrente do barramento para gerar I_{R2} . Como a corrente do barramento sofrerá oscilação devido à tensão, esta oscilação da corrente é extraída subtraindo-se o valor de I_{cc} pelo seu valor médio, assim, obtém-se ΔI_{cc} . O valor da oscilação de corrente de referência será $\Delta I_{cc}^* = 0$ pois deseja-se anular completamente qualquer tipo de oscilação no barramento CC. O erro $\Delta I_{cc} - \Delta I_{cc}^*$ passa pelo controlador proporcional P para gerar o valor de I_{R2} . Após a transformação do referencial síncrono para o estacionário, utilizando a equação (A.4), o bloco “-1” serve para fazer o deslocamento de π radianos em i_R^* para não haver sobremodulação e garantir o que

foi mostrado no mapa vetorial da fig. 7.9.

Os blocos PWM utilizam a teoria mostrada na seção 7.2.3.

7.4 CSI

O CSI monofásico com compensação da potência oscilatória é criado a partir do circuito mostrado na fig. 7.1. Esta configuração é mostrada na fig. 7.11. Este conversor funcionará como inversor de frequência, onde a intenção é gerar um sinal de corrente alternada para alimentar uma carga CA.

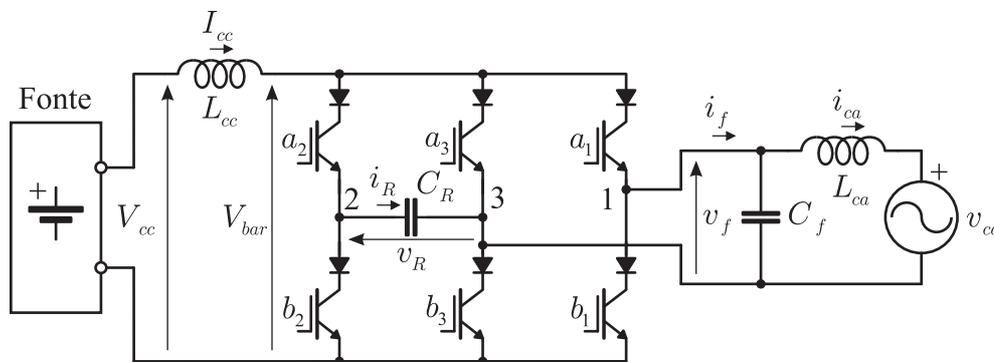


Figura 7.11: Circuito do CSI monofásico com compensador da potência oscilatória.

Nesta configuração, para o conversor monofásico mostrado na fig. 7.2(a), o sentido da tensão ocorre de tal forma que o conversor funcionará como fonte sorvedora de potência, ou seja, as correntes do lado CA e CC, i_f e I_{cc} , saem do positivo das suas respectivas fontes, v_f e V_{cc} , com $v_f = v_{13}$. Já o sentido das tensões para o conversor compensador, mostrado na fig. 7.2(b), se mantém o mesmo.

Para o correto funcionamento do conversor compensador destinado a fazer a compensação da potência oscilatória no barramento CC é necessário determinar os seus valores de amplitude e fase da corrente do lado CA. A determinação desses valores será mostrada a seguir.

7.4.1 Compensação da potência oscilatória no CSI

A tensão do barramento é mostrada na equação (7.20), assim, tem-se que a tensão do barramento para o CSI será definida como sendo:

$$V_{bar} = V_{osc} + v_c \quad (7.44)$$

Substituindo-se a tensão V_{osc} pelas suas componentes CA e CC, equação (7.11), na equação (7.44), tem-se que:

$$V_{bar} = V'_{cc} + v'_{ca} + v_c \quad (7.45)$$

Para que haja a compensação da potência oscilatória no barramento do conversor, os termos CA da equação (7.45) devem se cancelar, desta forma, tem-se que:

$$\begin{aligned} v'_{ca} + v_c &= 0 \\ v'_{ca} &= -v_c \end{aligned} \quad (7.46)$$

A relação apresentada na equação (7.46) é a condição essencial para o funcionamento do CSI monofásico com compensação da potência oscilatória. Para que essa relação seja satisfeita, algumas considerações devem ser feitas.

Substituindo-se (7.13) e (7.19) em (7.46), tem-se que.

$$\frac{\lambda_f V_f}{2} \cos(2\omega t - \phi) = -\frac{\lambda_R V_R}{2} \cos(2(\omega t + \alpha) + \pi/2) \quad (7.47)$$

Para que a relação matemática mostrada na equação (7.47) seja satisfeita, os termos que a compõem devem possuir os seguintes valores.

$$\begin{aligned} \lambda_f V_f &= \lambda_R V_R \\ V_f I_f &= V_R I_R \end{aligned} \quad (7.48)$$

$$\begin{aligned} \cos(2\omega t - \phi) &= -\cos(2(\omega t + \alpha) + \pi/2) \\ \cos(2\omega t - \phi) &= \cos(2(\omega t + \alpha) + \pi/2 + \pi) \end{aligned} \quad (7.49)$$

Para que a relação mostrada na equação (7.49) seja verdadeira, deve-se ter:

$$\begin{aligned} 2\omega t - \phi &= 2(\omega t + \alpha) + \pi/2 + \pi \\ \alpha_i &= -\frac{1}{2} \left(\phi + \frac{3\pi}{2} \right) \end{aligned} \quad (7.50)$$

onde o índice i em α indica que a variável pertence ao inversor.

A equação (7.50) mostra qual deve ser o ângulo de fase da corrente i_R , acrescentado de $+\pi/2$, em relação à fase da tensão v_f . A sua amplitude será determinada substituindo (7.23) em (7.48), e fazendo $I_f = I_{ca}$ para facilitar a medição da amplitude da corrente CA, pois i_f é chaveada. Com isso, tem-se que a amplitude da corrente no capacitor C_R deve possuir o seguinte valor:

$$I_R = \sqrt{V_f I_{ca} C_R \omega} \quad (7.51)$$

Os valores de fase e amplitude do conversor compensador necessários para a correta compensação da potência oscilatória são determinados pelas equações (7.50) e (7.51), porém, assim como foi feito para o CSR, para a realização dos seus cálculos, a resistência parasita paralela do capacitor foi desprezada, isso introduz um erro na produção da tensão v_R de compensação. Para corrigir esse problema, é introduzido um fasor \hat{i}_{R2} inclinado de $-\pi/2$ em relação ao fasor \hat{i}_{R1} gerado pelas equações (7.50) e (7.51). Estes fasores somados irão compor a corrente \hat{i}_R , a partir da descrição mostrada na fig. 7.3, isso corrigirá o módulo e o ângulo do fasor \hat{v}_R , deixando essa tensão com fase $-\pi/2$ em relação à corrente \hat{i}_R , fase esta necessária para compensar a tensão oscilatória do barramento.

As variáveis das equações (7.1)-(7.4) podem ser representadas fasorialmente, e aproximando o valor de $\phi = 0$. Para essa representação fasorial são utilizadas as equações (A.1) e (A.3), onde $\Psi_g = \Psi_s = \omega t$, pois as variáveis são representadas no referencial síncrono, tem-se que \hat{i}_{R1} é definido pelas equações (7.50) e (7.51), onde o ângulo do fasor \hat{i}_{R1} é de $\alpha_i + \pi/2 = -\pi/4$. Já \hat{i}_{R2} é defasado de $-\pi/2$ em relação a \hat{i}_{R1} . O diagrama fasorial da operação do CSI monofásico com compensação da potência oscilatória é mostrado na fig. 7.12.

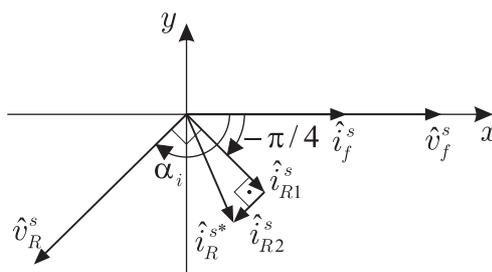


Figura 7.12: Diagrama fasorial para o CSI.

Para exemplificar, na fig. 7.13 são mostradas as formas de onda de um CSI com compensação. Os valores são: tensão $I_f = I_R = 10A$, índice de modulação $\lambda_f = \lambda_R = 0,9$, frequência 50Hz e potência de 500W.

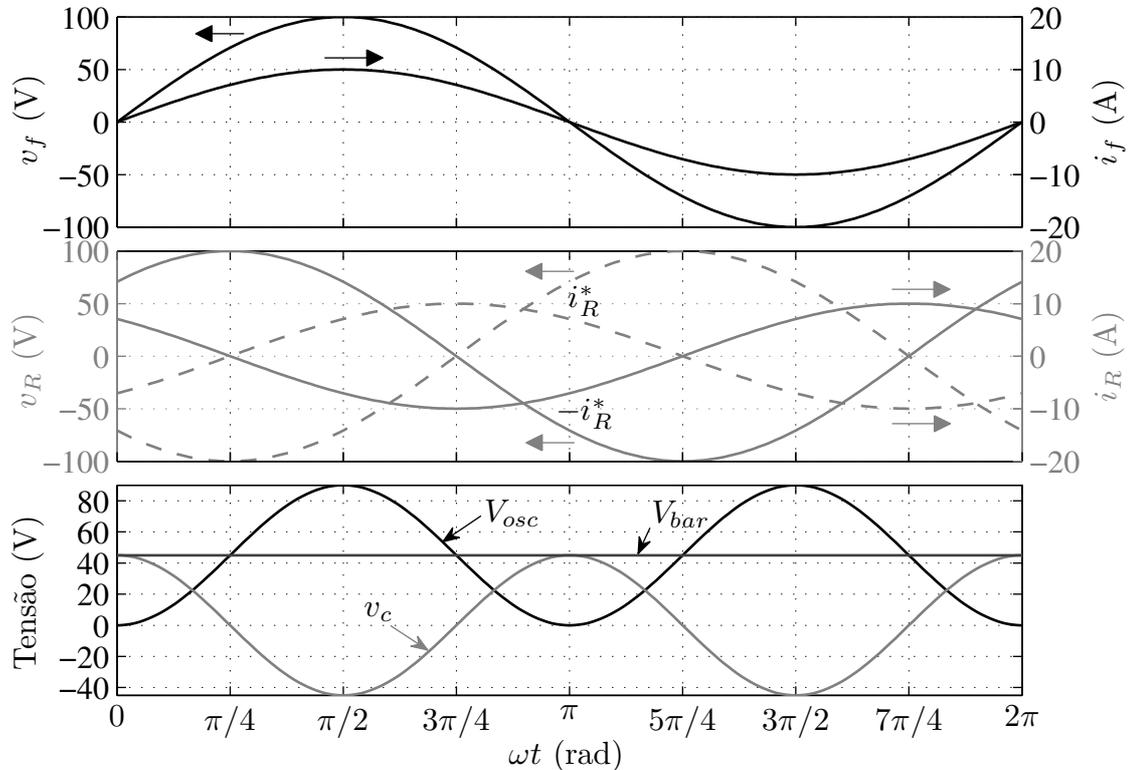


Figura 7.13: Formas de onda no CSI com compensação.

É observado na fig. 7.13 que a tensão V_{bar} está contínua, o que demonstra que a potência oscilatória não se propagou no conversor, pois foi compensada. É observado, também, que, como a tensão oscilatória V_{osc} possui o dobro da frequência do sinal do lado CA, um novo período de V_{osc} e v_c inicia-se a cada passagem pelo zero do sinal de i_R , ocorrido em $\pi/4$ e $5\pi/4$. Isso indica que a corrente no conversor compensador pode ser gerada diretamente, a partir de i_R^* , ou com uma defasagem de π radianos, definido por $-i_R^*$.

O mapa vetorial para o CSI é o mesmo observado para o CSR mostrado na fig. 7.9, cujos valores de corrente são mostrados na fig. 7.13. Como pode ser visto na fig. 7.9, se for utilizada como corrente de referência i_R^* para o conversor compensador, curva tracejada, isso gerará sobremodulação no conversor, pois existirão valores de corrente que estarão fora da região de operação do conversor. Isto faria com que fosse necessário um valor elevado para a corrente do barramento para superar esse problema. Para evitar aumento na corrente

do barramento, é inserido um deslocamento de π radianos na corrente i_R , gerando a nova corrente $-i_R^*$, curva cheia, isso faz com que o conversor continue operando corretamente, como pode ser visto na fig. 7.13, com a vantagem de que todas as situações de correntes geradas no conversor ficam inseridas na região de operação, o que demanda um menor valor de corrente do barramento.

7.4.2 Controle do CSI

O CSI deve satisfazer as mesmas exigências de fator de potência unitário mencionadas para o CSR. Para isto, o controle do conversor deve garantir a correta atuação do conversor face às exigências.

Para o CSI, fasorialmente, a corrente i_f e a tensão v_f são dadas pelas equações (A.42) e (A.43), respectivamente. Substituindo-se (A.43) em (A.42), considerando a resistência parasita série do indutor L_{ca} , fazendo $s = j\omega$, e fazendo $\beta = 0$, pois assim o fator de potência será unitário, tem-se que $\hat{v}_{ca} = V_{ca}$ e $\hat{i}_{ca} = I_{ca}$. Assim, tem-se que a corrente \hat{i}_f no referencial síncrono é dada por:

$$\hat{i}_f^s = (1 + j(-\omega^2 L_{ca} C_f + \omega C_f R_{ca})) I_{ca} + j\omega C_f V_{ca} \quad (7.52)$$

A equação (7.52) será utilizada para fazer o controle indireto da corrente i_{ca} para que seja garantido o fator de potência unitário do CSI. O diagrama de controle do CSI monofásico com compensação da potência oscilatória é mostrado na fig. 7.14.

Na parte superior deste diagrama é mostrado o controle do conversor CC-CA para garantir fator de potência unitário e regular a corrente do barramento em um valor pré-determinado, cujo valor de referência é dado por I_{cc}^* . Este controle foi descrito na seção 7.3.2, o que diferencia é o cálculo de \hat{i}_f^{s*} , dado pela equação (7.14), e a operação de subtração entre o sinal de referência e o sinal medido que gera o erro para a entrada do controlador PI_I, isso porque o fluxo de potência dos conversores se dá em sentidos opostos.

O controle do conversor compensador foi descrito na seção 7.3.2. O que diferencia é o ângulo de fase para o fasor \hat{i}_{R1} , que no caso do CSI é de $\alpha_i + \pi/2 = -\pi/4$, já para o fasor \hat{v}_{R2} o ângulo de fase é de $-\pi/4 - \pi/2 = -3\pi/4 = 5\pi/4$. Da mesma forma que no controle para o CSR, o bloco “-1” serve para fazer o deslocamento de π radianos em i_R^* para não

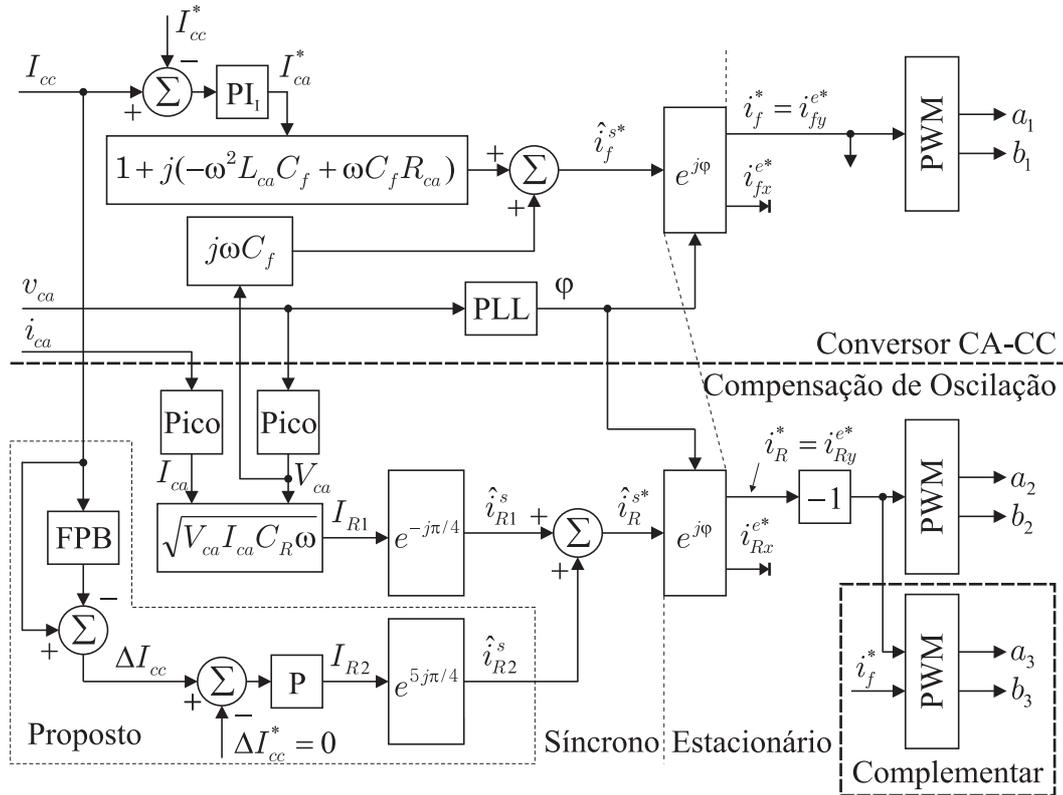


Figura 7.14: Diagrama de controle do CSI.

haver sobremodulação e garantir o que foi mostrado no mapa vetorial da fig. 7.9.

Os blocos PWM utilizam a teoria mostrada na seção 7.2.3.

7.5 Resultados de simulação para o CSC

Para exemplificar e validar toda a teoria apresentada neste trabalho relativa ao CSC com compensação da potência oscilatória, serão apresentados resultados de simulação para o CSR e o CSI. Estes resultados foram obtidos utilizando o programa de simulação PSIMTM versão 9.0, usando um passo de cálculo de $1\mu\text{s}$, e visualizados utilizando o MATLAB[®].

Para efeito de comparação entre o conversor convencional e o conversor com compensação da potência oscilatória, serão apresentados resultados para o conversor operando com e sem compensação da potência oscilatória. Os dois tipos de resultados são mostrados para o mesmo conversor, ou seja, os valores dos elementos e variáveis de entrada e saída do conversor são os mesmos.

Os parâmetros para os conversores mostrados nas figs. 7.6 e 7.11, utilizados nas simu-

lações aqui mostradas, são os mesmos apresentados na tabela 7.2.

Tabela 7.2: Parâmetros do CSC.

Item	Referência	Valor
Frequência de corte do filtro	ω_c	1kHz
Indutor do filtro	L_{ca}	3,3mH, 50m Ω (60Hz)
Capacitor do filtro	C_f	8 μ F, CA
Indutor do barramento	L_{cc}	20mH, 5m Ω
Capacitor do compensador	C_R	55 μ F, 10k Ω , CA
Tensão CA	v_{ca}	220 $\sqrt{2}$ V, 60Hz
Potência nominal	P_{cc}	1kW
Corrente CC	I_{cc}^*	7A
Frequência de chaveamento	f_s	10kHz

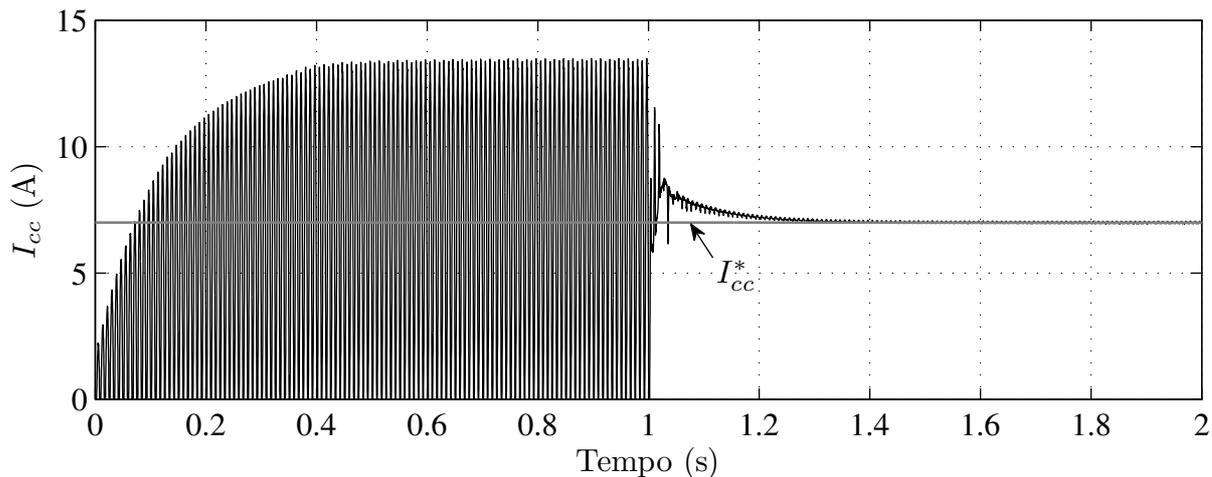
O dimensionamento dos elementos reativos apresentados na tabela 7.2 (L_{ca} , C_f , L_{cc} e C_R) é mostrado no capítulo 8.

Os resultados são apresentados da seguinte forma: o sistema é dado partida com o conversor convencional, sem compensação da potência oscilatória, onde todos os elementos possuem valores iniciais nulos; depois de 1 segundo é inserido o controle do conversor compensador, cuja duração total da simulação é de 2 segundos necessária para análise das variáveis elétricas do sistema.

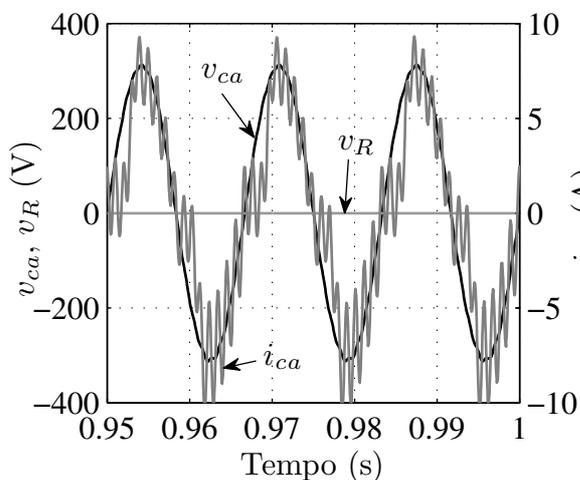
7.5.1 Resultados para o CSR

Para o CSR, fig. 7.6, a carga CC utilizada foi uma fonte de tensão que absorve a potência proveniente da rede. Essa fonte de tensão possui valor constante fixado em 142,86V, o que produz uma potência de 1kW, pois a corrente do barramento é controlada em 7A. Os resultados são apresentados na fig. 7.15.

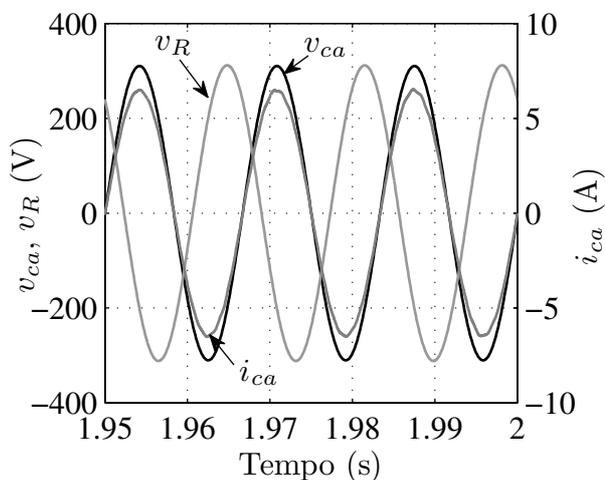
Na fig. 7.15(a) é apresentado o resultado para a corrente do barramento sem compensação da potência oscilatória, no intervalo de tempo entre 0 e 1 segundo, e após o transitório do controle, onde é inserido o circuito de compensação da potência oscilatória, intervalo de tempo entre 1 e 2 segundos. É possível notar na fig. 7.15(a) a redução drástica na oscilação da



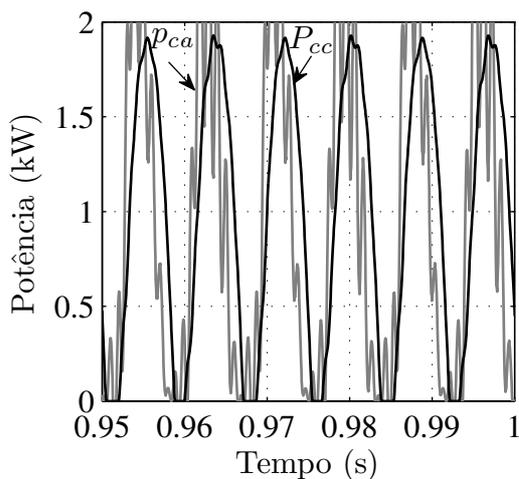
(a) Transitório de controle em 1s.



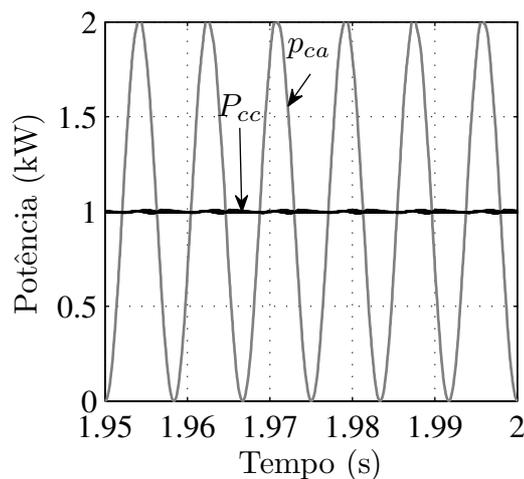
(b) Sem compensação.



(c) Com compensação.



(d) Sem compensação.



(e) Com compensação.

Figura 7.15: Resultado de simulação para o CSR com e sem compensação da potência oscilatória.

corrente do barramento quando se usa o conversor compensador. Para o valor de indutância utilizada no barramento, cerca de 20mH, essa oscilação, que era de 13,5A, ou seja, uma oscilação de 192,8% da corrente do barramento de referência, passou a ser de 0,12A, o que gera uma oscilação na corrente do barramento de 1,7% da corrente de referência, que é de 7A. Para se obter o mesmo nível de oscilação na corrente do barramento, seria necessário utilizar uma indutância de 2800mH, cerca de 140 vezes acima do valor utilizado para o conversor com compensação. Também é observado o correto controle da corrente do barramento no valor desejado de $I_{cc}^* = 7A$.

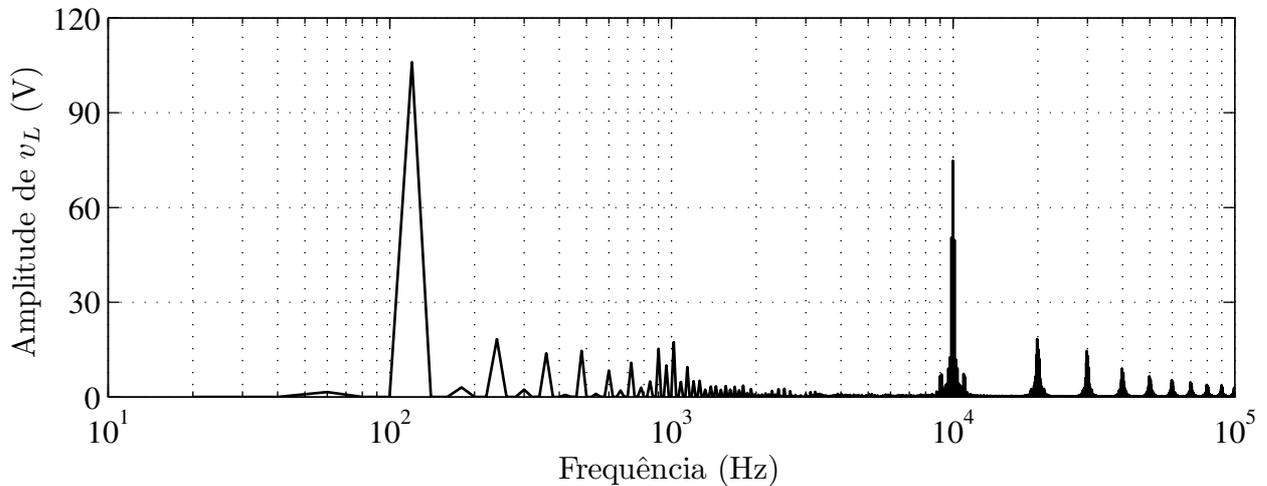
Para avaliar a qualidade das formas de onda das variáveis senoidais do sistema, são escolhidos dois intervalos de tempo: um antes do início do transitório, para visualizar as variáveis do conversor operando sem compensação da potência oscilatória, figs. 7.15(b) e 7.15(d); e um intervalo próximo do fim da simulação para visualizar as variáveis do conversor operando com compensação da potência oscilatória, figs. 7.15(c) e 7.15(e). É escolhido um tempo de 50ms necessário para visualizar 3 ciclos da fundamental, que é de 60Hz.

Nas figs. 7.15(b) e 7.15(c) são mostradas as tensões no capacitor de compensação, v_R , da rede, v_{ca} , e a corrente da rede i_{ca} . Na fig. 7.15(b), sem compensação, é possível observar a distorção na corrente i_{ca} , isso ocorre pois o conversor não possui corrente do barramento suficiente para gerar a corrente desejada no seu lado CA. Essas distorções na corrente i_{ca} geram distorções na tensão v_{ca} , isso devido à indutância e capacitância parasitas da rede. Também é possível ver que a tensão v_R é nula, ou seja, o conversor de compensação não está atuando. Já na fig. 7.15(c), com compensação, é mostrada a tensão de compensação v_R senoidal e é observado, também, que a corrente i_{ca} está senoidal, sem distorção, e está em fase com a tensão v_{ca} . É possível ver que o controle indireto da corrente i_{ca} , para que fique em fase com a tensão v_{ca} , proporcionou o fator de potência desejado, ou seja, o fator de potência em que o conversor está operando está unitário. Este controle foi necessário devido à característica do filtro LC, mais especificamente por causa do capacitor C_f , que provoca divisão da corrente i_f .

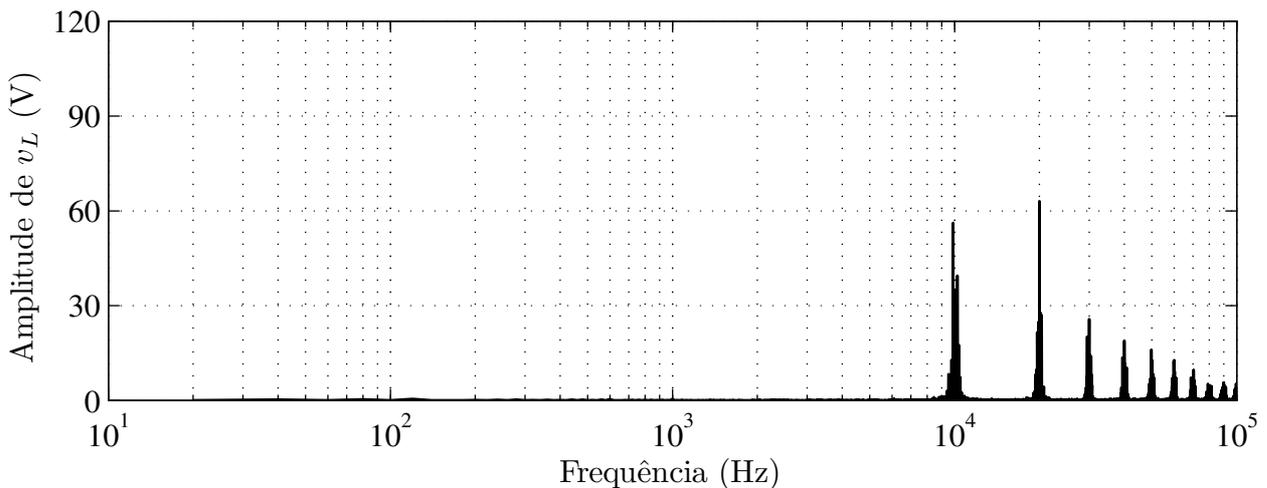
Nas figs. 7.15(d) e 7.15(e) são mostradas as potências do lado CA e CC do conversor. Na fig. 7.15(d), sem compensação, é visto que a potência do barramento está oscilando, possuindo a mesma forma de onda da corrente do barramento, pois a tensão da fonte que opera como carga é constante. Já na fig. 7.15(e) é vista a potência P_{cc} compensada, mantida

constante em 1kW, e a potência p_{ca} oscilatória, com frequência de 120Hz e valor médio um pouco acima de 1kW, devido às perdas. O que pode ser visto é que a potência oscilatória do lado CA não se propagou no conversor, sendo compensada.

Na fig. 7.16 são mostrados os espectros das frequências que compõem a tensão v_L sobre o indutor do barramento. É usada a FFT para extrair o espectro das frequências de v_L . Na fig. 7.16(a) é mostrado o espectro das frequências de v_L para o conversor operando sem compensação da potência oscilatória. É possível ver a existência das harmônicas de baixa frequência em 120Hz, com amplitude de 106V, e suas harmônicas múltiplas, além



(a) Sem compensação.



(b) Com compensação.

Figura 7.16: Espectro das frequências da tensão v_L sobre o indutor do barramento para o CSR.

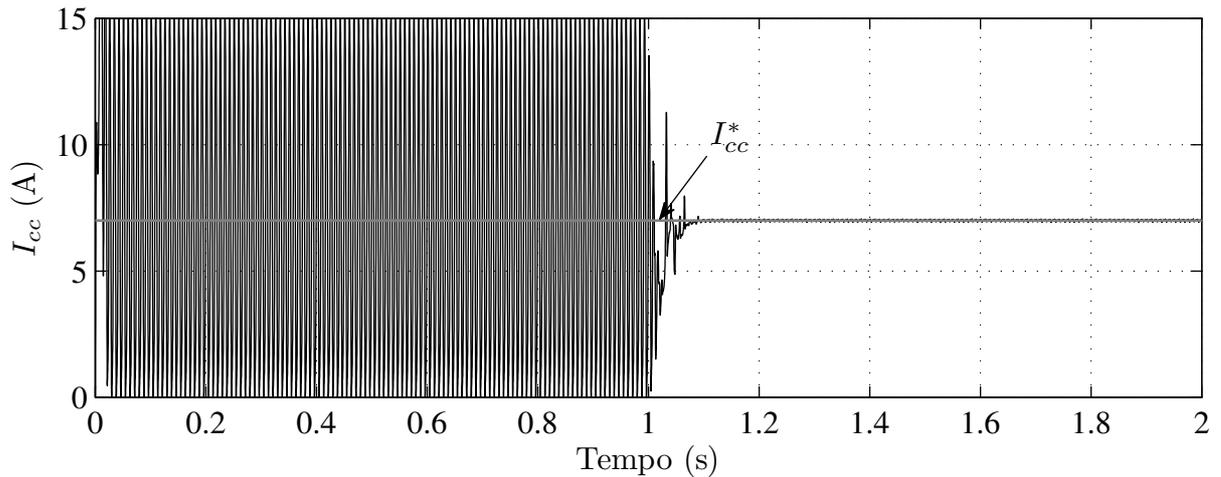
das harmônicas de alta frequência múltiplas de 10kHz, devido ao chaveamento. No caso do CSC, a PWM utilizada com pulso centrado permite o aparecimento das harmônicas de alta frequência em 10kHz, utilizada como portadora, e suas múltiplas. Já na fig. 7.16(b) é mostrado o espectro das frequências de v_L para o caso do CSR operando com compensação da potência oscilatória. É possível observar a total eliminação das harmônicas de baixa frequência na tensão v_L , aparecendo apenas as harmônicas de alta frequência decorrentes do chaveamento, em 10kHz e suas múltiplas, com maior contribuição na frequência de 20kHz.

7.5.2 Resultados para o CSI

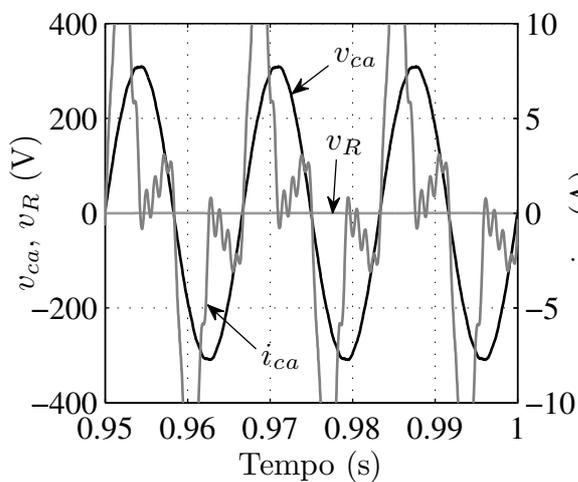
Para o CSI, fig. 7.11, é utilizada uma fonte de tensão CC no barramento sorvedora de potência para a rede. Essa fonte de tensão possui valor constante fixado em 142,86V, o que produz uma potência de 1kW, pois a corrente do barramento é controlada em 7A. Os resultados são apresentados na fig. 7.17.

Utilizando-se a mesma metodologia usada para os resultados do CSR, na fig. 7.17(a) é apresentado o resultado para a corrente do barramento sem compensação da potência oscilatória, no intervalo de tempo entre 0 e 1 segundo, e após o transitório do controle, onde é inserido o circuito de compensação da potência oscilatória, intervalo de tempo entre 1 e 2 segundos. Para padronizar a visualização dos resultados, a escala para o eixo da corrente na fig. 7.17(a) foi mantida entre 0 e 15A, o que faz com que a forma da corrente I_{cc} não seja mostrada por completo. É possível notar na fig. 7.17(a) a redução drástica na oscilação da corrente do barramento quando se usa o conversor compensador. Para o valor de indutância utilizada no barramento, cerca de 20mH, essa oscilação, que não está sendo mostrada por completo mas apresentou picos de 15,8A, ou seja, uma oscilação de 225,7% da corrente do barramento de referência, passou a ser de 0,13A, o que gera uma oscilação na corrente do barramento de 1,86% da corrente de referência, que é de 7A. Para se obter o mesmo nível de oscilação na corrente do barramento, seria necessário utilizar uma indutância de 2700mH, cerca de 135 vezes acima do valor utilizado para o conversor com compensação. Também é observado o correto controle da corrente do barramento no valor desejado de $I_{cc}^* = 7A$.

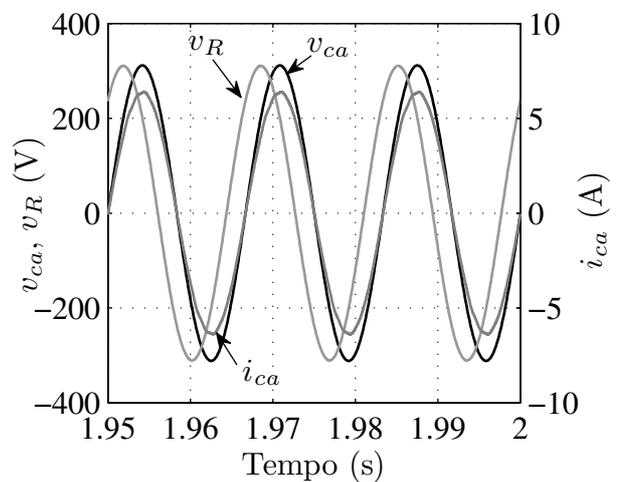
Nas figs. 7.17(b) e 7.17(c) são mostradas as tensões no capacitor de compensação, v_R , da rede, v_{ca} , e a corrente da rede i_{ca} antes e depois da compensação, respectivamente. Na



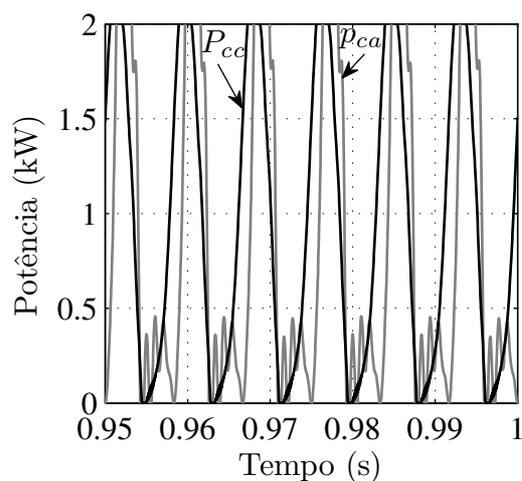
(a) Transitório de controle em 1s.



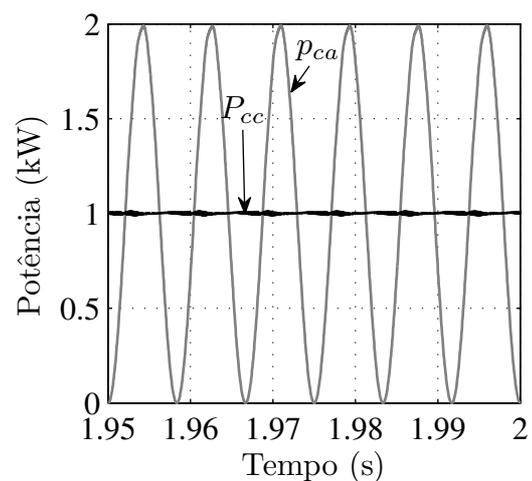
(b) Sem compensação.



(c) Com compensação.



(d) Sem compensação.



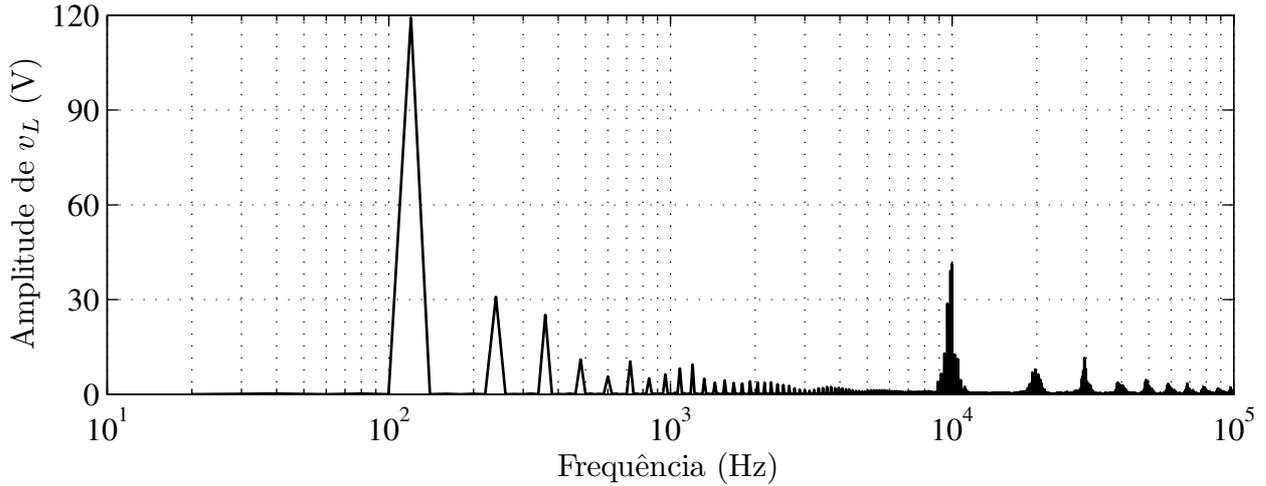
(e) Com compensação.

Figura 7.17: Resultado de simulação para o CSI com e sem compensação da potência oscilatória.

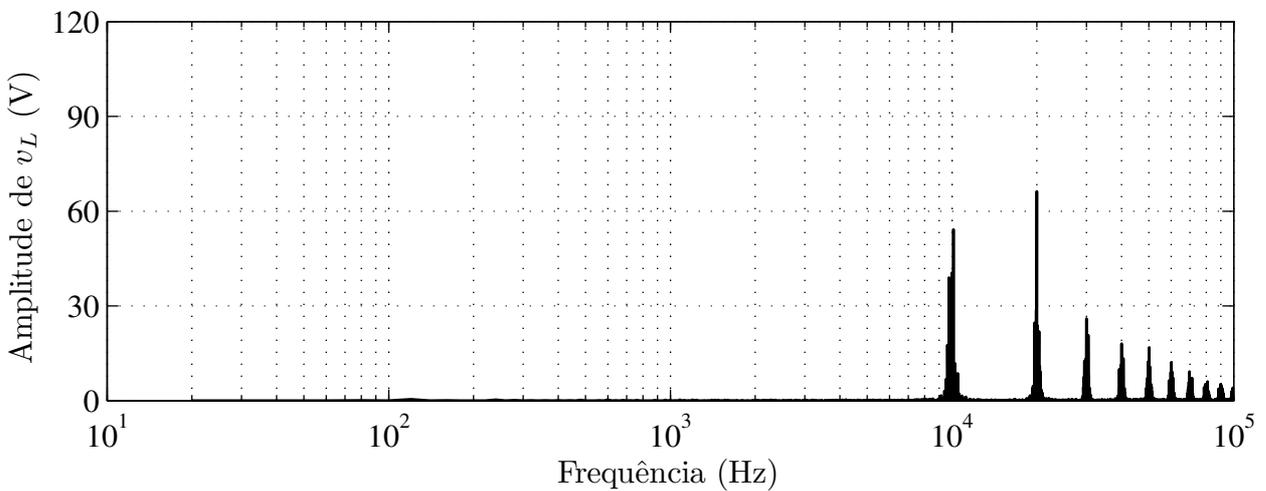
fig. 7.17(b), sem compensação, é possível observar a grande distorção da corrente i_{ca} , isso ocorre pois o conversor não possui corrente do barramento suficiente para gerar a corrente senoidal no seu lado CA. Também é possível ver que a tensão v_R é nula, ou seja, o conversor de compensação não está atuando. Já na fig. 7.17(c), com compensação, é mostrada a tensão de compensação v_R senoidal e é observado, também, que a corrente i_{ca} está senoidal, sem distorção, e, como foi visto para o CSR, está em fase com a tensão v_{ca} . É possível ver que o controle indireto da corrente i_{ca} , para que fique em fase com a tensão v_{ca} , proporcionou o fator de potência desejado, ou seja, o fator de potência em que o conversor está operando está unitário.

Nas figs. 7.17(d) e 7.17(e) são mostradas as potências do lado CA e CC do conversor. Na fig. 7.17(d), sem compensação, é possível ver que tanto P_{cc} quando p_{ca} estão oscilando bastante, isto devido à péssima qualidade dos sinais de correntes do barramento e da rede quando não se tem compensação da potência oscilatória. Já na fig. 7.17(e) é visto a potência P_{cc} compensada, mantida constante em 1kW, e a potência p_{ca} oscilatória, com frequência de 120Hz e valor médio um pouco abaixo de 1kW, devido às perdas no conversor. O que pode ser visto é que a potência oscilatória do lado CA não se propagou no conversor, sendo compensada.

Na fig. 7.18 são mostrados os espectros das frequências que compõem a tensão v_L sobre o indutor do barramento do conversor CSI. Na fig. 7.18(a) é mostrado o espectro das frequências de v_L para o conversor operando sem compensação da potência oscilatória. É possível ver a existência das harmônicas de baixa frequência em 120Hz, com amplitude de 119V, e suas harmônicas múltiplas, além das harmônicas de alta frequência múltiplas de 10kHz, devido ao chaveamento do conversor. Já na fig. 7.18(b) é mostrado o espectro das frequências de v_L para o caso do CSI operando com compensação da potência oscilatória. É possível observar a total eliminação das harmônicas de baixa frequência na tensão v_L , aparecendo apenas as harmônicas de alta frequência decorrentes do chaveamento, em 10kHz e suas múltiplas, com maior contribuição da harmônica de 20kHz, devido a utilização de pulso centrado na portadora da PWM.



(a) Sem compensação.



(b) Com compensação.

Figura 7.18: Espectro das frequências da tensão v_L sobre o indutor do barramento para o CSI.

7.6 Conversores CA-CC-CA – CSC

Os estudos sobre os CSCs, realizados nas seções 7.3 e 7.4, são utilizados como base para a criação de novos conversores que operaram fazendo a conversão CA-CC-CA monofásico-monofásico e a conversão CA-CC-CA monofásico-trifásico com compensação da potência monofásica oscilatória no barramento CC. O dimensionamento dos elementos reativos do conversor é feito segundo os critérios mostrados no capítulo 8.

O conversor CA-CC-CA monofásico-monofásico proposto é uma associação em cascata

do CSR e do CSI apresentados nas seções 7.3 e 7.4, respectivamente. Na fig. 4.2 é mostrado o conversor genérico CA-CC-CA convencional, ou seja, sem compensação da potência oscilatória, onde cada conversor possui o seu conjunto de dispositivos e lógica de controle que operam independentemente, cujos elementos são descritos na fig. 4.3.

O conversor CA-CC-CA é formado pela associação em cascata de um conversor CA-CC, responsável pelos sinais de entrada do conversor, e um conversor CC-CA, responsável pelos sinais de saída do conversor. Estes dois conversores compartilham o mesmo barramento CC. Os sinais de entrada e saída do conversor podem possuir valores diferentes de amplitude e frequência, onde o valor da corrente do barramento deve satisfazer os dois conversores simultaneamente, fazendo com que os conversores operem com índice de modulação diferentes, quando se tem amplitudes dos sinais do retificador e inversor diferentes entre si. No diagrama da fig. 4.2, o índice r representa as variáveis relativas ao retificador, já o índice i indica que as variáveis são correspondentes ao inversor. Para o CSC, na fig. 4.2, as chaves s equivalem às chaves a e as chaves h às chaves b .

Por ser uma associação em cascata de um retificador com um inversor que compartilham o mesmo barramento CC, o conversor CA-CC-CA (CSC) será denominado de CSR-CSI. O CSR-CSI pode operar com valores de tensão, frequência e fase para a entrada e saída iguais ou diferentes. Neste trabalho são considerados valores de tensão/frequência da ordem de $110\sqrt{2}V/50Hz$ e $220\sqrt{2}V/60Hz$ para os valores das variáveis de entrada ou saída do conversor, tanto no caso das variáveis monofásicas quanto trifásicas, para que seja mantido um padrão de visualização e comparação.

7.6.1 Potência oscilatória no barramento do CSR-CSI monofásico-monofásico

Da mesma forma que foi observado nos conversores monofásicos CA-CC e CC-CA, no conversor CA-CC-CA, as potências monofásicas, se não forem compensadas, se propagarão até o barramento CC do conversor, com um agravante em relação ao CSR e ao CSI, pois haverá situações onde essa potência monofásica terá picos duas vezes maiores comparados com os do CSR e do CSI monofásicos. Esta potência oscilatória no barramento CC do CSR-CSI monofásico-monofásico será mostrada a seguir.

O barramento do CSR-CSI é compartilhado pelo retificador e pelo inversor. Com isso, a tensão do indutor do barramento será uma composição da tensão do barramento referente ao retificador e ao inversor. No circuito da fig. 7.19, a tensão do indutor L_{cc} do barramento será:

$$v_L = V_{bar_r} - V_{bar_i} \quad (7.53)$$

No conversor convencional, fig. 7.2(a), sem compensação da potência oscilatória, a tensão $V_{bar} = V_{osc}$. Com isso, substituindo-se a equação (7.11), em (7.53), tanto para o retificador quanto para o inversor, tem-se:

$$v_L = V'_{cc_r} + v'_{ca_r} - V'_{cc_i} - v'_{ca_i} \quad (7.54)$$

Na equação (7.54), os termos referentes à potência ativa que flui pelo barramento são iguais, ou seja, $V'_{cc_r} = V'_{cc_i}$. Com isso, apenas a componente oscilatória da tensão no barramento atuará sobre o indutor L_{cc} . Assim, na equação (7.54), substituindo-se (7.13) e fazendo $V'_{cc_r} = V'_{cc_i}$, tem-se que:

$$v_L = v'_{ca_r} - v'_{ca_i} \\ v_L = -\frac{\lambda_{f_r} V_{f_r}}{2} \cos(2\omega_r t - \phi_r) + \frac{\lambda_{f_i} V_{f_i}}{2} \cos(2\omega_i t - \phi_i) \quad (7.55)$$

Como foi dito, as partes contínuas da tensão do barramento, equação (7.54), possuem os mesmos valores tanto para o retificador quanto para o inversor. Com isso, tem-se:

$$V'_{cc_r} = V'_{cc_i} \quad (7.56)$$

Substituindo-se a equação (7.12) nos termos do retificador e do inversor da equação (6.56), tem-se:

$$V_{f_r} I_{f_r} \cos(\phi_r) = V_{f_i} I_{f_i} \cos(\phi_i)$$

onde, tem-se:

$$I_{f_r} = \frac{V_{f_i} I_{f_i} \cos(\phi_i)}{V_{f_r} \cos(\phi_r)} \quad (7.57)$$

Substituindo-se a equação (7.57) em (7.55), tem-se:

$$v_L = \frac{\lambda_{f_i} V_{f_i}}{2} \left(-\frac{\cos(\phi_i)}{\cos(\phi_r)} \cos(2\omega_r t - \phi_r) + \cos(2\omega_i t - \phi_i) \right) \quad (7.58)$$

A equação (7.58) descreve o comportamento da tensão no indutor do barramento CC do CSR-CSI.

Para uma melhor análise da forma de onda da tensão v_L na equação (7.58), é feita uma aproximação, onde $\cos(\phi_i)/\cos(\phi_r) \simeq 1$. Com isso, a tensão v_L da equação (7.58) pode ser re-escrita como sendo:

$$v_L \simeq \frac{\lambda_{f_i} V_{f_i}}{2} (-\cos(2\omega_r t - \phi_r) + \cos(2\omega_i t - \phi_i)) \quad (7.59)$$

Utilizando-se da mesma relação trigonométrica mostrada na equação (6.60), fazendo $A = 2\omega_i t - \phi_i$ e $B = 2\omega_r t - \phi_r$, e os substituindo em (6.60), e depois substituindo-se o resultado na equação (7.59), tem-se:

$$v_L \simeq -\lambda_{f_i} V_{f_i} \operatorname{sen} \left(\frac{2\omega_i t - \phi_i + 2\omega_r t - \phi_r}{2} \right) \operatorname{sen} \left(\frac{2\omega_i t - \phi_i - 2\omega_r t + \phi_r}{2} \right)$$

$$v_L \simeq -\lambda_{f_i} V_{f_i} \operatorname{sen} \left((\omega_i + \omega_r)t - \frac{\phi_i + \phi_r}{2} \right) \operatorname{sen} \left((\omega_i - \omega_r)t - \frac{\phi_i - \phi_r}{2} \right) \quad (7.60)$$

Como pode ser visto na equação (7.60), a forma de onda da tensão v_L no indutor L_{cc} do CSR-CSI se comporta como um sinal modulado em amplitude, onde existe uma componente de alta frequência, referente a $\omega_i + \omega_r$, com uma envoltória de baixa frequência, referente a $\omega_i - \omega_r$.

Para exemplificar, na fig. 7.19 são mostradas as formas de onda das tensões no barramento CC de um CSR-CSI convencional, sem compensação da potência oscilatória. Os valores utilizados são: tensões $V_{f_r} = 220\sqrt{2}\text{V}$ e $V_{f_i} = 110\sqrt{2}\text{V}$; frequências $\omega_r = 2\pi 60 \text{ rad/s}$, $\omega_i = 2\pi 50 \text{ rad/s}$; fases $\phi_r = \phi_i = 0$; corrente do barramento $I_{cc} = 14\text{A}$; e potência média de 1kW.

Como pode ser visto da fig. 7.19, as tensões V_{bar_r} e V_{bar_i} possuem o mesmo valor médio, dado por $P_{cc}/I_{cc} = 1\text{kW}/14\text{A} = 71,43\text{V}$. Já as suas frequências possuem o dobro dos respectivos valores dos sinais do lado CA. Como pode ser visto, também, a tensão v_L do indutor L_{cc} apresenta frequência de $\omega_i + \omega_r = 2\pi 110 \text{ rad/s}$ com uma envoltória com frequência de $\omega_i - \omega_r = -2\pi 10 \text{ rad/s}$. Devido à característica oscilatória da potência monofásica dos dois conversores que compartilham o mesmo barramento, a tensão v_L apresenta picos de 142,86V. Como pode ser visto, o indutor do barramento CC do CSR-CSI apresenta um maior estresse de tensão comparado com o indutor do CSR ou do CSI. Desta forma, esta potência oscilatória

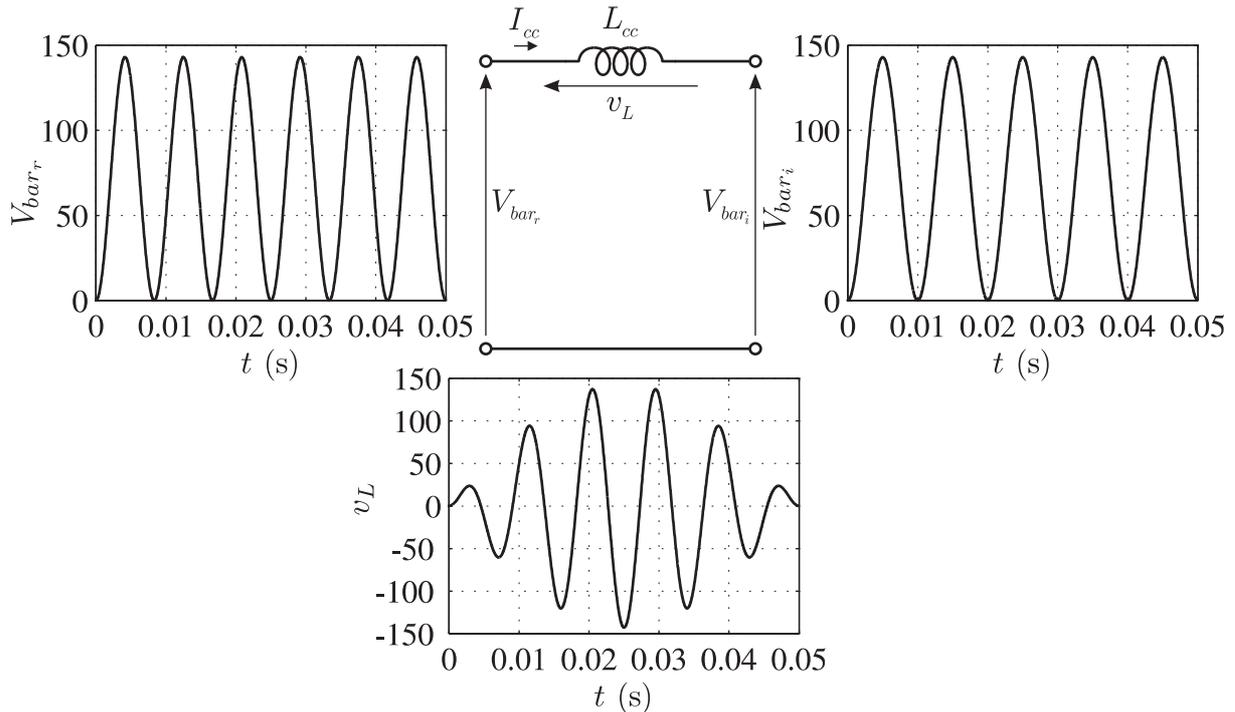


Figura 7.19: Forma de onda das tensões no barramento CC do CSR-CSI monofásico-monofásico.

dos conversores monofásicos que compõem o CSR-CSI deve ser compensada para que apenas a componente CC da potência seja propagada pelo barramento CC do conversor.

7.7 CSR-CSI monofásico-monofásico

O CSR-CSI monofásico-monofásico com compensação da potência oscilatória é formado pela estrutura mostrada na fig. 7.1, associando-se em cascata as configurações referentes ao retificador, fig. 7.6, e ao inversor, fig. 7.11. Este novo conversor, com suas respectivas variáveis e dispositivos, é mostrado na fig. 7.20.

É possível reduzir a oscilação de potência no barramento CC do CSR-CSI monofásico-monofásico convencional. Para isto, é necessário que sejam impostas algumas condições de operações: i) os sinais de entrada e saída devem possuir o mesmo valor de frequência e ii) é necessário que os sinais de entrada e saída do conversor possuam ângulos de fase defasados de π radianos. Matematicamente, estas duas observações referentes às condições de operação do conversor sem compensação da potência oscilatória podem ser vistas facilmente na equação (7.60). O conversor proposto mostrado na fig. 7.20 pode operar com valores de frequência,

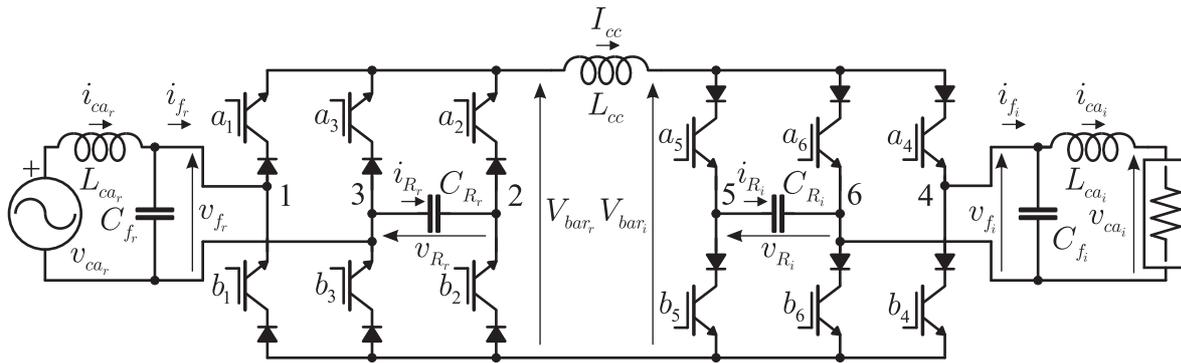


Figura 7.20: Topologia do CSR-CSI monofásico-monofásico com compensação da potência oscilatória.

fase e amplitude diferentes para os sinais de entrada e saída, com a vantagem de sempre ser obtida oscilação de potência nula no barramento CC.

Teoricamente o CSR-CSI poderia operar como elevador ou abaixador, contudo, neste trabalho o CSR-CSI foi investigado operando apenas como abaixador, ou seja, a amplitude da tensão de saída v_{fi} é menor que a amplitude da tensão de entrada v_{fr} .

7.7.1 Controle do CSR-CSI

O controle do CSR-CSI é feito com base no que foi apresentado nas seções 7.3.2 e 7.4.2. O diagrama de controle do CSR-CSI monofásico-monofásico com compensação da potência oscilatória é mostrado na fig. 7.21.

O controle do CSR-CSI mostrado na fig. 7.21 é formado pela atuação individual do controle do CSR e do CSI operando simultaneamente. O CSR é responsável por regular a corrente do barramento em um valor constante, cujo valor de referência é definido por I_{cc}^* , e serve para garantir fator de potência unitário, pelo fato deste conversor estar conectado com a rede elétrica. O controle individual deste retificador é mostrado na fig. 7.10.

Já o CSI irá gerar, na sua saída, a tensão senoidal necessária para alimentar a carga cuja referência de tensão é dada por v_{fi}^* . Como o controle do CSI é feito atuando sobre suas correntes, é necessário utilizar um controlador PI para controlar a tensão na saída do conversor. Para garantir que a tensão v_{fi} do conversor siga a referência v_{fi}^* , é utilizado um controlador proporcional-integral modificado representado pelo bloco PI_v . O PI modificado é necessário para garantir erro de regime permanente nulo em variáveis senoidais (Jacobina et al.,

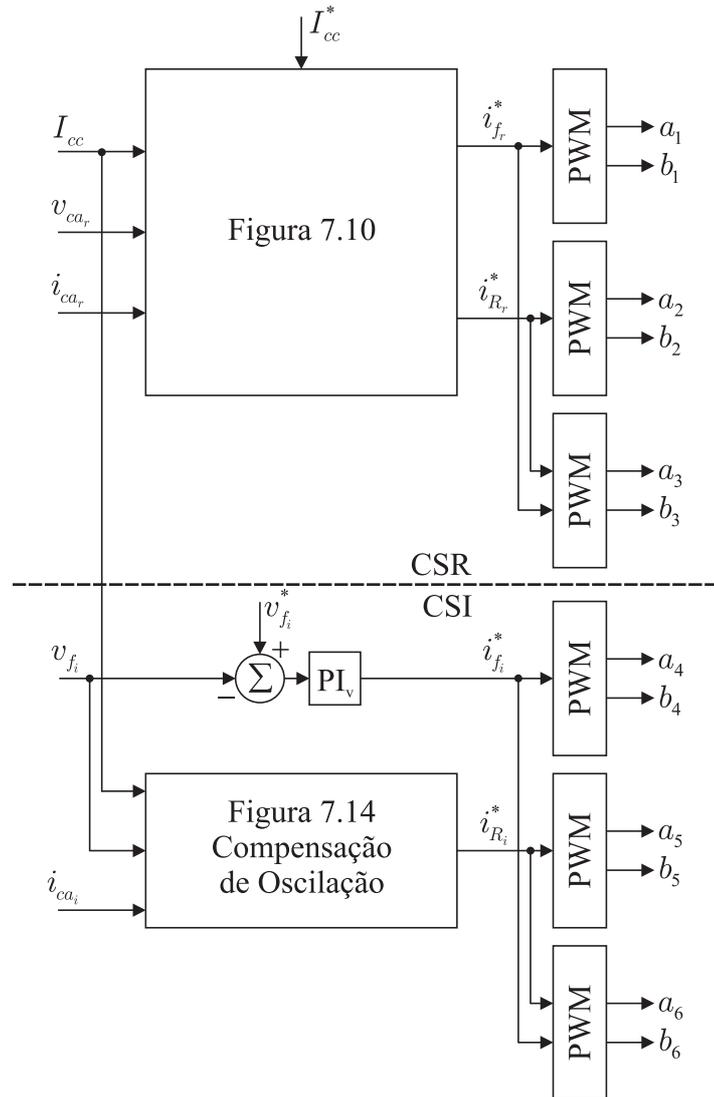


Figura 7.21: Diagrama de controle do CSR-CSI monofásico-monofásico com compensação da potência oscilatória.

2001). Este controle define a corrente $i_{f_i}^*$ a ser gerada na saída do CSI. O CSI considera que a corrente do barramento I_{cc} encontra-se controlada em um valor constante definido e regulado pelo CSR. Para a parte referente ao CSI é utilizado o controle de compensação mostrado na fig. 7.14. É utilizado v_{f_i} em vez de v_{ca_i} como variável de controle do compensador, o que não prejudicou os resultados.

Os blocos PWM utilizam a teoria mostrada na seção 7.2.3.

7.7.2 Parâmetros do CSR-CSI

Para avaliar o comportamento do conversor, serão apresentados resultados do CSR-CSI operando com e sem compensação da potência oscilatória. Para os resultados que serão mostrados para o CSR-CSI, os parâmetros do conversor mostrados na fig. 7.20, utilizados nas simulações aqui mostradas, são os mesmos apresentados na tabela 7.3. O dimensionamento para os elementos reativos mostrados na tabela 7.3 é baseado no que foi mostrado no capítulo 8.

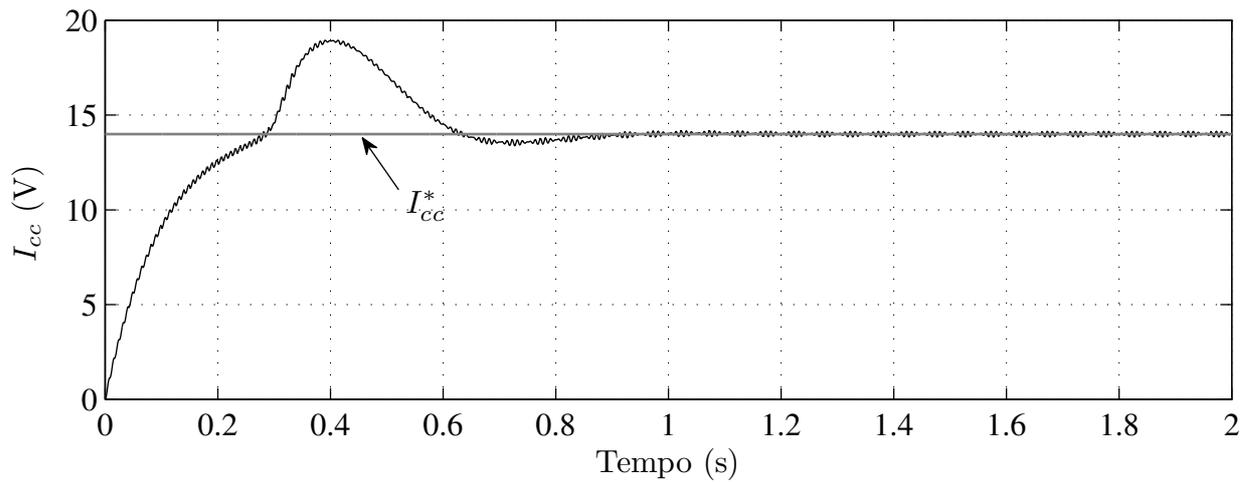
Tabela 7.3: Parâmetros do CSR-CSI monofásico-monofásico.

Item	Referência	Valor
Frequência de corte do filtro	ω_c	1kHz
Indutor do filtro retificador	L_{ca_r}	1,65mH, 50m Ω (60Hz)
Indutor do filtro inversor	L_{ca_i}	3,3mH, 50m Ω (50Hz)
Capacitor do filtro retificador	C_{f_r}	8 μ F, CA
Capacitor do filtro inversor	C_{f_i}	16 μ F, CA
Indutor do barramento	L_{cc}	30mH, 50m Ω
Capacitor do retificador	C_{R_r}	40 μ F, 10k Ω , 50/60Hz
Capacitor do inversor	C_{R_i}	260 μ F, 10k Ω , 50/60Hz
Potência nominal	P_{cc}	1kW
Corrente CC de referência	I_{cc}^*	14A
Frequência de chaveamento	f_s	10kHz

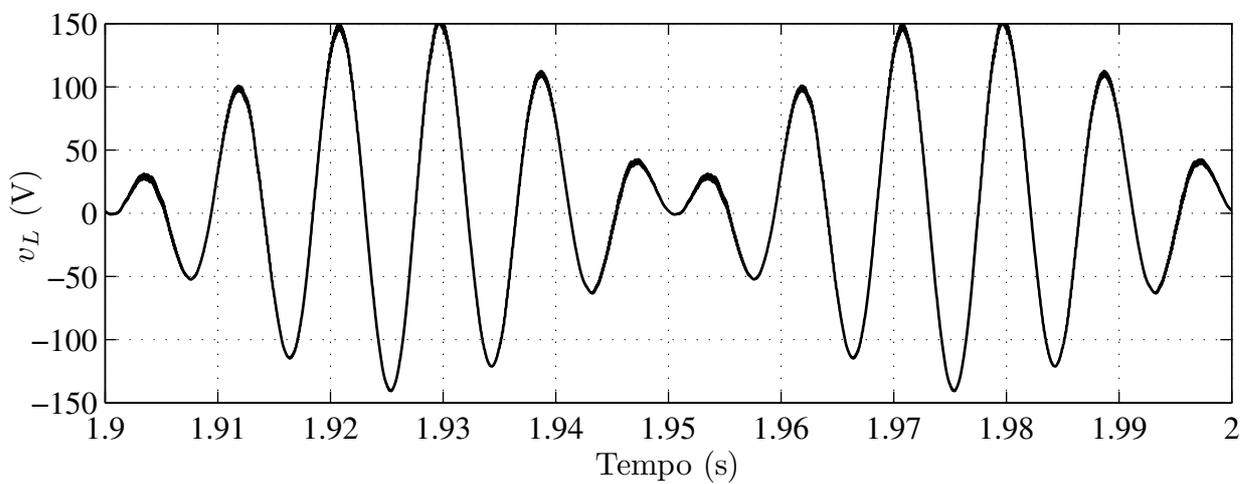
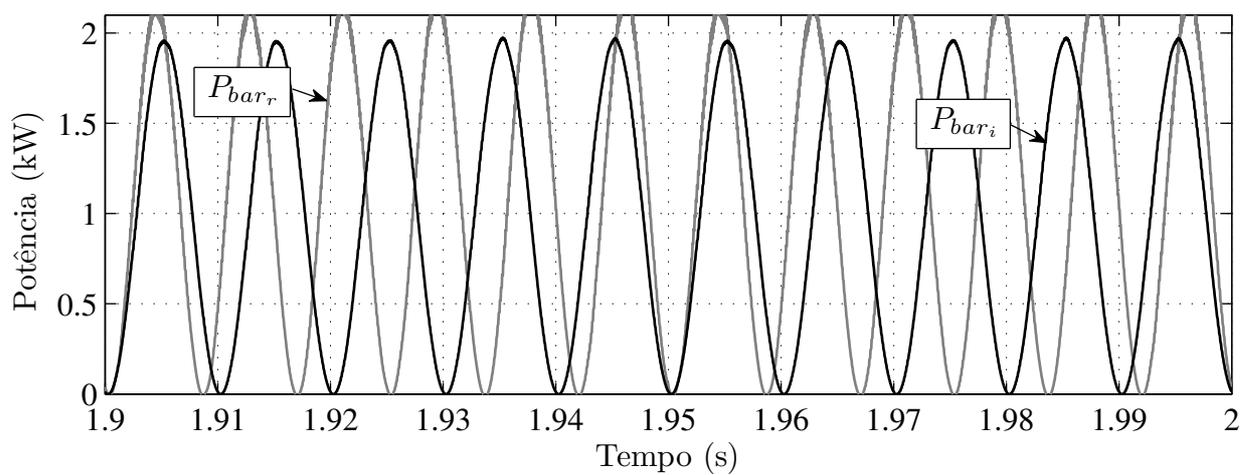
Os resultados que serão apresentados são referentes a um sistema que é dado partida com todos os valores iniciais das variáveis elétricas nulos. As simulações possuem uma duração total de 2 segundos. Serão analisadas as variáveis elétricas de entrada e saída do sistema, bem como as variáveis do barramento CC.

7.7.3 CSR-CSI abaixador sem compensação

Para mostrar como se dá o comportamento dinâmico das variáveis no barramento CC do CSR-CSI convencional, sem compensação da potência oscilatória, na fig. 7.22 são apresentados os resultados que mostram a corrente, a tensão e a potência no barramento CC para o CSR-CSI sem compensação da potência oscilatória.



(a) Corrente do barramento.

(b) Tensão do indutor L_{cc} .

(c) Potência do barramento.

Figura 7.22: Resultado de simulação para o CSR-CSI abaixador sem compensação da potência oscilatória, cuja indutância $L_{cc} = 1400\text{mH}$.

Para este resultado foi utilizado um indutor do barramento com indutância de $L_{cc} = 1400\text{mH}$. Com este valor de indutância foi observada uma oscilação média na corrente do barramento, no regime permanente, de $0,30\text{A}$. Para termos de comparação, este mesmo valor aproximado de oscilação será observado nos conversores com compensação da oscilação, como será visto mais a frente. Para visualizar o comportamento das variáveis do conversor sem compensação da potência oscilatória foi utilizado o conversor operando como abaixador, ou seja, foi utilizada uma tensão v_{ca_r} com $V_{ca_r} = 220\sqrt{2}\text{V}$, $\omega_r = 2\pi 60\text{ rad/s}$ e v_{ca_i} com $V_{ca_i} = 110\sqrt{2}\text{V}$, $\omega_i = 2\pi 50\text{ rad/s}$.

Observa-se, na fig. 7.22(a), que foi necessário 1s para que a corrente I_{cc} estabilizasse no valor de referência $I_{cc}^* = 14\text{A}$, também é visto um pico com cerca de $18,9\text{A}$. É visto, na fig. 7.22(b), que a tensão v_L do indutor do barramento possui as componentes de baixa frequência indesejadas, com variação de 110Hz e envoltória de 10Hz , componentes estas previstas pela equação (7.60). É possível observar também, na fig. 7.22(c), que as potências oscilatórias monofásicas geradas pelo CSR e pelo CSI se propagaram no barramento. Isto é notado pela oscilação da potência P_{bar_r} , devido ao CSR, e pela oscilação da potência P_{bar_i} , devido ao CSI, oscilações estas que possuem valor médio em torno de 1kW , que corresponde à potência nominal do sistema.

São estes tipos de potências oscilatórias no barramento, mostradas na fig. 7.22(c), que geram tensões oscilatórias sobre o indutor do barramento, as quais exigem que seja utilizado um indutor com elevado valor de indutância para evitar oscilações significativas na corrente do barramento CC e mantê-la num valor constante. Este elevado valor de indutância tem como consequência um elevado volume do indutor. Este fator impõe a necessidade da compensação da potência oscilatória no barramento dos conversores que compõem o CSR-CSI.

7.7.4 CSR-CSI abaixador com compensação

A topologia do CSR-CSI monofásico-monofásico com compensação da potência oscilatória no barramento CC é mostrada na fig. 7.20. Os parâmetros utilizados para os componentes do conversor estão mostrados na tabela 7.3. Na operação como abaixador de tensão, foram escolhidos os seguintes valores para os sinais de entrada e saída do conversor: tensão de entrada v_{ca_r} com $V_{ca_r} = 220\sqrt{2}\text{V}$, $\omega_r = 2\pi 60\text{ rad/s}$ e tensão de saída v_{ca_i} com $V_{ca_i} = 110\sqrt{2}\text{V}$,

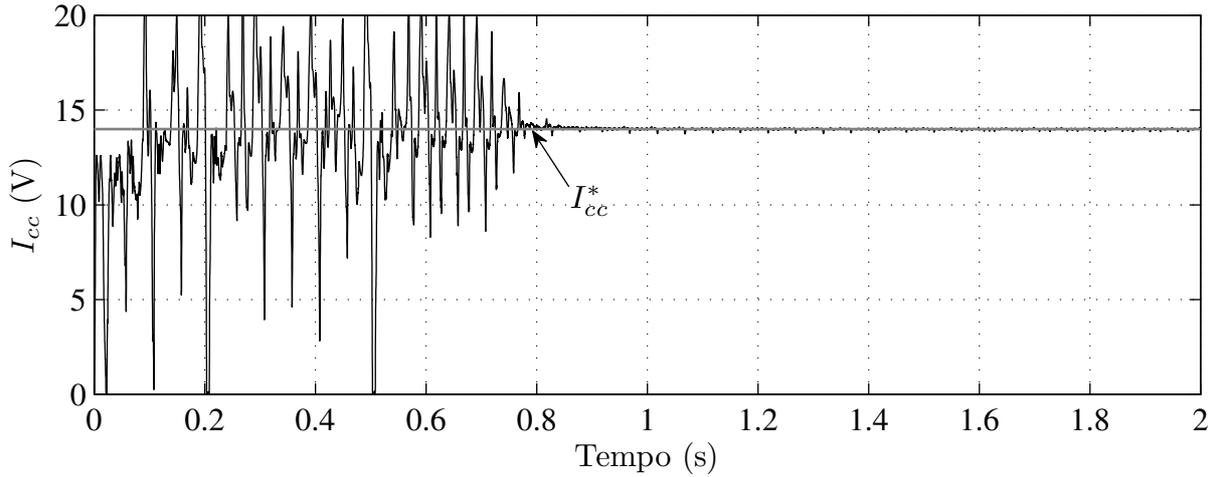
$\omega_i = 2\pi 50$ rad/s. É utilizada uma carga resistiva ligada na saída do CSI, cujo valor de resistência é de $12,1\Omega$, o que gera uma potência média de 1kW à tensão de $V_{ca_i} = 110\sqrt{2}$ V.

Para avaliar o funcionamento do conversor CSR-CSI com compensação da potência oscilatória, mostrado na fig. 7.20, operando como abaixador de tensão, a fig. 7.23 apresentada os resultados para as variáveis alternadas de entrada e saída do conversor, bem como as variáveis contínuas do barramento.

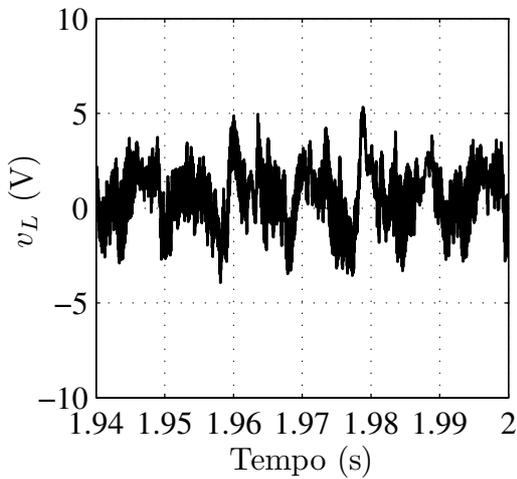
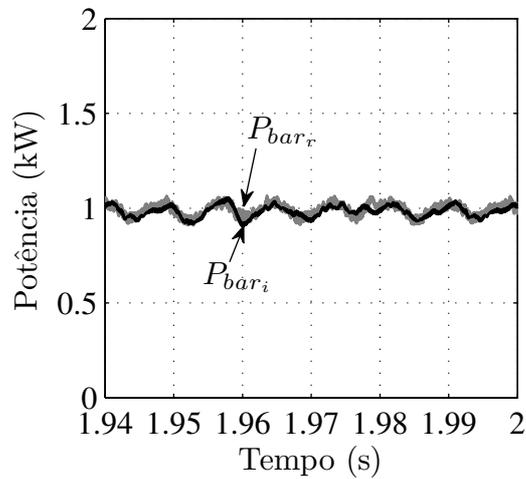
Na fig. 7.23(a) é mostrado o comportamento da corrente do barramento CC do conversor. É visto que a corrente I_{cc} foi controlada pelo CSR na sua corrente de referência, definida como $I_{cc}^* = 14$ A. É visto que há um transitório de partida para a corrente I_{cc} e que o tempo de convergência alcançado foi de aproximadamente 0,84s. Com a indutância utilizada para o barramento, $L_{cc} = 30$ mH, foi possível obter uma oscilação de apenas 0,22A na corrente do barramento em torno da corrente de referência. Isso mostra que, para um valor próximo de oscilação, foi possível uma redução de $1400/30 = 46,67$ vezes do tamanho do indutor comparado com o CSR-CSI sem compensação.

Na fig. 7.23(b) é visto que a tensão v_L no indutor do barramento apresenta apenas a tensão de alta frequência decorrente do chaveamento dos conversores, o que mostra que foi alcançada a total eliminação da tensão oscilatória com suas componentes de baixa frequência sobre o indutor L_{cc} . Isto ocorre porque a potência oscilatória dos dois conversores foi compensada pela estrutura proposta, como pode ser visto da fig. 7.23(c), onde é mostrado que a potência do barramento proveniente do CSR, P_{bar_r} , e a potência proveniente do CSI, P_{bar_i} , apresentam apenas os seus valores médios, correspondentes à potência ativa, em torno de 1kW, diferentemente do que foi visto na fig. 7.22(c), onde a potência monofásica oscilatória se propaga ao longo dos conversores.

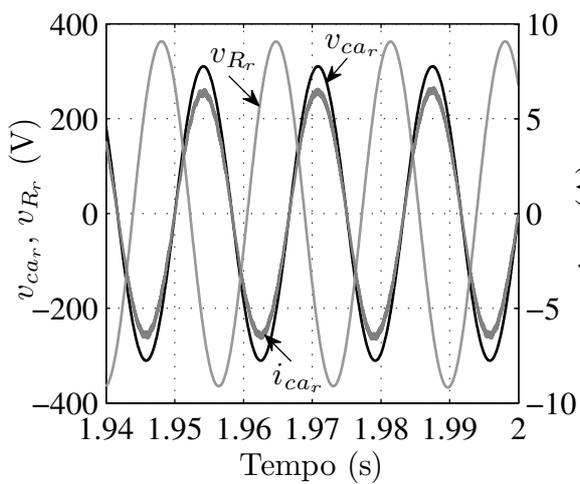
Nas figs. 7.23(d) e 7.23(e) são mostradas as formas de onda dos sinais CA do lado do retificador e do inversor, respectivamente. Na fig. 7.23(d) são mostradas a corrente i_{ca_r} e as tensões v_{ca_r} e v_{R_r} que correspondem ao CSR. É visto que a corrente i_{ca_r} encontra-se em fase com a tensão da rede v_{ca_r} . Isto mostra a eficiência no controle do fator de potência realizado pelo CSR, onde este controle é mostrado nas figs. 7.10 e 7.21. Na fig. 7.23(e) são mostradas a corrente i_{ca_i} e as tensões v_{ca_i} e v_{R_i} . É possível ver, na fig. 7.23(e), a ótima qualidade da forma de onda da tensão v_{ca_i} , com picos de $110\sqrt{2}$ V e frequência de 50Hz. Isto mostra a



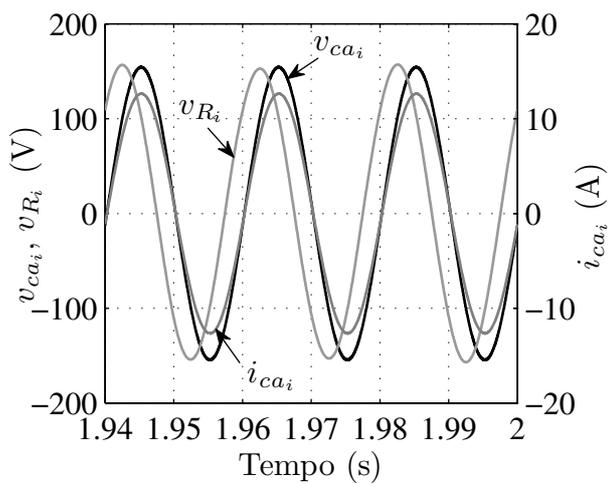
(a) Corrente do barramento.

(b) Tensão do indutor L_{cc} .

(c) Potência do barramento.



(d) Retificador.



(e) Inversor.

Figura 7.23: Resultado de simulação para o CSR-CSI abaixador com compensação da potência oscilatória.

perfeita atuação do controle da tensão de saída realizado pelo CSI, onde o seu diagrama de controle é mostrado nas figs. 7.14 e 7.21, o que representa que a carga acoplada ao conversor receberá uma tensão sem distorções.

Com os resultados mostrados na fig. 7.23 foi possível observar a redução do tamanho da indutância do indutor do barramento, o que tem como consequência uma diminuição significativa no seu volume, comparado com o conversor sem compensação, além de reduzir os picos de tensão aplicados sobre o mesmo. Também foi observada ótima qualidade das formas de onda dos sinais de entrada e saída do conversor, validando os controles e a topologia propostos.

7.8 CSR-CSI monofásico-trifásico

O CSR-CSI monofásico-trifásico é uma possibilidade de aplicação de conversão CA-CC-CA usando CSCs. Pelo fato do CSR ser monofásico, isto gera a inserção da potência monofásica oscilatória no barramento do conversor, já a potência gerada pelo CSI trifásico não apresenta componentes oscilatórias. Para eliminar a potência oscilatória gerada pelo retificador monofásico, é utilizado o CSR apresentado na fig. 7.6.

É proposto um novo CSR-CSI monofásico-trifásico com compensação da potência oscilatória, mostrado na fig. 7.24, onde são vistas as variáveis e dispositivos que o compõem. Este conversor pode operar com valores de frequência, fase e amplitude diferentes para os

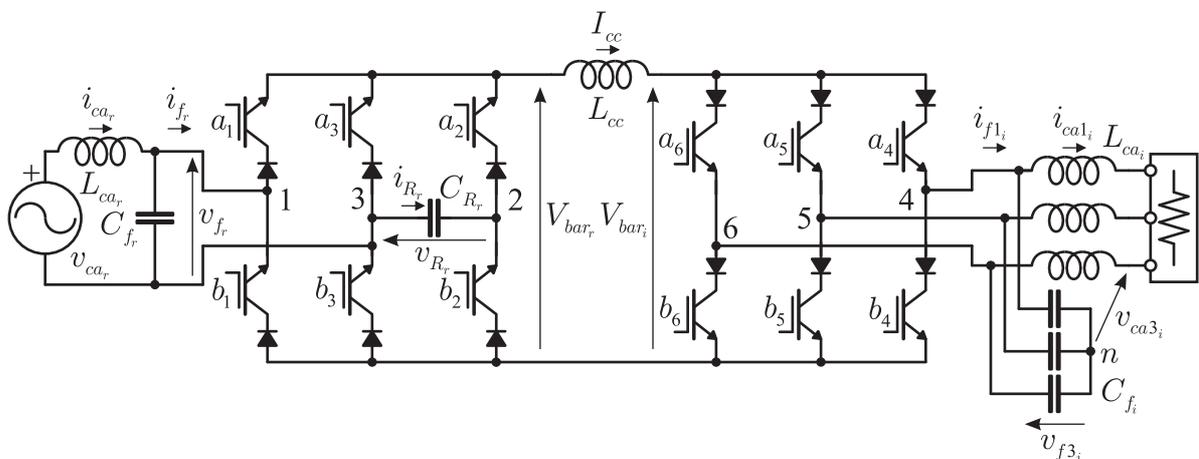


Figura 7.24: Topologia do CSR-CSI monofásico-trifásico com compensação da potência oscilatória.

sinais de entrada e saída.

O CSR-CSI mostrado na fig. 7.24 será operado como abaixador, ou seja, as amplitudes das tensões de saída v_{f_i} são menores que a amplitude da tensão de entrada v_{f_r} . Por proporcionar a compensação da potência oscilatória proveniente do CSR monofásico, será possível obter uma elevada redução no volume do indutor do barramento do conversor.

7.8.1 Controle do CSR-CSI monofásico-trifásico

O controle do CSR-CSI é feito, especialmente para o CSR, com base no que foi apresentado na seção 7.3.2. O diagrama de controle do CSR-CSI monofásico-trifásico com compensação da potência oscilatória é mostrado na fig. 7.25.

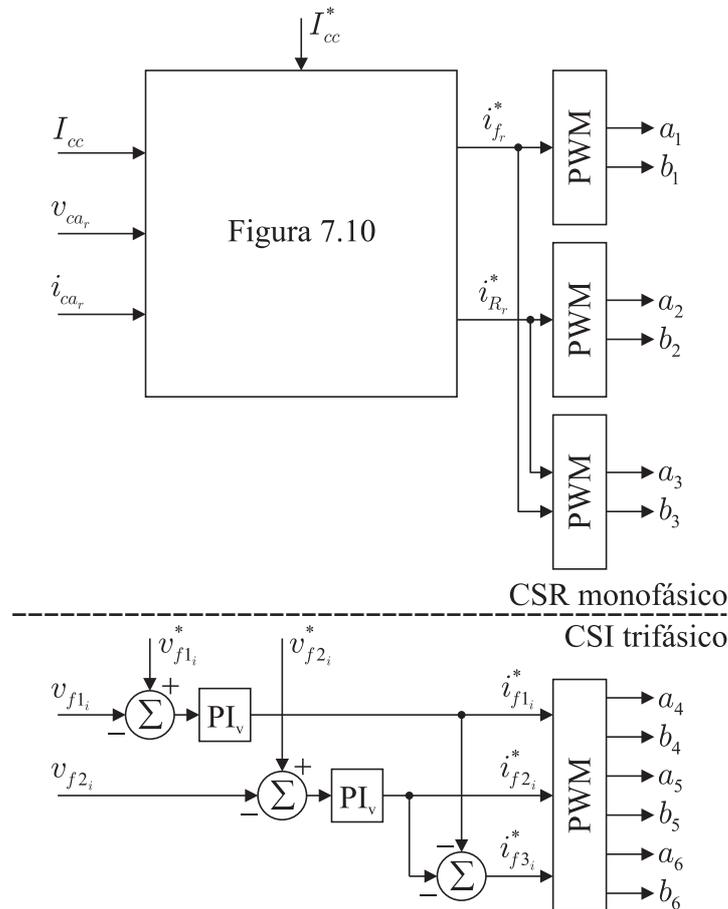


Figura 7.25: Diagrama de controle do CSR-CSI monofásico-trifásico com compensação da potência oscilatória.

O controle do CSR-CSI mostrado na fig. 7.25 é formado pela atuação individual do controle dos CSR monofásico com compensação da potência oscilatória conjuntamente com

o controle do CSI trifásico. O CSR é responsável por regular a corrente do barramento em um valor constante, dado por I_{cc}^* , e serve para garantir fator de potência unitário, pelo fato deste conversor encontrar-se conectado com a rede elétrica. O controle individual deste retificador é mostrado na fig. 7.10. Já o CSI irá gerar a tensão senoidal necessária para alimentar a carga trifásica, cujas referências de tensões são dadas pelas equações (6.62)-(6.64).

A amplitude V_{f_i} das equações (6.62)-(6.64) é definida de tal forma que a amplitude da tensão de linha seja de $110\sqrt{2}$ V. Como $V_{f_i} = V_{fL_i}/\sqrt{3}$, onde V_{fL_i} é a amplitude da tensão de linha entre as fases do conversor trifásico, tem-se que $V_{f_i} = 110\sqrt{2/3}$ V.

Como o controle do CSI é feito atuando sobre suas correntes, é necessário utilizar controladores PI para controlar as tensões na saída do conversor. Para garantir que as tensões do conversor sigam as referências $v_{f_i}^*$, mostradas nas equações (6.62)-(6.64), são utilizados controladores proporcional-integral modificados representados pelos blocos PI_v. O PI modificado é necessário para garantir erro de regime permanente nulo em variáveis senoidais (Jacobina et al., 2001). Este controle define as correntes $i_{f_i}^*$ a serem geradas na saída do CSI trifásico. O CSI trifásico considera que a corrente do barramento I_{cc} encontra-se controlada em um valor constante definido e regulado pelo CSR.

Como a carga ligada ao CSI trifásico considera-se que é equilibrada, duas das tensões de referência são necessárias para gerar as três correntes de referência do conversor, pois, num sistema trifásico equilibrado, tem-se que $i_{f_1} + i_{f_2} + i_{f_3} = 0$. Desta forma, tem-se, no controle da fig. 7.25, que $i_{f_3}^* = -i_{f_1}^* - i_{f_2}^*$.

Os blocos PWM utilizam a teoria mostrada na seção 7.2.3.

7.8.2 CSR-CSI monofásico-trifásico abaixador com compensação

A topologia do CSR-CSI monofásico-trifásico com compensação da potência oscilatória no barramento CC é mostrada na fig. 7.24. Os parâmetros dos componentes do conversor são os mesmos mostrados na tabela 7.3 com exceção da indutância do indutor do barramento que foi definida como sendo $L_{cc} = 20$ mH. Foi utilizado esse valor de indutância, diferente da indutância utilizada no conversor monofásico-monofásico, pelo fato da tensão no indutor possuir a oscilação decorrente apenas do CSR monofásico, pois a tensão no barramento do CSI trifásico é constante. Na operação como abaixador de tensão, os sinais de entrada e

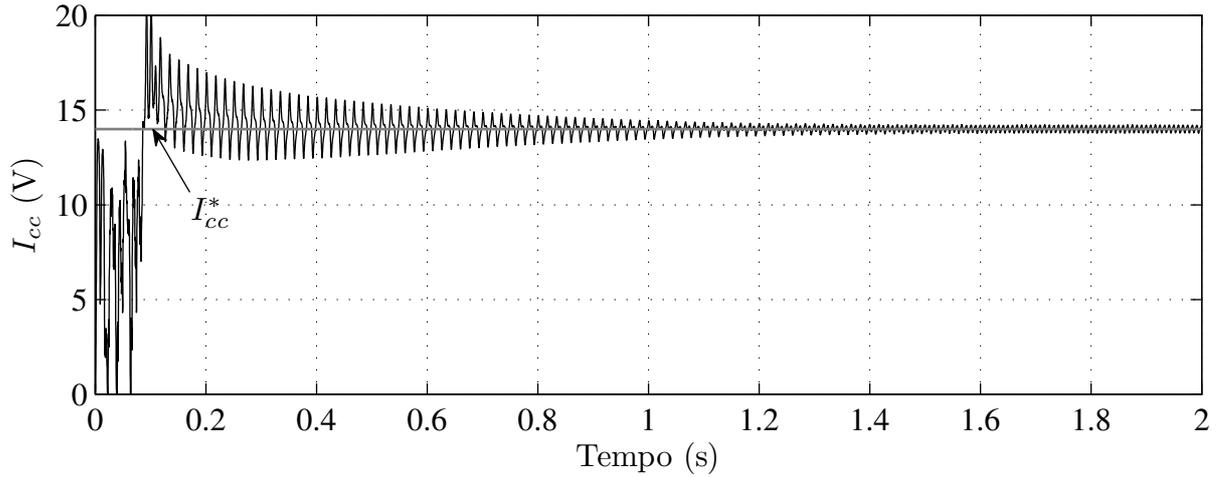
saída do conversor foram escolhidos como sendo: tensão de entrada v_{ca_r} com $V_{ca_r} = 220\sqrt{2}\text{V}$, $\omega_r = 2\pi 60 \text{ rad/s}$ e tensão de fase saída v_{ca_i} com $V_{ca_i} = 110\sqrt{2/3}\text{V}$, para se ter $110\sqrt{2}\text{V}$ na tensão de linha, e $\omega_i = 2\pi 50 \text{ rad/s}$. Como carga do lado do inversor, é utilizada uma carga trifásica resistiva balanceada de $12,1\Omega$, para gerar uma potência média total de 1kW .

Na fig. 7.26 são mostrados os resultados para o CSR-CSI monofásico-trifásico com compensação da potência oscilatória operando como abaixador de tensão, onde são apresentados os resultados para as variáveis de entrada e saída do conversor, variáveis alternadas, bem como as variáveis contínuas do barramento CC.

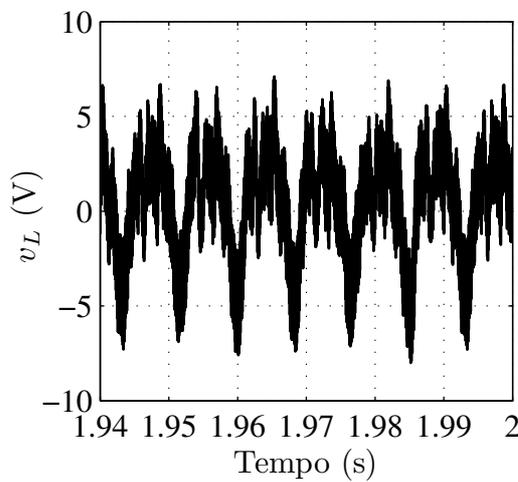
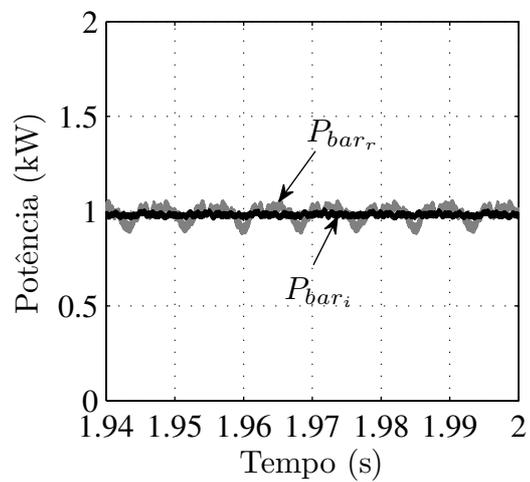
Na fig. 7.26(a) é mostrado o comportamento da corrente do barramento. É visto que a corrente I_{cc} foi controlada pelo CSR na sua corrente de referência, $I_{cc}^* = 14\text{A}$. Com uma indutância $L_{cc} = 20\text{mH}$ foi possível obter uma oscilação de apenas $0,4\text{A}$ na corrente do barramento em torno da corrente de referência, o que fornece uma oscilação de $2,86\%$. Para se obter o mesmo valor de oscilação na corrente do barramento, seria necessário utilizar um indutor de 800mH no CSR-CSI monofásico-trifásico convencional, sem compensação. Assim, é possível observar uma redução de $800/20 = 40$ vezes do tamanho da indutância, comparado ao conversor convencional.

Na fig. 7.26(b) é mostrada a tensão sobre o indutor L_{cc} do barramento. É possível ver que a tensão v_L no indutor do barramento apresenta apenas a tensão de alta frequência decorrente do chaveamento dos conversores, o que mostra que a potência monofásica oscilatória não se propagou ao longo do conversor. É possível notar que não há as componentes de baixa frequência na tensão sobre o indutor L_{cc} . Isto ocorre porque a potência oscilatória do CSR monofásico foi compensada, como pode ser visto da fig. 7.26(c), onde é mostrado que a potência do barramento proveniente do CSR, P_{bar_r} , e a potência proveniente do CSI, P_{bar_i} , apresentam apenas os seus valores médios, correspondentes às potências ativas, em torno de 1kW .

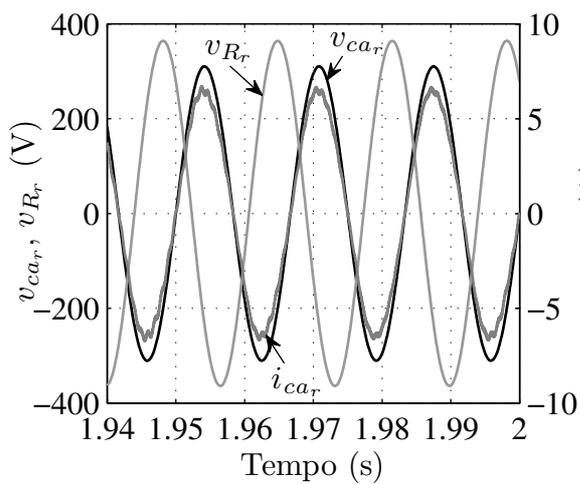
Nas figs. 7.26(d) e 7.26(e) são apresentadas as formas de onda dos sinais alternados do lado do retificador e do inversor, respectivamente. Na fig. 7.26(d) são mostradas a corrente i_{ca_r} e as tensões v_{ca_r} e v_{R_r} . É visto que a corrente i_{ca_r} encontra-se perfeitamente em fase com a tensão da rede v_{ca_r} , o que mostra a ótima atuação no controle do fator de potência do CSR. Na fig. 7.26(e) são mostradas as tensões de fase v_{ca_i} e as correntes i_{ca_i} trifásicas. É



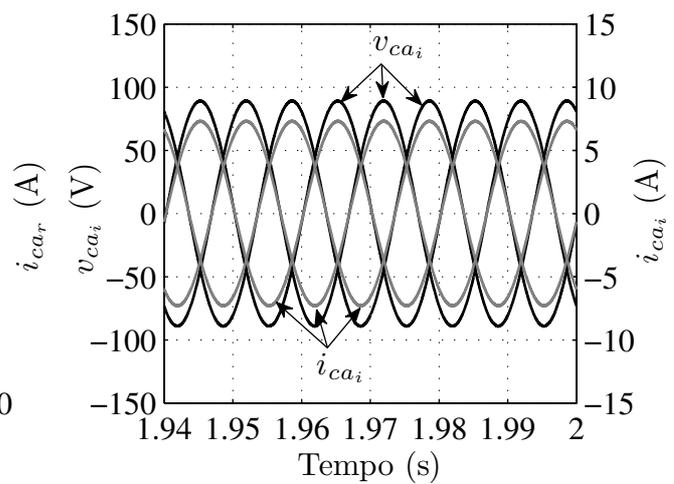
(a) Tensão do barramento.

(b) Tensão do indutor L_{cc} .

(c) Potência do barramento.



(d) Retificador.



(e) Inversor.

Figura 7.26: Resultado de simulação para o CSR-CSI monofásico-trifásico abaixador com compensação da potência oscilatória.

possível ver a ótima qualidade da forma de onda das tensões v_{ca_i} , com picos de $110\sqrt{2/3}V$. Com este valor de amplitude das tensões de saída é possível obter a característica abaixadora do conversor, pois as amplitudes das tensões de fase/linha de saída se mostram menores que a amplitude da tensão de entrada.

Com os resultados mostrados na fig. 7.26 foi possível observar a eliminação da potência oscilatória no barramento CC do conversor com consequência na redução do tamanho da indutância do indutor do barramento, o que define uma diminuição no seu volume físico. Também foi observada ótima qualidade das formas de onda dos sinais de entrada e saída do conversor, garantindo que tanto a rede elétrica quanto a carga não sofram com distorções provocadas por formas de onda de má qualidade geradas pelo conversor.

7.9 Conclusão

Neste capítulo foi discutido como compensar a potência oscilatória no barramento CC do CSC monofásico, operando tanto como CSR quanto CSI, bem como foi apresentada a compensação da potência oscilatória no conversor CA-CC-CA (CSC) que possui a entrada e/ou a saída monofásicos. Como neste conversor (CSC) a corrente no barramento deve se manter constante, a potência oscilatória monofásica será refletida na tensão do barramento que, conseqüentemente, irá gerar oscilação na corrente do capacitor do barramento. Com isso, para realizar a compensação, a potência oscilatória foi eliminada do barramento CC do conversor compensando-se a sua tensão oscilatória.

A teoria de compensação da potência oscilatória foi aplicada aos CSCs operando como conversor CA-CC (CSR) conversor CC-CA (CSI) e conversor CA-CC-CA (CSR-CSI) o que gerou um abrangente estudo relativo à potência monofásica oscilatória e sua compensação nestes diversos conversores estáticos derivados do CSC. Foi utilizada uma estrutura de conversor monofásico vista na literatura que utiliza um terceiro braço de chaves e um elemento armazenador de energia para formar o conversor compensador. Esta estrutura foi estudada em trabalhos anteriores para o CSI. Neste trabalho é proposto expandir o estudo da compensação da potência monofásica oscilatória para o CSR. Baseado nos estudos da compensação da potência monofásica oscilatória nos CSCs, foi proposto neste trabalho fazer uma associação em cascata do CSR e do CSI para se obter conversores para operar fazendo a conversão

CA-CC-CA monofásico-monofásico e a conversão CA-CC-CA monofásico-trifásico com compensação da potência monofásica oscilatória no barramento CC, gerando os CSR-CSIs.

Neste trabalho foi proposto utilizar a medição da corrente do barramento para gerar o ajuste fino no controle da potência oscilatória para os CSCs, o que evitou a utilização de mais um sensor de tensão ao circuito do conversor.

Outro ponto estudado neste trabalho foi a preocupação em utilizar o menor valor possível para a corrente do barramento, pois, ao avaliar a literatura, detectou-se um elevado valor de corrente necessária para a operação do CSC com compensação. A proposta aqui apresentada solucionou o problema da elevada corrente no barramento do CSC com compensação da potência oscilatória. Este valor mínimo foi alcançado sem que houvesse prejuízo na produção das correntes CA nos conversores convencional e de compensação. Este valor mínimo para a corrente do barramento foi obtido deslocando-se de π radianos os valores de tensão de referência para os conversores de compensação.

Na tabela 7.4 é apresentado o resumo dos resultados obtidos enfatizando o ganho obtido na redução das oscilações das variáveis do barramento, fazendo-se uma comparação entre os conversores operando com e sem redução da potência oscilatória do barramento. Para todos os resultados foi processada uma potência de 1kW. O CSR e o CSI operaram com a corrente do barramento de referência de $I_{cc}^* = 7A$, já os CSR-CSIs operaram com a corrente do barramento de referência de $I_{cc}^* = 14A$, para satisfazer a corrente para o retificador e o

Tabela 7.4: Oscilações no barramento CC dos CSCs operando com e sem compensação.

Conversor	Sem Comp.			Com Comp.			Redução em L_{cc}
	L_{cc} (mH)	ΔI_{cc} (A)	Δv_L (V)	L_{cc} (mH)	ΔI_{cc} (A)	Δv_L (V)	× (Veze)
CSR	2800	0,152	290	20	0,12	6,041	140
CSI	2700	0,141	291	20	0,13	6,407	135
CSR-CSI mono-mono abaixador	1400	0,300	296	30	0,22	9,360	46,67
CSR-CSI mono-tri abaixador	800	0,239	145	20	0,40	13,902	40

inversor. Os resultados mostraram que foi possível realizar a eliminação da tensão de baixa frequência sobre o indutor do barramento CC. Essa eliminação resultou numa significativa redução do valor de sua indutância, como pode ser visto na tabela 7.4, o que resulta na diminuição do volume do barramento.

Não é apresentado resultados experimentais para o CSC pois supõe-se que o conceito da compensação da potência oscilatória foi provado, experimentalmente, ao se apresentar os resultados experimentais do VSC no capítulo anterior, os quais podem ser estendidos ao CSC. Contudo, até o momento da geração deste texto, a plataforma de testes para o CSC esta sendo desenvolvida, o que habilitará a obtenção dos resultados experimentais para os CSCs em breve.

8

Dimensionamento dos Elementos Reativos dos Conversores

8.1 Introdução

Os elementos reativos dos conversores possuem três funções: i) (L_f , L_{ca} , C_f e C_{ca}) filtrar os sinais do lado CA dos conversores com o intuito de eliminar as harmônicas de alta frequência que são indesejadas mantendo apenas a fundamental da forma de onda; ii) (C_{cc} e L_{cc}) acumular energia no lado CC do conversor transformando o barramento do conversor em uma fonte de tensão ou corrente; e iii) (L_R e C_R) operar como sorvedor/absorvedor de energia fazendo a troca da potência oscilatória com o barramento CC para a realização da compensação da potência oscilatória. É importante realizar o correto dimensionamento destes elementos para garantir um bom funcionamento do conversor e otimizar os custos de fabricação.

8.2 Dimensionamento da indutância L_R do VSC

O dimensionamento da indutância L_R é importante para garantir o correto funcionamento do conversor compensador. Caso o seu valor seja muito inferior ao valor máximo, isso fará com que a corrente do indutor seja muito elevada, exigindo um indutor de grande volume. Caso seu valor seja superior ao valor máximo, isso fará com que o indutor não seja capaz de fornecer a corrente necessária para compensar a potência oscilatória.

8.2.1 Corrente mínima no indutor do compensador

Para dimensionar a indutância L_R é necessário entender o seu funcionamento e definir o valor mínimo de sua corrente para que haja a correta compensação da potência oscilatória.

Na fig. 8.1 são mostrados os estágios de chaveamento para o conversor compensador no caso em que a corrente $i_R > 0$. Os estágios mostrados nas figs. 8.1(a) e 8.1(c) representam a roda livre para a corrente no indutor. No estágio de chaveamento representado na fig. 8.1(b) é considerado o descarregamento do indutor. Já na fig. 8.1(d) é o estágio de carregamento do indutor.

Já na fig. 8.2 são mostrados os estágios de chaveamento para o conversor compensador no caso em que a corrente $i_R < 0$. Nas figs. 8.2(a) e 8.2(c) são mostrados os estágios de chaveamento que representam a roda livre para a corrente no indutor. No estágio de chaveamento representado na fig. 8.2(b) o indutor está em fase de carregamento. Já na fig. 8.2(d) é o estágio de descarregamento do indutor.

Para simplificar, será feita a análise do comportamento do VSR. A mesma análise se aplica identicamente ao VSI.

É dito, a partir da equação (6.15), que:

$$i_c = (D_2 - D_3)i_R$$

Na equação (6.37), para que haja compensação da potência oscilatória é necessário que:

$$i_c = i'_{ca}$$

Substituindo-se a equação (6.15) em (6.37), tem-se que a corrente mínima do indutor necessária para a compensação da potência oscilatória no barramento CC do VSR é dada por:

$$i_{R_{\min}} = \frac{i'_{ca}}{(D_2 - D_3)} \quad (8.1)$$

Levando-se em consideração que a corrente i_c é dependente da corrente i'_{ca} , que é gerada pelo conversor convencional, o valor de $i_{R_{\min}}$ é função do ciclo de trabalho do braço 2, que é compartilhado pelo conversor convencional e pelo conversor compensador. Assim, na equação

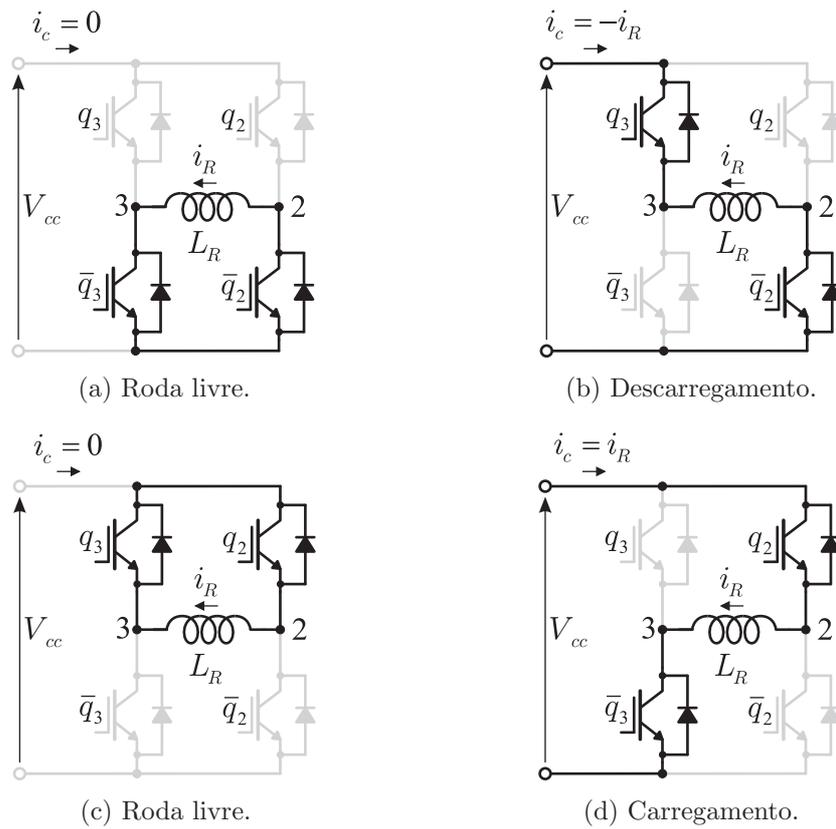


Figura 8.1: Estágios de chaveamento no conversor de compensação para $i_R > 0$.

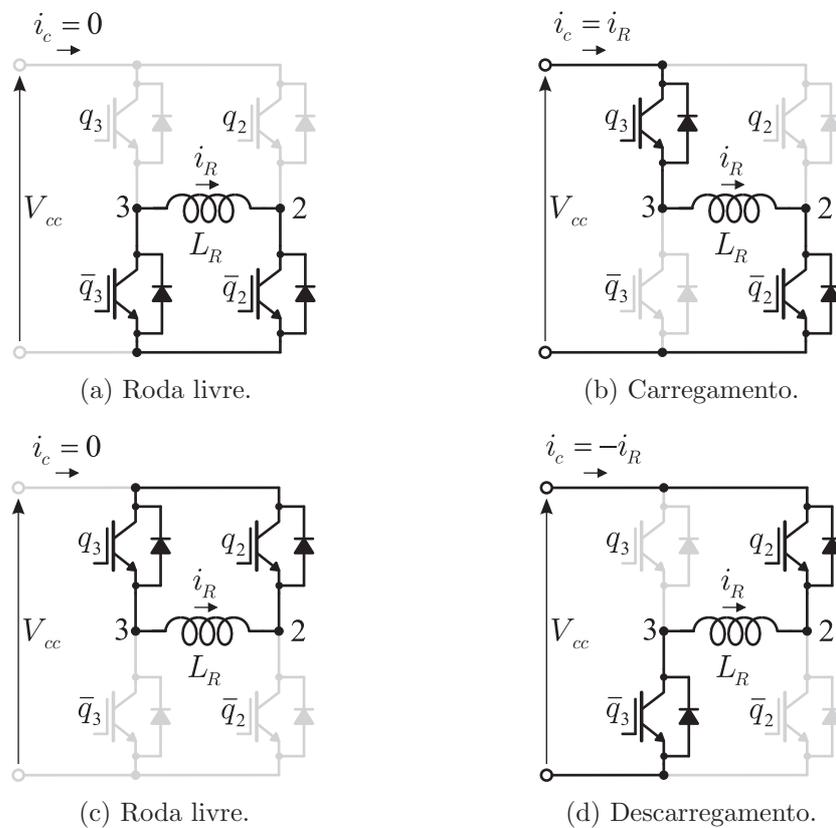


Figura 8.2: Estágios de chaveamento no conversor de compensação para $i_R < 0$.

(8.1) o ciclo de trabalho D_2 é dado por:

$$D_2 = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{v_f}{V_{cc}} \right) \quad (8.2)$$

Já os valores de i'_{ca} e v_f , das equações (8.1) e (8.2), são dados pelas equações (6.13) e (5.12), respectivamente. Estas equações são:

$$\begin{aligned} i'_{ca} &= -\frac{\lambda_f I_f}{2} \cos(2\omega t - \phi) \\ v_f &= V_f \sin(\omega t) \end{aligned}$$

Substituindo-se as equações (5.12), (6.13) e (8.2) em (8.1), tem-se:

$$i_{R_{\min}} = -\frac{\lambda_f I_f \cos(2\omega t - \phi)}{1 - 2D_3 - \lambda_f \sin(\omega t)} \quad (8.3)$$

Dependendo do sentido da corrente i_R e da polaridade de $(D_2 - D_3)$, o valor máximo de $|i_c|$, na equação (6.15), será obtido quando $D_3 = 0$ ou $D_3 = 1$. Assim, para $D_3 = 0$, a corrente $i_{R_{\min}}$ da equação (8.3) será:

$$i_{R_{\min}} = -\frac{\lambda_f I_f \cos(2\omega t - \phi)}{1 - \lambda_f \sin(\omega t)} \quad (8.4)$$

já para $D_3 = 1$, tem-se:

$$i_{R_{\min}} = \frac{\lambda_f I_f \cos(2\omega t - \phi)}{1 + \lambda_f \sin(\omega t)} \quad (8.5)$$

Na fig. 8.3 são mostradas as formas de onda das correntes do conversor compensador e a corrente i_f . Estas correntes são necessárias para definir o modo de operação em que

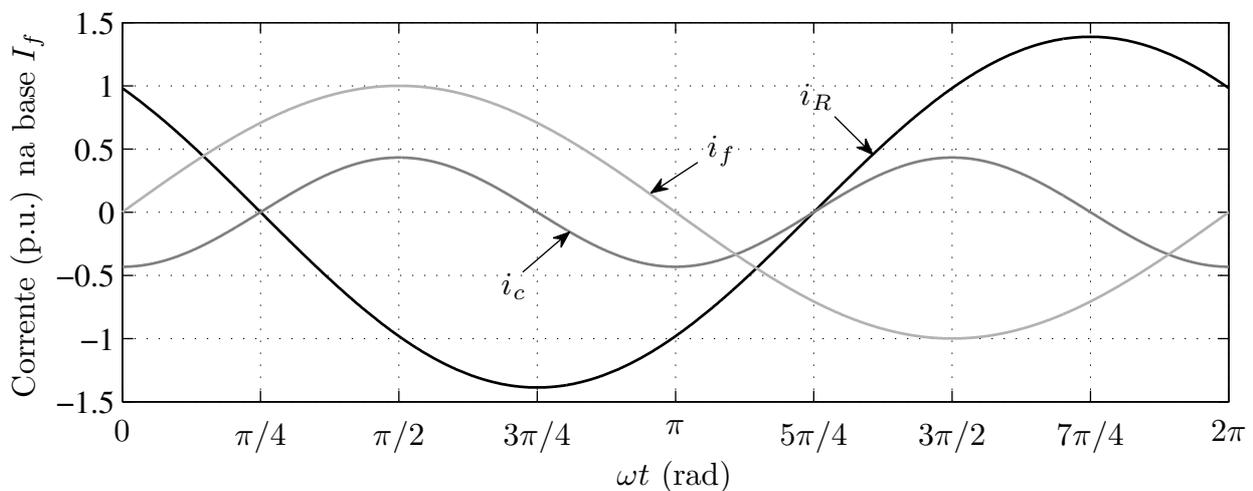


Figura 8.3: Formas de onda das correntes do VSC em p.u..

se encontra o conversor compensador (carregamento ou descarregamento) e, desta forma, determinar a corrente mínima $i_{R_{\min}}$. A determinação de $i_{R_{\min}}$ é feita em quatro intervalos, como será descrito a seguir.

$[\pi/4 < \omega t < 3\pi/4]$: O indutor L_R opera no modo de carregamento para $i_R < 0$. Para satisfazer a condição de $i_c > 0$, o valor máximo do $|i_c|$ é obtido quando $D_3 = 1$, fig. 8.2(b). Assim, o valor mínimo de $i_{R_{\min}}$ é calculado usando a equação (8.5).

$[3\pi/4 < \omega t < 5\pi/4]$: O indutor L_R opera no modo de descarregamento para $i_R < 0$. Para satisfazer a condição de $i_c < 0$, o valor máximo do $|i_c|$ é obtido quando $D_3 = 0$, fig. 8.2(d). Assim, o valor mínimo de $i_{R_{\min}}$ é calculado usando a equação (8.4).

$[5\pi/4 < \omega t < 7\pi/4]$: O indutor L_R opera no modo de carregamento para $i_R > 0$. Para satisfazer a condição de $i_c > 0$, o valor máximo do $|i_c|$ é obtido quando $D_3 = 0$, fig. 8.1(d). Assim, o valor mínimo de $i_{R_{\min}}$ é calculado usando a equação (8.4).

$[7\pi/4 < \omega t < 2\pi + \pi/4]$: O indutor L_R opera no modo de descarregamento para $i_R > 0$. Para satisfazer a condição de $i_c < 0$, o valor máximo do $|i_c|$ é obtido quando $D_3 = 1$, fig. 8.1(b). Assim, o valor mínimo de $i_{R_{\min}}$ é calculado usando a equação (8.5).

Na fig. 8.4 são mostradas as formas de onda da corrente mínima $i_{R_{\min}}$ e da corrente praticada i_R . É importante dimensionar a indutância L_R para que a corrente i_R sempre seja

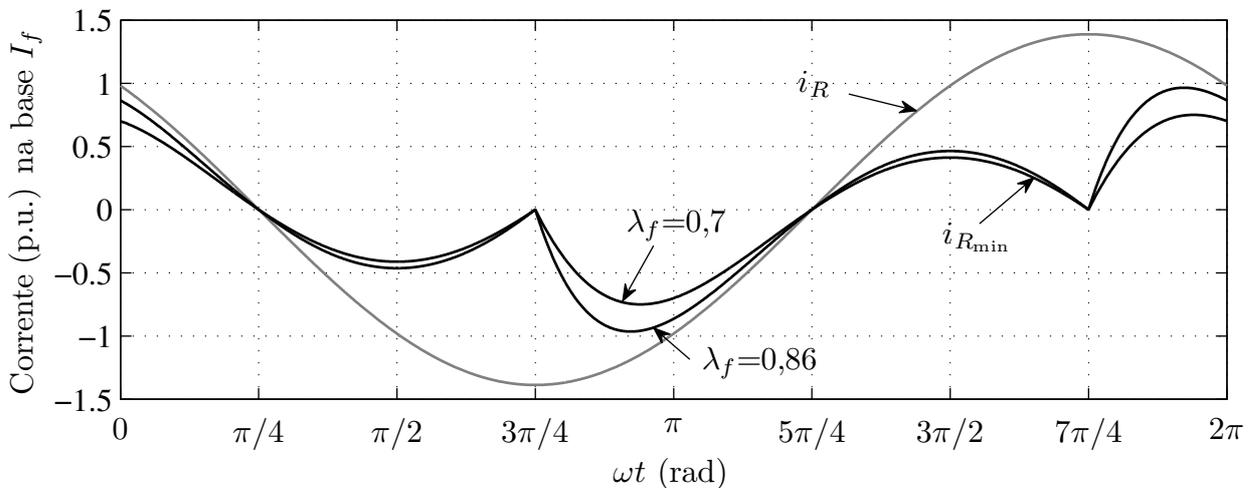


Figura 8.4: Corrente mínima e corrente praticada no indutor de compensação do VSC em p.u..

maior do que $i_{R_{\min}}$, do contrário, o conversor compensador não será capaz de compensar a potência oscilatória no barramento CC.

8.2.2 Cálculo da indutância L_R

As curvas de i_R e $i_{R_{\min}}$ na fig. 8.4 se tocam com mesmo valor de derivada em um determinado ponto, este será o ponto necessário para calcular a indutância L_R . No intervalo entre $[3\pi/4 < \omega t < 5\pi/4]$ a corrente mínima para i_R é dada pela equação (8.4), já no intervalo entre $[7\pi/4 < \omega t < 2\pi + \pi/4]$ a corrente mínima é dada pela equação (8.5).

A corrente mínima para i_R utilizada na prática é dada como sendo:

$$i_R = -I_{R_{\min}} \text{sen}(\omega t + \alpha - \pi/2) \quad (8.6)$$

onde $I_{R_{\min}}$ é a amplitude mínima da corrente i_R necessária para garantir compensação da potência oscilatória.

Igualando-se (8.4) com (8.6), ou (8.5) com (8.6), tem-se:

$$\begin{aligned} -I_{R_{\min}} \text{sen}(\omega t + \alpha - \pi/2) &= -\frac{\lambda_f I_f \cos(2\omega t - \phi)}{1 - \lambda_f \text{sen}(\omega t)} \\ I_{R_{\min}} &= \frac{\lambda_f I_f \cos(2\omega t - \phi)}{\text{sen}(\omega t + \alpha - \pi/2)(1 - \lambda_f \text{sen}(\omega t))} \end{aligned} \quad (8.7)$$

No intervalo $[3\pi/4 < \omega t < 5\pi/4]$, as curvas i_R e $i_{R_{\min}}$ se encontram, com mesmo valor de derivada, no cruzamento pelo zero da corrente i_f somado com um fator de correção dado por $\alpha(1 - \lambda_f)$. Assim, este encontro entre as curvas ocorre em $\omega t = \pi + \phi + \alpha(1 - \lambda_f)$. Fazendo, na equação (8.7), $\omega t = \pi + \phi + \alpha(1 - \lambda_f)$, tem-se:

$$I_{R_{\min}} = \frac{\lambda_f I_f \cos(2(\pi + \phi + \alpha(1 - \lambda_f)) - \phi)}{\text{sen}(\pi + \phi + \alpha(1 - \lambda_f) + \alpha - \pi/2)(1 - \lambda_f \text{sen}(\pi + \phi + \alpha(1 - \lambda_f)))}$$

simplificando, tem-se:

$$I_{R_{\min}} = \frac{\lambda_f I_f \cos(\phi + 2\alpha(1 - \lambda_f))}{\cos(\phi + \alpha(2 - \lambda_f))(1 + \lambda_f \text{sen}(\phi + \alpha(1 - \lambda_f)))} \quad (8.8)$$

O valor de $I_{R_{\min}}$, dado pela equação (8.8), representa a amplitude mínima de i_R necessária para uma correta compensação da potência oscilatória no barramento CC do VSC. A partir do valor de corrente mínima de operação do indutor L_R , é possível calcular o seu valor de

indutância, que será considerada a indutância máxima, pois acima deste valor o indutor não consegue fornecer a corrente necessária para compensação. Desta forma, a amplitude da corrente no indutor é dada pela equação (6.23), o que define o valor da indutância como sendo:

$$\begin{aligned} I_R &= \frac{V_R}{\omega L_R} \\ L_R &= \frac{V_R}{\omega I_R} \end{aligned} \quad (8.9)$$

Foi dito em (6.39) que:

$$\begin{aligned} V_f I_f &= V_R I_R \\ V_R &= \frac{V_f I_f}{I_R} \end{aligned} \quad (8.10)$$

Substituindo-se (8.9) em (8.10), tem-se que a indutância máxima do indutor L_R será calculada por:

$$L_{R_{\max}} = \frac{V_f I_f}{\omega (I_{R_{\min}})^2} \quad (8.11)$$

onde $I_{R_{\min}}$ é dada pela equação (8.8).

Na fig. 8.5 são mostradas curvas que representam o valor de $L_{R_{\max}}$ em função do índice de modulação λ_f para diferentes valores de potência nominal. A fig. 8.5(a) mostra as curvas de $L_{R_{\max}}$ para um conversor que opera com $V_f = 110\sqrt{2}\text{V}$ e frequência de 50Hz. Já na fig. 8.5(b) são mostradas as curvas de $L_{R_{\max}}$ para um conversor que opera com $V_f = 220\sqrt{2}\text{V}$ e frequência de 60Hz.

Na fig. 8.6 são mostradas curvas que representam o valor de $L_{R_{\max}}$ em função da potência nominal de operação para diferentes valores de λ_f . A fig. 8.6(a) mostra as curvas de $L_{R_{\max}}$ para um conversor que opera com $V_f = 110\sqrt{2}\text{V}$ e frequência de 50Hz. Já na fig. 8.6(b) são mostradas as curvas de $L_{R_{\max}}$ para um conversor que opera com $V_f = 220\sqrt{2}\text{V}$ e frequência de 60Hz.

As figs. 8.5 e 8.6 representam os limites máximo para o valor de L_R para determinado valor de potência nominal e índice de modulação para o conversor. Após definir qual deve ser a indutância máxima para o indutor L_R , que depende da corrente mínima necessária para compensar a potência oscilatória, essa indutância pode ser menor que a indutância calculada na equação (8.11), caso deseja-se diminuir a indutância e, conseqüentemente, aumentar a corrente do indutor. A fig. 8.7 mostra as curvas da amplitude da corrente no indutor L_R

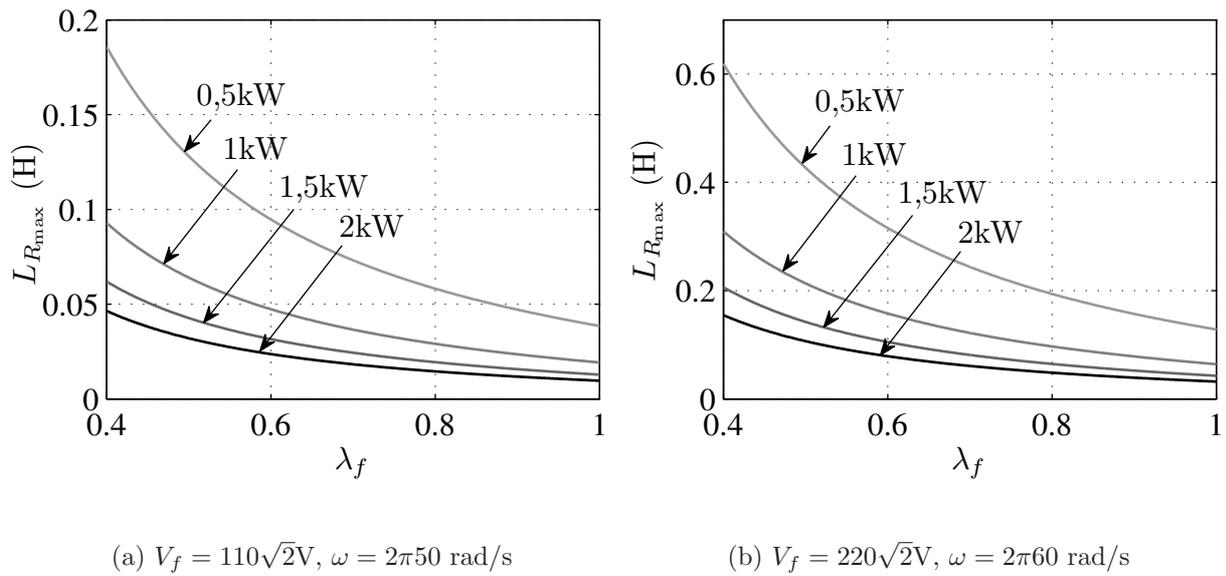


Figura 8.5: Indutância máxima para L_R em função do índice de modulação para diferentes valores de potência nominal.

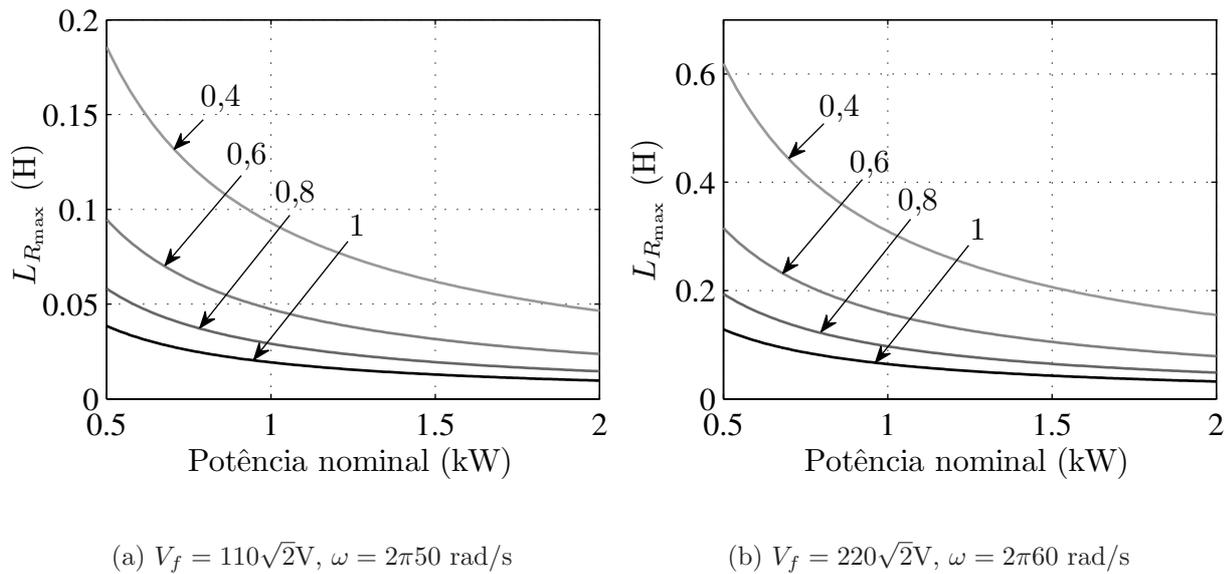


Figura 8.6: Indutância máxima para L_R em função da potência nominal de operação do conversor para diferentes valores de índice de modulação λ_f .

em função da sua indutância. São mostradas curvas para diferentes valores de potência nominal do conversor. Na fig. 8.7(a) são mostradas curvas para o conversor operando com $V_f = 110\sqrt{2}\text{V}$ e frequência de 50Hz. Já na fig. 8.7(b) são mostradas as curvas de I_R para o conversor operando com $V_f = 220\sqrt{2}\text{V}$ e frequência de 60Hz. A curva tracejada mostrada

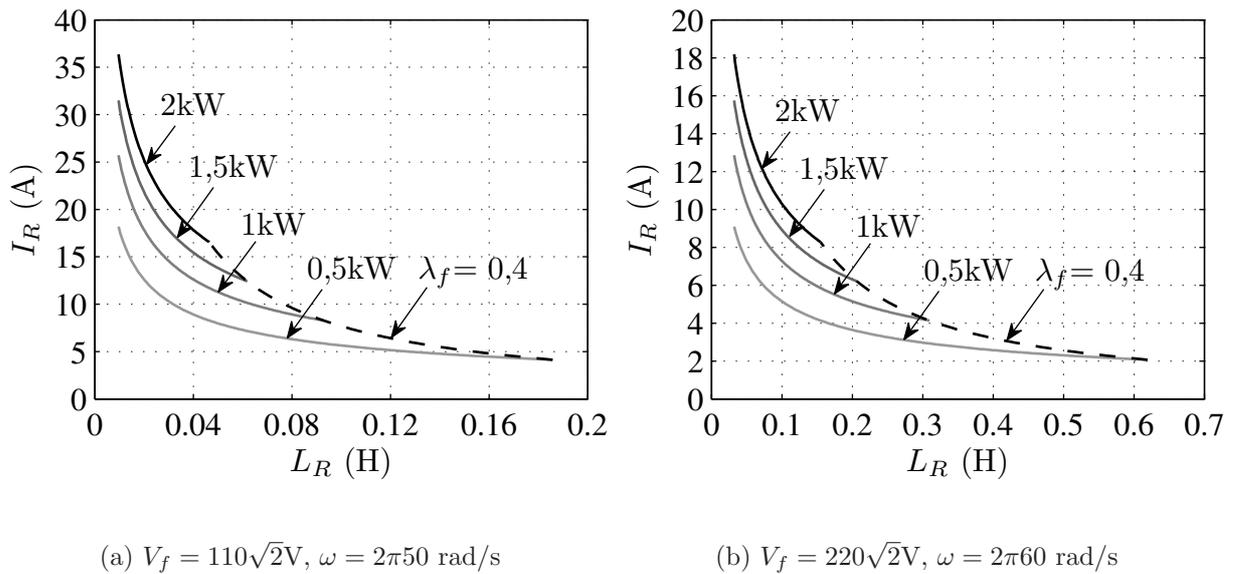


Figura 8.7: Amplitude da corrente no indutor L_R em função da sua indutância para diferentes valores de potência nominal de operação do conversor.

nos gráficos da fig. 8.7 representa a curva de indutância máxima $L_{R_{\max}}$ para o conversor operando com índice de modulação $\lambda_f = 0,4$.

8.3 Dimensionamento da capacitância C_R do CSC

Assim como foi feito para o VSC, o dimensionamento da capacitância C_R é de suma importância para garantir o correto funcionamento do CSC monofásico com compensação da potência oscilatória. Caso o valor de C_R seja muito inferior ao valor máximo possível, isso fará com que sua tensão seja muito elevada, exigindo um capacitor de grande volume. Já na situação em que o valor da capacitância de C_R seja superior ao valor máximo possível, isso fará com que haja sobre modulação no conversor compensador.

8.3.1 Tensão mínima no capacitor do compensador

Há um valor mínimo para a tensão do capacitor C_R para que haja a correta compensação da potência oscilatória. Para definir esse valor de tensão mínima e dimensionar a capacitância C_R se faz necessário entender o funcionamento do conversor compensador.

Na fig. 8.8 são mostrados os estágios de chaveamento para o conversor compensador para

o caso em que a tensão $v_R > 0$. Os estágios mostrados nas figs. 8.8(a) e 8.8(c) representam a roda livre para a tensão do capacitor, onde o estágio da fig. 8.8(c) não é utilizado na modulação usada neste trabalho. No estágio de chaveamento representado na fig. 8.8(b) o capacitor está em modo de carregamento. Já na fig. 8.8(d) é o estágio de descarregamento do capacitor.

Na fig. 8.9 são mostrados os estágios de chaveamento para o conversor compensador operando para o caso em que a tensão $v_R < 0$. Assim como no caso anterior, onde $v_R > 0$, os estágios mostrados nas figs. 8.9(a) e 8.9(c) representam a roda livre para a tensão do capacitor, onde o estágio da fig. 8.9(c) não é utilizado na modulação usada neste trabalho. No estágio de chaveamento representado na fig. 8.9(b) o capacitor C_R está em modo de descarregamento. Já no chaveamento mostrado na fig. 8.9(d) o capacitor está em modo de carregamento.

A análise do funcionamento do conversor compensador será realizada com base no CSR. A mesma análise se aplica ao CSI.

É dito, a partir da equação (7.15), que:

$$v_c = (D_{a2} - D_{b2})v_R$$

Na equação (7.15), $D_{a2} = 0$ para $i_2 < 0$ e $D_{b2} = 0$ para $i_2 > 0$, onde i_2 é a corrente do braço 2.

Para que haja compensação da potência oscilatória, é dito, na equação (7.36), que:

$$v_c = v'_{ca}$$

Substituindo-se a equação (7.15) em (7.36), tem-se que a tensão mínima do capacitor necessária para a compensação da potência oscilatória no barramento CC do CSR será dada por:

$$v_{R_{\min}} = \frac{v'_{ca}}{(D_{a2} - D_{b2})} \quad (8.12)$$

Levando-se em consideração que a tensão v_c é dependente da tensão v'_{ca} , que é gerada pelo conversor convencional, o valor de $v_{R_{\min}}$ será função do ciclo de trabalho do braço 1.

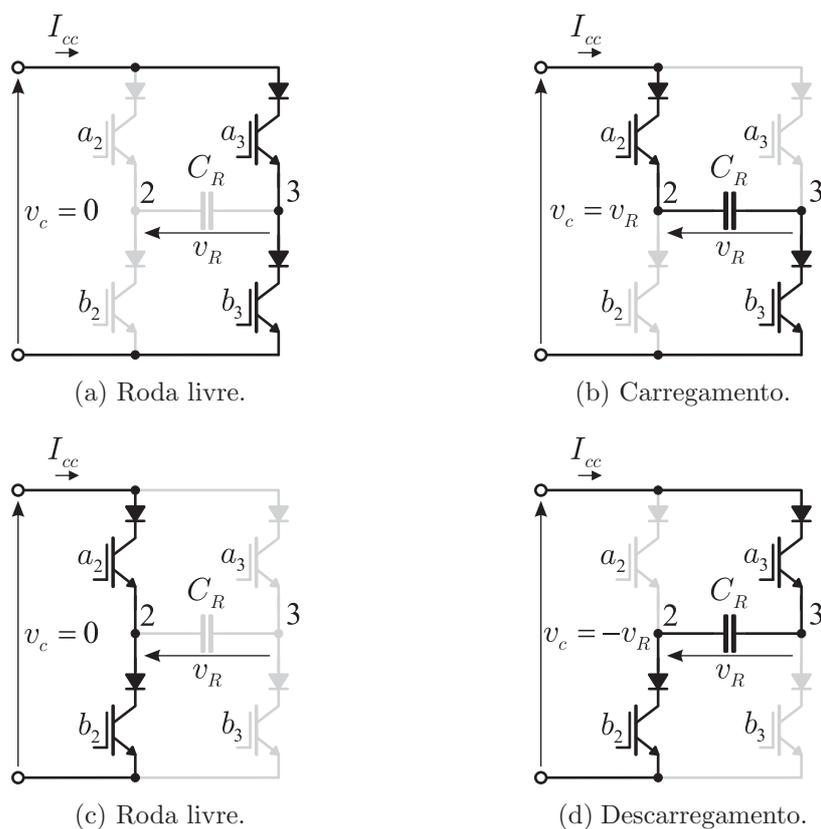


Figura 8.8: Estágios de chaveamento no conversor de compensação para $v_R > 0$.

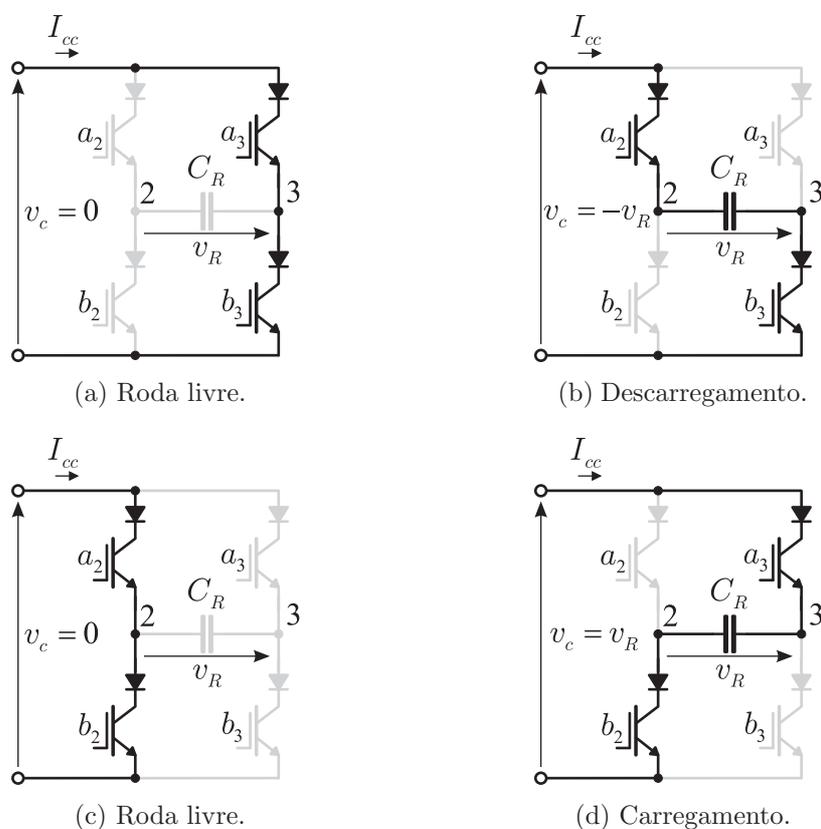


Figura 8.9: Estágios de chaveamento no conversor de compensação para $v_R < 0$.

Assim, o ciclo de trabalho para o braço 1 do conversor, fazendo $i_1 = i_f$, é dado por:

$$\begin{cases} D_{a_1} = \frac{i_f}{I_{cc}} \text{ e } D_{b_1} = 0, & \text{se } i_f > 0 \\ D_{b_1} = -\frac{i_f}{I_{cc}} \text{ e } D_{a_1} = 0, & \text{se } i_f \leq 0 \end{cases} \quad (8.13)$$

onde $D_{a_2} = 1 - D_{a_1} - D_{a_3}$ e $D_{b_2} = 1 - D_{b_1} - D_{b_3}$.

Já os valores de v'_{ca} e i_f , das equações (8.12) e (8.13), são dados pelas equações (7.13) e (5.13), respectivamente. Suas equações são dadas por:

$$\begin{aligned} v'_{ca} &= -\frac{\lambda_f V_f}{2} \cos(2\omega t - \phi) \\ i_f &= I_f \text{sen}(\omega t - \phi) \end{aligned}$$

Dependendo do sentido da tensão v_R e da polaridade de $(D_{a_2} - D_{b_2})$, o valor máximo de $|v_c|$, na equação (7.15), será obtido com base no sentido da corrente i_2 , ou seja: para $i_2 > 0$, tem-se $D_{a_3} = 0$, considerando que $D_{a_1} + D_{a_2} + D_{a_3} = 1$; e para $i_2 < 0$, tem-se $D_{b_3} = 0$, considerando que $D_{b_1} + D_{b_2} + D_{b_3} = 1$. Assim, na equação (8.12), para $i_2 > 0$, tem-se $D_{a_2} = 1 - D_{a_1}$ e $D_{b_2} = 0$, e substituindo a equação (7.13), a tensão $v_{R_{\min}}$ da equação (8.12) será:

$$v_{R_{\min}} = -\frac{\lambda_f V_f \cos(2\omega t - \phi)}{2(1 - D_{a_1})} \quad (8.14)$$

já para $i_2 < 0$, onde $D_{b_2} = 1 - D_{b_1}$ e $D_{a_2} = 0$, tem-se:

$$v_{R_{\min}} = \frac{\lambda_f V_f \cos(2\omega t - \phi)}{2(1 - D_{b_1})} \quad (8.15)$$

onde D_{a_1} e D_{b_1} são dados pela equação (8.13).

Na fig. 8.10 são mostradas as formas de onda das tensões do conversor compensador e a corrente i_f . Estas tensões são necessárias para definir o modo de operação em que se encontra o conversor compensador (carregamento ou descarregamento) e, desta forma, determinar a tensão mínima $v_{R_{\min}}$. A corrente i_f serve para determinar o ciclo de trabalho mínimo para o braço 1.

No caso do CSC, a determinação de $v_{R_{\min}}$ é feita em seis intervalos, descritos a seguir.

$[\pi/4 < \omega t < 3\pi/4]$: O capacitor C_R opera no modo de carregamento para $v_R < 0$, fig. 8.9(d).

Como nesse instante a corrente $i_2 < 0$, deve-se utilizar a equação (8.15). Para satisfazer

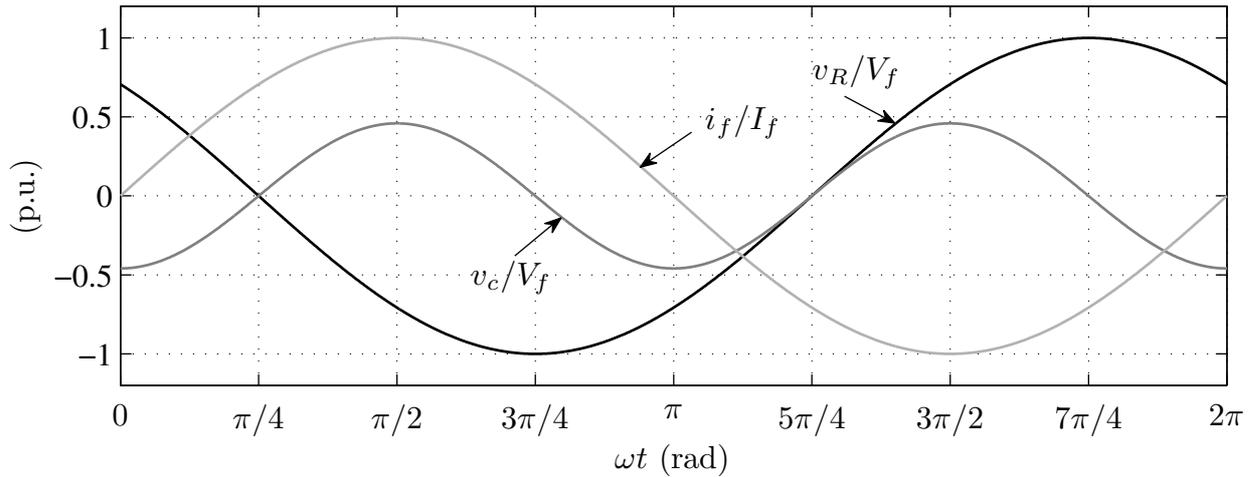


Figura 8.10: Formas de onda das tensões do CSC em p.u..

a condição de $v_c > 0$, com $i_f > 0$, o valor máximo de $|v_c|$ é obtido quando $D_{b_1} = 0$.

$$v_{R_{\min}} = \frac{\lambda_f V_f \cos(2\omega t - \phi)}{2} \quad (8.16)$$

$[3\pi/4 < \omega t < \pi]$: O capacitor C_R opera no modo de descarregamento para $v_R < 0$, fig. 8.9(b). Como nesse instante a corrente $i_2 > 0$, deve-se utilizar a equação (8.14). Para satisfazer a condição de $v_c < 0$, com $i_f > 0$, o valor máximo de $|v_c|$ é obtido quando $D_{a_1} = \lambda_f \sin(\omega t - \phi)$, dada pela equação (8.13).

$$v_{R_{\min}} = -\frac{\lambda_f V_f \cos(2\omega t - \phi)}{2(1 - \lambda_f \sin(\omega t - \phi))} \quad (8.17)$$

$[\pi < \omega t < 5\pi/4]$: O capacitor C_R opera no modo de descarregamento para $v_R < 0$, fig. 8.9(b). Como nesse instante a corrente $i_2 > 0$, deve-se utilizar a equação (8.14). Para satisfazer a condição de $v_c < 0$, com $i_f < 0$, o valor máximo de $|v_c|$ é obtido quando $D_{a_1} = 0$.

$$v_{R_{\min}} = -\frac{\lambda_f V_f \cos(2\omega t - \phi)}{2} \quad (8.18)$$

$[5\pi/4 < \omega t < 7\pi/4]$: O capacitor C_R opera no modo de carregamento para $v_R > 0$, fig. 8.8(b). Como nesse instante a corrente $i_2 > 0$, deve-se utilizar a equação (8.14). Para satisfazer a condição de $v_c > 0$, com $i_f < 0$, o valor máximo de $|v_c|$ é obtido quando $D_{a_1} = 0$.

$$v_{R_{\min}} = -\frac{\lambda_f V_f \cos(2\omega t - \phi)}{2} \quad (8.19)$$

$[7\pi/4 < \omega t < 2\pi]$: O capacitor C_R opera no modo de descarregamento para $v_R > 0$, fig. 8.8(d). Como nesse instante a corrente $i_2 < 0$, deve-se utilizar a equação (8.15). Para satisfazer a condição de $v_c < 0$, com $i_f < 0$, o valor máximo de $|v_c|$ é obtido quando $D_{b_1} = -\lambda_f \text{sen}(\omega t - \phi)$, dada pela equação (8.13).

$$v_{R_{\min}} = \frac{\lambda_f V_f \cos(2\omega t - \phi)}{2(1 + \lambda_f \text{sen}(\omega t - \phi))} \quad (8.20)$$

$[2\pi < \omega t < 2\pi + \pi/4]$: O capacitor C_R opera no modo de descarregamento para $v_R > 0$, fig. 8.8(d). Como nesse instante a corrente $i_2 < 0$, deve-se utilizar a equação (8.15). Para satisfazer a condição de $v_c < 0$, com $i_f > 0$, o valor máximo de $|v_c|$ é obtido quando $D_{b_1} = 0$.

$$v_{R_{\min}} = \frac{\lambda_f V_f \cos(2\omega t - \phi)}{2} \quad (8.21)$$

Na fig. 8.11 são mostradas as formas de onda da tensão mínima $v_{R_{\min}}$ e da tensão praticada v_R . É importante dimensionar a capacitância C_R para que a tensão v_R sempre seja maior do que $v_{R_{\min}}$, do contrário, o conversor compensador não será capaz de compensar a potência oscilatória no barramento CC.

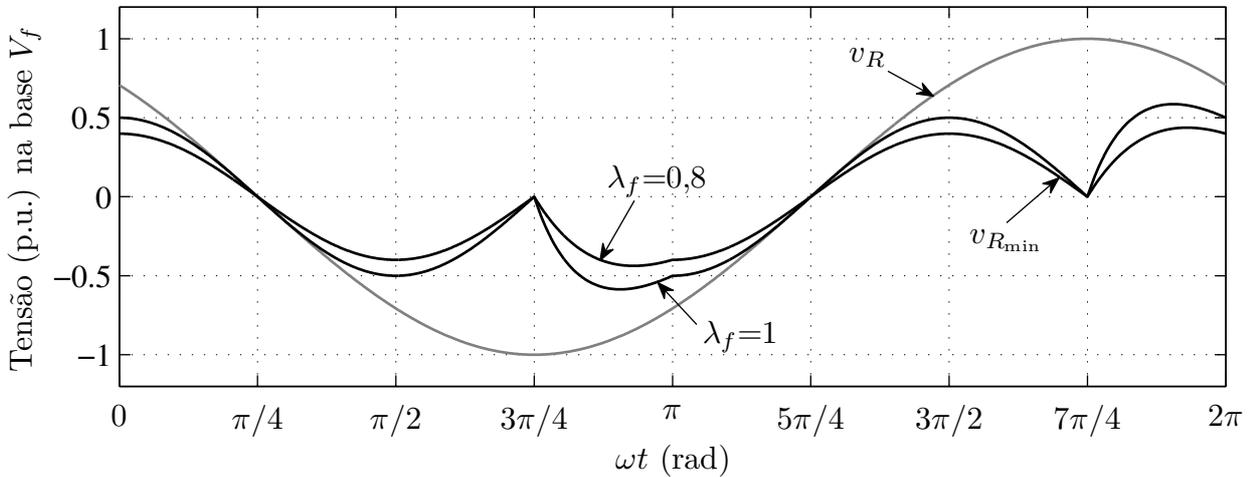


Figura 8.11: Tensão mínima e tensão praticada no capacitor de compensação do CSC em p.u..

8.3.2 Cálculo da capacitância C_R

As curvas de v_R e $v_{R_{\min}}$ mostradas na fig. 8.11 se tocam com mesmo valor de derivada em um determinado ponto do gráfico, e este ponto será necessário para calcular a capacitância C_R .

No intervalo entre $[0 < \omega t < 3\pi/4]$ a tensão mínima para v_R é dada pelas equações (8.16) e (8.21), já no intervalo entre $[\pi < \omega t < 7\pi/4]$ a tensão mínima é dada pelas equações (8.18) e (8.19), nestes intervalos as curvas v_R e $v_{R_{\min}}$ se cruzam em um ponto, para o cálculo correto de C_R é necessário que esse cruzamento ocorra quando as curvas possuírem o mesmo valor de derivada.

A tensão mínima para v_R utilizada na prática é dada como sendo:

$$v_R = -V_{R_{\min}} \text{sen}(\omega t + \alpha) \quad (8.22)$$

onde $V_{R_{\min}}$ é a amplitude mínima da tensão v_R necessária para garantir compensação da potência oscilatória no barramento CC.

Igualando-se (8.16) com (8.22), ou (8.18) com (8.22), tem-se:

$$\begin{aligned} -V_{R_{\min}} \text{sen}(\omega t + \alpha) &= \frac{\lambda_f V_f \cos(2\omega t - \phi)}{2} \\ V_{R_{\min}} &= -\frac{\lambda_f V_f \cos(2\omega t - \phi)}{2 \text{sen}(\omega t + \alpha)} \end{aligned} \quad (8.23)$$

No intervalo $[0 < \omega t < 3\pi/4]$, as curvas v_R e $v_{R_{\min}}$ se cruzam em $-\alpha$, como exemplo, na fig. 8.11 $\alpha = -\pi/4$. Assim, este cruzamento entre as curvas ocorre em $\omega t = -\alpha$. Fazendo, na equação (8.23), $\omega t \rightarrow -\alpha$, tem-se:

$$V_{R_{\min}} = \lim_{\omega t \rightarrow -\alpha} -\frac{\lambda_f V_f \cos(2\omega t - \phi)}{2 \text{sen}(\omega t + \alpha)}$$

aplicando-se a regra de L'Hopital, tem-se:

$$\begin{aligned} V_{R_{\min}} &= \lim_{\omega t \rightarrow -\alpha} \frac{\lambda_f V_f \text{sen}(2\omega t - \phi)}{\cos(\omega t + \alpha)} \\ V_{R_{\min}} &= \lambda_f V_f \text{sen}(-2\alpha - \phi) \end{aligned} \quad (8.24)$$

Substituindo-se o valor de α , dada pela equação (7.40), em (8.24), tem-se que $-2\alpha - \phi = \pi/2$. Com isso, o valor de $V_{R_{\min}}$, mostrado na equação (8.24), será:

$$V_{R_{\min}} = \lambda_f V_f \quad (8.25)$$

O valor de $V_{R_{\min}}$, dado pela equação (8.25), representa a amplitude mínima de v_R necessária para uma correta compensação da potência oscilatória no barramento CC do

CSC. A partir do valor de tensão mínima de operação do capacitor C_R , é possível calcular o seu valor de capacitância, que será considerada a capacitância máxima, pois acima deste valor o capacitor não consegue fornecer a tensão necessária para compensação. Desta forma, a amplitude da tensão do capacitor é dada pela equação (7.23), o que define o valor da capacitância como sendo:

$$\begin{aligned} V_R &= \frac{I_R}{\omega C_R} \\ C_R &= \frac{I_R}{\omega V_R} \end{aligned} \quad (8.26)$$

Foi dito em (7.38) que:

$$\begin{aligned} V_f I_f &= V_R I_R \\ I_R &= \frac{V_f I_f}{V_R} \end{aligned} \quad (8.27)$$

Substituindo-se (8.26) em (8.27), tem-se que a capacitância máxima do capacitor C_R será calculada por:

$$C_{R_{\max}} = \frac{V_f I_f}{\omega (V_{R_{\min}})^2} \quad (8.28)$$

onde $V_{R_{\min}}$ é dada pela equação (8.25).

Na fig. 8.12 são mostradas curvas que representam o valor de $C_{R_{\max}}$ em função do índice de modulação λ_f para diferentes valores de potência nominal. A fig. 8.12(a) mostra as curvas de $C_{R_{\max}}$ para um conversor que opera com $V_f = 110\sqrt{2}\text{V}$ e frequência de 50Hz. Já na fig. 8.12(b) são mostradas as curvas de $C_{R_{\max}}$ para um conversor que opera com $V_f = 220\sqrt{2}\text{V}$ e frequência de 60Hz.

Na fig. 8.13 são mostradas curvas que representam o valor de $C_{R_{\max}}$ em função da potência nominal de operação para diferentes valores de λ_f . A fig. 8.13(a) mostra as curvas de $C_{R_{\max}}$ para um conversor que opera com $V_f = 110\sqrt{2}\text{V}$ e frequência de 50Hz. Já na fig. 8.13(b) são mostradas as curvas de $C_{R_{\max}}$ para um conversor que opera com $V_f = 220\sqrt{2}\text{V}$ e frequência de 60Hz.

As figs. 8.12 e 8.13 representam os limites máximo para o valor de C_R para determinado valor de potência nominal e índice de modulação para o conversor. Após definir qual deve ser a capacitância máxima para o capacitor C_R , que depende da tensão mínima necessária para compensar a potência oscilatória, essa capacitância pode ser menor que a capacitância calculada na equação (8.28), caso deseje-se diminuir a capacitância e, conseqüentemente,

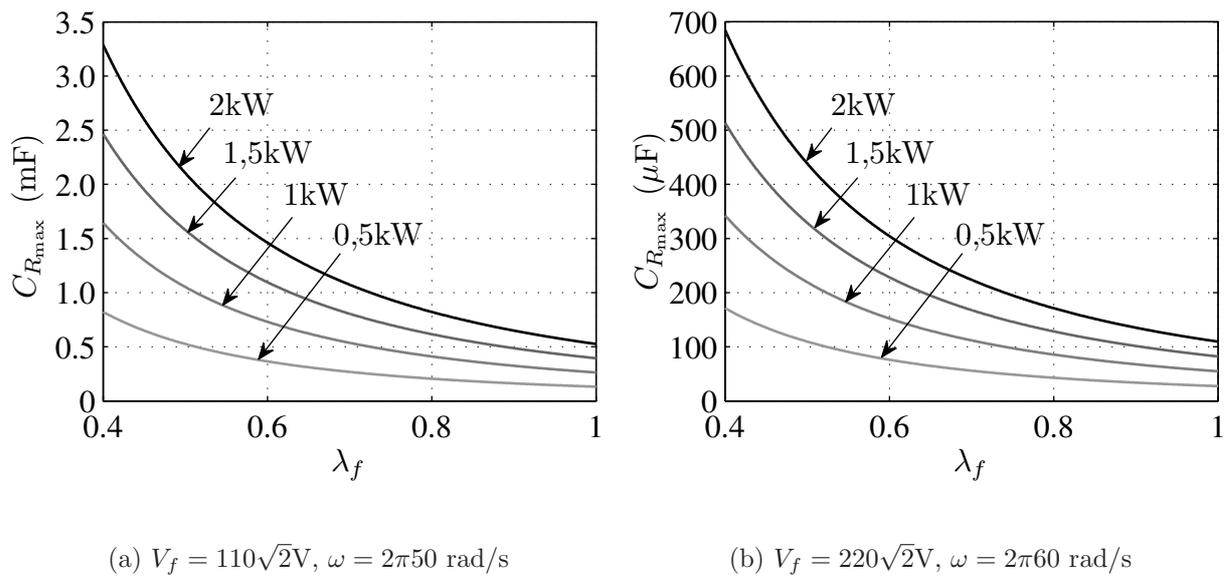


Figura 8.12: Capacitância máxima para C_R em função do índice de modulação para diferentes valores de potência nominal.

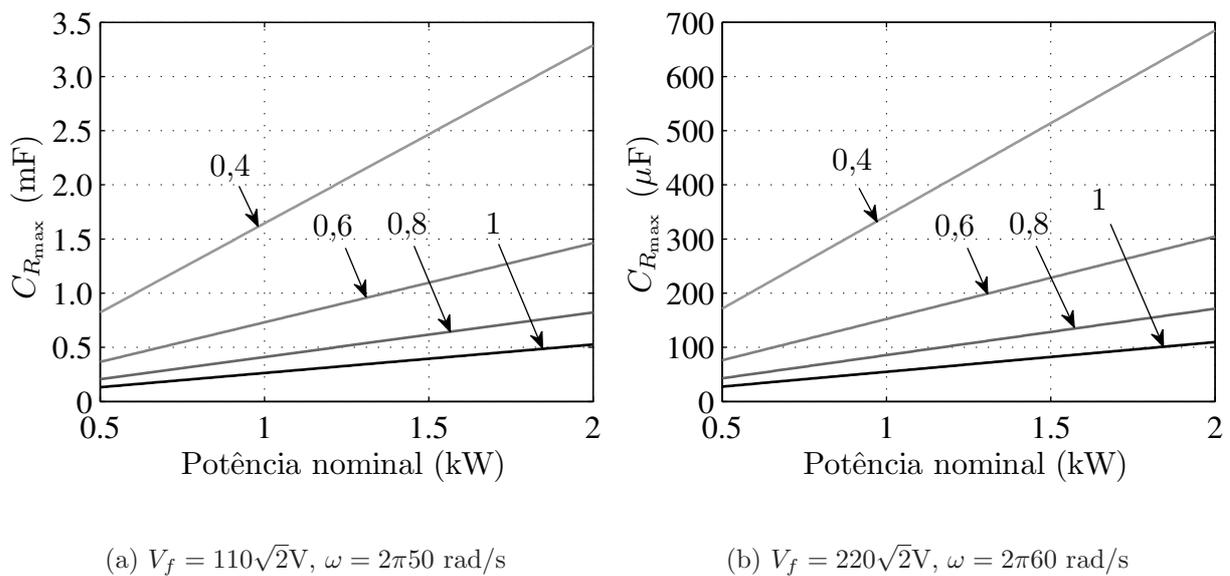


Figura 8.13: Capacitância máxima para C_R em função da potência nominal de operação do conversor para diferentes valores de índice de modulação λ_f .

umentar a tensão do capacitor. A fig. 8.14 mostra as curvas da amplitude da tensão no capacitor C_R em função da sua capacitância. São mostradas curvas para diferentes valores de potência nominal do conversor. Na fig. 8.14(a) são mostradas curvas para o conversor

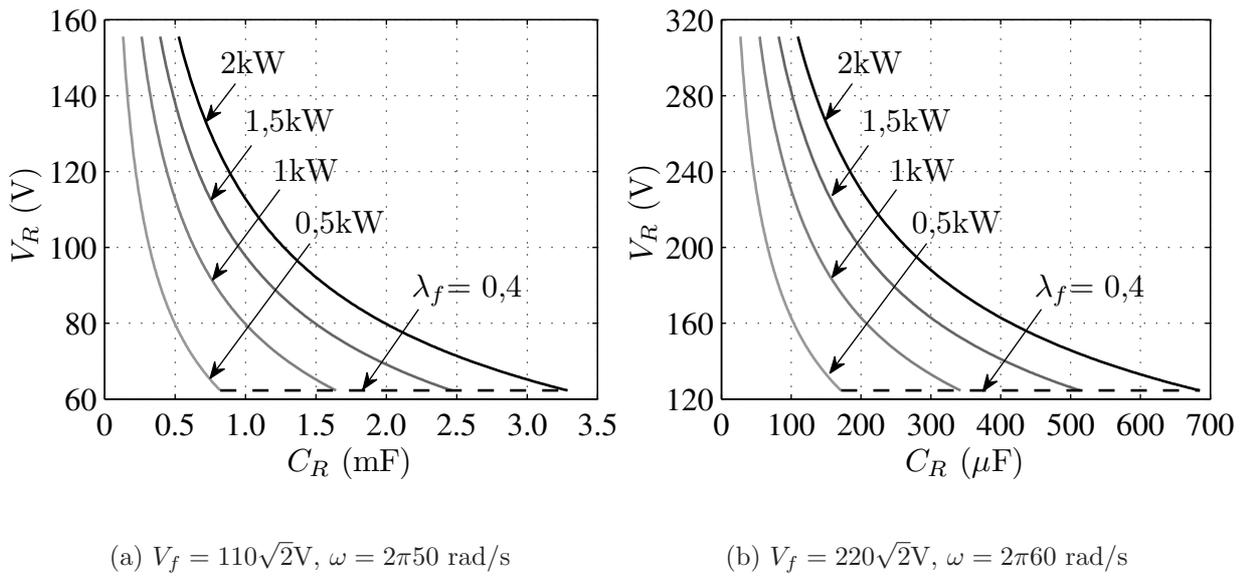


Figura 8.14: Amplitude da tensão no capacitor C_R em função da sua capacitância para diferentes valores de potência nominal de operação do conversor.

operando com $V_f = 110\sqrt{2}\text{V}$ e frequência de 50Hz. Já na fig. 8.14(b) são mostradas as curvas de V_R para o conversor operando com $V_f = 220\sqrt{2}\text{V}$ e frequência de 60Hz. A curva tracejada mostrada nos gráficos da fig. 8.14 representa a curva de capacitância máxima $C_{R_{\max}}$ para o conversor operando com índice de modulação $\lambda_f = 0,4$.

8.4 Dimensionamento da capacitância do barramento C_{cc} do VSC

É importante dimensionar corretamente a capacitância do barramento para eliminar as oscilações de tensão no barramento e fazer com que o conversor funcione corretamente. No dimensionamento da capacitância do barramento deve-se levar em consideração: a potência nominal de operação do conversor, a frequência da corrente que fluirá pelo barramento e a oscilação da tensão que se deseja ter no capacitor do barramento. Assim, segundo (Lai et al., 2008), o cálculo da capacitância do capacitor do barramento C_{cc} do conversor é dado pela equação:

$$C_{cc} > \frac{P_{\text{nom}}}{(V_{cc} \Delta V_{cc} \pm \frac{1}{2} \Delta V_{cc}^2) f_{cc}} \quad (8.29)$$

onde P_{nom} é a potência nominal de operação do conversor (W), ΔV_{cc} é a oscilação de tensão desejada para o barramento (V) e f_{cc} é a frequência da corrente do barramento (Hz).

indutância do barramento, da mesma forma, deve-se levar em consideração: a potência nominal de operação do conversor, a frequência da tensão do barramento e a oscilação da corrente que se deseja ter no indutor do barramento. Assim, também mostrado em (Lai et al., 2008), o cálculo da indutância do indutor do barramento L_{cc} do CSC é dado pela equação:

$$L_{cc} > \frac{P_{nom}}{(I_{cc} \Delta I_{cc} \pm \frac{1}{2} \Delta I_{cc}^2) f_{cc}} \quad (8.30)$$

onde ΔI_{cc} é a oscilação de corrente desejada para o barramento (A) e f_{cc} é a frequência da tensão do barramento (Hz).

Na fig. 8.16 são mostradas curvas que representam o valor da indutância L_{cc} em função da frequência f_{cc} da tensão do barramento sobre o indutor L_{cc} para diferentes valores de potência nominal P_{nom} . Para estas curvas, é utilizada uma corrente do barramento $I_{cc} = 7A$. Da mesma forma, os eixos do gráfico estão na escala logarítmica para a melhor visualização dos resultados.

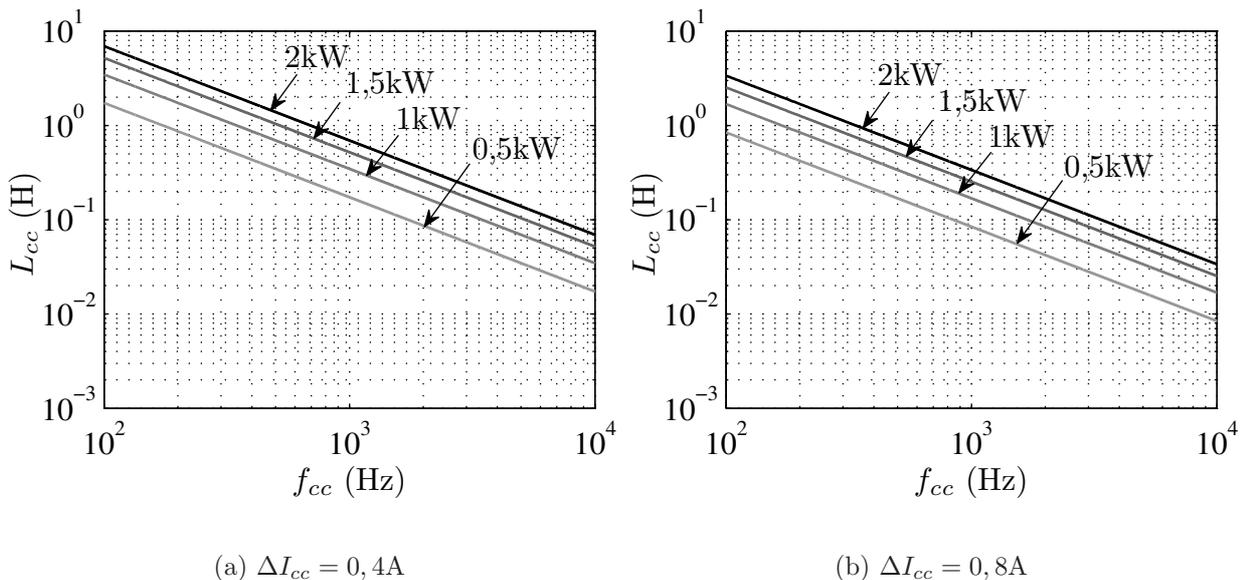


Figura 8.16: Indutância L_{cc} em função da frequência das tensões do barramento para diferentes valores de potência nominal. $I_{cc} = 7$.

Na fig. 8.16(a) são mostradas curvas no plano $L_{cc} \times f_{cc}$ para que seja obtido uma oscilação na corrente do barramento de $\Delta I_{cc} = 0,4A$, já fig. 8.16(b) são mostradas curvas para se obter uma oscilação no barramento de $\Delta I_{cc} = 0,8A$. Para o CSC convencional, sem compensação da potência oscilatória, operando com $\omega = 2\pi 60$ rad/s, a frequência da tensão do barramento

é de $f_{cc} = 120\text{Hz}$, devido à potência monofásica propagada ao barramento. Já para o caso em que a potência oscilatória do barramento CC é compensada, vai existir apenas a tensão de alta frequência decorrente do chaveamento do conversor, ou seja, $f_{cc} = 10\text{kHz}$.

8.6 Dimensionamento dos elementos do filtro LC do VSC

O filtro LC do lado CA do conversor deve suprimir as harmônicas de alta frequência produzidas no chaveamento. O filtro LC deve impor e considerar, também, a) transferir as harmônicas exigidas pelo controle, b) prover compensação da potência reativa para se obter fator de potência unitário, c) garantir filtragem, para um certo nível de qualidade, da corrente CA e da oscilação da tensão CA, d) corrente de pico instantânea, e) EMI (interferência eletromagnética) e f) harmônicas a serem compensadas (Chaoui et al., 2008; Lai et al., 2008).

O dimensionamento do filtro LC é baseado no cálculo feito em (Li et al., 2007). O filtro LC utilizado para o VSC é mostrado na fig. A.2. Para este filtro, será determinado o valor de L_f e C_{ca} para eliminar as harmônicas indesejadas nas condições de operação do filtro e as harmônicas mínimas que se deseja atenuar, pois o filtro LC opera como um passa-baixa. Os cálculos para o dimensionamento da indutância L_f e da capacitância C_{ca} serão feitos para o VSR, mas cujos cálculos são semelhantes para o VSI, e são mostrados a seguir.

Substituindo-se a equação (A.10) em (A.14), tem-se que:

$$\hat{v}_f = -sL_f\hat{i}_{ca} + (s^2L_fC_{ca} + 1)\hat{v}_{ca} \quad (8.31)$$

A partir da equação (8.31), a tensão \hat{v}_{ca} será dada por:

$$\hat{v}_{ca} = \frac{\hat{v}_f + sL_f\hat{i}_{ca}}{s^2L_fC_{ca} + 1} \quad (8.32)$$

A amplitude de \hat{v}_{ca} da equação (8.32) é determinada pela sua parte imaginária, dada pela equação (A.19). Na equação (A.19), fazendo $\beta = 0$, pois o fator de potência é unitário, tem-se que a amplitude V_{ca} da tensão \hat{v}_{ca} será:

$$V_{ca} = \frac{V_f \cos(\gamma)}{1 - \omega^2L_fC_{ca}} \quad (8.33)$$

Na equação (8.33), o filtro é dimensionado para que $V_{ca} \simeq V_f$, com isso, pode-se afirmar que:

$$\cos(\gamma) \simeq 1 - \omega^2 L_f C_{ca} \quad (8.34)$$

A partir da equação (A.18), para $\beta = 0$ e $V_{ca} \simeq V_f$, tem-se:

$$\begin{aligned} \text{sen}(\gamma) &= -\frac{\omega L_f I_{ca}}{V_f} \\ &= -\frac{\omega L_f I_{ca}}{V_{ca}} \\ &= -\frac{2\omega L_f P_{\text{nom}}}{V_{ca}^2} \end{aligned} \quad (8.35)$$

onde P_{nom} é a potência ativa nominal (W) de operação do conversor dada por $P_{\text{nom}} = V_{ca} I_{ca} / 2$.

As equações (8.34) e (8.35) definem o valor de γ . Para que possam ser igualadas, deve-se utilizar a seguinte relação trigonométrica:

$$\cos^2(A) + \text{sen}^2(A) = 1 \quad (8.36)$$

Na equação (8.36), fazendo $A = \gamma$, e substituindo-se o resultado em 8.34, tem-se:

$$1 - \text{sen}^2(\gamma) \simeq (1 - \omega^2 L_f C_{ca})^2 \quad (8.37)$$

Substituindo-se (8.35) em (8.37), tem-se:

$$1 - \left(\frac{2\omega L_f P_{\text{nom}}}{V_{ca}^2} \right)^2 \simeq (1 - \omega^2 L_f C_{ca})^2 \quad (8.38)$$

A frequência de ressonância ω_c do filtro do VSC é dada pela equação (4.12). Com isso, tem-se que:

$$C_{ca} = \frac{1}{\omega_c^2 L_f} \quad (8.39)$$

Substituindo-se a equação (8.39) em (8.38), e fazendo a simplificação da equação, o valor de L_f será definido como sendo:

$$L_f \simeq \frac{V_{ca}^2}{2P_{\text{nom}}\omega_c} \sqrt{\frac{\omega^2}{\omega_c^2} - 2} \quad (8.40)$$

O valor de L_f na equação (8.40) apresentará o resultado complexo, devido ao fato de $\omega^2/\omega_c^2 - 2 < 0$. Para resolver isso, basta fazer $|\omega^2/\omega_c^2 - 2|$.

Assim, as equações (8.39) e (8.40) definem o dimensionamento dos elementos do filtro LC do VSC.

8.7 Dimensionamento dos elementos do filtro LC do CSC

Da mesma forma que foi feito para o VSC, o dimensionamento do filtro LC do CSC é baseado nos cálculos feitos em (Li et al., 2007). O filtro LC utilizado para o CSC é mostrado na fig. A.5. Para este filtro, será determinado o valor de L_{ca} e C_f para eliminar as harmônicas indesejadas nas condições de operação do filtro e as harmônicas mínimas que se deseja atenuar, pois o filtro LC opera como um passa-baixa. Os cálculos para o dimensionamento da indutância L_{ca} e da capacitância C_f serão feitos para o CSR, mas cujos cálculos são semelhantes para o CSI, e são mostrados a seguir.

Substituindo-se a equação (A.32) em (A.28), tem-se que:

$$\hat{i}_f = \hat{i}_{ca} - sC_f(-sL_{ca}\hat{i}_{ca} + \hat{v}_{ca}) \quad (8.41)$$

A partir da equação (8.41), a corrente \hat{i}_{ca} será dada por:

$$\hat{i}_{ca} = \frac{\hat{i}_f + sC_f\hat{v}_{ca}}{s^2L_{ca}C_f + 1} \quad (8.42)$$

A amplitude de \hat{i}_{ca} da equação (8.42) é determinada pela sua parte imaginária, dada pela equação (A.37). Na equação (A.37), fazendo $\beta = 0$, pois o fator de potência é unitário, tem-se que a amplitude I_{ca} da corrente \hat{i}_{ca} será:

$$I_{ca} = \frac{I_f \cos(\delta)}{1 - \omega^2 L_{ca} C_f} \quad (8.43)$$

Na equação (8.43), o filtro é dimensionado para que $I_{ca} \simeq I_f$, com isso, pode-se afirmar que:

$$\cos(\delta) \simeq 1 - \omega^2 L_{ca} C_f \quad (8.44)$$

A partir da equação (A.36), para $\beta = 0$ e $I_{ca} \simeq I_f$, tem-se:

$$\begin{aligned} \text{sen}(\delta) &= -\frac{\omega C_f V_{ca}}{I_f} \\ &= -\frac{\omega C_f V_{ca}}{I_{ca}} \\ &= -\frac{\omega C_f V_{ca}^2}{2P_{\text{nom}}} \end{aligned} \quad (8.45)$$

onde P_{nom} é a potência ativa nominal (W) de operação do CSC dada por $P_{\text{nom}} = V_{ca}I_{ca}/2$.

As equações (8.44) e (8.45) definem o valor de δ . Para que possam ser igualadas, deve-se utilizar a relação trigonométrica mostrada na equação (8.36). Fazendo $A = \delta$, em (8.36), e substituindo-se o resultado em (8.44), tem-se:

$$1 - \text{sen}^2(\delta) \simeq (1 - \omega^2 L_{ca} C_f)^2 \quad (8.46)$$

Substituindo-se (8.45) em (8.46), tem-se:

$$1 - \left(\frac{\omega C_f V_{ca}^2}{2P_{\text{nom}}} \right)^2 \simeq (1 - \omega^2 L_{ca} C_f)^2 \quad (8.47)$$

A frequência de ressonância ω_c do filtro CSC é dada pela equação (4.13). Desta forma, tem-se que:

$$L_{ca} = \frac{1}{\omega_c^2 C_f} \quad (8.48)$$

Substituindo-se a equação (8.48) em (8.47), e fazendo a simplificação da equação, o valor de C_f será definido como sendo:

$$C_f \simeq \frac{2P_{\text{nom}}}{\omega_c V_{ca}^2} \sqrt{\frac{\omega^2}{\omega_c^2} - 2} \quad (8.49)$$

O valor de C_f na equação (8.49) apresentará o resultado complexo, devido ao fato de $\omega^2/\omega_c^2 - 2 < 0$. Para resolver isso, basta fazer $|\omega^2/\omega_c^2 - 2|$.

Assim, as equações (8.48) e (8.49) definem o dimensionamento dos elementos do filtro LC do CSC.

8.8 Dimensionamento dos núcleos dos indutores

O indutor é um elemento à primeira vista simples, porém seu dimensionamento requer atenção e cálculos precisos para evitar saturação do núcleo (subdimensionado), ou excesso

de peso (sobredimensionado).

Na fig. 8.17 são mostradas as dimensões e os elementos que compõem o indutor.

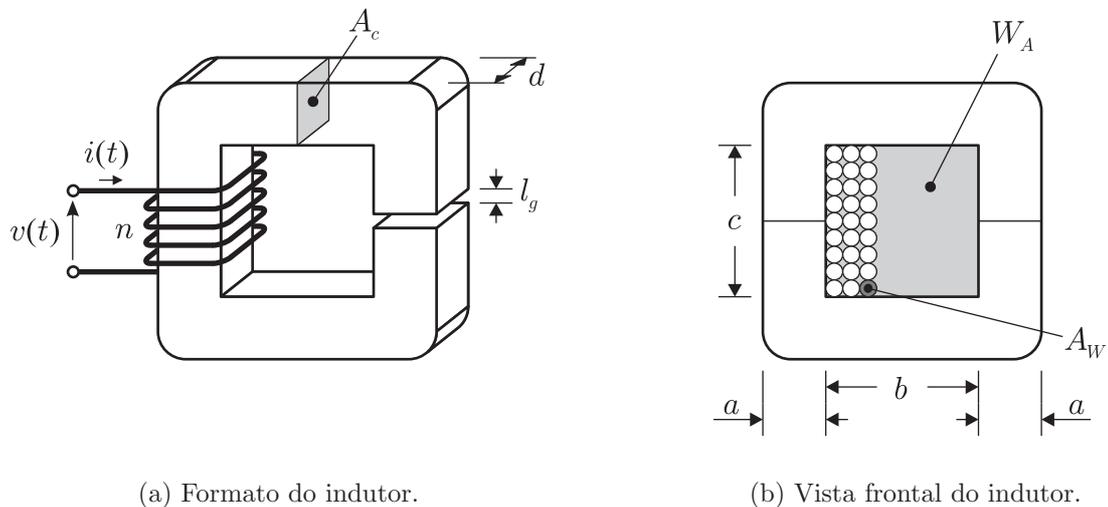


Figura 8.17: Geometria do indutor.

Para o dimensionamento do indutor, são utilizadas as variáveis mostradas na tabela 8.1.

Tabela 8.1: Parâmetros usados no dimensionamento do indutor.

	Item	Referência	Unidade
Parâmetros de entrada	Resistividade do condutor	ρ	Ωcm
	Corrente de pico	I_{\max}	A
	Corrente RMS de entrada	I_{rms}	A
	Indutância	L	H
	Fator de preenchimento	K_u	–
	Densidade máxima de fluxo	B_{\max}	T
Parâmetros de saída	Área da seção transversal	A_c	m^2
	Área da janela	W_A	m^2
	Número de espiras	n	–
	Gap de ar	l_g	m
	Área do condutor	A_W	m^2

O fator de utilização da janela K_u , também chamado de fator de preenchimento, representa a fração da área da janela do núcleo a qual é preenchida pelo cobre. Os mecanismos

que tornam K_u menor que 1 são: a volta do condutor em torno do núcleo não é feita perfeitamente, o que reduz K_u por um fator de 0,7 a 0,55, dependendo da técnica de enrolamento; isolamento reduz K_u por uma fator de 0,95 a 0,65, dependendo do diâmetro do condutor e do tipo de isolamento; bobinas usam alguma área da janela; isolamento adicional pode ser requerida entre as camadas do enrolamento.

Os valores típicos para K_u são:

- 0,5 para indutor simples de baixa tensão;
- 0,25 a 0,3 para transformador;
- 0,05 a 0,2 para transformador de alta tensão (\times kV);
- 0,65 para indutor de baixa tensão com folhas no enrolamento.

A permeabilidade magnética relativa, dada por μ_r , é a razão entre a permeabilidade absoluta do material específico (μ) e a permeabilidade do espaço livre (vácuo) μ_0 , onde $\mu_r = \mu/\mu_0$. Onde μ_0 é dado por $\mu_0 = 4,7\pi \cdot 10^{-7} \text{N/A}^2$.

Na tabela 8.2 são mostrados os valores de permeabilidade magnética de materiais usados em núcleos de indutores.

Tabela 8.2: Permeabilidade magnética de materiais usados em núcleos de indutores.

Material	Permeabilidade absoluta μ (H/m)	Permeabilidade relativa μ_r
Metglas	1,25	10^6
Permalloy	0,1	80.000
Ferro	$6,28 \cdot 10^{-3}$	5.000
Nickel (99%)	$7,54 \cdot 10^{-4}$	600
Ferrite (NiZi)	$2 \cdot 10^{-5} - 8 \cdot 10^{-4}$	16 - 640
Ferrite (MnZi)	$>8 \cdot 10^{-4}$	>640
Aço	$8,75 \cdot 10^{-4}$	100

O fluxo magnético máximo é um valor importante no dimensionamento para evitar a saturação do núcleo. Ele é calculado baseado no fluxo de saturação do material magnético. Na tabela 8.3 é mostrado o fluxo de saturação de diversos materiais magnéticos.

Tabela 8.3: Fluxo magnético de saturação.

Material	Fluxo de saturação B_{sat} (T)
Metglas	1,56
Ferro	1,0 - 1,4
Aço (6% Si)	1,2
Aço (3% Si)	1,85
Ferrite	0,35

Para garantir que o núcleo do indutor não sature, é necessário que $-B_{\text{max}} \leq B(t) \leq B_{\text{max}} < B_{\text{sat}}$, onde $B(t)$ é o fluxo magnético do material sobre a curva de histerese $H \times B$. O valor de B_{max} é definido como sendo:

$$B_{\text{max}} \approx \frac{1}{2} B_{\text{sat}} \quad (8.50)$$

O dimensionamento do indutor físico será feito seguindo os próximos passos. A seleção das dimensões do núcleo é feita da seguinte forma:

$$A_c W_A = A_p > L \frac{I_{\text{max}} I_{\text{rms}}}{K_u B_{\text{max}} J_{\text{max}}} \quad (8.51)$$

onde as áreas de A_c e W_A são mostradas na fig. 8.17.

Já o cálculo do número de espiras do indutor é dado por:

$$n > L \frac{I_{\text{max}}}{A_c B_{\text{max}}} \quad (8.52)$$

O *gap* de ar é calculado como sendo:

$$l_g = \frac{\mu_o A_c n^2}{L} - \frac{l_m}{\mu_r} \quad (8.53)$$

onde l_m/μ_r pode ser negligenciado por possuir um valor muito pequeno.

A escolha da área do condutor é feita fazendo:

$$A_W = \frac{I_{\text{rms}}}{J_{\text{max}}} \quad (8.54)$$

onde J_{max} corresponde à densidade de corrente máxima admitida no condutor, onde a unidade é A/cm². Um valor interessante para a densidade de corrente máxima é $J_{\text{max}} = 250\text{A/cm}^2$.

Tabela 8.4: Parâmetros do núcleo POWERLITE® C-Core.

	Dimensões do núcleo				Parâmetros efetivos			
	a (mm)	b (mm)	c (mm)	d (mm)	A_c (cm ²)	W_A (cm ²)	A_p (cm ⁴)	Massa (g)
AMCC 4	9,0	10,0	32,80	15,0	1,11	3,30	3,60	99
AMCC 6.3	10,0	11,0	33,00	20,0	1,60	3,60	6,00	154
AMCC 8	11,0	13,0	30,00	20,0	1,80	3,90	7,00	172
AMCC 10	11,0	13,0	40,00	20,0	1,80	5,20	9,40	198
AMCC 16A	11,0	13,0	40,00	25,0	2,30	5,20	11,70	248
AMCC 16B	11,0	13,0	50,00	25,0	2,30	6,50	14,70	281
AMCC 20	11,0	13,0	50,00	30,0	2,70	6,50	17,60	337
AMCC 25	13,0	15,0	56,00	25,0	2,70	8,40	22,40	379
AMCC 32	13,0	15,0	56,00	30,0	3,20	8,40	26,90	454
AMCC 40	13,0	15,0	56,00	35,0	3,70	8,40	31,30	530
AMCC 50	16,0	20,0	70,00	25,0	3,30	14,00	45,90	586
AMCC 63	16,0	20,0	70,00	30,0	3,90	14,00	55,10	703
AMCC 80	16,0	20,0	70,00	40,0	5,20	14,00	73,50	938
AMCC 100	16,0	20,0	70,00	45,0	5,90	14,00	82,7	1055
AMCC 168S	20,4	30,0	157,20	20,0	3,35	45,80	153,2	1101
AMCC 125	19,0	25,0	83,00	35,0	5,50	20,80	113,1	1166
AMCC 160	19,0	25,0	83,00	40,0	6,20	20,80	129,3	1333
AMCC 200	19,0	25,0	83,00	50,0	7,80	20,80	161,6	1666
AMCC 367S	25,8	67,0	97,80	25,0	5,29	63,81	340,1	1668
AMCC 250	19,0	25,0	90,00	60,0	9,30	22,50	210,3	2095
AMCC 320	22,0	35,0	85,00	50,0	9,00	29,80	268,3	2167
AMCC 400	22,0	35,0	85,00	65,0	11,70	29,80	348,8	2817
AMCC 500	25,0	40,0	85,00	55,0	11,30	34,00	383,4	2890
AMCC 630	25,0	40,0	85,00	70,0	14,30	34,00	487,9	3678
AMCC 800A	25,0	40,0	85,00	85,0	17,40	34,00	592,5	4466
AMCC 800B	30,0	40,0	95,00	85,0	21,00	38,00	794,6	5972
AMCC 1000	33,0	40,0	105,00	85,0	23,00	42,00	966,0	7109

A seleção correta do núcleo do indutor é feita utilizando-se a equação (8.51). Tendo em mãos este valor, deve-se recorrer à tabela 8.4 para selecionar o núcleo do indutor apropriado, onde os parâmetros são mostrados na fig. 8.17.

8.9 Seleção dos capacitores

Para esta seleção é levado em consideração os valores de capacitância e tensão de operação dos capacitores. Com estes valores, é acessado o banco de dados de capacitores do fabricante e selecionado o capacitor desejado. Não se faz necessário o dimensionamento das dimensões físicas do capacitor, visto que a fabricação do capacitor apresenta dificuldades que não se é possível fazê-lo em laboratório, sendo necessário fazer a seleção dos valores padrões fornecidos pelos fabricantes.

8.10 Conclusão

Neste capítulo foi mostrada uma metodologia de dimensionamento dos elementos reativos que compõem os conversores monofásicos com compensação da potência oscilatória, estes elementos reativos compreendem: o indutor e o capacitor do filtro LC do lado CA tanto para o VSC quanto para o CSC; o capacitor do barramento e indutor do compensador do VSC; e o indutor do barramento e capacitor do compensador do CSC.

Também é mostrado como fazer o dimensionamento do indutor, bem como seu núcleo, número de espiras, bitola do condutor e *gap* de ar. A seleção dos capacitores é feita a partir dos dispositivos disponíveis pelos fabricantes baseados nos valores de tensão e capacitância desejados.

9

Conclusão Geral

9.1 Parte I - Otimização do sistema de bombeamento fotovoltaico

O apelo atual para a utilização de energias ditas renováveis é grande, devido ao fato de que a geração de energia utilizando combustíveis fósseis vem degradando o meio ambiente devido à alta emissão de poluentes no processo para obter determinado tipo de energia. Este fato motivou a utilização de energia elétrica fotovoltaica no bombeamento, pois este tipo de energia proporciona poluição nula na sua geração – conversão da energia luminosa em energia elétrica. Outro fator relevante é que a energia elétrica fotovoltaica é uma solução viável para o bombeamento de água em regiões que não dispõem de energia elétrica comercial próximo da fonte sorvedora de água.

Na busca por uma configuração de um sistema de bombeamento que satisfizesse as necessidades de potência, tensão e corrente de entrada, e volume de água a ser bombeado, chegou-se à conclusão de que a melhor configuração para um sistema de bombeamento que utilize a energia solar fotovoltaica como fonte de energia é a configuração que utiliza conversor elevador, inversor, motor de indução trifásico e bomba centrífuga. Esta configuração possui a vantagem de ser possível controlar as variáveis de interesse do sistema, que são tensão e corrente de entrada do conversor *push-pull*, tensão do barramento CC, amplitude e fase das tensões e correntes do motor de indução, a partir disto é possível impor ao sistema para que trabalhe no ponto de operação desejado.

Após definida a configuração do sistema elétrico necessário para o bombeamento, foram estudadas técnicas para otimizar os diversos dispositivos elétricos envolvidos no processamento da energia. Para o caso do gerador fotovoltaico, a otimização se deu mantendo o mesmo, sempre que possível, operando no seu ponto de máxima potência. Já a otimização do conversor elevador *push-pull* foi realizada diminuindo-se a tensão do barramento CC para um valor mínimo possível, pois, durante o estudo de sua operação, foi observado que quanto menor for sua tensão de saída, maior é a sua eficiência. Também foi visto que a tensão de saída do *push-pull* deve satisfazer a um valor mínimo, pois abaixo deste valor mínimo é perdido o controle da corrente ou tensão de entrada. Já no estudo para otimizar a máquina de indução foi visto que a mesma é fabricada para operar próximo do ponto ótimo de eficiência quando acionada com tensão, velocidade e carga nominais. Porém, com baixa carga, existe um excesso de magnetização na máquina. Este excesso de magnetização se reflete na elevação das perdas, tanto no material magnético, quanto no cobre do rotor e estator. Com isso, foi visto que a otimização da máquina pode ser realizada reduzindo-se a corrente de magnetização, redução esta que pode ser obtida reduzindo-se o fluxo da máquina. Esta redução do fluxo da máquina é feita utilizando estratégias de otimização do acionamento da máquina de indução. Com a otimização dos dispositivos elétricos, para uma mesma oferta de energia, é possível entregar mais potência à bomba para ser convertida em energia mecânica de bombeamento.

No estudo do comportamento da bomba centrífuga, foi visto que, para que seja possível a sua otimização, ou seja, sua operação com menor perda de energia possível, é necessário que haja um casamento entre o sistema hidráulico e a bomba. Isso levou a concluir que a escolha correta da bomba deve ser feita de tal forma que a curva $H \times Q$ característica do sistema hidráulico coincida com os pontos de melhor eficiência da bomba para que assim seja possível a máxima transferência de potência do motor para a bomba, e, conseqüentemente, seja possível aumentar a potência hidráulica do sistema, elevando, assim, tanto a altura dinâmica quanto a vazão bombeada.

Com os diversos dispositivos envolvidos no bombeamento fotovoltaico operando simultaneamente otimizados, é possível obter um considerável aumento na eficiência do sistema como um todo. Este aumento da eficiência significa que, para uma mesma quantidade de energia luminosa entregue ao gerador fotovoltaico, é possível diminuir as perdas do sistema,

aumentando, assim, a velocidade de rotação do eixo do motor-bomba, o que proporcionará um volume maior de água bombeado pela bomba centrífuga.

Os resultados experimentais obtidos validaram as estratégias e técnicas apresentadas neste trabalho. Os resultados experimentais também mostraram que a otimização individual dos dispositivos do sistema de bombeamento ajudam na otimização global do sistema ao se juntarem os dispositivos e suas respectivas técnicas de otimização simultaneamente. Foi visto que a otimização no processamento da energia nos diversos dispositivos que compõem o sistema de bombeamento fotovoltaico – gerador, *push-pull*, inversor, motor e bomba – aumenta a quantidade de água bombeada, visto que reduz-se as perdas nos processos de conversão de energia. Os resultados experimentais mostraram que quanto melhor for a otimização do processamento da energia no sistema, maior será o volume de água bombeado comparado com o caso sem otimização. Foi visto que o sistema sem otimização apresentou eficiência de 13,96%, já no melhor caso de otimização foi alcançada uma eficiência de 16,51%. Ao longo do dia essa elevação na eficiência se reflete em um considerável volume de água bombeado.

9.2 Parte II - Conversores monofásicos

Na geração, processamento e distribuição da energia elétrica, o conversor estático é o elemento essencial que desenvolve o papel de transformar (adaptar) a energia elétrica em uma forma que seja adequada à aplicação a qual essa energia será utilizada, seja para alimentar uma carga CC/CA ou fornecer energia elétrica à rede comercial. Para baixas potências, é recomendado utilizar conversores monofásicos. Quando se utilizam sistemas com conversores monofásicos, estes conversores apresentam uma potência composta por uma componente contínua, referente à potência ativa, e uma componente oscilatória intrínseca que possui o dobro da frequência da tensão/corrente envolvidas no processo. Esta potência oscilatória se propaga ao longo de um sistema de conversão de energia, o que pode ser indesejada em sinais que necessitam possuir suas formas de onda contínuas.

Observou-se que vários problemas são provocados no conversor monofásico devido à potência oscilatória, tais como: dificuldade no controle do conversor; aumento no volume e diminuição de vida útil dos elementos que compõem o conversor; e diminuição da vida

útil dos dispositivos ligados tanto no lado CC do conversor, quanto do lado CA – cargas ou fontes. Foi visto que a oscilação de potência no barramento tem um efeito degradante no comportamento do motor de indução ligado no lado CA do conversor, causando pulsações no seu torque. Estas mesmas oscilações, na célula a combustível acoplada ao barramento de um conversor monofásico, causa instabilidade no seu sistema de controle, além de afetar a capacidade da célula, elevar o consumo de combustível e diminuir a vida útil da célula. Um outro inconveniente acarretado pela potência oscilatória em um conversor monofásico é o fato de que essa oscilação provoca aquecimento na bateria eletroquímica que esteja ligada ao seu barramento. Já no gerador fotovoltaico, a oscilação de potência provoca ineficiência no rastreamento do ponto de máxima potência. Também foi visto que a resistência série equivalente do capacitor eletrolítico de um VSC, para a região de baixa frequência, é mais do que dez vezes maior do que na região de alta frequência. Isso mostra que a oscilação de potência no barramento, refletida na forma de corrente, eleva a temperatura do capacitor reduzindo sua vida útil e elevam as perdas no conversor.

Além de que, estas oscilações observadas no barramento do conversor fazem com que seja necessário um capacitor do barramento com elevada capacitância no VSC para manter sua tensão constante. Já no CSC, viu-se que a potência monofásica oscilatória exige que seja utilizado um indutor com indutância relativamente grande para manter a corrente do barramento constante. Com os estudos realizados foi notado que os conversores CA-CC-CA exigem elementos acumuladores de energia no barramento ainda maiores devido ao fato das oscilações de potência no barramento apresentarem picos referentes à soma dos picos das potências provenientes do retificador e do inversor. Com isso, a compensação da potência oscilatória nos conversores monofásicos acarretaria uma significativa diminuição no volume dos dispositivos que compõem o barramento CC e uma elevação na vida útil dos mesmos. Com todos esses problemas acarretados pela potência oscilatória, chegou-se a conclusão de que seria de suma importância eliminar essa oscilação de potência propagada no conversor monofásico. Com todos esses problemas acarretados pela potência oscilatória, chegou-se a conclusão de que seria de suma importância eliminar essa oscilação de potência propagada no conversor monofásico.

A teoria de compensação da potência oscilatória foi aplicada ao VSC e ao CSC operando tanto como conversores CA-CC quanto CC-CA, o que gerou um completo estudo relativo à

potência monofásica oscilatória e sua compensação nos diversos conversores estáticos. Foi utilizada uma estrutura de conversor monofásico visto na literatura que utiliza um terceiro braço de chaves e um elemento armazenador de energia para formar o conversor compensador. Esta estrutura proposta pela literatura foi estudada em trabalhos anteriores para o VSR e o CSI. Neste trabalho o estudo foi expandido para o VSI e o CSR, como parte das contribuições deste pesquisa. O modelo estudado para os conversores despreza as resistências parasitas existentes nas chaves, indutores e capacitores, o que requer um ajuste fino nos parâmetros de controle para garantir perfeita compensação da potência oscilatória. Na literatura estudada se observou que a corrente do capacitor do barramento é utilizada para gerar o ajuste fino no controle da potência oscilatória para o VSC, isto acarreta na inserção de mais um sensor de corrente ao circuito do conversor, com o agravante de que não se deve acrescentar obstáculos entre o capacitor do barramento e as chaves do conversor para evitar *spikes* na sua tensão. Neste trabalho é proposto utilizar a própria medição da tensão do barramento para gerar este ajuste fino. Este mesmo princípio foi utilizado para o CSC, contudo a variável utilizada foi a própria corrente oscilatória do barramento. Neste trabalho foi proposta a utilização dos conversores monofásicos associados em cascata para compor um conversor CA-CC-CA monofásico-monofásico e CA-CC-CA monofásico-trifásico, formando, assim, o VSR-VSI e o CSR-CSI com compensação da potência oscilatória, onde são agregadas aos conversores propostos as vantagens da compensação da potência oscilatória.

Outro ponto estudado neste trabalho foi a preocupação em utilizar o menor valor possível para a tensão do barramento, no caso do VSC, e para a corrente do barramento, para o caso do CSC. Este valor mínimo é desejado para que sejam alcançados menores valores de distorção harmônica no lado CA dos conversores e diminuição das perdas do conversor. Este valor mínimo para a tensão ou corrente do barramento foi obtido deslocando de π radianos os valores de tensão e corrente de referência para os conversores de compensação.

Também foi apresentada uma metodologia de dimensionamento dos elementos reativos que compõem os conversores monofásicos com compensação da potência oscilatória. Foi mostrado como dimensionar: os elementos do filtro LC do lado CA do conversor; o capacitor do barramento e indutor do compensador do VSC; e o indutor do barramento e capacitor do compensador do CSC.

9.2.1 Análise conclusiva para os resultados obtidos

Experimentalmente, os resultados obtidos para o VSC serviram para validar e comprovar, na prática, as estratégias e técnicas apresentadas neste trabalho. Foi visto que, de fato, a potência oscilatória monofásica não se propagou ao longo dos conversores. Estes resultados são estendidos para o conversor CSC, visto que o conceito foi provado com base nos resultados obtidos para o VSC.

Os resultados de simulação obtidos também validaram a teoria apresentada neste trabalho. Para termo de comparação e padronização dos resultados de simulação, foi utilizada uma potência para a fonte/carga de 1kW. Abaixo são apresentadas análises das vantagens decorrentes dos resultados de simulação obtidos.

VSC

Com a compensação da potência oscilatória, para o VSR, foi obtida uma redução de cerca de 140 vezes no valor da capacitância do barramento, pois foi utilizado um capacitor de $10\mu\text{F}$ para o conversor com compensação, e seria necessária uma capacitância de $1400\mu\text{F}$ para o conversor sem compensação para se ter o mesmo valor de oscilação na tensão do barramento. Utilizando-se uma capacitância de $10\mu\text{F}$ para o conversor com e sem compensação, a oscilação da tensão do barramento passou de 157,2%, sem compensação da potência oscilatória, para 1,8% da tensão de referência do barramento. Já para o VSI, a redução no valor da capacitância foi de 195 vezes menor, obtendo-se uma oscilação da tensão do barramento que passou de 258,75% para 1,32% da tensão de referência do barramento, que para os dois conversores foi de 320V. Para os dois tipos de VSCs, foi alcançado uma ótima qualidade na forma de onda da corrente do lado CA do conversor, comparada ao caso em que não se utilizou compensação. Estes resultados mostraram que a potência oscilatória foi compensada, evitando a sua propagação no conversor.

CSC

Com relação ao CSR com a compensação da potência oscilatória, utilizando uma indutância de 20mH, foi obtida uma redução de cerca de 140 vezes no valor da indutância do indutor do barramento, pois seria necessária uma indutância de 2800mH para se obter o mesmo valor

de oscilação da corrente do barramento no conversor sem compensação. Utilizando o mesmo valor de indutância (20mH) tanto com quanto sem compensação da potência oscilatória, a oscilação da corrente do barramento passou de 192,8%, sem compensação da potência oscilatória, para 1,7% da corrente de referência do barramento. Já para o CSI, a redução no valor da indutância do indutor do barramento foi de 135 vezes menor, obtendo-se uma oscilação da corrente do barramento que passou de 225,7% para 1,86% da corrente de referência do barramento, que para os dois conversores foi de 7A. Para os dois tipos de CSCs, também foi alcançado uma ótima qualidade na forma de onda da corrente do lado CA do conversor, comparada ao caso em que se manteve o valor da indutância do barramento para o conversor sem compensação. A compensação da potência oscilatória no CSC tem como consequência uma significativa reduções na indutância do barramento, o que promove uma diminuição no volume do indutor dos CSCs.

VSR-VSI

Com a compensação da potência oscilatória, para o VSR-VSI monofásico-monofásico operando como elevador, ou seja, uma elevação de $110\sqrt{2}V/50Hz$ para $220\sqrt{2}V/60Hz$, foi obtida uma redução de cerca de 110 vezes no valor da capacitância do barramento, pois foi utilizado um capacitor de $40\mu F$ para o conversor com compensação, e seria necessária uma capacitância de $4400\mu F$ para o conversor sem compensação para se ter o mesmo valor de oscilação na tensão do barramento. Resultados semelhantes foram obtidos para o VSR-VSI monofásico-monofásico abaixador. Já para o VSR-VSI monofásico-trifásico elevador foi obtida uma redução de $1400\mu/10\mu = 140$ vezes no tamanho do capacitor do barramento, na comparação entre os conversores sem/com compensação. Para os VSR-VSIs, foi alcançado uma ótima qualidade na forma de onda das tensões/correntes do lado CA do retificador e do inversor. Foi observado que não existem as componentes de baixa frequência na corrente que flui através do capacitor do barramento. Estes resultados mostraram que a potência oscilatória foi compensada, evitando a sua propagação no conversor.

CSR-CSI

Com relação aos CSR-CSIs, com a compensação da potência oscilatória para o CSR-CSI monofásico-monofásico operando como abaixador, ou seja, uma redução de $220\sqrt{2}V/60Hz$

para $110\sqrt{2}\text{V}/50\text{Hz}$, utilizando uma indutância de 30mH no barramento, foi obtida uma redução de cerca de 46,67 vezes no valor da indutância do indutor do barramento, pois seria necessária uma indutância de 1400mH para o conversor sem compensação para se obter o mesmo valor de oscilação da corrente do barramento. Não foi possível obter convergência nos resultados para o CSR-CSI elevador. Já para o CSR-CSI monofásico-trifásico abaixador, foi obtida uma redução de $800\text{m}/20\text{m} = 40$ vezes no tamanho do indutor do barramento, na comparação entre os conversores sem/com compensação. Da mesma forma, para os CSR-CSIs, foi alcançado uma ótima qualidade na forma de onda das tensões/correntes do lado CA do retificador e do inversor. Foi observado que não existem as componentes de baixa frequência na tensão sobre o indutor do barramento. A compensação da potência oscilatória no CSI-CSR tem como consequência uma significativa reduções na indutância do barramento, o que promove uma diminuição no volume do indutor do conversor.

9.3 Proposta para trabalhos futuros

Para continuidade deste trabalho sugere-se realizar as seguintes tarefas:

1. Finalização da montagem da plataforma experimental que contempla o CSC e obtenção dos resultados para validar a teoria apresentada para a compensação da potência oscilatória neste conversor.
2. Estender as técnicas de compensação da potência oscilatória aqui apresentadas para outras topologias de conversores.
3. Utilizar as técnicas de compensação da potência oscilatória em conversores monofásicos de baixa potência voltados à conexão de geradores fotovoltaicos à rede elétrica comercial.

Agradecimentos

A Deus, por conceder-me mais uma vitória na vida, orientador desta grande jornada. Por tudo, obrigado, Senhor!

Aos meus pais, Ubaldo Vitorino Filho e Maria José Alves Vitorino, que me deram a vida e me ensinaram a vivê-la com dignidade, e possibilitaram a realização de mais uma conquista.

A minha avó Mônica Ricardo Alves, que sem ela, acredito, não teria chegado a esse ponto da minha vida e que hoje encontra-se ao lado de Deus abençoando meus passos.

Ao Professor Doutor Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa, pelo privilégio de tê-lo como orientador, subsidiando a realização dessa pesquisa científica.

As minhas irmãs Mônica, Magdala e Monique, por tudo que elas fizeram, proporcionando esse momento de glória e felicidade.

A todos os meus tios, em especial a Hamilton Ricardo Alves e Germana Ricardo Alves por terem estado presentes durante toda a minha vida acadêmica.

A Lucas Vinicius Hartmann, a quem tenho grande apreço e que dedicou uma parte de seu tempo no auxílio à realização desta pesquisa.

Ao Professor Doutor Dushan Boroyevich, pela sua aceitação no período da minha estada nas instalações da Virginia Tech (EUA).

Aos amigos Anderson Danilo, Aureo Vitorino, Cassio Faria, Claudino Neto, Claudio Freire, Dong Dong, Edgard Luiz, Eliphaz Levy, Eisenhower Fernandes, Euler Macedo, Hugo Benevides, Igor Cvetkovic, Isaac Alukwe, Isaac Vitorino, Isaias Vitorino, Jandir Santin, Joselito Vitorino, Marko Jaksic, Milisav Danilovic, Pablo Almeida, Patrick Almeida, Ruxi Wang, Tomas Lima, Ulisses Albino e Vinicius Eduardo por suas alegres presenças, encorajando-

me a concretizar esse objetivo.

À CNPq e CPES, por terem fornecido suporte financeiro para a realização desta pesquisa.

À coordenação, professores, funcionários e alunos da Universidade Federal de Campina Grande e da Virginia Polytechnic Institute and State University, meus sinceros e calorosos agradecimentos por terem contribuído com minha pesquisa.

A todos aqueles que, direta ou indiretamente, cooperaram com este trabalho, sobretudo àqueles que foram capazes de um gesto de compreensão e solidariedade, marcando de maneira especial esta realização.

A

Análise Fasorial

A.1 Transformação fasorial

Neste trabalho todo o estudo da compensação da potência oscilatória num conversor monofásico será feito através da análise fasorial das variáveis senoidais envolvidas, assim, as variáveis senoidais podem ser representadas fasorialmente, utilizando o teorema de Euler, como sendo:

$$\hat{z} = Ze^{j\omega t} = Z(\cos(\omega t) + j\sin(\omega t)) = z_{\Re} + jz_{\Im} \quad (\text{A.1})$$

onde \hat{z} representa a variável senoidal na forma fasorial, Z é a amplitude do fasor \hat{z} e ωt mostra que o fasor \hat{z} é girante no tempo com frequência ω .

Desta feita, o fasor \hat{z} pode ser representado graficamente num plano Real \times Imaginário ($\Re \times \Im$) mostrado na fig. A.1:

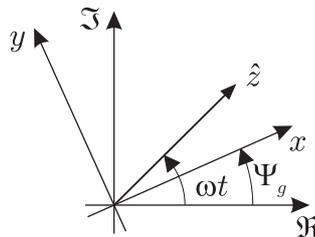


Figura A.1: Diagrama fasorial para mudança de coordenadas.

Como exemplo, a variável v mostrada na equação (5.1) pode ser representada fasorial-

mente como sendo:

$$\hat{v} = V e^{j\omega t} \quad (\text{A.2})$$

onde $v = v_{\mathfrak{S}} = \mathfrak{I}(\hat{v}) = V \text{sen}(\omega t)$.

No plano da fig. A.1 são mostradas as coordenadas genéricas $x \times y$. Para mudança de coordenadas do plano $\mathfrak{R} \times \mathfrak{S}$ para o plano $x \times y$ é utilizada a seguinte relação:

$$\hat{z}_{xy}^g = \hat{z}_{\mathfrak{R}\mathfrak{S}} e^{-j\Psi_g} = z_x^g + jz_y^g \quad (\text{A.3})$$

onde o índice xy indica que o fasor \hat{z} encontra-se no plano $x \times y$, o índice $\mathfrak{R}\mathfrak{S}$ indica que o fasor \hat{z} encontra-se no plano $\mathfrak{R} \times \mathfrak{S}$ e Ψ_g representa o ângulo de fase entre os planos.

O índice g de (A.3) indica que as coordenadas $x \times y$ encontram-se num referencial genérico. Quando $g = e$, isso indicará que o referencial assumido é o referencial estacionário, ou seja, $\Psi_g = \Psi_e = 0$. Já quando $g = s$, isso indicará que o referencial utilizado é o referencial síncrono, ou seja, $\Psi_g = \Psi_s = \omega t$.

Para transformar do referencial síncrono para o referencial estacionário, no plano $x \times y$, é necessário fazer a projeção de um referencial no outro, assim, tem-se:

$$\hat{z}_{xy}^e = \hat{z}_{xy}^s e^{j\omega t} \quad (\text{A.4})$$

onde

$$\begin{bmatrix} z_x^e \\ z_y^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_x^s \\ z_y^s \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

A.2 Análise fasorial do filtro LC do VSC

A análise fasorial das variáveis envolvidas no filtro LC é importante para verificar o seu comportamento e definir, a partir dos parâmetros do filtro, quais são as amplitudes e ângulos de fase das variáveis elétricas. Na fig. A.2 é mostrado o filtro LC do VSC cujas variáveis e parâmetros encontram-se no domínio da frequência.

O sentido das correntes \hat{i}_f e \hat{i}_{ca} definem se o conversor opera como VSR, setas cinzas, ou VSI, setas pretas.

Considerando-se que as variáveis da fig. A.2 encontram-se no domínio da frequência, sobre o referencial síncrono, onde \hat{v}_{ca} está alinhado com o ângulo ωt , seus valores são descritos

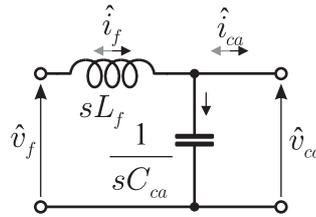


Figura A.2: Filtro LC do VSC.

como sendo:

$$\hat{v}_{ca} = V_{ca} \angle 0^\circ = V_{ca} e^{j0} = V_{ca} \quad (\text{A.6})$$

$$\hat{i}_{ca} = I_{ca} \angle \beta = I_{ca} e^{j\beta} = I_{ca} (\cos(\beta) + j \sin(\beta)) \quad (\text{A.7})$$

$$\hat{v}_f = V_f \angle \gamma = V_f e^{j\gamma} = V_f (\cos(\gamma) + j \sin(\gamma)) \quad (\text{A.8})$$

$$\hat{i}_f = I_f \angle \delta = I_f e^{j\delta} = I_f (\cos(\delta) + j \sin(\delta)) \quad (\text{A.9})$$

onde β é o ângulo de defasagem da corrente \hat{i}_{ca} em relação à tensão \hat{v}_{ca} , γ é o ângulo de defasagem da tensão \hat{v}_f em relação à tensão \hat{v}_{ca} e δ é o ângulo de defasagem da corrente \hat{i}_f em relação à tensão \hat{v}_{ca} .

A.2.1 Análise para o VSR

No VSR o sentido das correntes \hat{i}_f e \hat{i}_{ca} se dá da direita para a esquerda do circuito da fig. A.2, setas cinzas.

Para o circuito da fig. A.2, utilizando a Lei de Kirchhoff das correntes, tem-se:

$$\hat{i}_f = \hat{i}_{ca} - sC_{ca}\hat{v}_{ca} \quad (\text{A.10})$$

Substituindo-se as equações (A.6), (A.7) e (A.9) em (A.10), e fazendo $s = j\omega$, tem-se que:

$$I_f (\cos(\delta) + j \sin(\delta)) = I_{ca} (\cos(\beta) + j \sin(\beta)) - j\omega C_{ca} V_{ca} \quad (\text{A.11})$$

Separando-se as partes reais e imaginárias da equação (A.11), tem-se:

$$I_f \cos(\delta) = I_{ca} \cos(\beta) \quad (\text{A.12})$$

$$I_f \sin(\delta) = I_{ca} \sin(\beta) - \omega C_{ca} V_{ca} \quad (\text{A.13})$$

Agora, utilizando a Lei de Kirchhoff das tensões no circuito da fig. A.2, tem-se que:

$$\hat{v}_f = -sL_f\hat{i}_f + \hat{v}_{ca} \quad (\text{A.14})$$

Substituindo-se as equações (A.6), (A.8) e (A.9) em (A.14), e fazendo $s = j\omega$, tem-se:

$$V_f(\cos(\gamma) + j\operatorname{sen}(\gamma)) = -j\omega L_f I_f(\cos(\delta) + j\operatorname{sen}(\delta)) + V_{ca} \quad (\text{A.15})$$

Separando-se as partes reais e imaginárias da equação (A.15), tem-se:

$$V_f \cos(\gamma) = \omega L_f I_f \operatorname{sen}(\delta) + V_{ca} \quad (\text{A.16})$$

$$V_f \operatorname{sen}(\gamma) = -\omega L_f I_f \cos(\delta) \quad (\text{A.17})$$

Substituindo-se (A.12) em (A.17) e (A.13) em (A.16), tem-se:

$$V_f \operatorname{sen}(\gamma) = -\omega L_f I_{ca} \cos(\beta) \quad (\text{A.18})$$

$$V_f \cos(\gamma) = \omega L_f (I_{ca} \operatorname{sen}(\beta) - \omega C_{ca} V_{ca}) + V_{ca} \quad (\text{A.19})$$

Dividindo-se (A.18) por (A.19), tem-se:

$$\frac{\operatorname{sen}(\gamma)}{\cos(\gamma)} = \frac{-\omega L_f I_{ca} \cos(\beta)}{\omega L_f I_{ca} \operatorname{sen}(\beta) + (-\omega^2 L_f C_{ca} + 1)V_{ca}} \quad (\text{A.20})$$

É possível observar que $\operatorname{sen}(\gamma)/\cos(\gamma) = \tan(\gamma)$, assim, na equação (A.20), tem-se que:

$$\gamma = \tan^{-1} \left(\frac{-\omega L_f I_{ca} \cos(\beta)}{\omega L_f I_{ca} \operatorname{sen}(\beta) + (-\omega^2 L_f C_{ca} + 1)V_{ca}} \right) \quad (\text{A.21})$$

Dividindo-se (A.13) por (A.12), tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{\operatorname{sen}(\delta)}{\cos(\delta)} &= \frac{I_{ca} \operatorname{sen}(\beta) - \omega C_{ca} V_{ca}}{I_{ca} \cos(\beta)} \\ &= \frac{\operatorname{sen}(\beta)}{\cos(\beta)} - \frac{\omega C_{ca} V_{ca}}{I_{ca} \cos(\beta)} \end{aligned} \quad (\text{A.22})$$

Na equação (A.22) fazendo $\operatorname{sen}(\delta)/\cos(\delta) = \tan(\delta)$ e $\operatorname{sen}(\beta)/\cos(\beta) = \tan(\beta)$, tem-se que:

$$\delta = \tan^{-1} \left(\tan(\beta) - \frac{\omega C_{ca} V_{ca}}{I_{ca} \cos(\beta)} \right) \quad (\text{A.23})$$

O ângulo β que aparece nas equações pode ser considerado como sendo o fator de potência da carga acoplada ao filtro LC. Para o circuito, é considerado que se conhece o tipo de carga

acoplada a sua saída, ou seja, se conhece a natureza de \hat{v}_{ca} e \hat{i}_{ca} , assim, a tensão \hat{v}_f e a corrente \hat{i}_f são determinadas utilizando as equações (A.21) e (A.23) juntamente com as equações dos seus respectivos valores de amplitude.

A fig. A.3 apresenta o diagrama fasorial do filtro LC para o VSR utilizando como base as equações (A.6)-(A.9), (A.10) e (A.14).

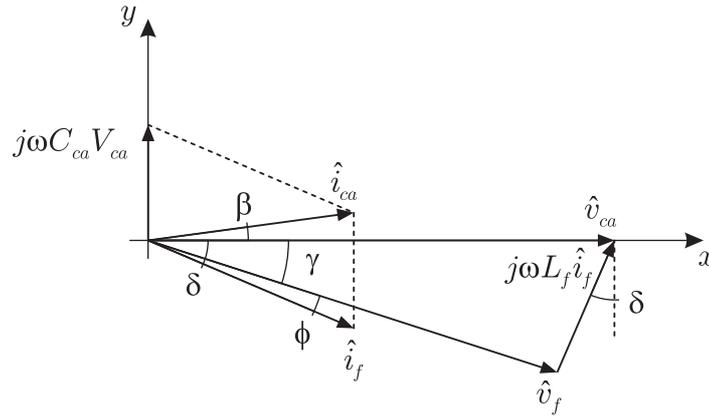


Figura A.3: Diagrama fasorial do filtro LC do VSR.

A.2.2 Análise para o VSI

No VSI o sentido das correntes \hat{i}_f e \hat{i}_{ca} se dá no sentido da esquerda para a direita do circuito da fig. A.2, setas pretas. A análise é feita da mesma forma que foi realizada anteriormente para o VSR, a diferença está apenas nas equações de corrente e tensão.

Assim, para o circuito da fig. A.2, com o conversor operando como VSI, utilizando a Lei de Kirchhoff das correntes, tem-se:

$$\hat{i}_f = \hat{i}_{ca} + sC_{ca}\hat{v}_{ca} \quad (\text{A.24})$$

já utilizando a Lei de Kirchhoff das tensões, tem-se que:

$$\hat{v}_f = sL_f\hat{i}_f + \hat{v}_{ca} \quad (\text{A.25})$$

Fazendo-se a mesma análise feita para o VSR, chega-se aos seguintes valores para γ e β :

$$\gamma = \tan^{-1} \left(\frac{\omega L_f I_{ca} \cos(\beta)}{-\omega L_f I_{ca} \sin(\beta) + (-\omega^2 L_f C_{ca} + 1)V_{ca}} \right) \quad (\text{A.26})$$

$$\delta = \tan^{-1} \left(\tan(\beta) + \frac{\omega C_{ca} V_{ca}}{I_{ca} \cos(\beta)} \right) \quad (\text{A.27})$$

A fig. A.4 apresenta o diagrama fasorial do filtro LC para o VSI utilizando como base as equações (A.6)-(A.9), (A.24) e (A.25).

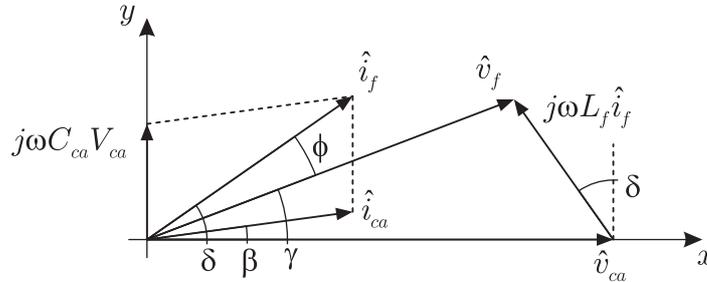


Figura A.4: Diagrama fasorial do filtro LC do VSI.

A.3 Análise fasorial do filtro LC do CSC

Também se faz importante a análise fasorial das variáveis envolvidas no filtro LC para o CSC. Na fig. A.5 é mostrado o filtro LC do CSC cujas variáveis e parâmetros encontram-se no domínio da frequência.

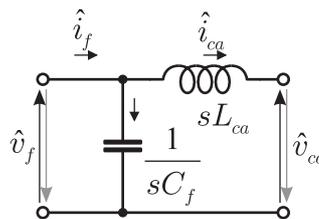


Figura A.5: Filtro LC do CSC.

No CSC o sentido das tensões \hat{v}_f e \hat{v}_{ca} definem se o conversor opera como CSR, setas cinzas, ou CSI, setas pretas.

As variáveis da fig. A.5 encontram-se no domínio da frequência, sobre o referencial síncrono, onde \hat{v}_{ca} está alinhado com o ângulo ωt , onde seus valores são descritos pelas equações (A.6)-(A.9):

A.3.1 Análise para o CSR

No CSR o sentido das tensões \hat{v}_f e \hat{v}_{ca} se dá de cima para baixo do circuito da fig. A.5, setas cinzas, o que caracteriza o fluxo de potência se deslocando da carga para o conversor.

Para o circuito da fig. A.5, utilizando a Lei de Kirchhoff das correntes, tem-se:

$$\hat{i}_f = \hat{i}_{ca} - sC_f\hat{v}_f \quad (\text{A.28})$$

Substituindo-se as equações (A.7), (A.8) e (A.9) em (A.28), e fazendo $s = j\omega$, tem-se que:

$$I_f(\cos(\delta) + j \operatorname{sen}(\delta)) = I_{ca}(\cos(\beta) + j \operatorname{sen}(\beta)) - j\omega C_f V_f(\cos(\gamma) + j \operatorname{sen}(\gamma)) \quad (\text{A.29})$$

Separando-se as partes reais e imaginárias da equação (A.29), tem-se:

$$I_f \cos(\delta) = I_{ca} \cos(\beta) + \omega C_f V_f \operatorname{sen}(\gamma) \quad (\text{A.30})$$

$$I_f \operatorname{sen}(\delta) = I_{ca} \operatorname{sen}(\beta) - \omega C_f V_f \cos(\gamma) \quad (\text{A.31})$$

Agora, utilizando a Lei de Kirchhoff das tensões no circuito da fig. A.5, para o CSR, tem-se que:

$$\hat{v}_f = -sL_{ca}\hat{i}_{ca} + \hat{v}_{ca} \quad (\text{A.32})$$

Substituindo-se as equações (A.6), (A.7) e (A.8) em (A.32), e fazendo $s = j\omega$, tem-se:

$$V_f(\cos(\gamma) + j \operatorname{sen}(\gamma)) = -j\omega L_{ca} I_{ca}(\cos(\beta) + j \operatorname{sen}(\beta)) + V_{ca} \quad (\text{A.33})$$

Separando-se as partes reais e imaginárias da equação (A.33), tem-se:

$$V_f \cos(\gamma) = \omega L_{ca} I_{ca} \operatorname{sen}(\beta) + V_{ca} \quad (\text{A.34})$$

$$V_f \operatorname{sen}(\gamma) = -\omega L_{ca} I_{ca} \cos(\beta) \quad (\text{A.35})$$

Substituindo-se (A.34) em (A.31) e (A.35) em (A.30), tem-se:

$$I_f \operatorname{sen}(\delta) = I_{ca} \operatorname{sen}(\beta) - \omega C_f(\omega L_{ca} I_{ca} \operatorname{sen}(\beta) + V_{ca}) \quad (\text{A.36})$$

$$I_f \cos(\delta) = I_{ca} \cos(\beta) - \omega^2 L_{ca} C_f I_{ca} \cos(\beta) \quad (\text{A.37})$$

Dividindo-se (A.36) por (A.37), tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{\text{sen}(\delta)}{\cos(\delta)} &= \frac{(1 - \omega^2 L_{ca} C_f) I_{ca} \text{sen}(\beta) - \omega C_f V_{ca}}{(1 - \omega^2 L_{ca} C_f) I_{ca} \cos(\beta)} \\ &= \frac{\text{sen}(\beta)}{\cos(\beta)} - \frac{\omega C_f V_{ca}}{(1 - \omega^2 L_{ca} C_f) I_{ca} \cos(\beta)} \end{aligned} \quad (\text{A.38})$$

Fazendo $\text{sen}(\delta)/\cos(\delta) = \tan(\delta)$ e $\text{sen}(\beta)/\cos(\beta) = \tan(\beta)$, na equação (A.38), tem-se que:

$$\delta = \tan^{-1} \left(\tan(\beta) - \frac{\omega C_f V_{ca}}{(-\omega^2 L_{ca} C_f + 1) I_{ca} \cos(\beta)} \right) \quad (\text{A.39})$$

Dividindo-se a equação (A.35) por (A.34), tem-se:

$$\frac{\text{sen}(\gamma)}{\cos(\gamma)} = \frac{-\omega L_{ca} I_{ca} \cos(\beta)}{\omega L_{ca} I_{ca} \text{sen}(\beta) + V_{ca}} \quad (\text{A.40})$$

Fazendo $\text{sen}(\gamma)/\cos(\gamma) = \tan(\gamma)$, na equação (A.40), tem-se que:

$$\gamma = \tan^{-1} \left(\frac{-\omega L_{ca} I_{ca} \cos(\beta)}{\omega L_{ca} I_{ca} \text{sen}(\beta) + V_{ca}} \right) \quad (\text{A.41})$$

O ângulo β que aparece nas equações é o fator de potência da carga acoplada ao filtro LC. Para o circuito, é considerado que se conhece o tipo de carga acoplada a sua saída, ou seja, se conhece a natureza de \hat{v}_{ca} e \hat{i}_{ca} , assim, a tensão \hat{v}_f e a corrente \hat{i}_f são determinadas utilizando as equações (A.39) e (A.41) juntamente com as equações dos seus respectivos valores de amplitude.

A fig. A.6 apresenta o diagrama fasorial do filtro LC para o CSR utilizando como base as equações (A.6)-(A.9), (A.28) e (A.32).

A.3.2 Análise para o CSI

No CSI o sentido das tensões \hat{v}_f e \hat{v}_{ca} se dá no sentido de baixo para cima do circuito da fig. A.5, setas pretas. A análise fasorial é feita da mesma forma que foi realizada anteriormente para o CSR, a diferença está apenas nas equações de corrente e tensão.

Assim, para o circuito da fig. A.5, com o conversor operando como CSI, utilizando a Lei de Kirchhoff das correntes, tem-se:

$$\hat{i}_f = \hat{i}_{ca} + sC_f \hat{v}_f \quad (\text{A.42})$$

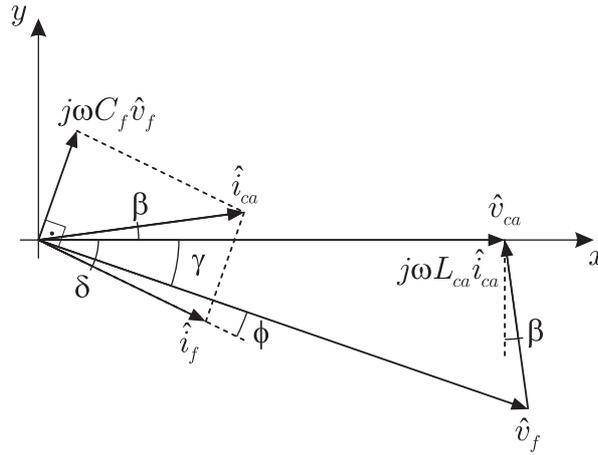


Figura A.6: Diagrama fasorial do filtro LC do CSR.

já utilizando a Lei de Kirchoff das tensões, tem-se que:

$$\hat{v}_f = sL_{ca}\hat{i}_{ca} + \hat{v}_{ca} \tag{A.43}$$

Fazendo-se a mesma análise feita para o CSR, chega-se aos seguintes valores para δ e γ para o CSI:

$$\delta = \tan^{-1} \left(\tan(\beta) + \frac{\omega C_f V_{ca}}{(-\omega^2 L_{ca} C_f + 1) I_{ca} \cos(\gamma)} \right) \tag{A.44}$$

$$\gamma = \tan^{-1} \left(\frac{\omega L_{ca} I_{ca} \cos(\beta)}{-\omega L_{ca} I_{ca} \sin(\beta) + V_{ca}} \right) \tag{A.45}$$

A fig. A.7 apresenta o diagrama fasorial do filtro LC para o CSI utilizando como base as equações (A.6)-(A.9), (A.42) e (A.43).

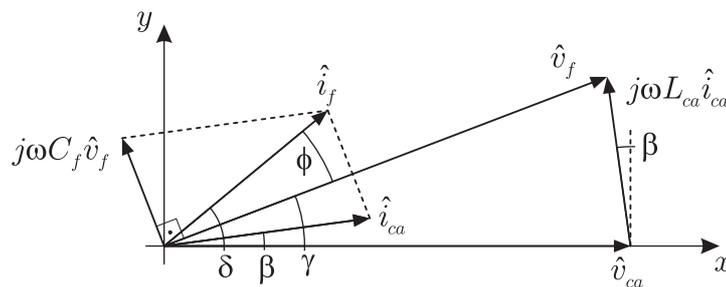


Figura A.7: Diagrama fasorial do filtro LC do CSI.

Referências

- std. 519-1992, I. (1993) IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems, IEEE Power Engineering Society / Industry Applications Society.
- Abrahamsen, F.; Blaabjerg, F.; Pedersen, J. K.; Grabowski, P. Z. e Thøgersen, P. (1998) On the energy optimized control of standard and high-efficiency induction motors in ct and hvac applications, IEEE Trans. Ind. Applicat., **34**:882–830.
- Akbaba, M. e Akbaba, M. C. (2001) Dynamic performance of a photovoltaic-boost converter powered dc motor-pump system, Proc. IEEE IEMDC'2001, pp. 356–361.
- Alexanderson, E. F. W. e Phillipi, E. L. (1944) History and development of the electronic power converter, American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the, **63**(9):654 –657.
- Andersen, H. R. e Pedersen, J. K. (1996) Low cost optimized control strategy for a variable speed three phase induction motor, Conf. Rec. PESC'96, **1**:920–924.
- Avery, C.; Burrow, S. e Mellor, P. (2010) Comparison of losses in igbt based voltage and current source converters using a single switching pole approach, In: *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), 5th IET International Conference on*, pp. 1 –6.
- de Azevedo, C.; Jacobina, C.; Ribeiro, L.; Lima, A. e Oliveira, A. (2002) Indirect field orientation for induction motors without speed sensor, In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE*, vol. 2, pp. 809 –814 vol.2.
- Bush, C. e Wang, B. (2009) A single-phase current source solar inverter with reduced-size dc link, In: *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, pp. 54 –59.

- Chaoui, A.; Gaubert, J.-P.; Krim, F. e Rambault, L. (2008) On the design of shunt active filter for improving power quality, In: *Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on*, pp. 31 –37.
- Choi, W.; Enjeti, P. e Howze, J. (2004) Development of an equivalent circuit model of a fuel cell to evaluate the effects of inverter ripple current, In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, vol. 1, pp. 355 – 361 Vol.1.
- Correa, M.; Jacobina, C.; Santos, P.; dos Santos, E. e Lima, A. (2005) Sensorless control strategies for single-phase induction motor drive system, In: *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, pp. 707 –713.
- de Doncker, R. e Novotny, D. W. (1988) The universal field oriented controller, IEEE-IAS Annu. Meeting, pp. 450–456.
- Fontes, G.; Turpin, C.; Astier, S. e Meynard, T. (2007) Interactions between fuel cells and power converters: Influence of current harmonics on a fuel cell stack, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **22**(2):670 –678.
- de Freitas, I.; Jacobina, C. e Cipriano dos Santos, E. (2010) Single-phase to single-phase full-bridge converter operating with reduced ac power in the dc-link capacitor, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **25**(2):272 –279.
- Gogolyuk, P.; Lysiak, V. e Grinberg, I. (2008) Influence of frequency control strategies on induction motor-centrifugal pump unit and its modes, *Proc. IEEE ISIE'2008*, pp. 656–661.
- Guo, J.; Qi, Y.; Xu, Y. e Liu, Y. (2006) Operation parameters optimization of centrifugal pumps in multi-sources water injection system, *Proc. IEEE ITIC'2006*, pp. 2216–2222.
- HadianAmrei, S.; Xu, D. e Lang, Y. (2006) A new approach to harmonics and interharmonics generation in general vsi/csi converters, In: *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, pp. 1 –7.
- Hartmann, L.; Vitorino, M.; Correa, M. e NogueiraLima, A. (2012) Combining model-based and heuristic techniques for fast tracking the maximum power point of photovoltaic systems, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **PP**(99):1.

- HISCRRP (1983) Hydraulic Institute Standards for Centrifugal, Rotary and Reciprocating Pumps, Hydraulic Institute, Cleveland, OH, 14^o edic..
- Holmes, D. G.; Atmur, P.; Beckett, C. C.; Bull, M. P.; Kong, W. Y.; Luo, W. J.; Ng, D. K. C.; Sachchithananthan, N.; Su, P. W.; Ware, D. P. e Wrzos, P. (2006) An innovative, efficient current-fed push-pull grid connectable inverter for distributed generation systems, Proc. IEEE PESC, pp. 1–7.
- Hussein, K.; Muta, I.; Hoshino, T. e Osakada, M. (1995a) Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions, Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-, **142**(1):59–64.
- Hussein, K. H.; Muta, I.; Hoshino, T. e Osakada, M. (1995b) Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions, IEE Proc. Gener. Transm. Distrib., **142**(1):59–64.
- Jacobina, C.; de Rossiter Correa, M.; Pinheiro, R.; da Silva, E. e Lima, A. (2001) Modeling and control of unbalanced three-phase systems containing pwm converters, Industry Applications, IEEE Transactions on, **37**(6):1807–1816.
- Klima, J. (2006) Analytical investigation of influence of dc-link voltage ripple on pwm vsi fed induction motor drive, In: *Industrial Electronics and Applications, 2006 1ST IEEE Conference on*, pp. 1–7.
- Klima, J.; Chomat, M. e Schreier, L. (2008) Torque and current ripple analytical investigation in space-vector pwm inverter fed induction motor drive under dc-bus voltage pulsation, In: *Electrical Machines, 2008. ICEM 2008. 18th International Conference on*, pp. 1–6.
- Klumpner, C. (2007) A new single-stage current source inverter for photovoltaic and fuel cell applications using reverse blocking igbts, In: *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*, pp. 1683–1689.
- Kolar, J. e Round, S. (2006) Analytical calculation of the rms current stress on the dc-link capacitor of voltage-pwm converter systems, Electric Power Applications, IEE Proceedings -, **153**(4):535–543.
- Kurachi, T.; Shoyama, M. e Ninomiya, T. (1995) Analysis of ripple current of an electrolytic capacitor in power factor controller, pp. 48–53 vol.1.

- Lacressonniere, F.; Cassoret, B. e Brudny, J.-F. (2005) Influence of a charging current with a sinusoidal perturbation on the performance of a lead-acid battery, *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, **152**(5):1365 – 1370.
- Lai, R.; Wang, F.; Burgos, R.; Pei, Y.; Boroyevich, D.; Wang, B.; Lipo, T.; Immanuel, V. e Karimi, K. (2008) A systematic topology evaluation methodology for high-density three-phase pwm ac-ac converters, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **23**(6):2665 –2680.
- Ledwich, G. (1991) Current source inverter modulation, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **6**(4):618 –623.
- Leonhard, W. (1985) *Control of Electric Drives*, McGraw-Hill, Berlin: Springer, 1^o edic..
- Li, R.; hung Chung, H. S. e Chan, T. (2007) An active modulation technique for single-phase grid-connected csi, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **22**(4):1373 –1382.
- Mohr, M. e Fuchs, F. (2005) Comparison of three phase current source inverters and voltage source inverters linked with dc to dc boost converters for fuel cell generation systems, In: *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, pp. 10 pp. –P.10.
- Moon, S.-R.; Lai, J.-S.; Park, S.-Y. e Liu, C. (2006) Impact of soft fuel cell source impedance on low frequency ac ripple, In: *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, pp. 1 –6.
- Naito, T.; Takei, M.; Nemoto, M.; Hayashi, T. e Ueno, K. (2004) 1200v reverse blocking igbt with low loss for matrix converter, In: *Power Semiconductor Devices and ICs, 2004. Proceedings. ISPSD '04. The 16th International Symposium on*, pp. 125 – 128.
- Namin, M. e Afsharnia, S. (2008) Grid-connected pv with maximum power point tracking techniques implemented in real case study of variable radiation, In: *Control and Modeling for Power Electronics, 2008. COMPEL 2008. 11th Workshop on*, pp. 1 –5.
- Oliveira, K. C.; Cavalcanti, M. C.; Azevedo, G. M. S. e Neves, F. A. S. (2006) Comparative study of maximum power point tracking techniques for photovoltaic systems, In: *Conf. Rec. VII INDUSCON*, pp. 1–6.
- Peng, F. Z. (2003) Z-source inverter, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **39**(2):504 – 510.

- Pottebaum, J. R. (1984) Optimal characteristics of a variable-frequency centrifugal pump motor drive, *IEEE Trans. Ind. Applic.*, **IA-20**:23–31.
- Sahan, B.; Araujo, S.; Noding, C. e Zacharias, P. (2010) Comparative evaluation of three-phase current source inverters for grid interfacing of distributed and renewable energy systems, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **PP**(99):1.
- Sanks, R. L.; Tchobanoglous, G.; Bosserman, B. E. e Jones, G. M. (1998) *Pumping Station Design*, Butterworth-Heinemann, 2^o edic..
- dos Santos Júnior, E. C. (2007) *Sistemas de Conversão Estático com Número Reduzido de Componentes*, Tese de Doutorado, UFCG.
- Shimizu, T.; Jin, Y. e Kimura, G. (2000) Dc ripple current reduction on a single-phase pwm voltage-source rectifier, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **36**(5):1419 –1429.
- Shujia, Z.; Baolin, Z.; Qingbo, H. e Xianhua, L. (2006) Virtual performance experiment of a centrifugal pump, *Proc. ICAT'06*, pp. 205–208.
- Silva, S.; Lopes, B.; Filho, B.; Campana, R. e Bosventura, W. (2004) Performance evaluation of pll algorithms for single-phase grid-connected systems, In: *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE*, vol. 4, pp. 2259 – 2263 vol.4.
- Suh, Y.; Steinke, J. e Steimer, P. (2007) Efficiency comparison of voltage-source and current-source drive systems for medium-voltage applications, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **54**(5):2521 –2531.
- Vitorino, M. e Corrêa, M. B. R. (2011a) Compensation of dc link oscillation in single-phase vsi and csi converters for photovoltaic grid connection, In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, pp. 2007 –2014.
- Vitorino, M. e Corrêa, M. B. R. (2011b) Compensation of dc link pulsation in single-phase static converters, In: *Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian*, pp. 753 –760.
- Vitorino, M. A. (2008) *Sistema de bombeamento fotovoltaico com motor de indução e sem baterias*, Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Campina Grande – Brasil.
- Vitorino, M. A. e Corrêa, M. B. R. (2009) High performance photovoltaic pumping system

- using induction motor, In: *Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian*, pp. 797 –804.
- Vitorino, M. A.; Corrêa, M. B. R.; Jacobina, C. B. e Lima, A. M. N. (2008) Sensorless induction motor drive for photovoltaic pumping applications, In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, pp. 1139 –1143.
- Vitorino, M. A.; Corrêa, M. B. R.; Jacobina, C. B. e Lima, A. M. N. (2011) An effective induction motor control for photovoltaic pumping, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **58**(4):1162 –1170.
- Vitorino, M. A.; Wang, R.; Corrêa, M. B. R. e Boroyevich, D. (2012) Compensation of dc-link oscillation in single-phase to single-phase vsc/csc and power density comparison, In: *Energy Conversion Congress and Exposition, 2012. ECCE 2012. IEEE*.
- Wiechmann, E.; Aqueveque, P.; Burgos, R. e Rodriguez, J. (2008) On the efficiency of voltage source and current source inverters for high-power drives, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **55**(4):1771 –1782.
- Williams, G. S. e Hazen, A. (1905) *Hydraulic Tables*, John Wiley, New York, 3^o edic..
- Yunus, H. e Bass, R. (1996) Comparison of vsi and csi topologies for single-phase active power filters, In: *Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record., 27th Annual IEEE*, vol. 2, pp. 1892 –1898 vol.2.