



ANÁLISE E SIMULAÇÃO DE UM SISTEMA DE MICROGERAÇÃO
DISTRIBUÍDA COM PILHA A COMBUSTÍVEL DE CATODO ABERTO E
CONVERTOR MULTINÍVEL MONOFÁSICO

Danilo do Nascimento Souza

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

Orientador: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Rio de Janeiro
Setembro de 2015

ANÁLISE E SIMULAÇÃO DE UM SISTEMA DE MICROGERAÇÃO
DISTRIBUÍDA COM PILHA A COMBUSTÍVEL DE CATODO ABERTO E
CONVERTOR MULTINÍVEL MONOFÁSICO

Danilo do Nascimento Souza

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

Examinada por:

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

Prof. Walter Issamu Suemitsu, Dr.-Ing.

Prof. José Andrés Santisteban Larrea, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

SETEMBRO DE 2015

Souza, Danilo do Nascimento

Análise e simulação de um sistema de Microgeração Distribuída com Pilha a Combustível de catodo aberto e conversor multinível monofásico/Danilo do Nascimento Souza. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2015.

XXV, 210 p.: il.; 29, 7cm.

Orientador: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Dissertação (mestrado) – UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica, 2015.

Referências Bibliográficas: p. 147 – 165.

1. Pilha a Combustível.
 2. Capacitor Flutuante.
 3. PEM.
 4. Ilhamento.
- I. Rolim, Luís Guilherme Barbosa. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

Dedico este trabalho a todos que de alguma forma puderam contribuir para o seu desenvolvimento, em especial aos meus familiares e amigos.

Agradecimentos

A Deus por ter me dado saúde e força para superar as dificuldades e que me serviram de estímulo para a conclusão deste estudo.

Aos meus familiares por todo carinho e compreensão.

Ao Professor Luís Guilherme Barbosa Rolim pela paciência e empenho na orientação deste trabalho.

Ao pesquisador Francisco Lopes do CEPEL pela ajuda nos experimentos da pilha a combustível.

Ao CEPEL pelo apoio financeiro durante o período de realização deste trabalho.

A toda equipe do Laboratório de Célula a Combustível do CEPEL obrigado por toda ajuda, por menor que tenha sido, mas que de alguma forma contribuíram.

A todos que direta ou indiretamente fizeram parte da minha formação, o meu muito obrigado.

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

ANÁLISE E SIMULAÇÃO DE UM SISTEMA DE MICROGERAÇÃO
DISTRIBUÍDA COM PILHA A COMBUSTÍVEL DE CATODO ABERTO E
CONVERSOR MULTINÍVEL MONOFÁSICO

Danilo do Nascimento Souza

Setembro/2015

Orientador: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Programa: Engenharia Elétrica

A crescente preocupação com o desenvolvimento sustentável e formas de geração mais eficientes de energia têm proporcionado um aumento no interesse por combustíveis alternativos e novos processos de geração de energia. Pilhas a combustível utilizadas como fontes de geração distribuída possuem um elevado potencial para atender essas expectativas devido à baixa ou nenhuma emissão de gases poluentes e por possuírem uma elevada eficiência. Este estudo propõe um sistema de microgeração formado por uma pilha a combustível de catodo aberto e um inversor monofásico conectado à rede, que atenda especificações de procedimentos de rede. Adicionalmente, nesse estudo é ainda apresentado e analisado o controle do inversor multinível a capacitores flutuantes para rastreamento de referências de potência em condições normais de operação e em operação *Fault Ride Through*. Nesse trabalho é ainda proposta a operação híbrida de métodos ativos de detecção de ilhamento para detecção de desvio de frequência pela realimentação positiva de frequência (AFDPF) e injeção periódica de reativo (VPR).

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

ANALYSIS AND SIMULATION OF A DISTRIBUTED MICRO-GENERATION
SYSTEM WITH OPEN CATHODE FUEL CELL AND SINGLE PHASE
MULTILEVEL INVERTER.

Danilo do Nascimento Souza

September/2015

Advisor: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Department: Electrical Engineering

The growing concern for sustainable development and more efficient forms of energy generation have provided an increased interest in alternative fuels and forms of energy generation. Fuel cells used as distributed generation sources have a high potential to meet these expectations due to low or no greenhouse gas emissions and by having a high efficiency. This study proposes a distributed generation system comprising an open-cathode fuel cell and a single phase inverter connected to the network, that meets grid codes specifications. Additionally, this study also presents and analyzes the control of the flying capacitor multilevel inverter for tracking power references in normal operation and in Fault Ride Through operation. This work also proposes hybrid operation of active islanding detection methods using active frequency drift with positive feedback (AFDPF) and reactive power variation (RPV).

Sumário

Agradecimentos	v
Lista de Figuras	xii
Lista de Tabelas	xx
Lista de Símbolos	xxii
Lista de Abreviaturas	xxiv
1 Introdução	1
1.1 Motivação e Objetivos	2
1.2 Estrutura do Documento	5
2 Pilhas a Combustível	7
2.1 Tensão de Circuito Aberto	8
2.2 Perdas na Pilha	11
2.2.1 Perdas por Ativação	11
2.2.2 Perdas Ôhmicas	12
2.2.3 Perdas por Concentração	12
2.3 Eficiência da Pilha a Combustível	13
2.4 Pilhas do tipo PEM	15
2.4.1 Aspectos Construtivos da Pilha PEM	17
2.4.2 Princípio de Operação	21

2.5	Conclusão Parcial	23
3	Estratégia de Operação da Pilha a Combustível para Microgeração	
	Distribuída	24
3.1	Pilha a Combustível de Catodo Aberto	26
3.1.1	Modelo da Pilha a Combustível	27
3.1.2	Ponto Ótimo de Operação da Pilha	32
3.2	Experimento	34
3.2.1	Modelagem da Purga	37
3.2.2	Resultados Simulados	40
3.3	Conversor CC-CC	44
3.3.1	Conversor <i>Push-Pull</i>	46
3.3.2	Controle para o Conversor Push-Pull	49
3.4	Conclusão Parcial	52
4	Estratégia de Operação do Conversor Multinível	54
4.1	Conversores Multiníveis	55
4.1.1	Grampeado por Diodos	56
4.1.2	Conversor Multinível em Ponte H em cascata	57
4.1.3	Conversor Multinível - Topologia em Capacitor Flutuante	58
4.1.4	Modos de Operação	60
4.1.5	Controle das Tensões nos Capacitores	64
4.1.6	Modelagem do Conversor Multinível a Capacitores Flutuantes	66
4.2	Operação em Modo FRT	78
4.3	Detecção e Sincronismo em Sistemas Monofásicos conectados à Rede	82
4.4	Cálculo de Potência para o Modo FRT	84
4.4.1	Estratégia para Injeção de Potência Reativa	86
4.4.2	Controle do Inversor	86
4.5	Conclusão Parcial	102

5	Ilhamento	103
5.1	Zona de Não-Detecção	104
5.2	Método de Detecção Passivo	108
5.2.1	Detecção por sobre/subtensão - sobre/subfrequência	108
5.3	Métodos Ativos de Detecção de Ilhamento	109
5.3.1	Métodos por Desvio de Frequência	110
5.3.2	Resultados de Simulação para Condições de Ilhamento	115
5.4	Teste de Religamento do Inversor	117
5.5	Simulação para Desvio de Frequência do lado da Rede	120
5.6	Conclusão Parcial	129
6	Simulação de um Sistema de Distribuição Real	130
6.1	Conclusão Parcial	141
7	Conclusão Geral	142
7.1	Trabalhos Futuros	145
	Referências Bibliográficas	147
A	Controlador Proporcional Ressonante	166
B	Estruturas de Detecção e Sincronismo	172
B.1	PLL - <i>Phase Locked Loop</i>	172
B.2	Estrutura Básica de um PLL	172
B.3	Modelo Linearizado do PLL	175
B.3.1	Análise de Resposta do PLL	177
B.4	Detecção de Fase baseada em Sinais em Quadratura	179
B.4.1	PLL baseado na Transformada Inversa de Park	182
B.5	PLLs baseado em Filtro Adaptativo	186
B.5.1	EPLL - <i>Enhanced PLL</i>	187
B.5.2	Filtro Adaptativo de Segunda Ordem	189
B.5.3	Integrador Generalizado de Segunda-Ordem (SOGI)	191

B.5.4	SOGI-PLL	194
B.6	SOGI-FLL	196
B.6.1	Análise do SOGI-FLL	199
C	Critério de Fase	208

Lista de Figuras

2.1	Esquema Básico da Pilha a Combustível.	8
2.2	Curva de Polarização da Pilha a Combustível	13
2.3	Esquema Construtivo da Pilha.	18
2.4	Disposição das placas bipolares e de extremidade.	18
2.5	Diagrama da Pilha a Combustível com operação em anodo <i>Dead-Ended</i> . <i>P</i> representa o comando da válvula de pressão e <i>U1</i> é o comando da válvula de purga.	21
3.1	Esquema para a estratégia de operação da pilha.	26
3.2	Modelo Elétrico Simplificado da Pilha a Combustível.	28
3.3	Gráfico do Ponto Ótimo de Operação da Pilha.	34
3.4	Comando ON/OFF da Válvula de Purga.	36
3.5	Vazão de H_2^1	37
3.6	Relação Linear entre a vazão de H_2 e corrente.	38
3.7	Vazão de H_2 para um degrau de corrente.	39
3.8	Tensão na Pilha devido à purga de H_2	40
3.9	Vazão de H_2 obtida pelo modelo.	41
3.10	Tensão na Pilha obtida pelo modelo.	41
3.11	Gráfico da eficiência da pilha para o ponto de operação determinado pela função objetivo.	42
3.12	Gráfico da utilização do H_2	42
3.13	Gráfico da Potência da Pilha.	43

3.14	Comparativo entre as tensões obtidas a partir do experimento e com o modelo simulado.	43
3.15	Topologia do Conversor <i>Push-Pull</i> fonte de corrente.	46
3.16	Formas de Onda para o conversor <i>Push-Pull</i> fonte de corrente.	47
3.17	Etapas de Operação.	48
3.18	Circuito para o Conversor <i>Push-Pull</i> conectado à pilha.	49
3.19	Disparo das Chaves para o Controle de Corrente.	50
3.20	Corrente no Indutor L_2 do Conversor.	51
3.21	Corrente no Indutor L_1	51
3.22	Tensão no Capacitor C_{in}	52
4.1	Inversor Multinível grampeado a diodos a 5-níveis.	57
4.2	Inversor com Ponte H em cascata para 5-níveis.	58
4.3	Estrutura Básica do Inversor Multinível a Capacitores Flutuantes com 4-níveis.	59
4.4	Forma de Onda do Inversor a Capacitor Flutuante a 4-níveis.	61
4.5	Modos de Operação do Conversor Multinível a Capacitor Flutuante a 4-níveis.	62
4.6	Modos de Operação do Conversor Multinível a Capacitor Flutuante a 4-níveis.	63
4.7	Topologia em Capacitores Flutuantes para n-níveis.	67
4.8	Formas de onda de modulação e portadora para o método <i>m-modificado</i>	69
4.9	Diagrama de Blocos do método <i>m-modificado</i>	72
4.10	a) V_{C_1} e b) V_{C_2} . Tensões nos capacitores C_1 e C_2 para variação de carga linear pelo método <i>m-modificado</i>	73
4.11	Circuito para carga não-linear.	74
4.12	Forma de onda das fontes de corrente harmônicas.	75
4.13	Tensões nos capacitores V_{C_1} e V_{C_2} para carga não-linear pelo método <i>m-modificado</i>	76

4.14	Requisitos em modo FRT para Sistemas de Distribuição em diferentes países.	80
4.15	Requisitos de Suporte de Tensão em Situações de Falta [1].	80
4.16	Requisitos de suportabilidade a subtensões decorrentes de falta na rede [2].	81
4.17	Estrutura geral do sistema a pilha a combustível monofásico conectado à rede.	81
4.18	Representação do diagrama de correntes para a estratégia de corrente de pico constante. a) $0,5 \leq v_{pcc} < 0,8$, b) $v_{pcc} < 0,5$	87
4.19	Malha de Controle de Corrente.	87
4.20	Diagrama de Resposta em Frequência para o PRHC para $k_p = 22$, $k_r = 500$, $\omega_c = 1 \text{ rad/s}$ e $k_{rh} = 5000$	88
4.21	Malha de Controle de Potência.	89
4.22	Curva de Potência Ativa diante de afundamento de tensão de 0,65 p.u. com falta aplicada em 0,5s.	92
4.23	Curva de Potência Reativa diante de afundamento de tensão de 0,65 p.u. com falta aplicada em 0,5s.	92
4.24	Injeção periódica de Q.	93
4.25	Tensão no Ponto de Acoplamento Comum com falta aplicada de 0,65 p.u.	93
4.26	Rastreamento de Corrente no Inversor com falta de 0,65 p.u.	94
4.27	Rastreamento de Corrente no Inversor com falta de 0,65 p.u. em detalhe.	94
4.28	Tensão no Elo CC para falta de 0,65 p.u.	95
4.29	Tensão no Capacitor C_1 da topologia em capacitor flutuante para falta de 0,65 p.u.	95
4.30	Tensão no Capacitor C_2 da topologia em capacitor flutuante para falta de 0,65 p.u.	96

4.31	Defasagem introduzida pela injeção de reativo durante o modo normal de operação da pilha.	96
4.32	Curva de Potência Ativa diante de afundamento de tensão de 0,45 p.u com falta aplicada em 0,5 s.	98
4.33	Curva de Potência Reativa diante de afundamento de tensão de 0,45 p.u com falta aplicada em 0,5 s.	98
4.34	Tensão no ponto de acoplamento comum para falta de 0,45 p.u.	99
4.35	Rastreamento da corrente no inversor para falta de 0,45 p.u.	99
4.36	Rastreamento da corrente no inversor para falta de 0,45 p.u. em detalhe.	100
4.37	Tensão no Elo CC para falta de 0,45 p.u.	100
4.38	Tensão no capacitor C_1 do conversor multinível para falta de 0,45 p.u.	101
4.39	Tensão no capacitor C_2 do conversor multinível para falta de 0,45 p.u.	101
5.1	a) Conexão do Inversor à rede e à carga. b) (NDZ - Zona de Não-Detecção, UV/OV - <i>Under Voltage / Over Voltage</i> , UF/OF - <i>Under Frequency / Over Frequency</i>).	105
5.2	Forma de Onda pelo Método AFD Convencional.	111
5.3	Variação Periódica da Potência Reativa.	113
5.4	Diagrama de fase do Método VPR.	113
5.5	Curva ΔQ - f.	114
5.6	Gráfico de Potências para a condição de ilhamento do inversor acionado por subfrequência.	116
5.7	Corrente no Inversor para a condição de ilhamento e desconexão por subfrequência.	116
5.8	Frequência para a condição de subfrequência a partir da aplicação do método VPR e AFDPF.	117
5.9	Gráfico de Potências para condição de ilhamento do inversor acionado por sobrefrequência.	118

5.10	Corrente no Inversor para a condição de ilhamento e desconexão por sobrefrequência.	118
5.11	Frequência para a condição de sobrefrequência a partir da aplicação do método VPR e AFDPF.	119
5.12	Gráfico de Potência Ativa para condição de religamento do inversor em oposição de fase após desconexão.	120
5.13	Gráfico de Potência Reativa para condição de religamento do inversor em oposição de fase após desconexão.	121
5.14	Rastreamento de Corrente no Inversor para condição de religamento em oposição de fase.	122
5.15	Gráfico da tensão no elo CC na condição de religamento em oposição de fase.	123
5.16	Tensão no capacitor C_1 durante desconexão e religamento do inversor em oposição de fase.	123
5.17	Tensão no capacitor C_2 durante desconexão e religamento do inversor em oposição de fase.	124
5.18	Variação de Frequência imposta na Rede obtida pelo SOGI-FLL-m.	125
5.19	Diminuição de Injeção de Potência Ativa em função de elevação de frequência da rede.	125
5.20	Rastreamento de Corrente no Inversor para $f=60,7$ Hz e $P=0,92$ p.u.	126
5.21	Rastreamento de Corrente no Inversor para $f=61$ Hz e $P=0,80$ p.u.	126
5.22	Rastreamento de Corrente no Inversor para $f=60$ Hz e $P=1,0$ p.u.	127
5.23	Variação no THD da corrente do inversor nas condições de variação de frequência da rede.	127
5.24	Tensão no Elo CC a partir de variação de frequência da rede.	128
6.1	Forma de Onda da Corrente para Residência tipo "A".	132
6.2	Forma de Onda da Corrente para Residência tipo "B".	132
6.3	Forma de Onda da Corrente para Residência tipo "C".	133
6.4	Forma de Onda da Corrente para Residência tipo "D".	133

6.5	THD de tensão no PCC para os casos de harmônicos na carga e harmônicos de tensão para o caso com o inversor.	134
6.6	THD de tensão no PCC para os casos de harmônicos na carga e harmônicos de tensão para o caso sem o inversor.	134
6.7	THD de corrente no inversor para o caso base (rede sem harmônicos), harmônicos na carga e harmônico de tensão.	136
6.8	Modelo de Rede de Distribuição.	139
A.1	Resposta em Frequência para os Controladores PI e PR.	168
A.2	Resposta em Frequência para o Controlador PR não-ideal.	169
A.3	Resposta em Frequência para o Controlador PR não-ideal quando k_r varia.	169
A.4	Resposta em Frequência para o Controlador PR não-ideal quando ω_c varia.	170
A.5	Resposta em Frequência para o Controlador PR não-ideal quando k_p varia.	171
B.1	Estrutura Básica do PLL.	173
B.2	Estrutura Básica do PLL.	174
B.3	Modelo Linearizado do PLL.	176
B.4	Resposta ao degrau de fase e frequência do PLL elementar.	178
B.5	Diagrama do PLL para o detector de fase em quadratura.	180
B.6	Resposta ao PLL com detector de fase em quadratura para degrau de frequência.	180
B.7	Detector de Fase baseado em sinais em quadratura com a Transformação de Park.	180
B.8	Representação Vetorial do Sistema de Geração de Sinais em Quadratura.	182
B.9	PLL baseado na transformada inversa de Park.	183
B.10	Resposta em Frequência para o Detector de Fase baseado na transformada inversa de Park.	184

B.11 Resposta ao PLL com transformada inversa de Park para desvio de fase (45°), <i>salto</i> de frequência (5 Hz) e afundamento de tensão: a) frequência detectada, b) amplitude do sinal, c) componentes V_d e V_q do sinal, d) Sinais em quadratura.	185
B.12 Filtro Adaptativo de Cancelamento de Ruído (ANC).	187
B.13 Diagrama do Algoritmo MMQ para o sistema ANC.	188
B.14 Diagrama do EPLL com filtro ANF.	188
B.15 Resposta ao EPLL com desvio de fase de (45°), <i>salto</i> de frequência (5 Hz) e afundamento de tensão: a) Sinal v e v' , b) Frequência do Sinal, c) Amplitude do sinal, d) Saída do detector de fase, ϵ_{pd}	190
B.16 Diagrama do filtro AF de segunda-ordem.	191
B.17 Gerador de Sinais em Quadratura Baseado no SOGI.	192
B.18 Filtro Adaptativo baseado no SOGI.	192
B.19 Resposta do SOGI com $t_s = 17\text{ ms}$, $k = \sqrt{2}$, $\omega' = 2\pi \cdot 60\text{ rad/s}$	193
B.20 Diagrama do SOGI-PLL.	194
B.21 Resposta ao SOGI-PLL com desvio de fase de (45°), <i>salto</i> de frequência (5 Hz) e afundamento de tensão: a) Sinal v' e qv' , b) Frequência do Sinal, c) Sinais v_d e v_q , d) Erro na detecção de fase, ϵ_θ	195
B.22 a) Comparativo de frequência entre o PLL e o SOGI-PLL, b) Comparativo entre os erros de fase do PLL e o SOGI-PLL.	196
B.23 Diagrama do SOGI-QSG modificado.	197
B.24 a) Resposta em Frequência para v' , b) Resposta em Frequência para qv'	197
B.25 Diagrama de Bode de $E(s)$ e $Q(s)$ em um sistema SOGI.	199
B.26 Estrutura do SOGI-FLL.	200
B.27 Diagrama simplificado de adaptação em frequência do FLL.	203
B.28 Diagrama do SOGI-FLL com normalização de ganho.	203

B.29	Resposta ao SOGI-FLL com ganho normalizado. a) e b) sinais em quadratura detectados e frequência detectada quando o signal apresenta um <i>salto</i> de frequência, c) e d) sinais em quadratura e frequência detectada na ocorrência de um <i>sag</i> de tensão de 0,2 p.u.	204
B.30	Resposta ao SOGI-FLL com ganho normalizado para entrada com sinais contínuos. a) e b) frequência e amplitude para 20% de nível CC na entrada, c) e d) frequência e amplitude para THD de 8% e nível CC de 20%.	205
B.31	Resposta ao SOGI-FLL com ganho normalizado quando ocorre um <i>salto</i> de frequência e uma variação de amplitude. a) Sinais em Quadratura, b) Frequência Detectada c) Detecção da Amplitude de entrada, d) Erro na detecção do ângulo de fase $\theta - \theta'$	206
C.1	Curvas de Ângulo de Fase. a) $k=0,1$, b) $k=0,9$	209

Lista de Tabelas

2.1	$\Delta(\bar{g}_f)$ para várias temperaturas	9
3.1	Parâmetros do Modelo Equivalente Elétrico da Pilha.	35
4.1	Estados de Chaveamento da Topologia em Capacitor Flutuante do Inversor Multinível a 4-níveis, (1-chave ligada, 0- chave desligada). . .	60
4.2	Parâmetros do Sistema.	78
4.3	Comparativo das Topologias de Detecção e Sincronismo para desvio de frequência de 60 para 55 Hz.	83
4.4	Comparativo das Topologias de Detecção e Sincronismo para afundamento de 0,5 p.u. de amplitude.	83
4.5	Comparativo das Topologias de Detecção e Sincronismo para desvio de fase de 45°.	83
5.1	Limites de Tensão e Frequência de acordo com a norma da Light. . .	107
6.1	Conteúdo harmônico das formas de onda de corrente da residência tipo "A"[3].	131
6.2	Conteúdo harmônico das formas de onda de corrente da residência tipo "B"[3].	135
6.3	Conteúdo harmônico das formas de onda de corrente da residência tipo "C"[3].	136
6.4	Conteúdo harmônico das formas de onda de corrente da residência tipo "D"[3].	137

6.5	Parâmetros de Simulação para o Transformador de 45 kVA [4].	138
6.6	Número de Residências por Fase [4].	138
6.7	Conteúdo harmônico das tensões utilizado nas Simulações [3].	138
6.8	Distorções Harmônicas Individuais de Tensão com o inversor [5]	140
6.9	Distorção Harmônica Individual de corrente com o inversor [6]	140

Lista de Símbolos

E_n	Tensão de Nernst, p. 29
E_{oc}	Tensão de Circuito Aberto, p. 29
P_{ar}	Pressão Absoluta do ar, p. 30
P_{fuel}	Pressão Absoluta do Combustível, p. 30
R_{ohm}	Resistência ôhmica da pilha, p. 12
T_d	Tempo de Resposta, p. 29
T_0	Temperatura padrão de referência, p. 10
T_{fc}	Temperatura da pilha a combustível, p. 10
V_{act}	Perdas por ativação, p. 13
V_{conv}	Perdas por concentração, p. 13
V_{fuel}	Vazão de hidrogênio, p. 30
V_{ohm}	Perdas ohmicas, p. 13
ΔH	Variação de entalpia, p. 14
$\Delta \bar{g}_f$	diferença na energia livre de Gibbs., p. 8
Ψ	Função Objetivo, p. 33
α	Coefficiente de Transferência de Carga, p. 29

\dot{m}_{H_2}	Vazão de Hidrogênio, p. 38
λ_m	Teor de Água na membrana, p. 12
σ_m	Condutividade da membrana, p. 12
i_0	Densidade de corrente de troca, p. 11
k_c	Constante de Tensão em Condições Normais de Operação, p. 30
p_{H_2O}	Pressão Parcial da Água, p. 10
p_{H_2}	Pressão Parcial do Hidrogênio, p. 10
p_{O_2}	Pressão Parcial do Oxigênio, p. 10
t_m	Espessura da membrana, p. 12
A	Constante de Tafel, p. 11
E	Tensão da pilha a combustível, p. 9
F	Constante de Faraday, p. 9
N	Número de Avogadro, p. 9
R	Constante Universal dos Gases, p. 10
h	Constante de Planck, p. 29
w	Percentual de vapor de água no oxidante, p. 30
x	Percentual de hidrogênio no combustível, p. 30
y	Percentual de oxigênio no oxidante, p. 30
z	Número de Elétrons em movimento, p. 29

Lista de Abreviaturas

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas, p. 3
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica, p. 3
BoP	Balanço de Planta, p. 27
DEA	Dead-Ended Anode, p. 20
DHI	Distorção Harmônica Individual, p. 135
FRT	Fault-Ride-Through, p. 3
FT	Flow-Through, p. 20, 34
LHV	Low Heating Value, p. 33
MEPT	Maximum Efficiency Point Tracking, p. 32
MPPT	Maximum Power Point Tracking, p. 32
PCC	Point of Common Coupling, p. 6
PEM	Proton Exchange Membrane, p. 16
PS-SPWM	Phase Shift-Sinusoidal Pulse Width Modulation, p. 64
SOGI-FLL	Second Order Generalized Integrator - Frequency Locked Loop, p. 6
SPCs	Sistemas de Pilha a Combustível, p. 55

THD Total Harmonic Distortion, p. 6

UCP Unidade de Condicionamento de Potência, p. 3

Capítulo 1

Introdução

A crescente preocupação com o desenvolvimento sustentável e formas de geração mais eficientes de energia têm proporcionado um aumento no interesse por combustíveis alternativos e novos processos de geração de energia. A dependência dos combustíveis fósseis tem resultado em uma inexorável poluição do ar e em dificuldades crescentes para exploração das reservas de petróleo do mundo. Além do risco à saúde de muitas espécies, incluindo a nossa, a poluição está indiretamente causando a mudança na atmosfera mundial (aquecimento global). Essa tendência no aquecimento global se tornará ainda pior devido ao crescente aumento do uso dos combustíveis fósseis para geração de energia em virtude do aumento da população mundial. Ademais das questões ambientais e de saúde, as reservas mundiais de combustíveis fósseis estão diminuindo rapidamente. O mundo precisa de formas de gerar energia com baixa emissão de gases poluentes, com eficiência elevada e cujos principais insumos energéticos tenham suprimento ilimitado para atender a demanda de uma população em expansão.

O mercado global de energia elétrica conectada à rede cresce numa taxa de aproximadamente 100 GW por ano [7]. No passado, essa demanda vinha sendo atingida por meio de um contínuo desenvolvimento de plantas de geração centralizadas, com extensas linhas de transmissão para distribuir a energia. A distribuição de energia baseada nessa estrutura centralizada apresenta altas emissões de gases poluentes e

baixa eficiência, como resultado das fontes de energia primária serem baseadas em combustíveis fósseis e de haver perdas não desprezíveis durante a transmissão.

Atualmente com questões referentes à escassez de combustíveis fósseis, aquecimento global e segurança energética, muitas nações estão se voltando para a energia alternativa para atender essa crescente demanda por energia. A geração distribuída utilizando recursos naturais renováveis é vista como o melhor meio de se atender tal demanda energética ao mesmo tempo aumentando a eficiência, reduzindo a emissão de gases poluentes e reduzindo a sobrecarga da rede existente. Plantas de geração em menor escala são localizadas próximas aos pontos de demanda, permitindo aos usuários controlar a sua produção e demanda, e impõem uma melhoria na eficiência pela redução das perdas por transmissão e distribuição. A segurança energética é aprimorada por meio da menor dependência de uma única fonte de energia, com uma diversidade maior de fontes distribuídas por toda uma região. Além disso, a geração distribuída provê mais oportunidades para cogeração. O calor gerado pelas plantas de geração é utilizado para aplicações industriais e aquecimento urbano. Pilhas a combustível são duas ou três vezes mais eficientes do que motores de combustão interna e mantêm uma eficiência elevada em diferentes níveis de potência ao passo que geradores de turbina a diesel e gás possuem uma eficiência bem inferior. Adicionalmente, pilhas a combustível são mais confiáveis e possuem custos de manutenção mais baixos do que muitas outras formas de energia usadas em geração distribuída.

1.1 Motivação e Objetivos

A literatura de um modo geral possui pouca informação sobre pilhas a combustível como uma forma de geração distribuída. As normas brasileiras vigentes para sistemas de microgeração ainda não contemplam as pilhas a combustíveis como uma fonte de energia, no entanto à medida que as fontes alternativas vigentes forem adquirindo mais espaço, as pilhas a combustíveis devem seguir o mesmo caminho, ainda que mais demorado em virtude de toda a questão do uso e armazenagem do hidrogênio.

De um modo geral, sistemas de pilha a combustível possuem uma unidade de condicionamento de potência (UCP) constituída por um conversor CC/CC e um conversor CC/CA. O conversor CC/CC é responsável pela elevação e regulação da tensão não-regulada da pilha no nível CC do inversor. Nesta dissertação é utilizado um conversor Push-Pull fonte de corrente em topologia isolada, pois trata-se de uma topologia vantajosa para pilhas a combustível em função do baixo *ripple* de corrente introduzido. Esse conversor atua com controle de corrente que ajusta o ponto ótimo de operação da pilha.

No tocante ao inversor, a proposta de utilização da topologia em conversor multinível se torna atraente em virtude dos diversos benefícios que essa estrutura possui em relação à topologia de conversores a dois níveis [8]. Pode-se citar a diminuição da distorção de tensão de saída e a redução do *stress* dv/dt nas chaves semicondutoras. No contexto deste trabalho, a proposta de utilização de uma estrutura em conversor multinível é interessante de modo a atender especificações de THD, níveis de harmônico na corrente do inversor e de tensão no ponto de acoplamento comum de acordo com as normas brasileiras para sistemas de microgeração.

A norma da Light para sistemas de microgeração distribuída (< 100 kW) estabelece, de acordo com a Resolução Normativa n° 482 da ANEEL [9], que os inversores das fontes alternativas de energia devem satisfazer critérios como proteção de sobrecorrente, sub/sobrefrequência, sub/sobretensão e serem capazes de se desconectar da rede principal em caso de ocorrência de ilhamento. A norma ainda estabelece critérios de injeção de potência ativa caso a frequência do lado da rede sofra elevação em virtude de excesso de geração. Embora não seja contemplado na norma da Light, a norma ABNT 16149-2013 estabelece que sistemas de geração distribuída com potência nominal superior a 6 kW devem ser capazes de operar em modo FRT (*Fault Ride Through*), ou seja, na ocorrência de uma falta o sistema da pilha deve ser capaz de se manter conectado à rede principal durante um certo período de tempo estabelecido pela norma. Ainda que a norma da ABNT 16149 não seja específica quanto ao critério a ser adotado, normas internacionais como a E.ON estabelecem

critério de suporte de reativo durante o período de falta que é o que será adotado como critério no controle do inversor nesse estudo.

No que tange à função anti-ilhamento do inversor, a norma da Light fornece os limites de referência tanto de tensão quanto de frequência para o ponto de acoplamento comum. Normalmente, métodos passivos de detecção de ilhamento são pouco eficientes em situações de casamento de carga e geração. Assim é comum a utilização de métodos ativos de detecção de ilhamento que operem de forma a levar o inversor a exceder os limites de frequência e tensão estabelecidos pela norma. Entre os métodos ativos destacam-se os métodos por desvio de frequência [10],[11] em virtude da sua simplicidade de implementação tanto em nível de simulação quanto em *hardware*. No entanto, os métodos propostos na literatura para desvio ativo de frequência (AFD) não são adequados para a realidade brasileira. Os métodos AFD funcionam a partir da imposição de uma perturbação de corrente agregada à corrente produzida pelo inversor. No caso da realidade brasileira em que a frequência de tensão no ponto de acoplamento comum, f_{pcc} , é dada por ($57,5 \leq f_{pcc} \leq 62$ Hz), o nível de distorção harmônica de corrente é excedido nessas circunstâncias ($> 5\%$). Portanto, torna-se imperativo a utilização de algum outro método que atue de forma híbrida com o método AFD de modo a atender as especificações da norma. Neste estudo é proposto o método VPR (Variação de Potência Reativa) atuando de forma concomitante com o método AFD e com realimentação positiva de frequência de modo a satisfazer a norma.

Pilhas a combustível do tipo PEM (*Proton Exchange Membrane*) são largamente estudadas devido a sua elevada eficiência, capacidade de funcionar de forma silenciosa e possuem como produtos de saída água e calor. As pilhas do tipo PEM podem ser utilizadas para uma variedade de aplicações tais como: estacionária, transporte e aplicações portáteis. O foco deste estudo é na aplicação estacionária da pilha. Pequenas centrais estacionárias operam na faixa de potência de 1 kW a 10 kW [12]. De acordo com a Norma da Light para microgeração, o sistema com potência de geração instalada inferior a 10 kW tem a opção de operar de forma monofásica.

Portanto, esta dissertação visa propor um sistema de microgeração distribuída monofásico que satisfaça as condições de procedimentos de rede para interligação com a rede de distribuição.

Os objetivos desse trabalho são:

- Formulação e análise de um modelo equivalente elétrico de uma pilha a combustível de catodo aberto que contemple os efeitos da purga;
- Proposta de estratégia para operação da pilha que leve em consideração a eficiência e potência da pilha como variáveis de otimização;
- Estudo e análise de diferentes métodos de detecção e sincronismo baseados em PLL e FLL para avaliação de sub/sobrefrequência e sub/sobretensão;
- Estudo, análise e proposta de métodos anti-ilhamento para o inversor baseados em desvio de frequência;
- Estudo do controle do inversor perante situações de falta e ilhamento para um modelo equivalente de rede;
- Análise de THD e níveis de harmônicos para um modelo real de rede de distribuição.

1.2 Estrutura do Documento

Este trabalho é dividido em sete capítulos cujos conteúdos são descritos a seguir:

→ **Capítulo 2** - Neste capítulo são apresentados o conceito sobre a pilha a combustível, as perdas associadas, o seu princípio básico de operação, a eficiência e alguns aspectos construtivos da pilha do tipo PEM.

→ **Capítulo 3** - Neste capítulo é apresentado o modelo da pilha a combustível de catodo aberto e o critério de escolha do ponto ótimo de operação da pilha. É ainda feita uma análise quanto ao efeito que a purga do hidrogênio tem na tensão

de saída da pilha e na vazão mássica de hidrogênio. Esse capítulo ainda apresenta a topologia do conversor *Push-Pull* fonte de corrente.

→ **Capítulo 4** - Este capítulo apresenta a topologia em conversor multinível a capacitores flutuantes em meia-ponte, os modos de operação e o critério de controle para regulação da tensão dos capacitores. É ainda apresentado o modo de operação em FRT do sistema da pilha e alguns métodos de detecção e sincronismo. Uma ênfase é dada ao método SOGI-FLL por apresentar melhores respostas dinâmicas para desvio de frequência. Outrossim, este capítulo introduz o controle do inversor para obtenção da corrente de referência a partir dos valores de potência ativa e reativa.

→ **Capítulo 5** - Este capítulo introduz o conceito de ilhamento para sistemas de microgeração distribuída e apresenta os métodos ativos de detecção de ilhamento adotados. São ainda apresentados os critérios e resultados para religamento do inversor em oposição de fase e para variação de potência ativa fornecida pela pilha diante de variações de frequência da rede.

→ **Capítulo 6** - Este capítulo apresenta um sistema de distribuição real simulado em ambiente Matlab/Simulink para avaliar o comportamento do controle do inversor em uma rede mais realista. Neste capítulo são analisados o THD e níveis de harmônicos tanto de tensão no PCC quanto de corrente do inversor.

→ **Capítulo 7** - Conclusão e considerações finais sobre o trabalho.

Capítulo 2

Pilhas a Combustível

Uma pilha a combustível é um dispositivo de conversão de energia que eletroquimicamente converte energia química por meio de dois reagentes, o combustível e um oxidante, em energia elétrica. O combustível normalmente utilizado é o hidrogênio. Já o oxidante mais comumente utilizado é o oxigênio, normalmente em forma de ar ambiente. A pilha produz energia à medida que o combustível e o oxidante são consumidos.

As reações eletroquímicas ocorrem nos eletrodos à medida que o combustível e o oxidante são fornecidos produzindo ou consumindo elétrons e íons. Elétrons são produzidos no anodo e consumidos no catodo. Os elétrons se movem do anodo para o catodo via um circuito externo - um processo que resulta em corrente elétrica que a pilha a combustível produz. No interior da pilha, íons fluem entre o anodo e o catodo. O cátion flui para o catodo onde há a combinação com os elétrons vindo do anodo pelo circuito externo. Para que a reação ocorra normalmente é necessária a presença de um catalisador. O processo de transporte de elétrons e íons no catodo gera produtos residuais, água e calor. A Fig.2.1 ilustra o esquema básico da pilha a combustível.

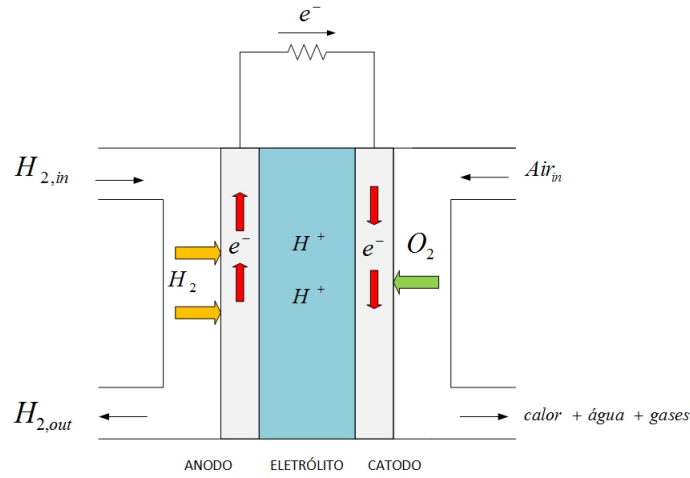


Figura 2.1: Esquema Básico da Pilha a Combustível.

2.1 Tensão de Circuito Aberto

Considere a reação básica para o hidrogênio/oxigênio da pilha:



que é equivalente a



O produto é um mol de H_2O e os reagentes são um mol de H_2 e meio mol de O_2 .

Assim,

$$\Delta \bar{g}_f = \bar{g}_{f_{produto}} - \bar{g}_{f_{reagentes}}. \quad (2.3)$$

Logo temos

$$\Delta \bar{g}_f = (\bar{g}_f)_{H_2O} - (\bar{g}_f)_{H_2} - \frac{1}{2}(\bar{g}_f)_{O_2}. \quad (2.4)$$

em que $\Delta \bar{g}_f$ representa a diferença na energia livre de Gibbs por mol dos produtos e reagentes em uma reação química.

Trata-se de uma equação simples, no entanto a energia livre de Gibbs de formação varia com a temperatura e o estado do gás. A Tabela 2.1 mostra $\Delta \bar{g}_f$ para a reação básica da pilha mostrada em (2.1) para um número diferente de condições. Note que a energia possui sinal negativo, o que indica que a energia está sendo liberada. Se

Tabela 2.1: $\Delta(\bar{g}_f)$ para várias temperaturas

Produto da Reação	Temperatura (°C)	$\Delta(\bar{g}_f)(kJ/mol)$
Líquido	25	-237,2
Líquido	80	-228,2
Gás	80	-226,1
Gás	100	-225,2
Gás	200	-220,4
Gás	400	-210,3
Gás	600	-199,6
Gás	800	-188,6
Gás	1000	-177,4

não há perdas na pilha, ou seja, se o processo for reversível então a energia livre de Gibbs é convertida totalmente em energia elétrica. Essa informação será útil para determinação da tensão de circuito aberto da pilha. Para a pilha a combustível dois elétrons passam pelo circuito externo para cada molécula de água produzida e cada molécula de hidrogênio utilizada. Assim, para um mol de hidrogênio utilizado, $2N$ elétrons passam pelo circuito externo - em que N representa o número de Avogadro. Se $-e$ é a carga de um elétron, então a carga que flui é

$$-2Ne = -2F$$

em que F é a constante de Faraday, ou a carga de um mol de elétrons. Se E é a tensão da pilha a combustível, então o trabalho elétrico realizado para mover a carga pelo circuito é dado por

$$\text{Trabalho realizado} = \text{carga} \times \text{tensão} = -2 F.E \text{ joules.}$$

Se o sistema é reversível (sem perdas), então esse trabalho elétrico será igual a energia livre de Gibbs liberada, $\Delta\bar{g}_f$. Dessa forma,

$$\Delta\bar{g}_f = -2FE.$$

Portanto,

$$E = -\frac{\Delta\bar{g}_f}{2F}. \quad (2.5)$$

A equação (2.5) fornece a tensão reversível de circuito aberto para a pilha a combustível.

A energia livre de Gibbs representa a energia disponível para realizar trabalho externo. Os valores de $\Delta\bar{g}_f$ dependem das temperaturas e pressões dos reagentes de acordo com a seguinte expressão [13]:

$$\Delta\bar{g}_f = \Delta\bar{g}_f^0 - RT_{fc} \ln \left[\frac{P_{H_2} P_{O_2}^{1/2}}{P_{H_2O}} \right]. \quad (2.6)$$

Assim a equação (2.5) pode ser reescrita da seguinte forma

$$E = -\frac{\Delta\bar{g}_f}{2F} = -\frac{\Delta\bar{g}_f^0}{2F} + \frac{RT_{fc}}{2F} \ln \left[\frac{P_{H_2} P_{O_2}^{1/2}}{P_{H_2O}} \right] \quad (2.7)$$

em que

R representa a constante universal dos gases,

T_{fc} representa a temperatura de operação da pilha,

F é a constante de Faraday,

P_{H_2} representa a pressão parcial do hidrogênio,

P_{O_2} representa a pressão parcial do oxigênio,

P_{H_2O} representa a pressão parcial da água.

A equação (2.7) é denominada de *Tensão de Nernst* da pilha a combustível. Na prática, no entanto, a tensão de circuito aberto é menor do que o previsto pela equação (2.7). O termo $\Delta\bar{g}_f^0/2F$ varia com a temperatura e difere do seu valor $E_0 = 1,229V$ em condições normais (25 °C , 1 atm) de acordo com a seguinte expressão [14],

$$-\frac{\Delta\bar{g}_f^0}{2F} = 1,229 + (T_{fc} - T_0) \left(\frac{\Delta S^0}{2F} \right) \quad (2.8)$$

em que T_0 é a temperatura padrão de referência (298K) e ΔS^0 é a variação de entropia para as novas condições de operação. Portanto, a equação (2.8) pode ser

reescrita como [14],

$$-\frac{\Delta \bar{g}_f^0}{2F} = 1,229 - \frac{298 \times \Delta S^0}{2F} + \left(\frac{\Delta S^0}{2F} \right) T_{fc}. \quad (2.9)$$

Adicionalmente, a tensão na pilha varia de acordo com as condições da carga. Isso é devido às perdas elétricas, que podem ser classificadas em parcelas de *ativação*, *ôhmica* e *concentração* conforme o fenômeno que as origina.

2.2 Perdas na Pilha

2.2.1 Perdas por Ativação

Perdas por ativação são importantes a baixas correntes e refletem o fato de a pilha necessitar de uma certa quantidade de energia para iniciar a circulação dos elétrons e criar/quebrar ligações químicas, tanto no anodo quanto catodo [15]. Isso produz uma importante queda de tensão a baixas densidades de corrente em ambos os eletrodos. Vale a pena salientar que a oxidação do hidrogênio no anodo é consideravelmente mais rápida que a redução do oxigênio no catodo. Assim, a dinâmica das perdas por ativação é sempre dominada pelo catodo. A relação entre as perdas por ativação e a densidade de corrente pode ser descrita pela equação de Tafel [15]

$$V_{act} = A \ln \left(\frac{i}{i_0} \right) \quad (2.10)$$

em que a constante A é a constante de Tafel e i_0 é a densidade de corrente de troca. O valor de i_0 pode ser considerado como a densidade de corrente a partir do qual a queda de tensão se torna evidente. Seus valores típicos estão no intervalo de $10^{-2} - 10^{-8} A$ [15]. A equação de Tafel somente é válida para $i > i_0$. Para uma pilha a combustível com hidrogênio puro, A é dado por

$$A = \frac{RT}{2\alpha F}. \quad (2.11)$$

A constante α é conhecida como coeficiente de transferência de carga e representa a parcela de energia elétrica utilizada que é aplicada para variar a velocidade

da reação eletroquímica. Seu valor depende da reação envolvida, do material do eletrodo e está no intervalo de 0 – 1 [13].

2.2.2 Perdas Ôhmicas

Perdas ôhmicas são devidas à resistência da membrana polimérica à passagem dos prótons e também devido à resistência elétrica dos eletrodos e coletores de corrente. Assim, essas perdas são proporcionais à corrente elétrica em um intervalo maior de operação:

$$V_{ohm} = i \cdot R_{ohm} \quad (2.12)$$

O valor de R_{ohm} representa a resistência interna da pilha e possui uma forte dependência com a sua umidade e temperatura. Depende da condutividade da membrana (σ_m) e de sua espessura (t_m) de acordo com a seguinte expressão [13]:

$$R_{ohm} = \frac{t_m}{\sigma_m} \quad (2.13)$$

em que σ_m é função do teor de água na membrana e da temperatura. O teor de água na membrana varia de 0 a 14 (adimensional) que é o equivalente a uma umidade relativa de 0 a 100 % [13].

2.2.3 Perdas por Concentração

As perdas por concentração são resultado das variações de concentração dos reagentes à medida que eles são consumidos pelas reações eletroquímicas. Esse efeito é responsável por uma importante queda de tensão a elevadas densidades de corrente. Uma expressão semi-empírica para esse efeito é dada por

$$V_{conc} = me^{(n \cdot i)} \quad (2.14)$$

em que m e n são coeficientes empíricos com valores típicos próximos de $3 \times 10^{-5} V$ e $8 cm^2/A$ respectivamente [13]. Portanto, juntando todas as perdas, a tensão na pilha (V_{fc}) pode ser escrita como

$$V_{fc} = E - V_{act} - V_{ohm} - V_{conc}. \quad (2.15)$$

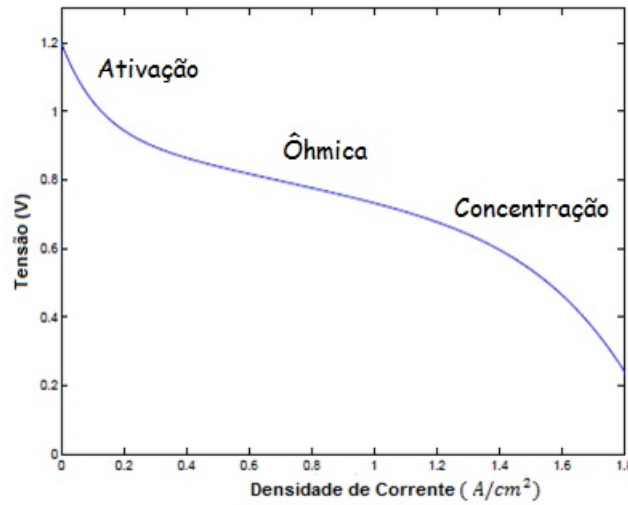


Figura 2.2: Curva de Polarização da Pilha a Combustível

Substituindo os valores dos respectivos termos, a expressão da eq. (2.15) fica

$$V_{fc} = E - \frac{RT}{2\alpha F} \ln\left(\frac{i}{i_0}\right) - (R_0 - R_1 \lambda_m) i - m e^{(ni)} \quad (2.16)$$

em que α , i_0 , R_0 , R_1 , m , n são parâmetros empíricos que levam em conta os diferentes efeitos de polarização e são ajustados para uma pilha a combustível em específico sem perda de generalidade. A curva típica de uma célula unitária do tipo PEM (membrana trocadora de prótons) é mostrada na Fig. 2.2. Pode-se notar que a tensão de circuito aberto é próximo a 1,2 V. Em aplicações que requerem tensões e potências mais elevadas essas células são colocadas em série formando um empilhamento ou pilha de forma a atender a demanda da carga.

2.3 Eficiência da Pilha a Combustível

Na geração térmica um combustível é simplesmente queimado para geração de calor que irá movimentar as turbinas dos geradores. A eficiência global de conversão da energia química em trabalho é da ordem de 35 % [13] e pouco se espera de melhoras significativas nesse processo. A eficiência teórica está intrinsecamente limitada pela

natureza do processo e pode ser determinada pela expressão

$$\varepsilon(\%) \leq \frac{T_1 - T_2}{T_1} \times 100 \quad (2.17)$$

em que T_1 é a temperatura em kelvin do vapor que entra na turbina e T_2 a temperatura do vapor que sai da turbina. Na prática esses valores são da ordem de 800 K e 400 K [13]. Portanto a eficiência teórica esperada é próxima de 50%. Na prática a eficiência é bem menor devido a efeitos no transporte de calor e atritos mecânicos.

Por outro lado, as pilhas a combustível são mais eficientes na conversão em trabalho da energia liberada na reação de combustão, por não serem dispositivos térmicos. A energia total liberada em uma reação química e o trabalho útil máximo que pode ser obtido relacionam-se respectivamente com a variação de entalpia (ΔH) e com a variação da energia livre de Gibbs (ΔG):

ΔH =energia total liberada

ΔG =trabalho útil máximo.

Portanto, a fração da energia química dos reagentes que é transformada em energia elétrica pode ser dada pela relação

$$\varepsilon = \frac{\text{energia disponível para realização do trabalho}}{\text{energia total liberada}}$$

ou seja, a eficiência termodinâmica de conversão eletroquímica é dada por

$$\varepsilon_T = \frac{\Delta G}{\Delta H}. \quad (2.18)$$

Para a pilha a combustível H_2/O_2 tomada como exemplo a 25°C, e considerando a formação de água líquida, $\Delta H^0 = -286 \text{ kJ/mol}$ resulta em:

$$\varepsilon_T(\%) = \frac{\Delta G^0}{\Delta H^0} \times 100 = \left(\frac{-237 \text{ kJ/mol}}{-286 \text{ kJ/mol}} \right) \times 100 = 83\%.$$

Nas situações práticas quando circula corrente, a tensão da pilha é menor que o valor de equilíbrio termodinâmico (1,229 V) resultando, portanto, eficiências menores que a teórica. Em condições práticas de operação a tensão da pilha se aproxima de 0,7 V o que reduz para uma eficiência prática para valores entre 50 - 65% [13].

2.4 Pilhas do tipo PEM

A pilha a combustível do tipo PEM será utilizada no experimento e ao longo desse texto, por isso são apresentadas a seguir informações básicas e certos detalhes adicionais sobre esse tipo específico de pilha.

Thomas Grubb e Leonard Niedrach inventaram a pilha do tipo PEM na General Electric no início da década de 1960. A GE desenvolveu uma pilha pequena para a marinha americana e também para o exército americano [16]. A pilha era alimentada por hidrogênio gerado pela mistura de água e hidreto de lítio. Era compacto, mas os catalisadores de platina eram caros.

A NASA inicialmente pesquisou sobre pilhas do tipo PEM para o Projeto *Gemini* no início do programa espacial americano. Baterias foram usadas anteriormente em missões do Projeto Mercúrio, mas o Projeto Apolo necessitava de uma fonte de energia que durasse um período de tempo maior. Infelizmente, as primeiras pilhas do tipo PEM desenvolvidas apresentaram problemas com contaminação e vazamento de oxigênio para o interior da membrana. A GE reprojeteu a sua pilha e o novo modelo apresentou desempenho adequado durante todo o restante do Projeto *Gemini*. Contudo, projetistas do Projeto Apollo e do Ônibus Espacial decidiram por fim utilizar as pilhas alcalinas [17].

A GE continuou seu trabalho nas pilhas PEM na década de 1970 e desenvolveu uma tecnologia de eletrólise da água para pilhas do tipo PEM conduzindo à Planta de Geração de Oxigênio da Marinha Americana. A Marinha Real Britânica utilizou pilhas do tipo PEM no início da década de 1980 para a sua frota de submarinos, e a partir do ano 2000, pilhas do tipo PEM foram extensivamente estudadas por companhias comerciais para aplicações veiculares, estacionárias e portáteis.

Nos últimos anos, a abordagem de pesquisas em pilhas do tipo PEM é feita a partir de três pontos de vista - custo, desempenho e durabilidade. O material é o principal custo em uma pilha do tipo PEM e à medida que o preço dos combustíveis fósseis sobe, o preço da pilha se torna cada vez mais competitivo [16].

Materiais mais avançados normalmente garantem um bom desempenho em condições de operação favoráveis e isso tem sido obtido de forma bem razoável hoje em dia. Mas a produção e mudança de fase da água em condições de operação a frio e as condições de eficiências mais favoráveis (condições de baixa densidade de corrente) impõem um grande desafio ao uso comercial das pilhas PEM [16]. Por último e não menos importante tem a questão da durabilidade. No momento, a durabilidade média de uma pilha do tipo PEM é da ordem de 1000 horas de operação, enquanto para alcançar viabilidade comercial a vida útil precisaria aumentar em cerca de uma ordem de grandeza [16].

O conjunto membrana - eletrodo constitui a maior parte do custo. Os mais eficientes catalisadores conhecidos até agora envolvem platina e suas ligas. Ainda que os esforços feitos nas últimas décadas tenham diminuído o carregamento de platina por duas ordens de grandeza nas camadas dos catalisadores, o custo das pilhas ainda permanece alto. Como ainda não existe um substituto para a platina como função de catalisador, novos métodos de dispersão são investigados para otimizar o uso da platina. O custo do material que constitui a membrana, o Nafion[®], é muito elevado também. Nenhum dos potenciais substitutos mais baratos (ex. *Raipore*, *PSSA*) possuem um desempenho eficiente e confiável como o Nafion[®]. Por esse motivo, as pesquisas se direcionam no objetivo de melhoria das propriedades de materiais mais baratos para a membrana de forma a satisfazer as condições da pilha.

O desempenho em termos de densidade de corrente da pilha foi aperfeiçoado por mais de uma ordem de grandeza desde a primeira versão operacional da NASA [16]. Eletroquimicamente, melhores eletrodos e membranas mais finas têm melhorado o desempenho da pilha pela diminuição do potencial de ativação e da resistência iônica. Uma nova tendência é a operação com baixa umidificação com o objetivo de simplificar os equipamentos auxiliares, mas sem o risco de secar a membrana. Essas tendências e requisitos fazem com que o balanço de água na pilha seja de crucial importância. Adicionalmente, a compreensão adequada do transporte de

água minimizaria as perdas por transporte de massa e por fim conduziria a um projeto que evitaria tanto o excesso quanto a falta de hidratação da membrana em todas as condições de operação.

A durabilidade da pilha PEM é devida principalmente à degradação do catalisador e da membrana. Com relação a isso, a estabilidade térmica e eletroquímica do Nafion aumentou a durabilidade da pilha para milhares de horas.

Os três principais aspectos da pilha PEM apresentados anteriormente são bastante inter-relacionados. Em alguns casos benefícios em um aspecto resultam em benefícios em outros, mas em outros casos uma melhoria em um aspecto pode significar problemas a outros, por exemplo, um baixo carregamento de catalisador diminui o custo, mas também reduz a tolerância ao monóxido de carbono e, portanto a durabilidade da pilha. Uma cuidadosa e balanceada estratégia é necessária para um melhor projeto de pilhas do tipo PEM.

2.4.1 Aspectos Construtivos da Pilha PEM

Como mostrado nas Figs. 2.3 e 2.4 os principais elementos que constituem a pilha são:

- **Placas Bipolares** - Em células a combustível unitárias, não existem placas bipolares, mas em pilhas com mais de uma célula, existe pelo menos uma placa bipolar. Placas bipolares exercem variadas funções na pilha. Elas distribuem o combustível e o oxidante no interior da pilha, separam as células individuais no empilhamento, coletam a corrente, efetuam o transporte de água para fora da pilha, umidificam os gases e mantêm as células do empilhamento na temperatura adequada [18]. Normalmente é utilizado grafite não-poroso que é quimicamente estável e altamente condutor de elétrons e calor. Existem entretanto, outros materiais em desenvolvimento tais como alumínio, ferro, aço inoxidável, titânio e níquel [19],[20].

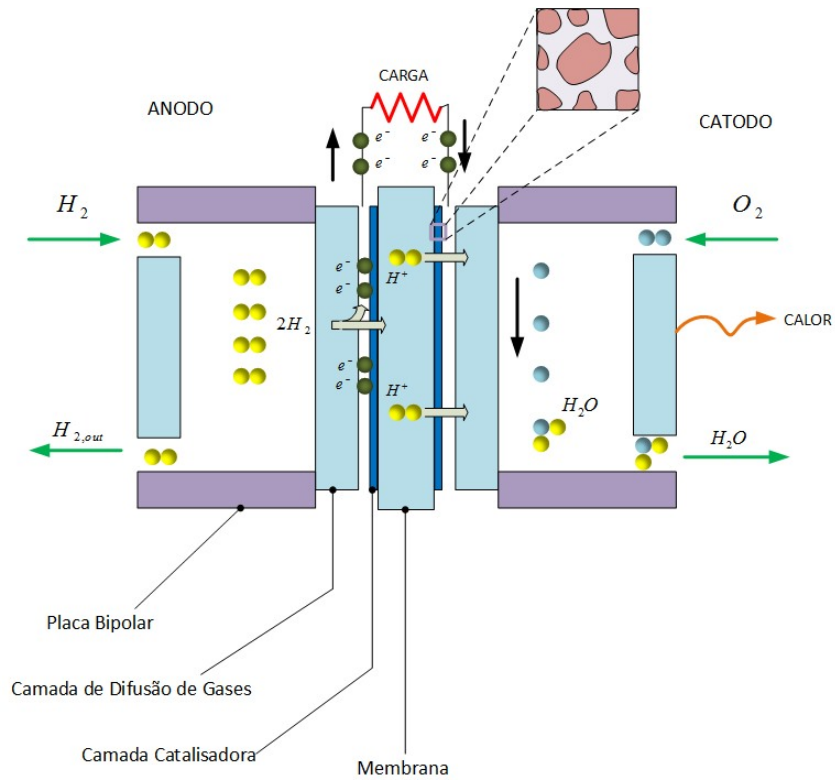


Figura 2.3: Esquema Construtivo da Pilha.

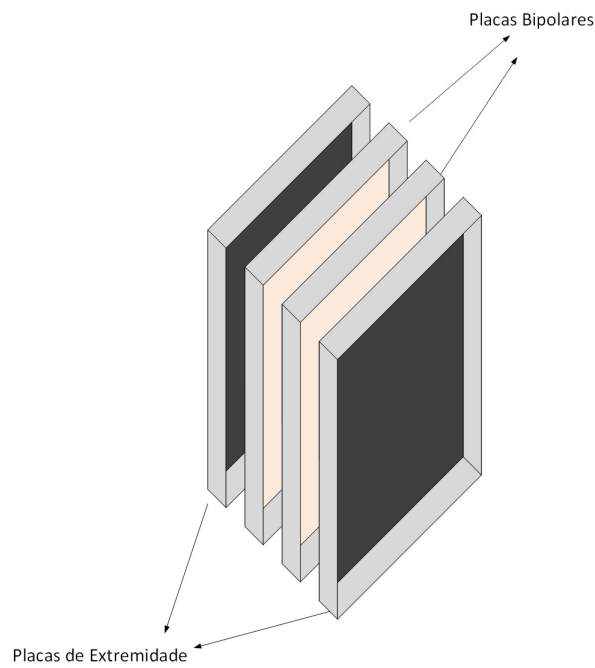


Figura 2.4: Disposição das placas bipolares e de extremidade.

- **Placas de Extremidade** - O empilhamento de células a combustível é projetado com superfícies que são paralelas entre si com um elevado grau de precisão, como mostrado na Fig. 2.4. A placa de extremidade deve ser mecanicamente robusta para suportar o empilhamento das células e ser capaz de distribuir uniformemente as forças de compressão para todas as superfícies de cada célula do empilhamento. Algumas considerações na escolha do material apropriado para a placa de extremidade são: elevada resistência à compressão, resistência à vibração e choques, e estabilidade mecânica (fornecendo suporte ao empilhamento) [21],[22].
- **Membrana** - A membrana tem duas principais funções na pilha; a primeira é separar o combustível do oxidante, e a segunda é o transporte de prótons do anodo para o catodo para completar a reação de redução. Deve ainda ser capaz de fornecer estabilidade mecânica, química e eletroquímica sob variadas condições de operação, e ao mesmo tempo deve oferecer baixa permeabilidade ao reagente, elevada condutividade protônica e servir como um isolante elétrico efetivo [13].
- **Camada de Difusão de Gases (GDL - *Gas Diffusion Layer*)** - É um componente central da pilha e é geralmente composta de fibra de papel-carbono não-entrelaçada ou tecido de carbono entrelaçado. A principal função da GDL é proporcionar condutividade e auxiliar os gases a entrar em contato com o catalisador. A GDL funciona como um suporte para a camada catalisadora, oferece resistência mecânica e fácil acesso do gás ao catalisador e melhoria da condutividade elétrica [23],[24],[25].
- **Camada Catalisadora** - É onde as reações eletroquímicas ocorrem. Para que elas ocorram, as camadas catalisadoras devem permitir o transporte dos

reagentes, íons, elétrons e produtos e devem fornecer uma grande área de superfície do catalisador para que as semi-reações ocorram. Cada camada catalisadora consiste de quatro fases diferentes: as fases de ionômero (polímeros de baixo peso molecular), carbono, platina e espaços vazios ou poros. A reação do oxigênio é tipicamente a reação limitante, portanto a camada será descrita em termos do catodo. No catodo, a fase de ionômero permite a condução dos íons de hidrogênio da membrana para os locais de reação e atua como um meio de difusão do gás oxigênio. A fase do carbono conduz os elétrons ao local de reação e fornece suporte às partículas de platina. Os poros permitem ao oxigênio fluir através da camada e ajudam na remoção de água do produto. Na Fig. 2.3 é mostrada em detalhe a camada catalisadora. Sua geometria pode ser descrita como um conjunto de aglomerados. Os aglomerados contêm partículas de platina suportadas em carbono cercadas por ionômero. Entre os aglomerados existem poros. O gás oxigênio difunde-se então através do ionômero para os locais de reação da platina. Neste local, há a combinação com os prótons e elétrons que resultam em água. A água então se dissolve no ionômero e difunde-se para fora, para os poros. A partir dos poros, a água é transportada por ação capilar ou evaporação para fora da camada catalisadora [26],[27],[28].

Atualmente, muitos dos sistemas a pilha a combustível funcionam ou como anodo *Dead-Ended* (DEA), o qual é alimentado por hidrogênio seco com uma pressão de entrada regulada, ou por configuração *flow-through* (FT). Um sistema DEA proporciona economia em custos, volume e peso comparados a um sistema FT, uma vez que não necessita de uma malha de recirculação de hidrogênio com componentes auxiliares específicos, tais como bomba, separador de água e umidificador. A água por retrodifusão através da membrana no anodo durante a operação DEA conduz a um certo grau de auto umidificação. Assim, o anodo deve ser alimentado por hidrogênio seco [29].

No entanto, existem alguns problemas no tocante à operação em anodo fechado.

Controle da Purga de H₂

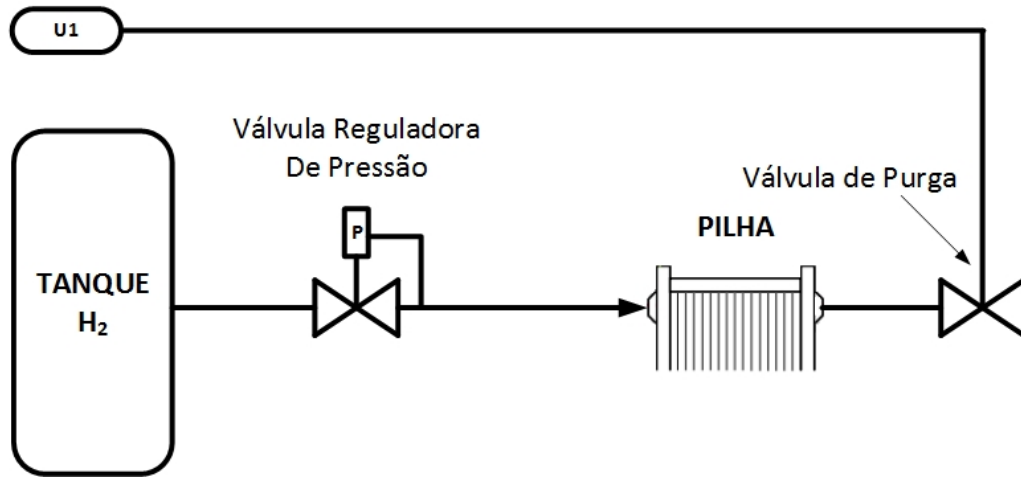


Figura 2.5: Diagrama da Pilha a Combustível com operação em anodo *Dead-Ended*. P representa o comando da válvula de pressão e $U1$ é o comando da válvula de purga.

O acúmulo de água na camada catalítica do anodo e nas camadas de difusão de gases pode reduzir significativamente o desempenho da pilha. A passagem do gás nitrogênio ¹ pelo catodo através da membrana, e com o acúmulo no anodo, leva também a uma redução no desempenho da pilha [30]. Assim, o anodo deve ser purgado regularmente de modo a remover o acúmulo de água e nitrogênio. A Fig. 2.5 ilustra o diagrama da pilha para a operação em modo *Dead-Ended*.

2.4.2 Princípio de Operação

Pilhas do tipo PEM criam reações eletroquímicas utilizando íons positivos de hidrogênio como íons portadores; a direção do fluxo dos íons é do anodo para o catodo como ilustrado na Fig.2.3.

Em pilhas PEM, o combustível (H_2) entra pelo anodo onde ocorre a reação química que faz com que o hidrogênio se separe em íons positivos (H^+ ou prótons)

¹Para o caso do catodo ser alimentado com ar.

e elétrons (e^-). Essa reação libera calor. O íon positivo de hidrogênio passa pelo eletrólito feito de uma membrana polimérica e flui para o catodo. Os elétrons que ficaram no anodo criam uma diferença de potencial entre o anodo e o catodo. Como os elétrons tendem a fluir do eletrodo negativo para o positivo, mas o eletrólito não é capaz de conduzi-los, eles percorrem um circuito externo do anodo para o catodo. Ao mesmo tempo, o oxigênio (O_2) entra no catodo da pilha e se combina com os elétrons, que vieram do anodo pelo circuito externo, e os íons positivos de hidrogênio, que atravessaram a membrana polimérica, produzindo água (H_2O) no catodo. As reações químicas parciais do anodo e do catodo são representadas a seguir:



Pilhas do tipo PEM possuem muitas vantagens. Fornecem uma elevada densidade de potência por unidade de peso, volume e área - conduzindo a um tamanho compacto e baixo peso; e devido às propriedades térmicas do eletrólito, as pilhas operam a baixas temperaturas - tipicamente entre 60°C e 80°C permitindo que se aqueçam, iniciem rapidamente e respondam a variações de carga de forma mais rápida. Uma vez que a água é o único líquido nas pilhas, a corrosão é mínima. Enquanto as pilhas PEM são particularmente adequadas para operação utilizando hidrogênio puro como combustível, processadores de combustível foram desenvolvidos de modo a permitir o uso de combustíveis convencionais tal como o gás natural.

Pilhas PEM, contudo, possuem desvantagens e uma delas é a necessidade da platina como catalisador. A baixas temperaturas, as reações eletroquímicas da pilha são lentas e somente alguns relativamente raros e preciosos materiais, tal como a platina, fornecem uma suficiente atividade catalisadora. Ambos os eletrodos da pilha usam a platina como catalisador.

A eficácia do catalisador de platina em pilhas do tipo PEM é seriamente degradada pela presença do monóxido de carbono mesmo em pequenas quantidades (tão

pouco quanto 10 ppm) [13]. O monóxido de carbono em sua forma gasosa reage com o catalisador no anodo inibindo a atividade catalisadora e reduzindo o desempenho da pilha. Para minimizar a contaminação por monóxido de carbono, o hidrogênio com alto teor de pureza deve ser fornecido ao anodo da pilha. O hidrogênio obtido pela reforma de hidrocarbonetos tipicamente contém 1 % de CO, e um longo processo de purificação é necessário para reduzir o teor de CO no gás combustível [13]. Isso eleva o custo total do sistema. Eletrodos com catalisadores de platina/rutênio foram capazes de apresentar uma tolerância ao CO em 200 ppm ajudando a diminuir o custo da purificação do combustível [13].

2.5 Conclusão Parcial

Este capítulo tratou de apresentar a pilha a combustível e todas as perdas associadas à pilha. Uma abordagem em especial foi dada à pilha do tipo PEM, por ser um tipo de pilha largamente utilizada e estudada atualmente tanto para aplicações estacionárias quanto veiculares e até espaciais. Adicionalmente, esse capítulo apresentou os modos de operação dos sistemas a pilha a combustível. O modo de operação DEA proporciona melhores economias em termos de custo e volume se comparado a um sistema com malha de recirculação de hidrogênio e demais componentes auxiliares. Para esse modo de operação a pilha precisa de um sistema de purga para liberar os canais do anodo em função do acúmulo de água e nitrogênio. Nesse capítulo ainda foi apresentado o princípio básico de operação da pilha com os aspectos construtivos e as principais funções de cada componente. Nesse contexto foi ainda apresentada uma discussão sobre o catalisador de platina e a sua influência no desempenho da pilha.

Capítulo 3

Estratégia de Operação da Pilha a Combustível para Microgeração Distribuída

Nos primórdios da geração elétrica, a geração distribuída era uma regra e não exceção. As primeiras centrais elétricas somente forneciam energia aos consumidores nas proximidades da geração elétrica. As primeiras redes eram em corrente contínua e o balanço de oferta e demanda era parcialmente feito usando armazenamento local, isto é, baterias que podiam ser ligadas diretamente à rede CC [31], [32].

Mais tarde, evoluções tecnológicas, tais como o surgimento das redes CA, permitiram o transporte de energia a distâncias maiores e, economias de escala na geração elétrica levaram a um aumento da potência de saída das unidades geradoras. Tudo isso resultou em uma melhor conveniência a preços mais baixos. Grandes sistemas elétricos foram construídos, consistindo de redes de transmissão e distribuição e uma ampla malha de geração. O balanço de oferta e demanda era feito pelo valor médio da combinação de uma grande quantidade variável de cargas. A segurança no fornecimento era garantida quando a falha em uma unidade de geração era compensada por outras unidades do sistema interconectado, o que permitiu impulsionar a economia de escala na geração de energia [33].

Embora a geração distribuída outrora definida como geração em pequena escala seja um conceito bem compreendido, ainda não existe um consenso em como a geração distribuída deve ser exatamente definida tal como apresentado em [31]. Alguns países definem a geração distribuída baseado no nível de tensão, enquanto outros partem do princípio que a geração distribuída é aquela que fornece energia localmente. Outros países definem a geração distribuída como possuindo algumas características tais como o uso de energias renováveis, cogeração, serem não-despacháveis, etc.

O grupo de trabalho da CIGRE [34] dedicado à distribuição de energia define geração distribuída como todas as unidades de geração com máxima capacidade de 50 MW a 100 MW, que normalmente estão conectadas à rede elétrica e que não sejam centralizadas e despacháveis. O IEEE por outro lado define a geração distribuída como a geração elétrica por instalações que sejam suficientemente menores do que as redes centrais de modo a permitir a interconexão a partir de qualquer ponto do sistema de potência. A Agência Internacional de Energia (AIE), por sua vez, define a geração distribuída como unidades que geram energia para consumidores locais ou no interior da própria concessionária local e fornece energia diretamente para rede de distribuição local. A AIE, diferentemente dos demais, não faz alusão à capacidade de geração das unidades [35].

No Brasil, a ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) estabeleceu as condições gerais para acesso da micro e minigeração aos sistemas de distribuição de energia elétrica, bem como o sistema de compensação de energia a partir da resolução n° 482/2012 [36]. Nesta resolução, os sistemas de micro e minigeração são denominados de centrais geradoras de energia elétrica com potência instalada menor ou igual a 100 kW para microgeração e superior a 100 kW e inferior a 1 MW para a minigeração e que utilize fontes com base em energia hidráulica, solar, eólica, biomassa ou cogeração qualificada conectada à rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras.

Nesta resolução também foi criado o sistema de compensação em que a energia ativa gerada por unidade consumidora compensasse o consumo de energia elétrica

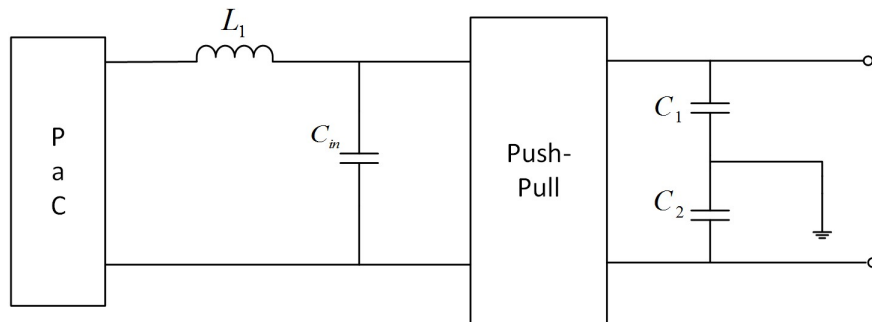


Figura 3.1: Esquema para a estratégia de operação da pilha.

ativa tanto para micro quanto minigeração. Ou seja, para uma unidade geradora instalada em uma residência o excedente de energia produzida que não for consumido será injetado no sistema da distribuidora que utilizará o crédito para abater o consumo dos meses seguintes.

Neste capítulo 3 será apresentado o modelo elétrico da pilha a combustível de catodo aberto, a estratégia para obtenção do ponto ótimo de operação, bem como a estrutura do conversor CC utilizado. O diagrama de blocos da Fig.3.1 mostra o esquema básico da estratégia de operação da pilha a combustível. A topologia em conversor push-pull adotada atua com controle de corrente a partir do valor de referência imposto pela condição de operação ótima da pilha.

3.1 Pilha a Combustível de Catodo Aberto

Pilhas a combustível de catodo aberto diferem das pilhas típicas uma vez que elas têm os canais do catodo expostos à atmosfera ao passo que pilhas típicas são normalmente operadas com estrutura de catodo fechado. Em pilhas de catodo fechado, o ar é fornecido por um compressor desde pressões próximas a ambiente podendo chegar até 6 atm [13]. Por outro lado, pilhas a combustível de catodo aberto são normalmente operadas a pressões próximas à atmosférica com o ar sendo fornecido ou por convecção ou por sopradores de baixa potência [30]. Pressões mais altas em pilhas de catodo fechado necessitam de regulação da pressão do catodo de modo a casar com a pressão do anodo. No entanto, em sistemas de pilhas de

catodo aberto, devido a pressões de operação próximas à atmosférica, a regulação de pressão não é necessária [30]. Deve-se notar também que embora a operação em pressões mais altas resulte em um melhor desempenho e tensões mais elevadas, há o consumo de potência dos componentes auxiliares (compressor, sistema de resfriamento e umidificação). Pilhas de catodo aberto, ao contrário, devem a sua popularidade a sua portabilidade e um reduzido número de componentes de balanço de planta (BoP); não há a necessidade de compressor, resfriador e umidificador.

Existem duas configurações de sistema de pilha de catodo aberto: ar-forçado e ar não-forçado. A configuração em ar não-forçado não possui componentes de gerenciamento de fluxo de ar; assim, o ar é adquirido por difusão e convecção natural da atmosfera circundante [37]. A água produzida no catodo também é removida via evaporação. Essa configuração é viável para aplicações tais como carregadores de emergência para telefones celulares [37]. Entretanto, para potências maiores, o calor gerado necessita ser dissipado e, portanto, mais ar é necessário para a reação catódica. Neste caso, sistemas de ar forçado, em que o sistema do catodo que é constituído por um soprador para fornecer fluxo de ar através dos canais do catodo, são mais desejáveis [38].

3.1.1 Modelo da Pilha a Combustível

Vários tipos de modelo de pilhas a combustível foram propostos na literatura. Esses modelos podem ser classificados em três categorias que são: químico, experimental e elétrico. Os modelos químicos incluem complexos processos químicos e fenômenos eletrodinâmicos como transporte de massa e transferência de calor [39],[40],[41]. Esses modelos necessitam de uma grande quantidade de parâmetros que não podem ser obtidos com boa precisão em programas de simulação. Os modelos experimentais são derivados de experimentos e representam a pilha por tabelas de consulta (*look-up table*) ou expressões empíricas [42], [43]. Esses modelos não incluem a termodinâmica da pilha e podem não representar o efeito dos parâmetros de operação tais como

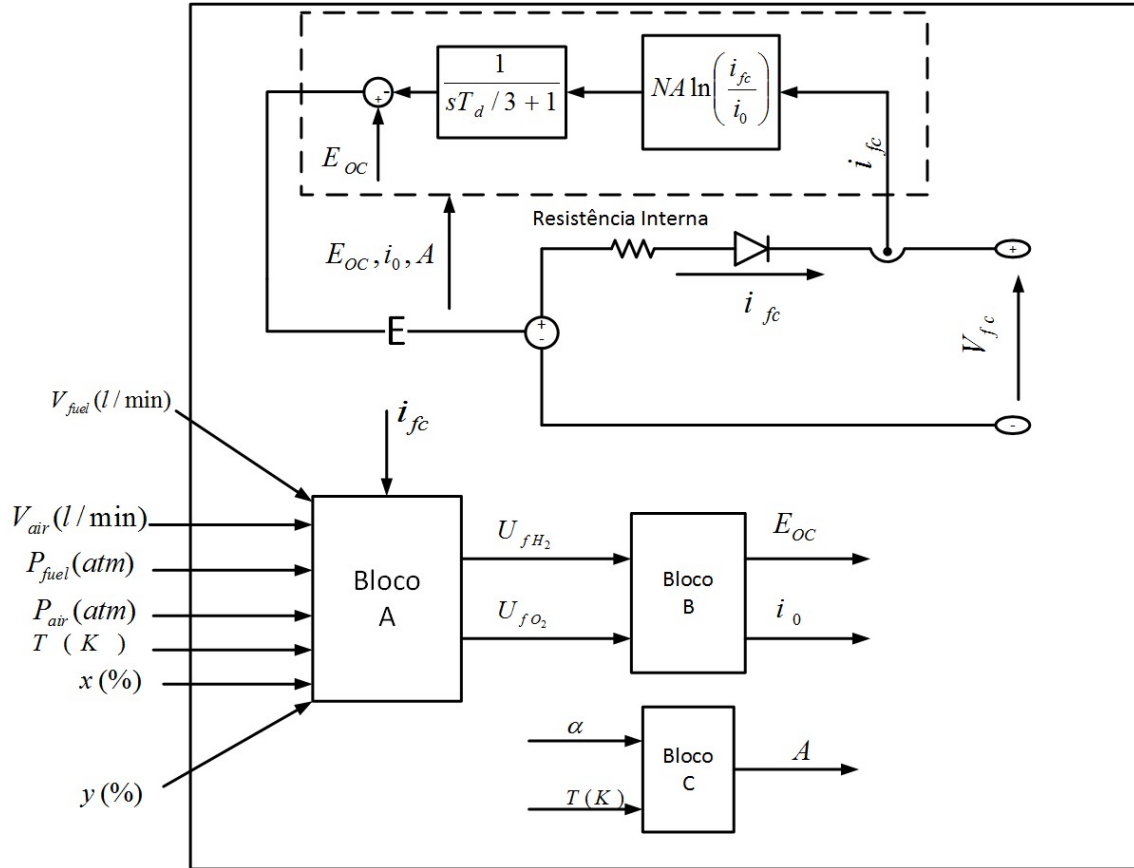


Figura 3.2: Modelo Elétrico Simplificado da Pilha a Combustível.

as pressões dos gases de entrada, vazão, composição do gás e temperatura [44]. Os modelos elétricos representam a pilha a partir de um circuito elétrico [45], [13]. Eles também não incluem a termodinâmica da pilha, mas são apropriados para a simulação dos sistemas de pilhas a combustível. Em todas as abordagens da modelagem, os parâmetros do modelo são obtidos empiricamente pela realização de alguns testes no modelo real da pilha.

O modelo elétrico simplificado representa a pilha por uma fonte de tensão controlada em série com uma resistência constante como mostrado na Fig. 3.2. Neste modelo em particular, parâmetros como pressão, temperatura, composição dos gases e as vazões tanto do ar quanto do hidrogênio variam. Esses parâmetros afetam o coeficiente angular de Tafel (A), a corrente de troca (i_0) e a tensão de circuito aberto (E_{oc}). Os parâmetros E_{oc} , i_0 e A são determinados a partir das

pressões de entrada, vazões, temperatura da pilha e a composição dos gases.

A fonte de tensão controlada (E) é descrita pela equação (3.1) [44]:

$$E = E_{oc} - NA \ln \left(\frac{i_{fc}}{i_0} \right) \cdot \frac{1}{sT_d/3 + 1} \quad (3.1)$$

$$V_{fc} = E - R_{ohm} \cdot i_{fc} \quad (3.2)$$

$$E_{oc} = K_c \cdot E_n \quad (3.3)$$

$$i_0 = \frac{zFk(P_{H_2} + P_{O_2})}{Rh} \cdot \exp \left(\frac{-\Delta G}{RT} \right) \quad (3.4)$$

$$A = \frac{RT}{z\alpha F} \quad (3.5)$$

em que

E_{oc} = tensão de circuito aberto (V),

N = número de células,

A = coeficiente angular de Tafel (V),

i_0 = corrente de troca (A),

T_d = tempo de resposta (s),

R_{ohm} = resistência interna (Ω),

$R = 8,3145 \text{ J}/(\text{mol} \cdot \text{K})$,

$F = 96485 \text{ A s}/\text{mol}$,

z = número de elétrons em movimento ($z = 2$),

E_n = Tensão de Nernst (V),

α = coeficiente de transferência de carga,

P_{H_2} = pressão parcial do hidrogênio no interior da pilha (atm),

P_{O_2} = pressão parcial do oxigênio no interior da pilha (atm),

k = constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23} \text{ J}/\text{K}$),

h = constante de Planck ($6,626 \times 10^{-34} \text{ J s}$),

ΔG = energia livre de Gibbs (J),

T = temperatura de operação da pilha (K),

K_c = constante de tensão em condições normais de operação,

i_{fc} = corrente da pilha (A),

V_{fc} = tensão da pilha (V).

Como mostrado na Fig.3.2 novos valores de E_{oc} , i_0 e A são calculados utilizando os blocos A, B e C. Primeiramente, as taxas de utilização do hidrogênio e oxigênio são determinadas no bloco A [46]:

$$Uf_{H_2} = \frac{60000RTi_{fc}}{zFP_{fuel}V_{fuel}x\%} \quad (3.6)$$

$$Uf_{O_2} = \frac{60000RTi_{fc}}{2zFP_{ar}V_{ar}y\%} \quad (3.7)$$

em que

P_{fuel} = representa a pressão absoluta do combustível (atm),

P_{ar} = representa a pressão absoluta do ar (atm),

V_{fuel} = vazão de hidrogênio (l/min),

V_{ar} = vazão do ar (l/min),

x = percentual de hidrogênio no combustível,

y = percentual de oxigênio no oxidante.

As pressões parciais e a tensão de Nernst são determinadas pelo Bloco B como a seguir [46], [44]:

$$P_{H_2} = (1 - Uf_{H_2})x(\%)P_{fuel} \quad (3.8)$$

$$P_{O_2} = (1 - Uf_{O_2})y(\%)P_{ar} \quad (3.9)$$

$$P_{H_2O} = (w + 2y(\%)Uf_{O_2})P_{ar} \quad (3.10)$$

e

$$E_n = 1,229 + (T - 298) \cdot \frac{-44,43}{zF} + \frac{RT}{zF} \ln \left(P_{H_2} P_{O_2}^{\frac{1}{2}} \right). \quad (3.11)$$

Para $T > 373 K$,

$$E_n = 1,229 + (T - 298) \cdot \frac{-44,43}{zF} + \frac{RT}{zF} \ln \left(\frac{P_{H_2} P_{O_2}^{\frac{1}{2}}}{P_{H_2O}} \right). \quad (3.12)$$

em que

P_{H_2O} = pressão parcial do vapor de água (atm),

w = percentual de vapor de água no oxidante (%).

A partir das pressões parciais dos gases e da tensão de Nernst, os novos valores da tensão de circuito aberto e da corrente de troca podem, portanto ser calculados utilizando as equações (3.3) e (3.4) respectivamente. O Bloco C determina o novo valor do coeficiente de Tafel utilizando a equação (3.5).

Suposições do Modelo

- Os gases são ideais;
- A pilha é alimentada por hidrogênio seco;
- A pilha é equipada por um sistema de resfriamento que mantém as temperaturas no catodo e anodo iguais à temperatura da pilha;
- A pilha é equipada com um sistema de gerenciamento de água para manter a umidade no interior da pilha em um nível apropriado para qualquer carga;
- Quedas de pressão através dos canais de fluxo são desprezíveis;
- As quedas de tensão na pilha são devidas às reações cinéticas e transporte de carga já que muitas pilhas a combustível não operam na região de transporte de massa;
- A resistência da pilha é constante em qualquer condição de operação.

Limitação do Modelo

- O efeito da temperatura e umidade da membrana na resistência da pilha não é considerado.

3.1.2 Ponto Ótimo de Operação da Pilha

Será apresentada a seguir uma breve revisão bibliográfica de como a literatura trata esse assunto do ponto ou região ótima de operação da pilha a combustível.

Em [47] o autor propõe a escolha de um ponto de operação da pilha que leve em conta simultaneamente a eficiência e a potência fornecida pela pilha. Essa escolha é coerente uma vez que para baixos valores de corrente a pilha apresenta uma elevada eficiência e baixa potência e para valores mais elevados de corrente a pilha apresenta uma eficiência menor e uma potência mais elevada. Na literatura em geral existe pouca informação sobre o ponto ou região ótima de operação da pilha, uma vez que depende de muitos fatores e do uso de dispositivos auxiliares que podem influenciar a eficiência global do sistema.

Em [48] o autor propõe a utilização da pilha em modo MEPT (*Maximum Efficiency Point Tracking*) - Rastreamento do ponto de máxima eficiência da pilha - que pode variar a partir de condições operacionais como temperatura, clima e condições mecânicas. O autor ainda propõe a utilização de um algoritmo do tipo P & O (Perturbe e Observe) para rastreamento do ponto de máxima eficiência. Entretanto, a utilização de um algoritmo MEPT para pilhas a combustível só faria sentido para pilhas que tivessem uma potência nominal próxima à do ponto de máxima eficiência, por que dessa forma o ponto de operação da pilha não estaria na região de perdas por ativação - a pilha não deve ser operada nessa região em função da redução do seu tempo de vida útil.

Em [49] o autor propõe a utilização de um algoritmo MEPT a partir da variação da vazão de hidrogênio. Ou seja, o método rastreia a máxima eficiência da pilha a partir de um valor de vazão de hidrogênio na entrada do anodo. No entanto, para pilhas que operam com anodo fechado a vazão de hidrogênio já é determinada

diretamente pela corrente e portanto, não pode ser imposta.

Em [50],[51],[52] os autores propõem a utilização da pilha em modo MPPT (*Maximum Power Point Tracking*). O modo MPPT, em relação ao MEPT, é um ponto melhor de se operar a pilha porque se situa na região linear de operação. O ponto de máxima potência da pilha pode ser utilizado como uma primeira aproximação de ponto ótimo de operação por apresentar uma proximidade com o ponto ótimo de operação da pilha que será apresentado na seção 3.1.2. Entretanto, o ponto de máxima potência não leva em consideração a eficiência da pilha como variável a ser otimizada. Neste estudo, a escolha do ponto ótimo de operação da pilha leva em conta ambas as variáveis - potência e eficiência - como parâmetros de otimização. De modo a considerar a potência e a eficiência como variáveis a serem otimizadas no processo de escolha do ponto de operação da pilha, a seguinte função objetivo pode ser definida:

$$\Psi = P_{st} \times \eta \quad (3.13)$$

em que P_{st} representa a potência da pilha e η a eficiência em %. Admitindo a existência de um ponto de máxima potência para a pilha a combustível e diferenciando a eq. (3.13) em relação à corrente, temos

$$\frac{\partial \psi}{\partial i} = \eta \frac{\partial P_{st}}{\partial i} + P_{st} \frac{\partial \eta}{\partial i}. \quad (3.14)$$

Por outro lado, eficiência da pilha pode ser expressa como

$$\eta = \frac{P_{st}}{\dot{m}_{H_2} LHV} \quad (3.15)$$

em que \dot{m}_{H_2} representa a vazão mássica de hidrogênio e LHV é o poder calorífico inferior do hidrogênio. Portanto, a eq.(3.14) pode se reescrita como

$$\begin{aligned} \frac{\partial \psi}{\partial i} &= \eta \frac{\partial P_{st}}{\partial i} + P_{st} \frac{\left(\frac{\partial P_{st}}{\partial i} \cdot \dot{m}_{H_2} \cdot LHV - P_{st} \cdot LHV \cdot \frac{\partial \dot{m}_{H_2}}{\partial i} \right)}{(\dot{m}_{H_2} \cdot LHV)^2} \\ &= \frac{\partial P_{st}}{\partial i} \left(\eta + \frac{P_{st} \cdot \dot{m}_{H_2} \cdot LHV}{(\dot{m}_{H_2} \cdot LHV)^2} \right) - \frac{P_{st}^2 \cdot LHV \cdot \frac{\partial \dot{m}_{H_2}}{\partial i}}{(\dot{m}_{H_2} \cdot LHV)^2} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Pela eq.(3.16) temos que $\frac{\partial \psi}{\partial i} < 0$ para $\frac{\partial P_{st}}{\partial i} = 0$.

Em outras palavras o ponto de máxima potência-eficiência da pilha ocorre antes do

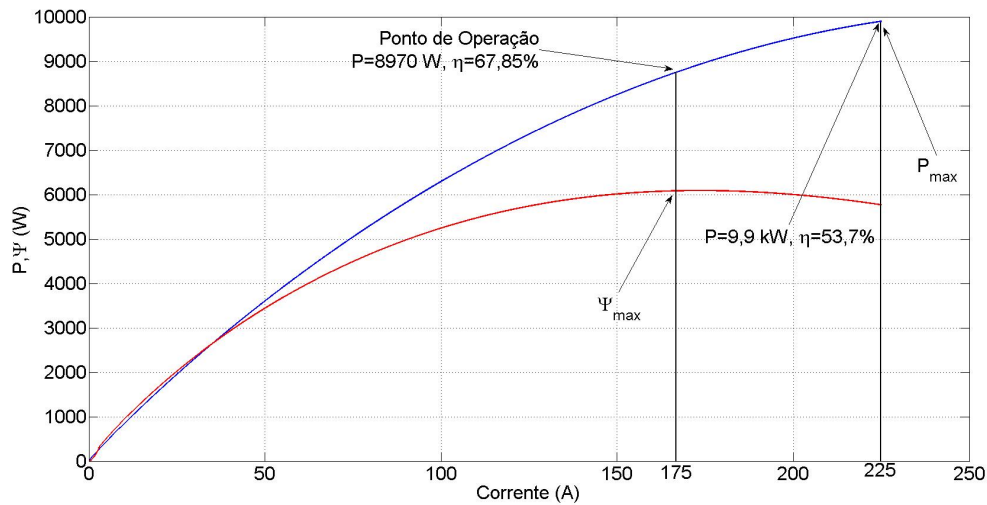


Figura 3.3: Gráfico do Ponto Ótimo de Operação da Pilha.

ponto de máxima potência como pode ser observado na Fig. 3.3.

A Fig.3.3 ilustra o ponto de operação da pilha na condição fornecida pela função objetivo. A Tabela 3.1 fornece os parâmetros utilizados para simulação com o modelo do circuito equivalente elétrico da pilha. O ponto ótimo de operação é dado por: $P = 8970 \text{ W}$, $\eta = 67,9\%$, $i = 175 \text{ A}$. Os valores dos parâmetros foram obtidos por meio da pilha a combustível disponível na biblioteca *SimPowerSystems* do Matlab/Simulink e ajustados conforme a condição de operação em catodo aberto.

3.2 Experimento

Para validar o modelo proposto e avaliar o efeito da purga no desempenho da pilha foi conduzido um experimento com uma pilha do tipo PEM 3000 W da *Horizon Fuel Cell Technologies* com 72 células e disponível comercialmente. A pilha é auto-umidificada e auto-ventilada o que inclui um sistema de ventilação diretamente acoplado que remove o calor da pilha por ar-forçado e ao mesmo tempo fornece oxigênio para o catodo da pilha. O anodo é suprido por hidrogênio seco e a saída é constituída por uma válvula solenóide responsável pela operação de purga do hidrogênio. Uma válvula reguladora de pressão mantém a pressão de entrada

Tabela 3.1: Parâmetros do Modelo Equivalente Elétrico da Pilha.

Parâmetros	Valores
Potência de Operação	8,97 kW
Potência Máxima	9,9 kW
N° de Células	65
Temperatura	65°C
Pressão H_2	0,55 bar
Pressão O_2	1,0325 bar
$U f_{H_2}$	99,56%
x_{H_2}	99,95%

do anodo ajustada no valor de 0,5 bar. Esse sistema, por padrão, opera com um período de purga de 10 s com tempo de duração de 1,2 s. A Fig.3.4 ilustra o sinal digital ON/OFF de controle da válvula de purga.

O experimento foi conduzido a partir da variação da corrente da pilha do valor nulo até a sua corrente máxima, 70 A. Para a região de perdas por ativação (0-10 A), como o intervalo de corrente é menor, foi escolhido um degrau de corrente que pudesse se observar o decaimento de tensão em função do degrau de corrente, já para a região de perdas ôhmicas (10 - 70 A), como o intervalo de operação é maior, o degrau de corrente escolhido foi superior. Nessas circunstâncias, para a corrente até 10 A foi aplicado um degrau de corrente de 2,5 A e para correntes superiores a 10 A foi aplicado um degrau de 5 A. A pilha utilizada no experimento possui uma dinâmica para o transporte de gases da ordem de 40s, portanto foi escolhido um intervalo para a aplicação do degrau que fosse superior a esse tempo, logo $\Delta t = 1 \text{ min}$.

A Fig.3.5 mostra a vazão de hidrogênio para todo o intervalo de variação da corrente. A Fig.3.6 mostra a relação linear entre a corrente e a vazão de H_2 . Pode-se observar também a formação dos picos de vazão introduzidos pela purga do H_2 , isso ocorre devido ao excesso de injeção de hidrogênio no compartimento do

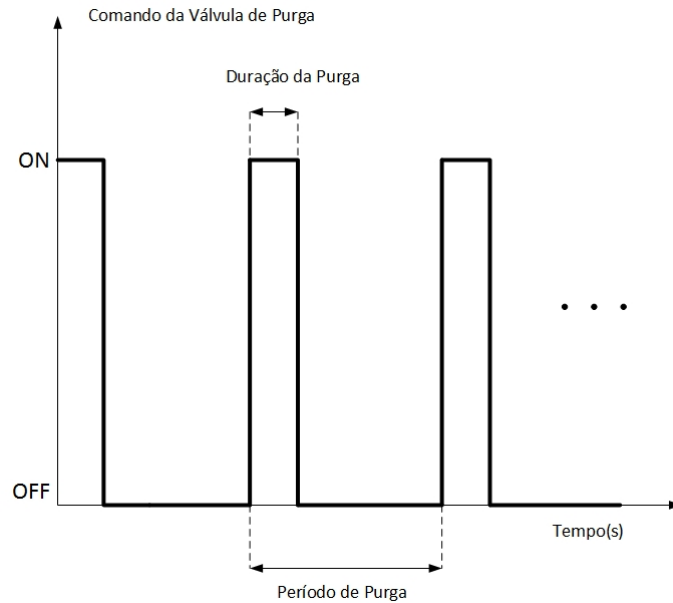


Figura 3.4: Comando ON/OFF da Válvula de Purga.

anodo em função da purga do N_2 , H_2O e do H_2 ali existente. A Fig.3.7 ilustra em um intervalo de degrau de corrente a formação dos picos de vazão de H_2 .

A Fig.3.8 mostra o gráfico da tensão na pilha com a variação de corrente. Pode-se notar pela figura o decaimento introduzido entre as purgas e a rápida queda de tensão que ocorre em função da purga de H_2 . O decaimento ocorre devido à diminuição da área efetiva da pilha à medida que há o aumento na formação de água. Com isso, há um aumento na densidade de corrente o que pela curva de polarização da pilha se traduz em uma queda de tensão. Durante o período de purga os poros bloqueados do lado do anodo são desobstruídos e há o restabelecimento da tensão.

O período e duração da purga são fornecidos pelo fabricante da pilha e são ajustados automaticamente pelo controlador interno da pilha a combustível e não podem ser alterados. No entanto, esses períodos são parâmetros de otimização para recuperação de tensão da pilha após o decaimento e para evitar o excesso de purga do anodo. Na Fig.3.8 pode-se observar que após o período transitório de variação de corrente na pilha, a tensão se estabiliza no valor correspondente à variação de

corrente imposta. Em algumas referências - [53], [29], [54] - os autores citam como critério para o acionamento da válvula de purga o nível de tensão atingido durante o processo de acúmulo de água no anodo. Para o desligamento, o critério é o nível de tensão atingido após o término do processo de purga. Dessa forma, evita-se, por exemplo, a purga desnecessária de hidrogênio diante de uma variação insignificante de tensão. Neste estudo, para efeito de comparação com a pilha que foi utilizada no experimento será mantida a atuação periódica da purga.

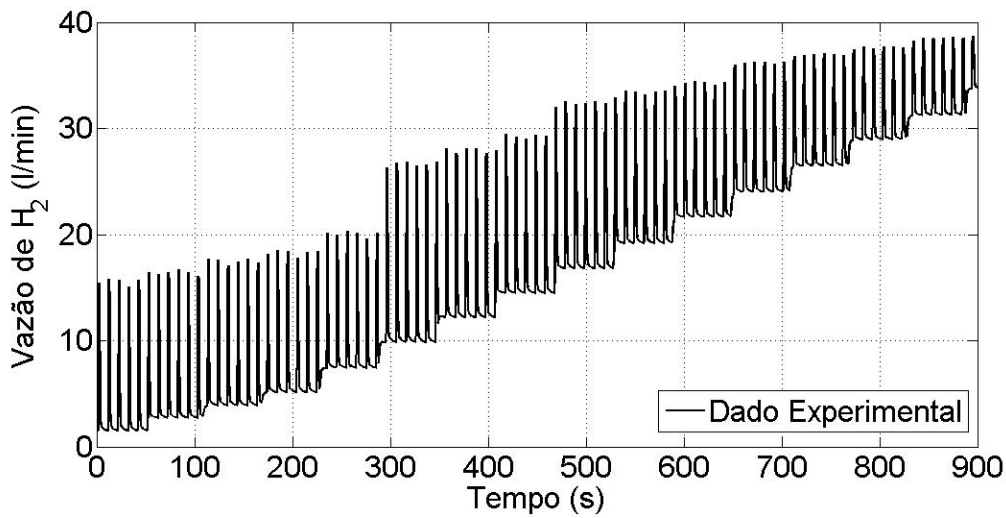


Figura 3.5: Vazão de H_2 ¹

3.2.1 Modelagem da Purga

Para levar em conta a queda de pressão no anodo introduzida pela purga de H_2 a vazão de hidrogênio pode ser expressa da seguinte forma [29]:

$$\begin{aligned} \dot{m}_{H_2} = & \dot{m}_{H_2,nominal}u(t) + (\dot{m}_{H_2,pico} - \dot{m}_{H_2,nominal})r(t - t_1) \\ & - (\dot{m}_{H_2,pico} - \dot{m}_{H_2,nominal})[1 - e^{-(t-t_2)/\tau_{\dot{m}}}] \end{aligned} \quad (3.17)$$

¹A unidade l/min significa litros por minutos que é a unidade de vazão volumétrica utilizada pelo fabricante da pilha a combustível.

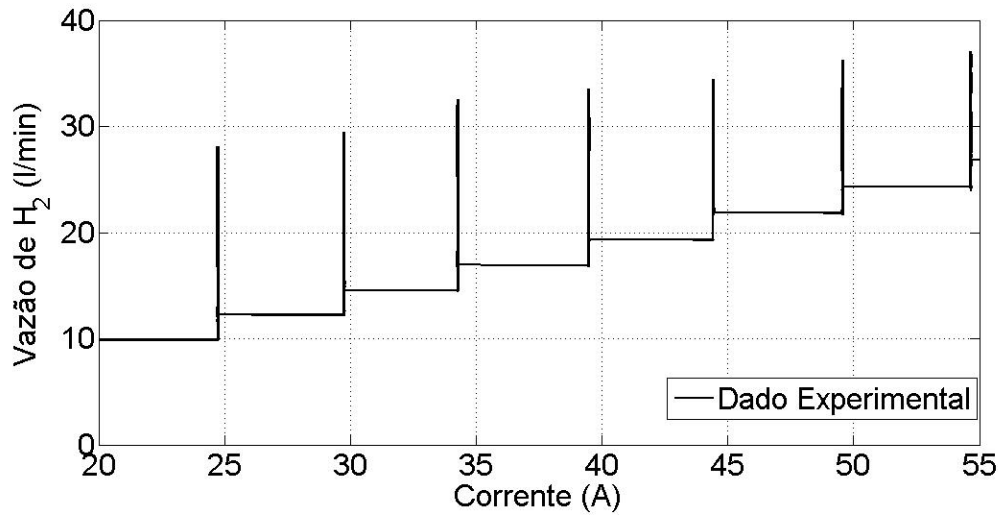


Figura 3.6: Relação Linear entre a vazão de H_2 e corrente.

em que

\dot{m}_{H_2} representa a vazão mássica de H_2 ,

$\dot{m}_{H_2,pico}$ representa o valor de pico da purga de hidrogênio obtido a partir da curva experimental,

$\dot{m}_{H_2,nominal}$ representa a vazão nominal do hidrogênio,

t_1 representa o instante de abertura da válvula de purga,

t_2 representa o instante de fechamento da válvula de purga,

$u(t)$ representa o degrau unitário,

$r(t)$ representa a rampa unitária.

Após o fechamento da válvula de purga a curva de vazão de hidrogênio segue um decaimento exponencial em que $\tau_{\dot{m}_{H_2}}$ representa a constante de tempo do decaimento.

A Fig.3.9 ilustra a vazão de hidrogênio obtida pelo modelo proposto em (3.17).

De forma equivalente, a queda de tensão da pilha em função da purga pode ser

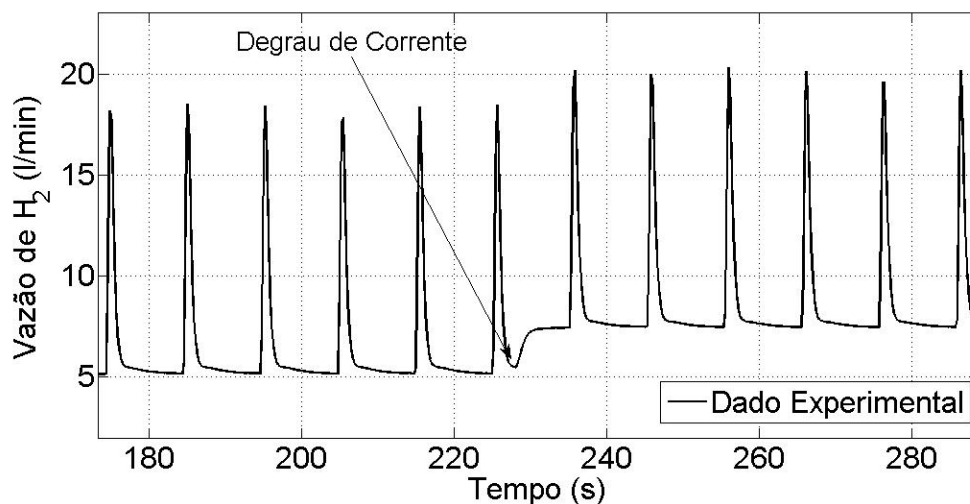


Figura 3.7: Vazão de H_2 para um degrau de corrente.

expressa da seguinte forma [55]:

$$V = \begin{cases} v_{fc} - \frac{\Delta v_{fl}}{t_{fl}} t & 0 \leq t < t_{fl} \\ (v_{fc} - \Delta v_{fl}) - \frac{\Delta v_p}{t_1 - t_{fl}} (t - t_{fl}) & t_{fl} \leq t < t_1 \\ (v_{fc} - \Delta v_{rec}) + \frac{\Delta v_{rec}}{t_p - t_1} (t - t_1) & t_1 \leq t < t_p \end{cases} \quad (3.18)$$

em que

v_{fc} representa a tensão da pilha,

Δv_{fl} representa a queda de tensão em função do acúmulo de água,

Δv_p representa a queda de tensão devido à purga de hidrogênio,

Δv_{rec} representa a tensão de recuperação após a purga do hidrogênio,

t_{fl} é o tempo associado à queda de tensão em função do acúmulo de água,

t_p é o tempo associado à queda de tensão introduzida pela purga do hidrogênio,

t_1 é o tempo associado à queda de tensão introduzida pelo acúmulo de água e à purga do hidrogênio.

A Fig. 3.10 ilustra a tensão na pilha obtida a partir do modelo proposto por (3.18).

Os valores de Δv_{fl} , Δv_p e Δv_{rec} são obtidos de forma experimental e os tempos t_{fl} ,

t_p e t_1 são valores normalmente fornecidos pelo fabricante ou determinados segundo

o critério de purga que for adotado.

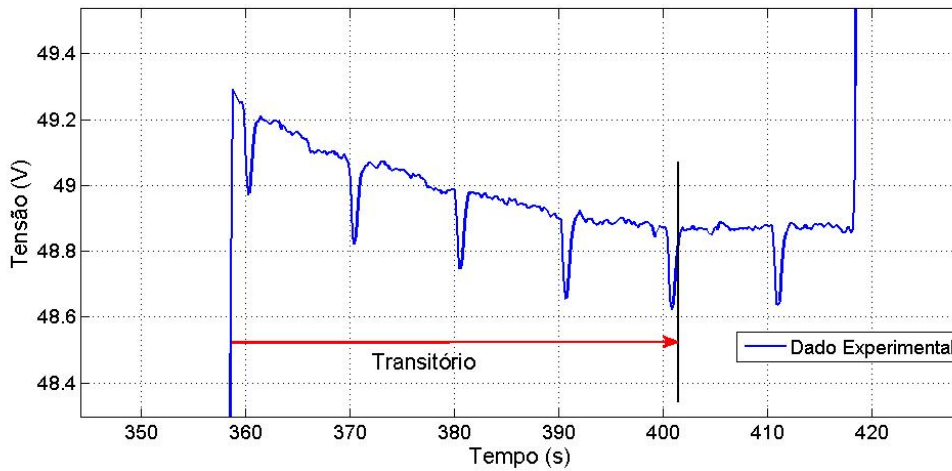


Figura 3.8: Tensão na Pilha devido à purga de H_2 .

3.2.2 Resultados Simulados

De forma a avaliar os efeitos da purga na eficiência, utilização de hidrogênio e na tensão da pilha, foram conduzidos alguns testes de simulação a partir do modelo da pilha apresentado na seção 3.1.1.

A Fig.3.11 ilustra a eficiência da pilha obtida a partir do ponto de operação. Os afundamentos na eficiência introduzidos na figura são devidos à purga ocorrida no anodo. Pode-se observar esses afundamentos também na Fig.3.12 para a utilização do hidrogênio. A equação (3.6) fornece a relação entre a utilização e a vazão de hidrogênio. Devido ao efeito da purga na vazão de hidrogênio e pela conseguinte elevação da amplitude de vazão, existirá uma diminuição da utilização de hidrogênio durante o período de purga.

A Fig.3.13 ilustra a potência da pilha para o ponto ótimo de operação. Pode-se observar a pequena variação de potência mostrada no gráfico, 1,73%. Isso se deve à queda de tensão mostrada na Fig.3.10 para o acúmulo de água e purga no anodo.

A Fig. 3.14 mostra o comparativo dos gráficos das tensões obtidas pelo modelo da pilha a combustível introduzido na seção 3.1.1 e o experimento para a pilha

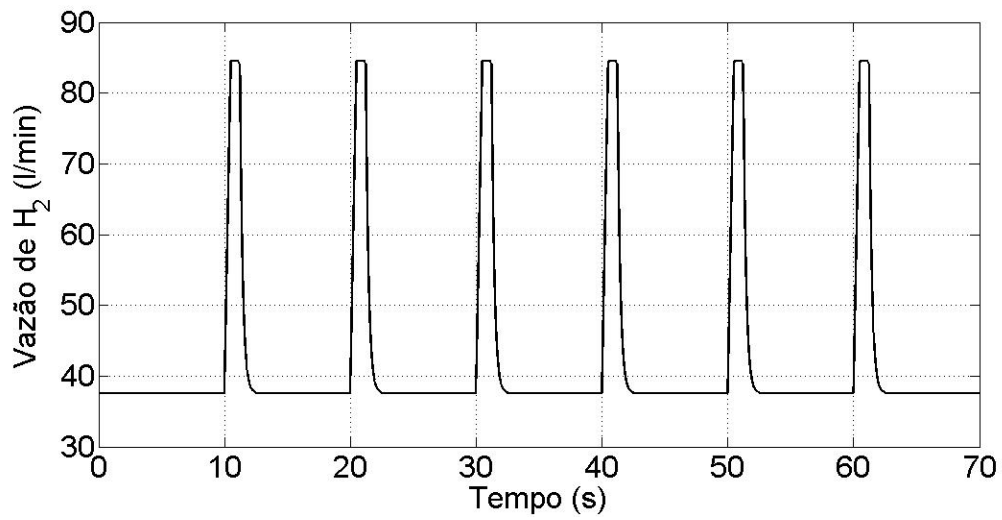


Figura 3.9: Vazão de H_2 obtida pelo modelo.

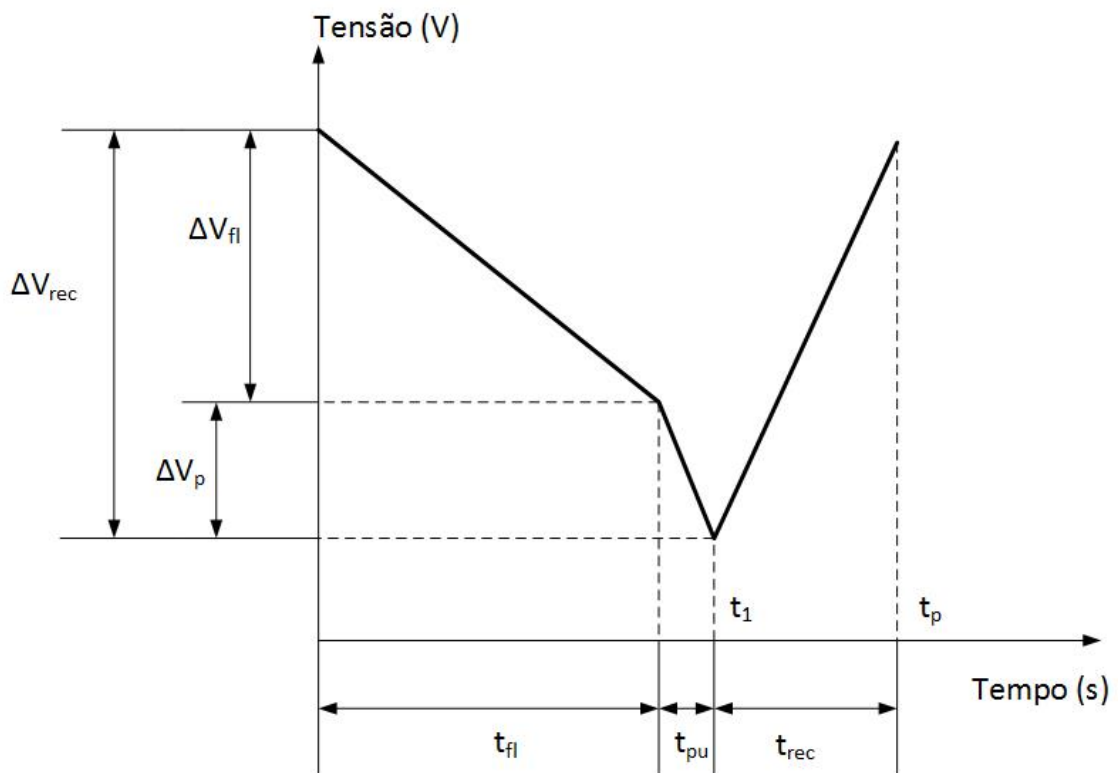


Figura 3.10: Tensão na Pilha obtida pelo modelo.

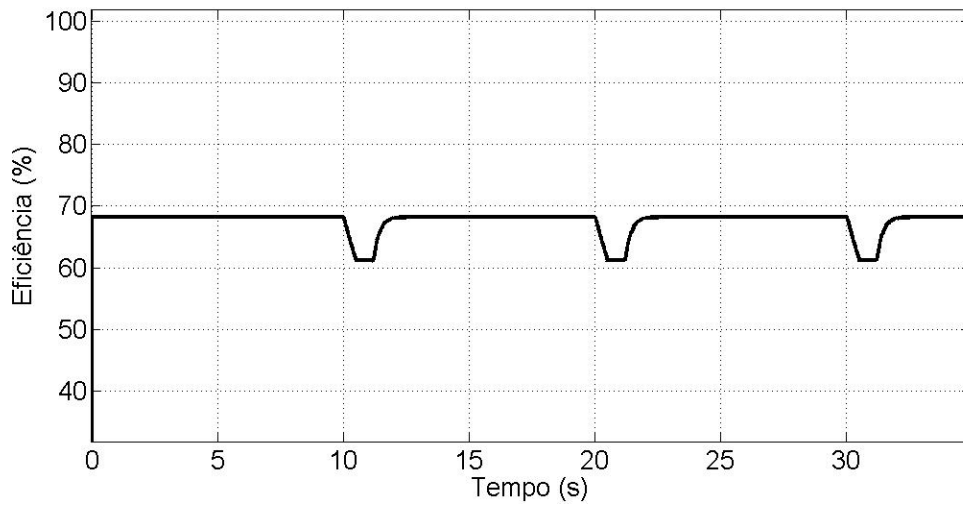


Figura 3.11: Gráfico da eficiência da pilha para o ponto de operação determinado pela função objetivo.

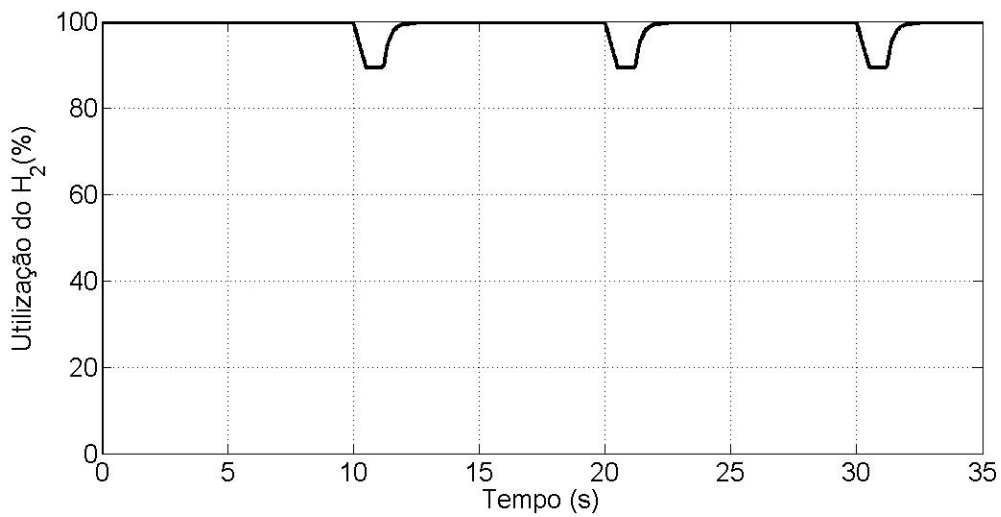


Figura 3.12: Gráfico da utilização do H_2 .

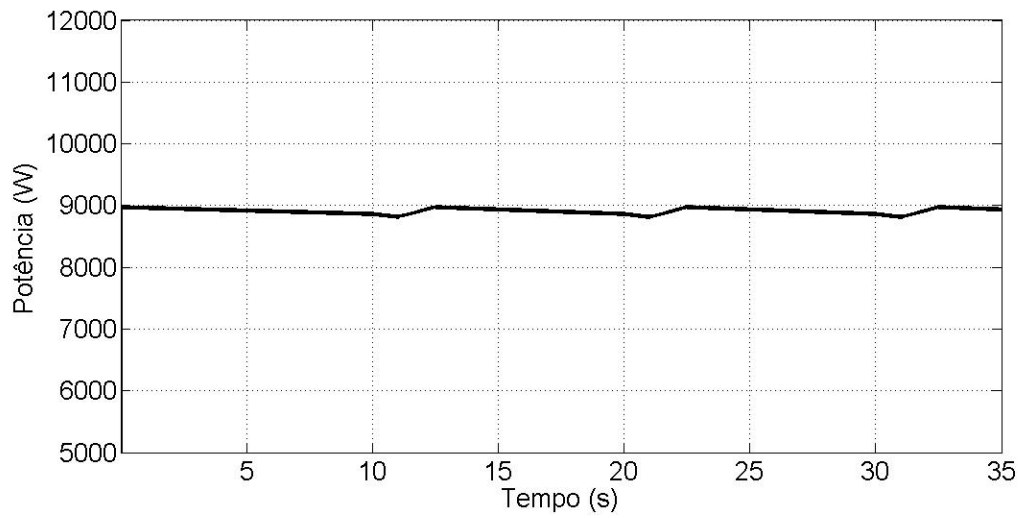


Figura 3.13: Gráfico da Potência da Pilha.

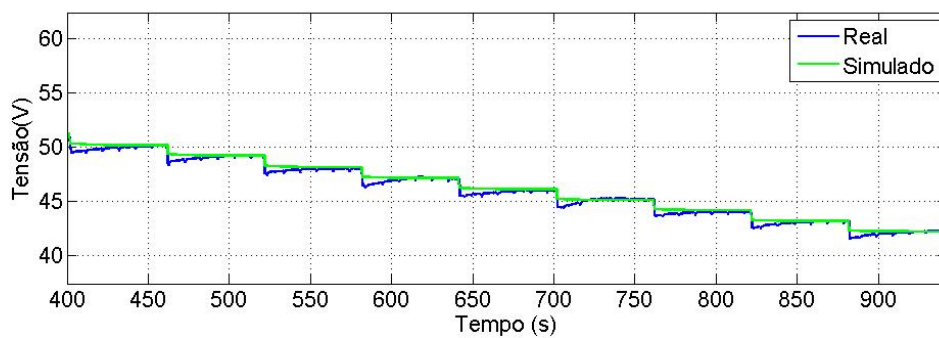


Figura 3.14: Comparativo entre as tensões obtidas a partir do experimento e com o modelo simulado.

de 3 kW . Nesse gráfico é mostrada a região de perdas ôhmicas da pilha porque é a região de operação da pilha a combustível analisada neste estudo. A dinâmica de tensão introduzida pelo degrau de corrente é governada principalmente pelo transiente de transporte de gases [56]. A composição dos gases e as pressões parciais também possuem um efeito significativo na dinâmica da pilha [56]. Em [57] o autor apresenta um estudo com diferentes composições de gases N_2/O_2 para o catodo da pilha e avalia a dinâmica de tensão frente à variação de corrente introduzida. O autor conclui que para a pilha alimentada com oxigênio puro (100%), a tensão apresenta um transitório bem inferior ao que teria caso fosse alimentada com ar (21%) como é o caso das pilhas de catodo aberto. De forma equivalente, nesse mesmo estudo, o autor avalia a influência da utilização do hidrogênio na resposta dinâmica da pilha. O autor conclui que para a utilização de hidrogênio de 100% existe pouca influência na dinâmica da pilha. Ou seja, a operação da pilha em modo DEA não altera a sua dinâmica.

O modelo do circuito elétrico equivalente apresentado na seção (3.1.1) não contempla a dinâmica da pilha introduzida pela variação de carga, como pode ser observado na Fig. 3.14. No entanto, o gráfico serviu para mostrar que em regime permanente o modelo apresentou uma resposta satisfatória para a região de perdas ôhmicas da pilha. Para a abordagem que será feita nesse estudo, a pilha atuará, em condições normais de operação, em situação de casamento de carga-geração, ou seja, se houver uma variação de carga para menos, o excedente é fornecido à rede. De forma equivalente, se houver um déficit de geração em situação de aumento de carga, a rede supre a demanda. Assim, o que é mais relevante é o valor de regime permanente, que é o valor da potência ativa que a pilha fornece.

3.3 Conversor CC-CC

As fontes de energia usadas em geração distribuída normalmente possuem características de saída incompatíveis com a rede e por esse motivo conversores eletrônicos

são normalmente utilizados para conectar essas fontes de energia à rede. No caso da pilha, a tensão de saída possui uma amplitude baixa e a tensão CC é variante com a carga. Portanto, para que seja conectada à rede, a tensão de saída da pilha deve ser elevada e convertida em tensão alternada. Essa tarefa pode ser realizada utilizando conversores de um único estágio ou conversores de múltiplos estágios [58]. Um conversor multiestágio que consiste de conversores CC-CC e CC-CA normalmente é preferível de modo a obter uma tensão de saída mais elevada [59]. Dependendo dos requisitos da aplicação, conversores multiestágio incluem conversores CC-CC não isolados e isolados como primeiro estágio [60]. Em aplicações como a pilha, que possui baixa tensão de saída, a topologia do conversor CC-CC isolada é a mais indicada porque além de proporcionar isolamento, permite atingir maiores valores de tensão de saída [60, 58].

Para conversores CC-CC isolados, o ripple de corrente, *stress* de corrente e a elevada taxa de conversão de tensão são importantes fatores [61]. Comparado a outras aplicações o conversor fonte de tensão pode não ser o ideal devido ao elevado *ripple* de corrente de entrada. Para reduzir o *ripple* de corrente no conversor fonte de tensão, um filtro *LC* adicional é necessário, o que pode diminuir a eficiência [61]. Uma elevada relação de transformação entre o primário e o secundário do transformador de alta frequência também é necessária [58]. Entretanto, o conversor fonte de corrente diminui o *ripple* de corrente devido ao uso do indutor de entrada [61].

O conversor *push-pull* fonte de corrente possui algumas vantagens como uma elevada relação de transformação e baixo *ripple* de corrente. Também é reconhecido que o desbalanço de fluxo no transformador não é um sério problema devido à alta impedância de entrada do conversor *push-pull* com tap central [61]. O conversor *push-pull* é derivado do conversor *boost*, sua corrente de entrada é contínua e o pico de corrente nas chaves é igual à média da corrente de entrada somado à componente de *ripple* [58].

Por esta razão e considerando principalmente os requisitos de baixo *ripple* de

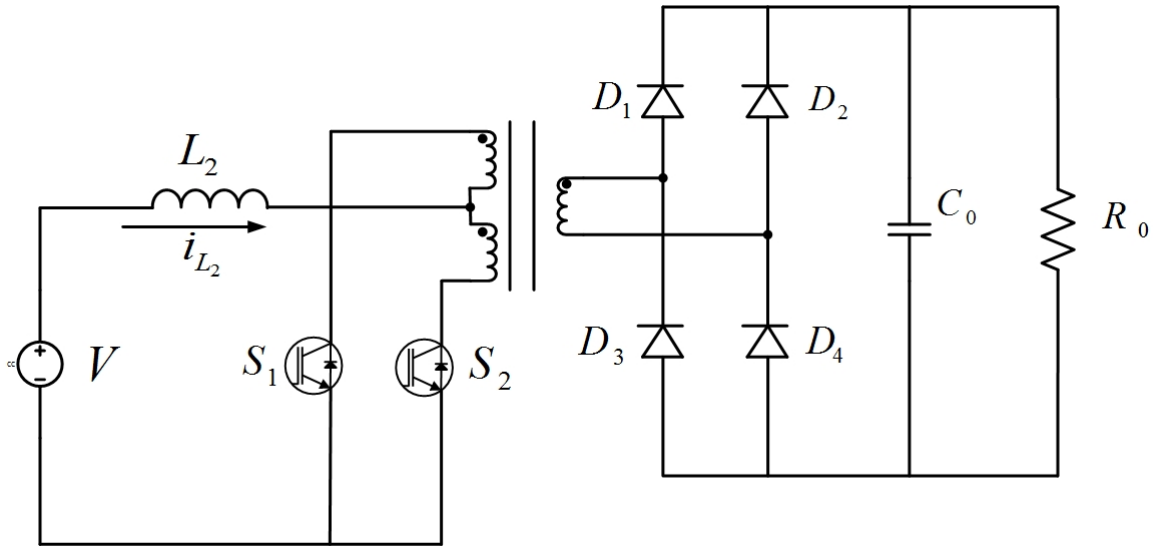


Figura 3.15: Topologia do Conversor *Push-Pull* fonte de corrente.

corrente para sistemas a pilha a combustível, o conversor *push-pull* fonte de corrente será utilizado neste trabalho.

3.3.1 Conversor *Push-Pull*

A estrutura básica do conversor *Push-Pull* alimentado por corrente é apresentada na Fig.3.15.

A seguir serão apresentadas as etapas de operação do conversor *Push-Pull*.

1° Etapa: Ambas as chaves S_1 e S_2 encontram-se ligadas: $t_0 \leq t \leq t_1$, Fig.3.17a.

Nesta etapa com as chaves S_1 e S_2 ambas ligadas, os fluxos gerados pelas correntes em cada enrolamento do transformador se opõem e por consequência as tensões se anulam. Durante essa etapa o indutor de entrada do conversor carrega-se linearmente até o instante t_1 . Ainda nesta etapa, não ocorre transferência de energia para carga que é alimentada pelo capacitor de saída. Ao final dessa etapa, a corrente no indutor atinge o valor máximo I_M como ilustrado na forma de onda

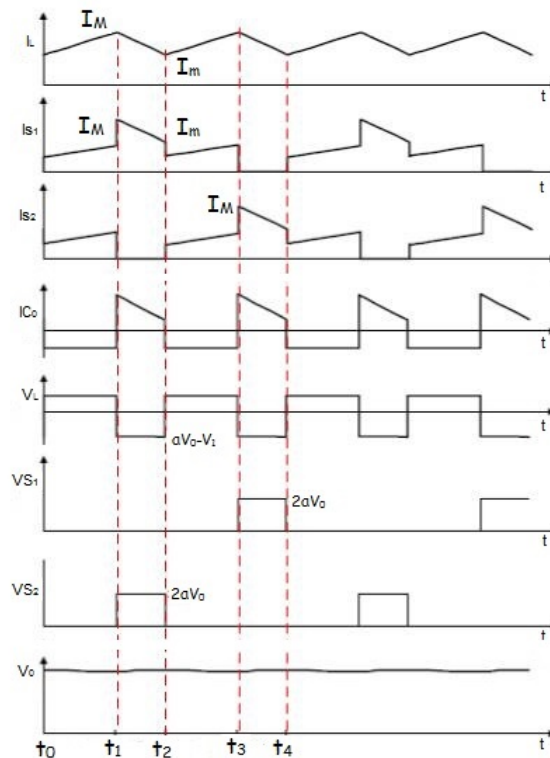


Figura 3.16: Formas de Onda para o conversor *Push-Pull* fonte de corrente.

da Fig.3.16

2° Etapa: Chave S_1 fechada e S_2 aberta, $t_1 \leq t \leq t_2$, Fig.3.17b.

Com a abertura da chave S_2 os diodos D_2 e D_3 passam a conduzir corrente e a tensão no indutor de entrada passa ser a tensão de entrada subtraída da tensão na carga referida ao primário, neste caso a tensão referida ao primário é superior à tensão de entrada para garantir o equilíbrio de energia no indutor. Assim, a corrente no indutor decresce de forma linear como pode ser observado na Fig.3.16. Ao final desta etapa a corrente no indutor atinge o seu valor mínimo de I_m a partir do qual a chave S_2 é fechada e se inicia uma outra etapa.

3° Etapa: Ambas as chaves S_1 e S_2 encontram-se ligadas: $t_2 \leq t \leq t_3$, Fig.3.17c.

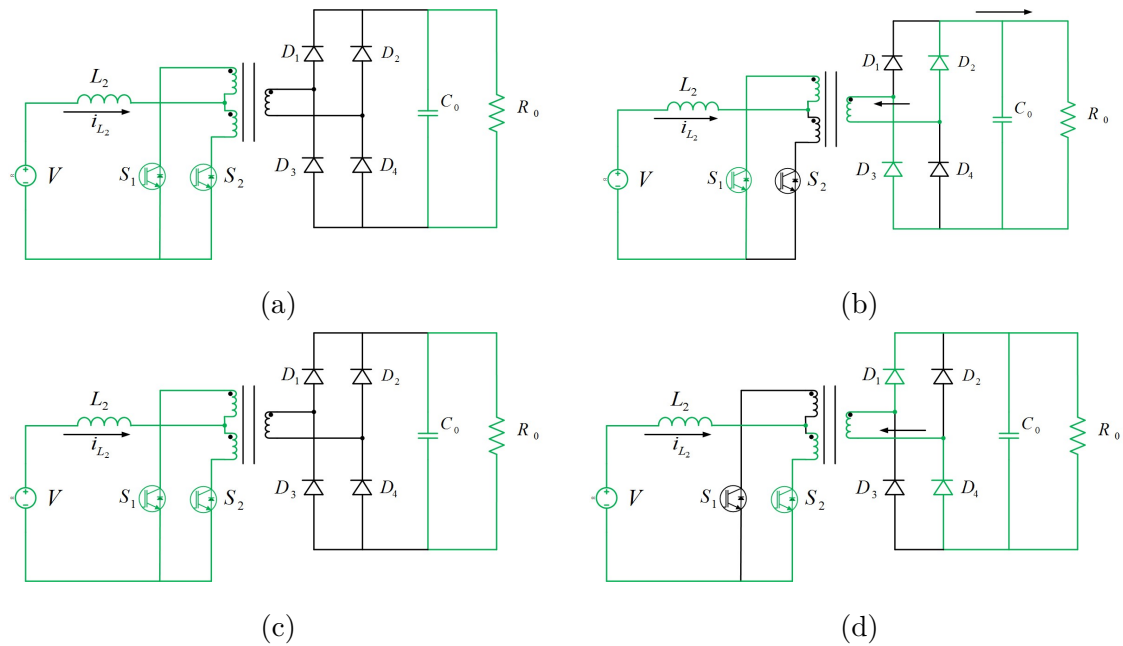


Figura 3.17: Etapas de Operação.

Durante esta etapa a chave S_2 do conversor é fechada e o conversor assume uma configuração idêntica à primeira etapa. Nesta etapa a corrente no indutor atinge novamente o valor máximo de I_M .

4º Etapa: Chave S_1 aberta e chave S_2 fechada: $t_3 \leq t \leq t_4$, Fig.3.17d.

No tempo t_3 a chave S_1 abre, neste momento os diodos D_1 e D_4 passam a conduzir. A tensão no indutor de entrada passa a ser a tensão de entrada subtraída da tensão da carga referida ao primário, tal como ocorreu na segunda etapa, no entanto a polaridade nos enrolamentos do transformador é oposta. Nesta etapa a corrente no indutor decresce de forma linear até atingir novamente o valor mínimo I_m .

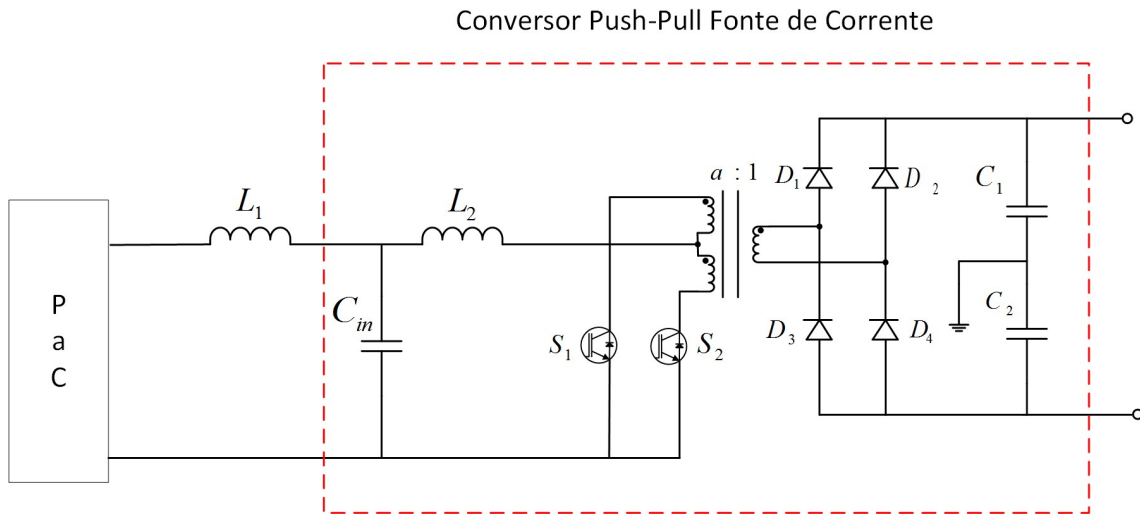


Figura 3.18: Circuito para o Conversor *Push-Pull* conectado à pilha.

3.3.2 Controle para o Conversor Push-Pull

O conversor *push-pull* funciona para elevar a baixa tensão da pilha de modo que possa ser conectada a um inversor e assim ser ligada a uma rede de distribuição. O circuito do conversor *push-pull* conectado à pilha é mostrado na Fig.3.18. O controle do conversor atua na regulação de corrente do indutor L_2 . A Fig.3.19 ilustra o diagrama de controle para as chaves do conversor push-pull. As portadoras funcionam em oposição de fase.

A tensão no capacitor C_{in} é determinada diretamente pela curva de polarização de acordo com a referência de corrente da pilha.

O ganho estático do conversor em modo de condução contínua é dado por [62],

$$G_{mcc} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{2a} \frac{1}{1-D} \quad (3.19)$$

em que

V_{in} representa a tensão de entrada do conversor,

V_o representa a tensão de saída,

a representa a relação transformação,

D representa o ciclo de trabalho.

O indutor L_2 pode ser determinado a partir da eq. (3.20) [62] para o modo de

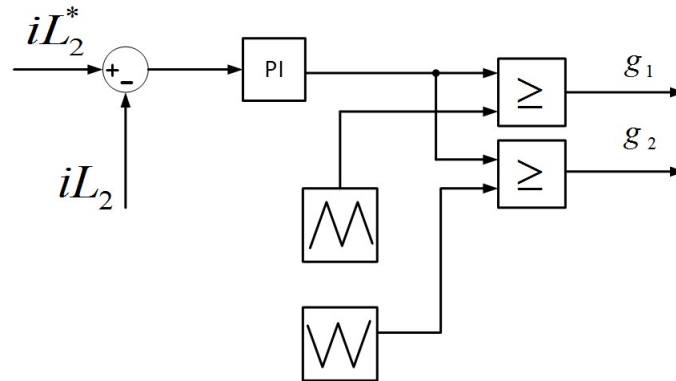


Figura 3.19: Disparo das Chaves para o Controle de Corrente.

condução contínua do conversor,

$$L_2 = \frac{a(1-D)(2D-1)T_s V_o}{\Delta i_L} \quad (3.20)$$

em que

T_s representa o período de chaveamento,

Δi_L representa o ripple de corrente no indutor L_2 .

Com uma condição de projeto para um *ripple* de corrente de 10% da corrente de referência, temos que $L_2 = L_1 = 0,1mH$.

O ciclo de trabalho de operação do conversor push-pull é entre 50% e 100%.

O gráfico da Fig.3.20 representa a corrente no indutor L_2 do conversor. A forma de onda tem característica similar à mostrada na Fig.3.16 com o valor médio ajustado na referência da pilha.

A Fig.3.21 ilustra a corrente no indutor L_1 . No instante $0,2s$ é aplicado um degrau de corrente de $0,7 \times I_{ref}$ de modo a observar a dinâmica da corrente.

A Fig.3.22 ilustra a tensão no capacitor C_{in} . A tensão apresenta uma variação de 51,27 V para 59,3 V, conforme variação de corrente imposta, obedecendo a curva de polarização da pilha.

O ajuste dos ganhos do controlador foi feito a partir do tempo de resposta de variação de corrente estabelecido como $t_{ss} < 0,1 s$.

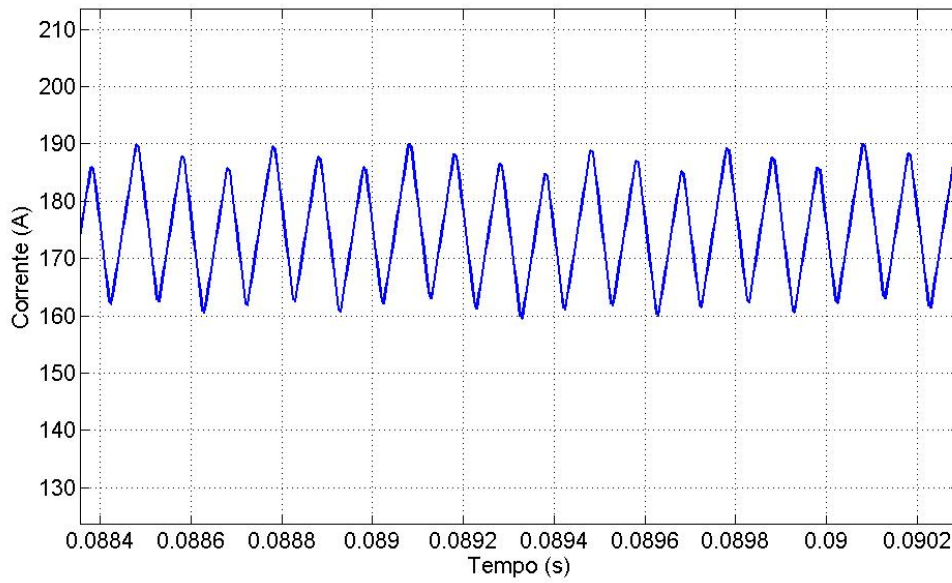


Figura 3.20: Corrente no Indutor L_2 do Conversor.

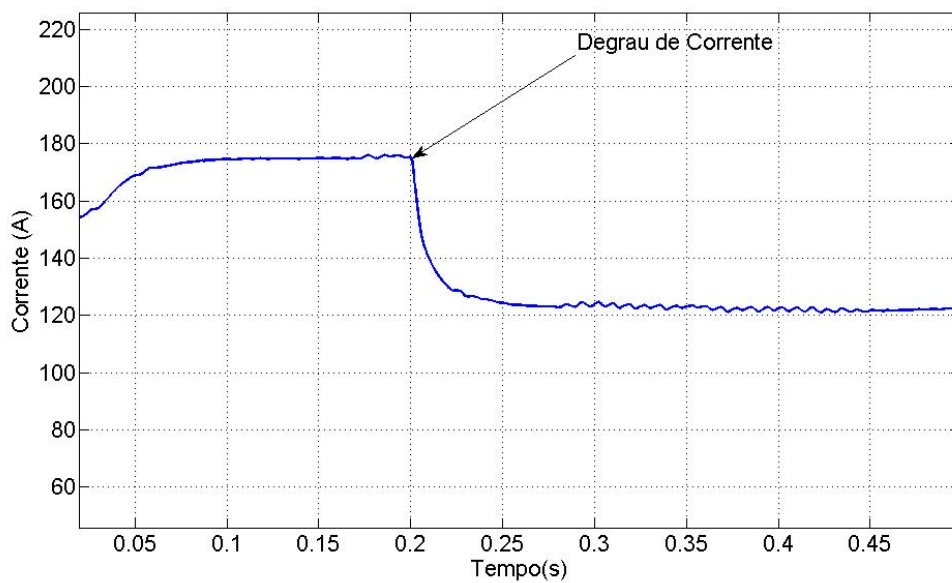


Figura 3.21: Corrente no Indutor L_1 .

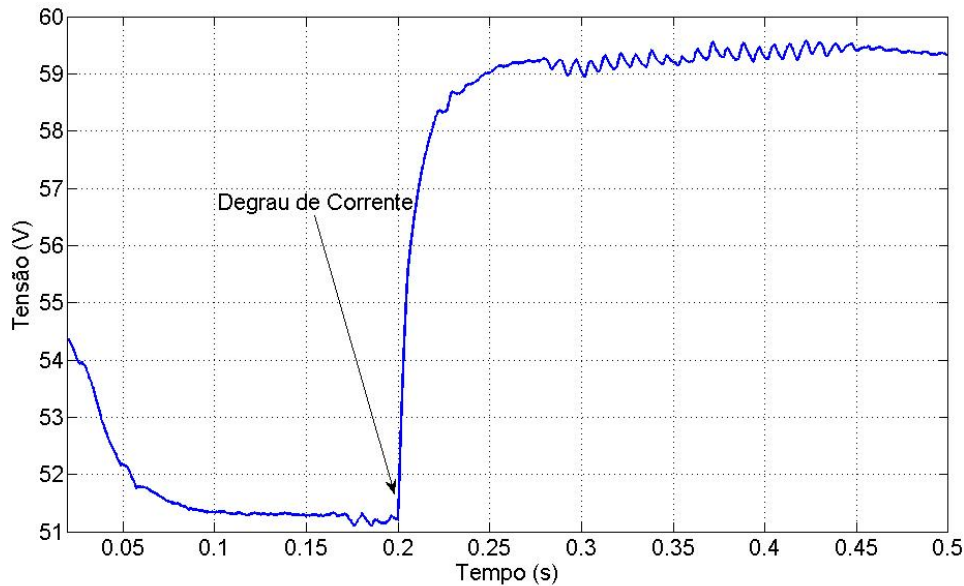


Figura 3.22: Tensão no Capacitor C_{in}

3.4 Conclusão Parcial

Este capítulo tratou de estabelecer uma estratégia de operação para o sistema da pilha a combustível. A proposta de utilização de uma pilha a combustível de catodo aberto se deveu a sua portabilidade e à utilização de um reduzido número de componentes de BoP. No tocante ao modelo da pilha apresentado, o modelo do circuito elétrico equivalente se mostrou satisfatório para a região de operação da pilha a combustível. Esse modelo permitiu ainda a escolha do ponto ótimo de operação da pilha que levasse em conta variáveis como a potência e a eficiência da pilha como parâmetros de otimização, o que permitiu que a pilha operasse no ponto de maior eficiência por potência fornecida. O experimento realizado permitiu avaliar o efeito que a purga possui na vazão de hidrogênio, o que possibilitou analisar os seus efeitos também na eficiência e na utilização do hidrogênio por meio do modelo proposto. Neste capítulo ainda foi abordado o conversor CC-CC que foi utilizado para elevar a baixa amplitude do sinal de tensão da pilha para o nível de tensão do elo CC do inversor. A utilização de um conversor push-pull fonte de corrente em topologia iso-

*CAPÍTULO 3. ESTRATÉGIA DE OPERAÇÃO DA PILHA A COMBUSTÍVEL
PARA MICROGERAÇÃO DISTRIBUÍDA*

lada propiciou atender os requisitos de baixo *ripple* de corrente e ao mesmo tempo, com o controle de corrente adotado, permitiu a regulação do capacitor de entrada do conversor definido pela curva de polarização da pilha.

Capítulo 4

Estratégia de Operação do Conversor Multinível

Sistemas de Geração Distribuída Sustentáveis tais como pilhas a combustível¹, turbinas eólicas e painéis fotovoltaicos estão em um crescente desenvolvimento pelo mundo, por poder contribuir para suprir a ascendente demanda de energia e para atenuar todas as questões ambientais relativas à emissão de gases poluentes e carência de recursos oriundos de combustíveis fósseis.

Com o aumento da inserção da geração distribuída, a desconexão de unidades de geração durante um evento de falta como acontece normalmente não é aceito mais, porque essas unidades dividem a responsabilidade da estabilização da rede. A razão para manter essas unidades conectadas é para evitar a perda brusca de potência ativa, o que poderia levar a colapsos no sistema de potência. Além disso, essas unidades, caso se mantenham conectadas, podem ser usadas para ajudar a manter regulada a tensão da rede com a injeção de potência reativa. A desconexão involuntária de uma quantidade considerável dessas unidades induzirá ainda uma instabilidade de frequência na rede acarretando eventos mais sérios tais como interrupção de potência e flicker de tensão [63].

Outro fator relacionado aos SPCs (Sistemas de Pilha a Combustível) em relação

¹de origem renovável.

à perturbação na rede (afundamento de tensão) é a habilidade de suporte dinâmico na forma de FRT (*Fault Ride Through*) e injeção de potência ativa. Tais requisitos de rede já são efetivos em alguns países de modo a estabilizar a rede em caso de falhas e evitar a perda de unidades de geração de pilhas a combustível devido a transientes de tensão na rede [64].

A Norma da Light para sistemas de micro/minigeração estabelece a categoria de conexão de acordo com a potência de geração instalada. Para sistemas de microgeração de baixa potência (<10 kW), o inversor pode ser conectado em arranjo monofásico.

A proposta de utilização de um conversor multinível surgiu da facilidade de sua integração com fontes renováveis de energias como fotovoltaica, eólica e pilhas a combustível e pela capacidade de produzir sinais com baixa distorção harmônica [65] como será apresentado na próxima seção. Contudo, é necessário analisar sua adequação aos requisitos dos procedimentos de rede para geração distribuída, quanto ao comportamento em condições anormais de operação, conforme será apresentado mais adiante.

4.1 Conversores Multiníveis

O conceito de conversores multiníveis foi introduzido a partir de 1975 [8]. O termo multinível surgiu com o conversor a três níveis [66]. Depois, diversas topologias de conversores multiníveis foram desenvolvidas. No entanto, o conceito elementar de um conversor multinível para atingir elevadas potências era usar chaves semicondutoras em série, com diversas fontes de tensão CC para efetuar a conversão de energia pela síntese da tensão em níveis. Capacitores, baterias e fontes renováveis podem ser utilizados como múltiplas fontes de tensão CC. Isso faz com que essas topologias de conversores sejam convenientes para uso em FACTS e aplicações customizadas [67].

A função geral de um conversor multinível é a produção de uma forma de onda

CA a partir de níveis de tensão CC. Por essa razão, esses conversores são ideais para conexão ou em série ou em paralelo a uma rede CA com fontes renováveis como fotovoltaica, pilhas a combustível e dispositivos de armazenamento de energia como capacitores e baterias. Aplicações adicionais de conversores multiníveis incluem ajuste de velocidade de motores, compensação reativa, restauração dinâmica de tensão e filtro harmônico [65].

Em função da maior inserção das fontes de geração distribuída na malha energética, o uso de conversores multiníveis para controle de frequência e tensão de saída a partir de fontes renováveis fornecerá significativas vantagens devido a sua rápida resposta e controle autônomo [68]. Adicionalmente, conversores multiníveis podem também controlar os fluxos de potência ativa e reativa de uma fonte de energia renovável conectada à rede. Esses conversores são atrativos para o controle contínuo do comportamento dinâmico do sistema e para reduzir problemas de qualidade de potência tais como harmônicos de tensão, desbalanço e afundamentos [69].

Embora exista uma grande diversidade [65],[8],[70], as principais topologias básicas de conversores multiníveis são:

- Grampeado por Diodos
- Ponte H em cascata
- Capacitor Flutuante

4.1.1 Grampeado por Diodos

Os inversores grampeados por diodos são uma das primeiras topologias desenvolvidas [71],[72],[65]. A Fig. 4.1 ilustra uma topologia de inversor monofásico a 5-níveis. Os dois capacitores conectados no circuito dividem a tensão de entrada V_{cc} para obter a tensão do ponto médio. Assim essa topologia pode ser chamada de conversor grampeado a diodos no ponto neutro (NPC). Os diodos D_1 e D_2 presentes no circuito ajudam com o grampeamento da tensão V_{cc} para obter diferentes níveis de tensão de saída. Os pares de chaves S_{a1} e S'_{a1} e S_{a2} e S'_{a2} são complementares entre

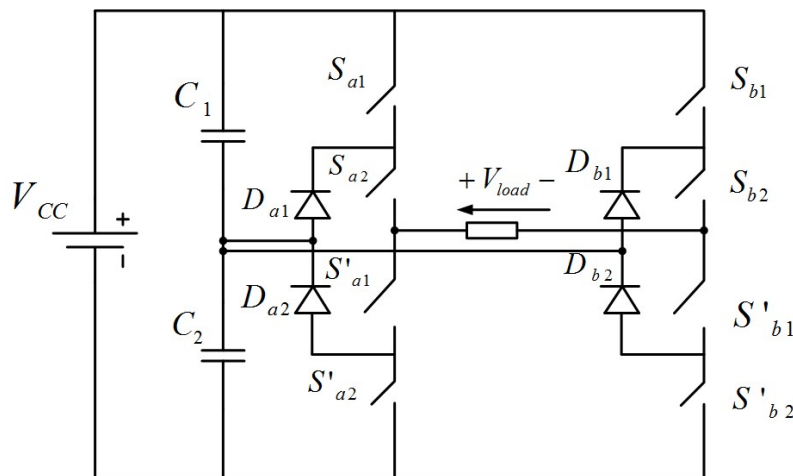


Figura 4.1: Inversor Multinível grampeado a diodos a 5-níveis.

si. De forma similar os pares de chaves S_{b1} e S'_{b1} e chaves S_{b2} e S'_{b2} também são complementares entre si.

O número de chaves, capacitores e diodos necessários ao circuito aumenta com o número de níveis desejados. Para qualquer nível adicional de tensão é necessário um par de chaves complementares em cada ramo do circuito e também capacitores e diodos adicionais. No entanto, nesses casos, o balanceamento de tensão dos capacitores e o custo dos diodos tornam-se um problema prático [71].

4.1.2 Conversor Multinível em Ponte H em cascata

A topologia em ponte H em cascata é uma conexão em série de dois ou mais inversores em ponte completa. A Fig.4.2 mostra a topologia em ponte H para 5-níveis. Os pares de chaves S_{a1} e S'_{a1} e S_{a2} e S'_{a2} são complementares entre si. De forma similar os pares de chaves S_{b1} e S'_{b1} e chaves S_{b2} e S'_{b2} também são complementares entre si. Os diferentes níveis de tensão que podem ser obtidos são: $+2V_{cc}$, $+V_{cc}$, 0 , $-V_{cc}$, $-2V_{cc}$. Se as fontes CC em ambos os circuitos conectados em série forem diferentes, podem ser obtidos nove níveis de tensão.

Uma vantagem da topologia em ponte H em cascata é o número reduzido de dispositivos de eletrônica de potência e uma desvantagem é a necessidade de fontes

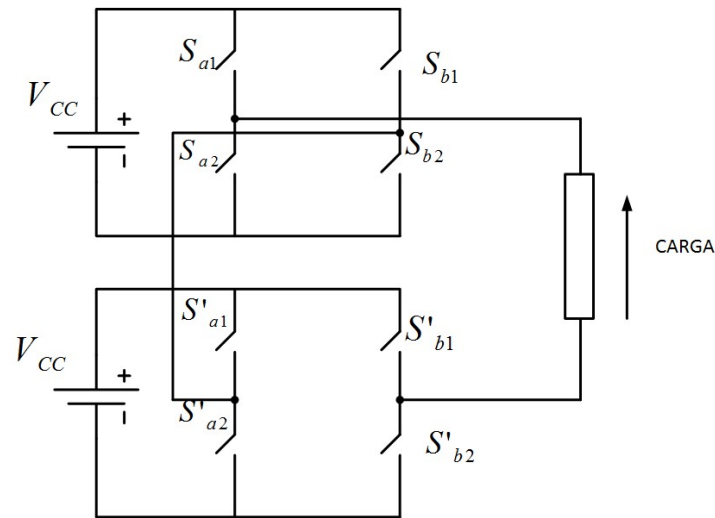


Figura 4.2: Inversor com Ponte H em cascata para 5-níveis.

CC separadas [65][73],[74].

A proposta de utilização de uma topologia em conversor multinível a capacitores flutuantes se deveu à facilidade de integração com a pilha e a redundância dos níveis internos de tensão o que permitiu a regulação da tensão dos capacitores a partir de um adequado controle de chaveamento. Em [70] é apresentado também que essa topologia é adequada para operação do inversor diante de interrupções temporárias e afundamentos de tensão severos, que é o que será apresentado neste capítulo.

4.1.3 Conversor Multinível - Topologia em Capacitor Flutuante

A topologia em capacitor flutuante empregada neste trabalho permite obter quatro níveis de tensão entre os terminais de saída do conversor e o ponto médio do elo CC, especificamente $-V_{cc}/2, -V_{cc}/6, +V_{cc}/6, +V_{cc}/2$. A Fig.4.3 mostra o esquema do conversor.

O terminal positivo do capacitor flutuante C_1 é conectado entre a primeira e segunda chaves, o terminal negativo entre a quinta e sexta. De forma similar, o terminal positivo do capacitor C_2 é conectado entre a segunda e terceira chaves, o

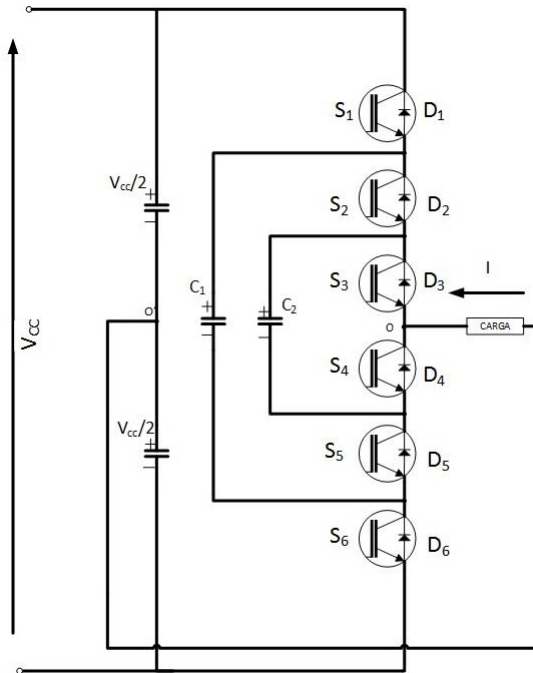


Figura 4.3: Estrutura Básica do Inversor Multinível a Capacitores Flutuantes com 4-níveis.

terminal negativo entre a quarta e quinta. O ponto médio situado entre a terceira e quarta chaves é o terminal de saída. As tensões nominais dos capacitores flutuantes V_{C1n} e V_{C2n} são:

$$V_{C1n} = \frac{2}{3}V_{cc} \quad (4.1)$$

$$V_{C2n} = \frac{V_{cc}}{3} \quad (4.2)$$

Com seis chaves semicondutoras é possível operar em oito estados. A Tabela 4.1 mostra os estados possíveis. Pode-se observar também que as tensões $\pm V_{cc}/6$ podem ser obtidas por três formas de chaveamento diferentes. A redundância é maior do que o caso a 3-níveis e todos os estados redundantes podem ser usados como estratégia de controle para regulação da tensão dos capacitores. A Fig. 4.4 ilustra a forma de onda do capacitor flutuante a 4-níveis.

Manter a tensão correta nos capacitores flutuantes é o desafio principal na garantia de um modo de operação adequado do inversor. Quando uma tensão inter-

Tabela 4.1: Estados de Chaveamento da Topologia em Capacitor Flutuante do Inversor Multinível a 4-níveis, (1-chave ligada, 0- chave desligada).

Estados	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	V_{out}
1	0	0	0	1	1	1	$-V_{cc}/2$
2	1	0	0	1	1	0	$-V_{cc}/6$
3	0	1	0	1	0	1	$-V_{cc}/6$
4	0	0	1	0	1	1	$-V_{cc}/6$
5	1	1	0	1	0	0	$+V_{cc}/6$
6	0	1	1	0	0	1	$+V_{cc}/6$
7	1	0	1	0	1	0	$+V_{cc}/6$
8	1	1	1	0	0	0	$+V_{cc}/2$

mediária é obtida, existe um caminho de corrente por um ou mais capacitores que faz com que haja carga e descarga nos mesmos dependendo do estado das chaves e eventualmente o sentido da corrente. Portanto, o controle do inversor deve assegurar que as tensões no capacitores sejam balanceadas por meio de um apropriado controle das chaves e assim, garantir que a forma de onda de tensão possua um menor nível de distorção harmônica.

4.1.4 Modos de Operação

Modo 1: Durante o modo de operação 1 a corrente flui pelas chaves semicondutoras S_4 , S_5 e S_6 até o ponto médio do lado CC do inversor, ponto O . A tensão na carga é dada pelo valor da tensão no capacitor do lado CC do inversor carregado com metade da tensão de entrada,

$$V_{carga} = -\frac{1}{2}V_{cc}. \quad (4.3)$$

A Fig. 4.5a ilustra o modo 1 de operação.

Modo 2: Durante o modo 2 a corrente passa pelas chaves S_4 e S_5 e o diodo D_1

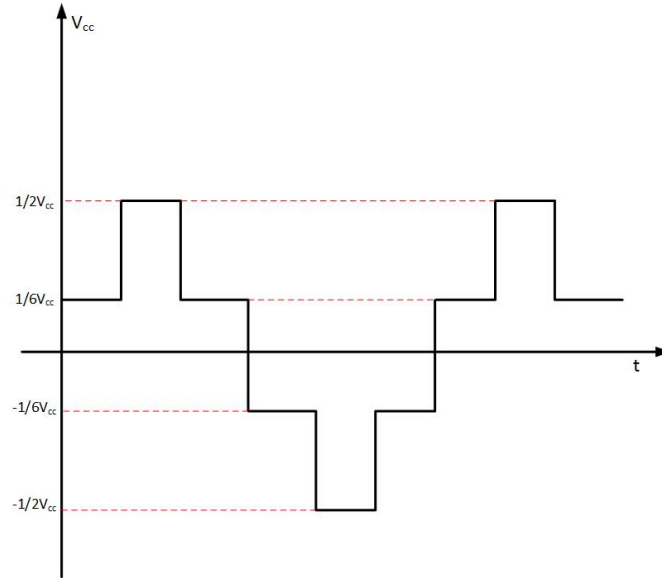


Figura 4.4: Forma de Onda do Inversor a Capacitor Flutuante a 4-níveis.

associado à chave S_1 . Logo a tensão na carga é dada por:

$$V_{carga} = -\frac{2}{3}V_{cc} + \frac{1}{2}V_{cc} = -\frac{1}{6}V_{cc}. \quad (4.4)$$

A Fig.4.5b ilustra o modo 1 de operação.

Modo 3: No modo 3 a corrente passa pela chave S_4 , o diodo D_2 e a chave S_6 . A tensão é dada por:

$$V_{carga} = -\frac{1}{3}V_{cc} + \frac{2}{3}V_{cc} - \frac{1}{2}V_{cc} = -\frac{1}{6}V_{cc}. \quad (4.5)$$

A Fig.4.5c ilustra o modo 3 de operação.

Modo 4: Durante o modo 4 a corrente passa pelo diodo D_3 e as chaves S_5 e S_6 . A tensão na carga é dada por:

$$V_{carga} = \frac{1}{3}V_{cc} - \frac{1}{2}V_{cc} = -\frac{1}{6}V_{cc}. \quad (4.6)$$

A Fig.4.5d ilustra o modo 4 de operação.

Modo 5: No modo 5 a corrente passa pela chave S_4 e os diodos D_2 e D_1 . A tensão na carga é dada por:

$$V_{carga} = -\frac{1}{3}V_{cc} + \frac{1}{2}V_{cc} = +\frac{1}{6}V_{cc}. \quad (4.7)$$

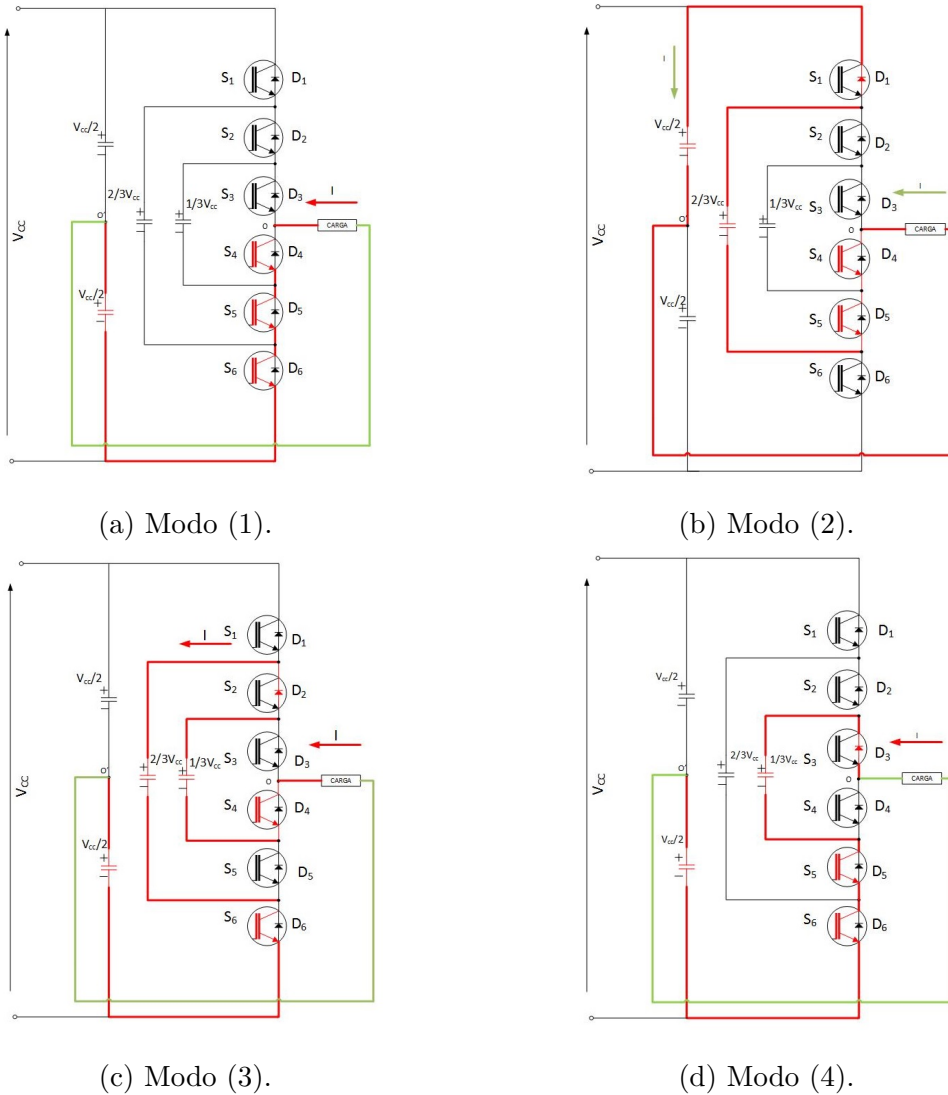


Figura 4.5: Modos de Operação do Conversor Multinível a Capacitor Flutuante a 4-níveis.

A Fig.4.6a ilustra o modo 5 de operação.

Modo 6: Durante o modo 6 a corrente passa pelos diodos D_3 e D_2 e a chave S_6 . A tensão na carga é dada por:

$$V_{carga} = +\frac{2}{3}V_{cc} - \frac{1}{3} = +\frac{1}{6}V_{cc}. \quad (4.8)$$

A Fig. 4.6b ilustra o modo 6 de operação.

Modo 7: No modo 7 a corrente passa pelo diodo D_3 , a chave S_5 e o diodo D_1 . A

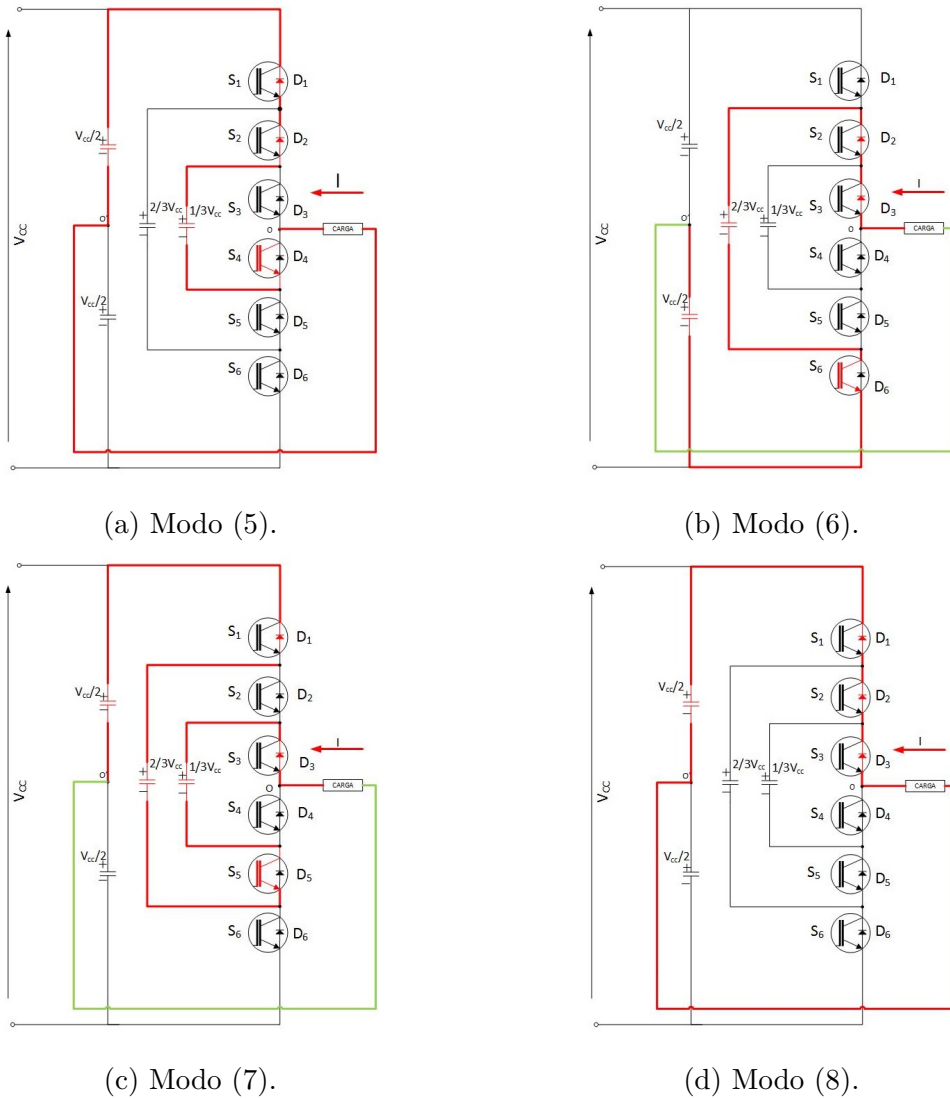


Figura 4.6: Modos de Operação do Conversor Multinível a Capacitor Flutuante a 4-níveis.

tensão na carga é dada por:

$$V_{carga} = +\frac{1}{3}V_{cc} - \frac{2}{3}V_{cc} + \frac{1}{2}V_{cc} = +\frac{1}{6}V_{cc}. \quad (4.9)$$

A Fig.4.6c ilustra o modo 7 de operação.

Modo 8: Durante o modo 8 a corrente passa pelos diodos D_3 , D_2 e D_1 . Portanto a tensão na carga é dada por:

$$V_{carga} = +\frac{1}{2}V_{cc}. \quad (4.10)$$

A Fig. 4.6d ilustra o modo 8 de operação.

4.1.5 Controle das Tensões nos Capacitores

Ainda que a topologia em capacitores flutuantes não seja tão comum como outras topologias, ela possui algumas vantagens importantes em relação à topologia do inversor grampeado por diodos incluindo a ausência de diodos e a habilidade de regular a tensão nos capacitores flutuantes por meio da seleção dos estados de redundância [75]. Muitos métodos foram introduzidos na literatura para manter o balanceamento da tensão nos capacitores. A abordagem mais simples se baseia na propriedade do balanceamento próprio dos capacitores [75]. Pode ser demonstrado que satisfazendo certas condições, um controle simples em malha aberta garante um balanceamento natural dos capacitores [76]. Um filtro RLC ajustado na frequência de ressonância da rede e conectado em paralelo com a carga pode ser usado para atingir o balanceamento natural dos capacitores [77]. A ideia principal é que qualquer desbalanço na tensão dos capacitores resultará em harmônico de tensão na frequência de chaveamento a ser gerado na saída. Nessa situação um harmônico de corrente na frequência de chaveamento e em fase com a tensão harmônica flui pelo filtro e pelo conversor, o que de fato automaticamente corrige o desbalanço de tensão nos capacitores flutuantes [78]. No entanto, um filtro RLC pode aumentar o custo e perdas de potências enquanto diminui a resposta dinâmica do sistema [79] e também não há garantias quanto à regulação da tensão nos capacitores diante de perturbações.

O método PWM por desvio de fase (PS-SPWM) é considerado um método de controle efetivo para o conversor multinível a capacitor flutuante, uma vez que se beneficia da propriedade do balanceamento natural e, quando comparado a outros métodos PWM, é capaz de regular de forma mais simples a tensão no capacitor em um tempo relativamente menor [80, 81]. No entanto, para obter a regulação de tensão, o conjunto de chaves associado a cada capacitor deve possuir um ciclo de

trabalho equivalente, as chaves devem possuir características similares e a corrente na carga deve ser simétrica [82]. A exigência de todas essas condições pode não ser satisfeita em um sistema real, conseqüentemente a tensão nos capacitores variará. Muitas estratégias de regulação da tensão no capacitor foram apresentadas na literatura e se baseiam na combinação do método PS-SPWM com laços externos que incluem métodos que modificam o ciclo de trabalho, os estados de chaveamento e adição de tensões auxiliares [83].

Em [79] é apresentado um método para regulação da tensão nos capacitores flutuantes controlados por modulação em desvio de fase SPWM. O método se baseia na injeção de perturbação de uma onda quadrada a partir da polaridade do sinal de corrente controlando assim, as chaves do conversor e por conseqüência as tensões nos capacitores. No entanto, como o método requer a adição de uma perturbação ao sinal de modulação, existe um impacto negativo no sinal de saída [79]. E como o método é dependente da corrente de carga, se a corrente for pequena levaria um tempo relativamente maior para correção das tensões nos capacitores [79].

Em [84] é proposto um sistema em malha fechada para manter a regulação da tensão nos capacitores para uma topologia em 3-níveis. Neste método, o balanceamento é mantido pela modificação do ciclo de trabalho em proporção com a porção desbalanceada. Entretanto, devido à relação não-linear entre a corrente de saída e as tensões nos capacitores trata-se de um método não viável para conversores com maior número de níveis [85].

Em [82], um método de controle PS-SPWM modificado para uma topologia em 5-níveis é apresentado. Esse método em malha fechada consiste de controladores PI e um algoritmo de balanço de tensão. De modo a compensar o desvio de tensão nos capacitores, esse algoritmo utiliza a redundância dos estados de chaveamento dos capacitores flutuantes. Também há o ajuste no tempo de duração dos estados de chaveamentos selecionados e a modificação dos instantes de chaveamento do PS-SPWM.

Neste trabalho será apresentado um método semelhante ao obtido em [86, 85] com a diferença que é para um conversor multinível a capacitores flutuantes em meia-ponte. O método se baseia na manipulação das formas de onda senoidais modulantes de modo a compensar os desvios de tensão nos capacitores.

4.1.6 Modelagem do Conversor Multinível a Capacitores Flutuantes

A Fig.4.7 mostra a estrutura em capacitor flutuante de n-níveis utilizado para aplicação como inversor monofásico. Essa topologia é aqui apresentada uma vez que será utilizada para exemplificar os conceitos propostos. Uma única propriedade do CMCF (Conversor Multinível a Capacitores Flutuantes) é que a tensão nos capacitores pode ser regulada utilizando estados redundantes. Nesta topologia em n-níveis os capacitores são numerados de dentro para fora de 1 a $n - 2$. A parte superior das chaves é numerada de 1 a $n - 1$ começando a partir do ponto a ilustrado na Fig. 4.7. As chaves superiores atuam como complemento das chaves inferiores nesta ilustração.

As tensões e correntes em cada chave são dadas por:

$$v_{T_{ai}} = (1 - T_{ai}) \cdot (v_{c_{ai}} - v_{c_{a(i-1)}}) \quad (4.11)$$

$$i_{T_{ai}} = T_{ai} \cdot i_{as} \quad (4.12)$$

em que $i = 1, 2, 3, (n - 1)$ e T_{ai} é o sinal de *gate* de cada chave. Quando a i -ésima chave está ativa, T_{ai} é um e quando não está, T_{ai} é zero. As variáveis $v_{c_{ai}}$ e $i_{T_{ai}}$ são a tensão e corrente do i -ésimo capacitor respectivamente e i_{as} é a corrente que sai do conversor.

Uma vez que as equações para a corrente nas chaves são estabelecidas, as correntes nos capacitores podem ser calculadas a partir de

$$i_{c_{ai}} = i_{T_{a(i+1)}} - i_{T_{ai}} \quad (4.13)$$

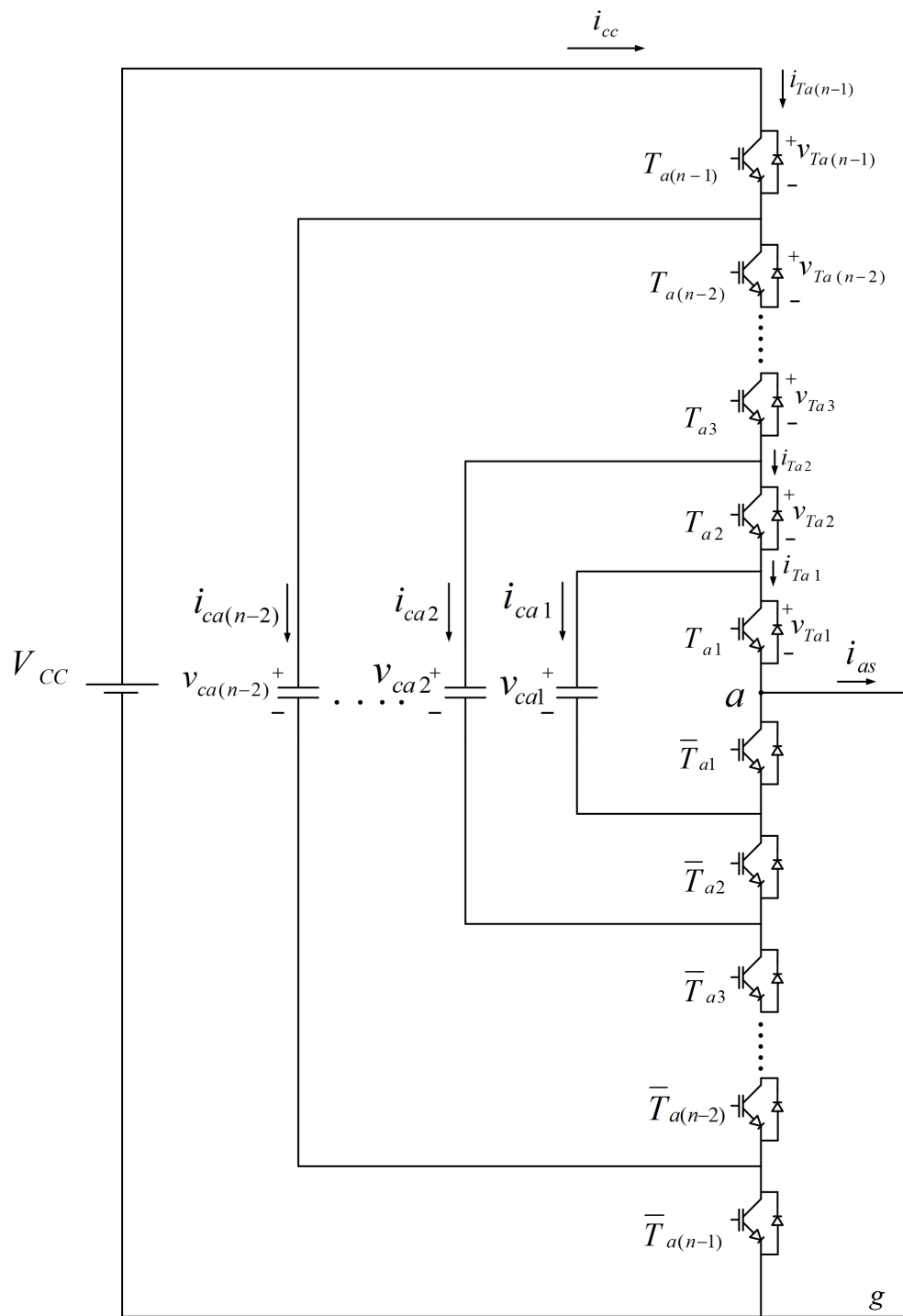


Figura 4.7: Topologia em Capacitores Flutuantes para n-níveis.

em que $i_{c_{ai}}$ é a corrente do i -ésimo capacitor.

A corrente i_{dc} apresentada na Fig.4.7 é dada por

$$i_{dc} = i_{T_{a(n-1)}}. \quad (4.14)$$

Dividindo-se pelas respectivas capacitâncias e integrando obtém-se as tensões dos capacitores que são necessárias para calcular a eq. (4.11). Assim, a tensão do lado CA é determinada usando a eq. (4.11),

$$v_{ag} = v_{dc} - \sum_{i=1}^{n-1} v_{T_{ai}}. \quad (4.15)$$

Essas expressões podem ser utilizadas para se modelar uma topologia em conversor multinível a capacitores flutuantes de um modo que seja expansível a qualquer número de níveis.

O método de controle é inspirado no balanceamento natural dos capacitores e cada chave tem o seu sinal de modulação próprio. Cada um desses sinais de modulação é comparado com a sua respectiva portadora triangular. De forma equivalente ao balanceamento natural dos capacitores, para um conversor de n -níveis esses sinais de portadora são $n - 1$ formas de onda triangular defasadas de $\frac{360^\circ}{n-1}$. Para o conversor de 4-níveis proposto os sinais de modulação e portadora são mostrados na Fig.4.8. Nesta figura, $d_{T_{a1}}$, $d_{T_{a2}}$ e $d_{T_{a3}}$ são os sinais de modulação para as chaves T_{a1} , T_{a2} e T_{a3} respectivamente. Neste momento, o desafio de controle é modificar as formas de onda de modulação para que se tenha uma melhor regulação das tensões dos capacitores. A seguir será apresentado o método de controle *m-modificado* proposto em [85] que pode facilmente atender esses requisitos.

Método *m-modificado*

De acordo com a Fig.4.7 as equações de corrente para a topologia do conversor a 4-níveis podem ser obtidas. As equações são

$$i_{c_{a1}} = i_{T_{a2}} - i_{T_{a1}} \quad e \quad i_{c_{a2}} = i_{T_{a3}} - i_{T_{a2}} \quad (4.16)$$

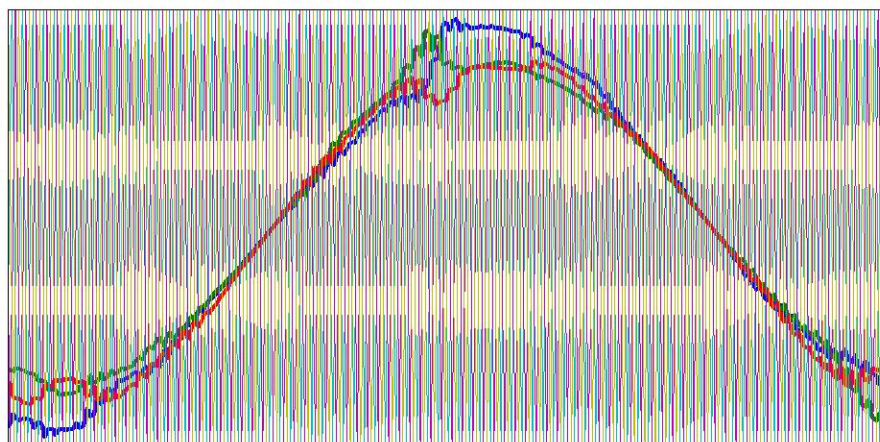


Figura 4.8: Formas de onda de modulação e portadora para o método *m-modificado*.

$$i_{ca1} = (T_{a2} - T_{a1}) \cdot i_{as} \quad e \quad i_{ca2} = (T_{a3} - T_{a2}) \cdot i_{as}. \quad (4.17)$$

Os valores de T_{a2} e T_{a1} são 0 ou 1 e representam o estado da chave (ligado ou desligado).

Pode-se observar que a corrente pelo capacitor é afetada pelos sinais de controle associados às duas chaves adjacentes. A representação média da corrente do capacitor (4.17) é calculada ao longo de um período de chaveamento e é dada por:

$$\hat{i}_{ca1} = (d_{Ta2} - d_{Ta1}) \cdot i_{as} \quad e \quad \hat{i}_{ca2} = (d_{Ta3} - d_{Ta2}) \cdot i_{as} \quad (4.18)$$

em que d_{Tai} ($i = 1, 2, 3$) é a forma de onda de modulação da chave T_{ai} e i_{cai} denota a corrente média do capacitor C_{ai} . Considerando (4.18) fica claro que o valor da forma de onda de modulação para a chave T_{a2} possui um efeito direto no valor médio da corrente do capacitor C_{a1} ao passo que o valor da forma de onda de modulação da chave T_{a1} possui um efeito inverso no valor médio da corrente do capacitor C_{a1} . Em outras palavras, com o incremento do ciclo de trabalho da chave T_{a2} ou com o decremento do ciclo de trabalho da chave T_{a1} , o capacitor C_{a1} será carregado. Esse fato pode ajudar no controle da tensão em cada capacitor pela modificação do respectivo ciclo de trabalho. A variação no ciclo de trabalho pode ser feita

pela modificação do sinal de referência de modulação senoidal ou pela portadora triangular.

Com uma análise simples pode-se mostrar como controlar a tensão no capacitor por meio da modificação da forma de onda de modulação que é definida como

$$d_{T_{ai}} = \frac{n-1}{2} m_i \cos(\omega t) + \frac{n-1}{2} \quad (4.19)$$

e a corrente i_{as} é dada por

$$i_{as} = \sqrt{2} I_s \cos(\omega t + \phi). \quad (4.20)$$

Pela substituição das eqs. (4.19) e (4.20) em (4.18) temos

$$\begin{aligned} \hat{i}_{cai} &= (d_{T_{ai(i+1)}} - d_{T_{ai}}) \cdot i_{as} \\ &= \frac{n-1}{2} (m_{i+1} - m_i) \sqrt{2} I_s [\cos(\omega t + \phi) \cdot \cos(\omega t)] \\ &= \frac{(n-1)(m_{i+1} - m_i)}{4} \sqrt{2} I_s [\cos(2\omega t + \phi) + \cos \phi] \end{aligned} \quad (4.21)$$

Portanto, o valor médio da eq. (4.21) é dado por:

$$\hat{i}_{cai} = \frac{(n-1)(m_{i+1} - m_i)}{4} \sqrt{2} I_s \cos \phi. \quad (4.22)$$

Assim, a variação da tensão no capacitor pode ser relacionada com a eq. (4.22) como a seguir:

$$\Delta v_{cai} = \frac{\hat{i}_{cai}}{C} = \frac{(n-1)(m_{i+1} - m_i)}{4C} \sqrt{2} I_s \cos \phi. \quad (4.23)$$

De modo a regular a tensão nos capacitores baseado em (4.23), um esquema de controle é definido como a seguir:

$$\begin{cases} m_i = M + m_{i,i} & i = 1 \\ m_i = M + m_{i,i} + m_{i,i-1} & 2 \leq i \leq n-2 \\ m_i = M + m_{i,i-1} & i = n-1 \end{cases} \quad (4.24)$$

A Fig.4.9 mostra o sistema proposto baseado em (4.24) para um conversor de n -níveis. Nesta figura o índice de modulação do inversor M é um valor constante menor que 1 que supõe-se ser um valor *bias* para o índice de modulação que será modificado pela adição da saída do controlador PI. Pode-se observar também em (4.24) que m_i é o índice de modulação da chave i que é atualizado continuamente. $m_{i,i-1}$ é a variação no índice de modulação que é produzida pela malha de tensão do capacitor $i - 1$ (para $i > 1$) e afeta o índice de modulação da chave i . Cada malha de tensão consiste de um controlador PI que atua para regular a tensão v_{cai} do i -ésimo capacitor no valor de referência v_{cai_ref} . Existem $n - 1$ formas de onda de modulação senoidal como a seguir:

$$\begin{aligned} d_{T_{a1}} &= \frac{n-1}{2} m_1 \cos(\omega t) + \frac{n-1}{2} \\ d_{T_{a2}} &= \frac{n-1}{2} m_2 \cos(\omega t) + \frac{n-1}{2} \\ d_{T_{a(n-1)}} &= \frac{n-1}{2} m_{n-1} \cos(\omega t) + \frac{n-1}{2} \end{aligned} \quad (4.25)$$

De acordo com a demanda de controle, os índices de modulação ($m_1, m_2, m_3, \dots, m_{n-1}$) são modificados e então os ciclos de trabalho são modificados também e conseqüentemente as tensões nos capacitores são reguladas. Essas formas de onda quando comparadas com os sinais da portadora produzem os pulsos de chaveamento.

Resultados de Simulação

O método apresentado foi aplicado para controlar a tensão nos capacitores flutuantes da topologia do conversor multinível. Para tanto, serão apresentados algumas simulações para cargas lineares e não-lineares de modo a avaliar o controle. As simulações foram feitas utilizando a biblioteca *SimPowerSystem* disponível no software Matlab/Simulink. As cargas RL foram escolhidas com o objetivo de produzir uma variação de potência da ordem de 10% da potência nominal do inversor, para verificar o comportamento do controle proposto nessas circunstâncias de pequeno sinal (região linear).

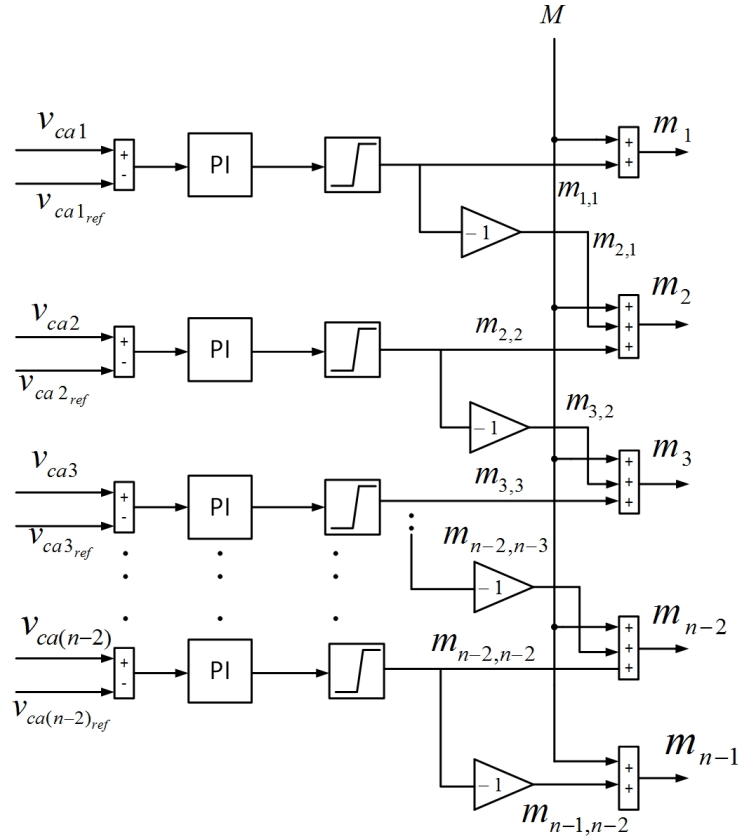


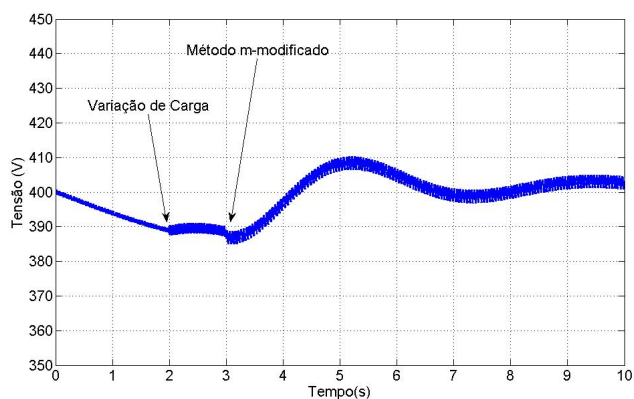
Figura 4.9: Diagrama de Blocos do método *m-modificado*.

Cargas Lineares

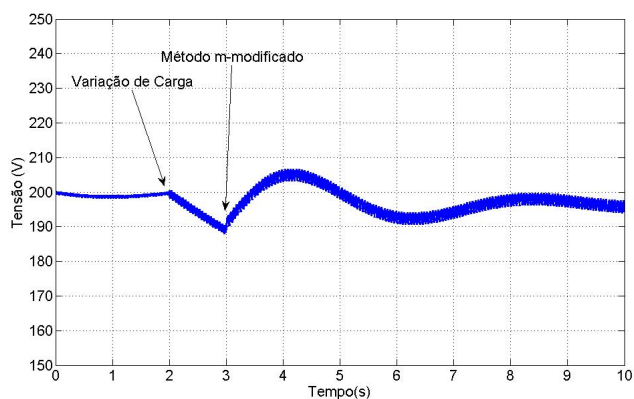
Inicialmente a carga é dada por $R = 80 \Omega$ e $L = 20 \text{ mH}$. No instante $2,0 \text{ s}$ é aplicada uma variação na carga para $R = 30 \Omega$ e $L = 10 \text{ mH}$. As Figs.4.10a e 4.10b ilustram as tensões nos capacitores C_1 e C_2 respectivamente. Até o período anterior à variação de carga, o inversor opera com balanceamento natural dos capacitores. Após a variação de carga, no instante $3,0 \text{ s}$, o inversor passa a operar pelo método *m-modificado*. Os capacitores são regulados em $V_{C1} = 400 \text{ V}$ e $V_{C2} = 200 \text{ V}$ e as formas de onda de tensão apresentam uma ondulação inferior a 10% dos valores de referência.

As capacitâncias C_1 e C_2 podem ser calculadas por [87]:

$$C_k = \frac{I_{s \max}}{pf_{sw} \Delta V_{Ck}} \quad (4.26)$$



(a)



(b)

Figura 4.10: a) V_{C1} e b) V_{C2} . Tensões nos capacitores C_1 e C_2 para variação de carga linear pelo método *m-modificado*.

em que

I_{smax} representa a máxima corrente CC do conversor,

p representa o número de células da topologia do capacitor flutuante ($p=3$),

f_{sw} representa a frequência de chaveamento do inversor ($f_{sw} = 5\text{kHz}$),

ΔV_{Ck} é o máximo *ripple* de tensão permitido no capacitor flutuante.

Nestas condições, para um *ripple* de tensão de 10%, temos que $C_1 = C_2 = 200\mu F$.

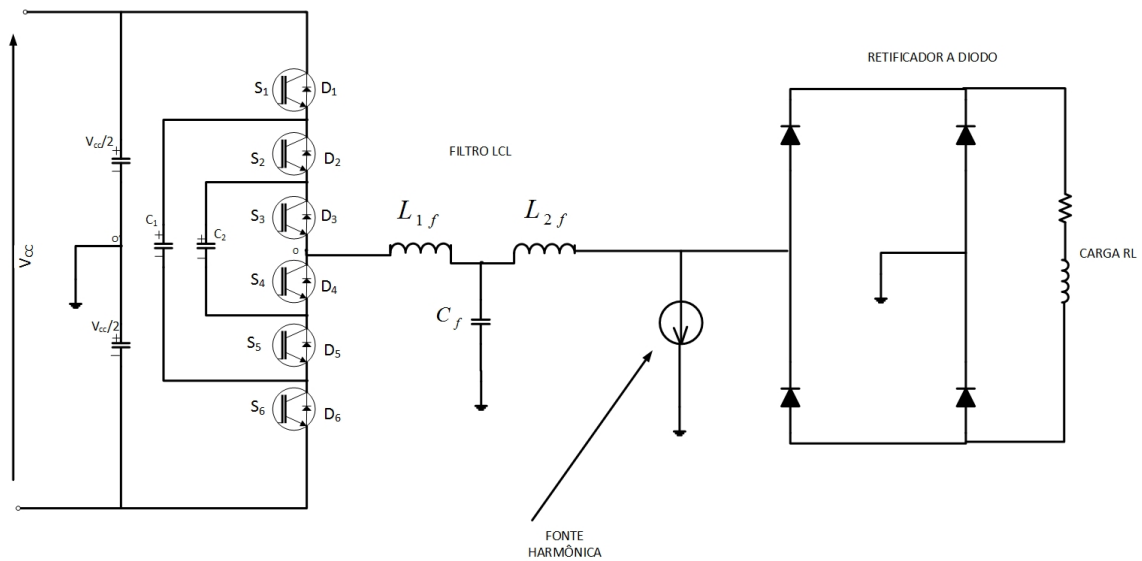


Figura 4.11: Circuito para carga não-linear.

Cargas Não-Lineares

O circuito da Fig.4.11 ilustra a topologia em capacitor flutuante ligado a cargas não-lineares, na figura ilustrado por um retificador a diodos e uma fonte de correntes harmônicas. A fonte de correntes harmônicas além da componente fundamental possui as componentes de 3°, 5° e 7° harmônicos.

A Fig.4.12 ilustra a forma de onda das correntes harmônicas. As Figs. 4.13a e 4.13b ilustram as tensões nos capacitores C_1 e C_2 respectivamente. No tempo inferior a 2,0 s o conversor opera com balanceamento natural dos capacitores. No instante 2,0 s a fonte de corrente harmônica é conectada e no instante 3,0 s o conversor passa a operar com a regulação das tensões pelo método m-modificado. A oscilação inicial introduzida pela operação do método é inferior a 10% do valor de tensão de referência de cada capacitor.

Com as simulações realizadas pôde-se observar a eficácia do método proposto para regular a tensão nos capacitores flutuantes da topologia em conversor multinível. Trata-se de um método que pode ser utilizado para uma topologia em n-níveis.

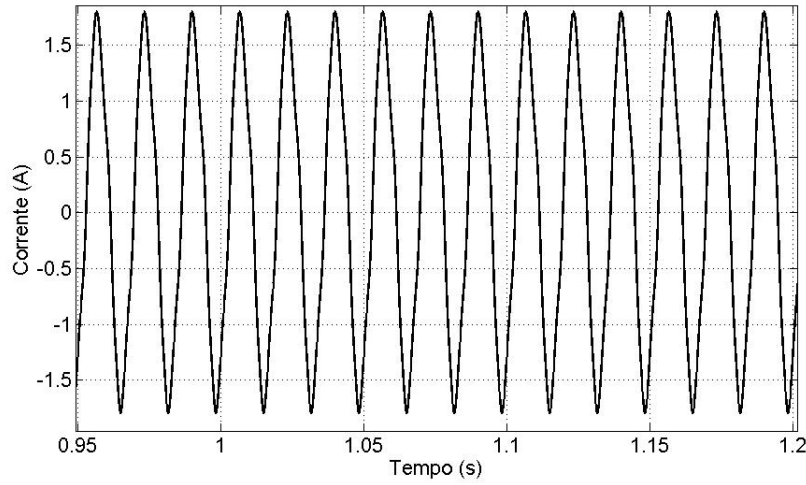


Figura 4.12: Forma de onda das fontes de corrente harmônicas.

Determinação do Filtro LCL

A impedância e capacitância de base são definidas de acordo com as equações a seguir:

$$Z_b = \frac{V_g^2}{P} \quad (4.27)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_g Z_b} \quad (4.28)$$

em que

V_g representa a tensão da rede,

P potência de saída do inversor,

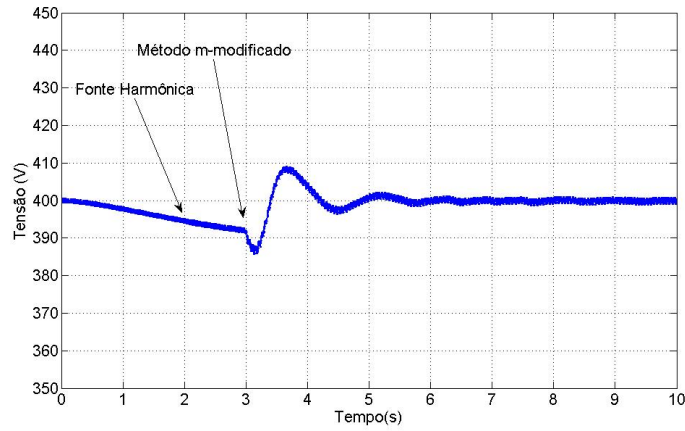
ω_g frequência da rede.

De modo a limitar as perdas de potência devido à circulação de corrente reativa, o valor do capacitor C_f é escolhido de modo que sua potência reativa seja inferior a 5% da potência nominal [88],[89]

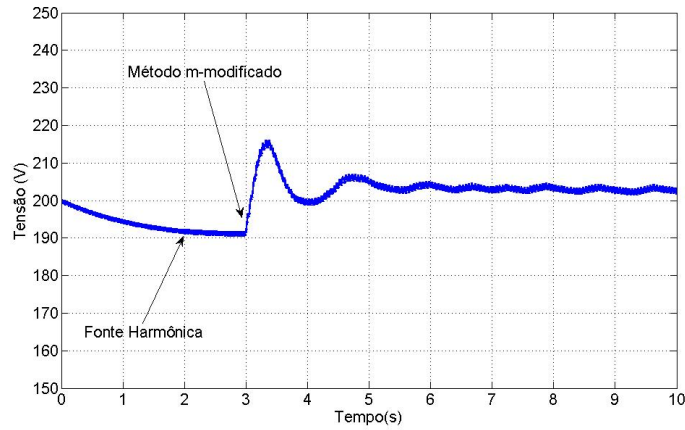
$$C_f \leq 0,05C_b \quad (4.29)$$

O máximo *ripple* de corrente pico a pico é dado por [90]:

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{V_{CC}}{6f_{sw}L_{1f}} \quad (4.30)$$



(a) V_{C1}



(b) V_{C2}

Figura 4.13: Tensões nos capacitores V_{C1} e V_{C2} para carga não-linear pelo método *m-modificado*.

em que L_{1f} representa a indutância do lado do inversor.

Um *ripple* de 10% da corrente nominal para os parâmetros de projeto é dado por:

$$\Delta I_{Lmax} = 0,1 I_{max} \quad (4.31)$$

em que

$$I_{max} = \frac{P\sqrt{2}}{V_g} \quad (4.32)$$

e

$$L_{1f} = \frac{V_{cc}}{6f_{sw}\Delta I_{Lmax}}. \quad (4.33)$$

De modo a calcular a redução de *ripple*, o circuito equivalente do filtro LCL é inicialmente analisado considerando o inversor como uma fonte de corrente para cada harmônico de frequência tal como proposto em [90]. As eqs (4.34) e (4.35) relacionam a corrente harmônica gerada pelo inversor com a corrente da rede [90]:

$$\frac{i_g(h)}{i_{inv}(h)} = \frac{1}{|1 + r(1 - L_{1f}C_b\omega_{sw}^2x)|} = k_a \quad (4.34)$$

$$L_{2f} = \frac{\sqrt{\frac{1}{k_a^2} + 1}}{C_f\omega_{sw}^2} \quad (4.35)$$

em que k_a é o fator de atenuação desejado, x é a máxima variação no fator de potência visto pela rede e r é razão entre a indutância do filtro do lado da rede e a indutância do filtro do lado do inversor.

Adicionalmente, de modo a evitar problemas de ressonância nas partes inferior e superior do espectro de harmônicos, a frequência de ressonância do filtro, f_{res} (Hz), é selecionada como [89],

$$10f_g \leq f_{res} \leq \frac{f_s}{2} \quad (4.36)$$

em que

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_{1f} + L_{2f}}{L_{1f}L_{2f}C_f}}. \quad (4.37)$$

A Tabela 4.2 ilustra os parâmetros do sistema utilizados para o cálculo do filtro LCL do circuito da Fig.4.11. A frequência de ressonância obtida com os valores dos parâmetros L_1 , L_2 e C_f é 2,48 kHz e portanto, no interior do intervalo fornecido por (4.36). Caso os valores dos parâmetros do filtro não satisfaçam a condição do intervalo da frequência de ressonância, deve-se estabelecer um incremento no fator de atenuação, k_a de modo a satisfazer o intervalo, assim como apresentado em [89].

Nas seções seguintes será avaliado o comportamento do inversor diante de afundamentos de tensão introduzidos no PCC. Para isso, o modelo de rede de distribuição é um circuito RL em série com uma fonte de tensão. O circuito RL série visto pelo PCC foi obtido pelo modelo real de distribuição que será apresentado no Cap.6. Nessas circunstâncias, o equivalente RL medido foi de $R_g = 64,3 m\Omega$ e $L_g = 627 \mu H$, que equivale a uma potência de curto circuito vinte vezes superior à

Tabela 4.2: Parâmetros do Sistema.

f_g	Frequência da Rede	60 Hz
f_{sw}	Frequência de Chaveamento	5 kHz
P	Potência do Inversor	10 kVA
V_g	Tensão da Rede	127 V
V_{cc}	Tensão do Elo CC	600 V
I_N	Corrente Nominal do Inversor	95 A
k_a	Fator de Atenuação de Ripple	0,1
x	Máxima variação do FP	0,05
L_{1f}	Indutância do lado do Inversor	1,8 mH
L_{2f}	Indutância do lado da Rede	51 μ H
C_f	Capacitor do Filtro	82 μ F

potência nominal do inversor.

4.2 Operação em Modo FRT

Quando a penetração da geração distribuída (GD) é significativa, a desconexão dessas unidades durante um evento de afundamento de tensão, como ainda é praticado, não é mais aceitável porque se espera que as unidades de GD partilhem a responsabilidade de estabilização da rede. A razão para manter as unidades conectadas é para evitar a repentina perda de potência ativa o que poderia levar a um colapso do sistema de energia [91]. Adicionalmente, caso as unidades se mantenham conectadas, elas podem ser utilizadas para suporte de tensão com a injeção de potência reativa. Essas exigências já são realidade em alguns países e são fornecidas como requisitos de rede.

Os requisitos da rede para GD são atualizados e revisados baseados no desenvolvimento e nível de inserção das unidades e são emitidos na forma de procedimentos

de rede. Nesses requisitos, as demandas básicas são impostas tais como a qualidade de potência (THD e níveis de harmônico da corrente injetada) e os requisitos anti-ilhamento. Por exemplo, nos requisitos de rede da Alemanha, as unidades de geração devem operar em modo FRT (*Fault Ride Through*) e suportar a tensão da rede em situações de falta. Requisitos similares podem ser observados em outros países tais como a Dinamarca, Itália, Espanha e Estados Unidos em que a geração distribuída representa uma parcela na malha energética do país. A capacidade de operar em modo FRT é definida de modo que a unidade GD permaneça conectada à rede durante um curto período e injetando uma quantidade de potência reativa para sustentar a rede na presença de uma falta. Diferentes curvas FRT são mostradas na Fig.4.14 de acordo com os requisitos de cada país. Ao mesmo tempo, deve haver a injeção de reativo como suporte de tensão durante a falta. Neste trabalho, o critério para injeção de reativo durante a falta é o adotado pela norma E.ON, de acordo com a Fig.4.15.

No Brasil de acordo com as normas da ABNT NBR-16149 para sistemas fotovoltaicos, sistemas com capacidade nominal superior a 6 kW devem manter a conexão com a rede em casos de afundamentos de tensão de acordo com a Fig.4.16.

Apesar de não existir uma norma especificamente para pilhas a combustível devido à baixa inserção na malha energética, a tendência é que no futuro as normas aplicadas à pilha sejam as mesmas que são aplicadas aos painéis fotovoltaicos atualmente. Por isso, neste trabalho será utilizada a norma ABNT NBR-16149 e a norma da Light para microgeração como uma primeira referência para as pilhas a combustível.

A Fig.4.17 ilustra a estrutura geral do sistema de geração de energia a pilha a combustível conectado à rede. A estrutura de controle apresentada na figura tem por finalidade a determinação da corrente de referência do inversor a partir de informações do estado de operação do sistema.

Nas subseções seguintes serão apresentadas as técnicas de detecção e sincronismo para determinação dos afundamentos de tensão e variações de frequências durante

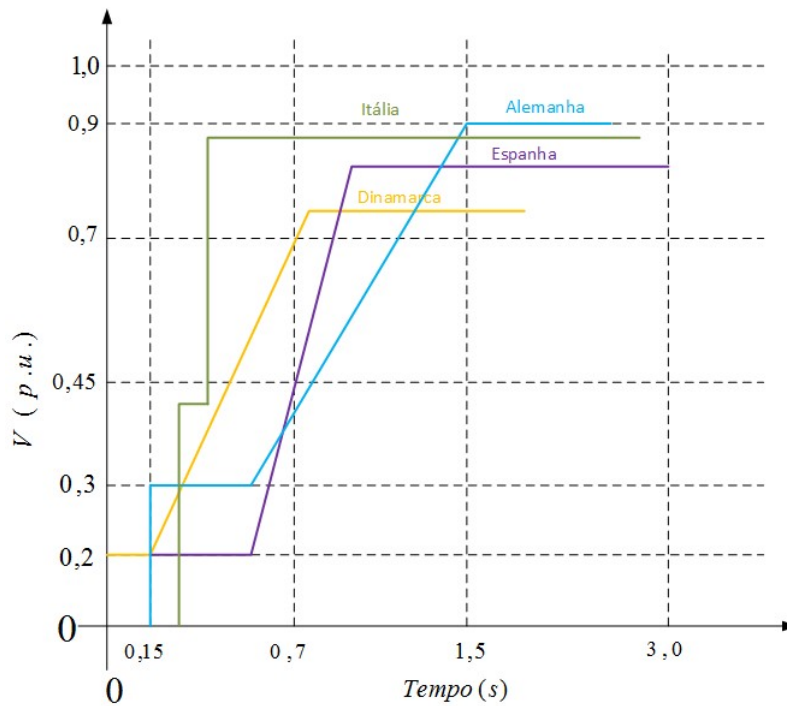


Figura 4.14: Requisitos em modo FRT para Sistemas de Distribuição em diferentes países.

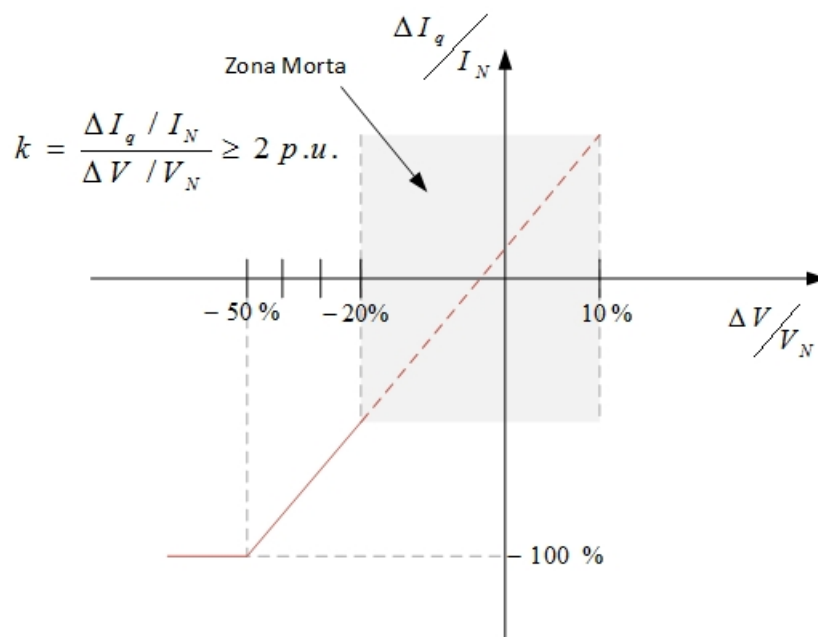


Figura 4.15: Requisitos de Suporte de Tensão em Situações de Falta [1].

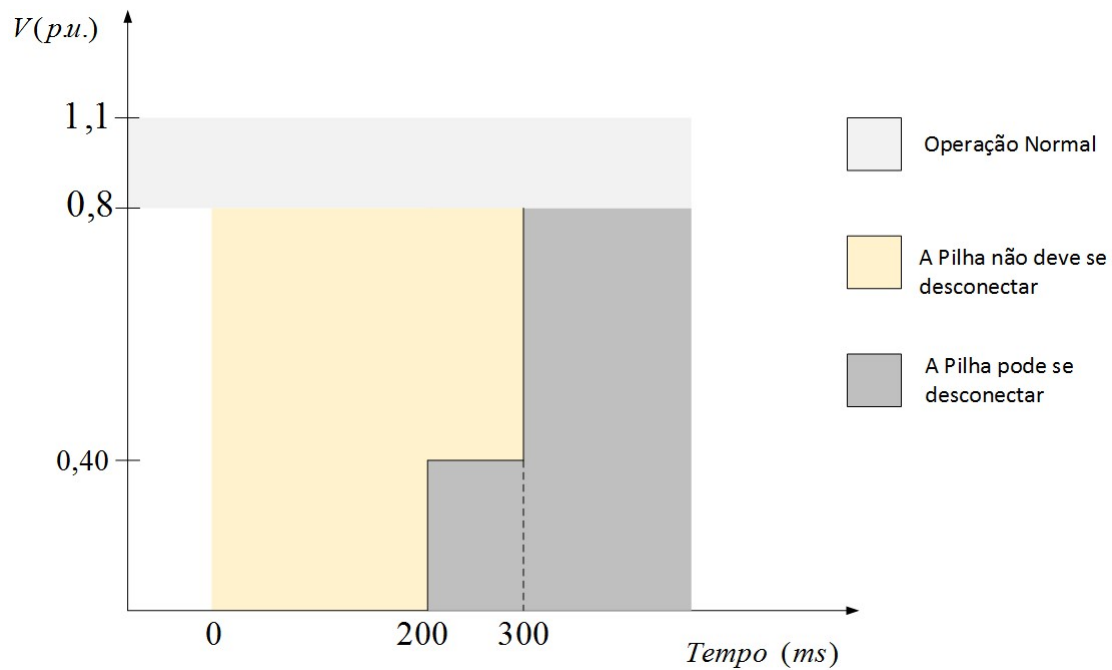


Figura 4.16: Requisitos de suportabilidade a subtensões decorrentes de falta na rede [2].

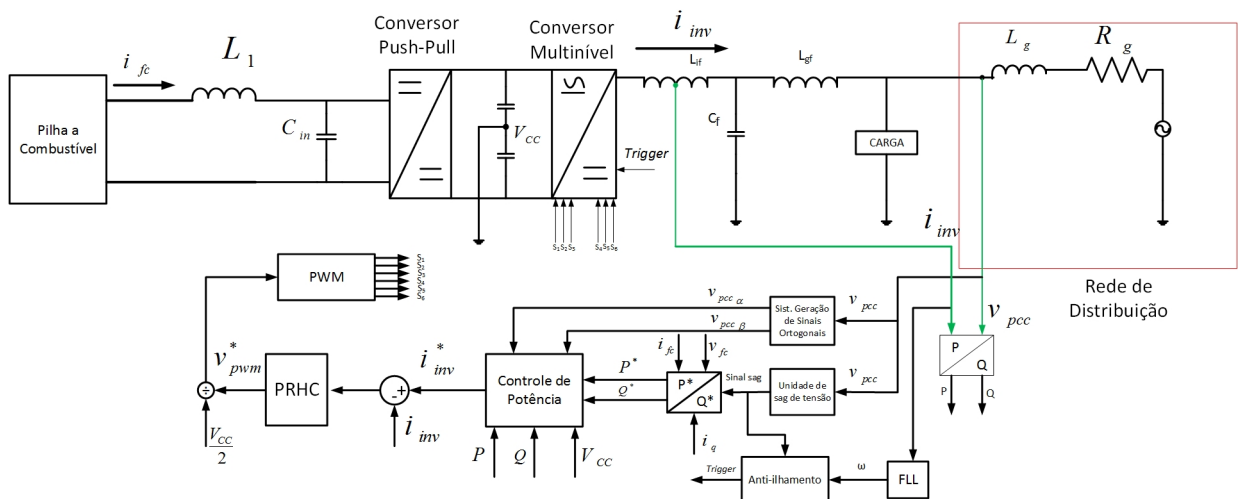


Figura 4.17: Estrutura geral do sistema a pilha a combustível monofásico conectado à rede.

situações de falta.

4.3 Detecção e Sincronismo em Sistemas Monofásicos conectados à Rede

As redes elétricas são sistemas complexos e dinâmicos afetados por múltiplos fatores tais como a contínua desconexão e conexão de cargas, distúrbios e ressonâncias resultantes de correntes harmônicas fluindo pelas linhas, faltas devido a raios e falhas de operação nos equipamentos elétricos [92]. Conseqüentemente, as variáveis de rede não podem ser consideradas como constantes quando um conversor de potência é conectado à rede, mas elas devem ser constantemente monitoradas de modo a assegurar que o estado da rede esteja adequado ao correto funcionamento do conversor de potência. Além disso, quando a potência fornecida pelo conversor não puder ser desprezada em relação à potência nominal da rede no ponto de conexão, as variáveis de rede podem ser significativamente afetadas pela ação de tal conversor. Portanto, conversores de potência não podem ser considerados como simples equipamentos conectados à rede uma vez que eles mantêm uma relação interativa com a rede e podem participar ativamente no suporte de frequência e tensão da rede principalmente quando níveis de potências mais altos são considerados [93]. Isso implica, entretanto, que a estabilidade da rede e condições de segurança podem seriamente ser afetadas em redes com o uso contínuo de conversores, como é o caso da geração distribuída baseada em fontes renováveis.

No apêndice B são apresentadas detalhadamente as estruturas mais comuns de detecção e sincronismo de sinais de tensão e frequência para sistemas monofásicos. Entre elas destacam-se a IPT-PLL (*Inverse Park Transform PLL*), EPLL (*Enhanced PLL*), SOGI-PLL, SOGI-FLL e o SOGI-FLL-m (modificado).

As Tabelas apresentadas foram obtidas a partir da simulação das estruturas apresentadas no Apêndice B. A Tabela 4.3 mostra o comportamento das topologias diante de degrau de frequência imposto. Das topologias analisadas somente a IPT

Tabela 4.3: Comparativo das Topologias de Detecção e Sincronismo para desvio de frequência de 60 para 55 Hz.

Topologia	Faixa de Variação (Hz)	Tempo de Resposta (ms)	Under/Overshoot(%)
IPT	55,08 - 54,91	150	1,45
EPLL	x	300	6,36
SOGI-PLL	x	200	3,64
SOGI-FLL	x	80	x
SOGI-FLL-m	x	80	x

Tabela 4.4: Comparativo das Topologias de Detecção e Sincronismo para afundamento de 0,5 p.u. de amplitude.

Topologia	Faixa de Variação (p.u.)	Tempo de Resposta (ms)	Under/Overshoot(%)
IPT	1,0 - 0,989	150	18,55
EPLL	x	40	x
SOGI-PLL	x	80	1,12
SOGI-FLL	x	40	x
SOGI-FLL-m	x	40	x

Tabela 4.5: Comparativo das Topologias de Detecção e Sincronismo para desvio de fase de 45°.

Topologia	Frequência		Tensão	
	Tempo de Resposta (ms)	Under/Overshoot(%)	Tempo de Resposta (ms)	Under/Overshoot(%)
IPT	200	18,55	120	29,73
EPLL	320	10,91	250	26,39
SOGI-PLL	240	11,73	200	28,18
SOGI-FLL	80	7,91	80	13,54
SOGI-FLL-m	80	8,00	75	11,42

apresentou uma faixa de variação de frequência em regime permanente, o EPLL apresentou somente uma oscilação transitória tal como apresentado na seção B.5.1. As estruturas do SOGI-FLL e SOGI-FLL-m apresentaram melhores resultados para o degrau de frequência imposto, tanto em tempo de resposta quanto de *undershoot*.

A Tabela 4.4 apresenta o comportamento das topologias para um afundamento de tensão de 0,5 p.u. As topologias SOGI-FLL e SOGI-FLL-m não apresentaram faixa de variação de amplitude e apresentaram um tempo de resposta bem inferior às outras topologias. Também não apresentaram *under/overshoot* do sinal.

A Tabela 4.5 apresenta o comportamento das topologias diante de um desvio de fase de 45° tanto para frequência quanto tensão. As estruturas FLLs apresentaram resultados melhores em relação às demais topologias. Os tempos de resposta de frequência são três vezes inferiores à topologia do SOGI-PLL e o tempo de resposta de tensão também é bem inferior às outras topologias. O *undershoot* das estruturas em FLL também são bem inferiores.

Nessas circunstâncias, a estrutura do SOGI-FLL-m será a utilizada nesse trabalho por apresentar melhores resultados diante das perturbações impostas e sobretudo pela capacidade de eliminação de componentes CC do sinal de entrada, conforme apresentado no Apêndice B.

4.4 Cálculo de Potência para o Modo FRT

Em condições normais de operação a pilha fornece a potência ajustada em seu ponto ótimo de operação operando de forma eficiente e com o fator de potência normalmente próximo à unidade. De acordo com alguns requisitos de rede [94], na ocorrência de faltas, o inversor deve injetar potência reativa na rede, de modo a ajudar no suporte de tensão na rede durante o período de falta. A potência reativa injetada é função do afundamento de tensão produzido durante a falta.

As potências fornecidas à rede em coordenadas $d-q$ podem ser expressas como [95]:

$$P = \frac{1}{2}v_{gd}i_{gd} \quad (4.38)$$

$$Q = -\frac{1}{2}v_{gd}i_{gd} \quad (4.39)$$

em que os subscritos “gd” e “gq” expressam as componentes d e q da tensão e corrente na rede.

De acordo com a Fig.4.15, apresentada na seção (4.2), a corrente reativa durante a falta deve ser dada por

$$I_q = \begin{cases} k \frac{V-V_0}{V_N} I_N + I_{q0}, & 0,5 \leq V < 0,8 p.u. \\ -I_N + I_{q0}, & V < 0,5 p.u. \end{cases} \quad (4.40)$$

em que V, V_0 e V_N são as amplitudes da tensão instantânea da rede, o valor inicial da tensão da rede antes da falta e a tensão nominal da rede respectivamente. I_N e I_{q0} representam a corrente nominal e corrente reativa inicial antes da ocorrência da falta e $k \geq 2 p.u.$

A corrente I_d é dada por:

$$I_d = \begin{cases} I_N, & 0,8 \leq v_{pcc} \leq 1,1 \\ \sqrt{I_N^2 - I_q^2}, & 0,5 \leq v_{pcc} < 0,8. \\ 0, & v_{pcc} < 0,5 \end{cases} \quad (4.41)$$

Substituindo a eq. (4.40) nas eqs. (4.38) e (4.39), a potência ativa P^* e reativa Q^* de referência no modo falta podem ser expressas como :

$$P^* = \frac{1}{2}VI_d \approx P_{fc} \quad (4.42)$$

$$Q^* = \frac{1}{2}VI_q \quad (4.43)$$

em que P_{fc} é a potência da pilha em modo falta de operação.

4.4.1 Estratégia para Injeção de Potência Reativa

Durante o modo normal de operação do sistema da pilha, a potência ativa de referência é determinada a partir do ponto de operação da pilha e o sistema normalmente opera com fator de potência unitário ou de acordo com requisitos do operador de rede.

Quando uma falta é detectada, o sistema da pilha passa a operar em modo FRT. Durante esse período o sistema mantém a tensão regulada e ao mesmo tempo fornece suporte de reativo durante a recuperação de tensão.

Considerando a proteção de sobrecorrente do inversor e os requisitos de injeção de potência reativa diante de faltas na rede, a estratégia de controle consiste em manter a amplitude de corrente limitada. Com essa proposta de controle não há risco de desligamento do inversor em função de sobrecorrente. A corrente reativa (I_q) é calculada de acordo com a eq. (4.40). A corrente de pico I_{cmax} é ajustada como o valor nominal da corrente do inversor em condições normais de operação. Assim,

$$\begin{cases} I_{cmax} = I_N \\ I_q = k(1 - v_{pcc})I_N. \end{cases} \quad (4.44)$$

em que v_{pcc} representa a tensão no PCC, $0,5 \leq v_{pcc} < 0,8$ p.u, $k \geq 2$. Caso $v_{pcc} < 0,5$ p.u o inversor fornece somente potência reativa ($I_q = I_N$). O diagrama que representa essa estratégia de controle é mostrado na Fig.4.18.

4.4.2 Controle do Inversor

Tipicamente a estratégia de controle aplicada a sistemas monofásicos conectados à rede inclui duas malhas em cascata [95]:

- Malha de Corrente
- Malha de Potência

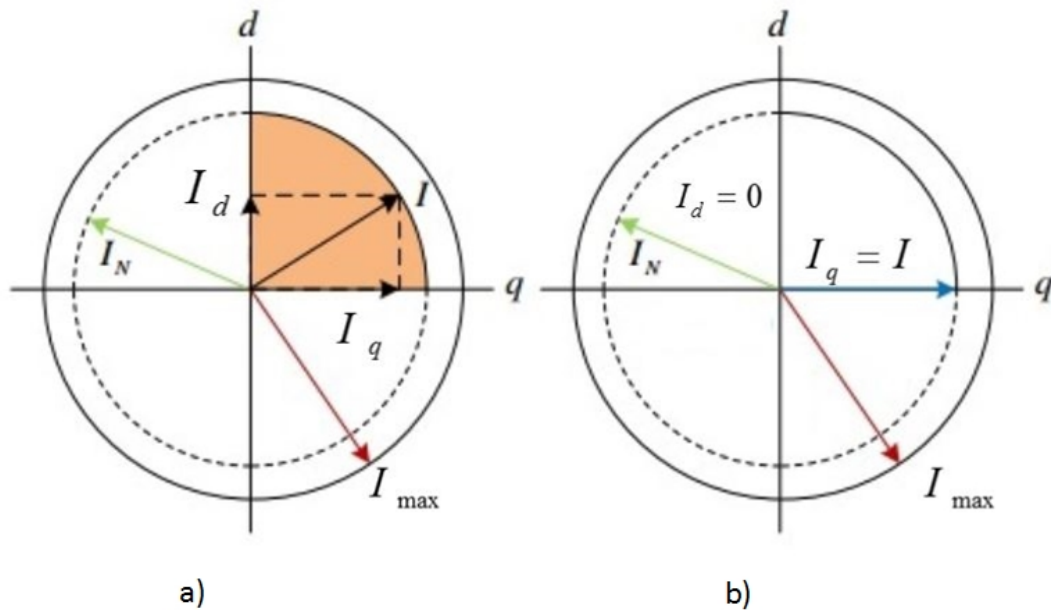


Figura 4.18: Representação do diagrama de correntes para a estratégia de corrente de pico constante. a) $0,5 \leq v_{pcc} < 0,8$, b) $v_{pcc} < 0,5$

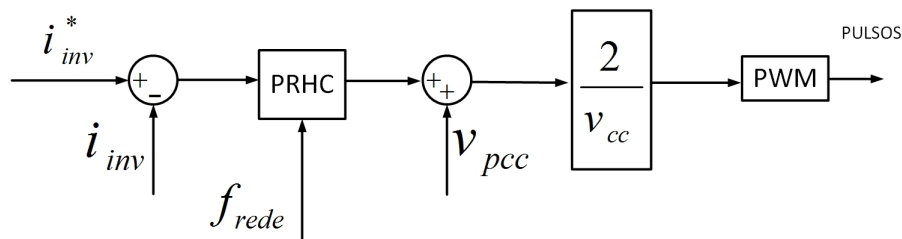


Figura 4.19: Malha de Controle de Corrente.

Malha de Corrente

Para a malha de corrente os métodos de controle conhecidos como o controlador Proporcional Ressonante (PR), Controle Ressonante (RSC), Controlador Repetitivo (RC) e o Controlador *Deadbeat* podem ser adotados diretamente devido as suas capacidade de rastrear sinais senoidais sem erro de regime permanente [96]. Com a adição de um Compensador Harmônico (HC) ao controlador, pode-se obter um melhor desempenho do controle [97].

Uma vez que o controlador Proporcional Ressonante tal como apresentado no

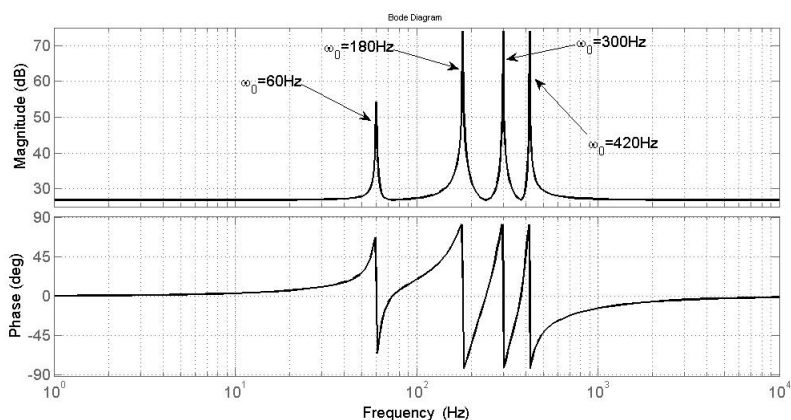


Figura 4.20: Diagrama de Resposta em Frequência para o PRHC para $k_p = 22$, $k_r = 500$, $\omega_c = 1 \text{ rad/s}$ e $k_{rh} = 5000$.

Apêndice (A), agregado ao compensador harmônico, apresenta um bom desempenho e acurácia em termos de rastreamento e rejeição de harmônicos, este controle será o utilizado na malha interna de corrente.

A função de transferência desse controlador de corrente pode ser dada por:

$$G_i(s) = k_p + \frac{2k_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} + \sum_{h=3,5,7} \frac{2k_{rh}\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (h\omega_0)^2} \quad (4.45)$$

em que k_p é o ganho proporcional, k_r é o ganho fundamental do controle ressonante, k_{rh} é o ganho de controle de ordem h-ressonante e ω_0 é a frequência fundamental da rede.

A Fig.4.19 ilustra a malha de corrente. A Fig.4.20 ilustra a resposta em frequência para o controlador proporcional ressonante com compensador de harmônicos apresentado por (4.45).

Malha de Potência

A malha externa de potência fornece as condições de operação do sistema (amplitude de tensão e frequência da rede) e em seguida gera a corrente de referência que será utilizada na malha interna de corrente. Portanto, essa malha oferece a possibilidade de se adicionar métodos de controle para a determinação da corrente

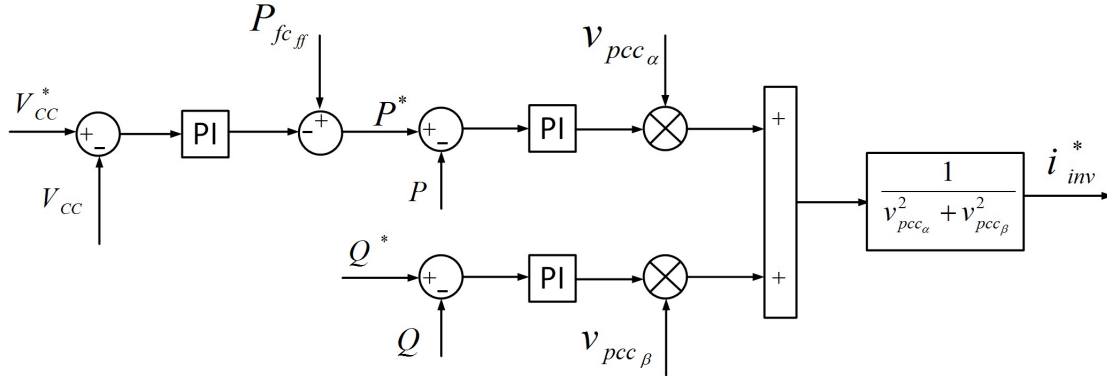


Figura 4.21: Malha de Controle de Potência.

da rede operando em modo FRT. Baseado na Teoria de Potência Instantânea para sistemas monofásicos [98] a referência da corrente do inversor pode ser produzida com a regulação das potências ativa e reativa. Com o auxílio de um gerador de sinais ortogonais a referência da corrente do inversor pode ser expressa como [98]:

$$i_{inv}^*(t) = \frac{1}{v_{pcc\alpha}^2 + v_{pcc\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{pcc\alpha} & v_{pcc\beta} \end{bmatrix} \mathcal{L}^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} G_P(s)(P - P^*) \\ G_Q(s)(Q - Q^*) \end{bmatrix} \right\} \quad (4.46)$$

em que $v_{pcc\alpha}$ e $v_{pcc\beta}$ são as componentes ortogonais da tensão do PCC, P e Q são respectivamente as potências ativa e reativa, P^* e Q^* são as potências de referência e $G_p(s)$ e $G_q(s)$ são os controladores PI para as potência ativa e reativa respectivamente.

A Fig.4.21 ilustra o esquema de controle para a malha de potência. Nesta mesma figura, V_{cc} representa a tensão no elo CC e P_{fcff} representa a potência *feedforward* que é fornecida pela pilha. Nas circunstâncias de uma falta, um comando de potência é enviado à pilha, que passa a operar nesse novo ponto estabelecido pelo controle de corrente do conversor push-pull.

Resultados para o modo de operação FRT

A seguir serão apresentadas as formas de onda de potência em situações de falta de modo a avaliar o controle do inversor durante o modo FRT. Durante o modo normal

de operação, existe uma injeção periódica de potência reativa de modo a atender as especificações de rede para detecção de ilhamento. O Capítulo 5 aborda com mais detalhes a proposta de injeção de reativo.

Afundamento de 0,65 p.u. de tensão no ponto de acoplamento comum

Os gráficos das Figuras 4.22 e 4.23 mostram respectivamente as potências ativa e reativa diante do afundamento de tensão de 0,65 p.u. A característica oscilatória no valor de referência da potência ativa é devida à regulação da tensão no elo CC do inversor, que apresenta a componente de segundo harmônico. Os valores das potências são determinados segundo as equações (4.42) e (4.43). Para esta configuração, durante o modo normal de operação, o inversor fornece periodicamente 0,0415 p.u de potência reativa, Fig.4.24.

O fator de potência nessas condições é dado por:

$$FP = \cos \left(\tan^{-1} \left(\frac{Q_{inv}}{P_{fc}} \right) \right) \quad (4.47)$$

em que

Q_{fc} representa a injeção de potência reativa,

P_{fc} representa a potência fornecida pela pilha.

Pela eq.(4.47) o fator de potência em condições normais de operação é igual a 0,9991, o que está de acordo com o intervalo fornecido pela norma da ABNT NBR 16149:2013 que estabelece que sistemas fotovoltaicos com potência nominal igual ou superior a 6 kW podem operar com fator de potência ajustável de 0,90 indutivo a 0,90 capacitivo.

As referências de corrente durante a falta podem ser determinadas segundo as eqs. (4.44) e (4.41) e portanto, as potências podem ser determinadas utilizando-se as eqs.(4.42) e (4.43). Logo,

$$P^* = 3,95 \text{ kW} \quad (4.48)$$

$$Q^* = 3,87 \text{ kVar} \quad (4.49)$$

Adotando como $P_{base} = P_{fc}$, as potências em p.u são dadas por:

$$P^* = 0,46 p.u \quad (4.50)$$

$$Q^* = 0,45 p.u. \quad (4.51)$$

Nas condições do afundamento de 0,65 p.u, e com as injeções de potência dadas por (4.48) e (4.49), o fator de potência calculado por (4.47) é dado por 0,72.

As Figs.4.25 e 4.26 representam a tensão no ponto de acoplamento comum e a corrente no inversor respectivamente. Pode-se observar que durante o semiciclo positivo de injeção de Q do gráfico da tensão, há uma elevação de 1,02 p.u. Essa elevação é devido a injeção de potência reativa como mostrado na Fig.4.24. A norma da Light ainda estabelece que a tensão para o ponto de acoplamento comum deve estar no intervalo de $0,80 \leq V_{pcc} \leq 1,1$ p.u durante o modo normal de operação. Para o intervalo negativo de Q, a injeção é no sentido oposto e portanto, a tensão apresenta um valor de 0,99 p.u., ainda de acordo com a norma.

A Fig.4.26 ilustra o rastreamento da corrente do inversor. Pode-se notar nessa figura que durante o período de falta o valor de pico da corrente permanece limitado conforme a técnica de controle utilizada. A Fig.4.27 mostra em detalhe o rastreamento da corrente. A Fig. 4.31 ilustra em detalhe a defasagem introduzida pela injeção de potência reativa durante o modo normal de operação.

As Figs.4.28, 4.29 e 4.30 mostram, respectivamente as tensões no elo CC e nos capacitores C_1 e C_2 do conversor multinível. A Fig.4.28 ainda apresenta em detalhe a ondulação de segundo harmônico presente na tensão tal como previsto em [99]. As ondulações nas tensões dos capacitores do conversor multinível são inferiores a 10% do valor de referência.

O THD para o intervalo anterior a falta foi de 3,11 %, para o intervalo durante a falta de 4,89 % e pós falta de 3,73 %. A norma da Light estabelece que a corrente no inversor deve possuir distorção harmônica total inferior a 5 %.

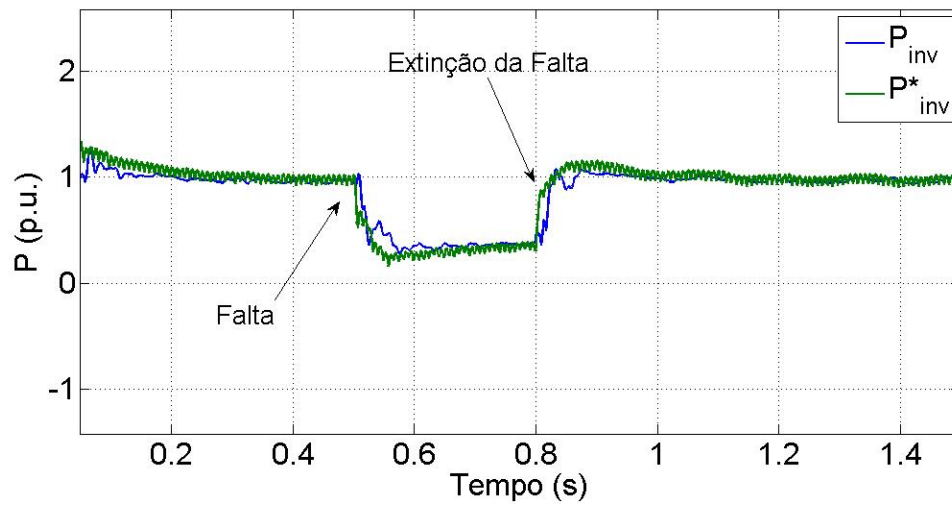


Figura 4.22: Curva de Potência Ativa diante de afundamento de tensão de 0,65 p.u. com falta aplicada em 0,5s.

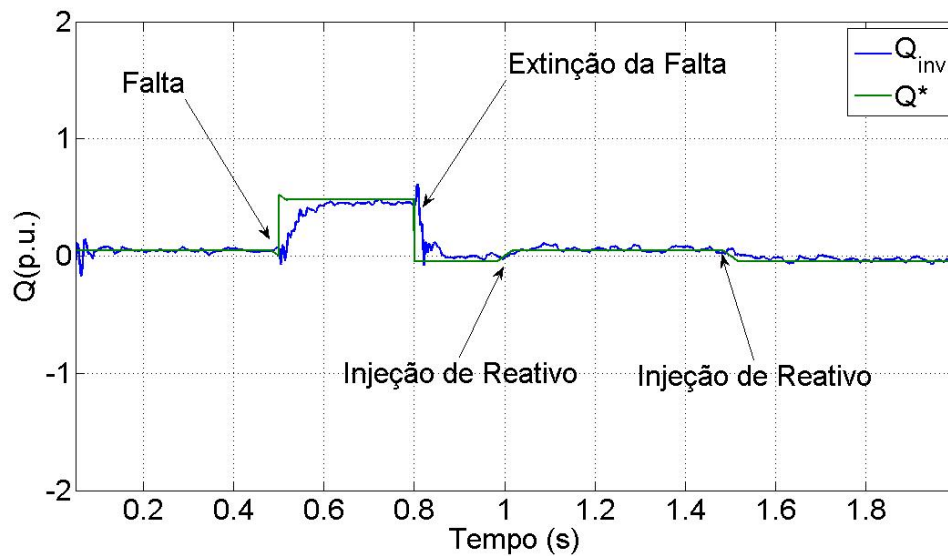


Figura 4.23: Curva de Potência Reativa diante de afundamento de tensão de 0,65 p.u. com falta aplicada em 0,5s.

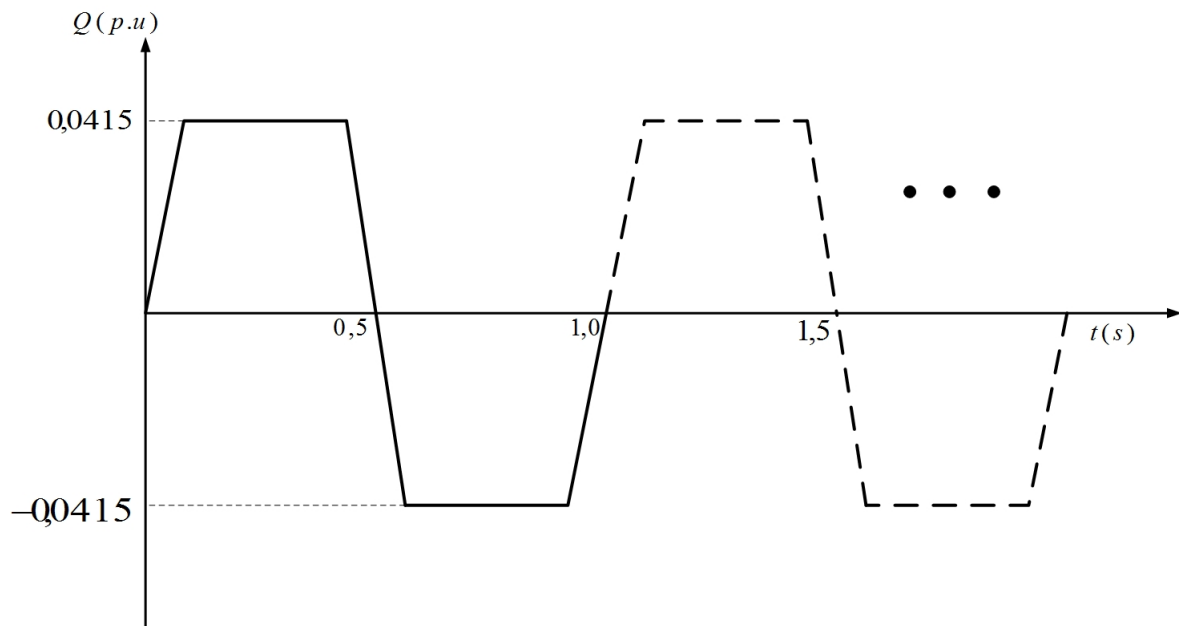


Figura 4.24: Injeção periódica de Q .

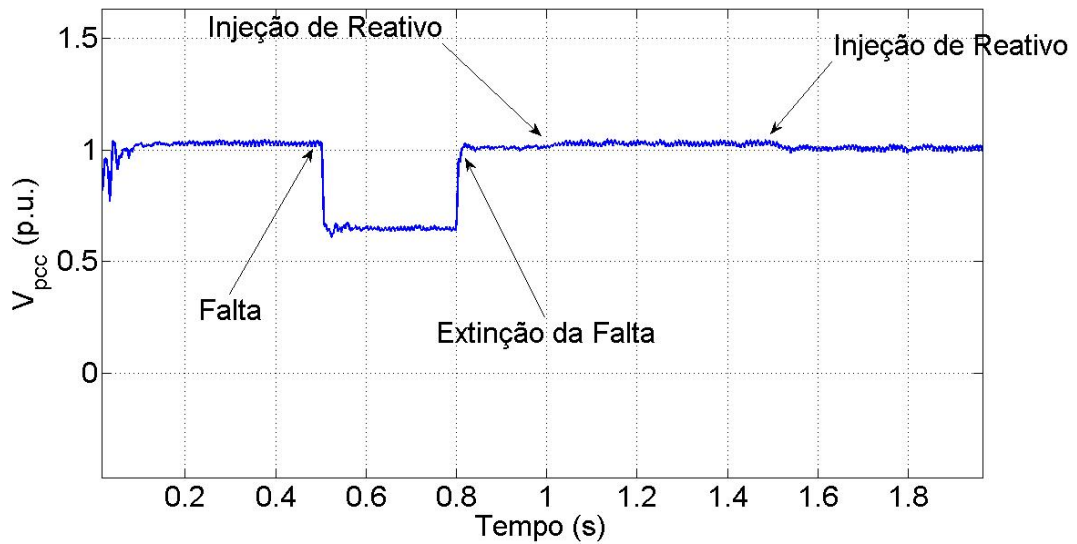


Figura 4.25: Tensão no Ponto de Acoplamento Comum com falta aplicada de $0,65$ p.u.

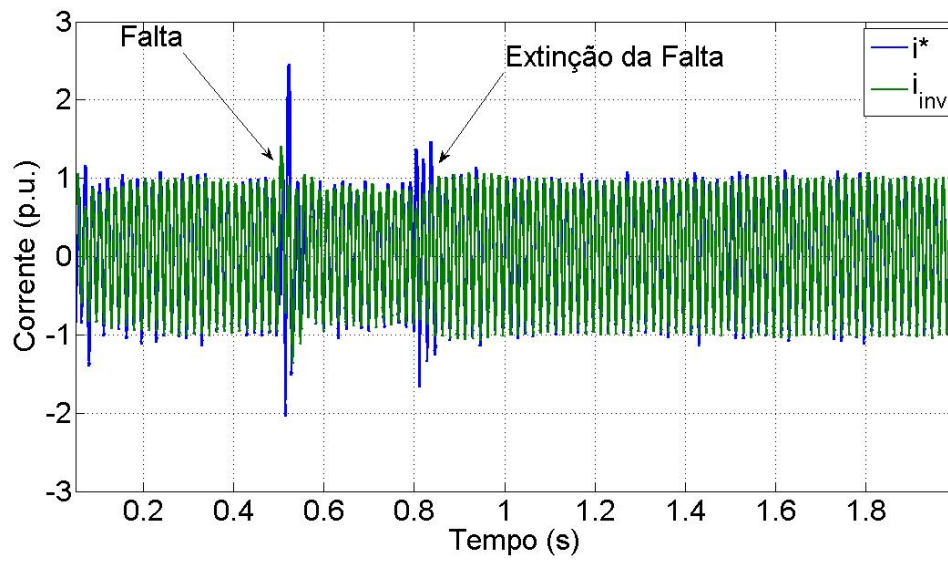


Figura 4.26: Rastreamento de Corrente no Inversor com falta de 0,65 p.u.

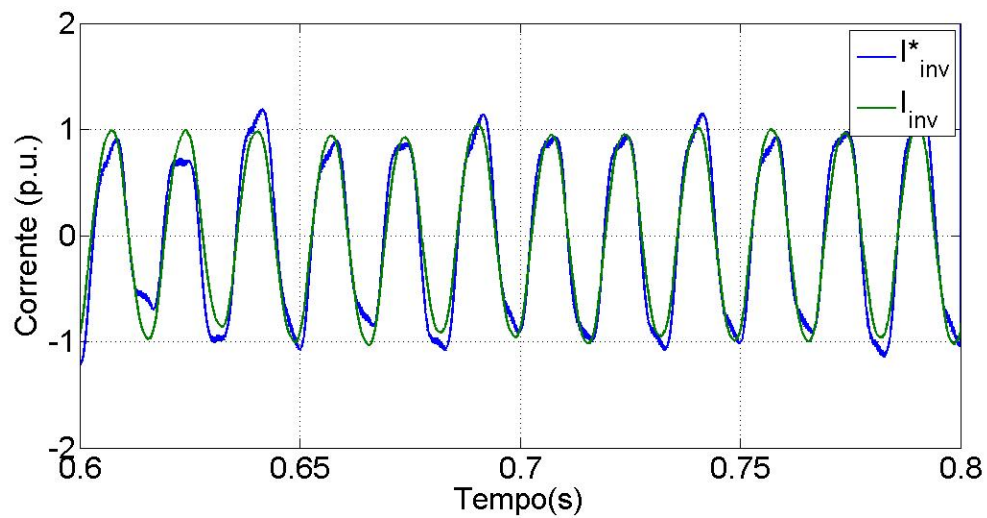


Figura 4.27: Rastreamento de Corrente no Inversor com falta de 0,65 p.u. em detalhe.

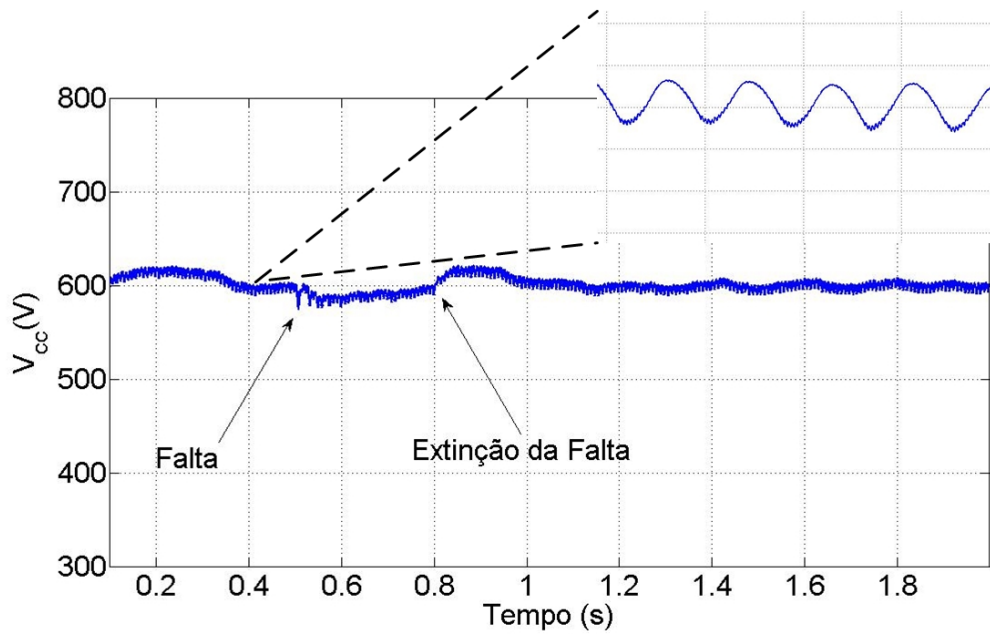


Figura 4.28: Tensão no Elo CC para falta de 0,65 p.u.

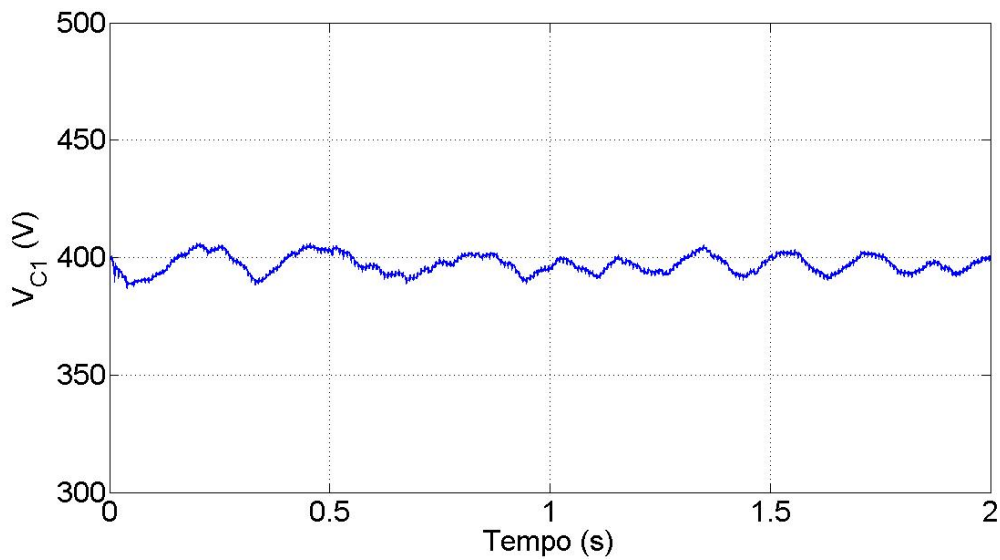


Figura 4.29: Tensão no Capacitor C_1 da topologia em capacitor flutuante para falta de 0,65 p.u.

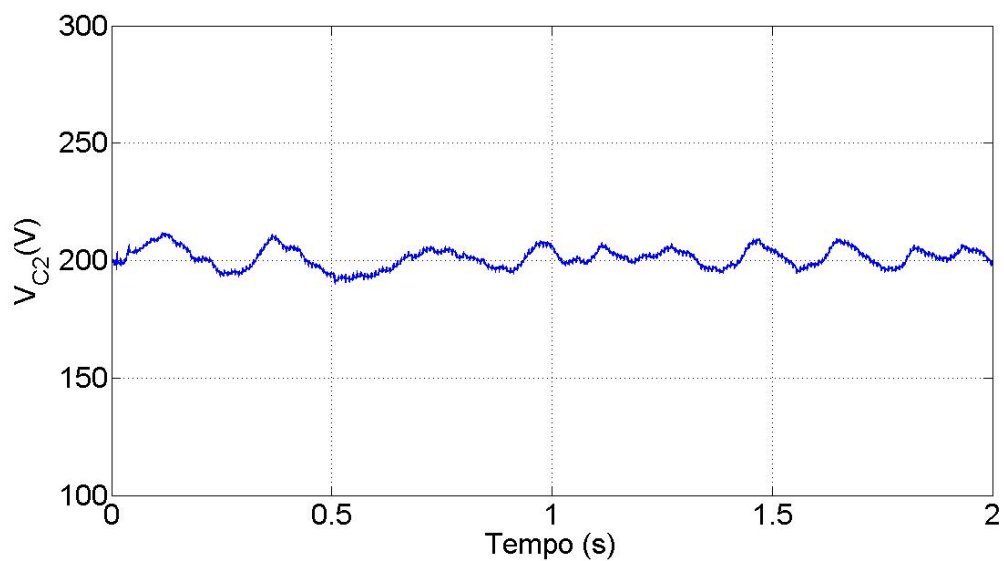


Figura 4.30: Tensão no Capacitor C_2 da topologia em capacitor flutuante para falta de 0,65 p.u.

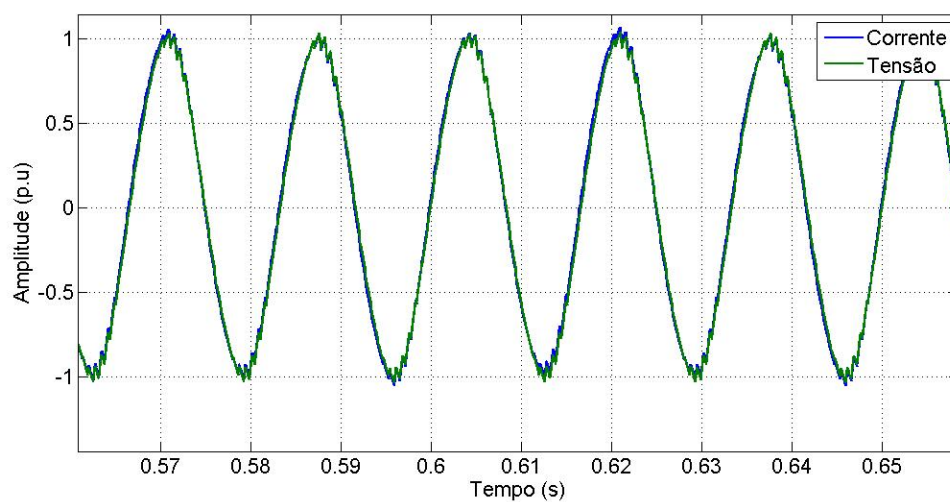


Figura 4.31: Defasagem introduzida pela injeção de reativo durante o modo normal de operação da pilha.

Afundamento de 0,45 p.u. de tensão no ponto de acoplamento comum

As Figs. 4.32 e 4.33 ilustram as curvas de potência ativa e reativa durante afundamento de tensão de 0,45 p.u. Nota-se nessas condições que $P = 0$ conforme o cálculo da corrente mostrado em (4.41) e cálculo da potência mostrado em (4.42). Para esta situação de falta, de acordo com o controle proposto, a pilha deve cessar o fornecimento de energia. A pilha só deve retomar o fornecimento de potência ativa caso a falta seja extinta com intervalo inferior ou igual a 300 ms, como prevê a norma da ABNT 16149-2013. Caso contrário o sistema da pilha é desconectado. A Fig.4.34 ilustra a amplitude da tensão no PCC rastreada pela estrutura em SOGI-FLL-m. A Fig. 4.35 ilustra o rastreamento do gráfico da corrente para a falta de 0,45 p.u. O valor de amplitude de corrente para essa condição de falta é limitado conforme proposta de controle. A Fig.4.36 ilustra o rastreamento em detalhe para a corrente no inversor. A Fig.4.37 ilustra a tensão no elo CC. O afundamento de tensão introduzido pela falta em 0,5 s foi de 8,3% e no instante de extinção da falta foi de 8,3%. As Figs. 4.38 e 4.39 ilustram as tensões nos capacitores C_1 e C_2 respectivamente do conversor multinível. As oscilações, conforme também no afundamento de 0,65 p.u., apresentaram variações no interior de 10% dos valores de referência dos capacitores. O THD durante o período pré-falta foi de 2,39%, durante a falta foi de 2,83% e pós-falta foi de 4,47%, todos inferiores a 5% conforme norma da Light.

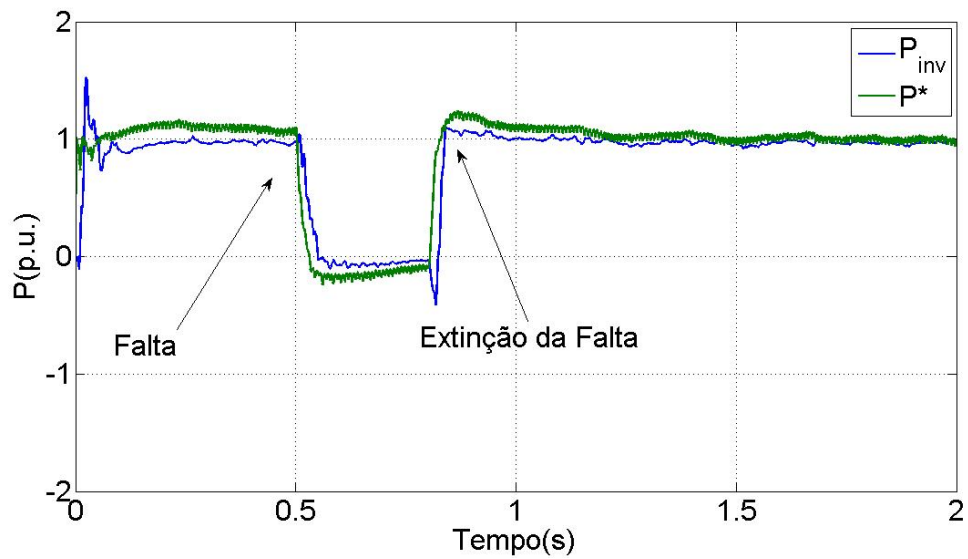


Figura 4.32: Curva de Potência Ativa diante de afundamento de tensão de 0,45 p.u com falta aplicada em 0,5 s.

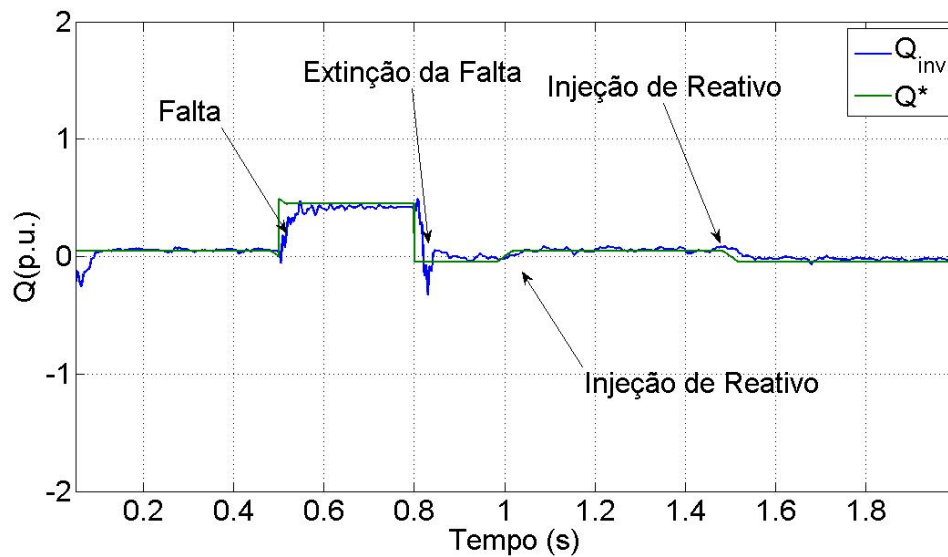


Figura 4.33: Curva de Potência Reativa diante de afundamento de tensão de 0,45 p.u com falta aplicada em 0,5 s.

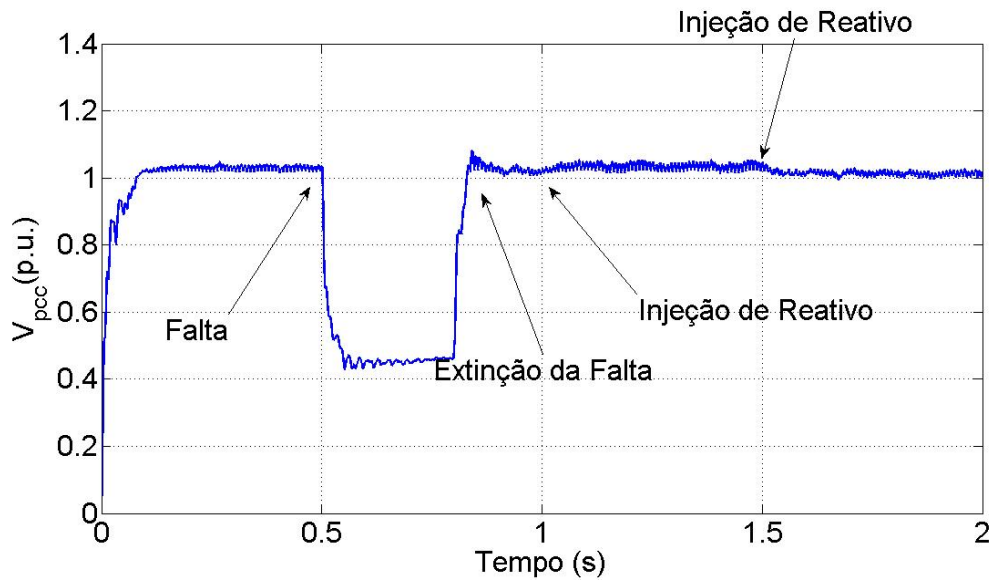


Figura 4.34: Tensão no ponto de acoplamento comum para falta de 0,45 p.u.

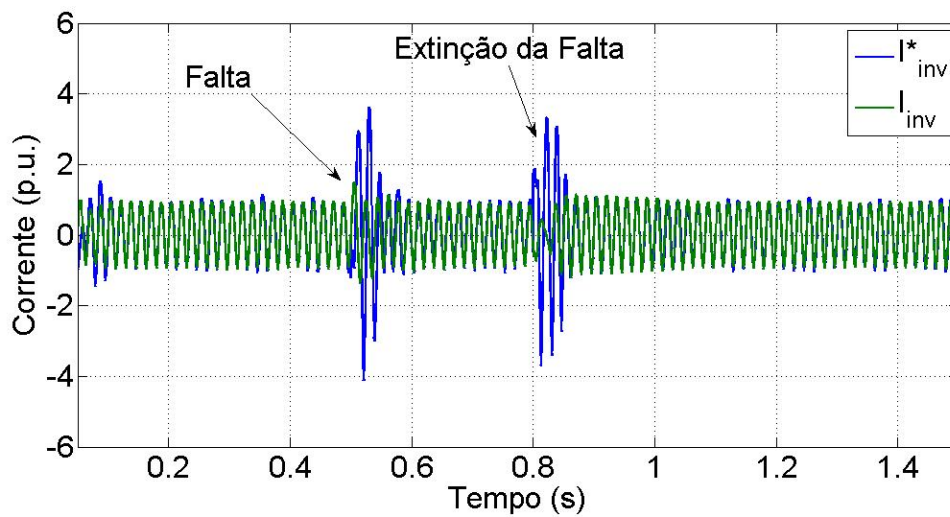


Figura 4.35: Rastreamento da corrente no inversor para falta de 0,45 p.u.

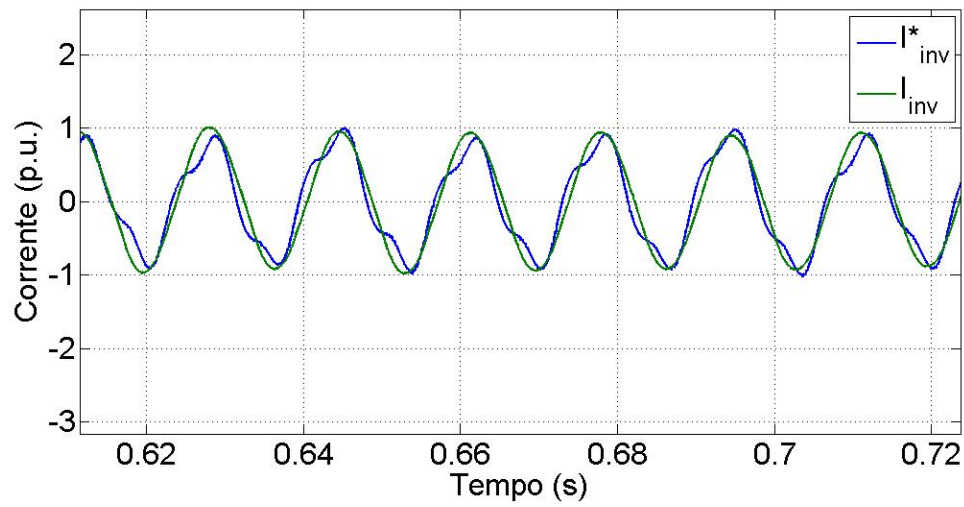


Figura 4.36: Rastreamento da corrente no inversor para falha de 0,45 p.u. em detalhe.

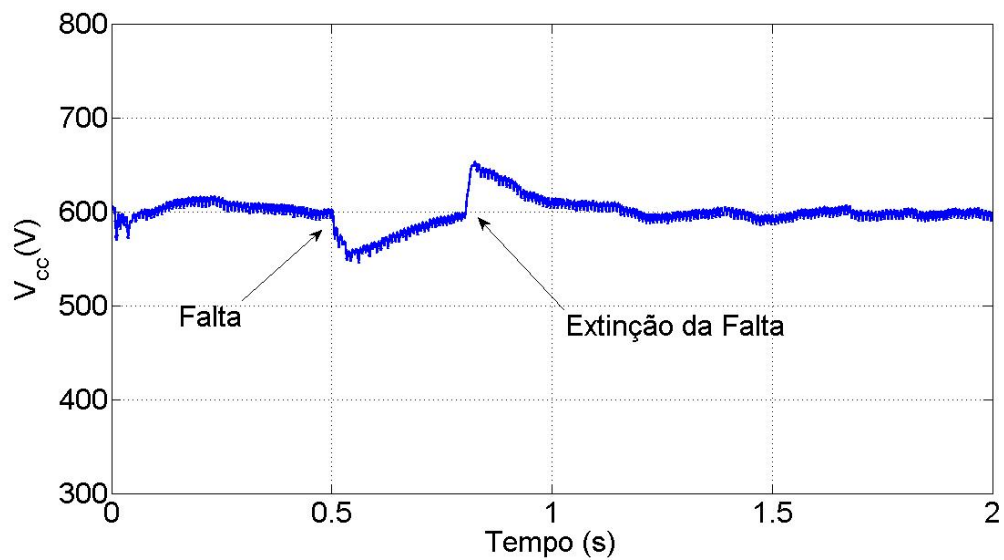


Figura 4.37: Tensão no Elo CC para falha de 0,45 p.u.

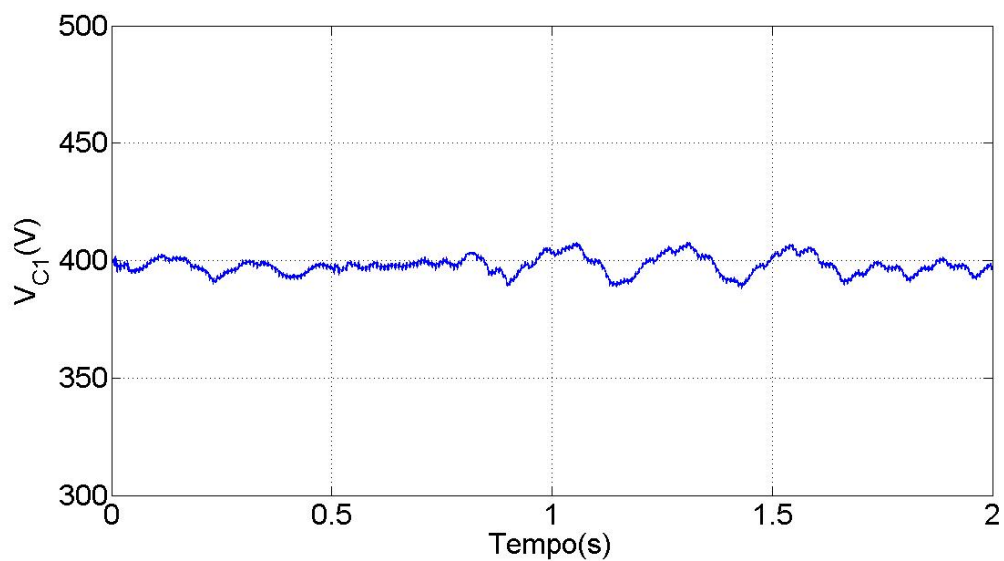


Figura 4.38: Tensão no capacitor C_1 do conversor multinível para falta de 0,45 p.u.

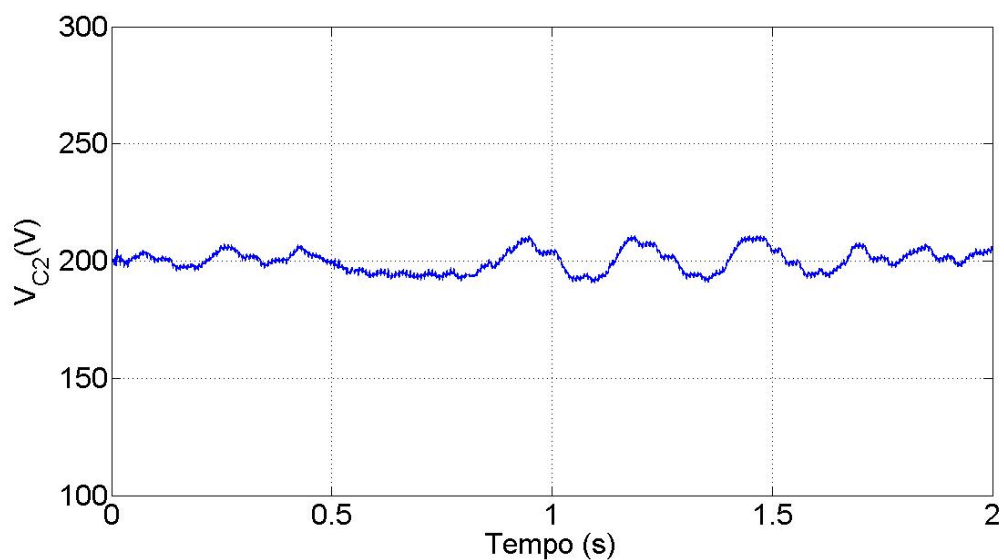


Figura 4.39: Tensão no capacitor C_2 do conversor multinível para falta de 0,45 p.u.

4.5 Conclusão Parcial

Este capítulo abordou a estratégia de operação do conversor multinível. O esquema de controle para a malha de potência utilizando a teoria de potência instantânea para sistemas monofásicos se tornou eficaz na geração da corrente de referência do inversor nas condições normais de operação do inversor e também para o modo FRT. Igualmente, a malha de corrente com o controle PRHC possibilitou o rastreamento da corrente do inversor tanto em condições normais quanto anormais de operação. Dessa forma, de acordo com a estratégia para injeção de reativo adotada foi possível manter a corrente do inversor limitada durante a falta. Em relação ao método apresentado para a regulação das tensões nos capacitores flutuantes, o método m-modificado permitiu que os capacitores se mantivessem regulados mesmo em condições de afundamento de tensão no PCC. No tocante aos métodos de detecção e sincronismo dos sinais de tensão e frequência, o método SOGI-FLL com a malha do SOGI modificada se tornou o mais eficiente entre os métodos analisados, pois permitiu a eliminação das componentes de baixa frequência do sinal de entrada e propiciou o rastreamento da frequência e amplitude de tensão dos sinais analisados com um tempo de resposta inferior aos demais métodos.

Capítulo 5

Ilhamento

Ainda que fontes de geração distribuída a partir de energias renováveis apresentem benefícios ambientais e econômicos, elas introduzem novos desafios no controle, operação e proteção do sistema de potência. Um dos maiores impactos da unidade distribuída no sistema de distribuição é o ilhamento não-intencional. O ilhamento ocorre quando a UGD (unidade de geração distribuída) continua a energizar uma parte do sistema enquanto se mantém desconectada da rede principal. Uma vez que o ilhamento é não-regulado, o seu comportamento é imprevisível e a tensão, frequência e outros parâmetros de qualidade de energia podem atingir níveis fora dos estabelecidos por padrões de rede. O ilhamento não-intencional do sistema pode causar ainda problemas de choques elétricos uma vez que se supõe que os fios estejam desenergizados em função da perda de conexão com a rede elétrica [100]. Portanto, o sistema ilhado precisa ser desenergizado assim que for detectada a perda de conexão com a rede elétrica. De acordo com a norma estabelecida pela Light para micro e minigeração, o sistema de geração distribuída deve se desacoplar da rede por meio da proteção anti-ilhamento em até dois segundos do desligamento da rede da Light.

Uma vez que sistemas ilhados operam sem a supervisão da rede, os valores dos parâmetros do sistema, tais como tensão e frequência são imprevisíveis. Os novos pontos de operação satisfazem o balanço de potência ativa e reativa entre

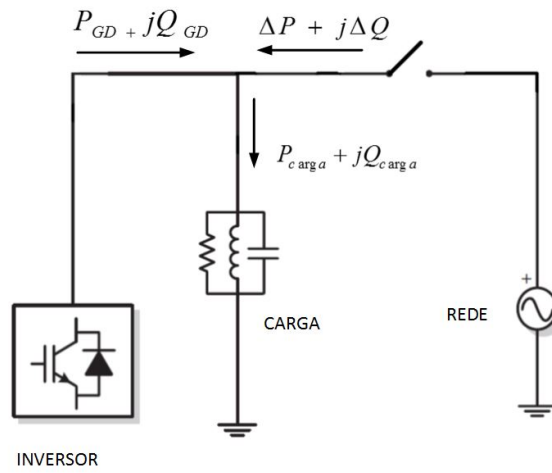
carga e geração, o que determina a severidade da condição de ilhamento. Nos casos de grandes descasamentos de potência ativa/reactiva, as magnitudes de tensão e frequência irão modificar-se significativamente logo após a desconexão, o que pode causar riscos de segurança, assim a UGD deve se desconectar rapidamente por meio de um esquema anti-ilhamento. Para descasamentos menores, os parâmetros do sistema irão aumentar ou diminuir de forma mais lenta até se ajustarem em um novo ponto de operação [101].

No passado, muitos métodos anti-ilhamento foram propostos e esses métodos podem ser classificados como métodos baseados em comunicação ou baseados em medidas locais. Os métodos baseados em comunicação somente são utilizados para aplicações de geração distribuída em larga escala [102]. Para aplicações em pequenas unidades de geração métodos baseados em comunicação são impraticáveis devido ao elevado custo de instalação [102]. Conseqüentemente, métodos ativos e passivos baseados em medições locais são utilizados. Esses métodos se baseiam somente na medida dos parâmetros no ponto de acoplamento comum (PCC) e ambos possuem as suas vantagens e desvantagens. O desempenho do método anti-ilhamento é normalmente definido pelo conceito de zona de não-deteção (NDZ). Na sequência, a NDZ será definida com referência aos efeitos na amplitude de tensão e desvio de frequência.

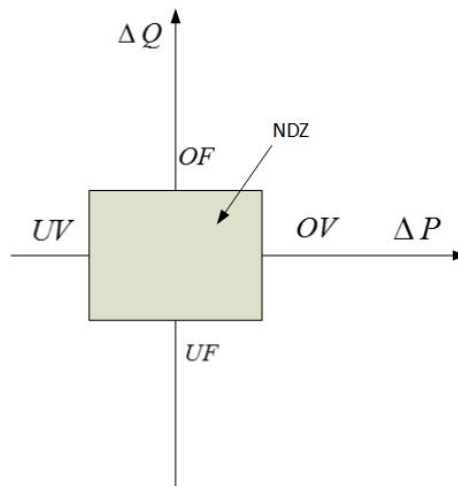
5.1 Zona de Não-Deteção

A confiabilidade dos métodos de detecção de ilhamento pode ser representada pela zona de não deteção, definida pelo descasamento de potências ΔP versus ΔQ no ponto de acoplamento comum.

A Fig. 5.1a mostra a conexão típica de um inversor à rede e à carga local e a Fig. 5.1b mostra o balanço de potência no sistema. ΔP é a potência ativa da rede e ΔQ é a potência reativa de saída da rede, P_{GD} é a potência ativa fornecida pelo inversor, Q_{GD} é a potência reativa fornecida pelo inversor, P_{carga} é potência ativa da carga e



(a)



(b)

Figura 5.1: a) Conexão do Inversor à rede e à carga. b) (NDZ - Zona de Não-Detecção, UV/OV - *Under Voltage / Over Voltage*, UF/OF - *Under Frequency / Over Frequency*).

Q_{carga} é a potência reativa da carga. Assim, o balanço de potência é dado por

$$P_{carga} = P_{GD} + \Delta P \quad (5.1)$$

$$Q_{carga} = Q_{GD} + \Delta Q \quad (5.2)$$

Se $P_{carga} = P_{GD}$ não existe descasamento entre a potência fornecida pela UGD e a potência produzida pela rede elétrica, da mesma forma se $Q_{carga} = Q_{GD}$ não existe descasamento de potência reativa entre a UGD e a rede.

O comportamento do sistema no instante da desconexão da rede vai depender do ΔP e ΔQ no instante antes da abertura da chave para formação do ilhamento. Se a frequência ressonante da carga RLC for a mesma da rede, a carga linear não absorve ou consome potência reativa. Após a desconexão da rede, a potência ativa da carga torna-se igual à fornecida pela UGD.

Assim, a tensão da rede muda para

$$V' = KV \quad (5.3)$$

em que

$$K = \sqrt{\frac{P_{GD}}{P_{carga}}}. \quad (5.4)$$

Quando $P_{GD} > P_{carga}$ existe um aumento na amplitude da tensão e se $P_{GD} < P_{carga}$ existe uma diminuição na amplitude. A potência reativa é ligada à frequência e amplitude da tensão [103]:

$$Q'_{carga} = Q_{GD} = \left(\frac{1}{\omega' L} - \omega' C \right) V'^2. \quad (5.5)$$

Deste modo é possível calcular ω' [104],

$$\omega' = \frac{-\frac{Q_{GD}}{CV'^2} + \sqrt{\left(\frac{Q_{GD}}{CV'^2}\right)^2 + \frac{4}{LC}}}{2}. \quad (5.6)$$

A rede está sujeita a inúmeras perturbações, tais como subtensões, sobretensões, distorções harmônicas e variações de frequência. É necessário um ajuste da proteção de ilhamento que seja imune a essas perturbações. Segundo normas estabelecidas pela Light as variações de tensão e frequência são conforme a Tabela 5.1. O pior caso de detecção de ilhamento é representado pela condição de balanço de potência ativa e reativa em que não há variação de amplitude e frequência, i.e, $\Delta P = 0$ e $\Delta Q = 0$. É simples de se notar que um pequeno ΔP resulta em uma insuficiente mudança na amplitude de tensão e um pequeno ΔQ resulta em uma mínima

Tabela 5.1: Limites de Tensão e Frequência de acordo com a norma da Light.

Valor	Mínimo	Máximo
Frequência (Hz)	57,5	62
Tensão (p.u.)	0,8	1,1

variação de frequência que possa resultar efetivamente na desconexão da UGD e por consequência a prevenção do ilhamento.

É possível calcular a área da NDZ por meio dos descasamentos de potências ativa e reativa e ajustar os valores limites de frequência e amplitude de tensão (Fig. 5.1b). A probabilidade de ΔP e ΔQ estarem no interior da NDZ pode ser significativa. Devido a essa preocupação, os padrões de proteção de sobre/subtensão e sobre/subfrequência sozinhos normalmente não são considerados suficientes como proteção anti-ilhamento e, portanto devem ser combinados com outros métodos de detecção.

Os métodos de detecção anti-ilhamento podem ser divididos em métodos ativos e passivos. Os métodos passivos são baseados na detecção de variação de um parâmetro do sistema de potência (tipicamente amplitude de tensão, frequência, fase e harmônicos de tensão) causados pelo descasamento de potência após a desconexão. Os métodos passivos possuem NDZ não nula e são tipicamente combinados com métodos ativos para melhoria de desempenho e confiabilidade [101].

Os métodos ativos geram perturbações no ponto de acoplamento comum (PCC) de modo a impor uma variação no parâmetro do sistema de potência que possa ser detectado por métodos passivos. Com métodos ativos a NDZ pode ser significativamente reduzida; no entanto, os métodos ativos podem afetar a qualidade de potência e gerar instabilidades na rede, especialmente se mais inversores são conectados em paralelo [101].

5.2 Método de Detecção Passivo

5.2.1 Detecção por sobre/subtensão - sobre/subfrequência

Todos os inversores conectados à rede necessitam ter uma proteção de sobre/subtensão (*SSV*) e sobre/subfrequência (*SSF*) que faz com que o inversor seja desconectado da rede caso os valores no ponto de acoplamento comum estejam fora dos limites fornecidos pela Tabela 5.1.

O monitoramento de tensão e frequência é tipicamente utilizado de modo a disparar a proteção do inversor em caso de *SSV* ou *SSF* e assim a detecção do ilhamento é obtida. Entretanto, quando o descasamento de potência for muito pequeno pode haver falha na detecção do ilhamento uma vez que as variações de tensão e frequência podem ser muito pequenas para atingir os limites de *SSV* e *SSF*. O pior caso de ilhamento é representado pela condição de balanceamento de potência ativa e reativa em que não há mudança na amplitude de tensão e frequência. Os limites de ΔP e ΔQ para atingir a condição de *SSF* e *SSV* podem ser determinados analiticamente como [105],[104] :

Para *SSF*:

$$Q_f \left(1 - \left(\frac{f}{f_{min}} \right)^2 \right) \leq \frac{\Delta Q}{P_{GD}} \leq Q_f \left(1 - \left(\frac{f}{f_{max}} \right)^2 \right) \quad (5.7)$$

se $57,5 \leq f_{pcc} \leq 62$ Hz,

$$-22,2\% \leq \frac{\Delta Q}{P_{GD}} \leq 15,87\% \quad (5.8)$$

em que Q_f é o fator de qualidade definido por

$$Q_f = R\sqrt{\frac{C}{L}}. \quad (5.9)$$

Para *SSV*:

$$\left(\frac{V}{V_{max}} \right)^2 - 1 \leq \frac{\Delta P}{P_{GD}} \leq \left(\frac{V}{V_{min}} \right)^2 - 1, \quad (5.10)$$

se $0,8 \leq V \leq 1,1$ p.u.,

$$-17,36\% \leq \frac{\Delta P}{P_{GD}} \leq 56,25\%. \quad (5.11)$$

Normalmente, supõe-se que a carga local possa ser modelada por um circuito RLC paralelo. Isso é feito porque para muitos métodos de detecção de ilhamento é a carga RLC que causa as maiores dificuldades na detecção de ilhamento. Em geral, cargas não lineares como fontes de corrente harmônica ou cargas com potência constante não apresentam maiores dificuldades na detecção do ilhamento [106].

Assim, a NDZ pode ser determinada de forma precisa, mas em muitos casos este método é considerado ineficaz, como proteção anti-ilhamento, por que não atende aos requisitos de padrões de rede. Existem outros métodos reportados na literatura tais como detecção de ilhamento por harmônicos de tensão e salto de fase de tensão, no entanto tais métodos ainda apresentam uma grande zona de não-deteção tal como o SSF e SSV para certas condições de carga [106].

5.3 Métodos Ativos de Detecção de Ilhamento

O conceito central acerca dos métodos ativos se baseia na geração de pequenas perturbações na saída do inversor gerando pequenas variações em alguns dos seguintes parâmetros: frequência, fase, harmônicos, P e Q.

Entre os diferentes métodos de detecção de ilhamento, o método por desvio ativo de frequência (AFD) tem recebido contínua atenção na literatura devido a sua capacidade de detecção de ilhamento com uma pequena NDZ e também por sua facilidade de implementação em microcontroladores [10]. Neste estudo será apresentado o método AFD clássico bem como as suas variantes para diminuição de distorção harmônica total obtida a partir da injeção de perturbação de corrente. Será ainda apresentada a utilização do método AFD atuando de forma híbrida com a injeção de potência reativa de forma a se adequar aos limites impostos pelas eqs. (5.8) e (5.11).

5.3.1 Métodos por Desvio de Frequência

Esses métodos produzem um desvio na frequência da rede por meio de uma perturbação na frequência de referência, por exemplo, uma realimentação positiva. Enquanto a rede estiver presente, é óbvio que a frequência não pode ser desviada, mas no momento em que a rede é desconectada, essa perturbação impõe um desvio de frequência até que atinja o limite de proteção de SSF. Existem alguns métodos que seguem essa abordagem como serão apresentados a seguir.

Método de Desvio Ativo de Frequência

Um método ativo que tem recebido significativa atenção é o método AFD (*Active Frequency Drift*). Trata-se de um método simples de se implementar em um inversor com um controlador baseado em microcontrolador e adiciona praticamente custo zero ao sistema [107]. Neste método, a forma de onda da corrente injetada na rede pelo sistema da pilha é levemente distorcida de modo que existe uma contínua tendência de variação da frequência. O método AFD é implementado pela adição de um período de corrente zero no inversor como mostrado na Fig. 5.2.

A relação entre o tempo nulo T_z e a metade do período da forma de onda de tensão, T_{rede} é referida como “*chopping fraction*” (CF) e é definida como:

$$cf = \frac{T_z}{T_{rede}}. \quad (5.12)$$

O cf permite a detecção do ilhamento pelo aumento e redução da frequência da tensão no PCC na situação de ilhamento. Mas devido ao valor fixo de cf o AFD convencional possui uma grande zona de não-detecção e com isso torna-se muito lento para a detecção do ilhamento nos limites impostos pelas normas [107].

Método AFD com realimentação positiva de Frequência (AFDPF)

Trata-se de uma extensão do método AFD convencional que utiliza realimentação positiva de frequência. Neste método, é à frequência da tensão no PCC que a realimentação é aplicada. Para implementar essa realimentação positiva, o *chopping*

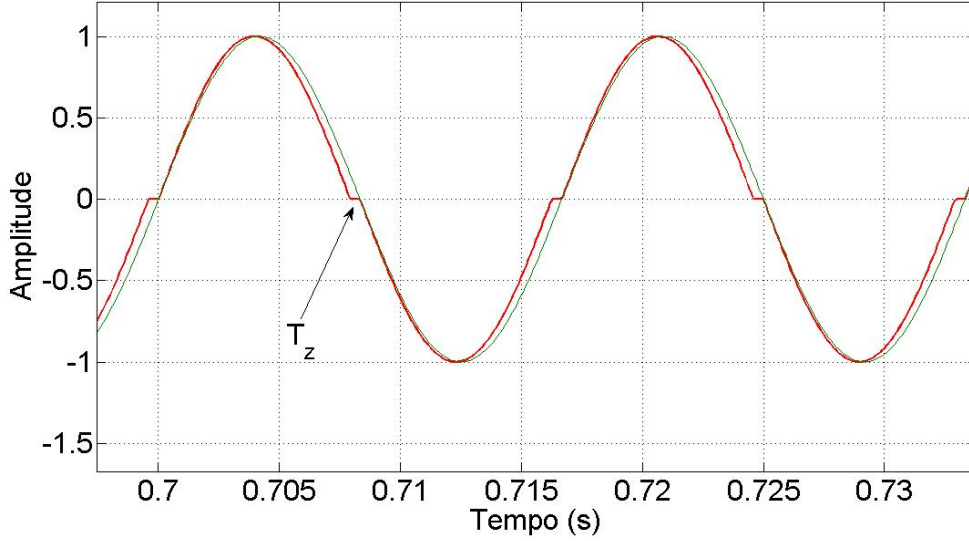


Figura 5.2: Forma de Onda pelo Método AFD Convencional.

fraction do método AFD é dado como função do sinal de erro da frequência da rede [108]:

$$cf = cf_0 + k(f - f_n) \quad (5.13)$$

em que k é o ganho, cf_0 é o *chopping fraction* quando não existe erro em frequência e $f - f_n$ é a diferença entre a frequência estimada e o seu valor nominal.

Quando conectada à rede, pequenas variações de frequência são detectadas e o método tem a tendência de aumentar a variação de frequência; no entanto, a estabilidade da rede previne qualquer variação. Quando a rede é desconectada e como a frequência varia, o módulo do erro de frequência aumenta, o *chopping fraction* também aumenta no sentido do erro de frequência e o inversor eleva/diminui a sua frequência também. O inversor consequentemente atua para reforçar o desvio de frequência e esse processo continua até que o limite por SSF seja atingido.

Para o método de detecção AFDPF, o ângulo de fase do inversor pode ser expresso como função da frequência de ilhamento, f_{is} , a frequência da rede antes do ilhamento, f_g , do valor do *chopping fraction* inicial, cf_0 , e do valor de k [108], [109],

$$\phi_{inv} = \frac{\pi}{2}(cf_0 + k(f_{is} - f_g)). \quad (5.14)$$

O ângulo de fase da carga é função da frequência de ilhamento, da frequência de ressonância da carga, f_0 e do fator de qualidade da carga, Q_f [108],

$$\phi_{carga} = -\tan^{-1} \left(Q_f \left(\frac{f_0}{f_{is}} - \frac{f_{is}}{f_0} \right) \right). \quad (5.15)$$

O critério de fase é satisfeito pela igualdade dos dois ângulos de fase e é expresso por [109],[108]

$$f_0^2 + \frac{f_{is} f_0 \tan(\pi(c f_0 + k(f_{is} - f_g))/2)}{Q_f} - f_{is}^2 = 0. \quad (5.16)$$

De (5.16), pode-se notar que a zona de não detecção depende dos parâmetros do método AFDPF ($c f_0$ e k) e dos parâmetros da carga (f_0 e Q_f). O ponto de equilíbrio definido pelo critério de fase em (5.16) deve ser um ponto instável de modo a garantir a detecção do ilhamento e a eliminação da zona de não-deteção [108].

No Apêndice C são mostrados em detalhes a solução da eq. (5.16) para a escolha do parâmetro k da eq. (5.14) de modo a garantir que todas as cargas com fatores de qualidade inferiores a 2,5 sejam detectadas.

Variação de Potência Reativa (VPR)

Métodos de ilhamento baseados em injeção de potência reativa são relativamente simples de serem implementados. A zona de não-deteção pode ser significativamente reduzida com o adequado projeto de injeção de potência e o método não introduz distorção harmônica de corrente durante o modo normal de operação.

A variação periódica da componente reativa de potência introduz uma diferença de fase entre a corrente do inversor e a tensão observada no ponto de acoplamento comum. A diferença de fase induz um aumento ou redução da frequência da tensão no PCC e assim o circuito de proteção por SSF (Sub/Sobrefrequência) é ativado e portanto, o inversor é desconectado da rede de acordo com os limites impostos pela Tabela 5.1.

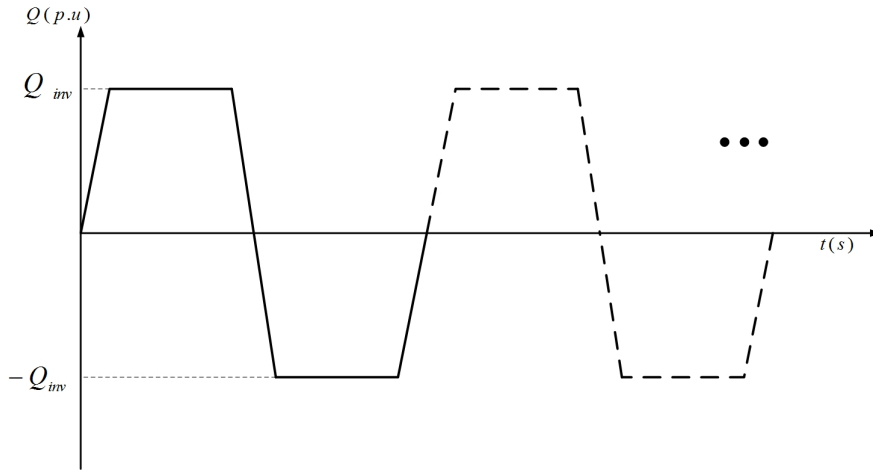


Figura 5.3: Variação Periódica da Potência Reativa.

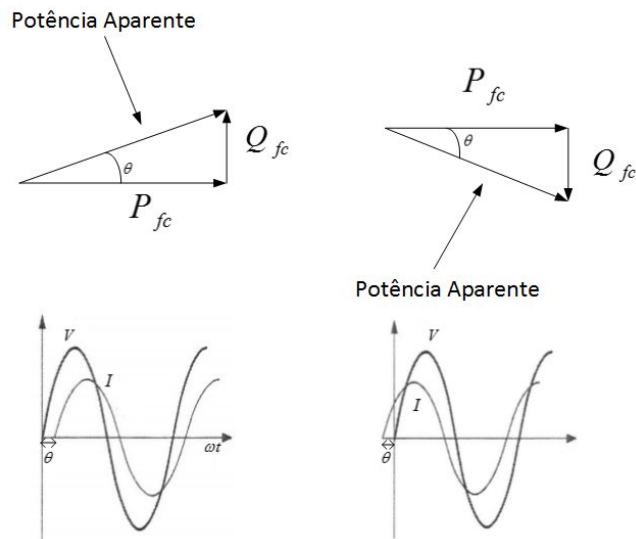


Figura 5.4: Diagrama de fase do Método VPR.

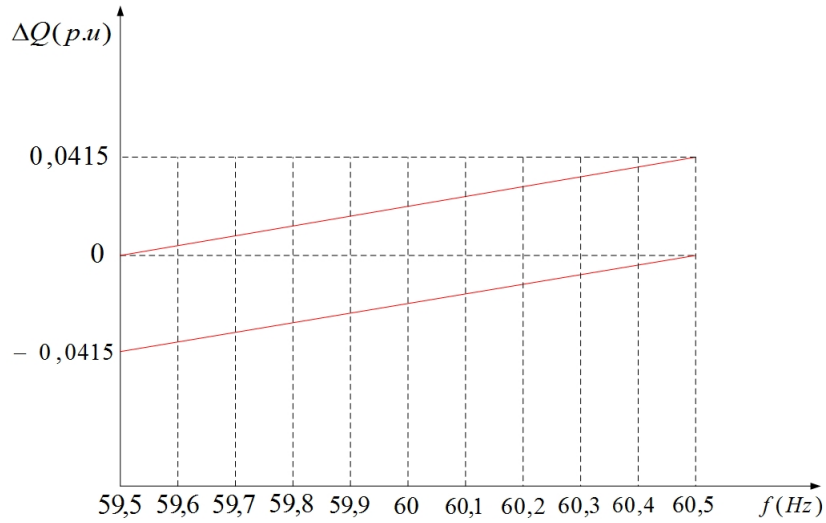


Figura 5.5: Curva $\Delta Q - f$.

A Fig.5.3 ilustra a variação periódica de reativo imposta durante o modo normal de operação da pilha. A Fig.5.4 mostra a diferença de fase da tensão e corrente pela variação de potência reativa.

A eq.(5.5) pode ser reescrita em termos da frequência de ressonância f_0 da carga RLC e do fator de qualidade (Q_f) como a seguir:

$$Q_{carga} = P_{carga} Q_f \left(\frac{f_0}{f} - \frac{f}{f_0} \right) \quad (5.17)$$

em que

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (5.18)$$

O adicional de potência reativa que deve ser injetado de modo que a frequência desvie do valor normal de operação é dado por

$$\begin{aligned} \Delta Q_1 &= Q_1 - Q_{GD1} = P_{GD} Q_f \left(\frac{f_0}{f_L} - \frac{f_L}{f_0} \right) - 0 \\ &= P_{GD} Q_f \left(\frac{f_0}{f_L} - \frac{f_L}{f_0} \right), \end{aligned} \quad (5.19)$$

em que

f_L representa o valor de frequência limite.

Apesar da não-linearidade da relação entre a potência reativa e frequência, essa relação é aproximadamente linear nos limites de frequência de 59,5 – 60,5 Hz mostrados na curva $\Delta Q - f$ da Fig. 5.5. Portanto, por meio de (5.19) o adicional de potência reativa pode ser determinado.

A norma da Light estabelece que os limites de SSF sejam 62 – 57,5 Hz e portanto, o método VPR deve atuar em conjunto com outro método ativo de forma a atingir os limites determinados pela norma.

5.3.2 Resultados de Simulação para Condições de Ilhamento

A seguir serão apresentados os resultados de simulação para avaliar a função anti-ilhamento do inversor com os métodos apresentados na seção (5.3.1).

O teste por subfrequência foi conduzido durante o semiciclo positivo de injeção de Q de modo que com a desconexão da rede houvesse uma redução da frequência no PCC. O tempo de passagem por zero produzido pelo método AFDPF é obtido a partir da realimentação positiva da frequência. De forma equivalente, o teste por sobrefrequência foi realizado durante o semiciclo negativo de injeção de Q, de modo que com a desconexão da rede houvesse uma elevação da frequência.

Teste por Subfrequência

A Fig. 5.6 ilustra o gráfico de potências para a condição de ilhamento do inversor com a desconexão da rede no instante 0,3 s. A Fig. 5.7 mostra o gráfico da corrente com a desconexão do inversor por subfrequência em 33,2 ms após a desconexão da rede. A Norma da Light estabelece que o sistema de geração distribuída deve se desacoplar da rede através da proteção anti-ilhamento em até 2 segundos sempre que houver desligamento da rede da Light.

O gráfico da Fig.5.8 ilustra a variação de frequência introduzida pelo método VPR+AFDPF. O sistema de geração distribuída é desconectado assim que a proteção por subfrequência (57,5 Hz) é atingida.

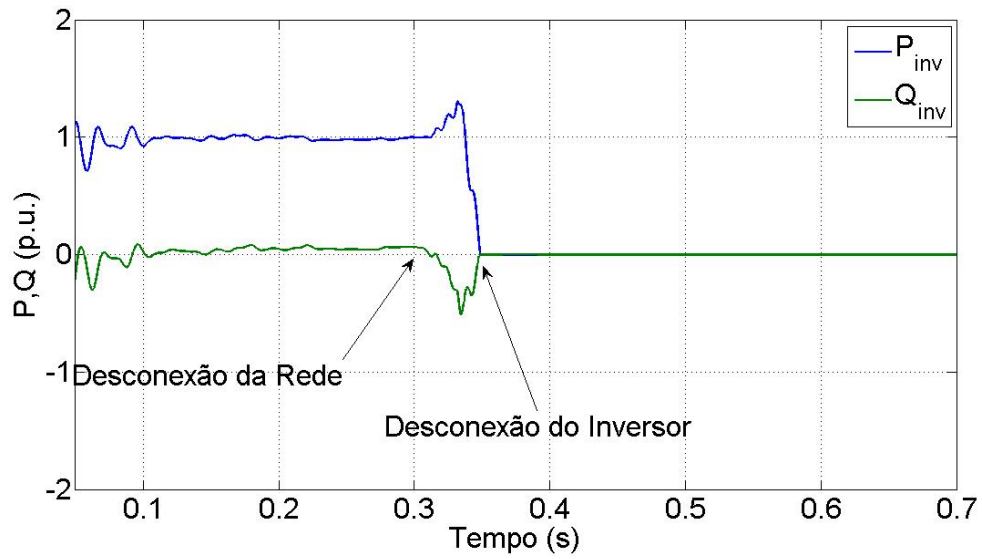


Figura 5.6: Gráfico de Potências para a condição de ilhamento do inversor acionado por subfrequência.

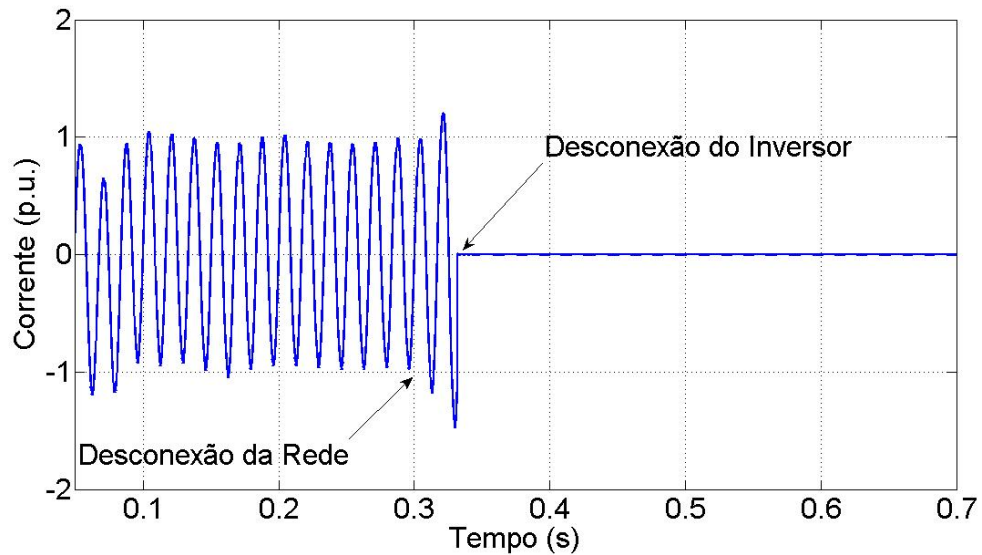


Figura 5.7: Corrente no Inversor para a condição de ilhamento e desconexão por subfrequência.

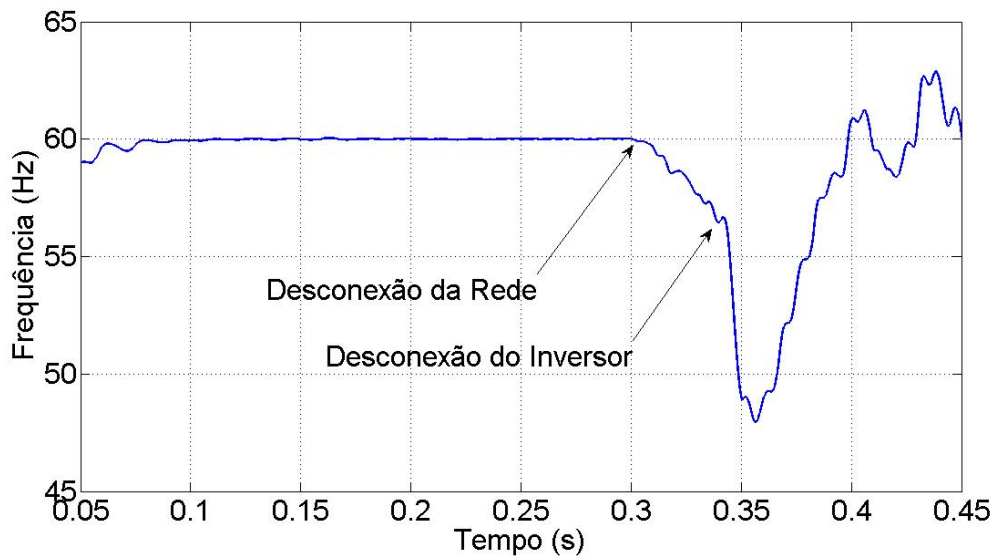


Figura 5.8: Frequência para a condição de subfrequência a partir da aplicação do método VPR e AFDPF.

Teste por Sobrefrequência

A Fig. 5.9 ilustra o gráfico das potências para a condição de ilhamento do inversor com a desconexão da rede no instante 0,6 s. A Fig. 5.10 mostra o gráfico da corrente no inversor com a desconexão em 73 ms após a desconexão da rede. A Fig. 5.11 mostra a variação de frequência após a desconexão da rede introduzida pela injeção periódica de reativo e a realimentação positiva de frequência.

A partir dos testes realizados pôde-se verificar a eficácia da atuação conjunta dos dois métodos ativos de detecção de ilhamento diante da desconexão da rede.

5.4 Teste de Religamento do Inversor

A Norma da Light estabelece que o sistema de geração distribuída deve ser capaz de suportar religamento automático em oposição de fase (180°). Para avaliar o controle nessas circunstâncias serão simuladas as seguintes sequências de eventos:

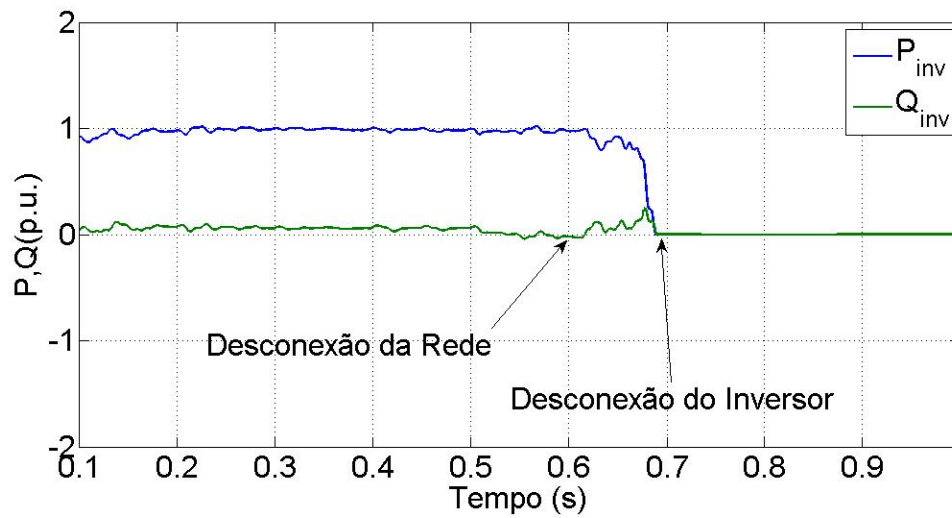


Figura 5.9: Gráfico de Potências para condição de ilhamento do inversor acionado por sobrefrequência.

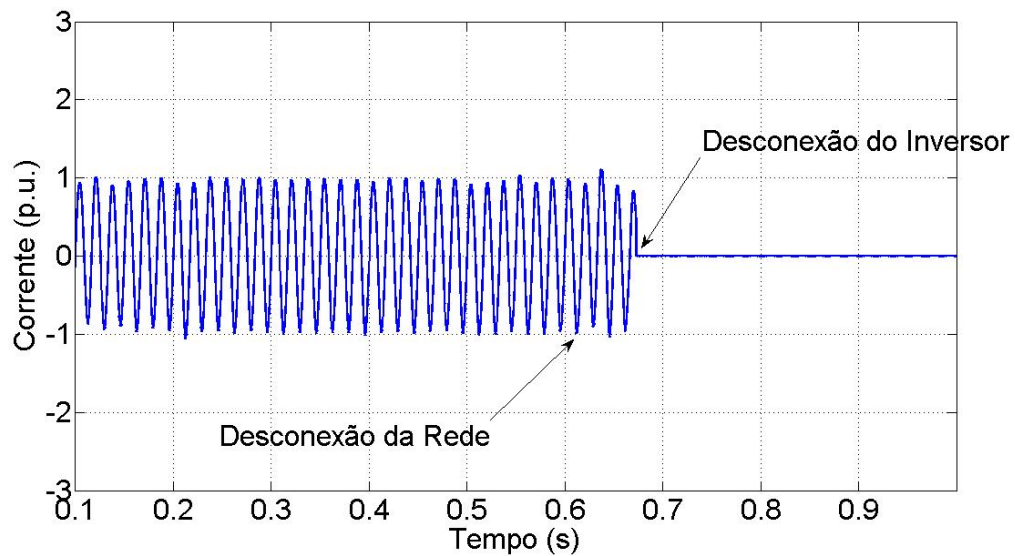


Figura 5.10: Corrente no Inversor para a condição de ilhamento e desconexão por sobrefrequência.

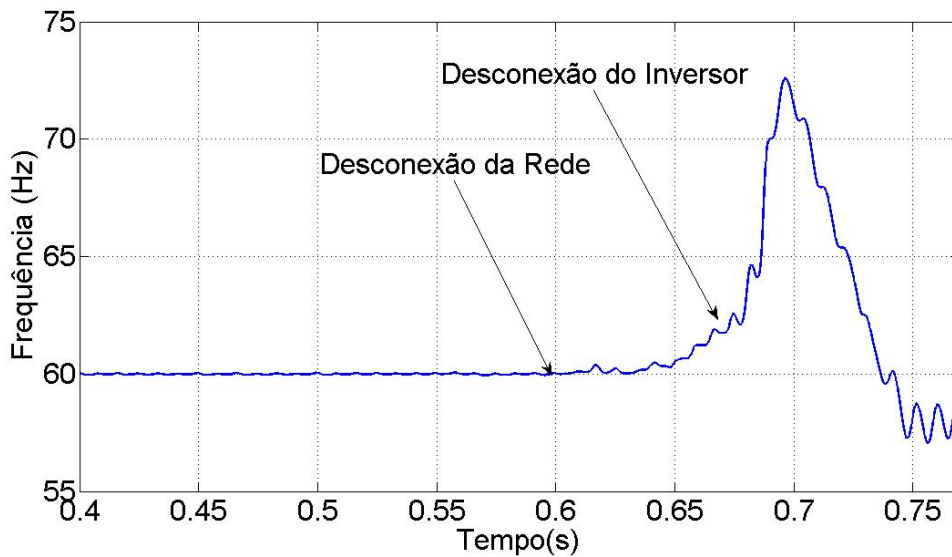


Figura 5.11: Frequência para a condição de sobrefrequência a partir da aplicação do método VPR e AFDPF.

- desligamento do inversor após estar operando em regime permanente em condições normais;
- inversão de fase na tensão da rede enquanto o inversor estiver desconectado, por um tempo suficiente para a rede alcançar novamente o regime permanente;
- reconexão do inversor.

A Norma da Light ainda estabelece que após a desconexão da rede o sistema de geração distribuída deve somente se reconectar à rede principal decorridos 180 segundos após estabelecidas as condições normais de tensão e frequência. Para efeito de simulação, o tempo de 180 segundos é lido no gráfico como o tempo entre 0,4 e 0,6 s.

As Figs. 5.12 e 5.13 representam respectivamente os gráficos de potência ativa e reativa para a condição de religamento do inversor em oposição de fase, respeitando as condições impostas pela Norma. A Fig. 5.14 ilustra o rastreamento de corrente no inversor. A Fig.5.15 ilustra a tensão no elo CC. No instante de religamento a tensão apresenta uma elevação de 660 V e um tempo de resposta de 0,6 s. As Figs. 5.16 e

5.17 representam respectivamente as tensões nos capacitores C_1 e C_2 do conversor multinível. Pode-se notar que durante a reconexão em oposição de fase não houve perda de sincronismo do controle do inversor. As tensões se mantiveram reguladas tal como antes da desconexão. O THD de corrente após a reconexão do inversor foi de 4,76%.

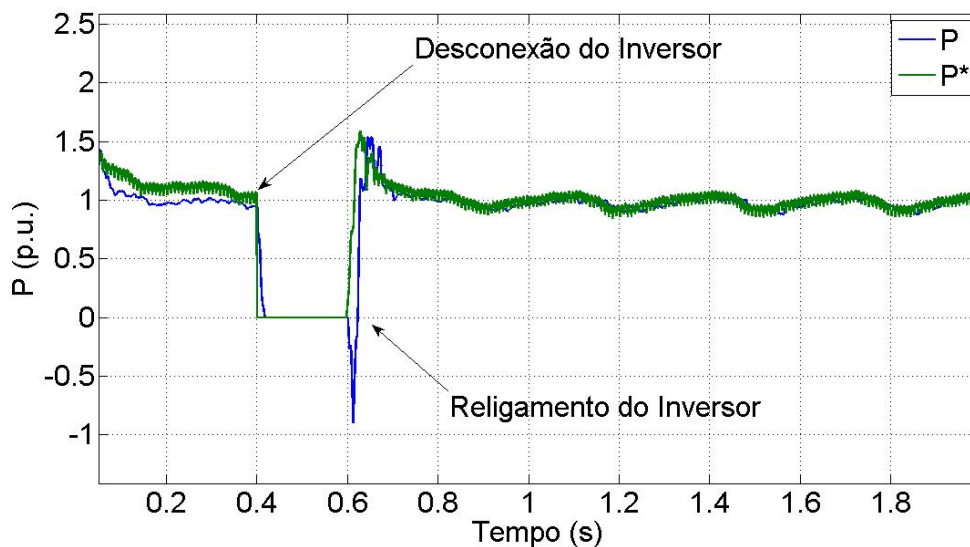


Figura 5.12: Gráfico de Potência Ativa para condição de religamento do inversor em oposição de fase após desconexão.

5.5 Simulação para Desvio de Frequência do lado da Rede

A Norma da Light estabelece que deve haver uma diminuição de injeção de potência ativa caso a frequência da rede ultrapasse 60,5 Hz e permaneça abaixo de 62 Hz. A redução da geração recomendada para os pequenos sistemas individuais de geração, embora seja explicitada na norma da Light, é uma exigência da ANEEL, para evitar que os pequenos geradores, se forem muitos, possam atrapalhar os sistemas de controle carga-frequência dos geradores de grande porte.

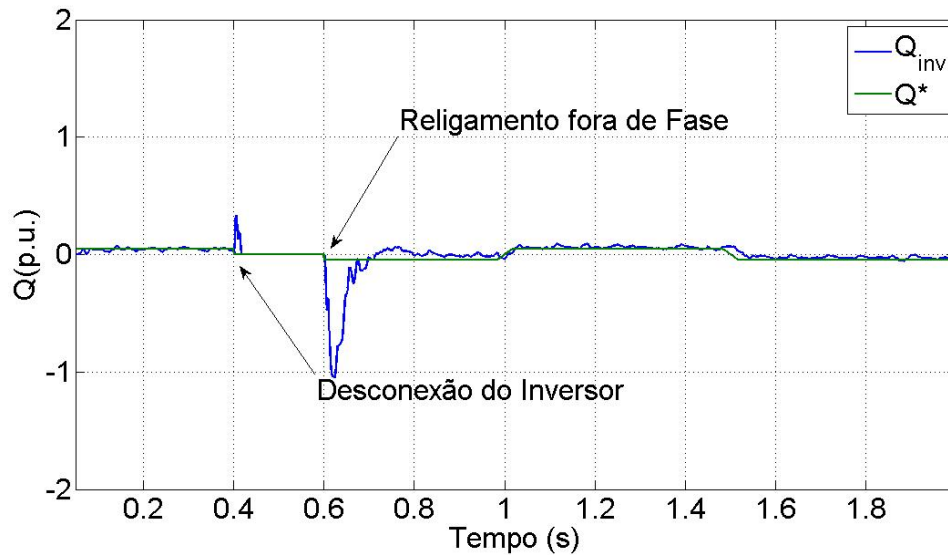


Figura 5.13: Gráfico de Potência Reativa para condição de religamento do inversor em oposição de fase após desconexão.

A redução de injeção de potência ativa deve ser segundo a equação [6]:

$$\Delta p = [f_{rede} - (f_{nominal} + 0,5)] \times R \quad (5.20)$$

em que

ΔP é variação da potência ativa injetada (em %) em relação à potência ativa injetada no momento em que a frequência excede 60,5 Hz,

f_{rede} é a frequência da rede,

$f_{nominal}$ é a frequência nominal da rede,

R é a taxa de redução desejada da potência ativa injetada (em %/Hz), ajustada em - 40 %/Hz.

A norma ainda estabelece que o sistema de geração distribuída deve manter o menor valor de potência ativa atingido durante o aumento de frequência da rede e que o sistema de geração distribuída só deve aumentar a potência ativa injetada quando a frequência da rede retornar para a faixa 60 Hz \pm 0,05 Hz, por no mínimo 300 segundos.

Nas circunstâncias mostradas na Fig.5.18, para $f = 60,7$ Hz, a variação de

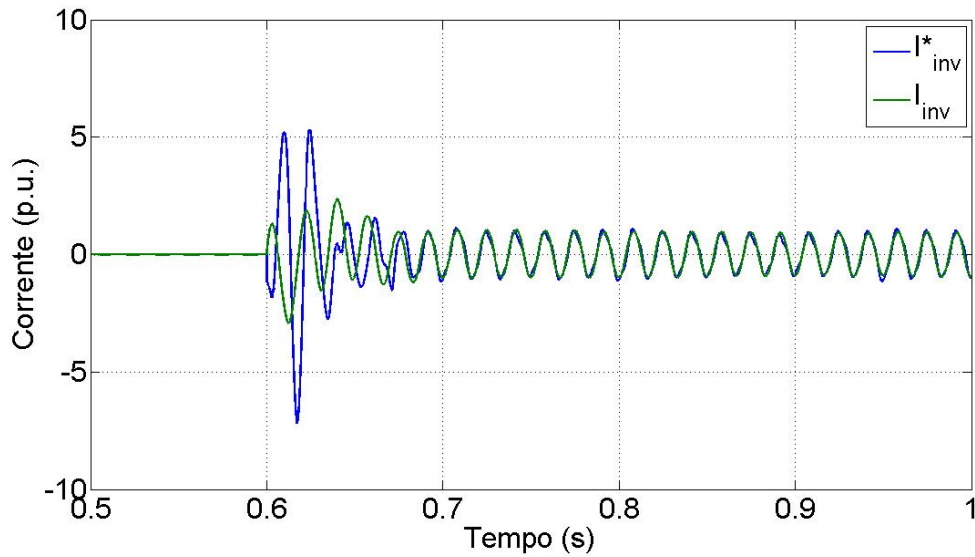


Figura 5.14: Rastreamento de Corrente no Inversor para condição de religamento em oposição de fase.

potência ativa é dada por

$$\Delta p = 0,08 p.u., \quad (5.21)$$

e para $f = 61$ Hz,

$$\Delta p = 0,2 p.u. \quad (5.22)$$

A Fig. 5.18 ilustra a variação de frequência imposta na rede. A Fig. 5.19 mostra o gráfico de potência ativa diante da variação de frequência da rede. Pode-se notar nessa figura durante o intervalo de 0,2 – 0,4 s, com a diminuição da frequência para 60,7 Hz, que a potência injetada permanece no valor calculado para a frequência de 61 Hz, isso porque para 61 Hz a diminuição de potência atinge o seu menor valor que deve ser mantido caso a frequência não se eleve a um valor superior a 61 Hz conforme previsto na norma. No instante 0,8 s a frequência da rede retorna para o valor nominal, neste momento o sistema de geração distribuída mantém a potência constante durante 5 s (300 s na norma) e decorrido esse tempo, eleva a potência com gradiente de 20% por segundo (20 % por minuto na norma) da potência nominal. Como o menor valor obtido foi de 0,8 p.u., no instante 1,3 s a potência ativa é restabelecida em 1,0 p.u. As Figs. 5.20 e 5.21 ilustram o rastreamento da

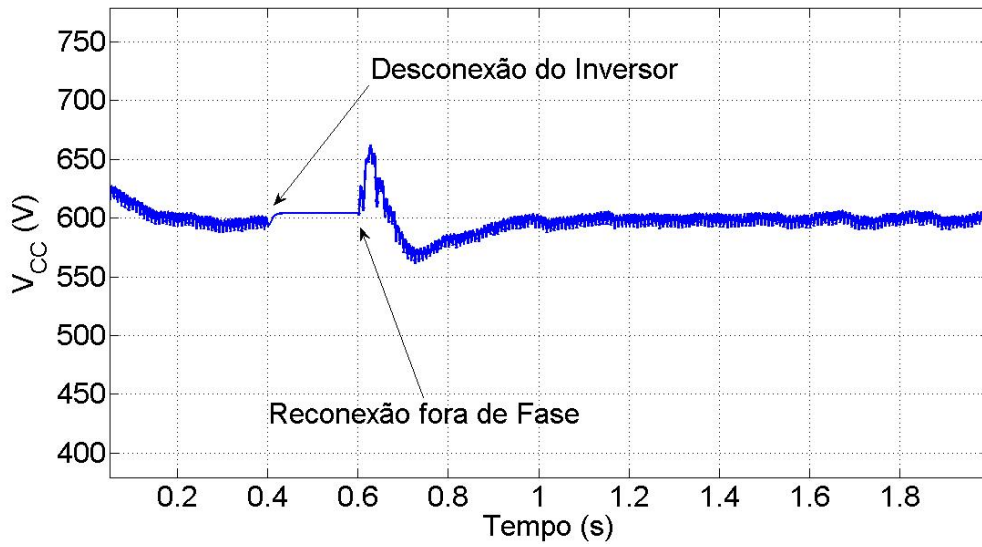


Figura 5.15: Gráfico da tensão no elo CC na condição de religamento em oposição de fase.

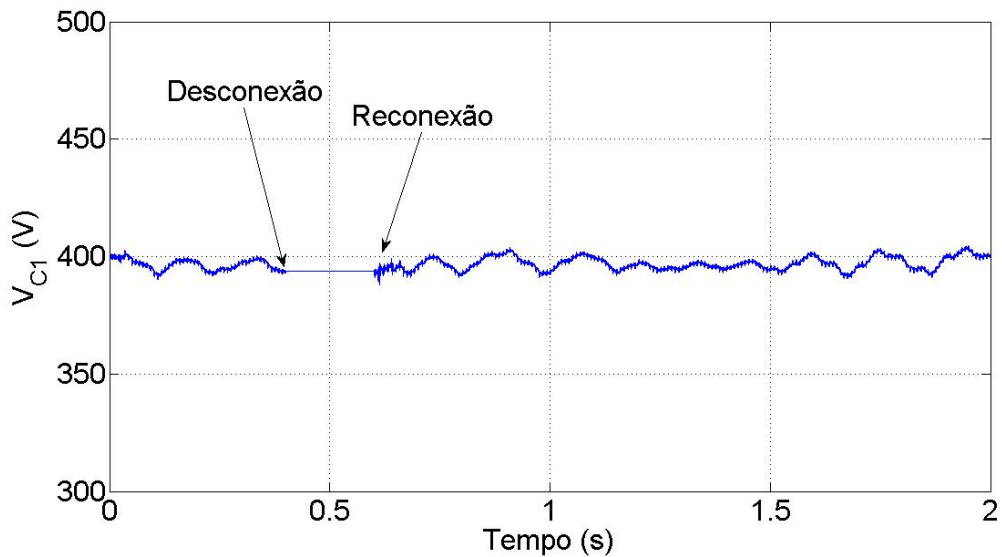


Figura 5.16: Tensão no capacitor C_1 durante desconexão e religamento do inversor em oposição de fase.

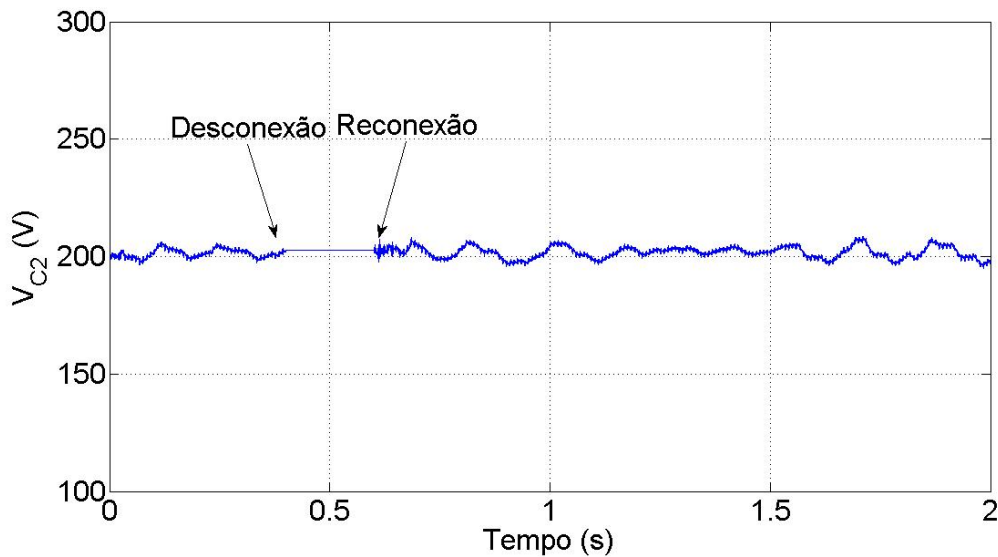


Figura 5.17: Tensão no capacitor C_2 durante desconexão e religamento do inversor em oposição de fase.

corrente do inversor para $f=60,7$ Hz e $f=61$ Hz respectivamente. A Fig.5.22 ilustra o rastreamento de corrente na condição de restabelecimento das condições normais de operação ($f=60$ Hz e $P=1,0$ p.u.). A Fig.5.23 mostra o THD da corrente do inversor nas condições de variação de frequência da rede. Nota-se que o THD atinge valores próximos a 10%. A norma da Light para microgeração estabelece o limite de 5% para o THD da corrente no inversor somente nas condições normais de operação. No instante 1,3 s o THD retorna para o patamar inferior a 5%. A Fig.5.24 ilustra a tensão no elo CC, nota-se a pouca variação de tensão introduzida pelo desvio de frequência na rede. A variação da frequência fundamental para a frequência de 60,7 Hz apresentou um afundamento de 3,33 % da tensão. Durante a elevação da potência, após estabelecidas as condições de tensão e frequência, a tensão apresentou uma elevação de 3% no instante 1,3 s mostrado no gráfico.

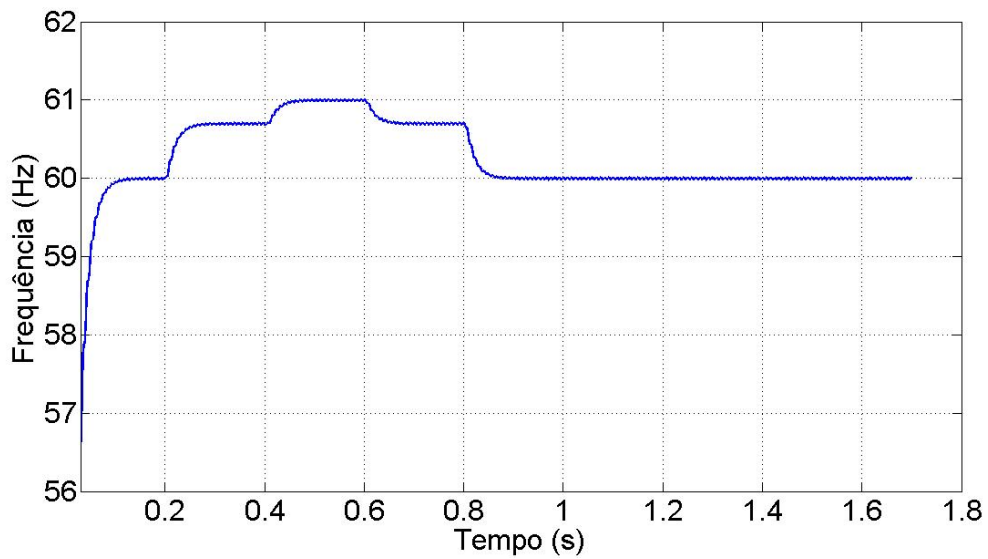


Figura 5.18: Variação de Frequência imposta na Rede obtida pelo SOGI-FLL-m.

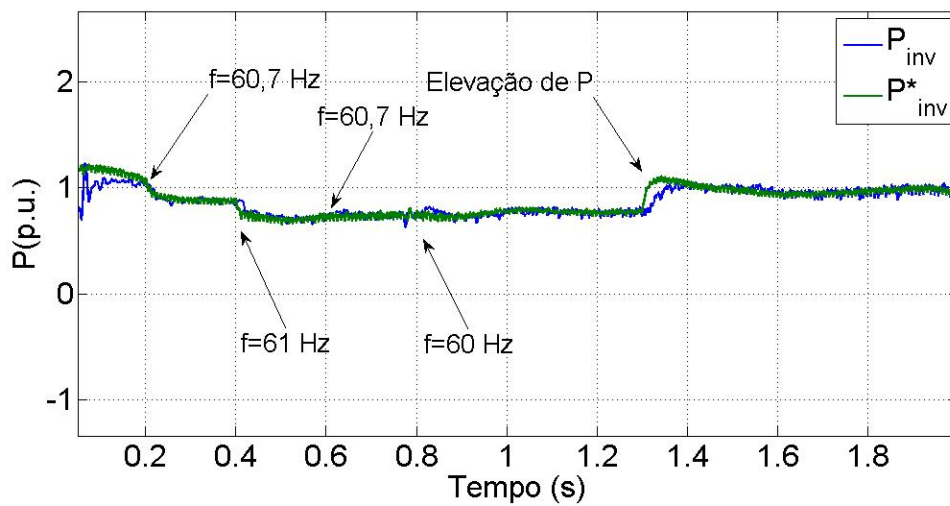


Figura 5.19: Diminuição de Injeção de Potência Ativa em função de elevação de frequência da rede.

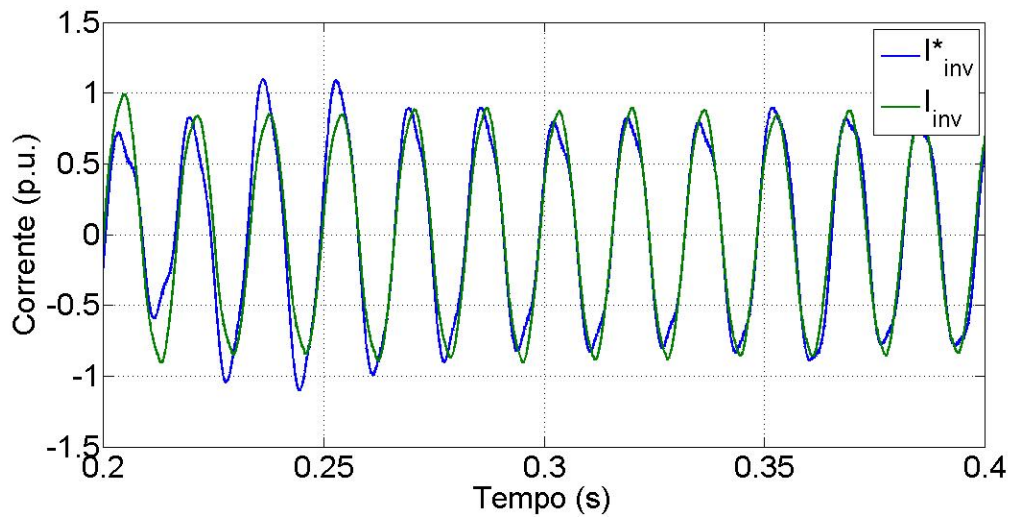


Figura 5.20: Rastreamento de Corrente no Inversor para $f=60,7$ Hz e $P=0,92$ p.u.

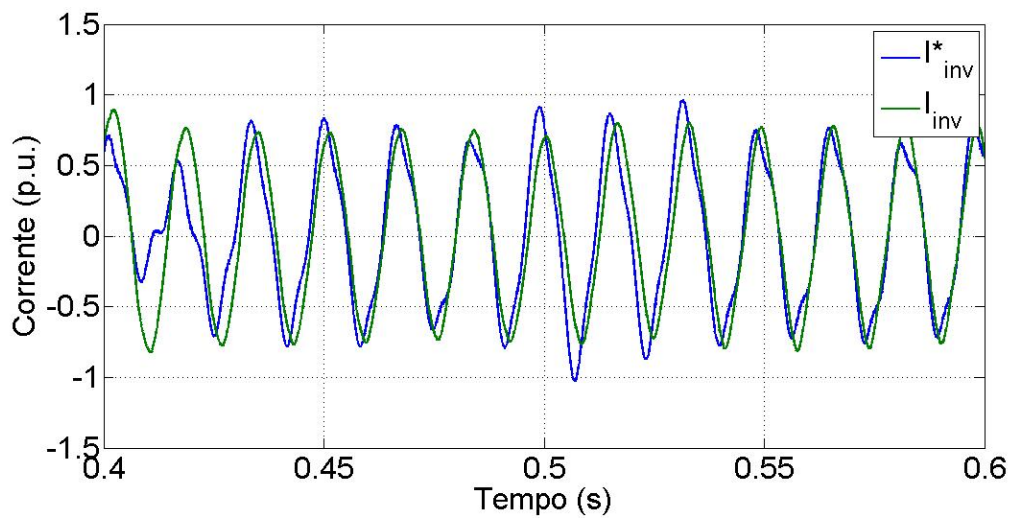


Figura 5.21: Rastreamento de Corrente no Inversor para $f=61$ Hz e $P=0,80$ p.u.

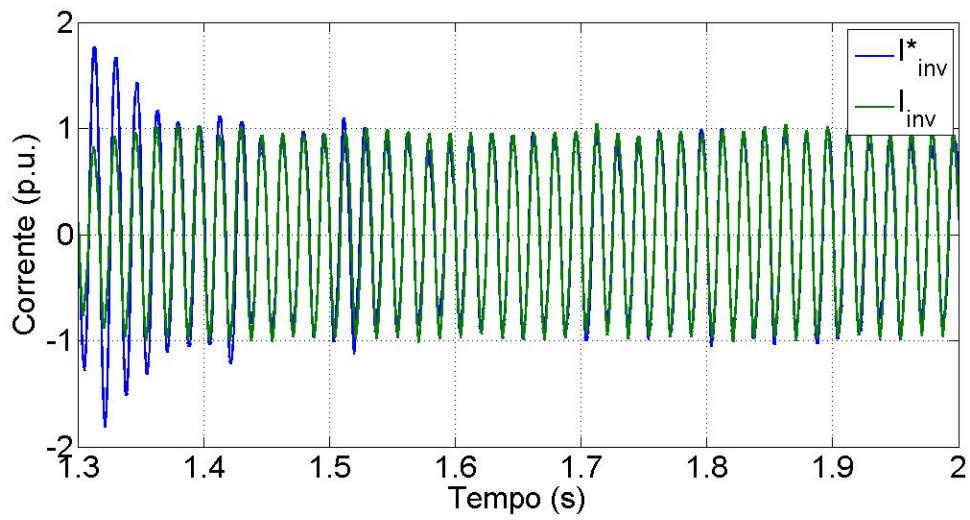


Figura 5.22: Rastreamento de Corrente no Inversor para $f=60$ Hz e $P=1,0$ p.u.

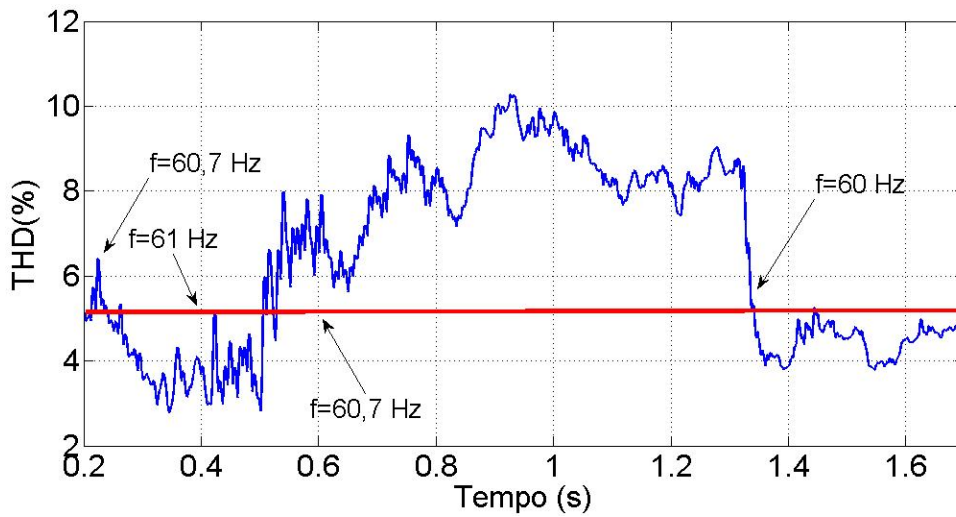


Figura 5.23: Variação no THD da corrente do inversor nas condições de variação de frequência da rede.

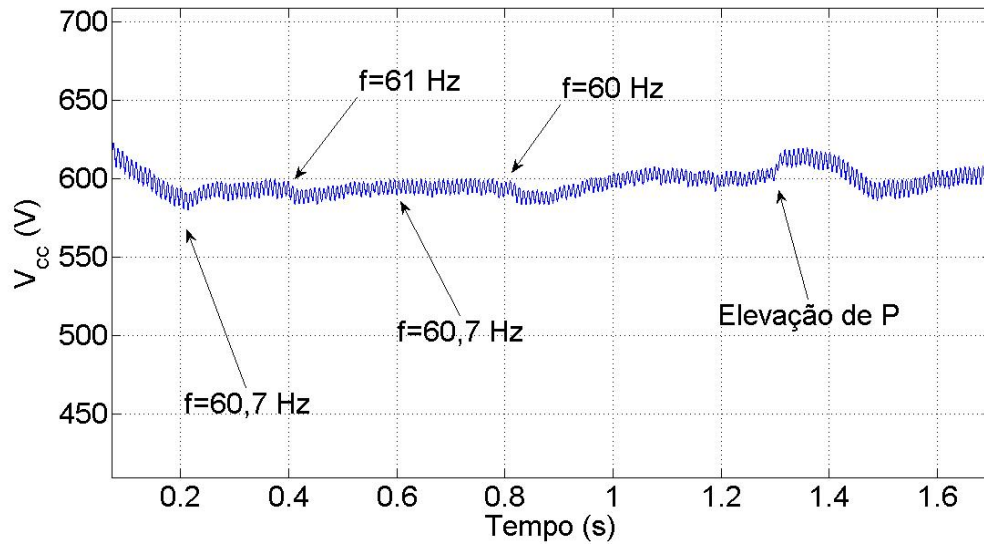


Figura 5.24: Tensão no Elo CC a partir de variação de frequência da rede.

5.6 Conclusão Parcial

O capítulo 5 abordou a questão do ilhamento para sistemas de microgeração distribuída. Neste capítulo foram apresentados dois métodos: AFDPF e VPR. Ambos são métodos ativos de detecção de ilhamento por sub/sobrefrequência. Os métodos atuam de forma híbrida de modo a produzir um desvio de frequência para além da zona de não detecção a partir da desconexão da rede. Como pôde ser observado pelos gráficos, a injeção periódica de Q não produziu um desvio significativo no fator de potência. No entanto, foi importante na imposição do desvio de frequência, o que possibilitou ao método AFDPF um aumento no desvio imposto pelo método VPR a partir da realimentação positiva de frequência. Os gráficos mostraram que a atuação conjunta dos métodos foi útil na detecção do ilhamento, mesmo em situações de casamento de carga, o que possibilitou a detecção em um tempo inferior a dois segundos tal como mostrado na norma da Light. Além disso, o capítulo ainda abordou o comportamento do controle do conversor em situações de religamento em oposição de fase e em variação de frequência do lado da rede. Os resultados mostraram que o controle do inversor apresentado no capítulo anterior foi capaz de rastrear a corrente sem perda de sincronismo e foi capaz de manter reguladas as tensões no elo CC e nos capacitores flutuantes para essas condições de operação.

Capítulo 6

Simulação de um Sistema de Distribuição Real

Este capítulo trata de avaliar o desempenho do controle do inversor apresentado no Capítulo 4 diante de perturbações causadas por harmônicos em uma rede mais realista. O modelo de rede é o apresentado em [4]. Neste estudo o autor faz a análise de um controlador de um conversor fotovoltaico diante de perturbações na rede a partir de condições de desequilíbrio e poluição harmônica na tensão da rede, bem como emissão de harmônicos de corrente pelo inversor.

As simulações conduzidas neste capítulo serão obtidas a partir de um modelo de distribuição secundário com a carga dividida em três situações: baixa, média e alta. As cargas não-lineares foram modeladas como fontes de correntes harmônicas tal como sugerido em IEEE std. 519-1992. Esta modelagem é precisa desde que as distorções de tensão nas fontes de harmônicos sejam menores que 10% [4].

As Tabelas de 6.1 - 6.4 ilustram as cargas harmônicas para as situações de baixo consumo, médio consumo 1, médio consumo 2 e alto consumo. Para facilitar a nomenclatura durante o texto, a carga de baixo consumo será referida como A, a de médio consumo 1 como B, a de médio consumo 2 como C e a de alto consumo como D. Os gráficos das Figuras 6.1 - 6.4 mostram os gráficos das formas de onda de corrente para os harmônicos presentes nas Tabelas 6.1 - 6.4. A Tabela 6.6 apresenta

a divisão de residências por fase. A Tabela 6.7 mostra o conteúdo harmônico das tensões da subestação utilizado nas simulações.

O alimentador secundário é atendido por um transformador trifásico de 45 kVA, 11,4 kV/220 V com alimentador de 11 km alimentando 39 consumidores residenciais. A Tabela 6.5 mostra os parâmetros do transformador de 45 kVA utilizados na simulação.

O modelo de rede foi simulado em ambiente Matlab/Simulink e é apresentado na Fig. 6.8.

Tabela 6.1: Conteúdo harmônico das formas de onda de corrente da residência tipo "A" [3].

Harm.	$I_{rms} = 1,337 A$	
	$THD_i = 9,02\%$	
	F.Crista=1,26	
	Mod. (%)	Ang.(°)
1	100,00	-59,99
3	7,96	69,99
5	3,50	28,42
7	1,20	-145,36

Para avaliar o desempenho do controlador a partir dos níveis de THD e harmônicos, serão simulados dois casos:

- **Caso 1** - Avaliação de distorção harmônica de tensão no ponto de acoplamento comum com e sem o inversor;
- **Caso 2** - Avaliação de distorção harmônica de corrente no inversor a partir de um caso base (rede sem harmônicos), com harmônicos nas correntes das cargas e harmônicos na tensão da subestação.

O módulo 8 do Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica do Sistema Elétrico Nacional-PRODIST da ANEEL estabelece os níveis de harmônicos e THD de tensão

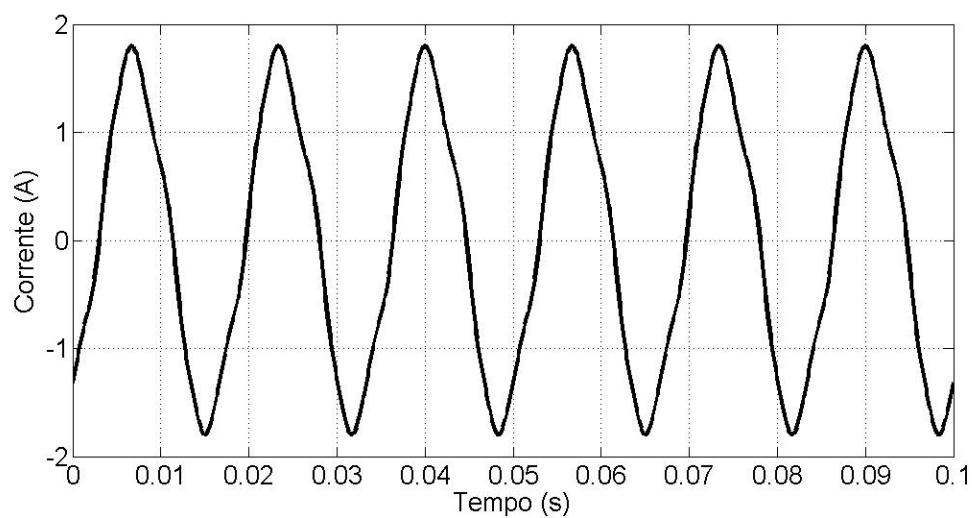


Figura 6.1: Forma de Onda da Corrente para Residência tipo "A".

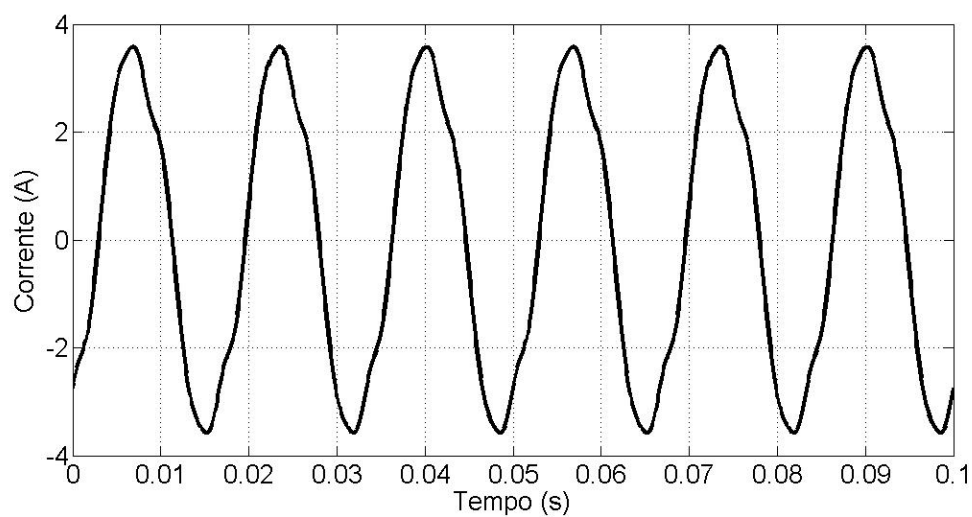


Figura 6.2: Forma de Onda da Corrente para Residência tipo "B".

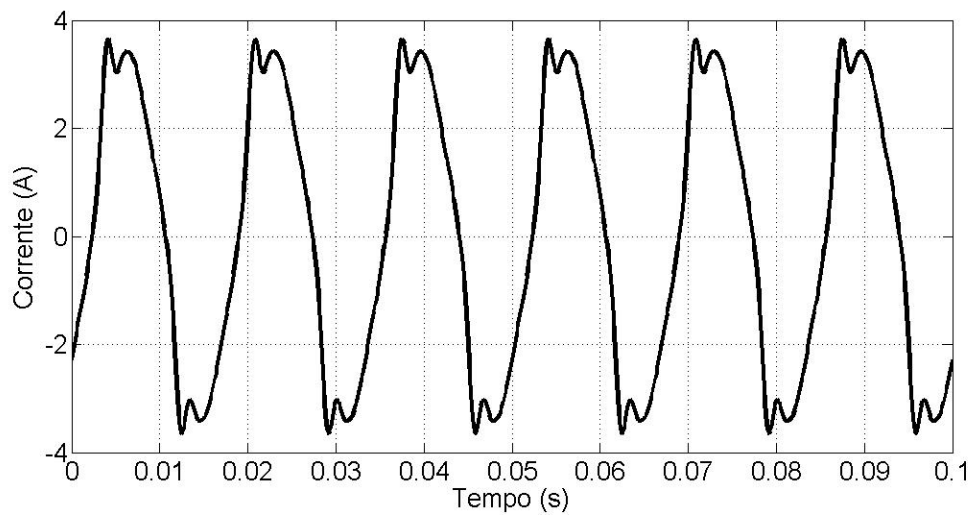


Figura 6.3: Forma de Onda da Corrente para Residência tipo "C".

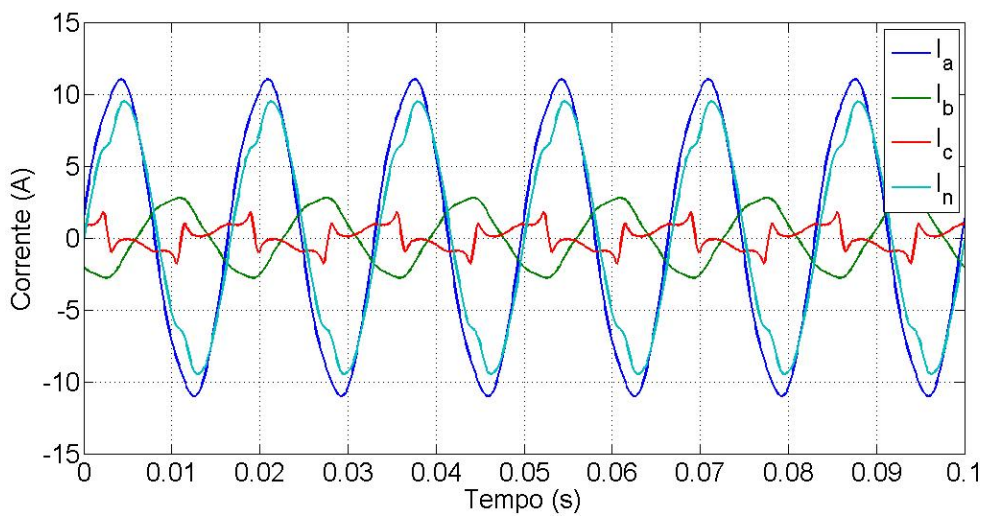


Figura 6.4: Forma de Onda da Corrente para Residência tipo "D".

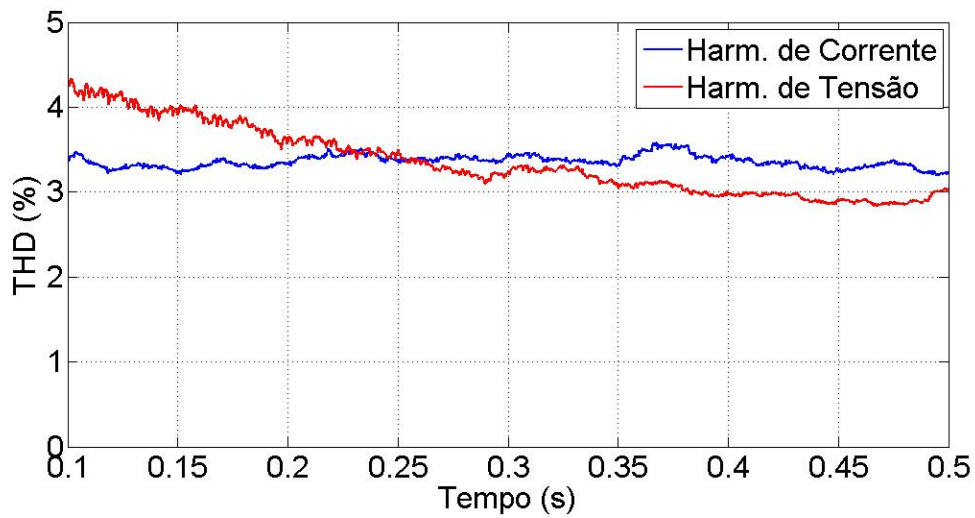


Figura 6.5: THD de tensão no PCC para os casos de harmônicos na carga e harmônicos de tensão para o caso com o inversor.

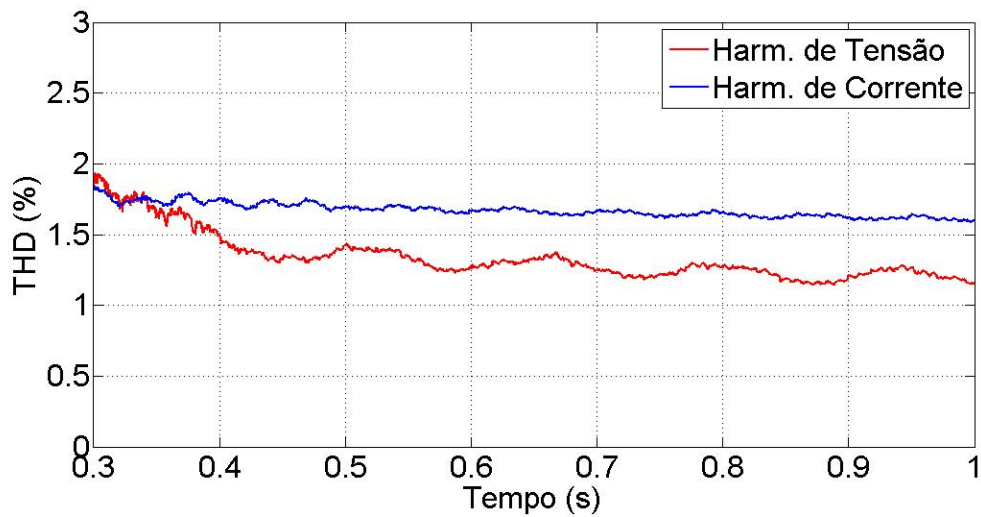


Figura 6.6: THD de tensão no PCC para os casos de harmônicos na carga e harmônicos de tensão para o caso sem o inversor.

Tabela 6.2: Conteúdo harmônico das formas de onda de corrente da residência tipo "B"[3].

Harm.	$I_{rms} = 2,396 A$	
	$THD_i = 9,01\%$	
	F.Crista=1,49	
	Mod. (%)	Ang.(°)
1	100,00	-60,10
3	7,87	111,15
5	3,55	29,93
7	1,26	31,67

de acordo com a tensão nominal no barramento. Para a tensão de barramento de 11,4 kV a norma estabelece o THD_v de até 8%. Para o caso 1, as Figs. 6.5 e 6.6 mostram a variação no tempo do THD de tensão para o caso com o inversor e sem o inversor respectivamente. Pode-se notar que com a presença do inversor houve uma elevação no THD_v , mas em ambos os casos menores que 8%. Para o caso 2, a Fig.6.7 apresenta o nível de distorção harmônica total de corrente (THD_i) para a corrente do inversor. Os harmônicos da carga e de tensão na subestação também tiveram variação pouco significativa em relação ao caso base, todos menores que 5%.

O módulo 8 ainda estabelece os níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão como mostrado na Tabela 6.8. A Tabela 6.8 ainda apresenta os níveis de distorções harmônicas individuais com o inversor para os harmônicos de tensão e harmônicos nas cargas. O caso sem o inversor apresentou apenas níveis residuais de harmônicos.

A Tabela 6.9 mostra o limite de distorção harmônica de corrente por faixa de harmônico fornecida pela Light. A Tabela 6.9 ainda ilustra a distorção harmônica individual para o caso base, para o caso com harmônicos de tensão e harmônicos nas cargas.

Tabela 6.3: Conteúdo harmônico das formas de onda de corrente da residência tipo "C"[3].

Harm.	$I_{rms} = 2,602 A$	
	$THD_i = 15,74\%$	
	F.Crista=1,38	
	Mod. (%)	Ang.(°)
1	100,00	-42,13
3	10,36	174,09
5	9,69	27,27
7	5,77	-149,32
9	3,33	33,65
11	1,46	-133,03

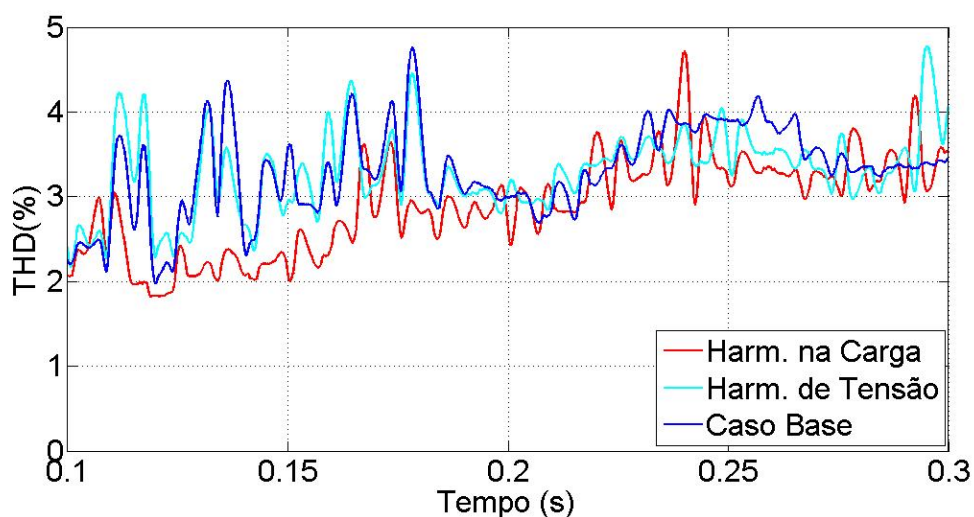


Figura 6.7: THD de corrente no inversor para o caso base (rede sem harmônicos), harmônicos na carga e harmônico de tensão.

Tabela 6.4: Conteúdo harmônico das formas de onda de corrente da residência tipo "D" [3].

Harm.	Fase A		Fase B		Fase C		Neutro	
	$I_{rms} = 7,607 A$		$I_{rms} = 1,962 A$		$I_{rms} = 6,322 A$		$I_{rms} = 2,202 A$	
	$THD_i = 4,17 \%$		$THD_i = 6,08 \%$		$THD_i = 8,31 \%$		$THD_i = 83,32 \%$	
	F.Crista=1,44		F.Crista=1,39		F.Crista=1,44		F.Crista=1,72	
	Mod. (%)	Ang.(°)	Mod.(%)	Ang.(°)	Mod.(%)	Ang.(°)	Mod.(%)	Ang.(°)
1	100,00	5,37	100,00	-130,78	100,00	89,94	100,00	-171,50
3	3,64	83,43	4,49	68,21	43,30	27,53	58,29	62,74
5	1,49	3,50	3,83	-73,43	40,33	-116,97	49,98	-79,28
7	-	-	-	-	33,92	134,72	19,09	113,03
9	-	-	-	-	24,06	18,18	17,64	-64,63
11	-	-	-	-	17,40	-99,08	13,86	-173,19
13	-	-	-	-	12,03	148,18	9,47	101,80
15	-	-	-	-	6,70	35,80	1,88	40,30
17	-	-	-	-	3,50	-77,71	5,80	34,38
19	-	-	-	-	2,14	-168,33	3,89	-69,11
21	-	-	-	-	0,80	140,04	3,23	-72,46
23	-	-	-	-	0,98	64,15	4,01	-175,84
25	-	-	-	-	0,92	-25,44	1,32	121,93
27	-	-	-	-	1,50	-127,59	1,35	54,53
29	-	-	-	-	1,31	115,70	1,03	166,40
31	-	-	-	-	1,32	0,28	1,83	18,28

Tabela 6.5: Parâmetros de Simulação para o Transformador de 45 kVA [4].

Tensão no Primário	11,4 kV
Tensão no Secundário	220 V
Resistência de Dispersão do Primário	86,64 Ω
Indutância de Dispersão do Primário	398,1 mH
Resistência de Dispersão do Secundário	86,64 Ω
Indutância de Dispersão do Secundário	398,1 mH
Resistência de Perdas no Cobre	1,5 m Ω

Tabela 6.6: Número de Residências por Fase [4].

	Fase A	Fase B	Fase C
Residência A	5	4	5
Residência B	5	4	4
Residência C	2	3	3
Residência D	4		

Tabela 6.7: Conteúdo harmônico das tensões utilizado nas Simulações [3].

Harm.	Fase A		Fase B		Fase C	
	$V_{rms} = 6,58 \text{ kV}$		$V_{rms} = 6,58 \text{ kV}$		$V_{rms} = 6,58 \text{ kV}$	
	$THD_v = 1,08\%$		$THD_v = 0,99\%$		$THD_v = 0,95\%$	
	Fator de Crista=1,43		Fator de Crista=1,43		Fator de Crista=1,43	
	Módulo (%)	Ang. (°)	Módulo (%)	Ang. (°)	Módulo (%)	Ang. (°)
1	100,00	0,00	100,00	-119,74	100,00	120,36
3	0,40	111,34	0,45	95,89	0,18	-144,76
5	0,87	-38,48	0,73	91,47	0,80	-155,99
7	0,47	-143,75	0,47	97,98	0,42	-14,93

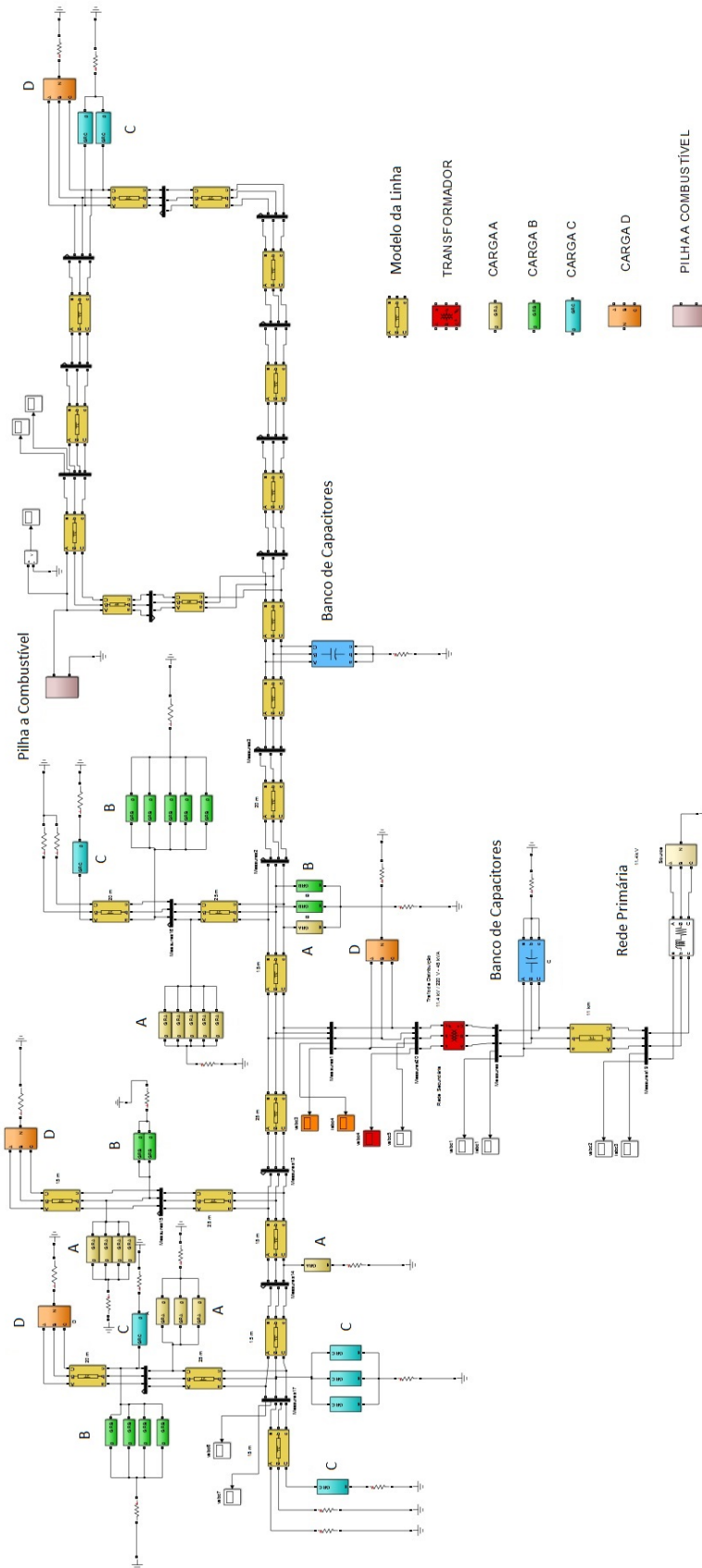


Figura 6.8: Modelo de Rede de Distribuição.

Tabela 6.8: Distorções Harmônicas Individuais de Tensão com o inversor [5]

Ordem Harm.	DHI (%) (Tensão)		
	Ref.	Harm. Carga	Harm. Tensão
3	5	1,58	0,98
5	6	1,41	0,85
7	5	0,23	0,40
9	1,5	0,22	0,18
11	3,5	0,12	0,07
13	3	0,15	0,05
15	0,5	0,08	0,06
17	2	0,06	0,02
19	1,5	0,06	0,02
21	0,5	0,02	0,02
23	1,5	0,02	0,03
25	1,5	0,01	0,01

Tabela 6.9: Distorção Harmônica Individual de corrente com o inversor [6]

Ordem Harm.	DHI (%) (Corrente)			
	Ref.	Caso Base	Harm. Tensão	Harm. de Carga
3	4	2,83	2,83	2,47
5	4	1,32	1,36	1,29
7	4	0,03	0,09	0,07
9	4	0,18	0,18	0,18
11	2	0,05	0,06	0,04
13	2	0,05	0,04	0,03
15	2	0,01	0,04	0,04
17	1,5	0,02	0,01	0,02
19	1,5	0,02	0,01	0,02
21	1,5	0,01	0,01	0,01
23	0,6	0,01	0,01	0,00
25	0,6	0,00	0,00	0,01

6.1 Conclusão Parcial

Este capítulo tratou de abordar o comportamento do controle do inversor em uma rede de distribuição mais realista. As tabelas e os gráficos mostraram que tanto o THD quanto os níveis de distorção harmônica de tensão e corrente se mantiverem dentro dos limites impostos pela norma da Light e do módulo 8 do procedimento de distribuição da ANEEL. Em relação ao THD_v , pôde-se observar que a presença do inversor impôs uma elevação no nível de distorção harmônica de tensão no PCC em relação ao caso da rede sem o inversor. Entretanto, para ambos os casos o THD_v foi inferior a 8%. No tocante à distorção harmônica de corrente, os casos analisados: caso base, caso com harmônicos nas cargas e caso com harmônicos nas tensões da subestação, as distorções harmônicas de corrente apresentaram pouca diferença entre si. No entanto, em todos os casos os valores foram inferiores a 5%.

Capítulo 7

Conclusão Geral

O mercado global de energia cresce em capacidade de aproximadamente centenas de gigawatts por ano. No passado, essa demanda seria atendida pelo contínuo desenvolvimento das plantas de energia centralizadas, com extensas linhas de transmissão para a distribuição de energia. A distribuição de energia baseada nessa estrutura de rede centralizada apresenta pouca eficiência e muitas das vezes emissões de gases poluentes como resultado do uso de combustíveis fósseis e perdas durante a transmissão.

Atualmente, com as questões relativas à escassez de combustíveis fósseis, aquecimento global devido à emissão de gases poluentes e a segurança de energia, muito se tem discutido sobre o uso das fontes alternativas de energia para atender essa crescente demanda de energia. A geração distribuída com o uso de fontes alternativas é vista como um dos meios mais viáveis para atender tal crescimento de demanda com a elevação da eficiência, redução de gases poluentes e redução da sobrecarga da rede existente.

Pilhas a combustível utilizadas como fontes de geração distribuída possuem um elevado potencial para atender essas exigências devido à baixa ou nenhuma emissão de gases poluentes e por possuírem uma elevada eficiência quando comparadas com as demais formas de energia baseadas na queima de combustíveis fósseis. As pilhas do tipo PEM, em particular, são atualmente os tipos extensamente estudados e

comercializados em virtude da inicialização rápida e capacidade de operar a baixas temperaturas.

Este estudo apresentou um sistema de pilha a combustível monofásico conectado à rede que atendesse as exigências estabelecidas por procedimentos de rede. No Capítulo 3 foi apresentado o modelo de pilha a combustível utilizado nas simulações. Por meio desse modelo foi possível obter o ponto ótimo de operação da pilha que levasse em conta a potência e a eficiência da pilha como variáveis de otimização. Essa análise se tornou interessante, pois permitiu que a pilha operasse com a maior eficiência por potência oferecida. Adicionalmente, os efeitos da purga também foram abordados, os resultados da simulação mostraram o efeito da purga na vazão mássica de hidrogênio. Foi possível observar que ainda que parte do hidrogênio seja descartado durante o processo de purga, trata-se de um processo obrigatório para pilhas que operam em anodo fechado de modo a restabelecer a queda de tensão introduzida devido ao acúmulo de água no anodo. O capítulo 3 ainda abordou o conversor CC/CC utilizado para condicionamento dos sinais de tensão e corrente na saída da pilha. A proposta de utilização de um conversor push-pull fonte de corrente se deveu a faixa de potência de operação da pilha e pela amenização das componentes de segundo harmônico oriundas do lado CA. O conversor Push-Pull atuou como regulador de corrente de modo a ajustar a corrente de saída da pilha no valor ótimo determinado pela curva $\Psi \times I$. Os gráficos mostraram que a proposta de controle do conversor Push-Pull ajustou a corrente da pilha dentro das especificações do tempo de resposta de projeto do controlador. Com esse ajuste foi possível a regulação de tensão do capacitor de entrada do conversor push-pull e, por conseguinte, a elevação de tensão para o nível CC de entrada do inversor.

O capítulo 4 tratou sobre a topologia em capacitores flutuantes adotada e o controle do inversor. Essa topologia se tornou eficiente, pois propiciou a partir dos níveis de tensão contribuir na redução dos níveis harmônicos e distorção harmônica total de corrente na saída do inversor. Uma grande dificuldade dessa topologia é a regulação da tensão nos capacitores flutuantes. O método m-modificado se

tornou eficiente na regulação das tensões diante de situações de variação de carga e incidência de harmônicos. Este capítulo ainda abordou o controle do inversor para injeção de potência ativa e reativa ajustadas de acordo com a curva ótima de operação da pilha e especificações de fator de potência. Com esse controle foi possível operar a pilha em modo FRT que atendesse as injeções de potência conforme o afundamento de tensão. Os resultados mostraram que o controle conseguiu rastrear as potências de referência determinadas a partir do afundamento de tensão no intervalo inferior a 300 *ms*. E o controle ainda foi capaz de manter o valor de pico da corrente no inversor limitado durante a falta. No tocante aos métodos de sincronismo, o SOGI-FLL modificado com normalização de ganho se mostrou o mais eficiente, pois permitiu o rastreamento dos sinais de tensão e frequência com um tempo de resposta inferior aos demais métodos analisados. Este método ainda foi capaz da rejeição de componente CC do sinal de entrada e, por conseguinte, a mitigação da componente de segundo harmônico presente na frequência rastreada. O rastreamento ainda foi eficiente para o THD de 8% no sinal de entrada. Com o controle do inversor proposto e com o adequado rastreamento dos sinais de tensão e frequência, o nível de distorção harmônica total de corrente se manteve inferior a 5%.

O capítulo 5 tratou de abordar a questão sobre o ilhamento em sistemas de geração distribuída. Os métodos de controle propostos nesse estudo se mostraram eficientes para a NDZ determinada a partir das condições de sobre/subfrequência e sobre/subtensão brasileiras. A injeção periódica de reativo produziu uma variação ínfima no fator de potência para as condições normais de operação do sistema da pilha a combustível, mas se tornou eficaz na imposição de desvio de frequência na situação de desconexão da rede. O método de realimentação positiva com desvio ativo de frequência atuando de forma híbrida com o método VPR se mostrou eficiente para o desvio de frequência para além dos limites da NDZ, sendo possível a detecção do ilhamento. Outrossim, o capítulo 5 ainda mostrou os resultados para o religamento do inversor decorrido o tempo estabelecido pela norma. No instante

de religamento não houve perda de sincronismo e sobrecorrente. As simulações ainda mostraram o comportamento da injeção de potência ativa mediante variação de frequência na rede. O controle nessas circunstâncias rastreou a referência de potência de acordo com as exigências de imposição de potência ativa pela Light.

Por fim, o capítulo 6 mostrou um sistema de distribuição real com harmônicos de tensão na rede primária e harmônicos de carga na rede secundária. Por esse sistema foi possível avaliar o comportamento do controle do inversor em uma rede mais realista. As distorções harmônicas totais de corrente e tensão se mantiveram inferiores aos limites de 5% e 8% respectivamente e os níveis de harmônicos individuais também se mantiveram dentro dos limites máximos estabelecidos pelo módulo 8 do procedimento de distribuição da ANEEL e a Norma da Light para sistemas de microgeração distribuída.

7.1 Trabalhos Futuros

Para a continuidade da linha de pesquisa, os seguintes temas são propostos:

- Estudo de novas técnicas de controle para o conversor multinível. Uma sugestão seria o uso de um controle MPC para o controlador de corrente e a verificação do desempenho desse controlador a partir das condições normais e anormais de operação da rede;
- Comparativo entre a topologia do inversor multinível a capacitores flutuantes com a de um inversor a dois níveis em meia ponte e verificar a adequabilidade à norma para a operação FRT e distorções harmônicas de corrente e tensão no PCC;
- Verificação experimental da atuação híbrida dos métodos anti-ilhamento propostos a partir da técnica de *Hardware in the Loop*. Uma das facilidades do método por desvio ativo de frequência é a implementação em hardware como visto na seção (5.3.1);

- Proposta de um modelo de otimização da purga do hidrogênio que leve em consideração o nível de tensão atingido durante o período de acúmulo de água no anodo e o nível de tensão atingido após efetuado o processo de purga. Em seguida, realizar a verificação experimental em uma pilha que se tenha acesso ao período e duração da purga.

Referências Bibliográficas

- [1] NETZ, E. O., “Grid code”, *High-and Extra-High Voltage*, 2006.
- [2] ABNT, N., “16149: 2013–Sistemas fotovoltaicos (FV)–Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição”, *Publicação*, v. 1.
- [3] PIRES, I. A., *Caracterização de harmônicos causados por equipamentos eletroeletrônicos residenciais e comerciais no sistema de distribuição de energia elétrica*, Dissertação de Mestrado, UFMG, BRAZIL, 2006.
- [4] DE OLIVEIRA RODRIGUES., R., *Conversores VSC Controlados por Corrente Conectados em Redes de Distribuição: Análise de Interações Adversas*, Dissertação de Mestrado, COPPE-UFRJ, BRAZIL, 2015.
- [5] ANEEL, P. M., “8 (Estabelece os procedimentos relativos à qualidade da energia elétrica-QEE, abordando a qualidade do produto e a qualidade do serviço prestado), 62 p”, 2009.
- [6] LIGHT, *Conexão de Microgeração e Minigeração ao Sistema de Distribuição da Light*, Tech. rep., LIGHT-SESA, BRAZIL, 2012.
- [7] COLLEEN, S., *Designing and building fuel cells*. Mcgraw-hill New York, NY, USA, 2007.
- [8] KHOMFOI, S., TOLBERT, L. M., “Multilevel power converters”, *Power electronics handbook*, pp. 451–482, 2007.

- [9] ANEEL, *RESOLUÇÃO NORMATIVA N. 482*, Tech. rep., ANEEL, BRAZIL, 2012.
- [10] ROPP, M., BEGOVIC, M., ROHATGI, A., “Analysis and performance assessment of the active frequency drift method of islanding prevention”, *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, v. 14, n. 3, pp. 810–816, 1999.
- [11] JUNG, Y., CHOI, J., YU, G., “A novel active anti-islanding method for grid-connected photovoltaic inverter”, *Journal of Power Electronics*, v. 7, n. 1, pp. 64–71, 2007.
- [12] NAIL, J. M., ANDERSON, G., CEASAR, G., et al., “The evolution of the pem stationary fuel cell in the us innovation system”. In: *International Conference on Innovation in Energy Technologies, Washington, DC*, pp. 29–30, 2003.
- [13] JAMES, L., ANDREW, D., MCDOANLDS, M. S., *Fuel cell systems explained*. v. 2. Wiley New York, 2003.
- [14] PUKRUSHPAN, J. T., STEFANOPOULOU, A. G., PENG, H., “Control of fuel cell breathing”, *Control Systems, IEEE*, v. 24, n. 2, pp. 30–46, 2004.
- [15] LEE, H. S., JEONG, K. S., OH, B. S., “An experimental study of controlling strategies and drive forces for hydrogen fuel cell hybrid vehicles”, *International Journal of Hydrogen Energy*, v. 28, n. 2, pp. 215–222, 2003.
- [16] BASU, S., *Channel Two-phase Flow and Phase Change in Polymer Electrolyte Fuel Cells*. ProQuest, 2008.
- [17] BARBIR, F., *PEM fuel cells: theory and practice*. Academic Press, 2012.
- [18] WIND, J., SPÄH, R., KAISER, W., et al., “Metallic bipolar plates for PEM fuel cells”, *Journal of Power Sources*, v. 105, n. 2, pp. 256–260, 2002.
- [19] MIDDELMAN, E., KOUT, W., VOGELAAR, B., et al., “Bipolar plates for PEM fuel cells”, *Journal of Power Sources*, v. 118, n. 1, pp. 44–46, 2003.

- [20] CHO, E., JEON, U.-S., HA, H., et al., “Characteristics of composite bipolar plates for polymer electrolyte membrane fuel cells”, *Journal of Power Sources*, v. 125, n. 2, pp. 178–182, 2004.
- [21] KUMAR, A., REDDY, R. G., “Materials and design development for bipolar/end plates in fuel cells”, *Journal of Power Sources*, v. 129, n. 1, pp. 62–67, 2004.
- [22] GUTHRIE, R. J., KATZ, M., SCHROLL, C. R., “Fuel cell end plate structure”, April 23 1991, US Patent 5,009,968.
- [23] LEE, W.-K., HO, C.-H., VAN ZEE, J., et al., “The effects of compression and gas diffusion layers on the performance of a PEM fuel cell”, *Journal of power sources*, v. 84, n. 1, pp. 45–51, 1999.
- [24] JORDAN, L., SHUKLA, A., BEHRSING, T., et al., “Diffusion layer parameters influencing optimal fuel cell performance”, *Journal of Power Sources*, v. 86, n. 1, pp. 250–254, 2000.
- [25] PAGANIN, V., TICIANELLI, E., GONZALEZ, E., “Development and electrochemical studies of gas diffusion electrodes for polymer electrolyte fuel cells”, *Journal of Applied Electrochemistry*, v. 26, n. 3, pp. 297–304, 1996.
- [26] WILSON, M. S., GOTTFELD, S., “Thin-film catalyst layers for polymer electrolyte fuel cell electrodes”, *Journal of applied electrochemistry*, v. 22, n. 1, pp. 1–7, 1992.
- [27] WILSON, M. S., VALERIO, J. A., GOTTFELD, S., “Low platinum loading electrodes for polymer electrolyte fuel cells fabricated using thermoplastic ionomers”, *Electrochimica Acta*, v. 40, n. 3, pp. 355–363, 1995.
- [28] MEHTA, V., COOPER, J. S., “Review and analysis of PEM fuel cell design and manufacturing”, *Journal of Power Sources*, v. 114, n. 1, pp. 32–53, 2003.

- [29] ISHAKU, J., LOTFI, N., ZOMORODI, H., et al., “Control-oriented modeling for open-cathode fuel cell systems”. In: *American Control Conference (ACC), 2014*, pp. 268–273, 2014.
- [30] ALEJANDRO, J., ARCE, A., BORDONS, C., “Development and experimental validation of a PEM fuel cell dynamic model”, *Journal of power sources*, v. 173, n. 1, pp. 310–324, 2007.
- [31] PEPERMANS, G., DRIESEN, J., HAESELDONCKX, D., et al., “Distributed generation: definition, benefits and issues”, *Energy policy*, v. 33, n. 6, pp. 787–798, 2005.
- [32] EL-KHATTAM, W., SALAMA, M., “Distributed generation technologies, definitions and benefits”, *Electric power systems research*, v. 71, n. 2, pp. 119–128, 2004.
- [33] CHOWDHURY, S., CROSSLEY, P., *Microgrids and active distribution networks*. The Institution of Engineering and Technology, 2009.
- [34] KUNDUR, P., PASERBA, J., AJJARAPU, V., et al., “Definition and classification of power system stability IEEE/CIGRE joint task force on stability terms and definitions”, *Power Systems, IEEE Transactions on*, v. 19, n. 3, pp. 1387–1401, 2004.
- [35] ALANNE, K., SAARI, A., “Distributed energy generation and sustainable development”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 10, n. 6, pp. 539–558, 2006.
- [36] DOS SERVIÇOS, O. S. D. F., DE GERAÇÃO, D., “AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA–ANEEL”, 2006.
- [37] JUNG, G.-B., LO, K.-F., SU, A., et al., “Experimental evaluation of an ambient forced-feed air-supply PEM fuel cell”, *International Journal of Hydrogen Energy*, v. 33, n. 12, pp. 2980–2985, 2008.

- [38] FABIAN, T., POSNER, J. D., HAYRE, R., et al., “The role of ambient conditions on the performance of a planar, air-breathing hydrogen PEM fuel cell”, *Journal of Power Sources*, v. 161, n. 1, pp. 168–182, 2006.
- [39] LIU, H., ZHOU, T., “CFD-Based PEM fuel cell models and applications”. In: *Technical Proceedings of the 2003 Nanotechnology Conference and Trade Show*, v. 3, pp. 463–466, 2003.
- [40] O’HAYRE, R. P., CHA, S.-W., COLELLA, W., et al., *Fuel cell fundamentals*. John Wiley & Sons New York, 2006.
- [41] YU, Q., CHOE, S.-Y., SRIVASTAVA, A. K., et al., “Improved modeling and control of a PEM fuel cell power system for vehicles”. In: *SoutheastCon, 2006. Proceedings of the IEEE*, pp. 331–336, 2005.
- [42] KIM, M. J., PENG, H., LIN, C.-C., et al., “Testing, modeling, and control of a fuel cell hybrid vehicle”. In: *American Control Conference, 2005. Proceedings of the 2005*, pp. 3859–3864, 2005.
- [43] ACHARYA, P., ENJETI, P., PITEL, I. J., “An advanced fuel cell simulator”. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC’04. Nineteenth Annual IEEE*, v. 3, pp. 1554–1558, 2004.
- [44] SOULEMAN, N., TREMBLAY, O., DESSAINT, L.-A., “A generic fuel cell model for the simulation of fuel cell power systems”. In: *Power & Energy Society General Meeting, 2009. PES’09. IEEE*, pp. 1–8, 2009.
- [45] RUNTZ, K., LYSTER, M., “Fuel cell equivalent circuit models for passive mode testing and dynamic mode design”. In: *Electrical and Computer Engineering, 2005. Canadian Conference on*, pp. 794–797, 2005.
- [46] KARAMI, N., OUTBIB, R., MOUBAYED, N., “Fuel flow control of a PEM Fuel Cell with MPPT”. In: *Intelligent Control (ISIC), 2012 IEEE International Symposium on*, pp. 289–294, 2012.

- [47] CORRÊA, J. M., FARRET, F. A., CANHA, L. N., et al., “An electrochemical-based fuel-cell model suitable for electrical engineering automation approach”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 51, n. 5, pp. 1103–1112, 2004.
- [48] LU, J., ZAHEDI, A., “Maximum efficiency point tracking control for fuel cell power systems”. In: *Power System Technology (POWERCON), 2010 International Conference on*, pp. 1–6, 2010.
- [49] HERRERA VEGA, D., MARX, N., BOULON, L., et al., “Maximum efficiency point tracking for hydrogen fuel cells”. In: *Electrical and Computer Engineering (CCECE), 2014 IEEE 27th Canadian Conference on*, pp. 1–6, 2014.
- [50] RAMOS-PAJA, C. A., SPAGNUOLO, G., PETRONE, G., et al., “Fuel cell MPPT for fuel consumption optimization”. In: *Circuits and Systems (ISCAS), Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on*, pp. 2199–2202, 2010.
- [51] RAMOS, C., ROMERO, A., GIRAL, R., et al., “Maximum power point tracking strategy for fuel cell power systems”. In: *Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on*, pp. 2613–2618, 2007.
- [52] EGIZIANO, L., GIUSTINIANI, A., PETRONE, G., et al., “Optimization of perturb and observe control of grid connected PEM fuel cells”. In: *Clean Electrical Power, 2009 International Conference on*, pp. 775–781, 2009.
- [53] CHOI, J. W., HWANG, Y.-S., CHA, S. W., et al., “Experimental study on enhancing the fuel efficiency of an anodic dead-end mode polymer electrolyte membrane fuel cell by oscillating the hydrogen”, *International journal of hydrogen energy*, v. 35, n. 22, pp. 12469–12479, 2010.

- [54] ABBOU, S., CAREME, N., DILLET, J., et al., “Optimization of hydrogen purge in PEMFC operating in dead-end mode”, *International Journal of Hydrogen Energy*, 2013.
- [55] BELVEDERE, B., BIANCHI, M., BORGHETTI, A., et al., “Experimental analysis of a PEM fuel cell performance at variable load with anodic exhaust management optimization”, *international journal of hydrogen energy*, v. 38, n. 1, pp. 385–393, 2013.
- [56] PEI, P., YUAN, X., GOU, J., et al., “Dynamic response during PEM fuel cell loading-up”, *Materials*, v. 2, n. 3, pp. 734–748, 2009.
- [57] WEYDAHL, H., *Dynamic behaviour of fuel cells*, Tese de Doutorado, Norwegian University of Science and Technology, 2006.
- [58] VAISANEN, V., RIIPINEN, T., HILTUNEN, J., et al., “Design of 10 kW resonant push-pull DC-DC converter for solid oxide fuel cell applications”. In: *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, pp. 1–10, 2011.
- [59] HAN, D., LEE, Y., JEONG, B., et al., “Multi-level resonant push-pull converter for fuel cell system”, *ICPE (ISPE)*, pp. 1901–1907, 2011.
- [60] BOJOI, R., PICA, C., ROIU, D., et al., “New DC-DC converter with reduced low-frequency current ripple for Fuel Cell in Single-Phase Distributed Generation”. In: *Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on*, pp. 1213–1218, 2010.
- [61] KWON, J.-M., EUNG-HO, K., KWON, B.-H., et al., “High-efficiency fuel cell power conditioning system with input current ripple reduction”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 56, n. 3, pp. 826–834, 2009.
- [62] LARICO, H. R. E., *Estudo de Conversores CC Trifásicos Isolados do Tipo Push-Pull*, Tese de Doutorado, UFSC, 2011.

- [63] AZMY, A. M., ERLICH, I., “Impact of distributed generation on the stability of electrical power system”. In: *Power Engineering Society General Meeting, 2005. IEEE*, pp. 1056–1063, 2005.
- [64] BOEMER, J. C., GIBESCU, M., KLING, W. L., “Dynamic models for transient stability analysis of transmission and distribution systems with distributed generation: an overview”. In: *PowerTech, 2009 IEEE Bucharest*, pp. 1–8, 2009.
- [65] RODRIGUEZ, J., LAI, J.-S., PENG, F. Z., “Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 49, n. 4, pp. 724–738, 2002.
- [66] ALEPUZ, S., BUSQUETS-MONGE, S., BORDONAU, J., et al., “Interfacing renewable energy sources to the utility grid using a three-level inverter”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 53, n. 5, pp. 1504–1511, 2006.
- [67] SOTO, D., GREEN, T. C., “A comparison of high-power converter topologies for the implementation of FACTS controllers”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 49, n. 5, pp. 1072–1080, 2002.
- [68] TOLBERT, L. M., PENG, F. Z., “Multilevel converters as a utility interface for renewable energy systems”. In: *Power Engineering Society Summer Meeting, 2000. IEEE*, v. 2, pp. 1271–1274, 2000.
- [69] LAI, J.-S., PENG, F. Z., “Multilevel converters—a new breed of power converters”, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 32, n. 3, pp. 509–517, 1996.
- [70] KHAIRNAR, D. D., DESHMUKH, V., “Review Study on Topologies of Multilevel Inverters”, *International Journal of Innovative Research and Development*, v. 3, n. 5, 2014.

- [71] YADHATI, V., *A comparative study of capacitor voltage balancing techniques for flying capacitor multi-level power electronic converters*, Tese de Doutorado, Missouri University of Science and Technology, 2010.
- [72] BENDRE, A., VENKATARAMANAN, G., ROSENE, D., et al., “Modeling and design of a neutral-point voltage regulator for a three-level diode-clamped inverter using multiple-carrier modulation”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 53, n. 3, pp. 718–726, 2006.
- [73] VILLANUEVA, E., CORREA, P., RODRÍGUEZ, J., et al., “Control of a single-phase cascaded H-bridge multilevel inverter for grid-connected photovoltaic systems”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 56, n. 11, pp. 4399–4406, 2009.
- [74] RIVERA, S., KOURO, S., WU, B., et al., “Cascaded H-bridge multilevel converter multistring topology for large scale photovoltaic systems”. In: *Industrial Electronics (ISIE), 2011 IEEE International Symposium on*, pp. 1837–1844, 2011.
- [75] YUAN, X., STEMMLER, H., BARBI, I., “Self-balancing of the clamping-capacitor-voltages in the multilevel capacitor-clamping-inverter under sub-harmonic PWM modulation”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 16, n. 2, pp. 256–263, 2001.
- [76] MEYNARD, T. A., FOCH, H., THOMAS, P., et al., “Multicell converters: basic concepts and industry applications”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 49, n. 5, pp. 955–964, 2002.
- [77] MEYNARD, T., FOCH, H., “Multi-level choppers for high voltage applications”, *EPE journal*, v. 2, n. 1, pp. 45–50, 1992.
- [78] MEYNARD, T., LAVIEVILLE, J.-P., CARRERE, P., et al., “Electronic circuit for converting electrical energy”, Jan. 6 1998, US Patent 5,706,188.

- [79] XU, L., AGELIDIS, V., “Active capacitor voltage control of flying capacitor multilevel converters”. In: *Electric Power Applications, IEE Proceedings-*, v. 151, n. 3, pp. 313–320, 2004.
- [80] FENG, C., LIANG, J., AGELIDIS, V., “A novel voltage balancing control method for flying capacitor multilevel converters”. In: *Industrial Electronics Society, 2003. IECON’03. The 29th Annual Conference of the IEEE*, v. 2, pp. 1179–1184, 2003.
- [81] WILKINSON, R. H., MEYNARD, T. A., DU TOIT MOUTON, H., “Natural balance of multicell converters: The two-cell case”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 21, n. 6, pp. 1649–1657, 2006.
- [82] FENG, C., LIANG, J., AGELIDIS, V. G., “Modified phase-shifted PWM control for flying capacitor multilevel converters”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 22, n. 1, pp. 178–185, 2007.
- [83] WILKINSON, R. H., MEYNARD, T. A., DU TOIT MOUTON, H., “Natural balance of multicell converters: The general case”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 21, n. 6, pp. 1658–1666, 2006.
- [84] SONG, B.-M., LAI, JIH-SHEN, G. J. C.-Y., YOO, D.-W., “A soft-switching high-voltage active power filter with flying capacitors for urban maglev system applications”. In: *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*, v. 3, pp. 1461–1468, 2001.
- [85] KHAZRAEI, M., SEPAHVAND, H., CORZINE, K. A., et al., “A generalized capacitor voltage balancing scheme for flying capacitor multilevel converters”. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, pp. 58–62, 2010.
- [86] KHAZRAEI, M., SEPAHVAND, H., CORZINE, K. A., et al., “Active capacitor voltage balancing in single-phase flying-capacitor multilevel power

- converters”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 59, n. 2, pp. 769–778, 2012.
- [87] FLORES-FUENTES, A., PEÑA-EGUILUZ, R., MERCADO-CABRERA, A., et al., “Three cell flying capacitor inverter for dielectric barrier discharge plasma applications”, *Brazilian Journal of Physics*, v. 39, n. 2, pp. 264–269, 2009.
- [88] LIM, S., CHOI, J., “LCL filter Design for Grid Connected NPC Type Three-Level Inverter”, *International Journal of Renewable Energy Research (IJ-*RER*)*, v. 5, n. 1, pp. 45–53, 2015.
- [89] KOUTROULIS, E., BLAABJERG, F., “Methodology for the optimal design of transformerless grid-connected PV inverters”, *Power Electronics, IET*, v. 5, n. 8, pp. 1491–1499, 2012.
- [90] REZNIK, A., SIMOES, M. G., AL-DURRA, A., et al., “Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems”, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 50, n. 2, pp. 1225–1232, 2014.
- [91] LUNA, A., RODRIGUEZ, P., TEODORESCU, R., et al., “Low voltage ride through strategies for SCIG wind turbines in distributed power generation systems”. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, pp. 2333–2339, 2008.
- [92] GUO, X.-Q., WU, W.-Y., GU, H.-R., “Phase locked loop and synchronization methods for grid-interfaced converters: a review”, *Przegląd Elektrotechniczny*, v. 87, n. 4, pp. 182–187, 2011.
- [93] TIMBUS, A., LISERRE, M., TEODORESCU, R., et al., “Synchronization methods for three phase distributed power generation systems-An overview and evaluation”. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC’05. IEEE 36th*, pp. 2474–2481, 2005.

- [94] ERLICH, I., BACHMANN, U., “Grid code requirements concerning connection and operation of wind turbines in Germany”. In: *Power Engineering Society General Meeting, 2005. IEEE*, pp. 1253–1257, 2005.
- [95] YANG, Y., BLAABJERG, F., WANG, H., “Low-voltage ride-through of single-phase transformerless photovoltaic inverters”, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 50, n. 3, pp. 1942–1952, 2014.
- [96] PARK, S.-J., KANG, F.-S., LEE, M. H., et al., “A new single-phase five-level PWM inverter employing a deadbeat control scheme”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 18, n. 3, pp. 831–843, 2003.
- [97] TEODORESCU, R., BLAABJERG, F., LISERRE, M., et al., “Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters”, *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, v. 153, n. 5, pp. 750–762, 2006.
- [98] HAQUE, M. T., “Single-phase PQ theory”. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, v. 4, pp. 1815–1820, 2002.
- [99] AKAGI, H., WATANABE, E. H., AREDES, M., *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*. v. 31. John Wiley & Sons, 2007.
- [100] MAHAT, P., CHEN, Z., BAK-JENSEN, B., “Review of islanding detection methods for distributed generation”. In: *Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, 2008. DRPT 2008. Third International Conference on*, pp. 2743–2748, 2008.
- [101] DE MANGO, F., LISERRE, M., AQUILA, A. D., et al., “Overview of anti-islanding algorithms for PV systems. Part I: Passive methods”. In: *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International*, pp. 1878–1883, 2006.

- [102] YU, B., MATSUI, M., YU, G., “A review of current anti-islanding methods for photovoltaic power system”, *Solar Energy*, v. 84, n. 5, pp. 745–754, 2010.
- [103] YE, Z., KOLWALKAR, A., ZHANG, Y., et al., “Evaluation of anti-islanding schemes based on nondetection zone concept”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 19, n. 5, pp. 1171–1176, 2004.
- [104] TEODORESCU, R., LISERRE, M., RODRIGUEZ, P., *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. v. 29. John Wiley & Sons, 2011.
- [105] VELASCO, D., TRUJILLO, C., GARCERÁ, G., et al., “Review of anti-islanding techniques in distributed generators”, *Renewable and sustainable energy reviews*, v. 14, n. 6, pp. 1608–1614, 2010.
- [106] BLAABJERG, F., TEODORESCU, R., LISERRE, M., et al., “Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 53, n. 5, pp. 1398–1409, 2006.
- [107] JUNG, Y., CHOI, J.-Y., YU, B., et al., “A novel active frequency drift method of islanding prevention for the grid-connected photovoltaic inverter”. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC’05. IEEE 36th*, pp. 1915–1921, 2005.
- [108] LOPES, L. A., SUN, H., “Performance assessment of active frequency drifting islanding detection methods”, *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, v. 21, n. 1, pp. 171–180, 2006.
- [109] ZEINELDIN, H., KENNEDY, S., “Instability criterion to eliminate the Non-Detection Zone of the Sandia Frequency Shift method”. In: *Power Systems Conference and Exposition, 2009. PSCE’09. IEEE/PES*, pp. 1–5, 2009.

- [110] “Collecting the History of Fuel Cells”, <http://americanhistory.si.edu/fuelcells/index.htm>, Acessado: Fevereiro de 2015.
- [111] DOENITZ, W., SCHMIDBERGER, R., STEINHEIL, E., et al., “Hydrogen production by high temperature electrolysis of water vapour”, *International Journal of Hydrogen Energy*, v. 5, n. 1, pp. 55–63, 1980.
- [112] CRABTREE, G. W., DRESSELHAUS, M. S., BUCHANAN, M. V., “The hydrogen economy”, *Physics Today*, v. 57, n. 12, pp. 39–44, 2004.
- [113] <http://en.wikipedia.org/wiki/File:Fevereiro> de 2015.
- [114] “Fuel Cells, Types of Fuel Cells, Energy Efficiency and Renewable Energy, U.S. Department of Energy”, <http://www1.eere.energy.gov/hydrogenandfuelcells/fuelcells>., Acessado: Fevereiro de 2015.
- [115] “Energy Information Administration, Official Energy Statistics from the U.S Government”, <http://www.eia.gov/>, Acessado: Fevereiro de 2015.
- [116] MORGAN, T., “The hydrogen economy a non technical review”, 2006.
- [117] BASILE, ANGELO E IULIANELLI, A., *Advances in Hydrogen Production, Storage and Distribution*. Elsevier, 2014.
- [118] TERRY, R. C., “Methods of fluidized production of coal in situ”, June 6 1978, US Patent 4,093,025.
- [119] METZ, B., DAVIDSON, O., DE CONINCK, H., et al., *Carbon dioxide capture and storage*. IPCC Geneva, Switzerland, 2005.
- [120] JONES, A. D. K., BEKKEDAHL, T., “Storage of hydrogen in single-walled carbon nanotubes”, *Nature*, v. 386, pp. 377, 1997.

- [121] SAKINTUNA, B., LAMARI-DARKRIM, F., HIRSCHER, M., “Metal hydride materials for solid hydrogen storage: a review”, *International Journal of Hydrogen Energy*, v. 32, n. 9, pp. 1121–1140, 2007.
- [122] SCHLAPBACH, L., ZÜTTEL, A., “Hydrogen-storage materials for mobile applications”, *Nature*, v. 414, n. 6861, pp. 353–358, 2001.
- [123] ACEVES, S. M., BERRY, G. D., MARTINEZ-FRIAS, J., et al., “Vehicular storage of hydrogen in insulated pressure vessels”, *International Journal of Hydrogen Energy*, v. 31, n. 15, pp. 2274–2283, 2006.
- [124] CARDEN, P., PATERSON, L., “Physical, chemical and energy aspects of underground hydrogen storage”, *International Journal of Hydrogen Energy*, v. 4, n. 6, pp. 559–569, 1979.
- [125] KIM, B. H., CHANG, I. S., GADD, G. M., “Challenges in microbial fuel cell development and operation”, *Applied Microbiology and Biotechnology*, v. 76, n. 3, pp. 485–494, 2007.
- [126] HOU, M., MING, P., SUN, D., et al., “The characteristics of a PEM fuel cell engine with 40 kW vehicle stacks”, *Fuel Cells*, v. 4, n. 1-2, pp. 101–104, 2004.
- [127] HOU, Y., ZHUANG, M., WAN, G., “The analysis for the efficiency properties of the fuel cell engine”, *Renewable Energy*, v. 32, n. 7, pp. 1175–1186, 2007.
- [128] FEMIA, N., PETRONE, G., SPAGNUOLO, G., et al., “Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 20, n. 4, pp. 963–973, 2005.
- [129] FERMIA, N., GRANOZIO, D., PETRONE, G., et al., “Predictive & adaptive MPPT perturb and observe method”, *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, v. 43, n. 3, pp. 934–950, 2007.

- [130] PIEGARI, L., RIZZO, R., “Adaptive perturb and observe algorithm for photovoltaic maximum power point tracking”, *IET Renewable Power Generation*, v. 4, n. 4, pp. 317–328, 2010.
- [131] HUSSEIN, K., MUTA, I., HOSHINO, T., et al., “Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions”, *IEEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution*, v. 142, n. 1, pp. 59–64, 1995.
- [132] ARIYUR, K. B., KRSTIC, M., *Real-time optimization by extremum-seeking control*. John Wiley & Sons, 2003.
- [133] KRSTIĆ, M., WANG, H.-H., “Stability of extremum seeking feedback for general nonlinear dynamic systems”, *Automatica*, v. 36, n. 4, pp. 595–601, 2000.
- [134] MOURA, S., “A switched extremum seeking approach to maximum power point tracking in photovoltaic systems”, *Grid Integration of Alternative Energy Sources*, 2009.
- [135] CHANG, Y. A., MOURA, S. J., “Air flow control in fuel cell systems: an extremum seeking approach”. In: *American Control Conference, 2009. ACC'09.*, pp. 1052–1059, 2009.
- [136] PAN, Y., ÖZGÜNER, Ü., ACARMAN, T., “Stability and performance improvement of extremum seeking control with sliding mode”, *International Journal of Control*, v. 76, n. 9-10, pp. 968–985, 2003.
- [137] CIOBORATU, M., TEODORESCU, R., BLAABJERG, F., “Control of single-stage single-phase PV inverter”. In: *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, pp. 10–pp, 2005.

- [138] TIMBUS, A., LISERRE, M., TEODORESCU, R., et al., “Evaluation of current controllers for distributed power generation systems”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 24, n. 3, pp. 654–664, 2009.
- [139] LISERRE, M., TEODORESCU, R., BLAABJERG, F., “Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 21, n. 1, pp. 263–272, 2006.
- [140] FRANKLIN, G. F., POWELL, J. D., EMAMI-NAENI, A., “Feedback control of dynamics systems”, *Prentice Hall Inc*, 2006.
- [141] DORF, R. C., BISHOP, R. H., “Modern control systems”, 1998.
- [142] WENG, D., WAINRIGHT, J., LANDAU, U., et al., “Electro-osmotic Drag Coefficient of Water and Methanol in Polymer Electrolytes at Elevated Temperatures”, *Journal of the Electrochemical Society*, v. 143, n. 4, pp. 1260–1263, 1996.
- [143] PULIKANTI, S. R., KONSTANTINOOU, G. S., AGELIDIS, V. G., “An n-level flying capacitor based active neutral-point-clamped converter”. In: *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2010 2nd IEEE International Symposium on*, pp. 553–558, 2010.
- [144] COLL-MAYOR, D., PICOS, R., GARCÍA-MORENO, E., “State of the art of the virtual utility: the smart distributed generation network”, *International journal of energy research*, v. 28, n. 1, pp. 65–80, 2004.
- [145] YANG, Y., BLAABJERG, F., “Low-voltage ride-through capability of a single-stage single-phase photovoltaic system connected to the low-voltage grid”, *international Journal of Photoenergy*, v. 2013, 2013.
- [146] LEE, K.-J., LEE, J.-P., SHIN, D., et al., “A novel grid synchronization PLL method based on adaptive low-pass notch filter for grid-connected PCS”,

- Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 61, n. 1, pp. 292–301, 2014.
- [147] ÅSTRÖM, K. J., WITTENMARK, B., *Adaptive control*. Courier Corporation, 2013.
- [148] KARIMI-GHARTEMANI, M., KARIMI, H., IRAVANI, M. R., “A magnitude/phase-locked loop system based on estimation of frequency and in-phase/quadrature-phase amplitudes”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 51, n. 2, pp. 511–517, 2004.
- [149] HAYKIN, S., “Adaptive filters”, *Signal Processing Magazine*, v. 6, 1999.
- [150] CIOBOTARU, M., TEODORESCU, R., BLAABJERG, F., “Improved PLL structures for single-phase grid inverters”, *Proc. of PELINCEC*, v. 5, n. 6, 2005.
- [151] XIONG, F., YUE, W., MING, L., et al., “A novel frequency-adaptive PLL for single-phase grid-connected converters”. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, pp. 414–419, 2010.
- [152] CIOBOTARU, M., TEODORESCU, R., BLAABJERG, F., “A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator”. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC’06. 37th IEEE*, pp. 1–6, 2006.
- [153] NAGLIERO, A., MASTROMAURO, R., LISERRE, M., et al., “Monitoring and synchronization techniques for single-phase PV systems”. In: *Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM), 2010 International Symposium on*, pp. 1404–1409, 2010.
- [154] DA SILVA, S., CAMPANHOL, L. B. G., GOEDTEL, A., et al., “A comparative analysis of p-PLL algorithms for single-phase utility connected

- systems”. In: *Power Electronics and Applications, 2009. EPE'09. 13th European Conference on*, pp. 1–10, 2009.
- [155] RIQUELME., A. J. O., *Contribuições ao Controle do STATCOM*, Dissertação de Mestrado, COPPE-UFRJ, BRAZIL, 2007.
- [156] KIM, J., GUERRERO, J. M., RODRIGUEZ, P., et al., “Mode adaptive droop control with virtual output impedances for an inverter-based flexible AC microgrid”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 26, n. 3, pp. 689–701, 2011.
- [157] RODRIGUEZ, P., LUNA, A., ETXEBERRÍA, I., et al., “Multiple second order generalized integrators for harmonic synchronization of power converters”. In: *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, pp. 2239–2246, 2009.

Apêndice A

Controlador Proporcional Ressonante

A função de transferência de um controlador PI convencional que atinge erro nulo em regime permanente para um sinal de referência CC na entrada é dada pela eq. (A.1) em que k_p é o ganho proporcional e k_i é o ganho integral:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s}. \quad (\text{A.1})$$

Em um sistema trifásico, o esquema de controle usual é baseado na transformação de coordenada de três fases (abc) para um sistema em duas fases (dq) [139]. Os sinais transformados aparecem como valores CC e assim são facilmente controlados utilizando um controlador PI com erro nulo em regime permanente. O controle PR (Proporcional Ressonante) funciona de forma equivalente ao controle PI no sistema de referência dq na medida em que controla os sinais alternados na frequência de ressonância com erro em regime quase-zero [139].

Existem duas funções de transferência pra o controlador PR. Uma é baseada na função de transferência senoidal e a outra é baseada na função de transferência cosenoidal:

$$C_{sin}(s) = K_p + \frac{K_r}{s^2 + \omega_0^2} \quad (\text{A.2})$$

e

$$C_{cos}(s) = K_p + \frac{K_r s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (\text{A.3})$$

em que K_r é o ganho do termo ressonante e ω_0 é a frequência de ressonância. Deve-se ressaltar que o controlador ressonante possui um ganho infinito na frequência de ressonância. Através da eq. (A.3) fica evidente que a $C_{cos}(s)$ possui a margem de fase superior à C_{sin} (90°), assim por questões de estabilidade $C_{cos}(s)$ é mais preferível para o projeto do controlador. Em um projeto de sistema de controle, um sistema com margem de fase positiva é considerado estável uma vez que a margem de fase quantifica uma margem de segurança que o sistema possui para variação de parâmetros. A margem de fase é a medida mais usada de estabilidade relativa quando se trabalha no domínio da frequência. Um sistema com uma margem de fase ruim pode ser levado a instabilidades ou até apresentar um comportamento bastante oscilatório [138].

Pela Fig. A.1a, pode-se notar que a magnitude de resposta do controlador PI tende a decrescer quando a frequência de entrada aumenta. Por outro lado, o controlador PR fornece um elevado ganho na frequência de ressonância, Fig. A.1b. Isso significa que o controlador irá reagir rapidamente ao erro de entrada nessa frequência devido ao elevado ganho. Como resultado, o erro em regime permanente pode ser quase que completamente removido para um sistema em malha fechada. Para o controlador PI a resposta em regime permanente é determinada pelo ganho CC do sistema. O ganho CC pode ser projetado para ser tão elevado quanto se deseja de modo que o erro em regime permanente seja satisfeito. No entanto, um ganho muito elevado não é desejável em alguns sistemas na prática, devido às limitações de hardware dos circuitos utilizados e devido também à amplificação de ruídos [138].

A eq. (A.3) é relativa a um controlador proporcional ressonante ideal em função do seu ganho infinito na frequência de ressonância, ω_0 . Uma vez que o ganho do controlador PR na frequência de ressonância é muito sensível à variação de frequência, um grande erro pode ser introduzido no rastreamento do sinal de referência para qualquer pequeno desvio no sinal de frequência. Para resolver esse problema, um

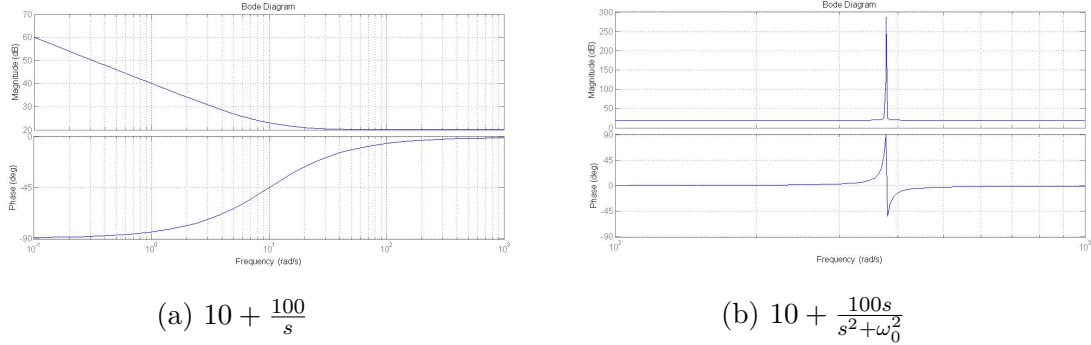


Figura A.1: Resposta em Frequência para os Controladores PI e PR.

controlador PR não ideal com a função de transferência mostrada na eq. (A.4) pode ser utilizado,

$$H(s) = k_p + \frac{\hat{k}_r \omega_{cut} s}{s^2 + 2\omega_{cut} s + \omega_0^2} \quad (A.4)$$

em que ω_{cut} é a frequência de corte do controlador. Ainda que o uso do controlador PR faça aumentar o erro no rastreamento do sinal de referência, ele pode reduzir a sensibilidade do controlador a desvios de frequência. A escolha de ω_{cut} é um compromisso entre a redução da sensibilidade e o erro de rastreamento. A frequência de corte ω_{cut} varia tipicamente de 5 a 15 rad/s [137].

A resposta em frequência do controlador PR não-ideal é mostrada na Fig.A.2. O controlador PR possui um ganho muito inferior ao controlador ideal, mas é menos susceptível a desvios de frequência.

Pela eq. (A.4) existem três graus de liberdade para o projeto do controlador proporcional ressonante.

Primeiramente, supondo que o ganho proporcional k_p e a frequência de corte ω_c não possuam variação. A Fig. A.3a mostra que sem o ganho k_p , a variação do ganho k_r tem efeito no ganho do controlador. O ganho aumenta à medida que o ganho k_r aumenta.

Com o ganho k_p a variação de k_r possui efeitos tanto na largura de banda quanto no ganho do controlador PR como mostrado na Fig. A.3b. O controlador PR pode atingir um ganho muito elevado em uma banda de frequência estreita centrada na frequência de ressonância. Um valor de k_r baixo conduz a uma largura de banda

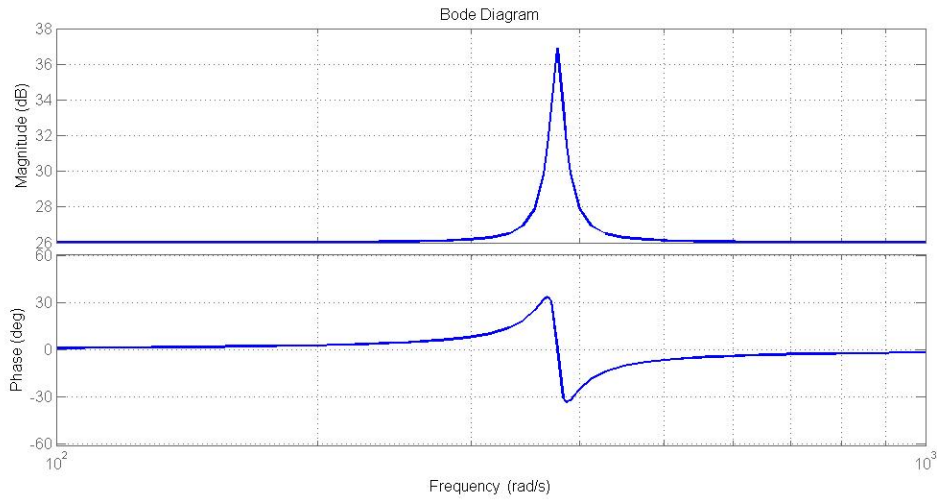
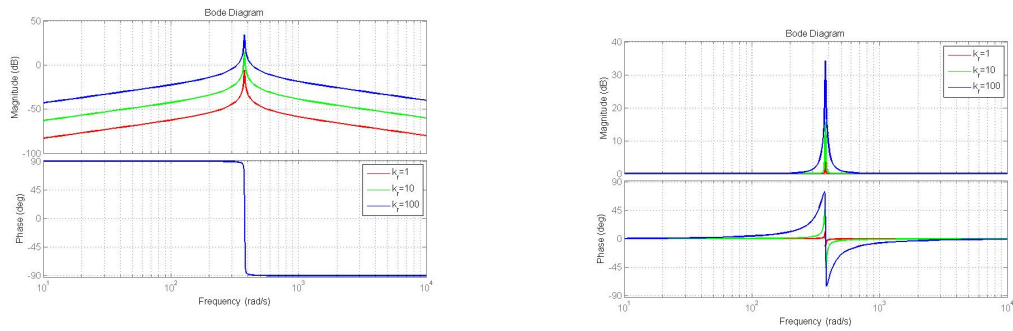


Figura A.2: Resposta em Frequência para o Controlador PR não-ideal.



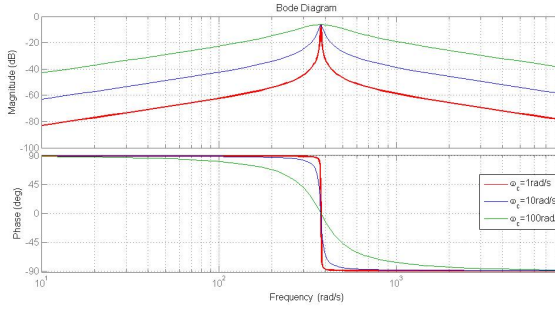
(a) $K_p = 0$, $\omega_c = 1\text{rad/s}$, $\omega_0 = 377\text{rad/s}$

(b) $K_p = 1$, $\omega_c = 1\text{rad/s}$, $\omega_0 = 377\text{rad/s}$

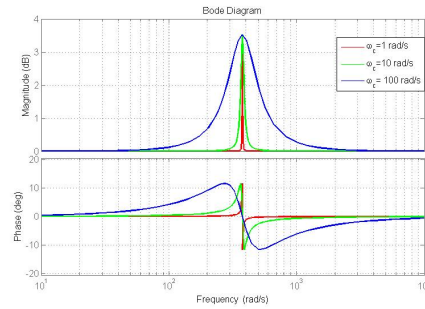
Figura A.3: Resposta em Frequência para o Controlador PR não-ideal quando k_r varia.

muito estreita enquanto um valor mais alto conduz a uma largura de banda maior.

Segundo, supondo que o ganho proporcional k_p e o ganho proporcional k_r sejam constantes, a frequência de corte ω_{cut} tem efeito na largura de banda e um pequeno efeito no ganho do controlador. Como mostrado nas Figs.A.4a e A.4b , a largura de banda do controlador PR aumenta à medida que ω_c cresce, mas existe apenas um pequeno aumento no ganho do controlador. Assim, pode-se dizer que o mesmo ganho de controle pode ser alcançado na frequência de ressonância quando ω_c varia.



(a) $K_p = 0$, $k_r = 1$, $\omega_0 = 377 \text{ rad/s}$



(b) $K_p = 1$, $k_r = 1$, $\omega_0 = 377 \text{ rad/s}$

Figura A.4: Resposta em Frequência para o Controlador PR não-ideal quando ω_c varia.

Utilizando um valor de ω_c baixo fará com que o controle se torne mais sensível à variação de frequência, o que conduz a uma resposta transitória mais lenta [106].

Finalmente, como mostrado na Fig. A.5, quando o ganho k_p é acrescentado, o ganho do controlador PR aumenta. Mas um valor elevado de k_p diminui a largura de banda do controlador, isso significa que a impedância harmônica aumenta à medida que o ganho k_p aumenta e assim um valor elevado de k_p pode conduzir a uma componente harmônica relativamente baixa [106].

APÊNDICE A. CONTROLADOR PROPORCIONAL RESSONANTE

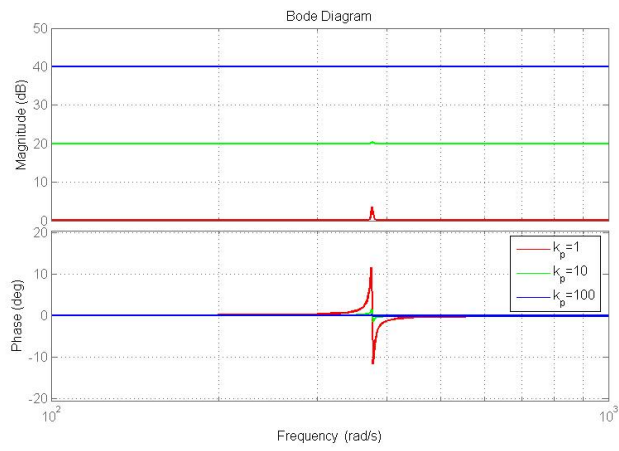


Figura A.5: Resposta em Frequência para o Controlador PR não-ideal quando k_p varia.

Apêndice B

Estruturas de Detecção e Sincronismo

B.1 PLL - *Phase Locked Loop*

Os métodos de detecção no domínio do tempo são baseados em algum tipo de malha adaptativa que permite que um oscilador interno rastreie a componente de interesse do sinal de entrada. O método de sincronização extensamente conhecido em aplicações de engenharia, PLL (*Phase-Locked-Loop*), será apresentado e discutido nas próximas seções. A aplicação da estrutura de um simples PLL para sincronização com a frequência da rede (60 Hz) vai proporcionar evidências da necessidade da melhoria dessa estrutura com a utilização de algum tipo de gerador de sinais ortogonais (QSG) [106].

B.2 Estrutura Básica de um PLL

A estrutura básica do PLL é mostrada na Fig. B.1. Consiste de três blocos fundamentais:

- **Detector de Fase:** Esse bloco gera um sinal de saída proporcional a diferença

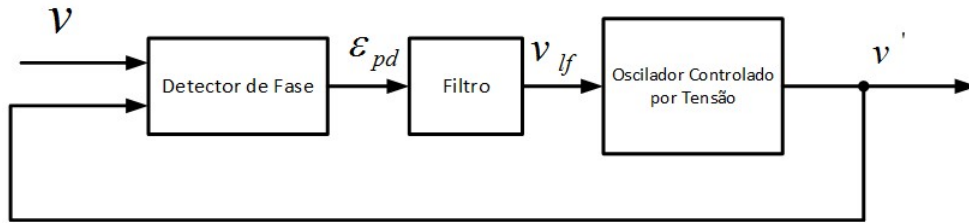


Figura B.1: Estrutura Básica do PLL.

de fase entre o sinal de entrada, v e o sinal gerado pelo oscilador controlado por tensão, v' .

- **Filtro:** Esse bloco apresenta as características de um filtro passa baixa para atenuar a componente CA de alta frequência da saída do detector de fase. Tipicamente esse bloco é constituído por um filtro passa-baixa de primeira ordem ou um controlador PI.
- **Oscilador Controlado por Tensão:** Esse bloco gera em sua saída um sinal CA cuja frequência é deslocada em relação à frequência central, ω_c , em função da tensão de entrada fornecida pelo filtro.

A Fig. B.2 mostra a estrutura básica do PLL. Neste caso, o detector de fase é implementado por meio de um simples multiplicador, o filtro é baseado em um controlador PI e o oscilador de tensão consiste de uma função senoidal fornecida por um integrador linear.

O sinal de entrada aplicado a esse sistema é dado por

$$v = V \sin(\theta) = V \sin(\omega t + \phi) \quad (\text{B.1})$$

e o sinal gerado pelo oscilador é dado por

$$v' = \cos(\theta') = \cos(\omega' t + \phi'). \quad (\text{B.2})$$

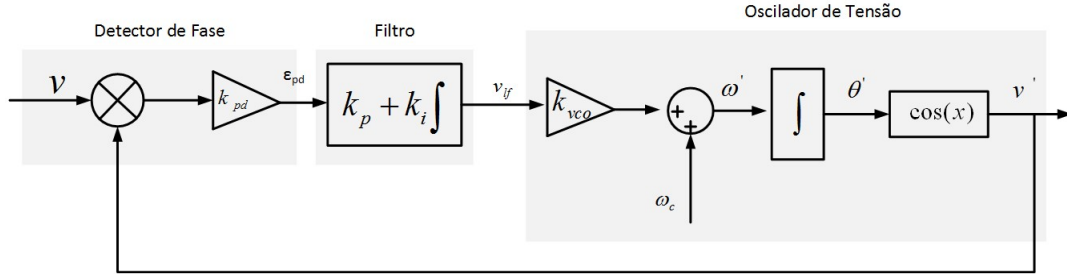


Figura B.2: Estrutura Básica do PLL.

O erro de fase da saída do multiplicador do detector de fase pode ser escrito como

$$\begin{aligned} \epsilon_{pd} &= V k_{pd} \sin(\omega t + \phi) \cos(\omega' t + \phi') \\ &= \frac{V k_{pd}}{2} \left[\underbrace{\sin((\omega - \omega')t + (\phi - \phi'))}_{\text{Termo de Baixa Frequência}} + \underbrace{\sin((\omega + \omega')t + (\phi + \phi'))}_{\text{Termo de Alta Frequência}} \right]. \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

Uma vez que as componentes de alta frequência do erro do detector de fase serão canceladas pelo filtro, somente as componentes de baixa frequência serão consideradas a partir de agora. Assim, o erro do detector de fase pode ser escrito como

$$\bar{\epsilon}_{pd} = \frac{V K_{pd}}{2} \sin((\omega - \omega')t + (\phi - \phi')). \quad (\text{B.4})$$

Supondo que o oscilador de tensão seja ajustado na frequência de entrada, i.e. $\omega \approx \omega'$, a componente CC do erro de sinal de fase é dada por

$$\bar{\epsilon}_{pd} = \frac{V k_{pd}}{2} \sin(\phi - \phi'). \quad (\text{B.5})$$

Pode-se observar pela eq.(B.5) que o multiplicador do detector de fase produz uma detecção de fase não linear devido à função senoidal. Contudo, quando o erro de fase é bem pequeno, i.e. quando $\phi \approx \phi'$, a saída do multiplicador pode ser linearizada na vizinhança de um ponto de operação uma vez que $\sin(\phi - \phi') \approx (\phi - \phi')$. Portanto, como o PLL está travado, o termo relevante do erro do sinal de fase é dado por

$$\bar{\epsilon}_{pd} = \frac{V k_{pd}}{2} (\phi - \phi'). \quad (\text{B.6})$$

Essa equação pode ser usada para implementar um modelo linearizado do multiplicador do detector de fase. No estado travado esse modelo representa um bloco de ordem zero cujo ganho depende da amplitude do sinal de entrada.

A frequência média do oscilador de tensão é determinada por

$$\bar{\omega}' = (\omega_c + \Delta\bar{\omega}') = (\omega_c + k_{vco}\bar{v}_{lf}) \quad (\text{B.7})$$

em que ω_c é a frequência central do oscilador de tensão e é fornecida ao PLL como um sinal *feed-forward*. Dessa forma, variações de frequência de pequenos sinais no oscilador são dadas por

$$\tilde{\omega}' = k_{vco}\tilde{v}_{lf} \quad (\text{B.8})$$

e variações no ângulo de fase detectadas pelo PLL podem ser escritas como

$$\tilde{\theta}'(t) = \int \tilde{\omega}' dt = \int k_{vco}\tilde{v}_{lf} dt. \quad (\text{B.9})$$

B.3 Modelo Linearizado do PLL

As equações anteriores no domínio do tempo podem ser escrita no domínio da frequência utilizando a transformada de Laplace. Se for considerado que $k_{pd} = k_{vco} = 1$, as seguintes expressões são obtidas para os sinais do PLL:

- Detector de Fase: $E_{pd} = \frac{V}{2} (\Theta(s) - \Theta'(s))$
- Filtro: $V_{lf}(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) \epsilon(s)$
- Oscilador de Tensão: $\Theta'(s) = \frac{1}{s} V_{lf}(s)$

Portanto, o diagrama da Fig. B.3 representa o modelo linearizado do PLL para pequenas variações. Uma análise simples em malha fechada fornece as seguintes funções de transferência :

Função de transferência em malha aberta:

$$F_{MA}(s) = PD(s) \times LF(s) \times VCO(s) = k_{in} \frac{k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right)}{s} = \frac{k_p s + \frac{k_p}{T_i}}{s^2} \quad (\text{B.10})$$

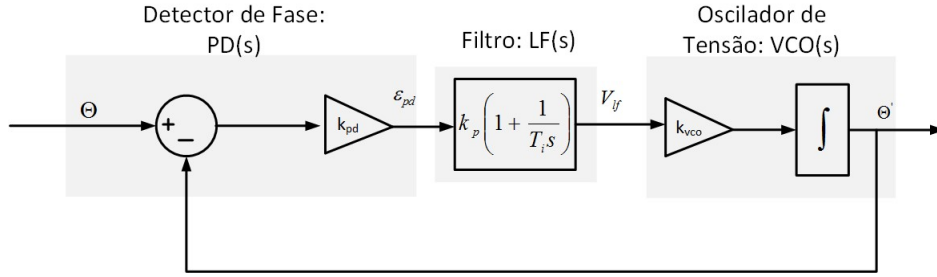


Figura B.3: Modelo Linearizado do PLL.

Função de Transferência para a Fase:

$$H_{\Theta}(s) = \frac{\Theta'(s)}{\Theta(s)} = \frac{k_p s + \frac{k_p}{T_i}}{s^2 + k_p s + \frac{k_p}{T_i}} \quad (\text{B.11})$$

Função de Transferência pra o erro:

$$E_{\Theta}(s) = \frac{E_{pd}(s)}{\Theta(s)} = \frac{s^2}{s^2 + K_p s + \frac{k_p}{T_i}} \quad (\text{B.12})$$

As funções de transferência anteriores permitem algumas conclusões preliminares sobre o desempenho do PLL da Fig. B.2. As funções de transferência em malha aberta da eq. (B.10) mostra que esse PLL é do tipo 2, com dois polos na origem, o que significa que é possível rastrear até uma rampa com inclinação constante na fase de entrada sem erros de regime permanente. A função de transferência da eq. (B.11) mostra que o PLL apresenta uma característica de filtro passa-baixa na detecção do sinal de fase da entrada, o que se trata de uma característica interessante para atenuação do erro de detecção causado por possíveis ruídos e harmônicos de ordem elevada no sinal de entrada. Essa função de transferência de segunda ordem pode ser escrita em uma forma normalizada como a seguir:

$$H_{\Theta}(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{B.13})$$

$$E_{\Theta}(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{B.14})$$

em que

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_p}{T_i}} \quad \text{e} \quad \xi = \frac{\sqrt{K_p T_i}}{2}$$

A resposta dinâmica de um sistema de segunda ordem é proposta em várias referências [140, 141]. A expressão aproximada apresentada em [140] para estimar o tempo de assentamento, t_s , medido a partir do instante inicial até o instante em que a resposta do sistema fica a 1% do valor de regime de um sistema de segunda ordem para uma resposta ao degrau unitário é dada por [140]:

$$t_s = 4,6\tau \quad , \quad \tau = \frac{1}{\xi\omega_n} \quad (\text{B.15})$$

Esta equação pode ser usada também para se obter uma estimativa aproximada do tempo de assentamento do sistema definido pela eq.(B.13) e conseqüentemente os parâmetros de ajuste do controlador PI do PLL da Fig. B.2 podem ser dados em função do tempo de assentamento como a seguir [140]:

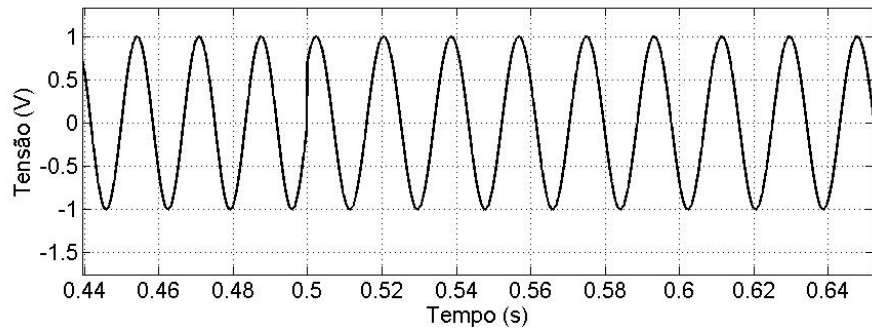
$$K_p = 2\xi\omega_n = \frac{9,2}{t_s}, \quad T_i = \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{t_s\xi^2}{2,3} \quad (\text{B.16})$$

Vale apenas ressaltar que as expressões fornecidas acima são válidas somente sob a assunção de que a amplitude do sinal de entrada é unitária, i.e. $V = 1$. Caso contrário, essas expressões para o ajuste dos parâmetros do controlador PI devem ser divididas pela amplitude do sinal de entrada V .

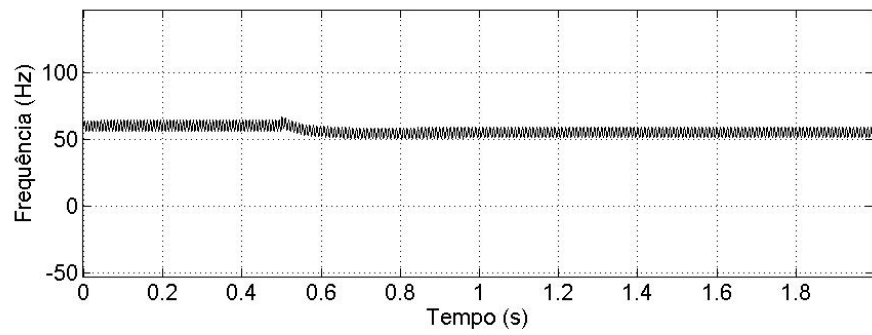
Adicionalmente, as expressões apresentadas anteriormente devem servir somente como uma referência aproximada e não como fórmulas precisas. Elas fornecem uma estimativa do tempo de resposta do sistema, mas devem ser checadas, normalmente por simulação, de modo a verificar que as especificações de tempo foram atingidas adequadamente [140].

B.3.1 Análise de Resposta do PLL

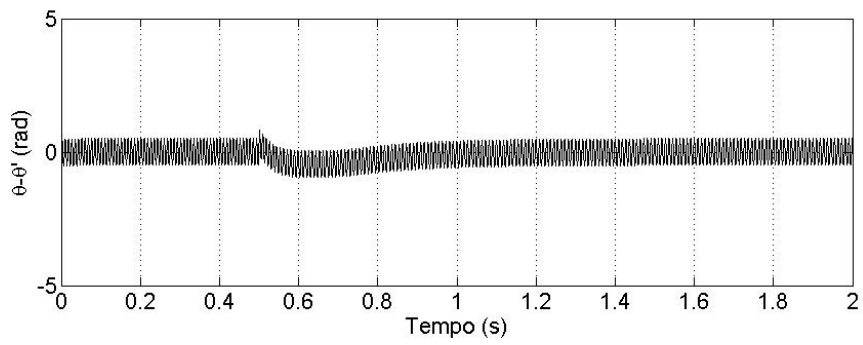
A Fig. B.4 mostra alguns gráficos da estrutura em PLL mostrada na Fig. B.2 para avaliação do desempenho. Foi proposto um desvio de fase de 45° e um *salto* de frequência de 5 Hz (60 Hz para 55 Hz) no instante 500 ms . A Fig. B.4a mostra a tensão de entrada, a Fig.B.4b mostra a frequência da tensão de entrada estimada



(a)



(b)



(c)

Figura B.4: Resposta ao degrau de fase e frequência do PLL elementar.

pelo PLL, a Fig.B.4c mostra o erro na estimação do ângulo de fase, $\theta - \theta'$. Pode ser observado nesses gráficos que um erro oscilatório em regime permanente ocorre na estimação da frequência e no ângulo de fase do sinal de entrada. Esse erro é consequência dos termos de alta frequência existentes na saída do multiplicador do detector de fase. A amplitude desse erro oscilante pode ser atenuada com a escolha de um tempo de assentamento maior para o PLL através dos ajustes dos ganhos do controlador, o que é equivalente a decrescer a largura de banda do sistema. No caso geral, a largura de banda é dada por [140] :

$$\omega_{-3dB} = \omega_n \left[1 + 2\xi^2 + \sqrt{(1 + 2\xi)^2 + 1} \right]^{1/2} \quad (\text{B.17})$$

B.4 Detecção de Fase baseada em Sinais em Quadratura

A Fig. B.5 mostra o detector de fase baseado em sinais em quadratura. O gerador de sinais ortogonais é suposto ser ideal sendo responsável por extrair um conjunto de sinais em quadratura sem introduzir qualquer atraso em qualquer frequência a partir de um sinal de entrada.

$$\begin{aligned} \varepsilon_{pd} &= V \sin(\omega t + \phi) \cos(\omega' t + \phi') - V \cos(\omega t + \phi) \sin(\omega' t + \phi') \\ &= V \sin((\omega - \omega')t + (\phi - \phi')) = V \sin(\phi - \phi') \end{aligned} \quad (\text{B.18})$$

De acordo com essa equação, quando o PLL estiver bem sincronizado, i.e. com $\omega = \omega'$, o detector de fase em quadratura não gera nenhum termo oscilatório em regime permanente como ilustrado na Fig.B.6.

A eq.(B.18) pode ser escrita em termos da Transformação de Park:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta') & \sin(\theta') \\ -\sin(\theta') & \cos(\theta') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{B.19})$$

Assim, o diagrama da Fig.B.5 pode ser redesenhado como a Fig.B.7.

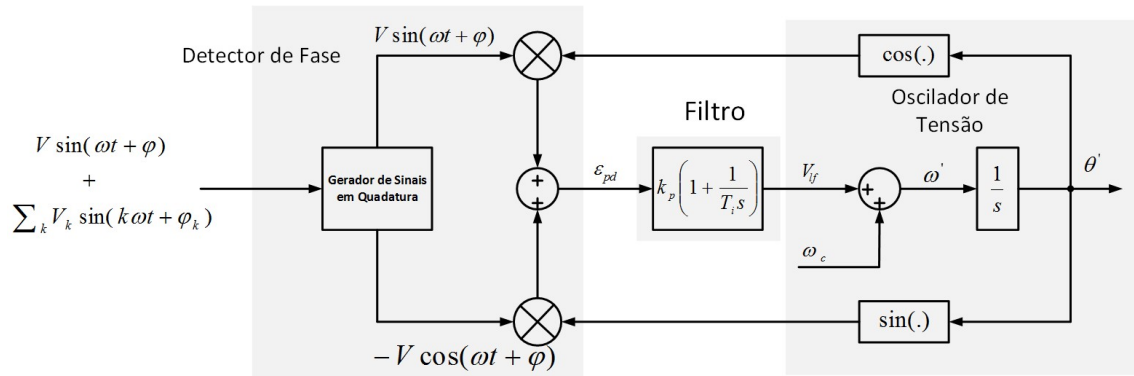


Figura B.5: Diagrama do PLL para o detector de fase em quadratura.

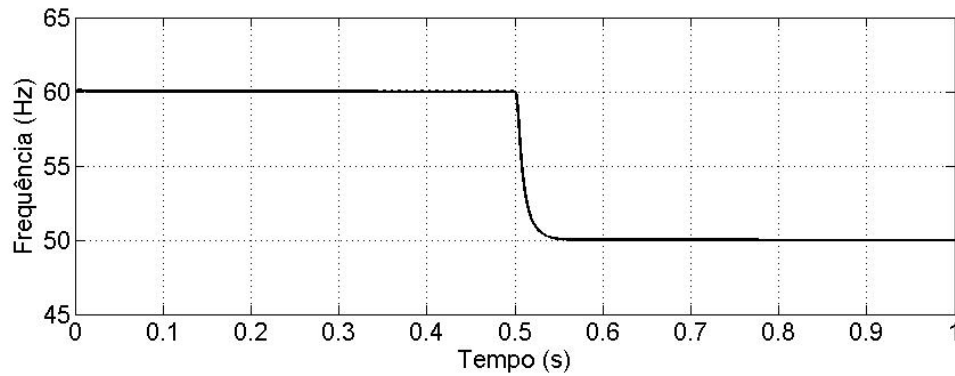


Figura B.6: Resposta ao PLL com detector de fase em quadratura para degrau de frequência.

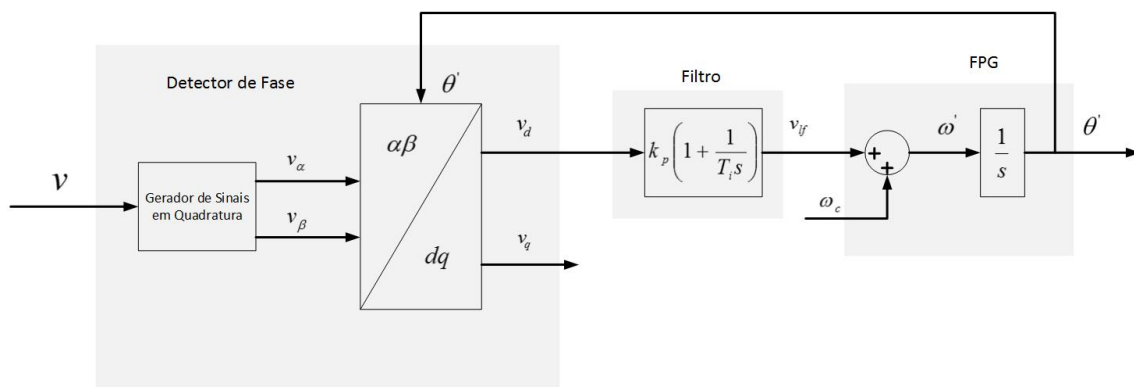


Figura B.7: Detector de Fase baseado em sinais em quadratura com a Transformação de Park.

Na Fig.B.7 o oscilador de tensão foi retirado e um novo bloco chamado gerador de frequência/fase (FPG) foi adicionado para fornecer o ângulo de fase para as funções senoidais da transformação de Park.

Se o sinal de entrada do PLL for dado por

$$v = V \sin(\theta) = V \sin(\omega t + \phi) \quad (\text{B.20})$$

os sinais de saída do gerador de sinais em quadratura podem ser expressos pelo seguinte vetor de tensão:

$$v_{(\alpha\beta)} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \sin(\theta') \\ -\cos(\theta') \end{bmatrix} \quad (\text{B.21})$$

Assim, substituindo (B.21) em (B.18), a saída do detector de fase da Fig.B.7 é dada pelo vetor de tensão da eq. (B.22) que será livre de oscilações caso o PLL esteja bem ajustado na frequência de entrada, i.e. quando $\omega \approx \omega'$,

$$v_{(dq)} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \sin(\theta - \theta') \\ -\cos(\theta - \theta') \end{bmatrix}. \quad (\text{B.22})$$

O uso de um gerador de sinais em quadratura como mostrado na Fig.B.7 permite uma abordagem por vetores quando se trata de sistemas monofásicos. Na Fig.B.8 os sinais de saída do detector de fase da eq.(B.21) são representados em um sistema de referência ortogonal e estacionário definido como eixo $\alpha\beta$, que dá origem ao vetor de entrada v . De forma similar, os sinais de saída da Transformação de Park são representados por projeções do vetor de tensão v em um sistema ortogonal e girante definido como sistema de eixos dq . O sinal de entrada é definido por $v_\alpha = V \sin(\theta)$ que pode ser entendido como a projeção da tensão de entrada no eixo estacionário α . A posição angular do eixo girante dq , θ' , é dada pelo PLL. Como o PLL está bem ajustado na frequência de entrada ($\omega \approx \omega'$), o vetor de tensão e o eixo dq possuem a mesma velocidade angular.

Quando o PLL está perfeitamente travado, um dos eixos do sistema de referência dq irá sobrepor o vetor de tensão v . De acordo com a Fig.B.7 o controlador PI do

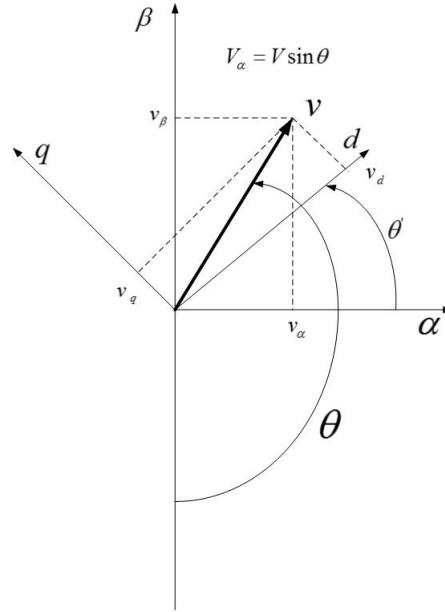


Figura B.8: Representação Vetorial do Sistema de Geração de Sinais em Quadratura.

filtro irá ajustar a posição angular do eixo dq de modo que $v_d = 0$ em regime permanente, o que significa que o vetor v irá girar ortogonalmente ao eixo d do sistema de referência.

B.4.1 PLL baseado na Transformada Inversa de Park

A transformação de Park é utilizada tipicamente como ferramenta para projetar o vetor de tensão, definido como os sinais em quadratura no eixo de referência estacionário $\alpha\beta$, nos eixos ortogonais do sistema de referência dq . Para uma dada posição angular, a transformação de Park definida por (B.19) é uma transformação linear que pode ser invertida como a seguir:

$$v_{(\alpha\beta)} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta') & -\sin(\theta') \\ \sin(\theta') & \cos(\theta') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (\text{B.23})$$

Um sinal em quadratura ao sinal de entrada pode ser obtido pela introdução de um filtro na malha entre a transformação direta e inversa de Park como mostrado na Fig.B.9. Nessas condições, se v_α e v'_β não estão em quadratura, o vetor tensão resultante desses sinais não terá nem amplitude e nem rotação constante. Portanto,

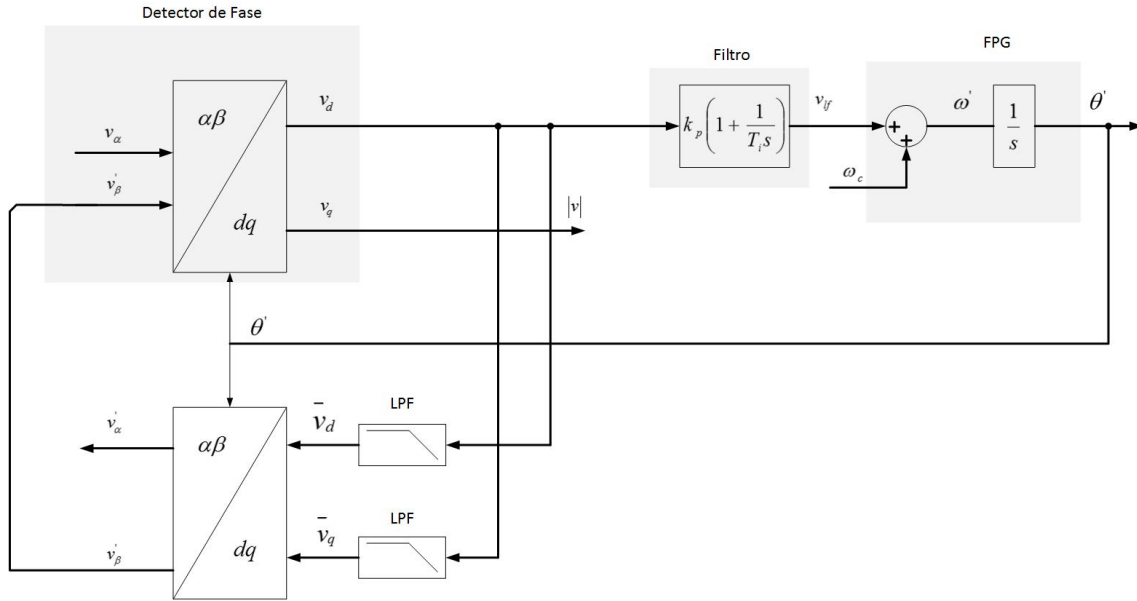


Figura B.9: PLL baseado na transformada inversa de Park.

as formas de onda de v_d e v_q resultantes da transformação direta de Park apresentarão oscilações. Essas oscilações serão atenuadas por um filtro passa-baixa dando origem aos sinais \bar{v}_d e \bar{v}_q . Dessa forma, os sinais v'_α e v'_β resultantes da aplicação inversa da transformada de Park a \bar{v}_d e \bar{v}_q estarão em quadratura ainda que v_α e v'_α não estejam em fase se o PLL não estiver perfeitamente sincronizado. Quando ocorre o travamento do PLL, o ângulo de fase do sinal de entrada, v_α , fica em fase com v'_α e em quadratura com v'_β .

Os sinais a serem aplicados na entrada da transformada inversa de Park são dados por:

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_d(s) \\ \bar{V}_q(s) \end{bmatrix} = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \begin{bmatrix} V_d(s) \\ V_q(s) \end{bmatrix}. \quad (\text{B.24})$$

Pela Fig.B.9 temos que:

$$V'_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} V'_\alpha(s) \\ V'_\beta(s) \end{bmatrix} = T^{-1} \begin{bmatrix} \bar{V}_d(s) \\ \bar{V}_q(s) \end{bmatrix} \quad (\text{B.25})$$

em que T representa a transformação de Park.

Utilizando as eqs.(B.24) e (B.25) e após um extenso trabalho algébrico chega-se às

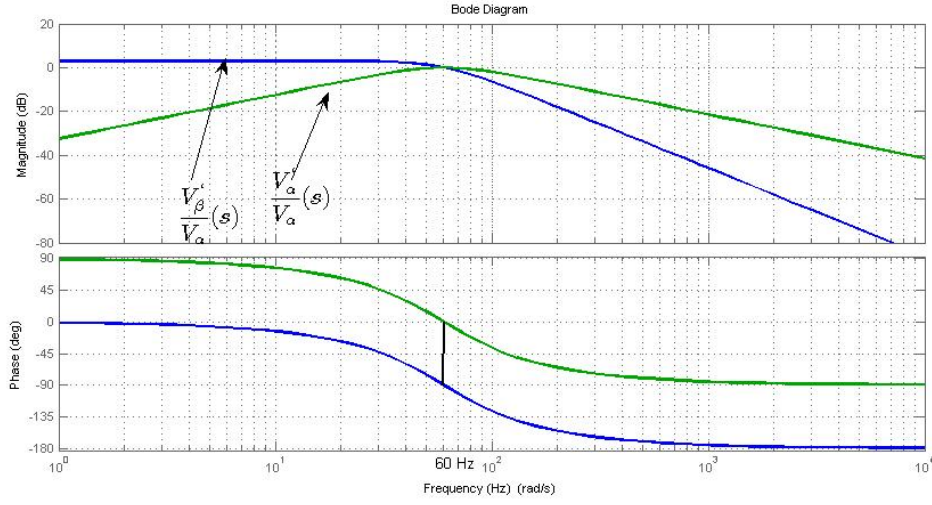


Figura B.10: Resposta em Frequência para o Detector de Fase baseado na transformada inversa de Park.

seguintes funções de transferência [150]:

$$\frac{V'_\beta}{V_\alpha}(s) = \frac{k\omega'^2}{s^2 + sk\omega' + \omega'^2}; \quad k = \frac{\omega_f}{\omega} \quad (\text{B.26})$$

$$\frac{V'_\alpha}{V_\alpha}(s) = \frac{sk\omega'}{s^2 + sk\omega' + \omega'^2}; \quad k = \frac{\omega_f}{\omega} \quad (\text{B.27})$$

As funções de transferência de (B.26) e (B.27) descrevem o desempenho do gerador de sinais em quadratura baseado na transformada inversa de Park. Agem simultaneamente como um filtro passa-banda de segunda ordem (v_α para v'_α) e um filtro passa-baixa (v_α para v'_β). A frequência central desses filtros, ω_0 , é dada pela velocidade de rotação do sistema de eixos dq ao passo que o fator de amortecimento, ξ , é dado pelo fator k , sendo $k = 2\xi$ [150], [104].

A Fig.B.10 mostra a resposta em frequência de ambas as funções de transferência, no caso em que $\omega_0 = 2\pi \cdot 60 \text{ rad/s}$ e $\omega_f = 2\pi \cdot 70,7 \text{ rad/s}$ com $\xi = 0,707$. Pode-se observar nesta figura que v'_α e v'_β estão sempre em quadratura e possuem a mesma amplitude em regime permanente se a frequência de rotação, ω' , se iguala à frequência de entrada ω .

A Fig.B.11 mostra algumas formas de onda representativas do PLL baseado

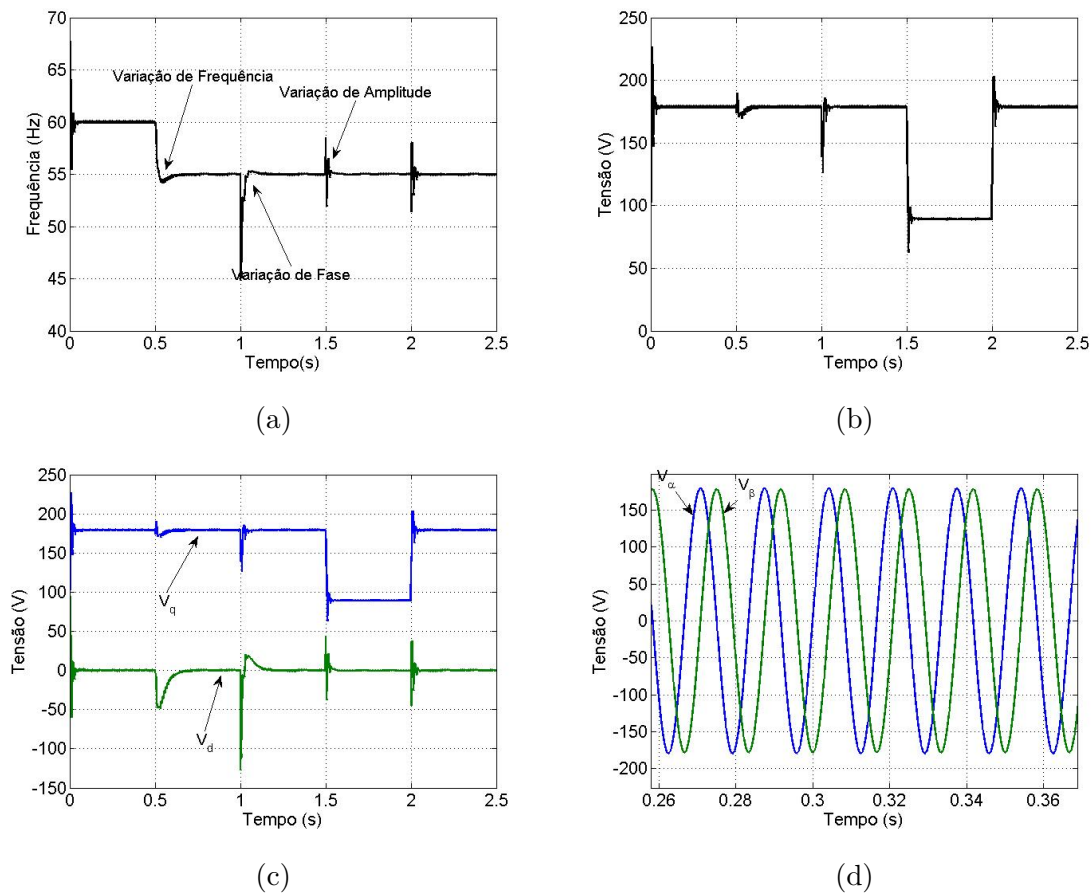


Figura B.11: Resposta ao PLL com transformada inversa de Park para desvio de fase (45°), *salto* de frequência (5 Hz) e afundamento de tensão: a) frequência detectada, b) amplitude do sinal, c) componentes V_d e V_q do sinal, d) Sinais em quadratura.

na transformação inversa de Park. Foi aplicado no sinal de entrada um *salto* de frequência de 5 Hz (60 Hz a 55 Hz), desvio de fase ($+45^\circ$) e um afundamento de tensão de 0,5 p.u a partir do valor de pico de $127\sqrt{2}V$. A Fig. B.11a mostra a resposta à variação de frequência do sinal de entrada. A Fig.B.11b ilustra a resposta ao afundamento de tensão. Os sinais resultantes da projeção do vetor de tensão v no sistema de eixos dq são mostrados na Fig.B.11c. Neste gráfico, o sinal v_q equivale a amplitude do sinal de entrada em regime permanente, ao passo que v_d é ajustado em zero pela ação do controlador PI do filtro. A Fig.B.11d mostra os sinais em quadratura, v_α e v_β , gerados pelo gerador de sinais ortogonais.

B.5 PLLs baseado em Filtro Adaptativo

Um filtro convencional é utilizado para atenuar uma dada faixa de frequências. A implementação digital de uma função de transferência de tal filtro dá origem a um algoritmo matemático com uma série de coeficientes estáticos. Em contraste, um filtro adaptativo é um filtro que possui a habilidade de ajustar os seus próprios parâmetros automaticamente de acordo com um algoritmo de otimização [104]. Em termos gerais, o algoritmo de otimização engloba o uso de uma função objetivo que ajusta o desempenho do filtro (minimizando ruídos particulares da entrada) para se determinar como modificar os coeficientes do filtro de modo a minimizar a função objetivo na próxima iteração. Filtros adaptativos são aplicados em muitos campos de controle e comunicação tais como sistemas de identificação, controles preditivos e adaptativos, equalização de canais e eliminação de ruídos [104].

Um diagrama básico descrevendo o conceito de eliminação adaptativa de ruídos (ANC - *Adaptive noise cancelling*) é mostrado na Fig. (B.12). Neste diagrama, o sinal a ser filtrado é aplicado a entrada v . Esse sinal de entrada consiste de um sinal primário s acrescido de um ruído n_0 não correlacionado ao sinal s . Um sinal auxiliar de referência n_1 , correlacionado ao sinal de ruído, n_0 é aplicado a entrada x . O sinal de referência n_1 é filtrado de forma adaptativa para produzir um sinal de saída v' , que o mais próximo possível de n_0 . Esse sinal de saída v' é subtraído do sinal primário v para produzir o sinal de saída e . Como resultado, o ruído primário n_0 é eliminado por cancelamento. Quando a técnica ANC é utilizada para cancelar componentes específicas de frequência do sinal de entrada, esse conceito de filtro é também chamado de ANF (*Adaptive Notch Filtering*) [146].

Em uma implementação digital do filtro ANC o sinal de referência x é amostrado em um período de amostrado T_s e armazenado em um buffer de tamanho N para gerar o vetor de referência x . Assim, na amostra k , isto é, no tempo $t = kT_s$, o vetor de referência é dado por $x_k = [x_k, x_{k-1}, \dots, x_{k-N}]$. Os elementos do vetor x_k

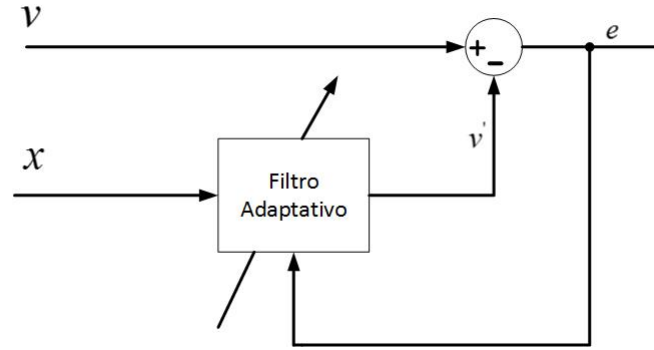


Figura B.12: Filtro Adaptativo de Cancelamento de Ruído (ANC).

são ponderados e somados para fornecer a saída do filtro adaptativo v'_k . O algoritmo mais utilizado para ajustar os pesos do filtro adaptativo, $\omega_k = [\omega_k, \omega_{k-1}, \dots, \omega_{k-N}]$, é o método dos mínimos quadrados (MMQ).

Assim,

$$v'_k = \omega_k^T \cdot x_k \quad (\text{B.28})$$

$$e_k = v_k - v'_k \quad (\text{B.29})$$

$$\omega_{k+1} = \omega_k + \alpha e_k x_k \quad (\text{B.30})$$

O algoritmo MMQ é um algoritmo iterativo gradiente descendente que utiliza uma estimativa do gradiente da superfície de erro médio quadrático para buscar um vetor ótimo ω_k no ponto de erro quadrático mínimo [147]. O termo $e_k \cdot x_k$ representa uma estimativa do gradiente negativo e o ganho adaptativo α determina o passo tomado a cada iteração ao longo da direção estimada do gradiente negativo. Uma representação esquemática de um algoritmo MMQ de peso ($N=1$) é mostrada na Fig. B.13.

B.5.1 EPLL - *Enhanced PLL*

O sistema ANC da Fig.B.13 pode ser usado para um melhor desempenho do detector de fase do PLL convencional. Em tal aplicação, o sistema ANC funciona

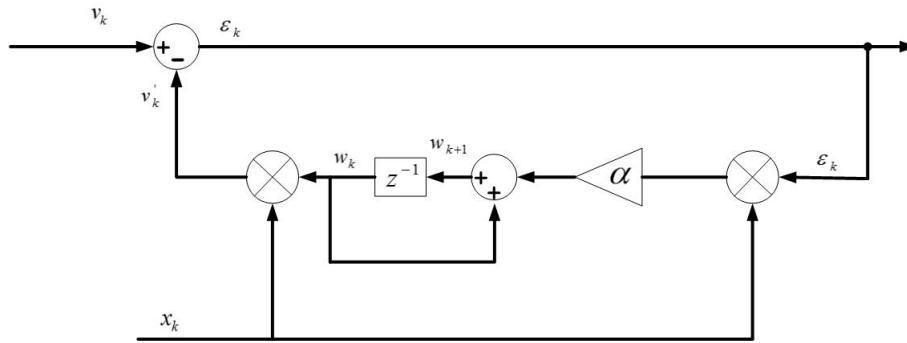


Figura B.13: Diagrama do Algoritmo MMQ para o sistema ANC.

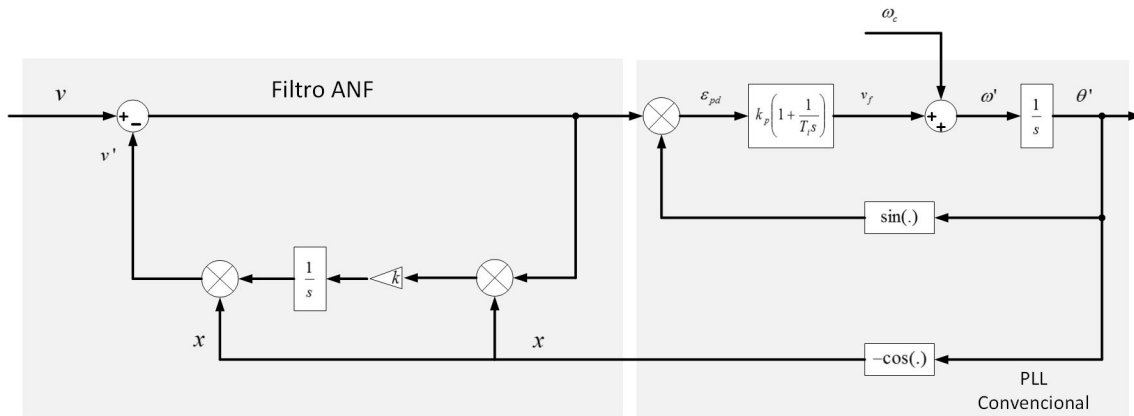


Figura B.14: Diagrama do EPLL com filtro ANF.

como um filtro adaptativo sintonizado (ANF) em que a tensão da rede é aplicada na entrada v e um sinal senoidal unitário, fornecido pelo oscilador de tensão do PLL, é aplicado a entrada x como sinal de referência. O sistema de sincronização resultante da combinação de um ANF e um PLL convencional é mostrado na Fig. B.14 e é conhecido como EPLL (*Enhanced Phase Locked Loop*) [148].

No EPLL, a saída do ANF se torna igual a zero à medida que a frequência e o ângulo de fase do sinal de referência gerado, $x = \cos(\theta')$, se igualam aos do sinal de entrada v . Como resultado, oscilações na saída do multiplicador do detector de fase são completamente canceladas e a fase do sinal de entrada é detectada pelo PLL convencional. Vale a pena ressaltar, no entanto, que existe uma defasagem de 90° entre θ e θ' em regime permanente, i.e. $\theta' = \theta - \pi/2$, em virtude do efeito do multiplicador do detector de fase. O desempenho do EPLL é mostrado na

Fig.B.15. No EPLL foi imposta uma variação de frequência no instante 500 ms , um desvio de fase (45°) no instante $1,0\text{ s}$ e uma variação de amplitude do sinal de entrada de $0,5\text{ p.u.}$ A Fig.B.15a mostra o sinal de entrada v e o sinal v' obtido a partir do filtro adaptativo ANF. Na Fig.B.15b, a saída do multiplicador de fase do PLL convencional apresenta uma oscilação em regime permanente com o dobro da frequência da rede. Conseqüentemente, como mostrado na Figs.B.15b e B.15d essas oscilações aparecem na frequência e fase do sinal detectado. No EPLL, no entanto, o filtro ANF progressivamente faz com que a entrada do multiplicador do detector de fase se torne zero à medida que o PLL se torne sincronizado. Assim, como mostrado na Fig.B.15d a saída do multiplicador do detector de fase é igual a zero em regime permanente, logo a frequência e fase detectadas passam a ficar livres de oscilações após o período transitório. A Fig.B.15c mostrada a variação da amplitude de tensão após as variações impostas no sinal de entrada. O rastreamento de amplitude do sinal no EPLL pode ser obtido por meio da saída do integrador do filtro ANF como mostrado na Fig.B.14.

B.5.2 Filtro Adaptativo de Segunda Ordem

Como mostrado na seção anterior, quando um sinal senoidal é aplicado na entrada v do filtro ANC da Fig.B.13 o erro do sinal de saída ϵ é igual a zero - após um período transiente - somente se a frequência e fase do sinal senoidal v se igualavam ao sinal de referência x . Existem algumas aplicações, no entanto, em que é interessante que o erro do sinal de saída ϵ seja igual a zero no momento em que a frequência de v e x se tornem iguais - independente do ângulo de fase [149],[104].

A Fig. B.16 ilustra a estrutura do filtro adaptativo de segunda ordem. Nesta estrutura os blocos de seno e cosseno são integrados na estrutura do filtro e a frequência a ser filtrada, ω' , é considerada o sinal de referência.

Uma análise da estrutura do filtro AF (*Adaptive Filter*) mostrada na Fig.B.16,

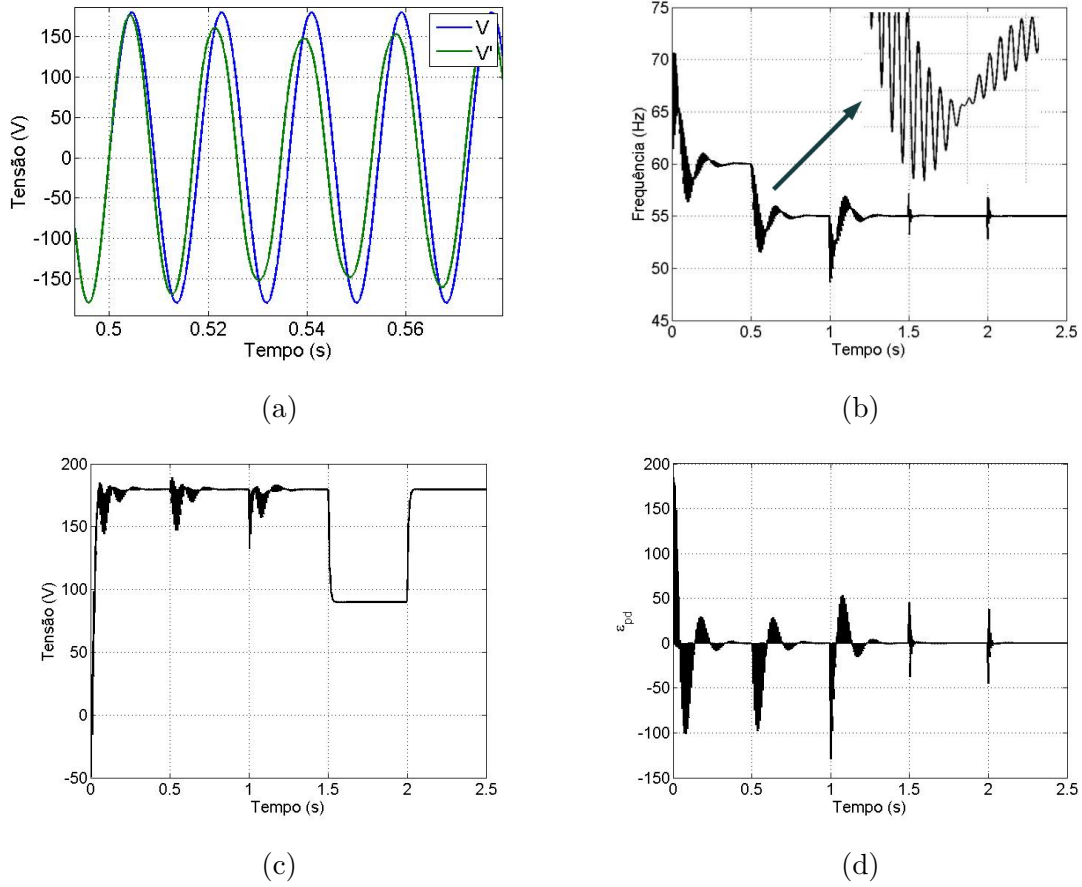


Figura B.15: Resposta ao EPLL com desvio de fase de (45°), *salto* de frequência (5 Hz) e afundamento de tensão: a) Sinal v e v' , b) Frequência do Sinal, c) Amplitude do sinal, d) Saída do detector de fase, ϵ_{pd} .

pode-se chegar à seguinte função de transferência:

$$AF(s) = \frac{v'}{k\epsilon_v}(s) = \frac{s}{s^2 + \omega'^2} \quad (\text{B.31})$$

Conseqüentemente, a resposta do filtro AF é definida por duas funções de transferência de segunda-ordem, um filtro adaptativo passa-banda (ABPF) e um filtro adaptativo sintonizado (ANF), como a seguir:

$$ABPF(s) = \frac{v'}{v}(s) = \frac{AF(s)}{1 + AF(s)} = \frac{ks}{s^2 + ks + \omega'^2} \quad (\text{B.32})$$

$$ANF(s) = \frac{\epsilon_v}{v}(s) = 1 - ABPF(s) = \frac{s^2 + \omega'^2}{s^2 + ks + \omega'^2} \quad (\text{B.33})$$

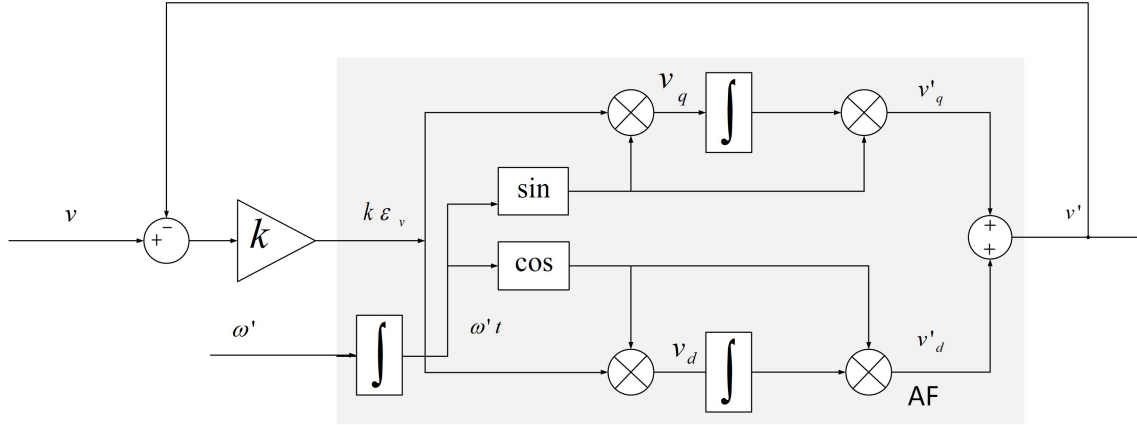


Figura B.16: Diagrama do filtro AF de segunda-ordem.

A característica de filtragem do filtro passa-banda da Fig.B.16 sugere que é possível extrair uma componente particular na frequência de interesse ω' mesmo que o sinal de entrada seja afetado por distorção [149]. Adicionalmente, como mostrado na Fig.B.17, esse sistema pode ser usado como um gerador de sinais em quadratura pela adição de um integrador na saída do sinal da estrutura do filtro adaptativo. Nesse sistema, os sinais v' e qv' estão 90° defasados. Assim, podem ser aplicados à entrada do detector de fase baseado no gerador de sinais em quadratura.

B.5.3 Integrador Generalizado de Segunda-Ordem (SOGI)

A estrutura do filtro adaptativo baseada no SOGI é mostrada na Fig.B.18 e suas funções de transferência características são dadas por:

$$SOGI(s) = \frac{v'}{k\epsilon_v}(s) = \frac{\omega' s}{s^2 + \omega'^2} \quad (\text{B.34})$$

$$D(s) = \frac{v'}{v}(s) = \frac{k\omega' s}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2} \quad (\text{B.35})$$

$$Q(s) = \frac{qv'}{v}(s) = \frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2} \quad (\text{B.36})$$

Essas funções de transferência mostram que a largura de banda do filtro adaptativo baseado no SOGI não é função da frequência central ω' , mas depende somente

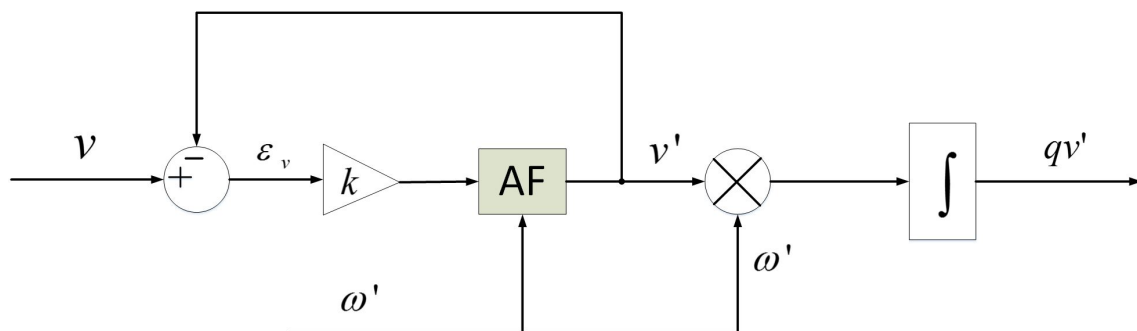


Figura B.17: Gerador de Sinais em Quadratura Baseado no SOGI.

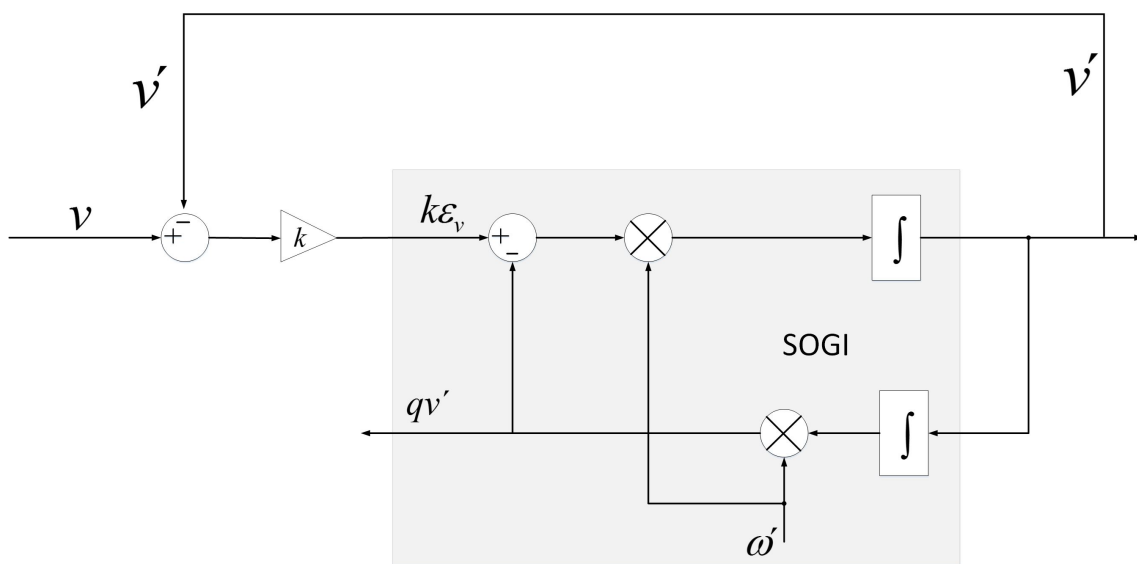


Figura B.18: Filtro Adaptativo baseado no SOGI.

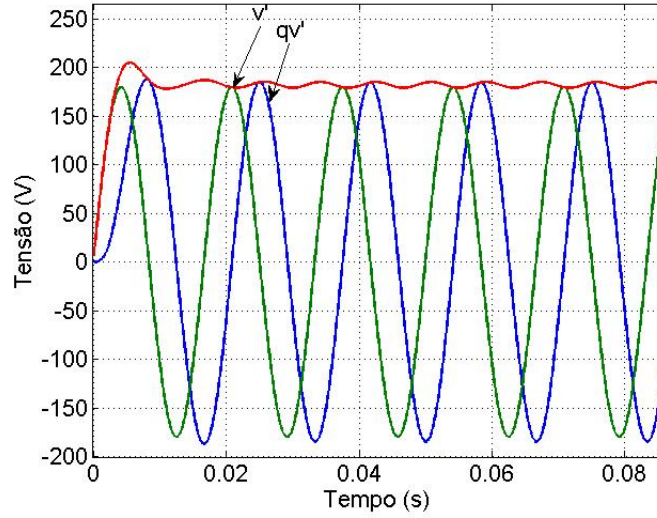


Figura B.19: Resposta do SOGI com $t_s = 17 \text{ ms}$, $k = \sqrt{2}$, $\omega' = 2\pi \cdot 60 \text{ rad/s}$.

do ganho k , o que o torna adequado para aplicações de frequência variável [152]. Ademais, a amplitude dos sinais em quadratura, v' e qv' , se igualam à amplitude do sinal de entrada v quando a frequência central do filtro, ω' , se iguala a frequência de entrada ω . Portanto, se de algum modo $\omega' = \omega$, a estrutura do SOGI da Fig.B.18 pode ser considerada uma estrutura para geração de sinais em quadratura [152].

Para avaliar a resposta da estrutura do SOGI apresentada na Fig.B.18 um sinal senoidal, $v = V \sin(\omega t)$, é aplicado à entrada tal como mostrado na Fig.B.19. Em [140] é apresentado uma estimativa para o tempo de assentamento de um sistema de segunda ordem em $t_s = 4,6\tau$. Assim, uma vez que $\tau = 2/k\omega'$ [152], o ganho do SOGI para um determinado tempo t_s é dado por

$$k = \frac{9,2}{t_s \omega'}. \quad (\text{B.37})$$

A Fig.B.19 mostra as formas de onda de (B.35) e (B.36) quando os parâmetros do SOGI são $k = \sqrt{2}$ e $\omega = \omega' = 2\pi \cdot 60 \text{ rad/s}$. Neste caso, o tempo de assentamento é em torno de 17 ms que está de acordo com a eq. (B.37). Vale a pena ressaltar que um ganho $k = \sqrt{2}$ implica em um fator de amortecimento $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$, o que fornece aproximadamente uma relação ótima entre o tempo de assentamento e o *overshoot* na resposta dinâmica [150].

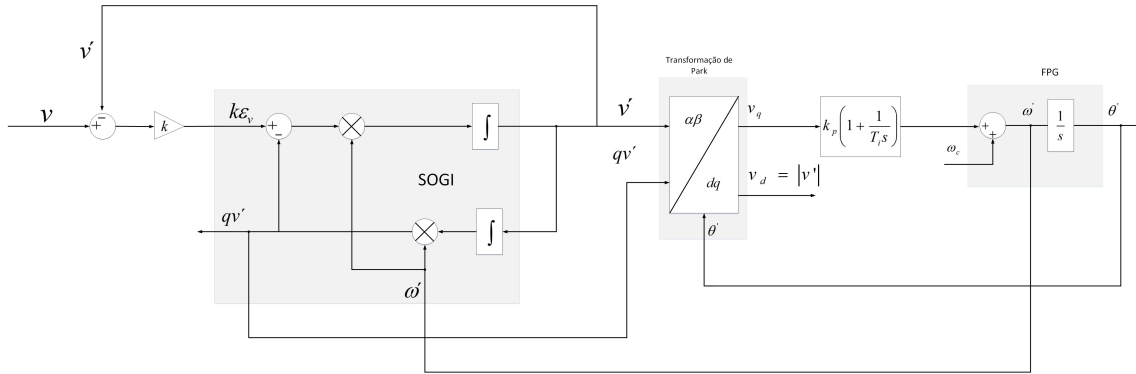


Figura B.20: Diagrama do SOGI-PLL.

B.5.4 SOGI-PLL

A estrutura do SOGI da Fig.B.18 pode ser utilizada para implementar um PLL baseado na geração dos sinais em quadratura tal como mostrado na Fig. B.20 que é conhecido como SOGI-PLL [153]. Esse sistema possui um duplo laço de *feedback*, i.e. o PLL fornece tanto o ângulo de fase para a transformada de Park como a frequência para a estrutura do SOGI.

A Fig.B.22 mostra a resposta ao SOGI-PLL da Fig.B.20 quando um sinal $127\sqrt{2}/60 \text{ Hz}$ é aplicado na entrada. Como se pode observar na Fig.B.22 o SOGI e o PLL interagem entre si e a resposta resultante é uma combinação da ação de ambos os sistemas. A resposta do SOGI-PLL difere da do EPLL uma vez que no EPLL os laços em *feedback* tanto para o filtro adaptativo e o PLL dependem da mesma variável, o ângulo de fase detectado. Por esta razão, o filtro ANF e o PLL do EPLL atingem as condições de regime estacionário ao mesmo tempo [154]. No caso do SOGI-PLL existem duas variáveis envolvidas no processo de sincronização, a frequência ω' e o ângulo de fase θ' .

A Fig.B.21a mostra os dois sinais em quadratura gerados pelo SOGI. A Fig.B.21b mostra a frequência detectada pelo SOGI-PLL livre de oscilações em regime, e a Fig.B.22a mostra o comparativo entre as frequências obtidas pelo SOGI-PLL e o PLL. A Fig.B.21c mostra as variáveis de saída da transformada de Park. O sinal v_d fornece a amplitude da tensão de entrada e o sinal v_q é feito igual a zero pelo ação

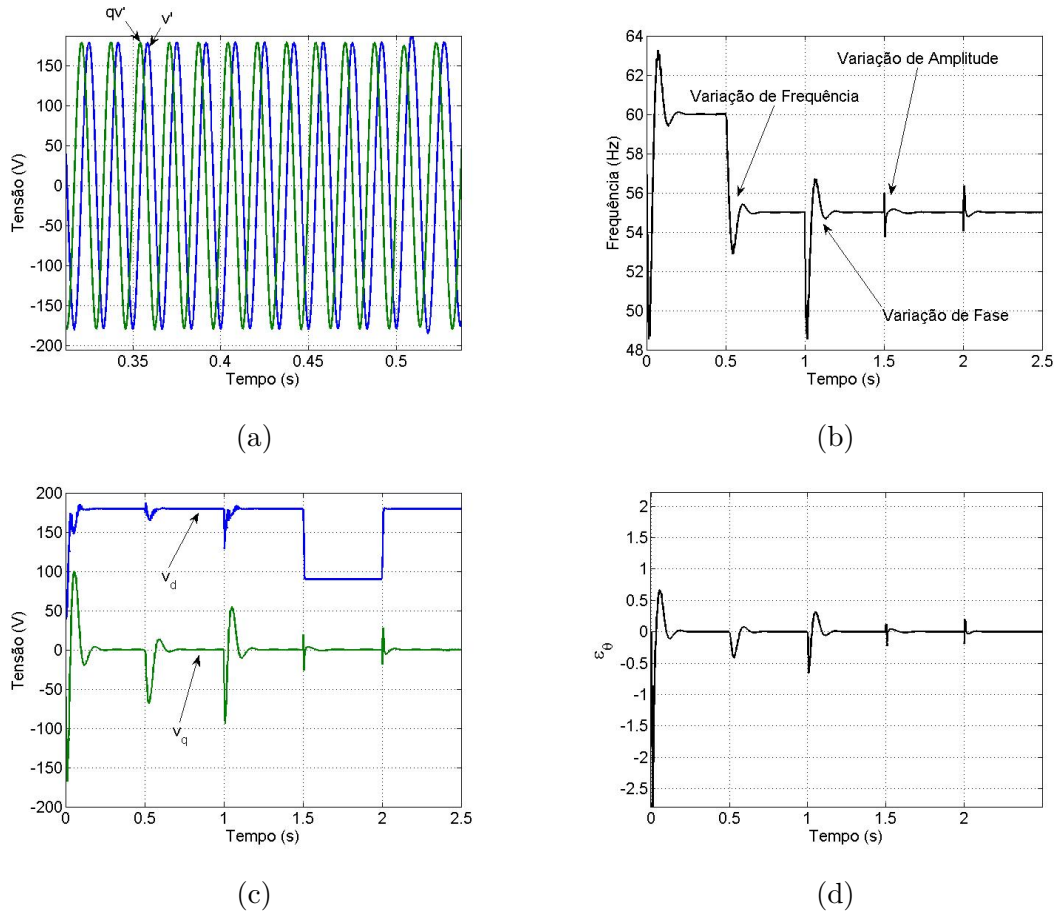


Figura B.21: Resposta ao SOGI-PLL com desvio de fase de (45°), *salto* de frequência (5 Hz) e afundamento de tensão: a) Sinal v' e qv' , b) Frequência do Sinal, c) Sinais v_d e v_q , d) Erro na detecção de fase, ϵ_θ .

do PLL. A Fig. B.21d mostra o erro obtido pelo SOGI-PLL na detecção do ângulo de fase (ϵ_θ). A Fig. B.22b ilustra o comparativo entre o erro de fase obtido pelo PLL e o pelo SOGI-PLL. Como se pode observar nesse gráfico, o SOGI-PLL detecta o ângulo de fase mais rapidamente que o PLL convencional e não apresenta oscilações em regime permanente.

A estrutura do SOGI-QSG pode ainda ser acrescida de um integrador de modo a proporcionar a anulação da componente contínua do sinal de entrada. Em [155] o autor propõe a utilização do integrador em paralelo com a malha do SOGI com realimentação da soma dos sinais de saída. A Fig. B.23 ilustra a estrutura do SOGI-

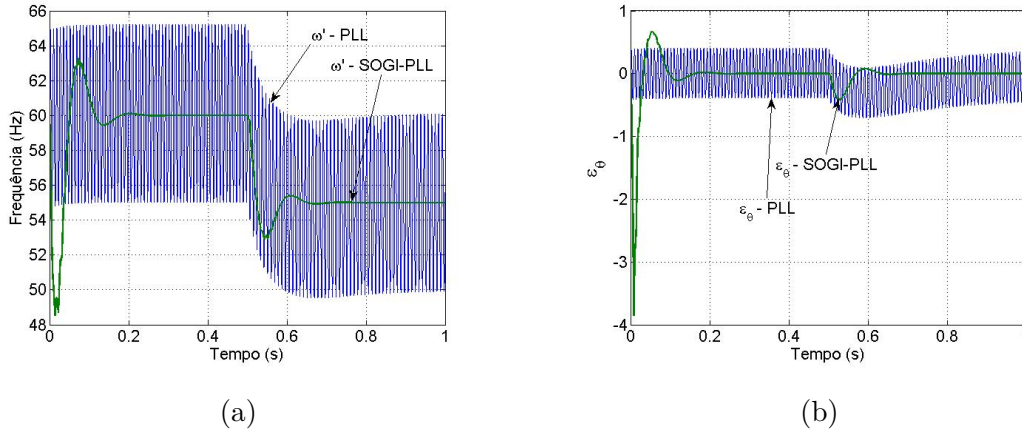


Figura B.22: a) Comparativo de frequência entre o PLL e o SOGI-PLL, b) Comparativo entre os erros de fase do PLL e o SOGI-PLL.

QSG modificado.

As funções de transferência para o SOGI-QSG modificado são dadas por [155]:

$$\frac{v'}{v}(s) = \frac{k w_0 s^2}{s^3 + (k_i + k w_0) s^2 + w_0^2 s + k_i w_0^2}, \quad (\text{B.38})$$

$$\frac{q v'}{v}(s) = \frac{k w_0^2 s}{s^3 + (k_i + k w_0) s^2 + w_0^2 s + k_i w_0^2}. \quad (\text{B.39})$$

As Figs. B.24a e B.24b mostram o diagrama de resposta em frequência para as funções de transferência (B.38) e (B.39) respectivamente. Pode-se observar pela Fig. B.24b que adição do integrador oferece um ganho infinito a baixas frequências para a função de transferência (B.39). Pode-se observar também nas ilustrações que com o aumento de k_i há uma maior atenuação dos sinais de baixa frequência.

B.6 SOGI-FLL

Na seção anterior, o SOGI-QSG foi utilizado para implementar um gerador de sinais em quadratura o que proporcionou um melhor desempenho na detecção do ângulo de fase com o PLL. Esse PLL travou o ângulo de fase do seu oscilador interno no do sinal de entrada no mesmo instante em que a frequência de entrada foi detectada, o

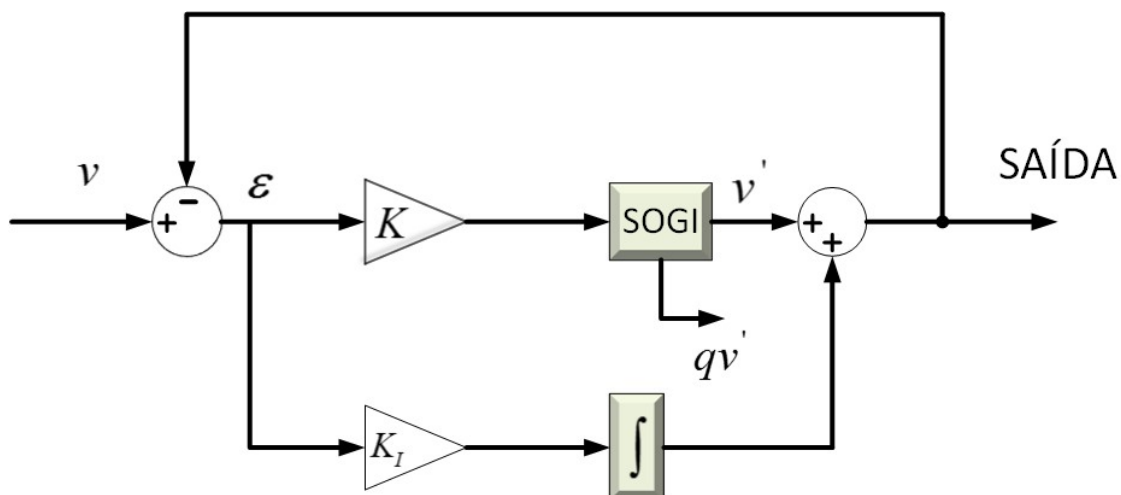
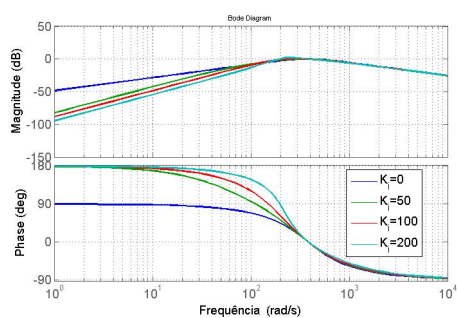
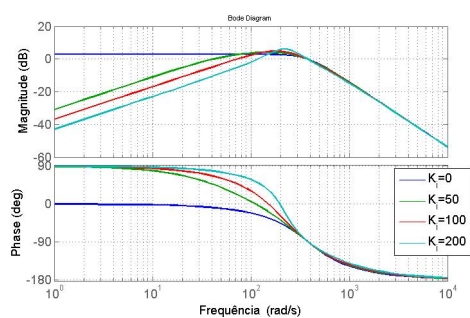


Figura B.23: Diagrama do SOGI-QSG modificado.



(a)



(b)

Figura B.24: a) Resposta em Frequência para v' , b) Resposta em Frequência para qv' .

que permitiu que o SOGI permanecesse ajustado de forma adequada. Entretanto, o carácter oscilante do SOGI faz com que o mesmo funcione como um oscilador de tensão, o que estimula a pensar em um projeto de malha de controle simples em que a frequência central do SOGI se auto-adapta à frequência do sinal de entrada e descarta o bloco PLL da estrutura do SOGI-PLL [156]. Essa é a ideia principal acerca do estudo da malha em frequência (FLL) apresentada nesta seção.

Para que a estrutura do SOGI seja auto-ajustável, deve-se analisar o sinal de erro ϵ_v e a sua relação com a frequência central do SOGI e como ela pode ser regulada por meio desse sinal. A função de transferência do sinal de entrada v em relação ao erro ϵ_v é dada por [157]

$$E(s) = \frac{\epsilon_v}{v}(s) = \frac{s^2 + \omega'^2}{s^2 + k\omega's + \omega'^2}. \quad (\text{B.40})$$

A função de transferência em (B.40) corresponde a um filtro sintonizado (*notch-filter*) de segunda ordem, com ganho nulo na frequência central. Uma característica interessante dessa função de transferência é que o ângulo de fase do sinal de saída apresenta um *salto* de 180° quando a frequência de entrada, ω varia de menor para maior em relação à frequência central, ω' . Essa característica é usada a seguir para comparar o valor de ambas as frequências.

A Fig.B.25 mostra o diagrama de *Bode* das funções de transferência de $E(s)$ e $Q(s)$, a última dada por (B.36), para analisar a relação existente entre ϵ_v e qv' . Como pode-se observar nesta figura os sinais ϵ_v e qv' estão em fase quando a frequência de entrada é inferior à frequência de ressonância do SOGI ($\omega < \omega'$) e estão em contrafase no caso oposto, $\omega > \omega'$.

Assim, uma variável de erro em frequência, ϵ_f pode ser definida como o produto de qv' e ϵ_v . Como indicado na Fig.B.25 o valor médio de ϵ_f será positivo quando $\omega < \omega'$, zero quando $\omega = \omega'$ e negativo quando $\omega > \omega'$. Essa variável de erro em frequência permite o projeto de uma malha de travamento em frequência (FLL) tal como mostrado na Fig.B.26. Nesta malha, um controle integral com um ganho negativo $-\gamma$ é utilizado para zerar a componente CC de ϵ_f pelo desvio da frequência central do SOGI, ω' , até atingir a frequência ω . Adicionalmente, como mostrado na

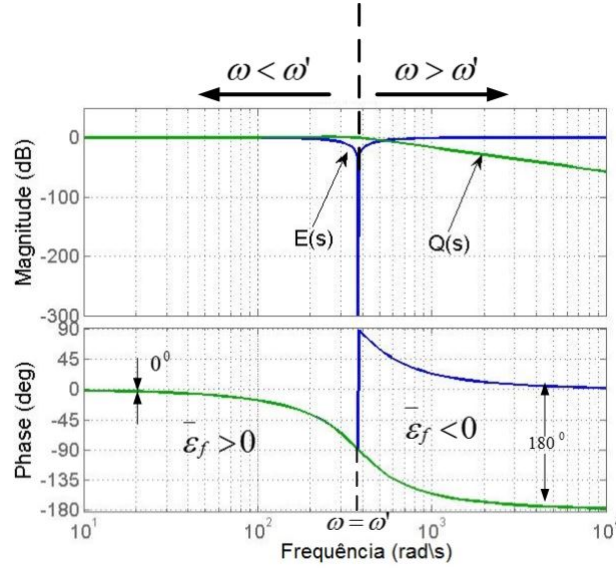


Figura B.25: Diagrama de Bode de $E(s)$ e $Q(s)$ em um sistema SOGI.

Fig.B.26, o valor nominal da frequência da rede é adicionado à saída do FLL como uma variável *feed-forward*, ω_c , para acelerar o processo inicial de sincronismo.

A combinação do SOGI e do bloco FLL como apresentado na Fig. B.26 dá origem ao sistema de sincronização monofásico denominado SOGI-FLL [104]. No SOGI-FLL, a frequência de entrada é diretamente detectada pelo FLL, ao passo que a estimação do ângulo de fase e da amplitude do vetor de tensão pode ser calculada indiretamente por

$$|v'| = \sqrt{(v')^2 + (qv')^2}; \quad \angle v' = \arctan \frac{qv'}{v'} \quad (\text{B.41})$$

B.6.1 Análise do SOGI-FLL

O desempenho da resposta dinâmica do SOGI-FLL depende principalmente da escolha apropriada dos parâmetros de controle k e γ . Serão apresentados a seguir as equações que regem o comportamento do SOGI-FLL de modo a ajustar os parâmetros k e γ de modo a ajustar o desempenho adequado na detecção da amplitude e frequência do sinal.

A partir do diagrama do SOGI-FLL mostrado na Fig. B.26, as seguintes equações

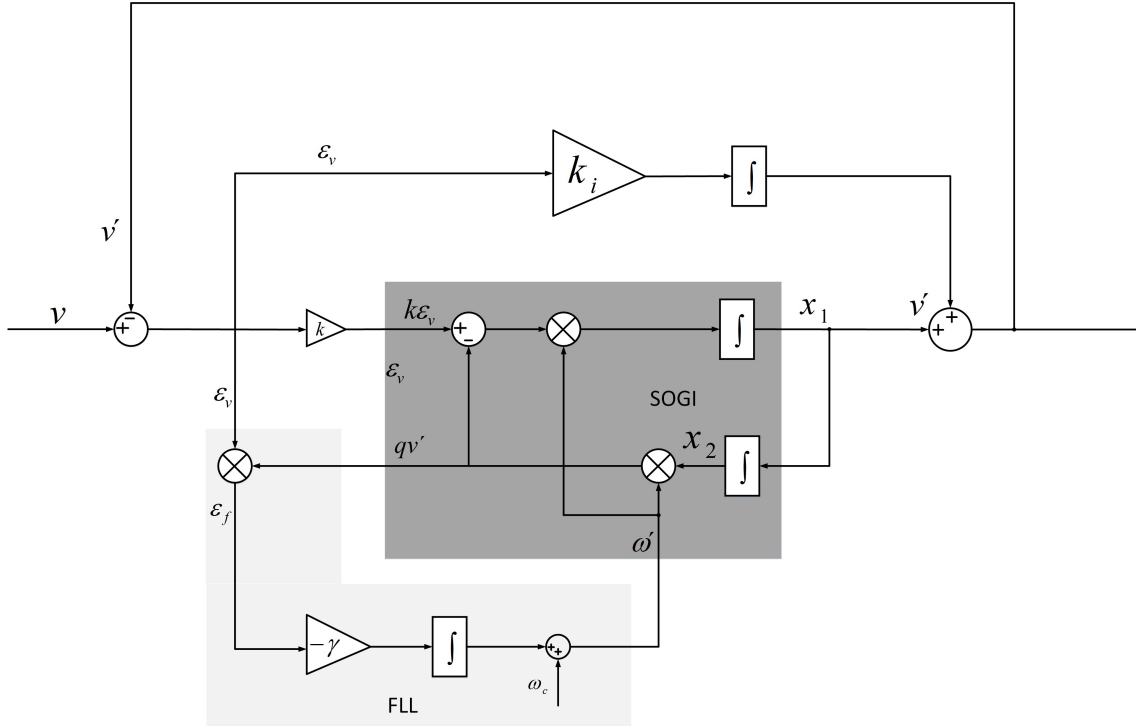


Figura B.26: Estrutura do SOGI-FLL.

em espaço de estados podem ser obtidas:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \mathbf{A}x + \mathbf{B}v = \begin{bmatrix} -k\omega' & -\omega'^2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k\omega' \\ 0 \end{bmatrix} v \quad (\text{B.42})$$

$$y' = \begin{bmatrix} v' \\ qv' \end{bmatrix} = \mathbf{C}x = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \omega' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (\text{B.43})$$

$$\dot{\omega}' = -\gamma x_2 \omega' (v - x_1) \quad (\text{B.44})$$

em que $x = [x_1, x_2]^T$ e $y = [v', qv']^T$ são os estados do SOGI e o vetor de saída respectivamente. A equação de estados que descreve o comportamento do FLL é dada pela eq. (B.44).

A eq. (B.42) para condições de regime permanente, i.e., $\dot{\omega}' = 0$, $\omega = \omega'$ e $x_1 = v$ é dada por

$$\left. \dot{\bar{x}} \right|_{\dot{\omega}'=0} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega'^2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \end{bmatrix} \quad (\text{B.45})$$

em que \bar{x}_1 e \bar{x}_2 representam as variáveis de estado. Portanto, para uma entrada senoidal, $v = V \sin(\omega t + \phi)$, o vetor de saída em regime permanente será dado por

$$\bar{y} = \begin{bmatrix} v' \\ qv' \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \phi) \\ -\cos(\omega t + \phi) \end{bmatrix}. \quad (\text{B.46})$$

Se o FLL for intencionalmente travado em uma frequência ω' diferente da frequência ω , por exemplo fazendo $\gamma = 0$, o vetor de saída seria dado por

$$\bar{y}' = V |D(j\omega)| \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \phi + \angle D(j\omega)) \\ -\frac{\omega'}{\omega} \cos(\omega t + \phi + \angle(Dj\omega)) \end{bmatrix} \quad (\text{B.47})$$

em que $|D(j\omega)|$ e $\angle D(j\omega)$ podem ser obtidos de (B.35) e são dados por [104]

$$|D(j\omega)| = \frac{k\omega\omega'}{\sqrt{(k\omega\omega')^2 + (\omega^2 - \omega'^2)^2}} \quad (\text{B.48})$$

$$\angle D(j\omega) = \arctan \frac{\omega'^2 - \omega^2}{k\omega\omega'}. \quad (\text{B.49})$$

Como indicado na eq. (B.47), se o sinal de entrada for suposto senoidal de frequência ω e ainda que $\omega \neq \omega'$, as variáveis de estado do SOGI mantêm a seguinte relação:

$$\dot{\bar{x}}_1 = \omega^2 \bar{x}_2. \quad (\text{B.50})$$

Assim, de (B.42) o erro ϵ_v pode ser escrito como

$$\bar{\epsilon}_v = (v - \bar{x}_1) = \frac{1}{k\omega'} (\bar{x}_1 + \omega'^2 \bar{x}_2) \quad (\text{B.51})$$

e substituindo (B.50) em (B.51) o erro estacionário em frequência é dado por

$$\bar{\epsilon}_f = \omega' \bar{x}_2 \bar{\epsilon}_v = \frac{\bar{x}_2^2}{k} (\omega'^2 - \omega^2). \quad (\text{B.52})$$

Neste caso, a expressão $\omega'^2 - \omega^2$ presente em (B.52) pode ser aproximada por $2(\omega' - \omega)\omega'$ na condição de $\omega' \approx \omega$. Assim,

$$\dot{\omega}' = -\gamma \bar{\epsilon}_f = \frac{\gamma}{k} \bar{x}_2^2 (\omega'^2 - \omega^2) \approx -2 \frac{\gamma}{k} \bar{x}_2^2 (\omega' - \omega) \omega'. \quad (\text{B.53})$$

Se o sinal de entrada do SOGI-FLL for dado por $v = V \sin(\omega t + \phi)$, o quadrado de \bar{x}_2 por meio de (B.47) pode ser dado por

$$\bar{x}_2^2 = \frac{V^2}{2\omega^2} |D(j\omega)|^2 [1 + \cos(2(\omega t + \phi + \angle D(j\omega)))] \quad (\text{B.54})$$

De acordo com (B.48) e (B.49), os termos $|D(j\omega)|$ e $\angle D(j\omega)$ tendem para 1 e 0 respectivamente, à medida que a frequência detectada do FLL trava a frequência de entrada ($\omega' \rightarrow \omega$). Assim, na proximidade de operação em regime estacionário do FLL, \bar{x}_2^2 apresenta uma componente CC igual a $V^2/(2\omega^2)$ mais um termo CA oscilante com o dobro da frequência da rede. Dessa forma, o termo médio de $\dot{\omega}'$ pode ser expresso pela seguinte equação, em que a componente CA foi desprezada:

$$\dot{\omega}' = -\frac{\gamma V^2}{k\omega'} (\bar{\omega}' - \omega). \quad (\text{B.55})$$

A eq. (B.55) pode ainda ser normalizada para torná-la independente das variáveis de rede e do ganho do SOGI. Portanto,

$$\gamma = \frac{k\omega'}{V^2} \Gamma. \quad (\text{B.56})$$

A função de transferência da Fig.B.27 é dada por

$$\frac{\bar{\omega}'}{\omega} = \frac{\Gamma}{s + \Gamma} \quad (\text{B.57})$$

e o seu tempo de assentamento pode ser estimado por

$$t_{s(FLL)} \approx \frac{4,6}{\Gamma}. \quad (\text{B.58})$$

Uma implementação prática do SOGI-FLL com linearização em *feedback* é mostrada na Fig.B.28. Neste sistema, o ganho é ajustado em tempo real pela realimentação das condições de operação estimadas da rede, o que garante um tempo de assentamento constante na estimação da frequência independentemente dos parâmetros do sinal de entrada. Nesta implementação, o quadrado da amplitude de tensão é estimado por

$$V^2 = v'^2 + qv'^2. \quad (\text{B.59})$$

As Figs. B.29a e B.29b mostram alguns gráficos representativos da simulação do

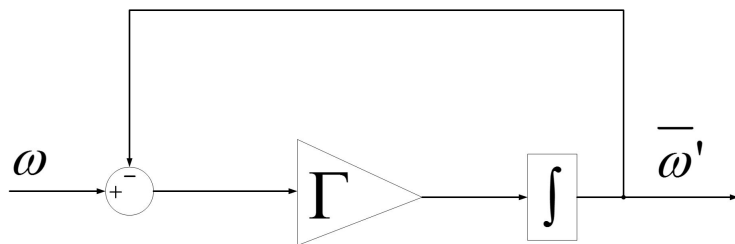


Figura B.27: Diagrama simplificado de adaptação em frequência do FLL.

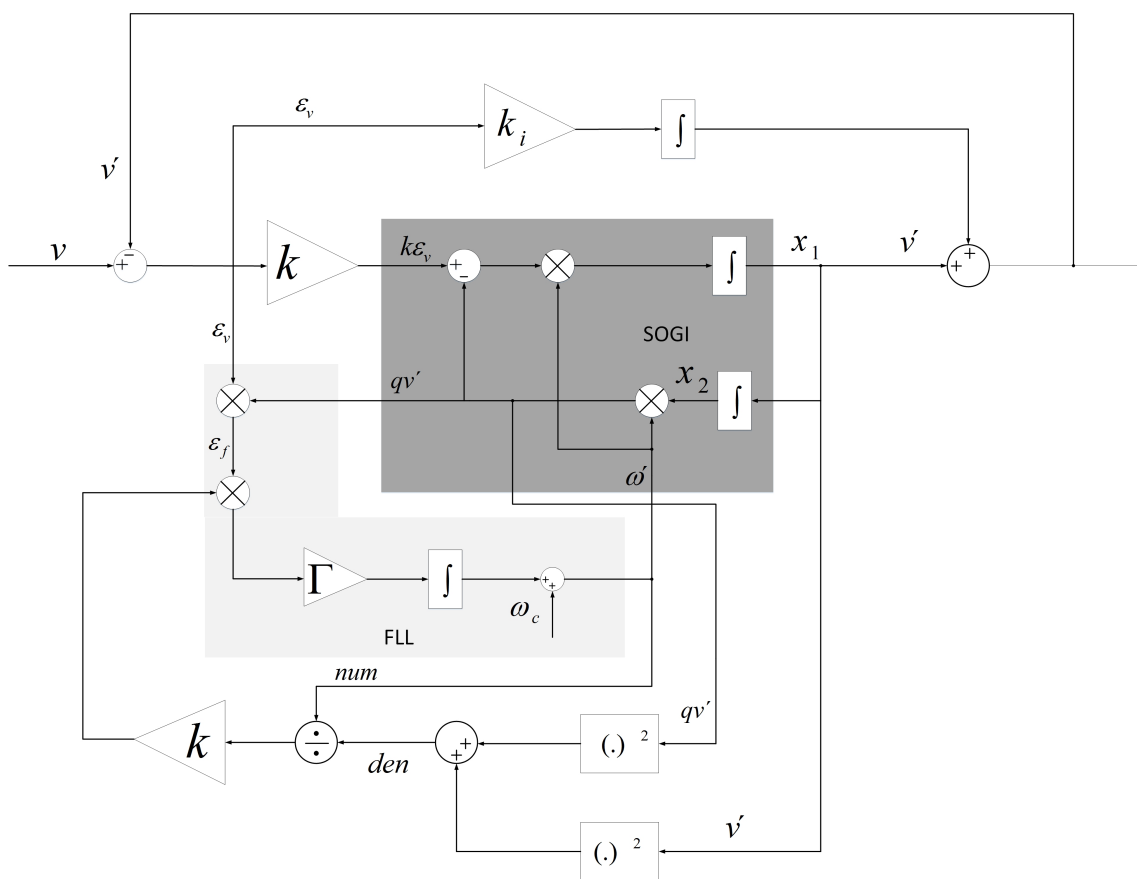


Figura B.28: Diagrama do SOGI-FLL com normalização de ganho.

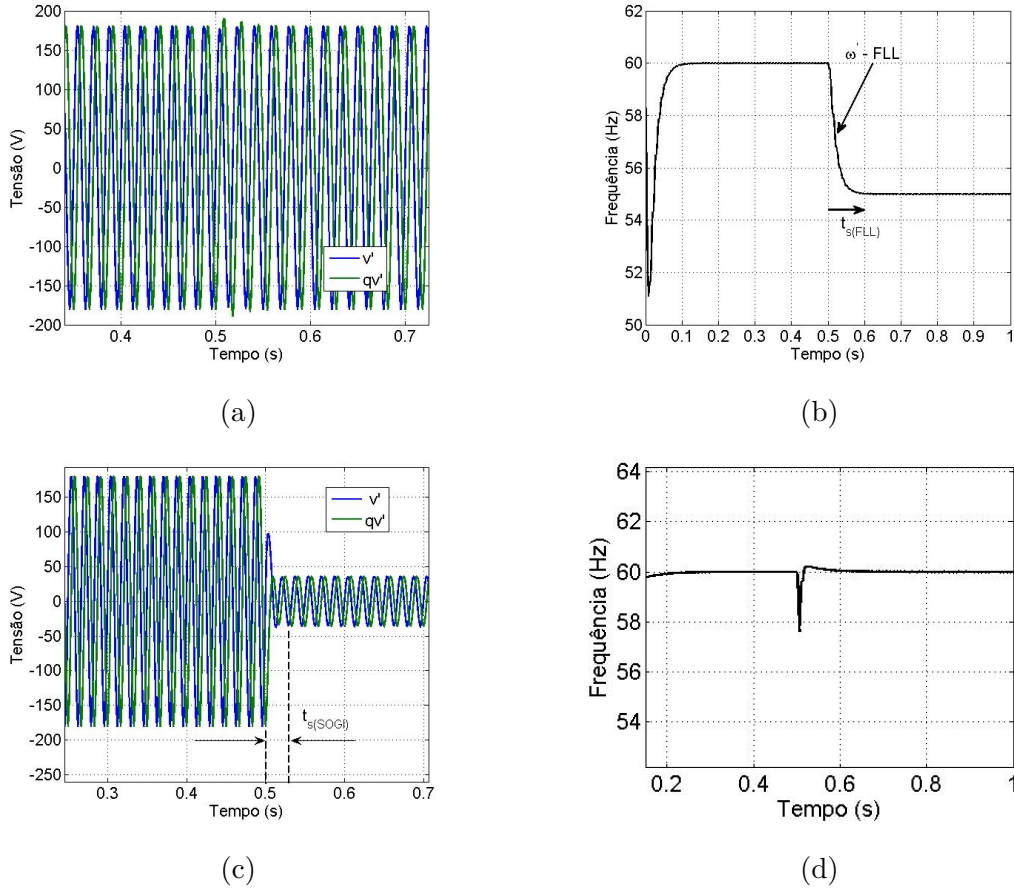


Figura B.29: Resposta ao SOGI-FLL com ganho normalizado. a) e b) sinais em quadratura detectados e frequência detectada quando o sinal apresenta um *salto* de frequência, c) e d) sinais em quadratura e frequência detectada na ocorrência de um *sag* de tensão de 0,2 p.u.

SOGI-FLL com *feedback* linearizado quando um sinal de $127\sqrt{2}/60 \text{ Hz}$ apresenta um *salto* de frequência de 60 Hz para 55 Hz no instante $t = 0,5 \text{ s}$ sem variação de amplitude. Nesta simulação, o ganho do SOGI foi ajustado em $k = \sqrt{2}$ e o ganho normalizado do FLL foi ajustado em $\Gamma = 46$. De acordo com (B.58) esse valor para o ganho normalizado implica em um tempo de assentamento na frequência de adaptação, $t_{s(FLL)}$ de aproximadamente 100 ms . Como se pode observar na Fig. B.29b, a frequência detectada se ajusta a um sistema de primeira ordem com tempo de assentamento de 100 ms , tal como apresentado por (B.57).

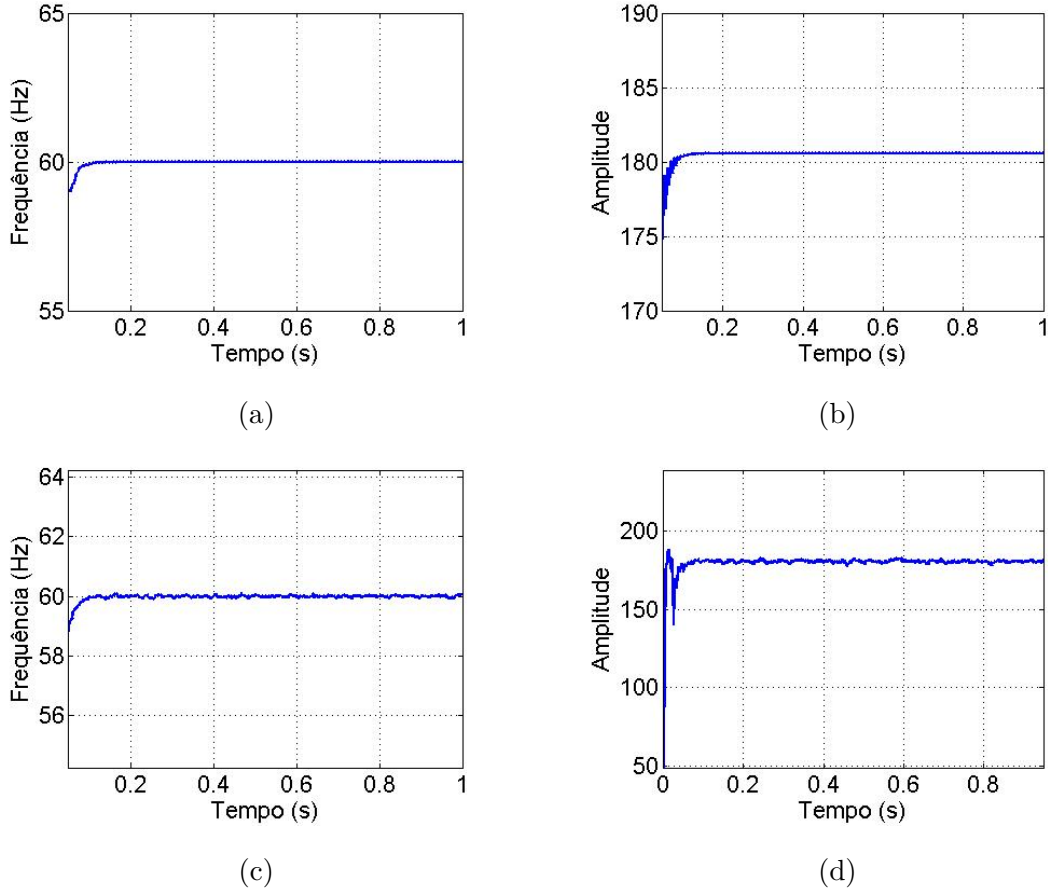


Figura B.30: Resposta ao SOGI-FLL com ganho normalizado para entrada com sinais contínuos. a) e b) frequência e amplitude para 20% de nível CC na entrada, c) e d) frequência e amplitude para THD de 8% e nível CC de 20%.

As Figs.B.29c e B.29d mostra a resposta ao *feedback* linearizado quando a amplitude do sinal de entrada v apresenta um *sag* de $0,2p.u$ no instante $t = 0,5ms$ sem a modificação da frequência. Neste caso, os valores dos parâmetros de controle são os mesmo que no caso anterior, i.e. $k = \sqrt{2}$ e $\Gamma = 46$. Uma vez que a frequência é mantida constante nesta simulação, o tempo de assentamento na detecção da amplitude da tensão de entrada depende principalmente da dinâmica do SOGI. O tempo de assentamento do SOGI pode ser determinado por [104]

$$t_{s(SOGI)} = 4,6\tau, \quad \text{sendo} \quad \tau = 2/k\omega'. \quad (\text{B.60})$$

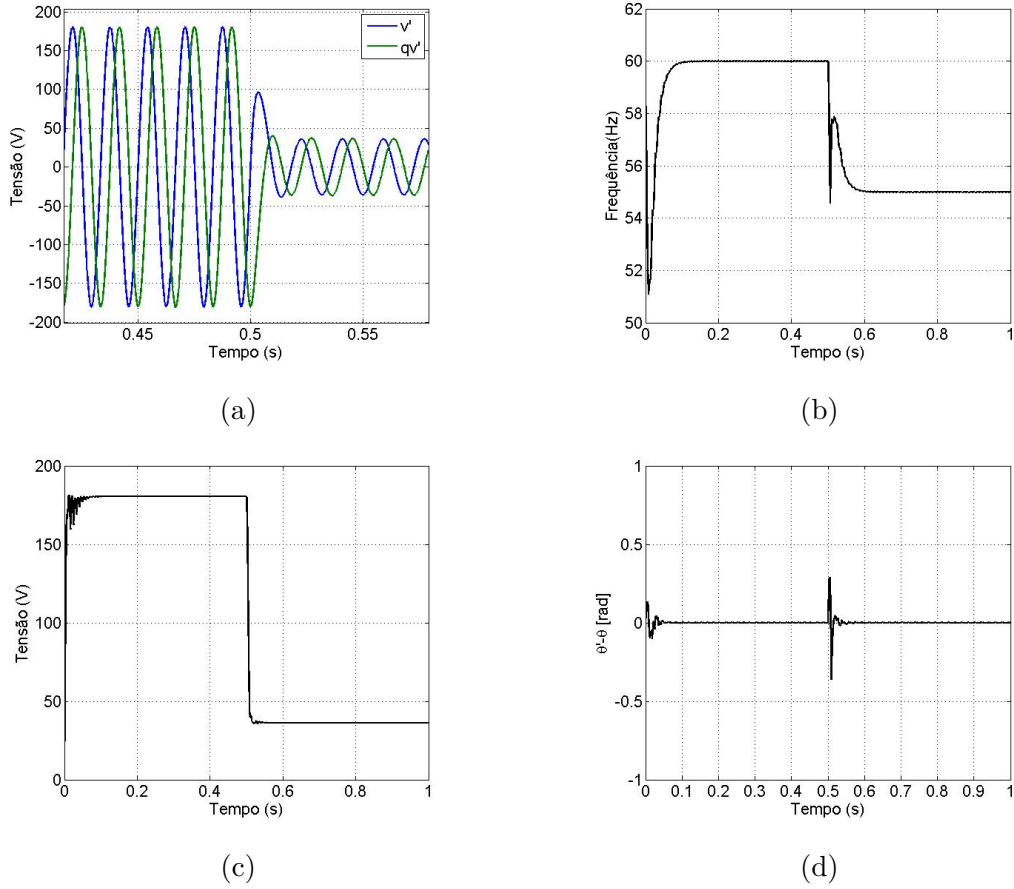


Figura B.31: Resposta ao SOGI-FLL com ganho normalizado quando ocorre um salto de frequência e uma variação de amplitude. a) Sinais em Quadratura, b) Frequência Detectada c) Detecção da Amplitude de entrada, d) Erro na detecção do ângulo de fase $\theta - \theta'$.

$$V^2 = v'^2 + qv'^2. \quad (\text{B.61})$$

Nesta simulação, o tempo de assentamento na detecção da amplitude deve ser de $t_{s(SOGI)} = 17,3 \text{ ms}$. A Fig. B.29c mostra que, ainda que a frequência detectada pelo FLL apresente alguma oscilação transitória quando ocorre a variação de tensão, o tempo de assentamento da resposta é o calculado pela eq. (B.60).

A Fig.B.30 ilustra a resposta ao SOGI-FLL para a entrada com sinal contínuo. As Figs.B.30a e B.30b mostram a resposta em frequência e amplitude para uma en-

trada com componente contínua de 20% do sinal de entrada. As Figs.B.30c e B.30d ilustram as mesmas formas de onda a partir de distorção harmônica de 8% no sinal de entrada. A distorção de 8% é referente ao máximo permitido pela RN n° 482 da ANEEL para sistemas de distribuição com tensão de barramento inferior a 13,8 kV.

Os estudos do SOGI e do FLL até o momento consideraram somente variações separadas de amplitude e frequência do sinal de entrada. No entanto, ambos os sistemas são interdependentes, ou seja, o tempo da resposta global do SOGI-FLL irá diferir dos valores determinados anteriormente quando houver uma variação simultânea tanto de frequência quanto de amplitude. A Fig.B.31 mostra alguns gráficos representativos do SOGI-FLL em que foi aplicado um *sag* de $0,2p.u$ e ao mesmo tempo foi imposto uma variação de frequência de $60 Hz$ para $55 Hz$. Como se pode observar pela Fig. B.31 ambos os sinais apresentam um acoplamento mútuo, o que pode implicar em um comportamento diferente dos vistos anteriormente no tocante ao cálculo dos parâmetros. No entanto, para algumas condições, pode-se supor válida a relação presente nas eqs.(B.58) e (B.60) para os tempos de assentamento tanto do SOGI quanto do FLL. Neste caso, uma análise baseada na simulação, com $k = \sqrt{2}$, os tempos de assentamentos para o SOGI e o FLL devem satisfazer a seguinte relação [104]:

$$t_{S(FLL)} \geq 2t_{S(SOGI)}, \quad (B.62)$$

para garantir as diferentes constantes de tempo em ambos subsistemas e que os tempos de assentamento possam ser determinados por meio das eqs. (B.58) e (B.60).

Apêndice C

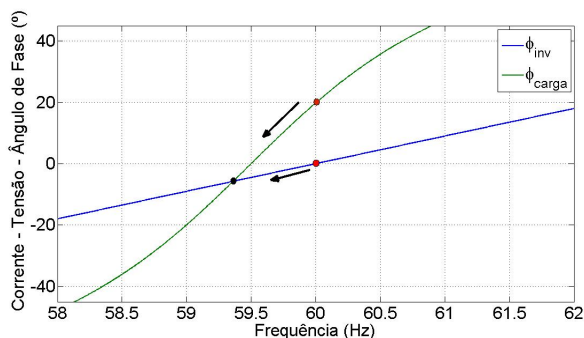
Critério de Fase

Se a solução de (5.16) é estável ou não depende da magnitude relativa da derivada do ângulo de fase em relação à frequência nas eqs. (5.14) e (5.15). Na Fig.C.1 o ângulo de fase como função da frequência de ilhamento é obtido para carga e para dois casos do método AFDPF, $k=0,1$ e $k=0,9$. Em ambos os casos, $cf_0 = 0$ e $f_0 = 59,5$ Hz. Antes do ilhamento, a frequência é igual à frequência da rede de 60 Hz e o ângulo de fase do inversor é igual a zero, enquanto o ângulo de fase da carga é aproximadamente igual a 20° . Quando $k = 0,1$ o sistema converge para um ponto de ilhamento estável no interior da zona de não-deteccção, no entanto para $k = 0,9$ a frequência desvia para baixo e pode eventualmente sair da zona de não-deteccção. Neste último caso, o ponto crítico definido pelo critério de fase é um ponto de equilíbrio instável. Essa condição é expressa por :

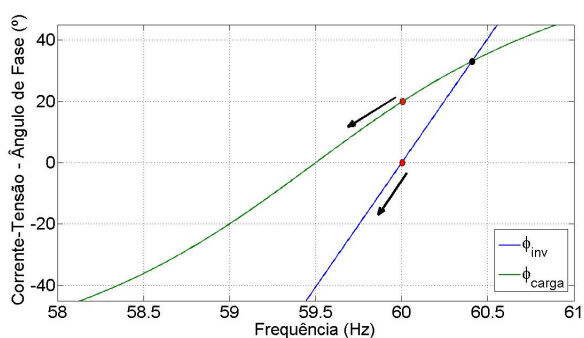
$$\frac{d\phi_{carga}}{df_{is}} < \frac{d\phi_{inv}}{df_{is}}. \quad (C.1)$$

Utilizando o critério adotado em (C.1), o valor de k em (5.14) pode ser escolhido de modo a garantir que a frequência saia dos limites da zona de não-deteccção. A derivada da eq. (5.15) pode ser expressa como

$$\frac{d\phi_{carga}}{df_{is}} = \frac{Q_f \left(\frac{f_0}{f_{is}^2} + \frac{1}{f_0} \right)}{1 + Q_f^2 \left(\frac{f_0}{f_{is}} - \frac{f_{is}}{f_0} \right)^2}. \quad (C.2)$$



(a)



(b)

Figura C.1: Curvas de Ângulo de Fase. a) $k=0,1$, b) $k=0,9$.

O valor de k deve ser superior à derivada do ângulo de fase expresso em (C.1) levando à seguinte condição de instabilidade:

$$k > \max \frac{2 \left(Q_f \left(\frac{f_0}{f_{is}^2} + \frac{1}{f_0} \right) \right)}{\pi \left(1 + Q_f^2 \left(\frac{f_0}{f_{is}} - \frac{f_{is}}{f_0} \right) \right)} \quad (C.3)$$

De modo a determinar o máximo de (C.3) deve-se resolver o seguinte problema de programação não-linear:

$$F.O = \max \frac{2 \left(Q_f \left(\frac{f_0}{f_{is}^2} + \frac{1}{f_0} \right) \right)}{\pi \left(1 + Q_f^2 \left(\frac{f_0}{f_{is}} - \frac{f_{is}}{f_0} \right) \right)} \quad (C.4)$$

As restrições são dadas por:

$$0 \leq Q_f \leq 2,5,$$

$$57,5 \leq f_{is} \leq 62 \text{ Hz}.$$

Utilizando a ferramenta *OPTI-Toolbox* do Matlab por meio do *solver* GNLNLP pode-se obter o máximo da função objetivo definida por (C.4). Portanto, $k > 0,0536$.

A norma IEEE - 929 propõe testes de ilhamento com fatores de qualidade para a carga inferiores a 2,5. Dessa forma, pode-se garantir que para o valor de k superior ao máximo determinado pela função objetivo, todas as cargas com fatores de qualidade inferiores a 2,5 serão detectadas.