

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

“Controle da injeção de potências ativa e reativa em inversor de Geração Distribuída conectado à rede de distribuição em corrente alternada em baixa tensão, empregando LMIs com realimentação de estados e critérios de D-estabilidade.”

LEONARDO POLTRONIERI SAMPAIO

Orientador: Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia - UNESP – Campus de Ilha Solteira, para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.
Área de Conhecimento: Automação.

FICHA CATALOGRÁFICA

Elaborada pela Seção Técnica de Aquisição e Tratamento da Informação
Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação da UNESP - Ilha Solteira.

- S192c Sampaio, Leonardo Poltronieri.
Controle da injeção de potências ativa e reativa em inversor de Geração Distribuída conectado à rede de distribuição em corrente alternada em baixa tensão, empregando LMIs com realimentação de estados e critérios de D-estabilidade / Leonardo Poltronieri Sampaio. – Ilha Solteira: [s.n.], 2013
209 f. : il.
- Tese (doutorado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2013
- Orientador: Carlos Alberto Canesin
Inclui bibliografia
1. Energias alternativas e renováveis. 2. Geração distribuída. 3. Energia elétrica - Distribuição. 4. Desigualdades matriciais lineares. 5. Linearização por realimentação de estados. 6. Controle de potências ativa e reativa.



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA
FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO: Controle da injeção de potências ativa e reativa em inversor de Geração Distribuída conectado à rede de distribuição em corrente alternada em baixa tensão, empregando LMI's com realimentação de estados e critérios de D-estabilidade

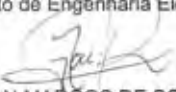
AUTOR: LEONARDO POLTRONIERI SAMPAIO

ORIENTADOR: Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA, Área: AUTOMAÇÃO, pela Comissão Examinadora:


Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN

Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. JEAN MARCOS DE SOUZA RIBEIRO

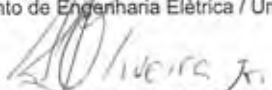
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. GUILHERME DE AZEVEDO E MELO

Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. ANTONIO MARGUS NOGUEIRA LIMA

Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Federal de Campina Grande


Prof. Dr. AZAURI ALBANO E OLIVEIRA JUNIOR

Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação / Escola de Engenharia de São Carlos-Usp


Data da realização: 16 de agosto de 2013.

AGRADECIMENTOS

Agradeço à Deus.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin, por ter confiado na minha pessoa, neste trabalho e por ter auxiliado no meu crescimento profissional e pessoal.

A minha querida esposa, Juliana Aparecida de Souza, pelo incentivo, amor, carinho e por me ajudar nos momentos mais difíceis.

Agradeço a minha mãe, Roselly de Fátima Batista Poltronieri, ao meu irmão, Lucas Poltronieri Sampaio e a minha avó Irene Batista Poltronieri, pelos ensinamentos.

Aos colegas Luciano de Souza da Costa, Moacyr Aureliano Gomes de Brito, José Carlos Ugaz Peña, Rodrigo A. Nunes de Oliveira, Marcos Gutierrez Alves, Edson Italo Mainardi Júnior, Manoel Rodrigo Moreira, Wallysonn Alves de Souza, Lilian e demais amigos que me auxiliaram durante o desenvolvimento deste trabalho.

Aos meus sogros, Devanir José de Souza e Aparecida Sala de Souza, pelo apoio e incentivo.

Aos Professores Dr. Júlio Borges Rodrigues e Dr. Guilherme de Azevedo e Melo pelas participações nos estudos especiais.

Aos Professores Dr. Edson Hirokazu Watanabe e Dr. Jean Marcos de Souza Ribeiro, pela participação na banca de qualificação de doutorado, trazendo contribuições significativas para o trabalho.

Aos professores Dr. Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr. Azauri Albano de Oliveira Júnior, Dr. Jean Marcos de Souza Ribeiro e Dr. Guilherme de Azevedo e Melo pela participação na banca de defesa de doutorado, levantando em pauta as questões mais importantes, trazendo discussões e sugestões que permitiram melhorias neste trabalho.

Aos professores, da engenharia elétrica da UNESP de Ilha Solteira, Dr. Carlos Alberto Canesin, Dr. Falcondes José Mendes de Seixas, Dr. Luis Carlos Origa de Oliveira, Dr. Edvaldo Assunção, Dr. Percival Bueno de Araujo, Dr. Dionízio Paschoareli Júnior, Dr. Júlio Borges Rodrigues, Dr. Guilherme de Azevedo e Melo e demais professores que contribuíram com a minha formação acadêmica.

Aos colegas de trabalho e a coordenação da UTFPR-CP pelo apoio na fase de finalização do doutorado.

À CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior) pelo apoio financeiro.

RESUMO

Considerando a necessidade do controle de fluxo de energia elétrica nos cenários futuros de Geração Distribuída (GD), local e/ou regionalizado, este trabalho de doutorado propõe uma metodologia de controle do fluxo de potências ativa e reativa, aplicada para inversores monofásicos e trifásicos conectados à rede de distribuição em baixa tensão, utilizando as técnicas de controles baseadas nas desigualdades matriciais lineares (LMI) em conjunto com conceitos da D-Estabilidade e realimentação de estados como critério de linearização dos sistemas. O controle do fluxo de potências é baseado nas curvas de transferência de potências $P-\omega$ e $Q-V$ (análogas a $P-f$ (Potência Ativa-Frequência) e $Q-V$ (Potência Reativa-Tensão)), num sistema de controle multimalhas. A metodologia multimalhas empregada no trabalho utiliza a técnica de realimentações de estados, melhorando o desempenho do controlador e atenuando possíveis distúrbios e perturbações que venham a ocorrer no sistema. Além disso, a metodologia proposta tem o objetivo de obter o melhor controlador com o menor ganho dentro da região esquerda do plano- s especificada durante o projeto, apresentando respostas rápidas com oscilações mínimas. O trabalho apresenta resultados de simulações e experimentais considerando um protótipo monofásico com uma potência nominal de $1000VA$ e um protótipo trifásico com uma potência nominal de $3000VA$, com a finalidade de demonstrar e analisar o funcionamento das técnicas de controle propostas.

Palavras-chave: Energias alternativas e renováveis. Geração distribuída. Desigualdades matriciais lineares. Linearização por realimentação de estados. Controle de potências ativa e reativa.

ABSTRACT

Considering the necessity of local and/or regionalized electric energy control flow in the future scenario of Distributed Generation (DG), this doctorate work proposes a methodology of control for active and reactive electric powers, applied to single and three-phase grid-tie inverters at low-voltage electrical distribution networks, using the techniques of control based on Linear Matrix Inequalities (LMI) along with the concepts of D-stability and feedback state as a criterion of linearization systems. The power flow control is based on power transfer curves $P-\omega$ and $Q-V$ (similar to $P-f$ (Active Power - Frequency) and $Q-V$ (Reactive Power - Voltage)), in a multi-loop control system. The multi-loop control applied in this work uses the technique of feedback states in order to improve the performance of controller and to attenuate possible disturbs and perturbations that could happen in the system. Moreover, the proposed methodology has the objective to obtain the best controller with the lowest gain in the left-half s-plane region specified during the design, showing fast responses with minimal oscillations. This work presents the simulation and experimental results considering a single-phase prototype with 1000VA rated power and a three-phase prototype with 3000VA rated power, in order to demonstrate and analyze the proposed control operation.

Keywords: Alternative and renewable energy sources. Distributed generation. Linear matrix inequalities. Feedback linearization. Active and reactive power control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 -	Cenário tradicional de geração de energia elétrica.	34
Figura 2 -	Exemplo típico de uma rede de geração distribuída.	35
Figura 3 -	Exemplo de uma microrrede CC conectada à RDEE.	38
Figura 4 -	Exemplo da GD conectada ao Barramento CA - Geração Descentralizada.	39
Figura 5 -	Exemplo de uma GD conectada em um barramento CA de alta frequência.	40
Figura 6 -	Exemplo de utilização conjunta de um Filtro Ativo (UPQC) com a GD, conectados a RDEE.	42
Figura 7 -	Inversor Monofásico com controle no modo corrente conectado com a RDEE.	44
Figura 8 -	VSI conectado a RDEE com: (a) Filtro L, (b) Filtro LCL.	44
Figura 9 -	Comparação entre os Filtros L e LCL: Diagrama de Bode.	45
Figura 10 -	VSI com controle no modo tensão conectado a RDEE.	46
Figura 11 -	Circuito elétrico equivalente para o VSI operando como fonte tensão conectado a rede elétrica.	47
Figura 12 -	Curvas para o controle das potências Ativa e Reativa.	47
Figura 13 -	Controle multimalha para o VSI no modo tensão, conectado com a RDEE, utilizando <i>Droop Control</i> .	48
Figura 14 -	VSI trifásico com controle multimalha conectado à RDEE.	49
Figura 15 -	Exemplo de uma GD Operando de forma Ilhada, suprindo uma certa quantia de cargas locais.	51
Figura 16 -	Diagrama de blocos de um controle hierarquico para uma microrrede.	52
Figura 17 -	Exemplo de um controle secundário para composição do controle hierarquico.	54
Figura 18 -	Exemplo de um controle secundário para composição do controle hierarquico.	55
Figura 19 -	Exemplo da utilização da impedância virtual na GD.	55
Figura 20 -	Esboço de um sistema GD conectado a Rede Elétrica.	57
Figura 21 -	Região NDZ no espaço $\Delta P_g \times \Delta Q_g$, para sobre/subtensão e sobre/subfrequência.	59
Figura 22 -	Esquema elétrico para testes do ilhamento.	59
Figura 23 -	Painel fotovoltaico típico.	64
Figura 24 -	Estruturas utilizadas para a adequação da energia elétrica fornecida pelo painel fotovoltaico.	66
Figura 25 -	Circuito elétrico equivalente de uma célula solar.	66
Figura 26 -	Curva $I_{pV} \times V_{pV}$ para um dado valor de R_s e R_p .	67

Figura 27 -	Curvas características do PV da Kyocera KC200GT.	69
Figura 28 -	Avaliação do fator de rastreamento de um PV considerando os principais métodos para o MPPT, sem sombreamento.	69
Figura 29 -	Fluxograma do algoritmo P&O, uma das técnicas para o MPPT.	70
Figura 30 -	Avaliação dos principais métodos de MPPT para PV.	71
Figura 31 -	Mapa do potencial eólico a 50 metros no Brasil no de 2007.	73
Figura 32 -	Desenho esquemático de um aerogerador.	74
Figura 33 -	Curva C_p em função de λ_w para diferentes valores de β_w , utilizando os coeficientes estipulados por Heier.	76
Figura 34 -	Curva C_p em função de λ_w para diferentes valores de β_w , utilizando os coeficientes estipulados por Slootweg.	76
Figura 35 -	Exemplo de um aerogerador com máquina de indução com rotor em gaiola.	77
Figura 36 -	Exemplo de um aerogerador com velocidade variável, utilizando o DFIG como gerador.	78
Figura 37 -	Gráfico típico da potência mecânica em função da velocidade angular, para diferentes valores de velocidade do vento, considerando o ângulo de passo igual à zero ($\beta_w = 0$).	79
Figura 38 -	Potência Mecânica de saída em função da velocidade do vento para um aerogerador típico.	80
Figura 39 -	Esquema para implementação dos algoritmos de MPPT em aerogeradores.	80
Figura 40 -	MPPT - P&O aplicado em um aerogerador.	81
Figura 41 -	Constituição básica de uma FC, do tipo PEM.	83
Figura 42 -	Princípio de funcionamento de uma FC, do tipo PEM.	84
Figura 43 -	Característica estática da tensão de saída da FC, em função da corrente.	84
Figura 44 -	Diagrama esquemático do MPPT para FC.	86
Figura 45 -	Exemplo do conversor Boost associado a uma FC para realização do MPPT.	87
Figura 46 -	Corrente em função da Tensão e Potência em função da Tensão para uma célula do tipo PEMFC.	87
Figura 47 -	Exemplo de funcionamento do MPPT para a FC.	88
Figura 48 -	LMI - Região do Plano $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$.	95
Figura 49 -	Controle multimalha proposto para o VSI Monofásico com filtro LCL conectado com a rede em CA.	97
Figura 50 -	Circuito Elétrico equivalente para o Inversor Monofásico LCL.	97

Figura 51 - Controle multimalha utilizando LMI com realimentação de estados e critérios da D-estabilidade, para o controle do fluxo de potência entre o VSI trifásico LCL e a RDEE.	106
Figura 52 - PLL Trifásico.	115
Figura 53 - PLL Monofásico.	115
Figura 54 - Modelo <i>Matlab/Simulink</i> ® para o VSI monofásico com filtro LCL.	117
Figura 55 - Região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$ para alocação de polos no sistema em malha fechada e polos do sistema em malha fechada.	121
Figura 56 - Comportamento do erro na malha de corrente para uma condição inicial não nula.	122
Figura 57 - Diagramas de blocos implementado no <i>Matlab/Simulink</i> ® para a Malha de Corrente do VSI monofásico.	122
Figura 58 - Região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$ para alocação de polos no sistema em malha fechada e polos do sistema em malha fechada, na malha de tensão.	123
Figura 59 - Comportamento do erro na malha de tensão para uma condição inicial não nula.	124
Figura 60 - Diagramas de blocos implementado no <i>Matlab/Simulink</i> ® para a Malha de Tensão do VSI monofásico.	124
Figura 61 - Região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$ para alocação de polos no sistema em malha fechada e polos do sistema em malha fechada para a malha de potência ativa.	126
Figura 62 - Comportamento do erro na malha de potência ativa para uma condição inicial não nula.	126
Figura 63 - Região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$ para alocação de polos no sistema em malha fechada e polos do sistema em malha fechada, para a malha de potência reativa.	127
Figura 64 - Comportamento do erro na malha de potência reativa para uma condição inicial não nula.	127
Figura 65 - Diagramas de blocos implementado no <i>Matlab/Simulink</i> ® para a malha de potências ativa e reativa do VSI monofásico.	128
Figura 66 - Rastreamento da potência ativa.	129
Figura 67 - Rastreamento da potência reativa.	129
Figura 68 - Rastreamento da tensão no capacitor C_f .	130
Figura 69 - Tensão e corrente no PCC para a injeção de potência ativa de $1000W$ e compensação reativa de $0var$.	130

Figura 70 - Tensão e corrente no PCC para a injeção de uma potência ativa de $800W$ e compensação reativa de $600var$.	131
Figura 71 - Tensão e corrente no PCC considerando a injeção de potência ativa de $800W$ e compensação reativa de $-600var$.	131
Figura 72 - Modelo <i>Matlab/Simulink</i> ® para o VSI trifásico com filtro <i>LCL</i> .	132
Figura 73 - Região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$ para alocação de polos no sistema em malha fechada e polos do sistema em malha fechada para a malha de corrente no eixo dq .	134
Figura 74 - Comportamento do erro na malha de corrente no eixo dq para uma condição inicial não nula.	135
Figura 75 - Diagramas de blocos implementado no <i>Matlab/Simulink</i> ® para a malha de Corrente dq do VSI trifásico.	135
Figura 76 - Região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$ para alocação de polos no sistema em malha fechada e polos do sistema em malha fechada para a malha de tensão no eixo dq .	136
Figura 77 - Comportamento do erro na malha de tensão no eixo dq para uma condição inicial não nula.	137
Figura 78 - Diagramas de blocos implementado no <i>Matlab/Simulink</i> ® para a Malha de Tensão dq do VSI trifásico.	137
Figura 79 - Região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$ para alocação de polos no sistema em malha fechada e polos do sistema em malha fechada para a malha de potência ativa.	139
Figura 80 - Comportamento do erro na malha de potência ativa para uma condição inicial não nula.	139
Figura 81 - Região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$ para alocação de polos no sistema em malha fechada e polos do sistema em malha fechada, para a malha de potência reativa.	140
Figura 82 - Comportamento do erro na malha de potência reativa para uma condição inicial não nula.	140
Figura 83 - Diagramas de blocos implementado no <i>Matlab/Simulink</i> para a Malha de Potências Ativa e Reativa do VSI trifásico.	141
Figura 84 - Rastreamento da Potência Ativa.	141
Figura 85 - Rastreamento da Potência Reativa.	142
Figura 86 - Tensões e correntes no PCC, considerando a injeção de uma potência ativa de $3000W$ e compensação reativa de $0var$.	142
Figura 87 - Tensões e correntes no PCC, considerando injeção de potência ativa de $2500W$ e compensação reativa de $1500var$ (efeito indutivo).	143

Figura 88 - Tensões e correntes no PCC, considerando a injeção de potência ativa de $2500W$ e compensação reativa de $-1500var$ (efeito capacitivo).	143
Figura 89 - Partida suave da tensão no capacitor da fase A.	147
Figura 90 - Descarga suave da tensão no capacitor na fase A.	147
Figura 91 - Método de detecção do ilhamento utilizando SMS.	149
Figura 92 - Circuito para simulação do ilhamento no VSI trifásico.	150
Figura 93 - Circuito para detecção do ilhamento - SMS.	150
Figura 94 - Proteção contra o ilhamento - VSI trifásico - fase A.	151
Figura 95 - Detalhes no momento da detecção e desconexão da rede elétrica durante a ocorrência de ilhamento - VSI trifásico - fase A.	151
Figura 96 - Proteção contra a sobretensão - VSI trifásico - fase A.	152
Figura 97 - Proteção contra a subtensão - VSI trifásico - fase A.	152
Figura 98 - Inversor Monofásico com Filtro LCL implementado para os testes experimentais.	155
Figura 99 - Ambiente gráfico para monitoração e controle do VSI monofásico.	156
Figura 100 - Formas de onda de tensão e corrente no PCC, considerando a injeção de potência ativa de $1000W$ (Nominal) com 2,4% de DHT na corrente.	156
Figura 101 - Conteúdo Harmônico da Corrente Injetada (Figura 100).	157
Figura 102 - Degrau de potência ativa, variação de 0 até $1000W$.	158
Figura 103 - Degrau de potência reativa, variação de $-600var$ até $600var$.	158
Figura 104 - Formas de onda de tensão e corrente no PCC, considerando a injeção de potência ativa de $800W$ e compensação reativa de $600var$, com 2,6 % de DHT de corrente.	159
Figura 105 - Formas de onda de tensão e corrente no PCC, considerando a injeção de potência de $800W$ e compensação reativa de $-600var$, com 3,8% de DHT de corrente.	159
Figura 106 - Inversor Trifásico com Filtro LCL implementado para os testes experimentais.	160
Figura 107 - Detalhes do filtro LCL para o VSI Trifásico.	160
Figura 108 - Arranjo Experimental completo para ensaio do VSI trifásico conectado a RDEE.	161
Figura 109 - Interface gráfica do usuário para controle e monitoramento do VSI trifásico conectado a RDEE. Primeira versão, mostrando todas as variáveis lidas pelos sensores A/D e os principais cálculos do sistema.	163
Figura 110 - Formas de onda de tensões e correntes da rede, para a injeção de potência ativa de $2500W$ e compensação reativa de $0var$.	164

- Figura 111 - Interface gráfica do usuário para controle e monitoramento do VSI trifásico conectado a RDEE. Versão compacta, mostrando as informações essenciais para controle e gerenciamento do sistema. 165
- Figura 112 - Formas de onda de tensões e correntes na rede para a injeção de potência ativa de $3000W$ e compensação reativa de $0var$. 165
- Figura 113 - Distribuição do conteúdo harmônico nas correntes das fases A, B e C, ($P_{at} = 3000W$ e $Q_{re} = 0var$). 166
- Figura 114 - Formas de onda de tensões e correntes na rede agrupadas por fase, para a injeção de potência ativa de $3000W$ e compensação reativa de $0var$. 167
- Figura 115 - Formas de ondas de tensões nos capacitores na condição de injeção de potência ativa de $3000W$ (Nominal) e compensação reativa de $0var$. 167
- Figura 116 - Conteúdo harmônico nas tensões dos Capacitores C_f , nas fases A, B e C ($P_{at} = 3000W$ e $Q_{re} = 0var$) 168
- Figura 117 - Degrau de potência ativa, variação de 0 até $3000W$. 169
- Figura 118 - Degrau de potência reativa, variação de $-1500var$ até $1500var$. 170
- Figura 119 - Formas de onda de tensões e correntes na rede, para a injeção de potência ativa de $2500W$ e compensação reativa de $1500var$. DHT de corrente: Fase A: 2,38%, Fase B: 2,37%, Fase C: 2,33%. 170
- Figura 120 - Formas de onda de tensões e correntes na rede, para a injeção de potência ativa de $2500W$ e compensação reativa de $-1500var$. DHT de corrente: Fase A: 3,8%, Fase B: 3,43%, Fase C: 3,2%. 171
- Figura 121 - Medição das potências ativa e reativa e do diagrama fasorial, para injeção de potência ativa de $-3000W$ e compensação reativa de $-100var$, utilizando o Fluke 435. 171
- Figura 122 - Medição das potências ativa e reativa e do diagrama fasorial, para injeção de potência ativa de $-2640W$ e compensação reativa de $-1540var$, utilizando o Fluke 435. 172
- Figura 123 - Medição das potências ativa e reativa e do diagrama fasorial, para injeção de potência ativa de $-2550W$ e compensação reativa de $1160var$, utilizando o Fluke 435. 172
- Figura 124 - Interface gráfica do usuário para controle e monitoramento do VSI trifásico conectado a RDEE. Versão compacta, mostrando as informações essenciais para controle, gerenciamento do sistema e detecção de falhas no sistema elétrico. 173

Figura 125 - Partida suave da tensão no capacitor C_f e fornecimento gradual da corrente para a rede elétrica durante o início da operação da GD.	174
Figura 126 - Resultados experimentais para detecção de sobretensão e subtensão.	174
Figura 127 - Resultados experimentais para detecção de sobrefrequência e subfrequência.	175
Figura 128 - Resultados experimentais para detecção de ilhamento utilizando o algoritmo SMS.	175
Figura 129 - Resultado experimental para a detecção do Ilhamento e para o retorno de operação da GD após religamento da RDEE.	176
Figura 130 - Relação do número de voltas para cada núcleos em função da corrente, considerando uma frequência de 60Hz.	193
Figura 131 - Projeto do indutor de conexão com a rede, L_g , utilizando o programa da Micrometals.	194
Figura 132- Variação da Indutância em função da corrente.	194
Figura 133 - Perdas por comutação no IGBT.	196
Figura 134 - Aquisição e condicionamento do sinal de tensão e de corrente.	198
Figura 135 - Condicionamento do sinal de ataque das chaves.	198
Figura 136 - Esquemático do Condicionamento Tensão e Filtros.	199
Figura 137 - Esquemático do Condicionamento Corrente e Filtros.	199
Figura 138 - Esquemático para condicionamento do sinal de ataque das chaves.	200
Figura 139 - Esquemático para Conexão com a rede elétrica.	200
Figura 140 - Esquemático da Fonte de Alimentação Auxiliar (+15V e -15V).	201
Figura 141 - Desenho da PCI para o Condicionamento Tensão e Filtros.	201
Figura 142 - Desenho da PCI para o Condicionamento de Corrente e Filtros.	202
Figura 143 - Desenho da PCI para o Condicionamento dos sinais de ataques das chaves.	202
Figura 144 - Desenho da PCI para a Conexão com a Rede Elétrica.	203
Figura 145 - Desenho PCI da Fonte de Alimentação Auxiliar (+15V e -15V).	203
Figura 146 - Placas da Fonte Auxiliar, de Condicionamento de Tensão e Corrente, Filtros, Ataque e Conexão com a Rede Elétrica.	204

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 -	Principais características dos algoritmos de anti-ilhamento.	60
Tabela 2 -	Capacidade instalada de geração de energia solar, no mundo, no ano 2010.	65
Tabela 3 -	Capacidade acumulativa instalada de geração de energia eólica no mundo até dezembro de 2011.	72
Tabela 4 -	Capacidade instalada de geração de energia eólica no ano de 2011.	72
Tabela 5 -	Valores para aproximação das curvas do coeficiente de potência.	76
Tabela 6 -	Classificação das FCs.	82
Tabela 7 -	Descrição dos parâmetros da região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$.	95
Tabela 8 -	Parâmetros de projeto para o inversor monofásico.	118
Tabela 9 -	Parâmetros do filtro LC e da indutância de conexão com a rede.	120
Tabela 10 -	Parâmetros da região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$, para alocação de polos referente ao projeto do controlador da malha de corrente.	120
Tabela 11 -	Parâmetros da região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$, para alocação de polos referente ao projeto do controlador da malha de tensão.	123
Tabela 12 -	Parâmetros da região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$, para alocação de polos referente ao projeto do controlador da malha de potência ativa.	125
Tabela 13 -	Parâmetros da região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$, para alocação de polos referente ao projeto do controlador da malha de potência reativa.	125
Tabela 14 -	Parâmetros de projeto para o inversor trifásico.	132
Tabela 15 -	Parâmetros do filtro LC e da indutância de conexão com a rede, para o inversor trifásico.	133
Tabela 16 -	Parâmetros da região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$, para alocação de polos referente ao projeto do controlador da malha de corrente.	134
Tabela 17 -	Parâmetros da região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$, para alocação de polos referente ao projeto do controlador da malha de tensão dq .	136
Tabela 18 -	Parâmetros da região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$, para alocação de polos referente ao projeto do controlador da malha de potência ativa.	138
Tabela 19 -	Parâmetros da região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$, para alocação de polos referente ao projeto do controlador da malha de potência reativa.	138

Tabela 20 - Comparação do conteúdo harmônico, em porcentagem em relação à fundamental da corrente injetada na RDEE, com a norma NBR IEC 62116.	157
Tabela 21- Comparação do conteúdo harmônico, em porcentagem em relação à fundamental das correntes injetadas na RDEE, com a norma NBR IEC 62116.	169
Tabela 22 - Principais parâmetros de projeto do núcleo L_f .	190
Tabela 23 - Principais parâmetros de projeto do núcleo L_g .	192
Tabela 24 - Principais características do semicondutor IGBT SKM50GB123D.	195
Tabela 25 - Limite máximo para cada conteúdo harmônico em porcentagem em relação a fundamental da corrente injetada na rede.	208
Tabela 26 - Tempo máximo para desconexão com a RDEE em caso de ocorrência de sobre/subtensão.	209
Tabela 27 - Tempo máximo para desconexão com a RDEE em caso de ocorrência de sobre/subfrequência.	209

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

A/D	Conversão Analógico para Digital
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
AC	<i>Alternate Current</i>
AFC	<i>Alkaline Fuel Cell</i>
AFD	<i>Active Frequency Drift</i>
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CHP	<i>Combined Heat and Power Generation</i>
D Cte	Método de MPPT pela razão cíclica constante
D/A	Conversão Digital para Analógico
DC	<i>Direct Current</i>
DFIG	<i>Double Fed Induction Generator</i>
DHT	Distorção Harmônica Total
DSC	<i>Digital Signal Controller</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
EESG	<i>Electrical Excited Synchronous Generator</i>
FC	<i>Fuel Cell</i>
FPB	Filtro Passa-Baixa
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
GD	Geração distribuída
H2	Controle robusto H2
H ∞	Controle robusto H infinito
HFAC	<i>High Frequency Alternate Current</i>
IC	Método de MPPT da Condutância Incremental
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LCL	Associação Indutor - Capacitor - Indutor, com o capacitor em paralelo
LMI	<i>Linear Matrix inequalities</i>
MCFC	<i>Molten carbonate fuel cells</i>

MIRG	Máquinas de indução com rotor em gaiola
MOD	<i>Modulus</i>
Mod IC	Método de MPPT da Condutância Incremental modificado
Mod P&O	Método de MPPT da Perturbação e Observação modificado
MPP	<i>Maximum power point</i>
MPPT	<i>Maximum power point tracking</i>
NDZ	<i>Non Detect Zone</i>
P&O	Perturbação e Observação
PAFC	<i>Phosphoric Acid Fuel Cell</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PCC	<i>Point of Common Coupling</i>
PCH	Pequenas Centrais Hidroelétricas
PEM	<i>Proton Exchange Membrane</i>
PEMFC	<i>Proton Exchange Membrane Fuel Cell</i>
PI	<i>Proporcional-Integral</i>
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PLC	<i>Power Line Communication</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PMSG	<i>Permanent Magnet Synchronous Generator</i>
p-PLL	<i>Pulsed PLL</i>
PV	<i>Photovoltaic Panel</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
QEE	Qualidade da Energia Elétrica
RDEE	Rede de distribuição de energia elétrica
RLC	Carga com Resistor em paralelo com Capacitor e Indutor
RTI	<i>Real Time Interface</i>
SFS	<i>Sandia Frequency Shift</i>
SMS	<i>Slip-Mode Frequency-Shift</i>
SOFC	<i>Solid Oxide Fuel Cell</i>
SPFC	<i>Solid Polymer Fuel Cell</i>
SPWM	Modulação PWM senoidal
SRF-PLL	<i>Synchronous Reference Frame PLL</i>
SSSC	<i>Static Synchronous Series Compensator</i>

STATCOM	<i>Static Synchronous Compensator</i>
SVC	<i>Static Var Compensator</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
SVS	<i>Sandia Voltage Shift</i>
TCSC	<i>Thyristor Controlled Series Capacitors</i>
UPQC	<i>Unified Power Quality Conditioner</i>
USB	Universal Serial Bus
UTI	Unidade de Tratamento Intensivo
V Cte	Método de MPPT pela tensão constante
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

v_{CC}	Tensão no Barramento CC
d	Razão cíclica
$S_1 - S_4$	Chaves semicondutoras do VSI monofásico
L_g	Indutância de conexão com a rede
i_{L_g}	Corrente no indutor L_g
$i_{L_g}^*$	Corrente de referência
v_g	Tensão na rede elétrica
ωt	Frequência angular da rede elétrica
v_{CC}^*	Tensão de referência para a tensão v_{CC}
v_{inv}	Tensão na saída do Inversor
L_f	Indutor de filtro do inversor
C_f	Capacitor de filtro de saída do inversor
v_{C_f}	Tensão no Capacitor C_f
$v_{C_f}^*$	Tensão de referência para o capacitor C_f
i_{L_f}	Corrente no indutor L_f
$i_{L_f}^*$	Corrente de referência para o indutor L_f
$V_{C_f\text{eficaz}}$	Tensão eficaz no capacitor C_f
$V_{g\text{eficaz}}$	Tensão eficaz na rede elétrica
X_{L_g}	Reatância Indutiva do indutor L_g
P_{at}	Potência ativa entre a GD e a RDEE
Q_{re}	Potência reativa entre a GD e a RDEE
δ	Ângulo de transferência de potência entre a GD e a RDEE
ω	Velocidade angular (rad/s)
ω^*	Referência para velocidade angular
k_p	Fator de escorregamento para a curva P - f
k_q	Fator de escorregamento para a curva Q - V

P_{at}^*	Potência ativa de referência
Q_{re}^*	Potência reativa de referência
E^*	Tensão de referência
$S_1 - S_6$	Chaves semicondutoras do VSI trifásico
$i_{L_f a}$	Corrente no indutor L_f na fase A
$i_{L_f b}$	Corrente no indutor L_f na fase B
$i_{L_f c}$	Corrente no indutor L_f na fase C
$i_{L_f abc}$	Representa as correntes $i_{L_f a}$, $i_{L_f b}$ e $i_{L_f c}$
$i_{L_f abc}^*$	Representa as referências de corrente $i_{L_f a}^*$, $i_{L_f b}^*$ e $i_{L_f c}^*$
$i_{L_g a}$	Corrente no indutor L_g na fase A
$i_{L_g b}$	Corrente no indutor L_g na fase B
$i_{L_g c}$	Corrente no indutor L_g na fase C
$i_{L_g abc}$	Representa as correntes $i_{L_g a}$, $i_{L_g b}$ e $i_{L_g c}$
$v_{C_f a}$	Tensão no Capacitor C_f na fase A
$v_{C_f b}$	Tensão no Capacitor C_f na fase B
$v_{C_f c}$	Tensão no Capacitor C_f na fase C
$v_{C_f abc}$	Representa as tensões $v_{C_f a}$, $v_{C_f b}$ e $v_{C_f c}$
$v_{C_f abc}^*$	Representa as referências das tensões $v_{C_f a}^*$, $v_{C_f b}^*$ e $v_{C_f c}^*$
v_{ga}	Tensão na rede elétrica na fase A
v_{gb}	Tensão na rede elétrica na fase B
v_{gc}	Tensão na rede elétrica na fase C
v_{gabc}	Representa as tensões v_{ga} , v_{gb} e v_{gc}
d_{abc}	Representa os sinais das razões cíclicas d_a , d_b e d_c
δ_ω	Desvio na frequência da tensão
δ_V	Desvio na amplitude de tensão
d_{dq}	Representa os sinais das razões cíclicas d_d e d_q

$i_{L_f dq}$	Representa as correntes $i_{L_f d}$ e $i_{L_f q}$
$i_{L_f d}$	Corrente de eixo direto do indutor L_f
$i_{L_f q}$	Corrente de eixo em quadratura do indutor L_f
$i_{L_f dq}^*$	Representa as referências de corrente $i_{L_f d}^*$ e $i_{L_f q}^*$
$i_{L_f d}^*$	Referência de corrente do eixo direto
$i_{L_f q}^*$	Referência de corrente do eixo em quadratura
$i_{L_g dq}$	Representa as correntes $i_{L_g d}$ e $i_{L_g q}$
$i_{L_g d}$	Corrente de eixo direto do indutor L_g
$i_{L_g q}$	Corrente de eixo em quadratura do indutor L_g
$v_{C_f dq}$	Representa as tensões $v_{C_f d}$ e $v_{C_f q}$
$v_{C_f d}$	Tensão de eixo direto do capacitor C_f
$v_{C_f q}$	Tensão de eixo em quadratura do capacitor C_f
$v_{C_f dq}^*$	Representa as tensões de referências $v_{C_f d}^*$ e $v_{C_f q}^*$
$v_{C_f d}^*$	Referência de tensão de eixo direto
$v_{C_f q}^*$	Referência de tensão de eixo em quadratura
v_{Vdq}^*	Referências das tensões dos eixos dq geradas pela impedância virtual
$v_{C_f dq}^*$	Referências de tensões dos eixos dq compostas por $v_{C_f d}^*$ e v_{Vdq}^*
v_{gdq}	Representa as tensões v_{gd} e v_{gq}
v_{gd}	Tensão de eixo direto da rede elétrica
v_{gq}	Tensão de eixo em quadratura da rede elétrica
P_L	Potência ativa consumida pela carga
Q_L	Potência reativa consumida pela carga
ΔP_g	Potência ativa fornecida/absorvida pela rede
ΔQ_g	Potência reativa fornecida/absorvida pela rede
L_S	Indutância série da rede elétrica
R_L	Resistor do filtro RLC

L_L	Indutor da carga RLC
C_L	Capacitor da carga RLC
Q_f	Fator de qualidade do Filtro RLC
V_{PV}	Tensão de saída do PV
I_{PV}	Corrente do PV
I_{ph}	Fotocorrente
I_r	Corrente de saturação reversa de uma célula solar
R_s	Resistência série de uma célula solar
R_p	Resistência paralela de uma célula solar
q	Carga do elétron, $1,6 \cdot 10^{-19} C$
η_{PV}	Fator de qualidade da junção p-n
k	Constante de Boltzmann, $1,38 \cdot 10^{-23} (J/K)$
T	Temperatura ambiente em Kelvin
I_{MPP}	Corrente no ponto de máxima potência do PV
I_{SC}	Corrente de Curto-Circuito do PV
V_{MPP}	Tensão no ponto de máxima potência do PV
V_{OC}	Tensão de Circuito Aberto do PV
P_{PV}	Potência disponível nos terminais de saída do PV
ΔP	Varição de Potência Ativa
ΔV	Varição de Tensão
Tm	Conjugado mecânico (Nm)
Pm	Potência mecânica relacionada com a elétrica (W)
A_t	Área varrida pelas hélices do aerogerador (m^2)
ρ_{ar}	Densidade do ar (kg/m^3)
V_w	Velocidade do vento (m/s)
C_p	Coefficiente de potência
λ_w	Relação de velocidade do vento
ω_m	Velocidade angular do aerogerador (rad/s)
β_w	Ângulo de passo das hélices do aerogerador (graus)

$c_1 - c_9$	Coeficientes para curva de potência do aerogerador
E_0	Tensão Eficaz do aerogerador
D_B	Diodo Boost
L_{sW}	Indutância série do aerogerador
R_{sW}	Resistência série do aerogerador
C_{in}	Capacitância do filtro de entrada
L_B	Indutância do Boost
C_B	Capacitância de saída do Boost
O_2	Oxigênio
H_2	Hidrogênio
KOH	Hidróxido de potássio
H_3O^+	Polímero Sólido
H_3PO_3	Ácido Fosfórico
Li	Lítio
K_2CO_3	Carbonato de Potássio
YZS	Zircônio estabilizado com Ítria
CO	Monóxido Carbônico
CO_2	Dióxido Carbônico
CH_4	Gás Metano
Ni	Elemento químico Níquel
H_2O	Molécula de água
H^+	Íons de Hidrogênio
H_2SO_4	Ácido Sulfúrico
R_C	Resistência interna de contato da membrana da PEMFC (Ω)
E_{Nernst}	Tensão de Nernst
F	Constante de Faraday, 96500 (C/mol)
P_{H_2}	Pressão do gás hidrogênio
P_{O_2}	Pressão do gás oxigênio
R_{FC}	Constante Universal dos gases ideais, 8,314 ($J/K-mol$)

T_{FC}	Temperatura da célula a combustível (Kelvin)
V_{FC}	Tensão da Célula Combustível
η_{act}	Polarização de ativação
η_{conc}	Polarização de concentração
η_{ohm}	Polarização ôhmica
C_{O_2}	Concentração de oxigênio (mol/cm^3)
i_{FC}	Corrente na FC (A)
i_{FCmax}	Corrente máxima disponível na FC (A)
n_{FC}	Número de moles envolvidos no sistema da FC (mol)
$\xi_1 - \xi_4$	Coefficientes paramétricos baseados nas leis eletroquímicas, cinéticas e termodinâmicas
P_{FC}	Potência da FC
x	Representa o vetor de estados
y	Representa o vetor de saída
u	Representa o vetor de entrada
$f(x)$	Campo vetorial suave definido no subconjunto aberto no domínio \mathcal{R}^n
$g(x)$	Campo vetorial suave definido no subconjunto aberto no domínio \mathcal{R}^n
$h(x)$	Função escalar e representa uma função não-linear
y^{th}	Derivada th do vetor de saída
z	Variável de controle
$F(x)$	Função afim
A	Matriz de controle associada ao vetor de estados
B	Matriz de controle associada ao vetor de entrada
$S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$	Região no plano-s para alocação de polos do sistema em malha fechada
s	Parâmetro complexo utilizado para expressar uma função no domínio da frequência
θ	Restringe a parte imaginária dos polos alocados, refletindo no overshoot e no amortecimento da resposta transitória.
σ	Limite superior para o módulo dos polos alocados, de modo a evitar controladores com ganhos elevados.
τ	Limite superior para o módulo dos polos alocados, de modo a evitar

controladores com ganhos elevados.

γ	Limite inferior para o módulo dos polos alocados, garantindo assim um tempo de estabelecimento máximo para a resposta transitória.
K	Matriz de ganhos de realimentação de estados
U	Matriz simétrica utilizada na LMI
Y	Matriz para solução da LMI
t_e	Tempo de estabelecimento
e_i	Erro no rastreamento de corrente do VSI monofásico
z_i	Sinal de controle auxiliar na malha de corrente
K_{i1}	Ganho proporcional do controlador de corrente
K_{i2}	Ganho integral do controlador de corrente
w_i	Símbolo para $\int e_i dt$
e_v	Erro no rastreamento de tensão no VSI monofásico
z_v	Sinal de controle auxiliar na malha de tensão
K_{v1}	Ganho proporcional do controlador de tensão
K_{v2}	Ganho integral do controlador de tensão
w_v	Símbolo para $\int e_v dt$
e_p	Erro no rastreamento da potência ativa
z_p	Sinal de controle auxiliar na malha de potência
K_{p1}	Ganho proporcional do controlador de potência ativa
K_{p2}	Ganho integral do controlador de potência ativa
w_p	Símbolo para $\int e_p dt$
e_Q	Erro no rastreamento da potência reativa
z_Q	Sinal de controle auxiliar na malha de potência
K_{Q1}	Ganho proporcional do controlador de potência reativa
K_{Q2}	Ganho integral do controlador de potência reativa
w_Q	Símbolo para $\int e_Q dt$
Δv_{C_f}	Varição da tensão eficaz no capacitor C_f

v_A	Tensão de saída do VSI no primeiro braço entre as chaves S_1 e S_2
v_B	Tensão de saída do VSI no primeiro braço entre as chaves S_3 e S_4
v_C	Tensão de saída do VSI no primeiro braço entre as chaves S_5 e S_6
$v_{abc} (pu)$	Tensões nas fases a, b e c em pu
T_{dq}	Matriz para transformação abc em dq
T_{dq}^{-1}	Transformada dq inversa
e_{id}	Erro no rastreamento de corrente no eixo direto
e_{iq}	Erro no rastreamento de corrente no eixo em quadratura
z_{id}	Sinal de controle no eixo direto auxiliar na malha de corrente dq
z_{iq}	Sinal de controle no eixo em quadratura auxiliar na malha de corrente dq
K_{id1}	Ganho proporcional do controlador de corrente no eixo direto
K_{id2}	Ganho integral do controlador de corrente no eixo direto
w_{id}	Símbolo para $\int e_{id} dt$
K_{iq1}	Ganho proporcional do controlador de corrente no eixo em quadratura
K_{iq2}	Ganho integral do controlador de corrente no eixo em quadratura
w_{iq}	Símbolo para $\int e_{iq} dt$
e_{vd}	Erro no rastreamento de tensão no eixo direto
e_{vq}	Erro no rastreamento de tensão no eixo em quadratura
z_{vd}	Sinal de controle no eixo direto auxiliar na malha de tensão dq
z_{vq}	Sinal de controle no eixo em quadratura auxiliar na malha de tensão dq
K_{vd1}	Ganho proporcional do controlador de tensão no eixo direto
K_{vd2}	Ganho integral do controlador de tensão no eixo direto
w_{vd}	Símbolo para $\int e_{vd} dt$
K_{vq1}	Ganho proporcional do controlador de tensão no eixo em quadratura
K_{vq2}	Ganho integral do controlador de tensão no eixo em quadratura
w_{vq}	Símbolo para $\int e_{vq} dt$

f_{PLL}	Frequência do PLL
f_g	Frequência da rede elétrica
f_s	Frequência de chaveamento
$S_{1\phi}$	Potência de saída nominal monofásica
f_{LC}	Frequência de corte do filtro LC
f_{LCL}	Frequência de corte do filtro LCL
f_a	Frequência de amostragem
λ_{malha}	Polos do sistema em malha fechada para uma determinada malha
ξ_{malha}	Coefficiente de amortecimento para uma determinada malha
$X(0)$	Vetor de condições iniciais
λ_{i1}	Polo da malha de corrente monofásica
λ_{i2}	Polo da malha de corrente monofásica
ξ_i	Coefficiente de amortecimento da malha de corrente monofásica
λ_{v1}	Polo da malha de tensão monofásica
λ_{v2}	Polo da malha de tensão monofásica
ξ_v	Coefficiente de amortecimento da malha de tensão monofásica
λ_{p1}	Polo da malha de potência ativa
λ_{p2}	Polo da malha de potência ativa
ξ_p	Coefficiente de amortecimento da malha de potência ativa
λ_{Q1}	Polo da malha de potência reativa
λ_{Q2}	Polo da malha de potência reativa
ξ_Q	Coefficiente de amortecimento da malha de potência reativa
K_{Ppll}	Ganho proporcional do PLL
K_{Ipll}	Ganho integral do PLL
K_{Dpll}	Ganho derivativo do PLL
$S_{3\phi}$	Potência de saída nominal monofásica
λ_{id1}	Polo da malha de corrente no eixo direto
λ_{id2}	Polo da malha de corrente no eixo direto

ξ_{id}	Coeficiente de amortecimento da malha de corrente no eixo direto
λ_{iq1}	Polo da malha de corrente no eixo em quadratura
λ_{iq2}	Polo da malha de corrente no eixo em quadratura
ξ_{iq}	Coeficiente de amortecimento da malha de corrente no eixo em quadratura
λ_{vd1}	Polo da malha de tensão no eixo direto
λ_{vd2}	Polo da malha de tensão no eixo direto
ξ_{vd}	Coeficiente de amortecimento da malha de tensão no eixo direto
λ_{vq1}	Polo da malha de tensão no eixo em quadratura
λ_{vq2}	Polo da malha de tensão no eixo em quadratura
ξ_{vq}	Coeficiente de amortecimento da malha de tensão no eixo em quadratura
λ_{pdq1}	Polo da malha de potência ativa para o VSI trifásico
λ_{pdq2}	Polo da malha de potência ativa para o VSI trifásico
ξ_{pdq}	Coeficiente de amortecimento da malha de potência ativa para o VSI trifásico
λ_{Qdq1}	Polo da malha de potência reativa para o VSI trifásico
λ_{Qdq2}	Polo da malha de potência reativa para o VSI trifásico
ξ_{Qdq}	Coeficiente de amortecimento da malha de potência reativa para o VSI trifásico
θ_{SMS}	Ângulo em graus para o algoritmo SMS
θ_{SMSmax}	Ângulo máximo em graus para o algoritmo SMS
f_{max}	Frequência máxima aceita para o algoritmo SMS
$i_{L_f eficaz}$	Corrente eficaz do indutor L_f
B_{max}	Densidade de fluxo magnético máximo
J_{max}	Densidade de corrente máxima
K_w	Fator de utilização da área do enrolamento
K_p	Fator de utilização do primário
$i_{L_f pico}$	Corrente de pico no indutor L_f
A_e	Área da seção transversal do núcleo

A_W	Área de janela do núcleo
N_p	Número de enrolamentos no núcleo
l_g	Entreferro
μ_0	Permeabilidade magnética $4\pi 10^{-7} H / m$
Δ	Raio de penetração da corrente
S_{fio}	Área do condutor
n_{cond}	Número de condutores em paralelo
R_{L_f}	Resistência do enrolamento do indutor L_f
L_e	Perímetro médio do núcleo EE
$r_{fio m}$	Resistência por metro de fio
P_{L_f}	Potência dissipada no indutor L_f
K_{iron}	Fator de utilização para o núcleo de pó de ferro (<i>iron powder</i>)
A_L	Relação indutância por espiras ao quadrado
P_{L_g}	Potência dissipada no indutor L_g
V_{RRM}	Tensão Reversa Máxima sobre o semiconductor
I_c	Corrente no coletor do transistor
V_{CEsat}	Tensão entre Coletor e Emissor durante a condução
t_f	Tempo de descida da corrente
t_r	Tempo de subida da corrente
R_j	Temperatura máxima de junção
R_{thjc}	Resistência térmica junção-cápsula
r_{CE}	Resistência coletor-emissor
P_{Scond}	Perdas em condução no transistor
$I_{Smédio}$	Corrente média no transistor
$I_{Seficaz}$	Corrente eficaz no transistor
ton	Tempo de chave fechada
P_{Scom}	Perdas por comutação no transistor
P_{STotal}	Perdas totais no transistor

P_{Total}	Perdas totais no inversor trifásico
$\eta(\%)$	Rendimento do inversor trifásico em porcentagem
VCC	Tensão de alimentação positiva do circuito de sinais
VDD	Tensão de alimentação negativa do circuito de sinais
f_{Csig}	Frequência de corte do filtro de sinal analógico
C_{fcsig}	Capacitor no filtro de sinal analógico
R_{fcsig}	Resistor no filtro de sinal analógico
$i(\omega t)$	Corrente de entrada e saída do sensor de corrente
$i_{Vsensor}$	Corrente de saída do sensor de tensão
R_{in}	Resistor de entrada do sensor de tensão
$R_{Vsensor}$	Resistor de saída do sensor de tensão
$v_{Isensor}$	Tensão de saída do sensor de corrente
$v_{Vsensor}$	Tensão de saída do sensor de tensão
R_{Ai1-6}	Resistor de entrada do <i>buffer</i> de tensão
R_{Ao1-6}	Resistor de saída do <i>buffer</i> de tensão
R_{DSP}	Resistor de saída para o DSP
GND	Terra
C_{F1}	Capacitor de filtro
C_{F2}	Capacitor de filtro
C_{FF}	Capacitor de filtro

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL	33
1.1	Objetivos	33
1.2	Geração Distribuída	33
1.3	Microrredes com GD	37
<i>1.3.1</i>	<i>Microrrede com GD e barramento CC</i>	<i>37</i>
<i>1.3.2</i>	<i>Microrrede de GD com barramento CA (50/60Hz) (geração descentralizada)</i>	<i>39</i>
<i>1.3.3</i>	<i>Microrrede de GD com barramento CA em alta frequência</i>	<i>40</i>
<i>1.3.4</i>	<i>Utilização de compensadores/filtros ativos operando em conjunto com a GD</i>	<i>41</i>
1.4	Principais vantagens e desvantagens da GD	42
1.5	Controle do fluxo de potência entre a GD e a RDEE	43
1.6	Ilhamento, operação ilhada, anti-Ilhamento e proteções em ambiente de GD	49
<i>1.6.1</i>	<i>Ilhamento em ambientes GD</i>	<i>49</i>
<i>1.6.2</i>	<i>Operação ilhada em ambientes GD</i>	<i>50</i>
<i>1.6.3</i>	<i>Proteções e anti-ilhamento em ambientes GD</i>	<i>56</i>
1.7	Conclusões parciais	61
2	FONTES ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS DE ENERGIA ELÉTRICA	63
2.1	Introdução	63
2.2	Energia solar fotovoltaica	64
<i>2.2.1</i>	<i>Modelo de um painel fotovoltaico</i>	<i>66</i>
<i>2.2.2</i>	<i>Rastreamento da máxima potência - MPPT</i>	<i>68</i>
2.3	Energia Eólica	71
<i>2.3.1</i>	<i>Modelo de um aerogerador</i>	<i>74</i>
<i>2.3.2</i>	<i>Classificação das turbinas eólicas</i>	<i>76</i>
<i>2.3.3</i>	<i>Extração da máxima potência para turbinas de velocidade variável</i>	<i>79</i>
2.4	Célula Combustível - FC	81
<i>2.4.1</i>	<i>Rastreamento da máxima potência em FC</i>	<i>84</i>
2.5	Armazenadores de energia elétrica	88
2.6	Conclusões parciais	89

3	MODELAGEM E TÉCNICAS DE CONTROLE	90
3.1	Introdução	90
3.2	Técnicas de Controle	90
3.2.1	<i>Linearização por realimentação dos estados</i>	<i>91</i>
3.2.2	<i>Desigualdades matriciais lineares</i>	<i>93</i>
3.3	Inversor monofásico com filtro LCL	97
3.3.1	<i>Projeto da malha de corrente</i>	<i>98</i>
3.3.2	<i>Projeto da malha de tensão</i>	<i>100</i>
3.3.3	<i>Projeto das malhas de potências ativa e reativa</i>	<i>102</i>
3.4	Inversor trifásico	105
3.4.1	<i>Malha de corrente nas coordenadas dq</i>	<i>108</i>
3.4.2	<i>Malha de tensão no eixo dq</i>	<i>111</i>
3.4.3	<i>Projeto das malhas de potências ativa e reativa</i>	<i>113</i>
3.4.4	<i>Cálculo das potências ativa e reativa usando o teorema dq</i>	<i>113</i>
3.5	Phase-Locked Loop (PLL) monofásico e trifásico	114
3.6	Conclusões parciais	115
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	117
4.1	Introdução	117
4.2	Inversor monofásico	117
4.2.1	<i>Cálculo do filtro de saída e do indutor de conexão com a rede</i>	<i>118</i>
4.2.2	<i>Controlador da malha de corrente</i>	<i>120</i>
4.2.3	<i>Controlador da malha de tensão</i>	<i>122</i>
4.2.4	<i>Controlador da malha de potências ativa e reativa</i>	<i>124</i>
4.2.5	<i>Parâmetros do PLL monofásico</i>	<i>128</i>
4.2.6	<i>Resultados de simulação</i>	<i>128</i>
4.3	Inversor trifásico	131
4.3.1	<i>Cálculo do filtro de saída e do indutor de conexão com a rede</i>	<i>132</i>
4.3.2	<i>Controlador da Malha de Corrente dq</i>	<i>133</i>
4.3.3	<i>Controlador da malha de tensão dq</i>	<i>135</i>
4.3.4	<i>Controlador da malha de potências ativa e reativa</i>	<i>138</i>
4.3.5	<i>Parâmetros do PLL trifásico</i>	<i>140</i>
4.3.6	<i>Resultados de simulação</i>	<i>141</i>
4.4	Conclusões parciais	144

5	PROTEÇÕES E ANTI-ILHAMENTO DA GD	146
5.1	Introdução	146
5.2	Proteções passivas	146
5.3	Proteção ativa	148
5.4	Resultados de simulação	150
5.5	Conclusões parciais	152
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	154
6.1	Introdução	154
6.2	Inversor monofásico	155
6.3	Inversor trifásico	160
6.4	Proteções passivas e ativa	172
6.5	Conclusões parciais	176
7	CONCLUSÕES E TRABALHOS EM CONTINUIDADE	178
7.1	Conclusões e considerações finais	178
7.2	Proposta para trabalhos em continuidade	180
	REFERÊNCIAS	181
	APÊNDICE A - DETALHES DA IMPLEMENTAÇÃO EM LABORATÓRIO	190
	APÊNDICE B - RELAÇÃO DE ARTIGOS PUBLICADOS E ACEITOS PARA PUBLICAÇÃO EM CONGRESSOS E REVISTAS	205
	ANEXO A - NORMAS E PROJETO DE NORMAS PARA GD	208

1 INTRODUÇÃO GERAL

Este capítulo apresenta os principais objetivos desta Tese, considerando-se os cenários futuros dos geradores distribuídos em conexão com as redes de distribuição em corrente alternada de baixa tensão, apresentando uma revisão bibliográfica com os principais desafios tecnológicos, as exigências técnicas e operacionais para a geração distribuída, considerando-se a possibilidade de controle da injeção de potências ativa e reativa na rede elétrica.

1.1 Objetivos

O objetivo principal desta Tese é propor uma metodologia para impor o controle do fluxo de potências entre a geração distribuída (GD) e a rede de distribuição de energia elétrica (RDEE) em corrente alternada e de baixa tensão ($127V$), considerando-se sistemas monofásicos e trifásicos. Neste contexto, considerando-se a possibilidade de sinais de controle em ambientes de microrredes com GD, para impor e controlar o fluxo de potências, os sistemas inversores destes geradores distribuídos devem ser capazes de impor e controlar o fluxo de potências ativa e reativa, com respostas dinâmicas rápidas. Além disso, para a conexão segura com a RDEE, o sistema deve ser capaz de detectar o ilhamento, situação na qual ocorre falha na RDEE e a GD continua conectada, fornecendo energia, além de impor as necessárias proteções normatizadas para a conexão com a RDEE (subtensão/sobretensão, subfrequência/sobrefrequência, curto-circuito).

1.2 Geração Distribuída

O crescimento populacional, assim como a necessidade da expansão industrial e comercial são fatores que exigem a ampliação da geração da energia elétrica e das melhorias nas técnicas de geração, transmissão e distribuição da energia elétrica. Estima-se que no ano de 2030 o consumo global da energia elétrica seja 50% maior que no ano de 2008 (REN21, 2011; US EIA, 2011). No Brasil, estudos realizados mostram que o consumo de energia elétrica, em 2022, será cerca de 50,17% maior que no ano de 2012 (EPE, 2012).

A necessidade de gerar energia elétrica, causando o menor impacto ao meio ambiente, fez com que a geração distribuída ganhasse foco e cada vez mais espaço no atual cenário de geração de energia elétrica. Na GD propõem-se a integração de fontes alternativas

e renováveis de energia elétrica, como energia solar, energia eólica, célula combustível, entre outras, com as redes tradicionais de distribuição ou transmissão/subtransmissão de energia elétrica (RDEE) (GUERRERO, 2011; LASSETER, 2011). A Figura 1 ilustra o sistema tradicional de geração de energia elétrica.



Fonte: Adaptado de Guerreiro (2011).

A rede de distribuição inteligente engloba uma série de novos conceitos e técnicas em termos de micro e/ou macro geração de energia elétrica. A microrrede precisa ser modular, tolerante a falhas, eficiente, segura, de fácil manutenção, possuir certa variedade de fontes alternativas e renováveis de energia elétrica. Devido às características peculiares de cada fonte, podendo não estar operando na potência máxima de projeto, diversificar o tipo de fonte renovável reduz as chances do não fornecimento de energia elétrica para a RDEE. Muitas vezes, é necessário o uso de armazenadores de energia, de forma a suprir energia quando alguma das fontes não está operante, ou atender a RDEE nos momentos de pico no consumo de energia elétrica.

Além disso, essas microrredes podem englobar cargas locais prioritárias (e.g. aparelhos hospitalares de uma unidade de tratamento intensivo - UTI), assim, deve-se priorizar a qualidade da energia elétrica, controle do fluxo de potência, permitindo que essas cargas prioritárias operem quando não há energia na GD, com fornecimento de energia pela RDEE e que também operem durante o ilhamento, momento de desconexão com a rede. Pode-se operar com fluxo de potência em quatro quadrantes, controlando a potência ativa e compensando a potência reativa no ponto de conexão com a rede (*Point of Common Coupling* (PCC)).

Neste novo conceito de redes inteligentes, a GD também necessita do uso de medidores de energia elétrica inteligentes, que consigam registrar o fluxo de energia nos quadro quadrantes, entre a GD e a RDEE, além de proporcionar a comunicação entre as fontes alternativas com a GD, a RDEE e com a concessionária de energia elétrica. Além de possuir uma interface amigável, utilizando os mais recentes protocolos de comunicação (Zigbee, Wireless, USB, entre outros) e até mesmo possuir interface para *web* e *smartphone*, permitindo que usuários finais possam verificar e acompanhar o fluxo de energia elétrica, a tarifação da energia, entre outros parâmetros desejados.

A Figura 2 ilustra uma típica rede de geração distribuída de energia elétrica, onde fontes alternativas como eólica, solar, CHP são conectadas à rede de distribuição de energia, fornecendo energia para o sistema elétrico. Há armazenadores de energia conectados nas fontes alternativas e também há a combinação de geração de calor e energia elétrica. As principais fontes alternativas e renováveis de energia elétrica que podem compor um cenário de GD são apresentadas resumidamente no Capítulo 2 .

Figura 2 - Exemplo típico de uma rede de geração distribuída.



Uma das tendências atuais é a instalação de fontes renováveis, de baixa e média potências, em residências/comércios, com potências instaladas não superiores a $10kW$, em

função da forte redução de custos ,destes sistemas, nos últimos cinco anos, assim como devido às políticas de incentivos ao uso de GD. A perspectiva é a de que no início o consumidor instale um PV ou um aerogerador, de pequena potência, suprindo uma parte da energia elétrica consumida na residência com essas fontes, podendo até fornecer para a rede elétrica em determinados momentos. No decorrer da amortização dos gastos com a instalação inicial, o retorno financeiro motivará o consumidor a fazer uma nova instalação, podendo até em futuro próximo o consumidor conseguir ser autossuficiente e ainda contribuir com sistema elétrico, fornecendo o excedente para a rede, deixando de ser apenas consumidor e tornando-se um fornecedor de energia elétrica.

Dessa forma, com o aumento dessas instalações residenciais/comerciais, poder-se-ia expandir o fornecimento de energia elétrica, suavizar os momentos de grande fluxo de energia (horários de pico), permitir a expansão do parque fabril e, até mesmo evitar futuros apagões de energia elétrica.

Neste sentido, é necessário atender às normas e às legislações, que devem ser elaboradas, atualizadas e modificadas de forma rápida, acompanhando a evolução tecnológica, de maneira a favorecer o desenvolvimento tecnológico do país. A normatização estabelece como a GD pode ser conectada à RDEE, como conectar e desconectar a GD com a rede elétrica, em quanto tempo o sistema deve responder ao ilhamento, qual a qualidade para a corrente injetada na rede (IEC, 2009; INEE 2004). Além das questões da tarifação, como ressarcir a GD, valores de tarifa, padronizar medidores de energia elétrica, padronizar protocolos de comunicação, estabelecer normas para o fluxo de potência, entre outros detalhes.

Estudos mostram que o impacto de pequenas centrais de redes de distribuição inteligente quase não interfere no cenário tradicional de energia elétrica; permitindo que a previsão de cargas, demanda de energia, controle do fluxo de potência sejam calculados normalmente. Porém, com o crescimento da GD poderão ocorrer problemas sérios, tornando a avaliação do sistema mais complexo, já que as fontes alternativas e renováveis são de naturezas, normalmente, intermitentes (COLSON; NEHRIR, 2009; WALLING et al., 2008).

Neste contexto, quer seja para a operação conectada ou ilhada, as microrredes constituídas por GD deverão ter controle setorial e/ou regionalizado, considerando-se os cenários futuros de ampliação da GD e, inclusive, com a possibilidade de alteração dos padrões convencionais de entrega/fornecimento de energia elétrica.

1.3 Microrredes com GD

De maneira geral, a geração, transmissão e distribuição da energia elétrica são em corrente alternada CA, porém, grande parte das fontes alternativas e renováveis de energia elétrica e dos armazenadores de energia elétrica são em CC ou quando em CA, possuem amplitudes e frequências diferentes da RDEE convencional. Consequentemente, é necessário um estudo de como conectar a GD à RDEE, sendo que, as fontes de GD podem ser interligadas por um barramento CC, ou, tradicionalmente, conectando-se diretamente à RDEE através de um conversor CC-CC-CA ou CA-CC-CA em operação descentralizada e, por um barramento CA em alta frequência e, finalmente, interligando esse barramento à RDEE através de um conversor CA-CA.

Seguindo essa abordagem, na sequência serão apresentadas as principais formas de conectar a GD com a RDEE.

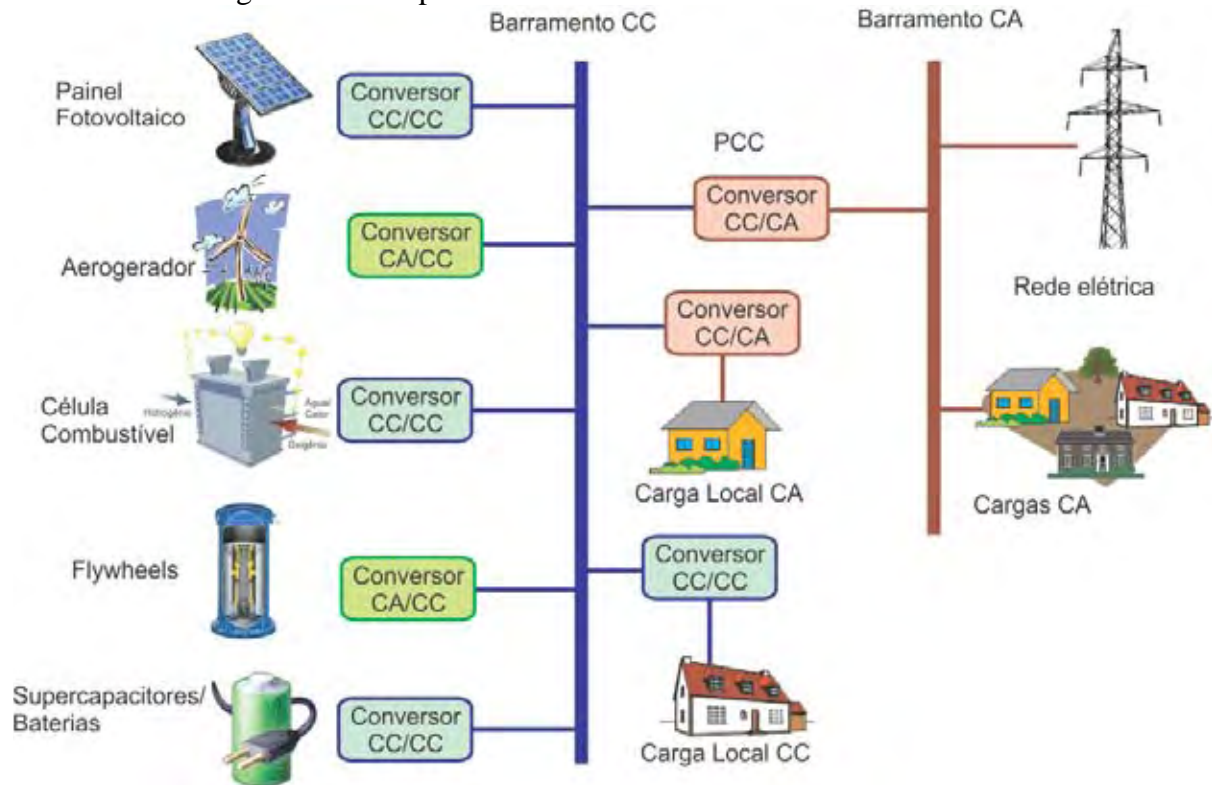
1.3.1 Microrrede com GD e barramento CC

Uma das configurações mais comum é a conexão da GD com o PCC da RDEE, através de uma microrrede CC, ou seja, as fontes alternativas e os armazenadores de energia são conectados a um barramento CC, tipicamente com uma tensão de até 600V. Sendo necessário o uso de conversores estáticos de potência para adequar as fontes CA em CC, como é o caso de aerogeradores, cogeneradores, *flywheels* e adequar às amplitudes das fontes, quando o nível de tensão não é o mesmo do barramento CC. Em geral, mesmo quando a fonte possui o mesmo nível de tensão do barramento CC utiliza-se um conversor estático de potência com a finalidade de realizar o MPPT, para extrair a máxima potência das fontes alternativas e renováveis de energia elétrica. A Figura 3 ilustra um exemplo típico de uma microrrede conectada em barramento CC.

A vantagem desta microrrede é a integração das fontes em um único barramento CC, o que facilita o controle do fluxo de potência entre a GD e a RDEE; a conexão pode ser feita através de um conversor CC/CA, sendo típica a utilização de um inversor fonte de tensão (*Voltage Source Inverter* (VSI)) para esta tarefa, as cargas do lado da rede elétrica e o VSI são conectados no ponto de acoplamento comum (PCC). Além disso, o controle do fluxo de potência deste inversor pode ser realizado pela RDEE, enviando informações do fluxo de potência desejado, principalmente, no que tange à energia reativa, para compensar possíveis afundamentos de tensão na rede elétrica. Em muitos casos, a estrutura inversora pode até ser

de responsabilidade da concessionária. Além disso, no barramento CC não há o fluxo de energia reativa, reduzindo-se as perdas.

Figura 3 - Exemplo de uma microrrede CC conectada à RDEE.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

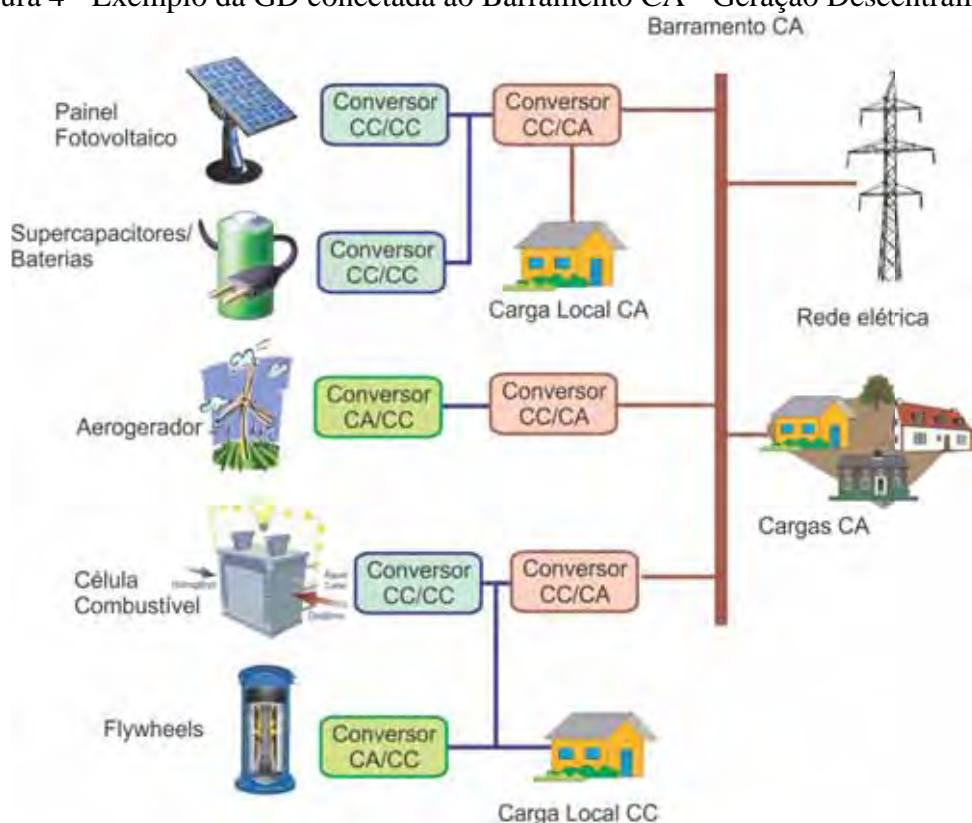
O controle da conexão com a rede pode ser realizado pelo lado da geração distribuída, dessa forma, há a necessidade de introduzir algoritmos de ilhação (em inglês *anti-island*), para evitar que a GD continue fornecendo energia à RDEE, enquanto a rede está sem energização, de forma a evitar possíveis acidentes durante a manutenção da rede elétrica, entre outros fatores (COLSON; NEHRIR, 2009).

Há muitas situações em que a GD possui mais de um barramento CC; as fontes alternativas e renováveis são arranjadas em pequenos grupos, cada uma com um barramento CC. Essa técnica tem a finalidade de aumentar a confiabilidade do sistema, uma vez que problemas podem ocorrer com o inversor que interliga a GD com a RDEE, possibilitando que a GD continue fornecendo energia para o sistema, de forma a isolar apenas a parte afetada da GD para a manutenção (GUERRERO, 2011).

1.3.2 Microrrede de GD com barramento CA (50/60Hz) (geração descentralizada)

A geração descentralizada é uma forma de garantir a confiabilidade do sistema. Nessa GD, cada fonte alternativa é conectada diretamente ao PCC da RDEE, conectando os conversores estáticos em cascata (e.g. para o PV associar um conversor do tipo elevador com um inversor), podendo-se utilizar estruturas integradas, capazes de fazerem a adequação da amplitude e da frequência da corrente de saída. As cargas locais CC e/ou CA podem ser conectadas a essas fontes de energia, conforme ilustra a Figura 4.

Figura 4 - Exemplo da GD conectada ao Barramento CA - Geração Descentralizada.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A vantagem desse tipo de conexão é a possibilidade de aproveitar o ótimo de cada fonte e de diminuir o volume do conversor de conexão com a rede, uma vez que esse processará uma potência menor, e em caso de falhas, ou anomalia no lado da GD, apenas a fonte com problema seria desconectada. Problemas podem surgir na complexidade de controlar o fluxo de potência entre a geração e a rede elétrica, já que nessa configuração faz-se o uso de vários conversores, o que pode provocar correntes de *inrush*, desbalanço no sistema, uma vez que a inserção desta geração na RDEE pode ser realizada por inversores, inclusive, monofásicos (YU et al., 2011).

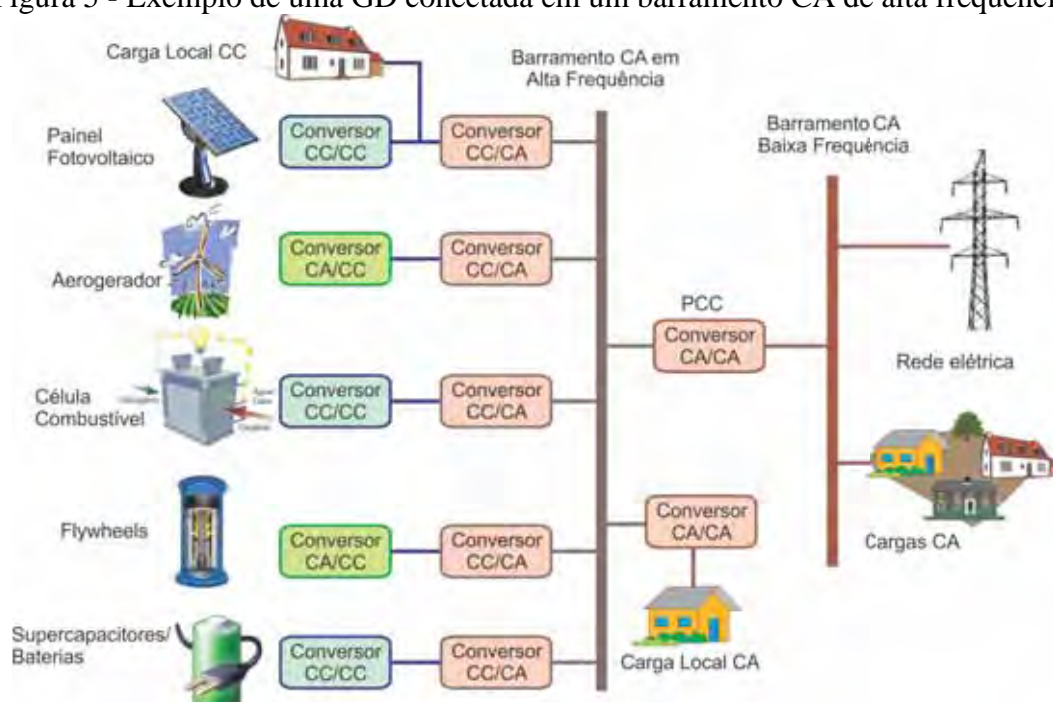
1.3.3 Microrrede de GD com barramento CA em alta frequência

A microrrede pode ser integrada através da utilização de um barramento operando em alta frequência (do inglês *HFAC - High Frequency Alternate Current*), e através de um conversor estático de potência conecta-se o barramento em HFAC ao barramento AC de baixa frequência (BOSE et al., 1996; TAKAHASHI; SU, 1989). Algumas aplicações como instalações espaciais, aeronaves, aplicações militares utilizam em seus sistemas aparelhos operando em frequências elevadas, por padrão, sendo bastante comum encontrar a utilização de 400Hz para grande parte das aplicações em HFAC (CORRÊA, 2006; LI et al., 2010; YU et al., 2011).

As principais vantagens dessa configuração são a diminuição do volume dos núcleos magnéticos de transformadores, reatores e filtros, sendo uma solução atraente para locais com espaços reduzidos (prédios comerciais, condomínios, industriais, etc.). Por outro lado, dependendo da frequência de operação do barramento, podem aparecer os efeitos peliculares e de aproximação em cabos, indutores e transformadores, podendo ocorrer elevação de perdas, e, possível elevação de custos pelo uso de materiais especiais para operar em elevadas frequências.

A Figura 5 apresenta um exemplo de uma GD conectada a um barramento CA de alta frequência, sendo integrada ao PCC de uma RDEE tradicional.

Figura 5 - Exemplo de uma GD conectada em um barramento CA de alta frequência.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

1.3.4 Utilização de compensadores/filtros ativos operando em conjunto com a GD

Com o intuito de melhorar a qualidade da energia elétrica dentro da microrrede, pode-se utilizar compensadores ativos em conjunto com a geração distribuída. A maioria dos compensadores/filtros ativos de potência utilizam conversores estáticos de potência em sua estrutura, que podem ser controladas de forma escalar (*Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM)) ou vetorialmente (*Space Vector Modulation* (SVM)). Também é possível a utilização de topologia híbrida, com a capacidade de realizar a transferência de energia eletromagnética armazenadas nos elementos passivos (capacitores e indutores) com a rede elétrica, conseguindo realizar uma compensação série e também realizando a compensação paralela (*shunt*).

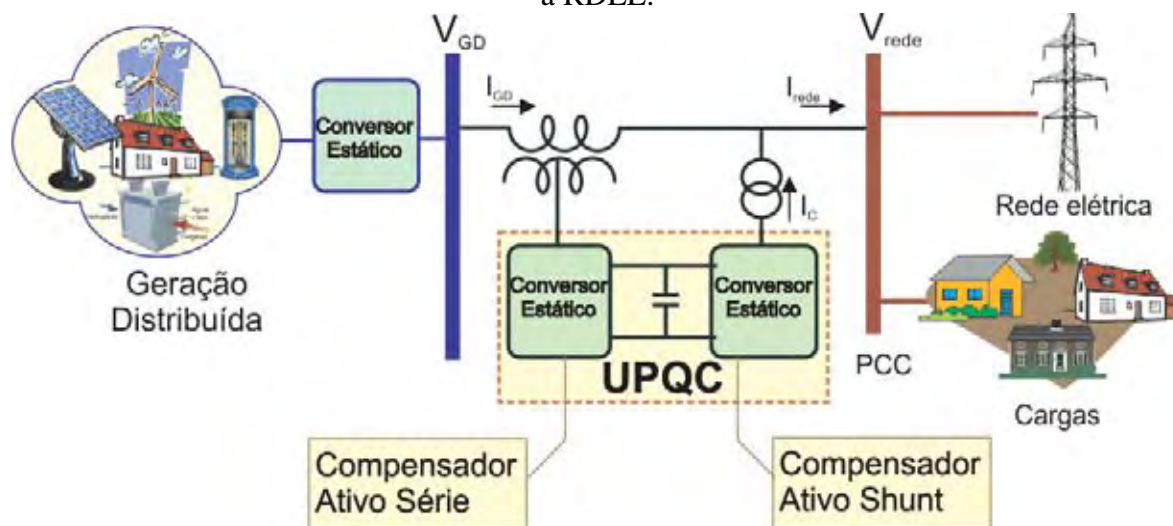
Na compensação série consegue-se operar como regulador de tensão, podendo isolar os harmônicos entre a carga não-linear e a rede, melhorar a resposta transitória e a estabilidade do sistema. Como exemplo tem-se o *Thyristor Controlled Series Capacitor* (TCSC), que é composto por uma capacitância fixa e um reator controlado a tiristores, e o *Static Synchronous Series Compensator* (SSSC) que através de um transformador de acoplamento introduz uma tensão síncrona em série com a rede elétrica, tendo a capacidade de alterar a impedância equivalente da linha, através do controle do módulo e do ângulo desta tensão (MENEZES et al., 2010).

A compensação paralela consegue minimizar os harmônicos presentes na corrente da carga, operando como fonte de corrente controlada, consegue-se compensar os harmônicos através do cancelamento, ou seja, injetando as componentes harmônicas drenadas pelas cargas com um deslocamento de fase de 180°. Dentre os filtros ativos tem-se o *Static Var Compensator* (SVC) e o *Static Synchronous Compensator* (STATCOM) que possuem a capacidade de compensar a magnitude da tensão da RDEE (WATANABE et al., 1998).

Na compensação série-paralela realiza-se uma combinação das características da compensação série com a compensação paralela, o compensador derivativo pode ser utilizado para compensar harmônicos presentes na carga, o compensador série atua como bloqueador e compensador de distorções na tensão. Este compensador é conhecido como *Unified Power Quality Conditioner* (UPQC) e consiste de dois inversores fonte de tensão, conectados entre si, através de um barramento capacitivo, estando um lado conectado em paralelo com a RDEE e o outro lado conectado em série entre a carga e a RDEE (CORRÊA, 2006). A UPQC tem uma aplicação interessante quando conectado à microrrede em HFAC (*High Frequency Alternate Current*), pois, é possível reduzir o tamanho do transformador de acoplamento. A

Figura 6 ilustra um exemplo da utilização conjunta de um UPQC com a GD, conectados à RDEE.

Figura 6 - Exemplo de utilização conjunta de um Filtro Ativo (UPQC) com a GD, conectados a RDEE.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

1.4 Principais vantagens e desvantagens da GD

Com relação às principais vantagens da utilização da GD, pode-se citar:

- A GD oferece flexibilidade e independência no planejamento e na instalação pelo lado do consumidor, sendo possível priorizar a alimentação de cargas, evitando possíveis falhas e interrupções no fornecimento de energia para estas;
- Ao aumentar a quantidade de GD, os custos para implantação se reduzem; preços de equipamentos e serviços diminuem e com isso a GD torna-se competitiva com os preços fornecidos pelas companhias elétricas;
- Com a GD consegue-se melhorar o processo de distribuição de energia elétrica, minimizando o impacto da geração da RDEE nos momentos de pico, quando ocorrem os maiores consumo de energia elétrica, aumentando a confiabilidade e os índices de qualidade das RDEE;
- A GD pode atuar como compensador de tensão, melhorando a qualidade da energia elétrica, filtrando e reduzindo harmônicos, oscilações e melhorando a estabilidade;
- Com o aumento da demanda por energias alternativas e redução nos custos dos equipamentos para a utilização da energia oriunda dessas fontes, os consumidores

podem se tornar produtores de energia elétrica independentes, fornecendo energia à rede elétrica, através da venda de energia.

Com relação às principais desvantagens ou maiores dificuldades atuais para a GD destacam-se:

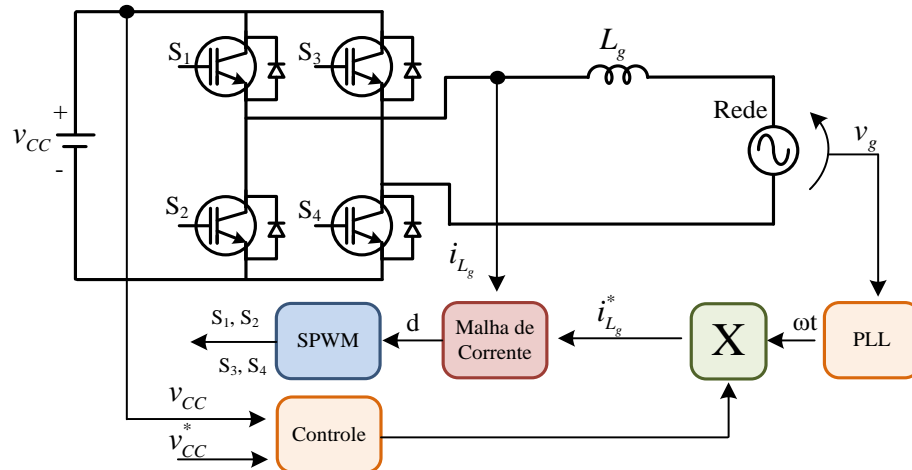
- Maior complexidade no planejamento e na operação do sistema elétrico, já que a GD não pode ser considerada como uma carga ou gerador síncrono, como garantir potência de reserva (*Back-up*), no contexto atual;
- Aumento na complexidade em garantir segurança no procedimento e realização de manutenção na rede elétrica;
- Como remunerar e contratar a energia da GD;
- Complexidade nas atividades de proteção da GD com a rede;
- Perda na autonomia por parte do consumidor, quando conecta seu sistema à rede elétrica, por questões de regras contratuais e normas técnicas, não podendo mais agir em função apenas de maximizar seus lucros e, limitando-se às questões técnicas normatizadas da conexão com a RDEE.

1.5 Controle do fluxo de potência entre a GD e a RDEE

Considera-se que a GD utiliza um barramento CC para conectar suas fontes alternativas e renováveis de energia elétrica, metodologia mais utilizada na GD. A conexão da GD com a rede elétrica pode ser tanto monofásica, quanto trifásica. A conversão CC/CA pode ser realizada por um inversor com característica de fonte de tensão na entrada (VSI), ou fonte de corrente.

Considerando-se as tecnologias atuais de semicondutores e estruturas para os inversores, o convencional é a utilização da estrutura VSI para a conexão da GD com a RDEE. O inversor fonte de tensão pode ser controlado e conectado na rede elétrica em modo corrente ou em modo tensão. Quando controlado no modo corrente, a forma de tensão é imposta pela rede elétrica e utilizando um PLL, consegue-se compor uma corrente de referência, sincronizada com a rede, porém com defasagem de 180° em relação à tensão. Geralmente, a potência é calculada com base na energia do barramento CC. A diferença entre a tensão do barramento e uma tensão de referência passa por um controlador que gera a amplitude de corrente que poderá ser injetada na rede elétrica, com amplitude calculada para fornecer a potência ativa desejada, conforme ilustra a Figura 7.

Figura 7 - Inversor Monofásico com controle no modo corrente conectado com a RDEE.

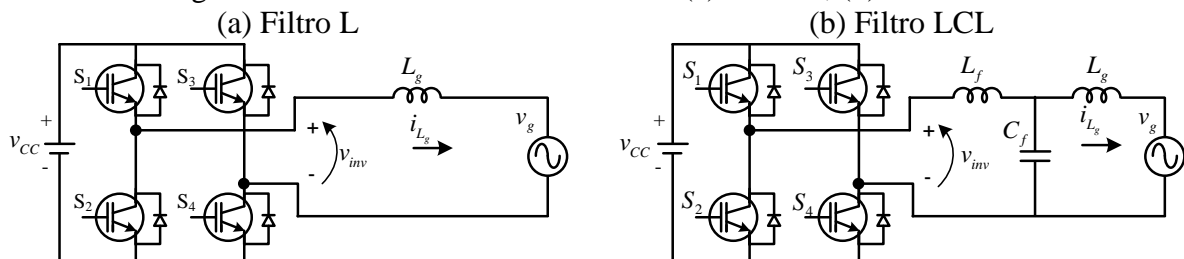


Sendo v_{CC} a tensão do barramento CC, d a razão cíclica, $S_1 - S_4$ chaves semicondutoras, L_g indutor de conexão com a rede, i_{L_g} corrente no indutor L_g , $i_{L_g}^*$ corrente de referência, v_g tensão da rede, ωt frequência angular da rede, v_{CC}^* tensão de referência CC, PLL: *Phase-Locked Loop*.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Basicamente, podem-se utilizar diversos arranjos com indutores e capacitores, com o propósito de filtrar conteúdos de alta frequência e fornecer para a rede uma corrente mais próxima da senoidal. Os dois arranjos mais utilizados são o filtro L e o filtro LCL, ilustrados na Figura 8.

Figura 8 - VSI conectado a RDEE com: (a) Filtro L, (b) Filtro LCL.

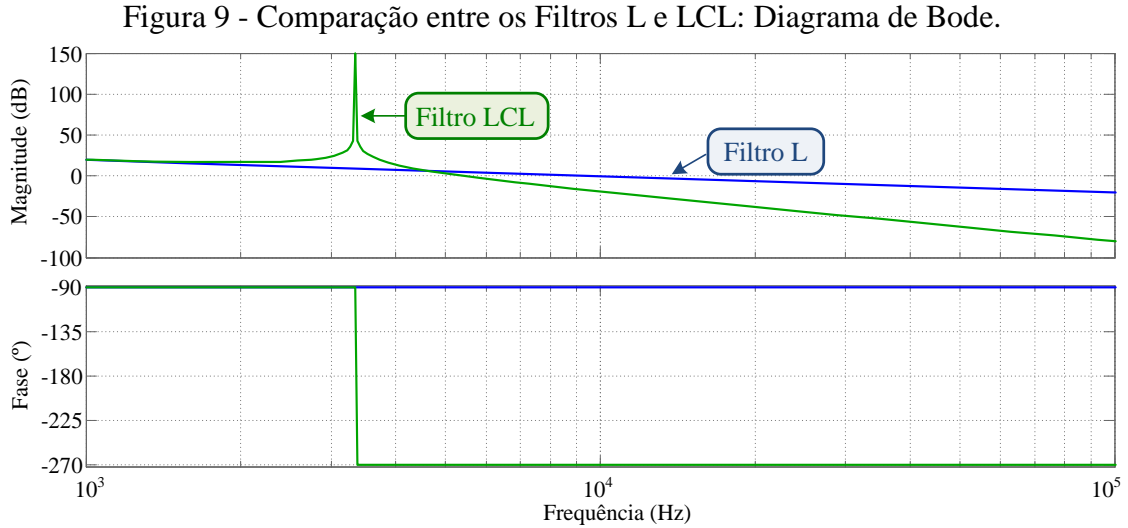


Sendo v_{inv} a tensão na saída do inversor, L_f indutor de filtro do VSI e C_f capacitor de filtro do VSI.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A estrutura ilustrada na Figura 8.a possui um comportamento de primeira ordem, conforme (1), e o projeto do controle torna-se menos trabalhoso, usualmente, um compensador do tipo Proporcional-Integral (PI) é o suficiente para realizar o controle da injeção de uma corrente senoidal na rede. Como desvantagem, é necessário um volume indutivo maior quando comparado com o filtro LCL para injetar uma corrente com a mesma distorção harmônica (DHT). O filtro LCL é um sistema de terceira ordem, conforme (2), conseguindo fornecer para a rede uma corrente com menor DHT, porém, o controle é mais complexo, podendo ocorrer uma defasagem angular entre a tensão da rede e a corrente

injetada, ou seja, há uma injeção indesejada de reativo na rede. O diagrama de bode para os filtros L e LCL são ilustrados na Figura 9.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

$$\frac{i_{L_g}(s)}{d(s)} = \frac{v_{CC}}{sL_g} \quad (1)$$

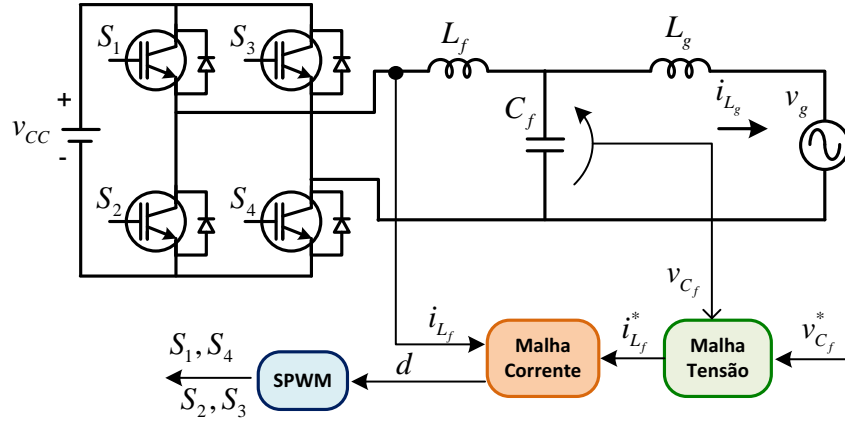
$$\frac{i_{L_g}(s)}{d(s)} = \frac{v_{CC}}{s^3 L_f L_g C_f + s(L_f + L_g)} \quad (2)$$

A metodologia empregada na Figura 8 realiza o controle do VSI, no modo corrente, impondo a corrente a ser injetada na rede elétrica; essa configuração tem a vantagem de funcionar como fonte de corrente, sendo que a energia acumulada no barramento CC é transferida diretamente para a rede através da modulação SPWM. Quando se deseja controlar os fluxos de potências ativa e reativa é comum controlar o VSI no modo tensão, realizando a filtragem do conteúdo harmônico por um filtro LC e para a conexão com a RDEE emprega-se um indutor de acoplamento, conforme ilustra a Figura 10.

Verifica-se na Figura 10 que a tensão de referência $v_{C_f}^*$ é um sinal senoidal, informando a amplitude, a frequência e a fase necessária para que o VSI injete na RDEE a potência ativa e reativa desejada. A tensão do capacitor v_{C_f} é amostrada e comparada com o sinal de referência $v_{C_f}^*$. Com o intuito de melhorar o desempenho do controle, a saída do controlador da malha de tensão gera a referência de corrente $i_{L_f}^*$, a qual é comparada com a

corrente amostrada i_{L_f} e a saída da malha de corrente em conjunto com a modulação SPWM gera os pulsos das chaves $S_1 - S_4$.

Figura 10 - VSI com controle no modo tensão conectado a RDEE.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

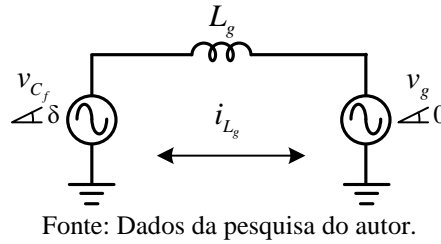
Pode-se controlar a amplitude e a frequência da tensão no barramento da rede elétrica utilizando as curvas de potência $P-f$ e $Q-V$, também conhecido como *Droop Control*. Nesse contexto, o inversor é modelado como se fosse um gerador, assim, o circuito da Figura 10 pode ser simplificado, conforme ilustra a Figura 11. Para este propósito, a partir de uma malha de potência obtém-se a tensão senoidal a ser rastreada pelo capacitor C_f , e, com a malha de tensão obtém-se a corrente de referência para o indutor L_f . Usando as curvas $P-f$ e $Q-V$ e considerando que o VSI opera como fonte de tensão, é possível controlar o fluxo das potências ativa e reativa injetadas na rede, conforme (3) e (4).

$$P_{at} = \frac{V_{C_f \text{ eficaz}} V_{g \text{ eficaz}}}{X_{L_g}} \sin(\delta) \quad (3)$$

$$Q_{re} = \frac{V_{C_f \text{ eficaz}} V_{g \text{ eficaz}}}{X_{L_g}} \cos(\delta) - \frac{V_{g \text{ eficaz}}^2}{X_{L_g}} \quad (4)$$

Sendo $V_{C_f \text{ eficaz}}$ a tensão eficaz no capacitor C_f , $V_{g \text{ eficaz}}$ a tensão eficaz na rede elétrica, X_{L_g} a impedância indutiva de conexão com a rede elétrica, δ o ângulo de transferência de potência, P_{at} a potência ativa entre a GD e a RDEE e Q_{re} a potência reativa entre a GD e a RDEE.

Figura 11 - Circuito elétrico equivalente para o VSI operando como fonte tensão conectado a rede elétrica.



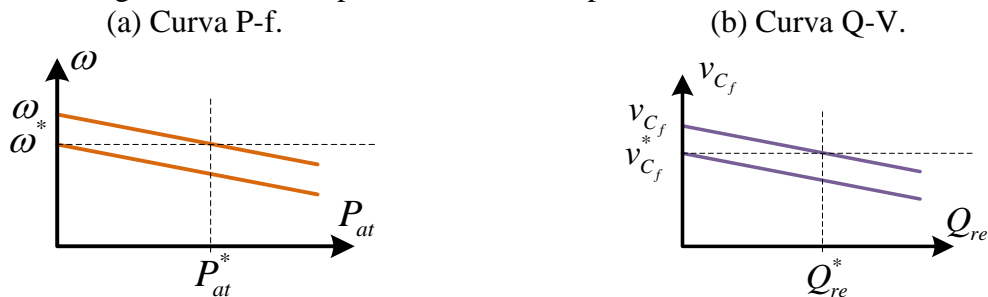
O ângulo de transferência de potência (δ) pode ser controlado diretamente pelo rastreamento da potência ativa (P_{at}) e com o rastreamento da potência reativa (Q_{re}) consegue-se controlar a tensão sobre o capacitor C_f . A Figura 12 exibe as curvas de potência P - f e Q - V .

Analisando a Figura 12, as curvas podem ser expressas em função dos fatores de “escorregamento”, definidos conforme:

$$\omega = \omega^* - k_p \cdot (P_{at}^* - P_{at}) \quad (5)$$

$$v_{C_f} = v_{C_f}^* - k_q \cdot (Q_{re}^* - Q_{re}) \quad (6)$$

Figura 12 - Curvas para o controle das potências Ativa e Reativa.



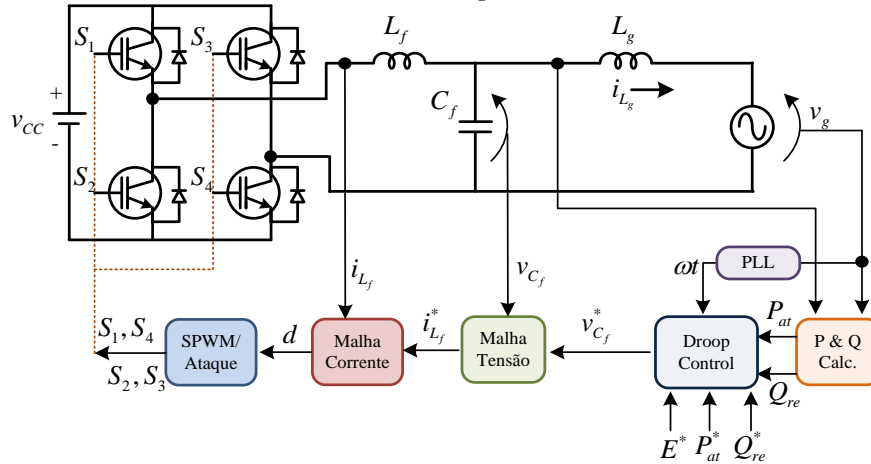
Sendo ω a frequência angular da rede, k_p e k_q as variáveis que definem o fator de escorregamento das curvas P - f e Q - V , ω^* a frequência angular de referência, P_{at}^* a potência ativa de referência, Q_{re}^* a potência reativa de referência.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A Figura 13 ilustra o controle multimalha do VSI, onde, através da malha de potência ativa e reativa obtém-se a tensão de referência para o VSI. Essa tensão de referência é enviada para a malha de tensão, na qual o capacitor C_f irá rastreá-la. Com a malha de tensão obtém-se a corrente de referência a ser rastreada pela corrente no indutor L_f , e, finalmente, com a malha de corrente obtém-se a modulação PWM senoidal para o VSI. A frequência angular da RDEE pode ser obtida através de um PLL. Convencionalmente, utiliza-

se a modulação SPWM unipolar, com a finalidade de reduzir o conteúdo harmônico e minimizar o tamanho/volume do filtro quando comparado com a modulação bipolar (SAMPAIO et al., 2012).

Figura 13 - Controle multimalha para o VSI no modo tensão, conectado com a RDEE, utilizando *Droop Control*.



Sendo E^* a tensão de referência, tensão alternada e com amplitude igual ao valor nominal da tensão da rede elétrica v_g .

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

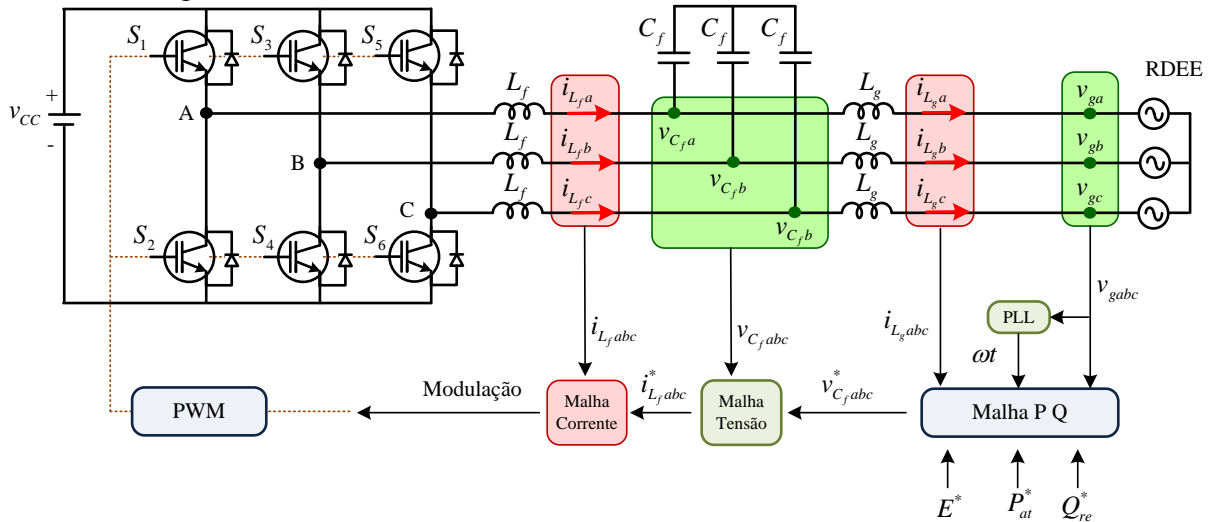
Conseqüentemente, o sistema trifásico também pode ser controlado no modo corrente (utilizando o filtro L ou LCL) ou no modo tensão. No controle no modo tensão, com a finalidade de evitar a circulação das componentes de sequências zero (3ª, 6ª, 9ª, e as harmônicas múltiplas) evita-se a conexão do neutro do capacitor com o neutro da RDEE. A Figura 14 ilustra o inversor trifásico utilizando o controle multimalha com conexão com a RDEE.

Considerando o sistema trifásico ilustrado na Figura 14, as potências ativa e reativa podem ser calculadas por:

$$P_{at} = 3 \left(\frac{V_{C_f \text{ eficaz}} V_{g \text{ eficaz}}}{X_{L_g}} \sin(\delta) \right) e \quad (7)$$

$$Q_{re} = 3 \left(\frac{V_{C_f \text{ eficaz}} V_{g \text{ eficaz}}}{X_{L_g}} \cos(\delta) - \frac{V_{g \text{ eficaz}}^2}{X_{L_g}} \right). \quad (8)$$

Figura 14 - VSI trifásico com controle multimalha conectado à RDEE.



Sendo $i_{L_f a}$, $i_{L_f b}$ e $i_{L_f c}$ as correntes nos indutores L_f das fases A, B e C; $i_{L_g a}$, $i_{L_g b}$ e $i_{L_g c}$ as correntes nos indutores L_g das fases A, B e C; $v_{C_f a}$, $v_{C_f b}$ e $v_{C_f c}$ as tensões nos capacitores C_f nas fases A, B e C; $v_{g a}$, $v_{g b}$ e $v_{g c}$ as tensões na rede elétrica nas fases A, B e C; $i_{L_f abc}$ representa as correntes $i_{L_f a}$, $i_{L_f b}$ e $i_{L_f c}$; $i_{L_g abc}$ representa as correntes $i_{L_g a}$, $i_{L_g b}$ e $i_{L_g c}$; $v_{C_f abc}$ representa as tensões $v_{C_f a}$, $v_{C_f b}$ e $v_{C_f c}$; $v_{g abc}$ representa as tensões $v_{g a}$, $v_{g b}$ e $v_{g c}$; $i_{L_f abc}^*$ referência de corrente trifásica nos eixos abc; $v_{C_f abc}^*$ referência de tensão trifásica nos eixos abc.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

1.6 Ilhamento, operação ilhada, anti-Ilhamento e proteções em ambiente de GD

1.6.1 Ilhamento em ambientes GD

Para a conexão segura com a RDEE, a GD deve atender alguns requisitos de operação e proteções, uma vez que, devido à troca do fluxo de potência entre os dois sistemas, algumas falhas podem aparecer na rede, como variações na tensão e na frequência, harmônicos, confiabilidade/continuidade e ilhamento do sistema. O ilhamento ocorre quando a RDEE desliga o fornecimento de energia para o sistema e nesse momento a GD continua operando com uma parcela das cargas conectadas à microrrede, mantendo-as energizadas, de forma isolada (operação ilhada). Há a possibilidade de operação ilhada, mesmo com a saída da RDEE convencional. Contudo, tal operação exige um conjunto de regras de operação e controle do fluxo de potência, abertura e fechamento de segmentos de redes, proteções, comunicação e gerenciamento do sistema no estado da arte (redes inteligentes). Entretanto, ainda no Brasil e na maioria dos países é obrigatório por diversas normas nacionais e internacionais, que quando conectada à RDEE a GD possua plenas condições para detectar o ilhamento e realizar a desconexão com a rede elétrica, num tempo máximo pré-determinado. Em geral, a norma IEEE 1547-2003 (IEEE, 2000) e ABNT NBR IEC 62116:2012 (ABNT,

2012) definem um tempo máximo de 2 (dois) segundos para a desconexão da GD da RDEE, na ocorrência do ilhamento (Anexo A).

1.6.2 Operação ilhada em ambientes GD

A operação ilhada em ambientes de geração distribuída pode ser interessante, com a vantagem de continuar atendendo aos consumidores conectados ao PCC. Melhoram-se os índices de qualidade do fornecimento de energia aos usuários da rede elétrica, principalmente, em áreas atingidas por "apagões", ambientes nos quais o consumidor final é o maior beneficiado, por ter uma maior garantia do fornecimento contínuo do fluxo de energia por parte do sistema elétrico (BORTONI, 2007).

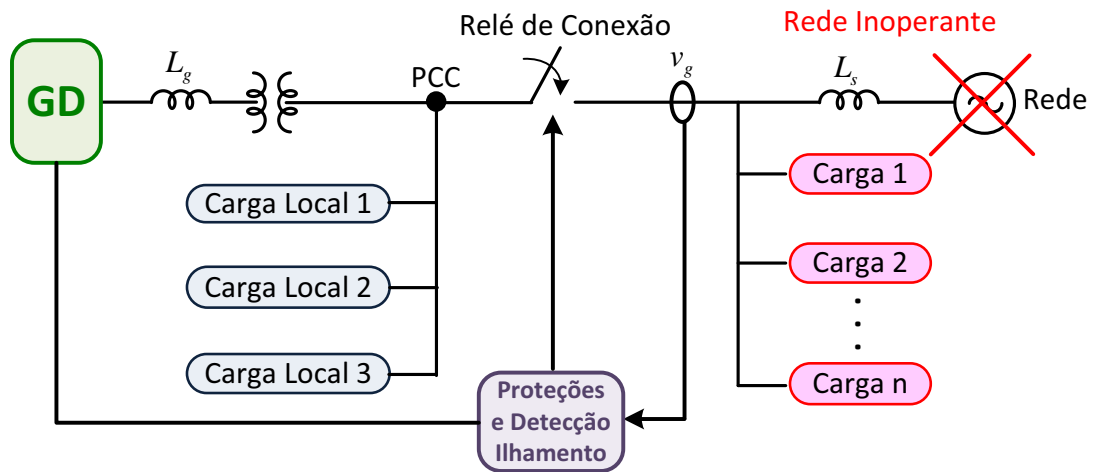
Após a detecção do ilhamento, a GD deve possuir um mecanismo para controlar a frequência do sistema e garantir o fornecimento de energia dentro dos padrões de qualidade de energia elétrica estabelecidos por norma. Conseqüentemente, dependendo da capacidade da GD, pode ser necessário estabelecer uma região de abrangência de operação, considerando que não seja possível atender toda a demanda de energia solicitada pelas cargas conectadas ao PCC, assim, deve-se limitar o número de cargas conectadas ao PCC e as demais cargas presentes no sistema devem ser desconectadas (DELGHAVI; YAZDANI, 2011; NDIAYE, 2013).

Para a operação ilhada é necessário que o sistema GD detenha o controle da amplitude e frequência da tensão do barramento, de forma a atender os requisitos de confiabilidade e estabilidade dinâmica requeridas pelo sistema.

Para GD com potência instalada acima de $300kW$ é necessária a realização de uma avaliação técnica para verificar a possibilidade de operação ilhada. Assim, a avaliação deve considerar a qualidade da GD, a possibilidade da participação da GD junto ao controle automático de geração - CAG e do esquema de corte de geração - ECG, de forma a atender aos requisitos de proteções e controle estabelecidos nos procedimentos de rede (ANEEL, 2012).

A Figura 15 ilustra um exemplo de GD operando de forma ilhada, atendendo a um grupo de cargas prioritárias e demais cargas não prioritárias desconectadas. Verifica-se que no retorno da rede elétrica, a GD deve possuir técnicas para restabelecer o sincronismo com a rede elétrica, para somente depois realizar a reconexão com a rede através do uso de relés de conexão.

Figura 15 - Exemplo de uma GD Operando de forma Ilhada, suprindo uma certa quantia de cargas locais.



Onde L_s é a indutância série da rede elétrica.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A técnica de *Droop Control* torna-se interessante para o controle da geração distribuída quando operando de forma ilhada, uma vez que apenas o controle das potências ativa e reativa de forma independente não garantiria o controle da magnitude e frequência da tensão para as cargas locais de forma adequada.

Durante a transição entre o modo conectado e de operação ilhada e/ou vice-versa, deve-se controlar a amplitude e a frequência da tensão da GD para que a mesma fique dentro dos limites estabelecidos por normas. Usualmente, a variação tolerada para a frequência é de 2% e a variação máxima de tensão é de 5%.

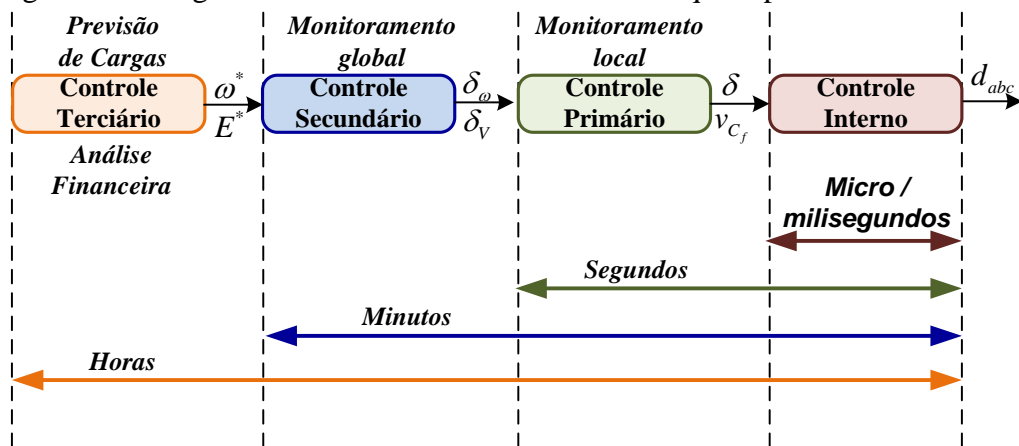
A microrrede pode ser composta por um ou mais inversores operando em paralelo com as cargas locais e com a rede elétrica. De forma geral, a impedância entre a GD e a RDEE é grande o suficiente para evitar/minimizar a circulação de corrente reativa, porém, quando operando de forma ilhada pode ocorrer a circulação de reativos entre as GDs, uma vez que a distribuição da microrrede é de forma radial. Outro ponto a se destacar é que nem sempre toda a energia disponível na GD pode ser fornecida para as cargas locais, de modo a evitar problemas de instabilidade do sistema (LIU et al., 2011; SIMOES, 2006).

De uma forma geral, quando operando de forma ilhada a GD passa a ser responsável pela regulação da amplitude e da frequência da tensão para o fornecimento de energia para as cargas locais. Deve-se priorizar a estabilidade da rede elétrica e manter a operação da microrrede dentro dos padrões estabelecidos por normas, manter o equilíbrio entre a potência solicitada pelas cargas locais e a potência fornecida pela GD, principalmente quando ocorre a

entrada/saída de cargas, além de manter a qualidade da energia elétrica dentro dos padrões aceitáveis (KATIRAEI et al., 2005).

Para o controle da microrrede quando operando de forma ilhada é comum o uso de um controle hierárquico, sendo composto por três camadas de controle para o propósito, conhecido na literatura por controle primário, secundário e terciário (DOBAKSHARI et al., 2011; GUERRERO et al., 2011, 2013; PEAS LOPES et al., 2006; VANDOORN et al., 2011). A Figura 16 ilustra em diagrama de blocos um exemplo do controle hierárquico.

Figura 16 - Diagrama de blocos de um controle hierárquico para uma microrrede.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

O controle primário é considerado o primeiro nível hierárquico, utiliza-se das curvas de potência $P-f$ e $Q-V$ (*Droop Control*), para controlar a potência ativa e reativa quando conectado com a rede elétrica e ao operar no modo ilhado utiliza-se das curvas (Figura 12) para controlar a amplitude e a frequência da tensão no barramento. Quando a microrrede é composta por mais de um inversor, cada estrutura pode ter seu próprio controle baseado nas curvas, não precisando de uma comunicação entre os mesmos para realizar o controle do barramento. Porém, na operação ilhada pode haver pequenos desvios de tensão e de frequência entre os valores de referências e os valores de operação da GD, assim, para garantir a operação estável do sistema, essa diferença deve ser evitada/minimizada (LASSETER, 2002).

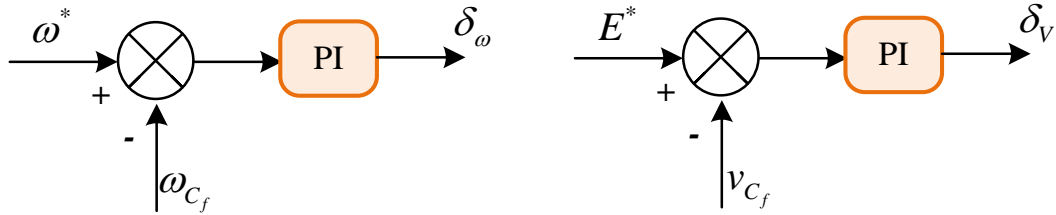
O controle primário pode ser realizado de diferentes formas, com ou sem comunicação entre as GD, destacam-se como as principais técnicas para o controle primário com comunicação entre as GD (VANDOORN et al., 2011):

- Controle centralizado: neste tipo de controle a central monitora as cargas presentes na microrrede e envia as informações de controle para cada GD, distribuindo a energia a ser gerada entre as GD;
- Controle Mestre/Escravo: neste tipo de controle uma das GD será ditada como mestre e conterá os principais algoritmos de controle para sincronismo, controle da amplitude e da frequência da tensão, distribui a referência da corrente para as outras unidades GD, que são consideradas como escravas. Neste ambiente a unidade mestre é controlada como fonte de tensão e as unidades escravas são controladas como fonte de corrente.
- Compartilhamento instantâneo (médio) de corrente: neste tipo de controle realiza-se a sincronização da tensão entre as GD, garantindo que todas as unidades tenham as tensões em fase, e após esse procedimento, é realizado o compartilhamento de corrente entre os módulos, onde a corrente de referência é determinada em função da medição da corrente fornecida por cada módulo e a necessária para alimentar as cargas locais.

Por outro lado, o controle baseado em comunicação precisa de redundâncias, entre outros aspectos que podem torná-lo complexo e de custo elevado. Assim, em muitas microrredes, a não utilização de comunicação pode ser até uma vantagem em termos de confiabilidade e redução de custos. As principais técnicas de controle sem comunicação são baseadas nas técnicas de *Droop Control*.

O controle secundário é considerado o segundo nível hierárquico, sendo utilizado como forma de proteção geral na operação do controle. Tem a finalidade principal de garantir a qualidade da energia elétrica fornecida pela GD e reduzir os desvios de amplitude (δ_v) e da frequência (δ_ω) da tensão de saída gerados no controle primário, com a finalidade de garantir uma operação estável da microrrede (MEHRIZI-SANI; IRAVANI, 2010). As técnicas tradicionais para o controle secundário consistem em analisar o ponto de referência com o ponto de operação da GD. Após a comparação, o controle verifica os desvios de amplitude e de frequência da tensão, verificando se a tensão do barramento encontra-se dentro do valor nominal de operação, conforme ilustra a Figura 17.

Figura 17 - Exemplo de um controle secundário para composição do controle hierárquico.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

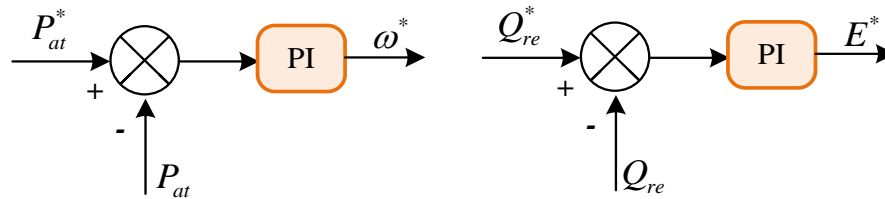
Verifica-se que o controle secundário deve ser mais lento que o controle primário, e destaca-se nos seguintes aspectos:

- Definir a potência individual e estabelecer o valor da amplitude e da frequência da tensão para cada inversor da microrrede;
- Maximizar a eficiência de operação das fontes alternativas presentes na microrrede;
- Estabelecer e fornecer os parâmetros de controle para microrrede operando tanto no modo conectado quanto no modo ilhado.

Quando a microrrede é composta por mais de uma GD deve-se adotar uma comunicação, na qual o sistema supervisor fornece os desvios de tensão e de frequência para o controle primário das GDs. Para este tipo de controle pode-se utilizar canais de comunicação de banda estreita (*low-bandwidth*), ou seja, a comunicação do sistema pode ser lenta (segundos) e de baixo custo.

Controle terciário tem a finalidade de ajustar a amplitude e a frequência da tensão de saída do inversor em função da otimização do fluxo de potência. Este controle relaciona-se com fatores econômicos. Geralmente, este controle é gerenciado por uma central de dados financeira que avalia se a GD deve importar ou exportar energia para a RDEE, verificando preço de mercado, demanda, entre outros fatores técnicos e econômicos. O controle primário através das curvas de $P-f$ e $Q-V$ absorve/injeta potência na rede elétrica. Pode-se controlar a referência de potência ativa e reativa através do controle terciário, gerando os valores das referências de amplitude e de frequência da tensão para o controle secundário. Dentre outras funcionalidades pode-se implementar a detecção do ilhamento, redução dos harmônicos de tensão, entre outras metodologias para melhoria na qualidade da energia elétrica. A Figura 18 ilustra o diagrama de blocos para o controle terciário.

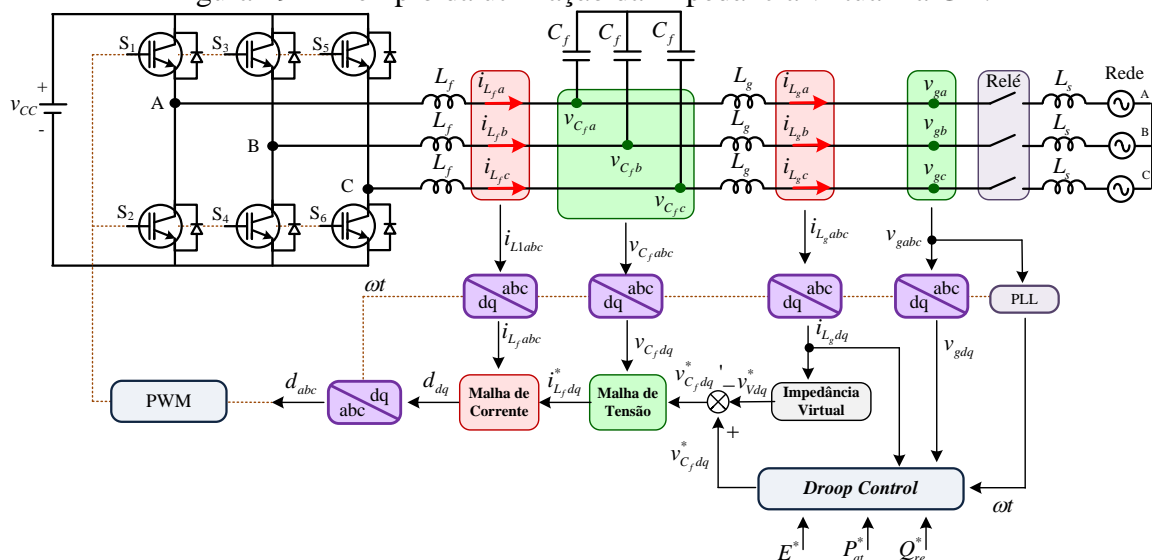
Figura 18 - Exemplo de um controle secundário para composição do controle hierárquico.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Com o objetivo de melhorar a estabilidade dinâmica das GDs, além de reduzir os erros durante a divisão de potência entre as GDs em uma microrrede operando de forma ilhada, alguns trabalhos utilizam a técnica de impedância virtual (HE; LI, 2011; ZHANG et al., 2013). Esta técnica visa o ajuste virtual da impedância de saída do conversor, através de uma malha de controle adicional, conforme ilustra a Figura 19. A técnica consiste na modificação do controle, emulando uma impedância série com a rede, ou seja, a impedância virtual não provoca perdas adicionais de potência no sistema e permite uma melhor divisão da potência provenientes das GDs. Além disso, permite que as GDs entrem e saiam de operação com o sistema em funcionamento (*hot swap*) através do ajuste da impedância virtual de saída, colocando uma alta impedância na GD durante a conexão e após certo tempo de estabelecimento, essa impedância diminui até atingir o valor em regime permanente.

Figura 19 - Exemplo da utilização da impedância virtual na GD.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A nova tensão de referência v_{dq}^* para a malha tensão é composta pela subtração da tensão calculada através das curvas de potências (*Droop Control*) e pela tensão gerada na malha de impedância virtual, ou seja, a impedância virtual tem a função de emular uma

impedância série com a saída do inversor, com valor ajustável via controle (SAVAGHEBI et al., 2012).

Verifica-se que a impedância da rede elétrica na baixa tensão pode ter uma característica mais resistiva do que indutiva e a utilização da impedância virtual pode auxiliar nesse problema, através da emulação de uma impedância com característica indutiva. Ademais, pode-se ajustar a impedância virtual para cada harmônico presente no barramento CA, principalmente quando há presença de cargas não-lineares no sistema e as GDs precisam fornecer correntes harmônicas para a carga (SAVAGHEBI et al., 2012).

A presença de cargas não balanceadas na microrrede trifásica quando operando de forma ilhada pode provocar desequilíbrio de tensão. Nota-se que ao fornecer tensões trifásicas com grandes desequilíbrios para cargas conectadas na microrrede pode gerar uma série de impactos e deteriorar a qualidade da energia elétrica, podendo provocar o mau funcionamento de equipamentos mais sensíveis às variações de tensão e aumentar a perdas em motores. Alguns autores propõem a decomposição das tensões e correntes da rede elétrica em sequência positiva e negativa, utilizando a sequência positiva nas malhas de controle e com a sequência negativa estima-se um fator de correção para compensar o desbalanço das cargas (AZEVEDO et al., 2010; SAVAGHEBI et al., 2013).

1.6.3 Proteções e anti-ilhamento em ambientes GD

De forma geral, existem os métodos passivos e ativos para a detecção de falhas e do efeito do ilhamento da rede elétrica. O método passivo é concebido pela medição dos parâmetros locais da RDEE e da GD, por exemplo, cálculo do valor eficaz da tensão da rede através de sensores de tensão e algoritmos em DSPs. Com o valor da medição, pode-se verificar qual o nível de variação entre a medição e o valor padrão, caso o valor esteja acima ou abaixo de uma determinada faixa a GD deve ser desconectada da RDEE. A detecção do método passivo é bastante rápida e, os principais métodos passivos são: variação da potência de saída, variações na frequência, variações na impedância da rede, desequilíbrio de tensão, variações na tensão e distorção harmônica (ABDOLRASOL; MEKHILEF, 2010).

Porém, quando ocorre o equilíbrio de carga, os métodos passivos não conseguem detectar o ilhamento, sendo necessária a utilização dos métodos ativos. Os métodos ativos são realizados através da introdução de pequenas perturbações na RDEE que, operando em condições normais, quase não afetam o sistema, porém ao ocorrer o ilhamento, essas pequenas perturbações vão se acumulando e o método ativo consegue detectar este efeito. Por

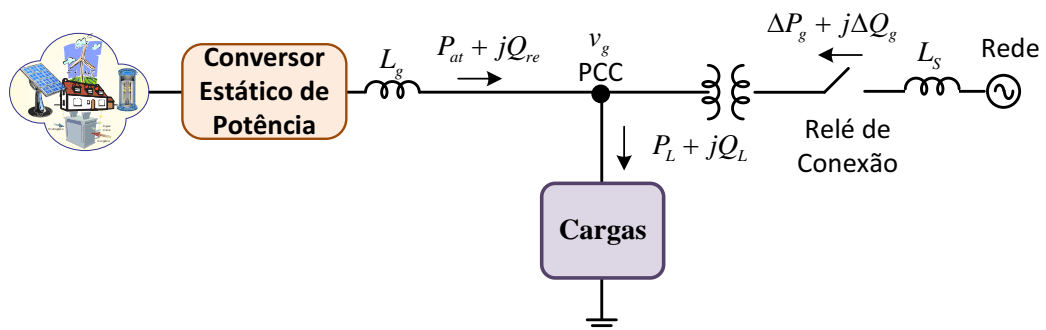
outro lado, o método ativo é mais complexo e quanto mais rápido for a detecção, maior será o distúrbio gerado pelo método.

A norma ABNT NBR IEC 62116:2012 (ABNT, 2012) estabelece que a faixa de operação padrão da tensão deve estar entre $0,85$ a $1,1pu$, caso esteja entre $0,5$ a $0,85pu$ ou entre $1,1$ a $1,35pu$ a GD tem 2 (dois) segundos para efetuar a desconexão. Caso a tensão esteja abaixo de $0,5$ ou superior a $1,35pu$ a GD tem $0,5$ segundos para efetuar a desconexão. Para a frequência, a faixa de operação é entre $57,5$ a $60,5Hz$, caso a frequência da rede seja inferior a $57,5Hz$ ou superior a $60,5Hz$ a GD tem $0,2$ segundos para efetuar a desconexão com a rede (Anexo A).

A Figura 20 ilustra um sistema de geração distribuída conectada à rede elétrica, no qual a potência consumida pela carga ($P_L + jQ_L$) pode ser totalmente suprida pela GD ($P_{at} + jQ_{re}$), ou parcialmente fornecida pela rede elétrica ($\Delta P_g + j\Delta Q_g$). O fluxo de energia pode ser verificado diretamente no PCC, durante o equilíbrio de potência tem-se:

$$\begin{aligned}\Delta P &= P_L - P_{at} \text{ e} \\ \Delta Q &= Q_L - Q_{re}.\end{aligned}\tag{9}$$

Figura 20 - Esboço de um sistema GD conectado a Rede Elétrica.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Sendo P_{at} a potência ativa fornecida pela GD; Q_{re} a potência reativa fornecida/absorvida pela GD; P_L a potência ativa consumida pela carga; Q_L : a potência reativa consumida pela carga; ΔP_g a potência ativa fornecida/absorvida pela rede; ΔQ_g a potência reativa fornecida/absorvida pela rede.

Na ocorrência de interrupção da energia por parte da rede elétrica e desconexão da rede elétrica, o comportamento do sistema dependerá das variáveis ΔP e ΔQ anomalia na rede elétrica. Caso ocorra o fato da rede elétrica estar fornecendo ou recebendo potência ativa no instante da desconexão, ou seja, $\Delta P \neq 0$, acontecerá uma mudança na amplitude tensão no

PCC, efeito que pode ser detectado por um algoritmo de sobre/subtensão. Se no momento da desconexão, a potência reativa entre a GD e a RDEE for diferente de zero, ou seja, $\Delta Q \neq 0$, ocorrerão mudanças na frequência da tensão no PCC, efeito que pode ser detectado por um algoritmo de sobre/subfrequência.

De forma geral, os métodos ativos baseiam-se na injeção de reativos, no deslocamento de fase ou frequência e medição de impedância.

Na injeção de reativos, a RDEE em operações normais consegue consumir o reativo gerado pela GD, porém, durante o ilhamento essa geração excedente de reativo ocasionará variações na tensão da GD, que poderá ser detectada pelo método. O método é realizado introduzindo um deslocamento na corrente injetada na rede.

Os principais métodos para a detecção de deslocamento de fase são: AFD (*Active Frequency Drift*) e SMS (*Slip-Mode Frequency Shift*). O AFD consiste na injeção de uma corrente no PCC com uma frequência levemente superior à frequência da rede, sincronizada com o cruzamento por zero da tensão, de forma que, no ilhamento a frequência irá aumentar de forma contínua. Pode-se também implementar uma versão acelerada do AFD, conhecida como SFS, que possui uma realimentação positiva. O método tenta amplificar pequenas variações na frequência, porém, a presença da RDEE rejeita. Quando a RDEE é desconectada, as modificações na frequência produzem diferença de fase e da realimentação positiva, em um processo iterativo, que leva à frequência acima/abaixo dos valores permitidos.

O princípio de funcionamento do método SMS consiste na tentativa de variar a frequência de operação da GD. Quando em operações normais, a frequência permanecerá no valor nominal. No momento de desconexão com a rede a GD modificará a frequência de operação, tanto aumentando quanto diminuindo a frequência de operação. Dentro de uma faixa limite o método detectará essa mudança.

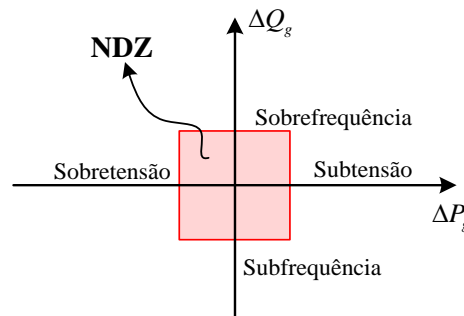
O método da medição da impedância consiste na injeção adicional de uma corrente com frequência de operação superior na RDEE e verificar qual o comportamento da tensão. Na desconexão com a rede, o fluxo desta corrente com frequência superior injetada na rede fluirá para as cargas locais, que implicará em um aumento da tensão da harmônica injetada.

Além dos métodos passivos e ativos locais, também há o método remoto, que consiste na comunicação da GD com as centrais de monitoramento da geração de energia elétrica. Dada uma falha na rede, na subestação ou nos geradores tradicionais, um sinal de desconexão é enviado para a GD, avisando do problema e solicitando a desconexão com o PCC. Esse método é rápido e eficiente, porém, o limitador da expansão dessa tecnologia, nos

dias atuais, é ainda o fator econômico. Um dos protocolos de comunicação mais utilizado para essa finalidade é o PLC (*Power Line Communication*).

Um fator importante nos testes de eficiência dos algoritmos de anti-ilhamento é a zona de não detecção - NDZ, região na qual as cargas locais estão sujeitas ao ilhamento em que os métodos de detecção possam falhar. No instante da desconexão da rede elétrica, se não há diferença de potência ativa e reativa entre a rede elétrica e o PCC, ou seja, se $\Delta P_g = 0$ e $\Delta Q_g = 0$, não haverá mudanças na amplitude e na frequência da tensão, dificultando a detecção pelos métodos passivos. Tal fator ocorre, geralmente, quando a potência fornecida pela rede elétrica é muito próxima da potência requerida pelas cargas no PCC, as diferenças de potências entre o PCC e a RDEE não precisam ser nulas, mas há uma determinada região na qual é mais difícil a detecção do ilhamento, essa região conhecida como NDZ é ilustrada na Figura 21 (GALOTTO, 2011).

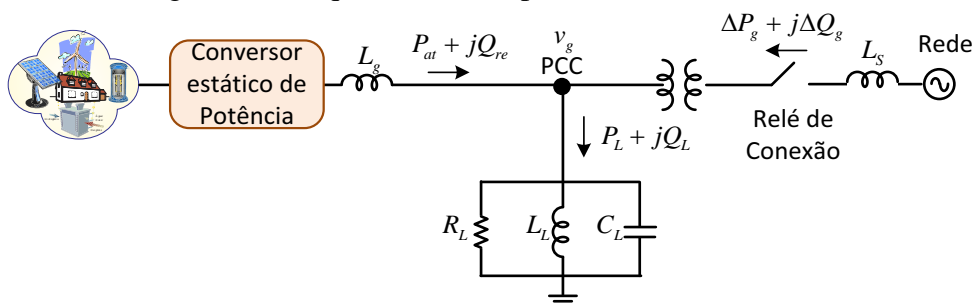
Figura 21 - Região NDZ no espaço $\Delta P_g \times \Delta Q_g$, para sobre/subtensão e sobre/subfrequência.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Em geral, para realizar os testes dos algoritmos de detecção do ilhamento empregam-se cargas do tipo RLC, como carga local entre a GD e a RDEE, que podem causar dificuldades na detecção deste evento, conforme circuito ilustrado na Figura 22.

Figura 22 - Esquema elétrico para testes do ilhamento.



Sendo R_L , L_L e C_L a resistência, a indutância, a capacitância da carga RLC, respectivamente.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A carga R_L é calculada através da potência ativa (P_{at}) a ser injetada na rede elétrica (10).

$$R_L = \frac{v_g^2}{P_{at}} \quad (10)$$

A indutância L_L e a capacitância C_L da carga RLC é calculada através do fator de qualidade Q_f , conforme (11), (12) e (13). Quanto maior o fator de qualidade, maior será a dificuldade para o método detectar o ilhamento.

$$Q_f = R_L \sqrt{\frac{C_L}{L_L}} \quad (11)$$

$$L_L = \frac{v_g^2}{2\pi f Q_f P_{at}} \quad (12)$$

$$C_L = \frac{Q_f P_{at}}{2\pi f v_g^2} \quad (13)$$

Foram analisados o tempo de detecção do ilhamento, a distorção harmônica da corrente injetada, a complexidade e o distúrbio na rede para diferentes métodos ativos, através da utilização de uma carga RLC em paralelo com o inversor e a rede elétrica, conforme ilustra a Tabela 1. Os resultados obtidos por Brito (2013), demonstram que o método ativo conhecido como SMS é um método que se destaca por possuir uma rápida detecção do ilhamento, com distúrbios mínimos na rede elétrica e com grau médio de complexidade, sendo este método o escolhido para a implementação neste trabalho.

Tabela 1 - Principais características dos algoritmos de anti-ilhamento.

Método	Frequência/ Tensão para Detecção	Tempo de Detecção	DHT Corrente injetada	Complexidade	Grau de distúrbio na rede
Injeção de Reativos	59Hz	110ms	2,0%	Simples	Médio (FP reduzido)
AFD	61Hz	138ms	7,5%	Média	Alto (DHT elevada)
SMS	59Hz	185ms	2,0%	Média	Mínimo
SFS	61Hz	235ms	2,5%	Média	Baixo
SVS	107V	290ms	2,0%	Simples	Mínimo

Onde: AFD: Active Frequency Drift; SMS: Slip-Mode Frequency-Shift; SFS: Sandia Frequency Shift; SVS: Sandia Voltage Shift.

Fonte: Brito (2013).

1.7 Conclusões parciais

A geração distribuída, cada vez mais, é destaque no cenário da geração convencional de energia elétrica, tem ampliado sua porcentagem na matriz energética dos países e deixando de ser conectada somente em elevadas tensões (principalmente subtransmissão), migrando-se também para conexão em baixa tensão nas redes de distribuição convencionais em corrente alternada. Neste sentido, a integração de fontes alternativas e renováveis de energia, no contexto da GD, vem a complementar a geração tradicional/convencional.

A GD pode ser conectada à RDEE por diferentes tipos de barramentos CC, CA em alta e baixa frequências. Consequentemente, é importante que a GD atenda às normas de conexão e acesso às RDEE, permitindo segurança operacional e ampliação dos indicadores de continuidade e qualidade destas RDEE.

Pode-se controlar o estágio inversor (VSI) de conexão com as RDEE da GD como fonte de corrente, injetando uma corrente na rede elétrica sincronizada com a tensão da rede através de um algoritmo de PLL, defasada de 180° em relação a tensão. Outra possibilidade é controlar o estágio inversor como fonte de tensão, transferindo potência ativa através da diferença angular entre a tensão do VSI e da RDEE, e o controle da potência reativa pode ser realizado através da diferença das magnitudes das tensões.

Considerando a possibilidade de operação ilhada, a GD deve ter capacidade para impor a magnitude e a frequência da tensão no PCC, garantindo a qualidade no fornecimento de energia para as cargas conectadas no sistema. Uma técnica interessante para o controle do sistema nessa condição é o *Droop Control*, que através da potência ativa regula-se a frequência da tensão ($P-f$) e através da potência reativa regula-se a magnitude da tensão ($Q-V$).

Por outro lado, ao ocorrer anomalias na rede elétrica ou quando a rede é desligada, muitos sistemas GD devem ser desconectados da rede elétrica, interrompendo o fornecimento de energia para a RDEE. Para verificar as anomalias e o ilhamento pode-se utilizar técnicas passivas, que monitoram os parâmetros da rede; técnicas ativas, que inserem uma pequena perturbação na rede, a fim de verificar a sua presença; ou uma solução híbrida, composta por passiva e ativa.

Para organizar o desenvolvimento deste trabalho, o mesmo foi dividido em capítulos, na seguinte sequência:

No Capítulo 2 são apresentadas de forma resumida as principais fontes alternativas e renováveis de energia elétrica que podem ser utilizadas na geração distribuída, apresentando-

se os princípios de funcionamento e as principais técnicas para a extração da máxima potência, para cada fonte renovável considerada no capítulo.

No Capítulo 3 é apresentada a modelação matemática, projeto e resultados de simulação para os inversores monofásico e trifásico com filtro LCL conectados com a RDEE, utilizando a linearização pela realimentação dos estados, em um sistema multimalhas, com os conceitos das LMIs e critérios de D-Estabilidade.

Na sequência, no Capítulo 4, apresentam-se os procedimentos de projeto, as proteções implementadas, incluindo-se resultados de simulação.

Os resultados experimentais, para os inversores monofásico e trifásico, incluindo as proteções, são apresentados e discutidos no Capítulo 5.

As conclusões gerais e proposta de continuidade para o trabalho são apresentadas no Capítulo 6.

O Apêndice A apresenta o projeto dos indutores, cálculo das perdas nos semicondutores de potência e detalhes da implementação das placas de aquisição e condicionamento de sinais.

Os artigos publicados frutos deste e de outros trabalhos correlatos durante o período de realização do doutorado são apresentados no Apêndice B.

O Anexo A apresenta as principais informações das normas e projetos de normas para a conexão da GD com a RDEE.

2 FONTES ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS DE ENERGIA ELÉTRICA

Considerando o cenário de geração distribuída apresentado no Capítulo 1 , este capítulo apresenta forma resumida as principais fontes alternativas e renováveis de energia elétrica que podem compor esse novo cenário de GD.

2.1 Introdução

No cenário atual, em conjunto com a constante evolução tecnológica e o uso crescente das fontes de energia, aumenta a preocupação da sociedade, pelos impactos da interferência humana no meio ambiente. Neste contexto, tais fatores estão contribuindo para mudanças nos cenários da geração de energia elétrica tradicional, com a diversificação de suas fontes e ampliação dos recursos alternativos renováveis, principalmente, aqueles de menores impactos. Nestes novos cenários, a eletrônica de potência vem contribuindo de forma significativa, com o processamento eletrônico da energia, desenvolvendo e aplicando produtos cada vez mais eficientes, com constante redução de custos, vindo de encontro ao desejado, pelo seguimento industrial e, principalmente, a sociedade (BLAABJERG et al., 2010; SONG; WANG, 2013).

Em geral, a geração tradicional utiliza processos que emitem muitos poluentes (queima de combustível fóssil e mineral), causando grandes impactos ao meio ambiente, podendo trazer riscos elevados em caso de desastres (nuclear, grandes usinas hidroelétricas) ou resíduos de elevada vida média para serem degradados.

Neste contexto, as fontes alternativas e renováveis de energia elétrica vêm conquistando cada vez mais espaço. Desta forma, é com a utilização da eletrônica de potência e de técnicas de controle, que se tem a possibilidade de extrair a máxima potência dessas fontes, além de permitirem as adequações elétricas para realizar a conexão com a RDEE, assegurar a segurança desta conexão e as devidas proteções para os sistemas.

Assim, este trabalho apresenta de forma resumida os principais conceitos envolvidos com as principais fontes alternativas renováveis, para aplicações na GD, quais sejam: fotovoltaica (*Photovoltaic (PV)*), eólica e célula a combustível (*Fuel Cell (FC)*).

2.2 Energia solar fotovoltaica

O Painel Fotovoltaico é um dispositivo utilizado para o processo de conversão da energia solar em elétrica. Dentre as fontes alternativas, a energia elétrica proveniente dos painéis é atualmente considerada como sendo a fonte de energia natural mais útil, uma vez que está disponível, de forma livre, ao longo da Terra e participa, na Terra, como fator primário de todos os outros processos naturais de obtenção de energia. Além disso, apesar dos fenômenos de reflexão e absorção dos raios solares pela atmosfera, estima-se que a energia solar incidente sobre a superfície da terra, seja da ordem de dez mil vezes maior do que o consumo energético mundial (ANEEL, 2003). Neste contexto, o conceito de GD transformou-se numa possibilidade técnica real e atual, sujeita a diversas pesquisas e normatizações, em todo o mundo. A Figura 23 ilustra um painel fotovoltaico típico.

Figura 23 - Painel fotovoltaico típico.



Fonte: Kyocera (2012).

Pesquisas realizadas no ano de 2010 apontaram que a energia elétrica produzida através da utilização de fontes fotovoltaicas chegou a aproximadamente *40GW*, um aumento de sete vezes, considerando as instalações dos cinco anos anteriores (REN21, 2011). Outras pesquisas estimam que, no ano de 2015, a instalação de energia fotovoltaica ultrapasse os *100GW* (JRC, 2011). A Tabela 2 mostra a capacidade instalada em porcentagem, para os dez maiores utilizadores da energia fotovoltaica, no ano de 2010.

O Brasil possui excelentes níveis de radiação solar; a incidência solar é muito superior à verificada no restante do mundo, devido à sua localização, fator que coloca o país em vantagem com relação aos países industrializados na possibilidade de utilização da energia solar fotovoltaica (CRESESB, 2000). Os PVs são muito utilizados na Europa, principalmente,

na Alemanha, onde a irradiação solar é 1,4 vezes menor que na região com menor incidência no Brasil (SALAMONI; RÜTHER, 2007). Este sistema pode auxiliar na melhoria das condições de vida em comunidades isoladas onde não existem redes de energia elétrica, no fornecimento de energia para motores e bombas de irrigação utilizados na agricultura, em sistemas de telecomunicações, estações repetidoras de TV e rádio, iluminação residencial, iluminação pública, refrigeradores, aplicações marítimas, entre outras inúmeras aplicações.

Tabela 2 - Capacidade instalada de geração de energia solar, no mundo, no ano 2010.

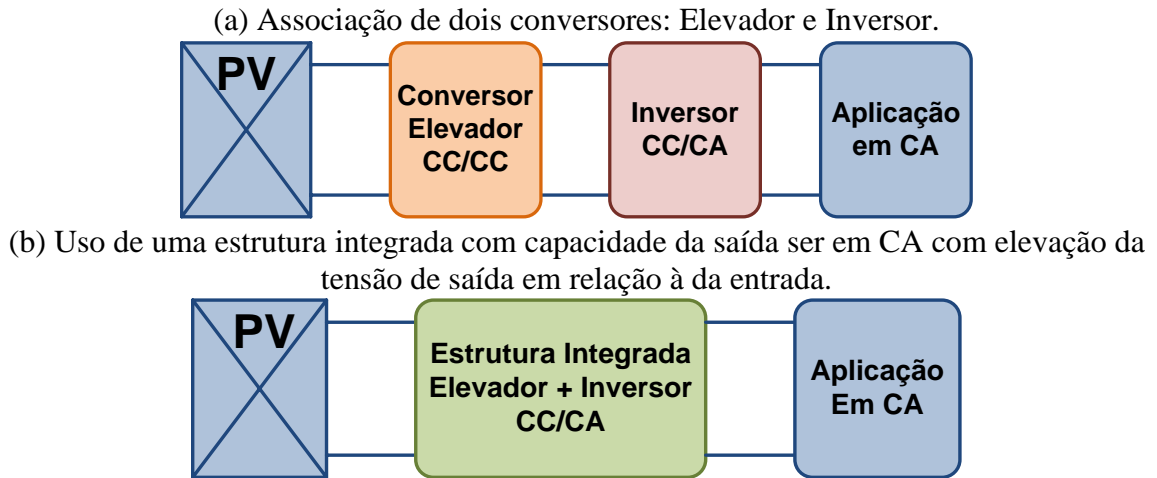
Posição	Países	%
1°	Alemanha	44
2°	Espanha	10
3°	Itália	9
4°	Japão	9
5°	Estados Unidos	6
6°	República Tcheca	5
7°	França	3
8°	China	2
9°	Bélgica	2
10°	Coréia do Sul	2
11°	Outros países da Europa	2
12°	Demais países	6

Fonte: REN21 (2010).

O formato de tensão disponível nos terminais de saída de uma fonte alternativa de energia tipo PV é em CC e, geralmente, está em nível inferior ao solicitado pela aplicação em CA (motores CA, lâmpadas, equipamentos eletro/eletrônicos, RDEE). Para superar este problema, uma técnica muito utilizada é a de associar um conversor CC-CC elevador com um inversor fonte de tensão (VSI) (BRITO et al., 2011; WALKER; SERNIA, 2004), outra técnica é a de utilizar uma estrutura integrada (elevador+inversor) (JAIN; AGARWAL, 2007; SAMPAIO, 2010). A Figura 24 ilustra a associação de PV com estes dois tipos de configurações.

O nível de tensão que um PV consegue fornecer depende das características construtivas (junção $p-n$ e associação de células), do nível de incidência de luz e da temperatura. Os sistemas de painéis fotovoltaicos podem ser encontrados com diferentes níveis de tensão, corrente e potência. Muitas vezes, estes níveis de potência (tensão e corrente) são insuficientes para suprir aplicações quando uma tensão maior é necessária, assim, os painéis podem ser associados em série, analogamente, para um maior nível de corrente os painéis podem ser associados em paralelo. Adicionalmente, é possível aumentar o nível de corrente e de tensão utilizando as duas configurações simultaneamente. Tipicamente um PV possui uma tensão entre 12 a 48V com potências variando entre 40 a 210W.

Figura 24 - Estruturas utilizadas para a adequação da energia elétrica fornecida pelo painel fotovoltaico.

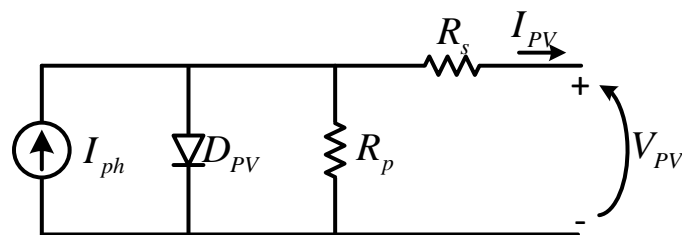


Fonte: Dados da pesquisa do autor.

2.2.1 Modelo de um painel fotovoltaico

O comportamento elétrico de um painel fotovoltaico pode ser representado através de um modelo baseado em um circuito elétrico, no qual o modelo mais simples de uma célula solar é uma fonte de corrente em antiparalelo com um diodo associado com uma resistência série e paralela, conforme (CASARO; MARTINS, 2008; GOW; MANNING, 1999). A Figura 25 ilustra o circuito elétrico equivalente de um PV.

Figura 25 - Circuito elétrico equivalente de uma célula solar.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

O circuito elétrico equivalente do PV possui uma série de equações não lineares, onde a equação principal depende de parâmetros como I_{ph} e I_r que são dependentes da corrente de curto-circuito por célula, temperatura de curto-circuito, temperatura de referência, intensidade de radiação solar, energia de banda proibida e da tensão de circuito aberto por célula:

$$I_{PV} = I_{ph} - I_r \left[e^{\frac{q(V_{PV} + I_{PV}R_s)}{\eta_{pv}kT}} - 1 \right] - \frac{V_{PV} + I_{PV}R_s}{R_p}, \quad (14)$$

sendo:

V_{PV}, I_{PV} : Tensão e corrente nos terminais de saída de uma célula solar;

I_{ph} : Fotocorrente;

I_r : Corrente de saturação reversa da célula;

R_s, R_p : Resistência série e paralela da célula;

q : Carga do elétron, $1,6 \cdot 10^{-19}C$;

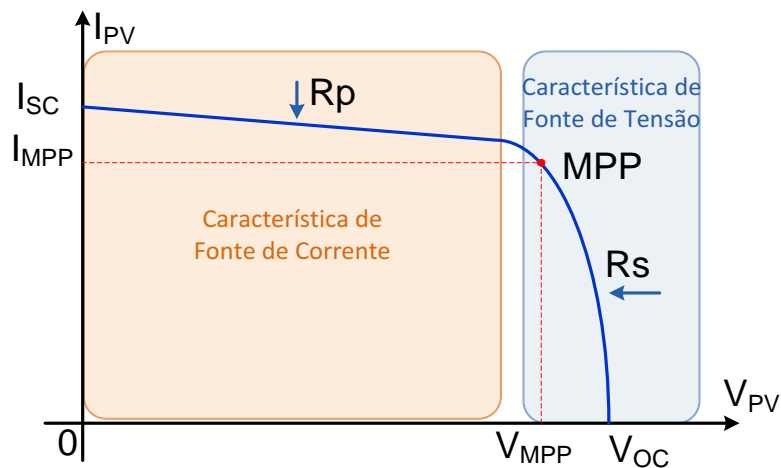
η_{pv} : Fator de qualidade da junção p-n;

k : Constante de Boltzmann, $1,38 \cdot 10^{-23}J/K$;

T : Temperatura ambiente, K.

Desta forma, com (14) é possível traçar a curva característica de tensão e corrente da célula, que depende dos valores de R_s e R_p , e dos níveis de temperatura e a radiação incidente no PV. Assim, a curva em análise apresenta um ponto de máxima potência em relação a corrente I_{PV} e tensão V_{PV} do módulo, conforme ilustra a Figura 26.

Figura 26 - Curva $I_{PV} \times V_{PV}$ para um dado valor de R_s e R_p .



Sendo I_{MPP} a corrente de máxima potência do PV, I_{sc} a corrente de curto-circuito do PV, V_{MPP} a tensão de máxima potência do PV, V_{oc} a tensão de circuito-aberto do PV.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Para cada curva, dada pelos parâmetros inerentes e externos do PV, existe um ponto de máxima potência (MPP - *Maximum Power Point*) que pode ser extraído do painel,

desconsiderando-se sombreamento. Conforme pode ser observado na Figura 26, a resistência R_s regula a inclinação da curva após o ponto de MPP, onde o PV atua como fonte de tensão. A resistência R_p regula a inclinação antes do MPP, onde o módulo comporta-se como fonte de corrente.

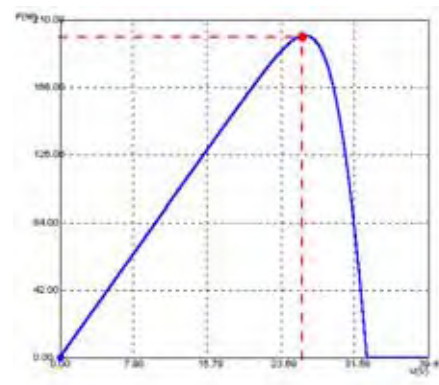
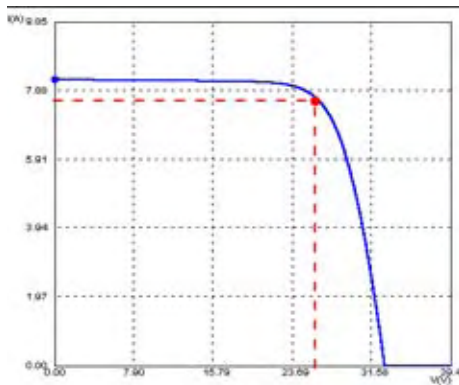
Pode-se traçar as curvas $I_{PV} \times V_{PV}$ e $P_{PV} \times V_{PV}$ (P_{PV} potência disponível nos terminais de saída do PV) para um painel específico, utilizando-se de um *software* em conjunto com uma ferramenta de cálculo numérico para isso, e.g. Newton-Raphson, Bisseção, ou outro método (BARROSO et al., 1987), ou através de ferramentas educacionais, onde o algoritmo já está desenvolvido, sendo necessário apenas o ajuste dos parâmetros do painel (SAMPAIO et al., 2011). A Figura 27 ilustra uma série de gráficos, onde observa-se a curva $I_{PV} \times V_{PV}$ e $P_{PV} \times V_{PV}$ para o painel fotovoltaico da Kyocera modelo KC200GT, na condição ideal (máxima operação do painel) e, também, pode ser visualizada a mudança na curva, conforme a variação da irradiação solar e da temperatura.

2.2.2 Rastreamento da máxima potência - MPPT

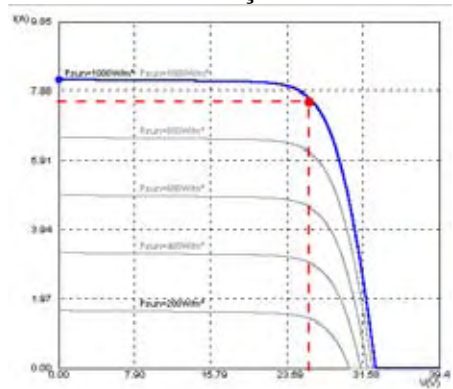
Analisando a Figura 27 pode-se verificar que a curva do PV variará ao longo do dia, devido a alterações de irradiação solar, temperatura, parâmetros construtivos, entre outros fatores. Desta forma, é necessária a utilização de técnicas para extrair a máxima potência do painel, rastreando esse ponto ao longo da curva. Para realizar o MPPT pode-se utilizar metodologias que fazem uso do controle clássico (uso de controladores do tipo proporcional-integral-derivativo), técnicas de controle moderno (H2, H ∞ , etc.), uso de inteligência artificial (e.g. lógica fuzzy), ou uma combinação destas.

Estudos apontam que dentre as técnicas tradicionais de MPPT, o método Beta e o método da Perturbação e Observação (P&O) são os que mais se destacam (BRITO, 2013; BRITO et al., 2013). Apesar do método P&O possuir um menor fator de rastreamento quando comparado com o método Beta, é um método que não depende do painel, ao contrário do Beta, que precisa ser configurado para o painel específico a ser utilizado na aplicação. Além disso, ao longo do tempo o painel sofre variações em sua estrutura interna, poeira pode acumular sobre as placas, entre outros fatores que poderiam afetar o MPPT. A Figura 28 ilustra um gráfico comparativo do fator de rastreamento dos principais métodos de MPPT, sem sombreamento.

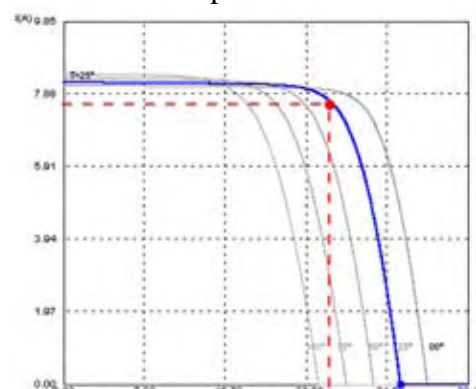
Figura 27 - Curvas características do PV da Kyocera KC200GT.
 (a) Curva $I_{PV} \times V_{PV}$ (b) Curva $P_{PV} \times V_{PV}$



(c) Curvas $I_{PV} \times V_{PV}$ para diferentes irradiações

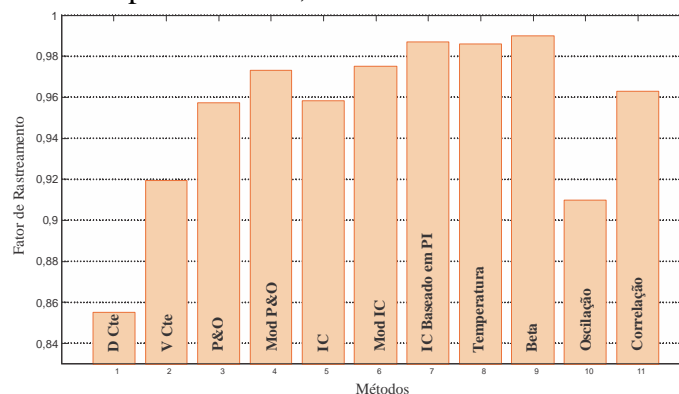


(d) Curvas $I_{PV} \times V_{PV}$ para diferentes temperaturas



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 28 - Avaliação do fator de rastreamento de um PV considerando os principais métodos para o MPPT, sem sombreamento.



Onde: D Cte: Razão cíclica constante; V Cte: Tensão constante; P&O: Perturbação e Observação; Mod P&O: Perturbação e Observação Modificada; IC: Condutância Incremental; Mod IC: Condutância Incremental Modificada; IC Baseado em PI: IC com Controlador PI (Proporcional-Integral); Temperatura: Temperatura do painel; Beta: Método Beta; Oscilação: Método da Oscilação; Correlação: Método da Correlação de *Ripple*.

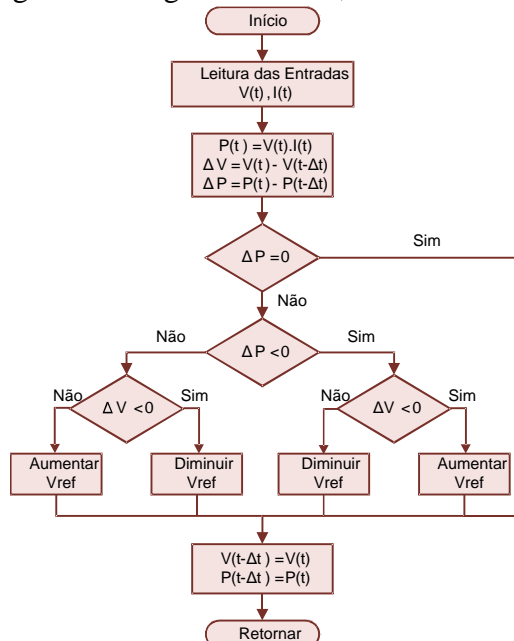
Fonte: Brito (2013).

Outro destaque para o método P&O é a possibilidade de sua utilização para outras fontes alternativas de energia, desta forma, esse método será ilustrado com mais detalhe neste

trabalho. Este método atua modificando a tensão de saída do terminal do PV incrementando ou decrementando a razão cíclica do conversor.

O método compara a potência calculada no ponto atual com a potência calculada no ponto anterior, se a potência é incrementada e a tensão se modifica o controle altera o ponto de operação para esse sentido de operação; se ocorrer o contrário, o controle modifica o ponto de operação para a direção oposta. A corrente pode ser modificada com uma taxa constante ou variável, sendo este um parâmetro que deve ser ajustado para permitir o melhor comprometimento entre uma resposta rápida com uma menor oscilação da potência, em regime permanente. O fluxograma básico do método é apresentado na Figura 29.

Figura 29 - Fluxograma do algoritmo P&O, uma das técnicas para o MPPT.

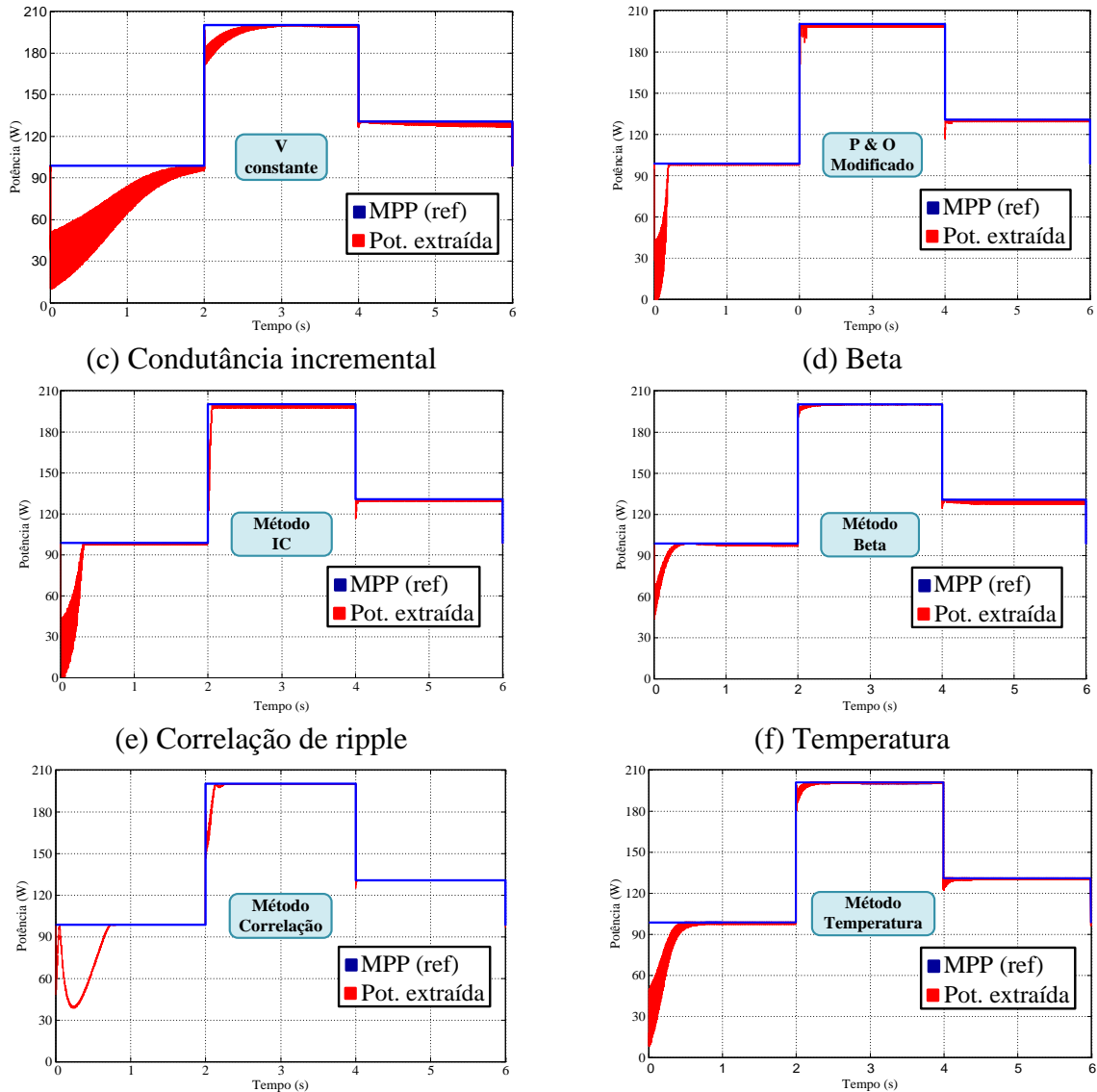


Sendo ΔV variação de tensão e ΔP variação de potência.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

De uma forma geral, os métodos da perturbação e observação (P&O), perturbação e observação modificado (mod P&O), condutância incremental (IC), condutância incremental modificado (mod IC), Beta, correlação e temperatura podem ser considerados como os principais métodos utilizados na extração da máxima potência para aplicações fotovoltaicas. A Figura 30 ilustra uma avaliação dos principais métodos de MPPT para PV, onde é possível verificar a inicialização do método, o tempo de estabelecimento, o erro em regime permanente e a resposta para degrau de potência.

Figura 30 - Avaliação dos principais métodos de MPPT para PV.
 (a) Tensão constante. (b) P&O modificado.



Fonte: Brito (2013).

2.3 Energia Eólica

Define-se energia eólica como a energia cinética do ar em movimento (vento). Dessa forma, é possível converter essa energia cinética do vento em energia elétrica, empregando para isso turbinas eólicas associadas a geradores, também conhecidas como aerogeradores.

A energia eólica já vem sendo utilizada pelo homem há muito tempo para realizar a moagem de grãos, bombeamento de água, entre outras aplicações onde se faz necessário o uso de energia mecânica (movimento, tração, torque, força, etc.) (ANEEL, 2008). Contudo, a energia eólica começou a ser utilizada como fonte de energia elétrica em grandes instalações

de aerogeradores, também conhecidas como fazendas eólicas, apenas nas últimas décadas (REN21, 2011).

Até o ano de 2003 a Alemanha e a Espanha eram os países com os maiores números de instalações eólicas no mundo (ANEEL, 2005), porém nos últimos anos outros países investiram na expansão eólica e no ano de 2010 a China foi o país com o maior parque eólico, ficando os Estados Unidos em segundo, a Alemanha em terceiro e a Espanha em quarto (GWEC, 2011; REN21, 2011). Na Tabela 3 é apresentada a capacidade instalada de geração de energia eólica dos principais países no mundo ao término de 2011 (GWEC, 2011). A Tabela 4 exhibe os principais países que instalaram as maiores capacidades de geração de energia eólica no ano de 2011.

Tabela 3 - Capacidade acumulativa instalada de geração de energia eólica no mundo até dezembro de 2011.

Posição	Países	MW	%
1º	China	62.364	26,2
2º	Estados Unidos	46.919	19,7
3º	Alemanha	29.060	12,2
4º	Espanha	21.674	9,1
5º	Índia	16.084	6,8
6º	França	6.800	2,9
7º	Itália	6.737	2,8
8º	Reino Unido	6.540	2,7
9º	Canadá	5.265	2,2
10º	Portugal	4.083	1,7
11º	Demais países	32.143	13,5
Total até os dez primeiros:		205.526	86,5
Total Mundial:		237.669	100,0

Fonte: GWEC (2011).

Tabela 4 - Capacidade instalada de geração de energia eólica no ano de 2011.

Posição	Países	MW	%
1º	China	17.631	43
2º	Estados Unidos	6.810	17
3º	Índia	3.019	7
4º	Alemanha	2.086	5
5º	Reino Unido	1.293	3,2
6º	Canadá	1.267	3,1
7º	Espanha	1.050	2,6
8º	Itália	950	2,3
9º	França	830	2,0
10º	Suécia	763	1,9
11º	Demais países	4.785	12,0
Total dos dez primeiros		35.699	88
Total Mundial		40.564	100,0

Fonte: GWEC (2011).

Na América do Sul, o Brasil é um dos países que tem investido fortemente na energia eólica, chegando à capacidade total acumulada de 2.537MW (ABEEOLICA, 2013), com

metas e incentivos para atingir a capacidade de $7.000MW$ até o final de 2016 (GWEC, 2011), o que ainda é muito pequeno quando comparado a outros países com menor potência de geração de energia eólica e quando comparado ao potencial eólico no Brasil. Segundo o estudo em âmbito nacional, publicado pelo Centro de Referência para Energia Solar e Eólica - CRESESB/CEPEL o país possui um potencial eólico estimado na ordem de $143.000MW$ (CRESESB, 2001) considerando 50 metros de altura. Na Figura 31 é ilustrado o mapa do potencial eólico a 50 metros de altura no Brasil no ano de 2007.

Figura 31 - Mapa do potencial eólico a 50 metros no Brasil no de 2007.



Fonte: EPE (2007).

Atualmente há aerogeradores capazes de operar a uma altura de 100 metros, o que aumentaria o valor estimado para o potencial eólico. Como exemplo, estudos realizados no estado da Bahia apontaram uma estimativa de um aumento de 2,5 vezes no potencial eólico do estado com o aumento da altura do aerogerador de 50 para $70m$ (COELBA, 2001).

Estudos recentes realizados no estado de São Paulo apontaram uma estimativa de capacidade de geração eólica instalável de $4.734MW$ a uma altura de 100 metros, com capacidade de geração de energia elétrica na ordem de $13.000GWh/ano$ (SÃO PAULO, 2013).

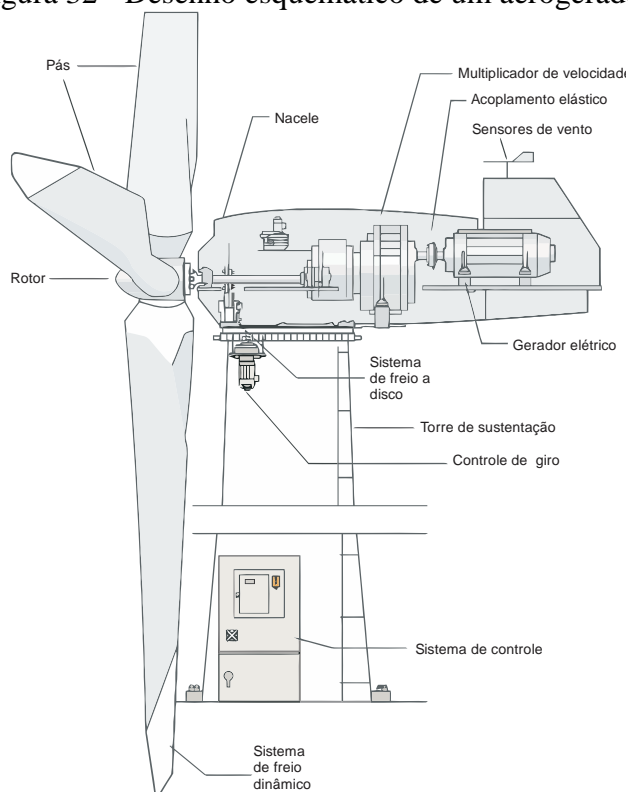
Com o advento da eletrônica de potência, avanços nas tecnologias de semicondutores, e, o forte aumento da demanda por energia elétrica, a mini e microgeração eólica começam a ter importância no cenário de produção de energia elétrica (UGAZ PEÑA et al., 2011). O principal foco da mini/microgeração é a instalação de aerogeradores de até $10kW$ em residências, permitindo que o próprio consumidor consiga aliviar o carregamento

das RDEE, reduzindo seu consumo de energia elétrica, e, contribuindo principalmente para o fornecimento/injeção de energia elétrica nos horários mais críticos. A expansão da geração distribuída pode melhorar os índices de continuidade dos serviços de distribuição de energia elétrica (aplicações conectadas, *Grid-Tie* ou *Grid-Connected*), pode levar energia a locais não atendidos (aplicações isoladas, *Stand-Alone*), também pode ser um instrumento para melhorar a qualidade do fornecimento de energia elétrica, permitindo auxílio na compensação e regulação dos sistemas elétricos.

2.3.1 Modelo de um aerogerador

Para controlar um aerogerador é necessário entender seu princípio de funcionamento e o comportamento dinâmico de uma turbina eólica. Independentemente do tipo e tamanho do aerogerador, o princípio de funcionamento é o mesmo para qualquer tipo de turbina eólica. Na Figura 32 é ilustrado o desenho esquemático de um aerogerador.

Figura 32 - Desenho esquemático de um aerogerador.



Fonte: ANEEL (2005).

A energia cinética do ar (vento) gera um conjugado mecânico nas pás do aerogerador (turbinas), esse conjugado mecânico produz um conjugado rotacional no eixo do gerador

elétrico. Assim, pode-se associar o conjugado mecânico à potência mecânica. Ambos dependem do tipo de turbina eólica a ser representada (eixo vertical ou horizontal, quantidade de pás, controle de ângulo das pás, etc.), velocidade do vento e diferentes posições de passo das hélices. As equações do conjugado mecânico e da potência mecânica são definidas de acordo com (15) e (16) (ACKERMAN, 2012; SALLES, 2009).

$$Tm = \frac{1}{2} A_i \rho_{ar} V_w^2 C_p(\lambda_w, \beta_w) \quad (15)$$

$$Pm = \frac{1}{2} A_i \rho_{ar} V_w^3 C_p(\lambda_w, \beta_w) \quad (16)$$

Sendo:

Tm : conjugado mecânico (Nm);

Pm : potência mecânica relacionada com a elétrica (W);

A_i : área varrida pelas hélices do aerogerador (m^2);

ρ_{ar} : densidade do ar (kg/m^3);

V_w : velocidade do vento (m/s);

C_p : coeficiente de potência;

λ_w : relação de velocidade do vento;

ω_m : velocidade angular do aerogerador (rad/s);

β_w : ângulo de passo das hélices do aerogerador ($^\circ$).

O coeficiente $C_p(\lambda_w, \beta_w)$ relaciona o ângulo de passo das hélices da turbina eólica (β_w) com a relação da velocidade do vento (λ_w), ou seja, traz a informação da eficiência da conversão da energia cinética em energia mecânica no eixo do gerador. De acordo com a lei de Betz esse coeficiente consegue atingir um valor máximo de 59,3% para turbinas de eixo horizontal com três pás (SALLES, 2009; UGAZ PEÑA, 2012). Esse coeficiente depende de uma série de constantes, conforme:

$$C_p(\lambda_w, \beta_w) = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_i} - c_3 \beta_w - c_4 \beta_w^{c_5} - c_6 \right) e^{-c_7/\lambda_i} \quad (17)$$

$$\lambda_i = \frac{1}{\frac{1}{\lambda_w + c_8 \beta_w} - \frac{c_9}{\beta_w^3 + 1}} \quad (18)$$

Esses coeficientes são determinados, experimentalmente, para cada turbina. Alguns autores propuseram valores para esses coeficientes ($c_1 - c_9$) (HEIER, 1998; SLOOTWEG, 2003). Esses valores são apresentados na Tabela 5.

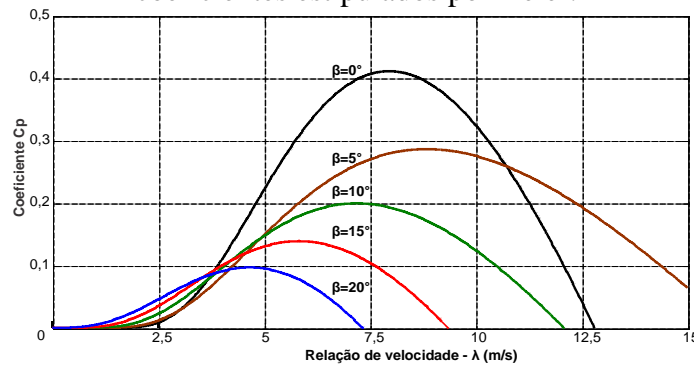
Tabela 5 - Valores para aproximação das curvas do coeficiente de potência.

Autor	c_1	c_2	c_3	c_4	c_5	c_6	c_7	c_8	c_9
Heier	0,5	116	0,4	0	0	5	21	0,08	0,0035
Slootweg	0,73	151	0,58	0,002	2,14	13,2	18,4	-0,02	-0,003

Fonte: HEIER (1998); SLOOTWEG (2003).

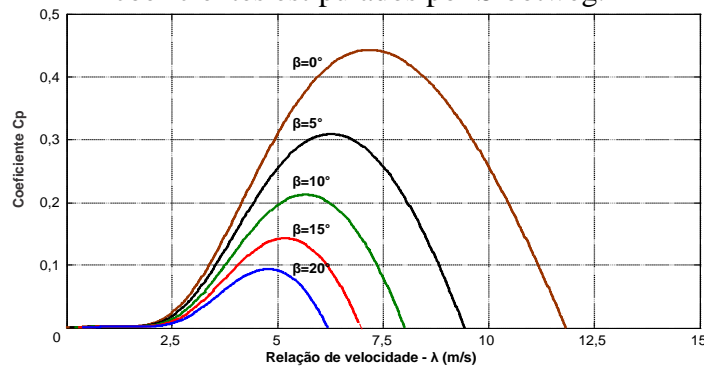
Através dos coeficientes apresentados na Tabela 5, pode-se traçar uma série de curvas para diferentes valores de β_w em função de λ_w para a equação (17). As Figuras 33 e 34 ilustram a curva $C_p(\lambda_w, \beta_w)$, para os coeficientes $c_1 - c_9$, determinados por Heier e Slootweg, respectivamente.

Figura 33 - Curva C_p em função de λ_w para diferentes valores de β_w , utilizando os coeficientes estipulados por Heier.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 34 - Curva C_p em função de λ_w para diferentes valores de β_w , utilizando os coeficientes estipulados por Slootweg.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

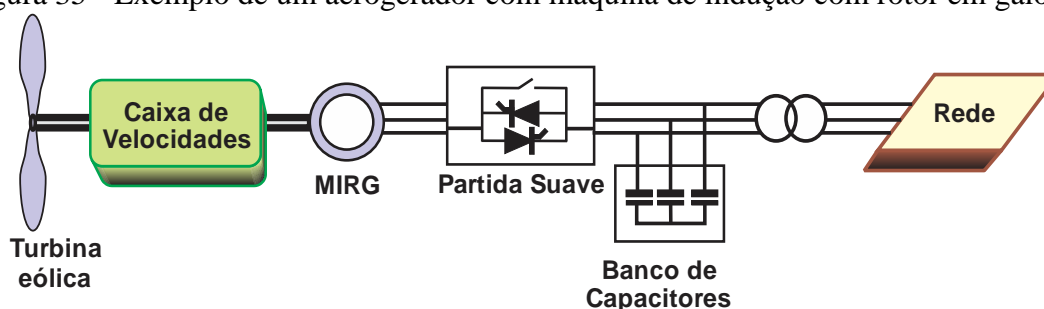
2.3.2 Classificação das turbinas eólicas

Uma turbina eólica pode ser classificada de acordo com o torque produzido no gerador e com a capacidade de controle da velocidade do rotor do gerador (AKHMATOV, 2003). De modo geral, os aerogeradores são projetados para operar com uma velocidade do ar de, no máximo, 15m/s , sendo necessário o uso de proteções para quando a velocidade do ar ultrapassar os limites de projeto. Esse processo é realizado pelo controle do ângulo de passo das pás do rotor (β_w) (*Pitch*) ou pelo controle da aerodinâmica, através do controle conhecido como *Stall*, onde é escolhido um ângulo de passo, de forma que, para velocidades de vento acima do limite, o escoamento em torno do perfil da pá do rotor descola da superfície da pá (*estol*), aumentando as forças de arrasto (provocando perdas aerodinâmicas) (CRESESB, 2001; FERNANDES, 2010).

2.3.2.1 Velocidade fixa

As turbinas eólicas de velocidade fixa, geralmente, são máquinas de indução com rotor em gaiola (MIRG). Operam quando a velocidade angular do campo girante é inferior à velocidade angular do rotor, ou seja, valores de escorregamentos negativos. Este tipo de turbina pode ser conectado, diretamente, à rede elétrica, devido à variação da velocidade do rotor ser muito pequena. Como a conversão de energia dessa turbina ocorre através do estator da máquina, através da conversão eletromagnética, o aerogerador absorve potência reativa da rede, necessitando do uso de capacitores para compensar essa absorção de potência reativa. A Figura 35 ilustra um exemplo de aerogerador, com máquina de indução com rotor em gaiola.

Figura 35 - Exemplo de um aerogerador com máquina de indução com rotor em gaiola.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

O controle pode ser do tipo:

- *Stall*: de custo inferior, devido à simplicidade, a partida da turbina não é monitorada, assim, não é realizado o controle da potência fornecida pela turbina durante a ligação na rede elétrica;

- *Stall* ativo: através do acoplamento flexível das pás, consegue-se executar frenagem e partida das hélices;
- *Pitch*: esse tipo de controle facilita o controle de potência, permitindo que a partida e a frenagem da turbina sejam realizadas de maneira simples, porém, pequenas variações de vento, resultam em grandes flutuações de potência, devido ao controle das pás do rotor não ser rápido, o suficiente, para evitar essas variações.

2.3.2.2 Velocidade variável

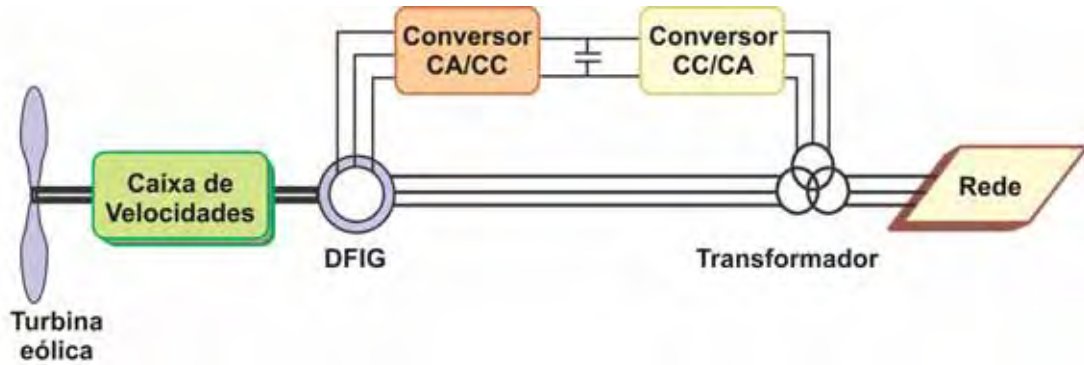
Os aerogeradores de velocidade variável conseguem operar em diferentes valores de velocidades. Este tipo de turbina eólica é muito utilizada devido à otimização da velocidade angular de acordo com o vento, possibilitando um maior aproveitamento da potência fornecida, porém, para a operação é necessária a adequação das amplitudes e frequências das tensões alternadas fornecidas pelo aerogerador antes de sua conexão com a rede elétrica (FERNANDES, 2010; UGAZ PEÑA, 2012). Pode-se dividir essa classificação em subclasses: Velocidade Variável Limitada, Velocidade Variável com Conversor Parcial de Frequência e Velocidade Variável com Conversor Completo de Frequência.

Basicamente, é muito comum a utilização dos seguintes geradores:

- DFIG: *Double Fed Induction Generator* - geradores de indução duplamente alimentados;
- PMSG: *Permanent Magnet Synchronous Generator* - geradores síncronos com imã permanente;
- EESG: *Electrical Excited Synchronous Generator* - geradores síncronos de excitação elétrica.

A Figura 36 ilustra um exemplo de um aerogerador com velocidade variável, utilizando o DFIG como gerador.

Figura 36 - Exemplo de um aerogerador com velocidade variável, utilizando o DFIG como gerador.



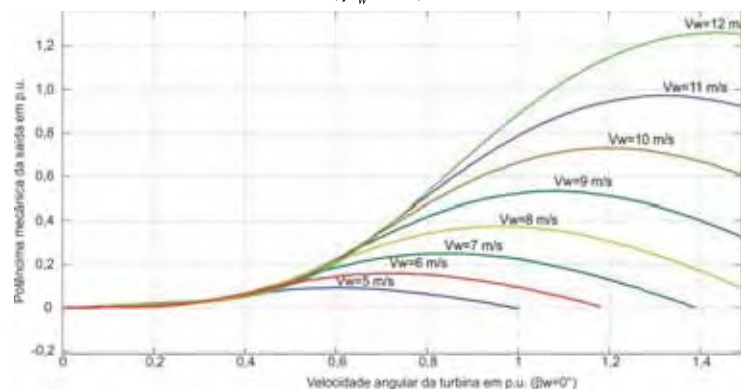
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

2.3.3 Extração da máxima potência para turbinas de velocidade variável

Analisando (15) e (16) verifica-se que tanto o conjugado mecânico quanto a potência mecânica mantêm uma relação proporcional com o coeficiente $C_p(\lambda_w, \beta_w)$, que possui apenas um ponto ótimo para cada ângulo de passo (β_w) e também depende da relação do vento (λ_w), conforme pode ser observado nas Figuras 33 e 34. Desta forma, pode-se implementar algoritmos para realizar o MPPT dos aerogerados quando associados a conversores estáticos de potências.

A Figura 37 ilustra uma série de curvas de potência mecânica do aerogerador em função da velocidade angular, para diferentes valores de velocidade do vento, considerando o ângulo de passo igual à zero ($\beta_w = 0$). Verifica-se que para cada curva existe um ponto de máxima potência, ou seja, pode-se controlar a velocidade angular da máquina a fim de obter sempre a máxima potência para valores diferentes de velocidade do vento.

Figura 37 - Gráfico típico da potência mecânica em função da velocidade angular, para diferentes valores de velocidade do vento, considerando o ângulo de passo igual à zero ($\beta_w = 0$).

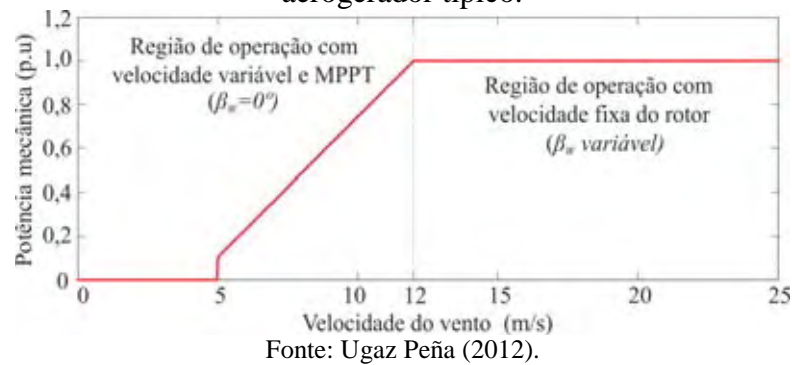


Fonte: Ugaz Peña (2012).

Nota-se que a turbina eólica possui limitações físicas e conseqüentemente há um limite de velocidade angular e de potência mecânica para cada tipo de aerogerador. Desta

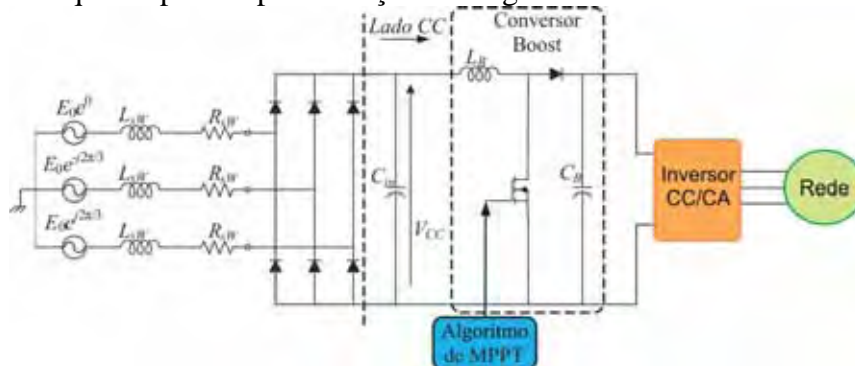
forma, o projeto do MPPT deve trabalhar com uma faixa limite de velocidade angular, a fim de evitar tanto danos mecânicos quanto elétricos. Uma técnica muito utilizada é manter o ângulo de passo da turbina igual a zero durante o rastreamento da máxima potência, quando esse valor é encontrado; ocorrendo o aumento na velocidade do vento, altera-se o ângulo de passo, conforme ilustra a Figura 38 (UGAZ PEÑA et al., 2011).

Figura 38 - Potência Mecânica de saída em função da velocidade do vento para um aerogerador típico.



Para o rastreamento da máxima potência em turbinas de velocidade variável é muito comum utilizar conversores CC/CC com característica de fonte de corrente na entrada, sendo o conversor Boost o mais empregado para essa finalidade. Primeiramente, é associado um retificador trifásico em ponte completa no aerogerador (considerando um gerador síncrono com ímã permanente) com um barramento capacitivo e após esse barramento é associado o conversor Boost, conforme ilustra a Figura 39.

Figura 39 - Esquema para implementação dos algoritmos de MPPT em aerogeradores.



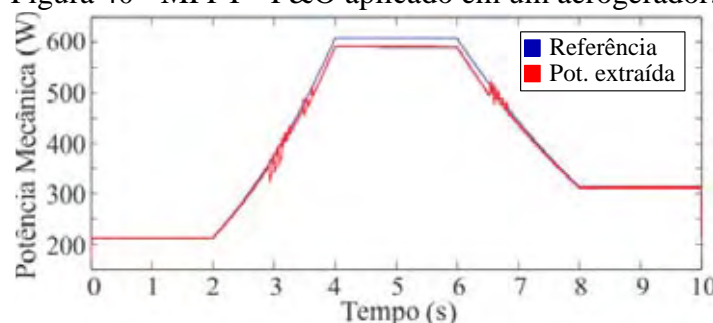
Sendo E_0 a tensão eficaz do aerogerador, L_{sW} a indutância série do aerogerador, R_{sW} a resistência série do aerogerador, C_m o capacitor do filtro de entrada, L_b a indutância do conversor Boost, C_b a capacitância do conversor Boost.

Fonte: Ugaz Peña (2012).

Os principais métodos de MPPT para aerogeradores são: razão cíclica ótima, método da escalada (adaptação do P&O) (UGAZ PEÑA, 2012). O método P&O também é destaque na utilização em aerogeradores, uma vez que é necessário realizar a leitura dos valores de potência elétrica e de tensão do aerogerador, não sendo necessário o conhecimento dos parâmetros construtivos e mecânicos do aerogerador.

Na Figura 40 é ilustrada a atuação do controlador do MPPT, onde é possível visualizar o rastreamento da máxima potência e verificar que o algoritmo P&O consegue atuar de forma adequada (UGAZ PEÑA, 2012).

Figura 40 - MPPT - P&O aplicado em um aerogerador.



Fonte: Ugaz Peña (2012).

2.4 Célula Combustível - FC

A tecnologia envolvida na conversão de energia na célula combustível se baseia em um processo eletroquímico, sendo muito comum nesse processo a conversão química, entre os gases oxigênio (O_2) e hidrogênio (H_2) para a obtenção de energia elétrica, sendo que, como resíduo, este processo libera água e calor. Além da geração da energia elétrica, pode-se aproveitar esse calor para aquecimento de água, sistema conhecido como CHP.

Este processo inverso à eletrólise da água foi descoberto pelo físico inglês William Grove, na década de 30, do século XIX, ao utilizar dois eletrodos de platina imersos em provetas separadas, onde cada proveta estava preenchida com ácido sulfúrico aquoso (H_2SO_4); ademais, uma delas continha H_2 e a outra O_2 . Processo que contava com 50 células conectadas eletricamente em série, fornecendo energia para um equipamento capaz de realizar a eletrólise da água.

O hidrogênio é um elemento abundante na superfície da Terra e o risco de contaminação é mínimo, fato que levou a sua grande utilização nas FC, porém, há instalações de células a combustível que utilizam outros tipos de combustíveis primários para a obtenção

do hidrogênio, como hidrocarbonetos (gás natural) e derivados de álcool (metanol), contudo há a necessidade de uso de reformadores para a produção de hidrogênio para a operação da célula combustível.

As FCs podem ser classificadas de acordo com a temperatura de operação: baixa temperatura ($50-200^{\circ}\text{C}$), média temperatura ($200-600^{\circ}\text{C}$) e alta temperatura ($600-1000^{\circ}\text{C}$). Outra forma de classificar as FCs é através do eletrólito:

Alcalinos: *Alkaline Fuel Cell* (AFC);

Ácidos: *Phosphoric Acid Fuel Cell* (PAFC);

Sólidos: *Solid Oxide Fuel Cell* (SOFC);

Líquidos: *Molten Carbonate Fuel Cells* (MCFC);

Poliméricos: *Proton Exchange Membrane Fuel Cell* (PEMFC).

A FC do tipo PEMFC é a mais utilizada nas aplicações em gerais, devido à flexibilidade, por trabalhar com diferentes faixas de potência e possuir tolerância a CO_2 , o que não ocorre com a FC do tipo AFC, que necessita de extrema pureza no hidrogênio. Ambas possuem a possibilidade de trabalhar como CHP. A Tabela 6 apresenta a classificação das FC.

Tabela 6- Classificação das FCs.

Tipo	Eletrólito	Temp. Operação ($^{\circ}\text{C}$)	Combustível	Vantagens	Desvantagens	Aplicações
AFC	KOH	60-120	H_2 puro	Custo de produção menor; Desempenho	Não tolerar CO_2	Militar; Espaçonaves
PEMFC	H_3O^+	20-120	H_2 puro (tolera CO_2)	Alta densidade de potência; Flexibilidade; Mobilidade	Custo da membrana e do catalisador; Contaminação do catalisador com CO	Veículos automotores; Espaçonaves; Unidades estacionárias
PAFC	H_3PO_3	160-220	H_2 puro (tolera 1% CO_2)	Maior desenvolvimento tecnológico	Controle da porosidade do eletrodo	Unidades estacionárias; Geração de Calor
MCFC	Li , K_2CO_3	550-660	H_2 , CO , CH_4 , outros hidrocarbonetos (tolera CO_2)	Tolerância a CO/CO_2 ; Eletrodos a base de Ni .	Eficiência limitada pela corrosão do cátodo	Unidades estacionárias; Cogeração de eletricidade/Calor
SOFC	YSZ	850-1000	H_2 , CO , CH_4 , outros hidrocarbonetos (tolera CO_2)	Alta eficiência; A reforma do combustível pode ser feita na célula	Problemas de materiais; Expansão térmica	Unidades estacionárias; Cogeração de eletricidade/Calor

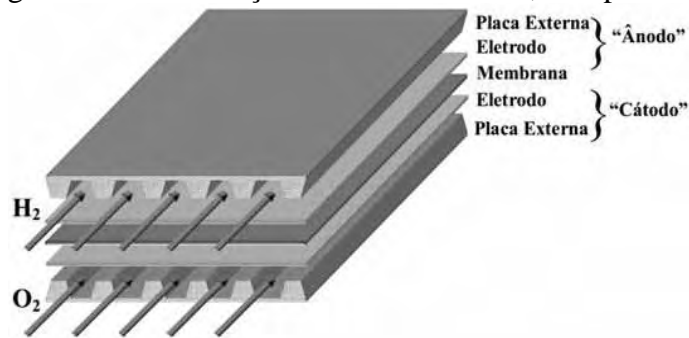
Sendo KOH o Hidróxido de potássio, H_3O^+ Polímero sólido, H_3PO_3 o Ácido fosfórico, Li o Lítio, K_2CO_3 o carbonato de potássio, YSZ Zircônio estabilizado com ítria, CO o monóxido de carbono, CO_2 o dióxido de carbono, CH_4 o gás metano, Ni o Níquel, .

Fonte: Melo (2006); Electrocell (2013).

A FC do tipo PEMFC possui uma membrana semipermeável, um fator que limita a operação da célula em temperaturas elevadas, devido à necessidade de garantir a umidade da membrana, uma vez que a temperatura de operação desta célula está limitada a 120°C .

A célula do tipo *Proton Exchange Membrane* (PEM) é constituída por duas placas externas, uma membrana semipermeável e dois eletrodos. A associação da placa externa com o eletrodo forma o ânodo, lado do H_2 e o cátodo, lado do O_2 , estando a membrana localizada entre os dipolos, conforme ilustra a Figura 41.

Figura 41 - Constituição básica de uma FC, do tipo PEM.



Fonte: Melo (2006).

O cátodo da FC é alimentado pelo agente oxidante, o ar atmosférico, que possui oxigênio, diferentemente da AFC a PEMFC tolera gás carbônico. A corrente elétrica circula pelo circuito externo, enquanto os íons de hidrogênio (H^+) passam através da membrana semipermeável que, ao passar pelo cátodo, se associa com o oxigênio (O_2) formando moléculas de água (H_2O) e liberando calor, em função da reação exotérmica. Este processo é exibido na Figura 42.

O processo eletroquímico é mostrado analiticamente em (19), (20) e (21).

Reação no ânodo:



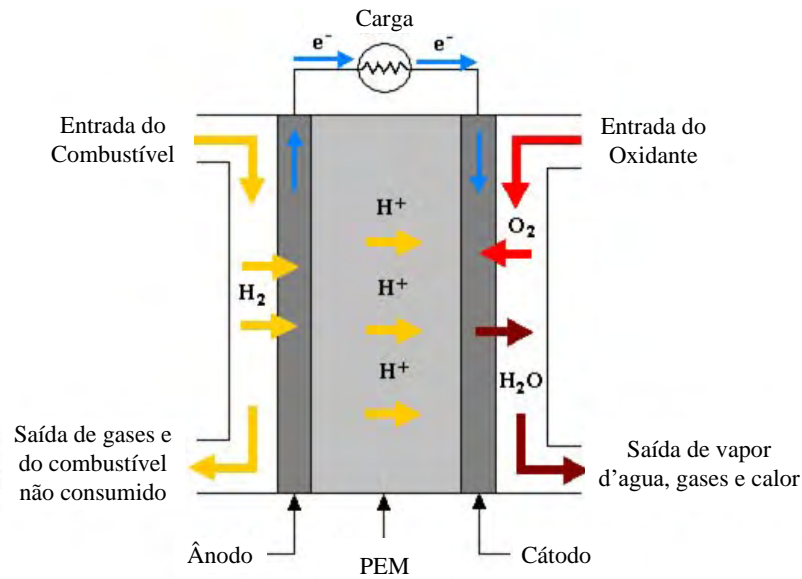
Reação no cátodo:



Reação celular geral:



Figura 42 - Princípio de funcionamento de uma FC, do tipo PEM.

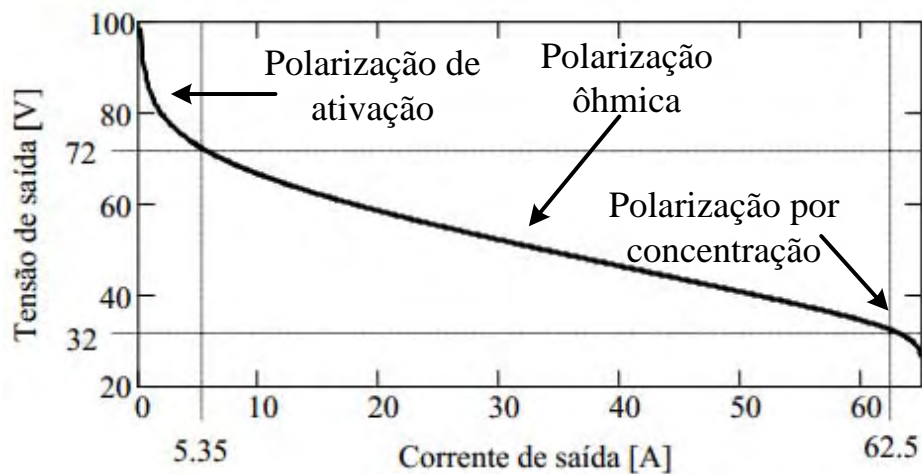


Fonte: Dados da pesquisa do autor.

2.4.1 Rastreamento da máxima potência em FC

A tensão de saída de uma FC é uma equação não linear em função da corrente, da temperatura interna e da pressão dos gases. A tensão de saída é diferente da tensão interna, e pode ser dividida em três diferentes regiões: polarização de ativação, polarização ôhmica e polarização por concentração, conforme ilustra a Figura 43.

Figura 43 - Característica estática da tensão de saída da FC, em função da corrente.



Fonte: Melo (2006).

A tensão de saída de uma FC pode ser obtida por:

$$V_{FC} = E_{Nernst} - \eta_{act} - \eta_{ohm} - \eta_{conc}. \quad (22)$$

Da mesma forma que a pilha elétrica, o princípio de funcionamento da FC é dado por reações químicas, sendo possível utilizar a equação de Nernst para a determinação da tensão de saída do sistema a vazio:

$$E_{Nernst} = 1,229 - 0,85 \cdot 10^{-3} (T - 298,15) - \frac{R_{FC} T_{FC}}{2F} \left[\ln(P_{H_2}) + \frac{1}{2} \ln(P_{O_2}) \right], \quad (23)$$

sendo:

E_{Nernst} : Tensão de Nernst (V);

F : Constante de Faraday, 96500 (C/mol);

P_{H_2} : Pressão do gás hidrogênio (atm);

P_{O_2} : Pressão do gás oxigênio (atm).

R_{FC} : Constante Universal dos gases ideais, 8,314 (J/K-mol);

T_{FC} : Temperatura da célula a combustível (Kelvin);

V_{FC} : Tensão de saída da célula a combustível (V);

η_{act} : Polarização de ativação;

η_{conc} : Polarização de concentração;

η_{ohm} : Polarização ôhmica.

As polarizações de ativação, ôhmica e de concentração provocam uma queda de tensão na tensão de saída, conforme pode ser observado em (22). O cálculo dessas quedas pode ser obtido por:

$$\eta_{act} = \xi_1 + \xi_2 T_{FC} + \xi_3 T_{FC} \ln(C_{O_2}) + \xi_4 T_{FC} \ln(i_{FC}), \quad (24)$$

$$\eta_{ohm} = i_{FC} R_{FC}, \quad (25)$$

$$\eta_{conc} = -\frac{R_{FC} T_{FC}}{n_{FC} F} \ln\left(1 - \frac{i_{FC}}{i_{FCmax}}\right), \quad (26)$$

sendo:

C_{O_2} : Concentração de oxigênio (mol/cm^3);

i_{FC} : Corrente na FC (A);

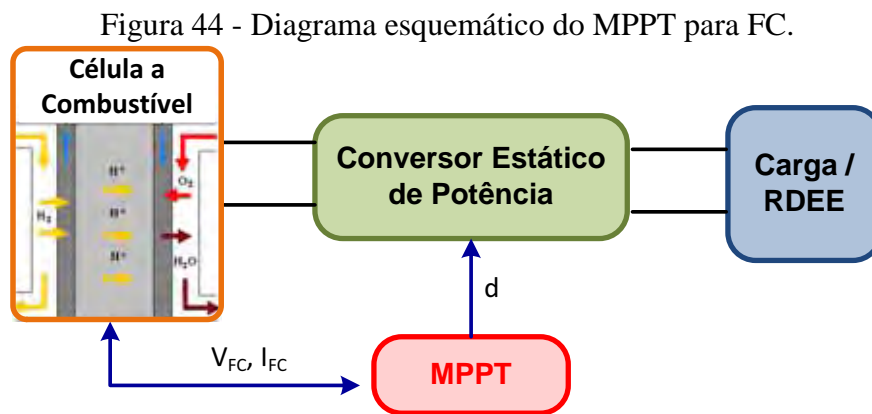
i_{FCmax} : Corrente máxima disponível na FC (A);

n_{FC} : Número de moles envolvidos no sistema da FC (mol);

$\xi_1 - \xi_4$: Coeficientes paramétricos baseados nas leis eletroquímica, cinética e termodinâmica.

A maioria dos métodos de MPPT utilizados para o rastreamento da máxima potência em PVs pode ser adaptado e utilizado para a FC, tais quais: P&O, Condutância Incremental, Tensão Constante e Razão cíclica Constante. Igualmente para o PV e aerogerador, o método P&O é o mais utilizado devido à facilidade de implementação em DSP/FPGA. Por não precisar de parâmetros da FC em questão, para seu funcionamento é necessário monitorar as variáveis de tensão e corrente de saída da FC.

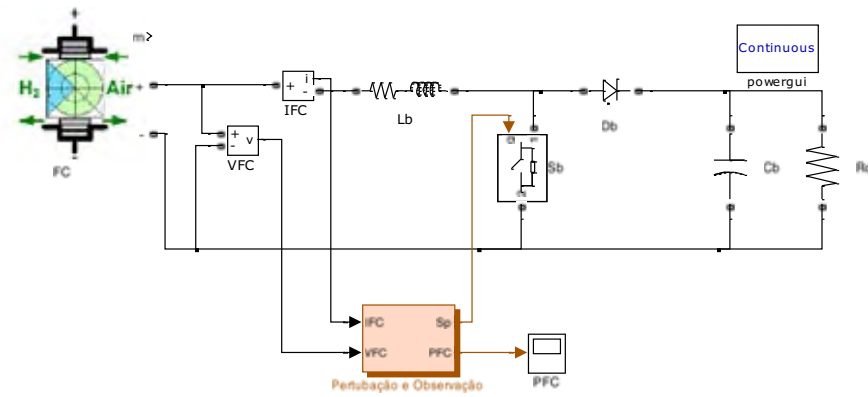
Para realizar o MPPT um conversor estático de potência é associado à FC, de forma que, ao atuar sobre a razão cíclica, consiga extrair o máximo de potência da célula, conforme ilustra a Figura 44 (ABDI et. al., 2012; DARGAHI et al., 2009). Este conversor estático pode ser do tipo abaixador, elevador ou abaixador e elevador, dependendo do tipo de aplicação em questão.



A partir do Matlab/Simulink, implementou-se uma simulação para verificar o comportamento de uma célula a combustível do tipo PEMFC com uma potência de 2kW, associada a um conversor Boost, para extração da máxima potência, utilizando o algoritmo P&O, conforme ilustra a Figura 45.

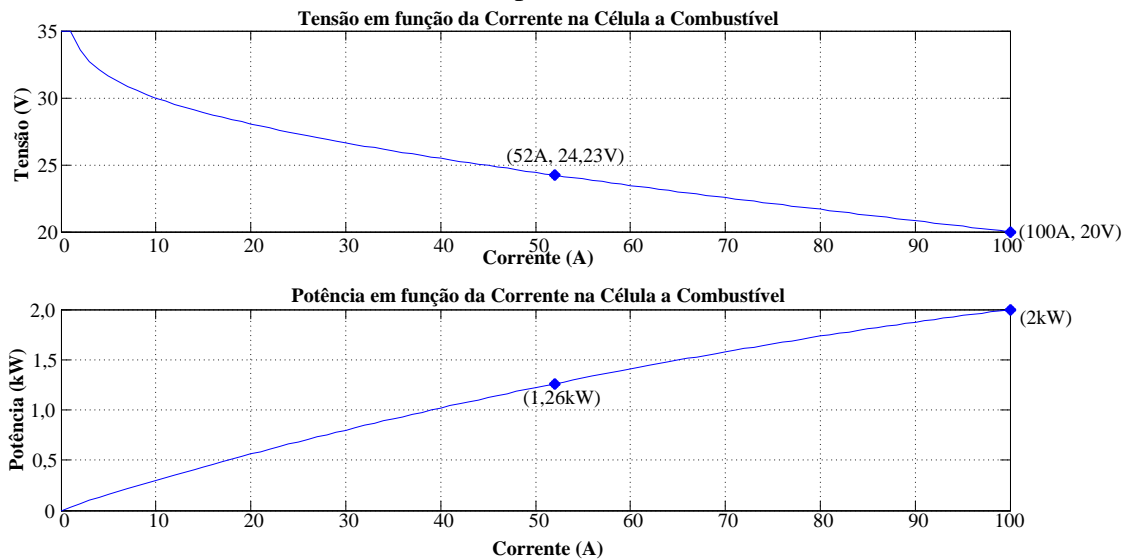
A Figura 46 ilustra o gráfico da variação de tensão em função da corrente e da variação de potência em função da corrente para o circuito da Figura 45, verifica-se que a máxima potência acontece quando a tensão está em 20V e a corrente em 100A.

Figura 45 - Exemplo do conversor Boost associado a uma FC para realização do MPPT.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

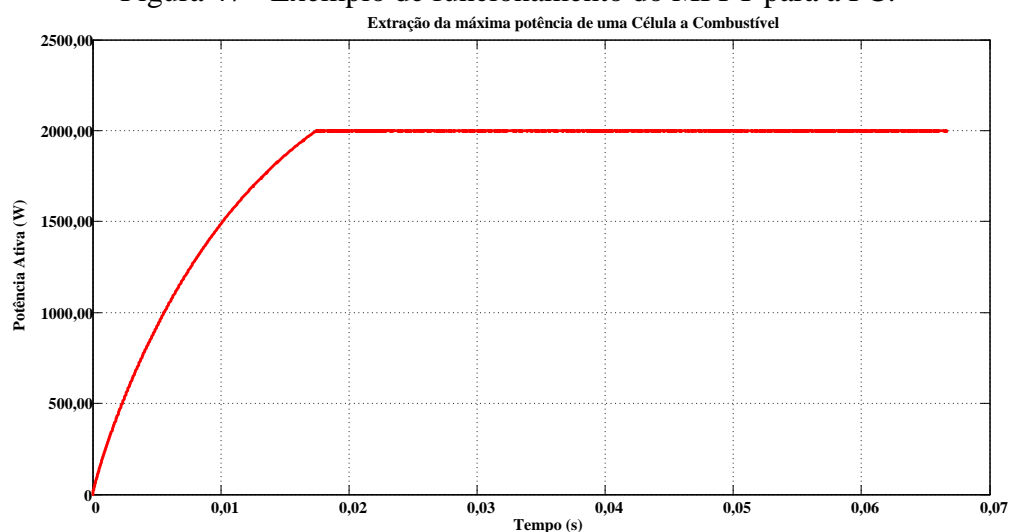
Figura 46 - Corrente em função da Tensão e Potência em função da Tensão para uma célula do tipo PEMFC.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A Figura 47 ilustra o rastreamento da máxima potência da célula combustível para o circuito da Figura 45, verificando-se que o algoritmo P&O também pode ser utilizado para extrair a máxima potência de uma célula a combustível.

Figura 47 - Exemplo de funcionamento do MPPT para a FC.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

2.5 Armazenadores de energia elétrica

O incremento da utilização das fontes alternativas e renováveis de energia elétrica vem auxiliar e contribuir para o cenário atual de uso das fontes convencionais, reduzindo a necessidade da expansão da geração tradicional de energia elétrica, porém, considerando as principais fontes renováveis e alternativas (eólica e fotovoltaica), elas são intermitentes, e.g. o PV produz eletricidade mediante irradiação solar e o aerogerador produz energia elétrica se a força que o vento exerce nas pás é suficiente para dar a cinemática no rotor. Além disso, a geração de energia pode não estar na nominal a todo momento, devido às condições climáticas e ambientais.

Conseqüentemente, é muito comum o uso de armazenadores de energia elétrica (energia de *Backup*), como baterias, capacitores, supercapacitores, *flywheels*, entre outros. Enquanto há energia elétrica na GD os armazenadores podem ser carregados e, quando a GD deixa de operar, ou quando a energia disponível na GD é menor que a solicitada pelas cargas locais/RDEE, os armazenadores de energia entram em ação, fornecendo energia para o sistema. Por exemplo, se a GD for composta somente por PVs, durante o dia a GD carrega os armazenadores de energia elétrica e durante a noite, quando os PVs deixam de operar, os armazenadores podem fornecer energia para a RDEE. Há também a possibilidade de serem utilizados nos momentos de pico da demanda, auxiliando e melhorando a qualidade da energia elétrica (QEE) nas RDEE.

Por outro lado, os armazenadores de energia têm problemas na questão do descarte, pois algumas destas tecnologias possuem material corrosivo, tóxico, que agridem o meio

ambiente, de processo demorado para a decomposição pelo meio ambiente e alguns componentes podem ainda ser nocivos à saúde humana.

Neste sentido os supercapacitores ganharam espaço na última década, a densidade de energia é cerca de *100* vezes maior que nos capacitores convencionais e *10* vezes menor que nas baterias de chumbo. Além disso, possuem capacidade de carga/descarga rápida, vida longa, não há necessidade de manutenção, além de serem menos agressivos ao meio ambiente (RAY et al., 2010).

Há de se destacar ainda que, para que se possa injetar energias ativa e realizar a compensação de reativos na RDEE, através da GD, assim como atender à picos de demanda, os elementos armazenadores de energia são essenciais.

2.6 Conclusões parciais

As fontes alternativas e renováveis de energia elétrica contribuem com a geração tradicional de energia elétrica. Aproveitar os recursos naturais sem agredir o meio ambiente, ou minimizar os impactos do Homem ao meio ambiente, para a geração da energia elétrica, é um dos grandes desafios atuais da humanidade.

Apesar deste capítulo apresentar de forma resumida a geração de energia através dos PVs, aerogeradores e FCs, deve-se destacar a existência e importância de outras fontes alternativas e renováveis de energia (dentre algumas: biomassa, geotérmica, biocombustível, hídrica tipo PCH (Pequenas Centrais Hidroelétricas), ondas, maré-motriz, etc.), as quais têm sido utilizadas e pesquisadas com maior intensidade nas últimas décadas.

3 MODELAGEM E TÉCNICAS DE CONTROLE

3.1 Introdução

Este capítulo apresenta a modelagem e técnica de controle utilizadas para o projeto dos inversores monofásico e trifásico, considerando conexão com a RDEE (*Grid-Tie*). Primeiramente, é abordada a questão de sistemas lineares e não-lineares, a modelagem, a estabilidade do sistema, em seguida, o sistema monofásico é modelado e obtêm-se os controladores para o sistema multimalha, considerando que o sistema precisa seguir uma trajetória senoidal. Para o caso trifásico, o sistema é transformado para um sistema onde as variáveis são tratadas como contínuas (transformada de Park) e, a partir dessa transformação, modela-se o sistema e obtêm-se os controladores.

Este trabalho utiliza a técnica de linearização por realimentação dos estados para projeto do controlador, tanto para o inversor monofásico, quanto para o trifásico, com filtro LCL, conectados à rede elétrica. O objetivo de interesse é conseguir uma melhor resposta dinâmica e um menor erro em regime permanente, uma vez que a técnica em questão visa à minimização dos efeitos não-lineares no sistema, através do controle não-linear da estrutura.

3.2 Técnicas de Controle

As estruturas em eletrônica de potência envolvem sistemas não-lineares, ou seja, os modelos para os conversores de potência chaveados (comutados) são não-lineares. Um sistema é dito não-linear quando a saída não varia linearmente com a entrada e pode ser descrito, por exemplo, como (ISIDORI, 1995):

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases}, \quad (27)$$

onde $x \in \mathfrak{R}^n$ representa o vetor de estados, $u \in \mathfrak{R}^m$ representa o vetor de entrada, $y \in \mathfrak{R}^p$ é o vetor de saída, $f(x)$ e $g(x)$ são campos vetoriais suaves definidos no subconjunto aberto no domínio \mathfrak{R}^n , $h(x)$ é uma função escalar e representa uma função não-linear.

A solução, tradicionalmente, adotada para estes tipos de sistemas é a obtenção do valor médio do sistema, sendo que, logo após aplica-se a análise para pequenos sinais, linearizando o sistema em torno de um ponto quiescente de operação (RASHID, 1999;

ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). A partir do modelo linearizado aplicam-se as técnicas de controle linear para a obtenção do controlador para o modelo obtido (OGATA, 1990).

A teoria de sistemas lineares é mais simples, mais conhecida e mais difundida no projeto de controladores, porém, o desempenho do sistema é reduzido, ao passo que se afasta do ponto quiescente de operação desejado.

Uma forma de contornar as limitações da modelagem de controle para sistemas lineares é a utilização das técnicas de controle para sistemas não-lineares (controle à estrutura variável, modo deslizante, controle adaptativo, redes neurais, linearização pela realimentação dos estados, entre outros).

Um dos possíveis objetivos do controle não-linear é o de buscar uma aproximação linear do sistema em torno de um ponto de operação e projetar um controlador para atuar diretamente no sistema não-linear.

3.2.1 Linearização por realimentação dos estados

A linearização por realimentação dos estados utiliza uma malha de realimentação que pode converter o sistema não linear em um sistema linear, permitindo o controle linear do sistema. Busca-se, neste tipo de abordagem, minimizar os principais efeitos das não-linearidades presentes no sistema a ser controlado, permitindo a utilização tanto de controladores lineares, quanto não lineares. Uma desvantagem é a sensibilidade aos parâmetros envolvidos no processo, que pode impedir a compensação exata de uma possível não linearidade (ISIDORI, 1995; ROHR; PEREIRA; COUTINHO, 2009).

Definição 1 (HEDRICK, 2013; IOANA; HENRIETTA, 2011; KURTZ; HENSON, 1997). As condições necessárias para que o sistema não-linear seja linearizável no sentido estado-entrada, ocorrerá se e somente se existir um difeomorfismo $\phi: \Omega \rightarrow \mathfrak{R}^n$, $\Omega \subset \mathfrak{R}^n$, tal que $\Omega_z = \phi(D)$ contenha a origem e que exista uma lei de controle tal que:

$$u(x, v) = \alpha(x) + \beta(x)z. \quad (28)$$

Sendo z uma nova variável de controle e que permita uma transformação de variáveis tal que $\Omega_z = \phi(x)$ transforme o sistema $\dot{x} = f(x) + g(x)u$ no seguinte sistema:

$$\dot{\Omega}_z = Az + Bv. \quad (29)$$

Sendo A e B matrizes controláveis, $\dot{\Omega}_z$ é um estado linearizado, obedecendo às leis de controle linearizante. O difeomorfismo realiza uma transformação de estados, relacionando

as entradas a não linearidades do sistema diretamente com as entradas de controle, obedecendo à definição 2.

Definição 2 (HEDRICK, 2013; IOANA; HENRIETTA, 2011). ϕ é considerado um difeomorfismo se ϕ for suave e se sua função inversa existir e também for suave.

Definição 3 (HEDRICK, 2013; IOANA; HENRIETTA, 2011). f é dita suave se $f \in C^\infty$, ou seja, f é contínua e também deve ser contínua para todas as derivadas de todas as ordens.

Verifica-se que a equação que representa um sistema não-linear (27) não apresenta de forma explícita a variável de entrada u na equação de saída y . A ideia principal da técnica da linearização por realimentação dos estados é transformar um sistema não-linear em um sistema parcialmente ou totalmente linear. Para tal procedimento, realiza-se a derivada da matriz de saída até notar de forma evidente a parcela de entrada na equação y^{th} , derivada de y . Para tal procedimento matemático, utiliza-se da derivada de Lie (derivada direcional), conforme definição 4.

Definição 4 (HEDRICK, 2013). (Derivada de Lie): Considerando uma função escalar $h(x)$ e um campo vetorial $f(x)$, define-se a derivada de Lie do campo escalar em função do campo vetorial como:

$$L_F h(x) = \frac{\partial h}{\partial x} f(x) = \Delta h(x) f(x). \quad (30)$$

Aplicando a derivada de Lie em (27) obtém-se:

$$\dot{y} = \frac{\partial h}{\partial x} f(x) + \frac{\partial h}{\partial x} g(x)u \quad \text{e} \quad (31)$$

$$\dot{y} = L_F h(x) + L_G h(x)u. \quad (32)$$

Onde $L_F h(x) : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ e $L_G h(x) : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$.

Caso $L_G h(x) = 0$, deve-se continuar derivando y até a entrada u aparecer. Desta forma, pode-se definir de forma repetitiva, as derivadas de Lie, de forma recursiva, como:

$$L_F^i h(x) = L_F [L_F^{i-1} h(x)] = \nabla [L_F^{i-1} h(x)] f(x) \quad \text{e} \quad (33)$$

$$L_G L_F^i h(x) = L_G [L_F^i h(x)] = \nabla [L_F^i h(x)] g(x). \quad (34)$$

Definição 5 (Grau relativo) (HEDRICK, 2013): Define-se como grau relativo do sistema, a quantidade de vezes em que é necessário derivar a saída do sistema, até obter a variável de entrada de controle, na função de saída. Assim, um sistema SISO possui grau relativo r em uma região Ω , para todo $x \in \Omega$:

$$\begin{cases} L_G L_F^i h(x) = 0, & 0 \leq i \leq r-2 \\ L_G L_F^{r-1} h(x) \neq 0 \end{cases} \quad (35)$$

Se o grau relativo for igual ao grau do sistema, diz-se que o sistema é observável e pode ser controlado e há uma linearização do sistema. Se o grau relativo for menor que o grau do sistema, diz-se que o sistema é não observável e o sistema precisará ser analisado para a aplicação do método (IQBAL et al., 2011).

Se $L_G L_F^{r-1} h(x) \neq 0$ para algum valor quando $x = x_0$ no domínio Ω_0 , observa-se que a relação linear também é verificada para uma vizinhança finita de Ω em x_0 . Assim, o sistema pode ser reescrito como:

$$y^r = L_F^r h(x) + L_G L_F^{r-1} h(x) u. \quad (36)$$

A partir de (36), pode-se apresentar o sistema em função da variável de controle como:

$$u = \frac{\left[-L_F^r h(x) + z \right]}{L_G L_F^{r-1} h(x)}. \quad (37)$$

A relação entre a entrada e a saída do sistema pode ser reescrita como:

$$y^r = z. \quad (38)$$

3.2.2 Desigualdades matriciais lineares

Pesquisas envolvendo a aplicação das desigualdades matriciais lineares (*LMIs*) na solução de problemas de otimização convexa vêm ganhando cada vez mais destaque no cenário global (ASSUNÇÃO et al., 2007; GU; WANG, 2008; OLALLA et al., 2009).

Definição 6 (LMI) (BOYD, 1994): Descreve-se uma desigualdade matricial linear como:

$$F(x) = F_0 + \sum_{k=1}^m x_k F_k \geq 0. \quad (39)$$

Sendo $x \in \mathbb{R}^m$ e $F(x)$ é uma função afim, na qual $F_i \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $i = 0, \dots, m$ são matrizes semidefinidas positivas. A restrição imposta em (39) consiste em uma restrição do tipo convexa, ou seja, garante que o conjunto $x F(x) \geq 0$ seja convexo.

A partir de (39) pode-se representar uma extensa variação de restrições convexas em x , i.e., desigualdades quadráticas, desigualdades lineares, desigualdades de normal matricial,

restrições da teoria de controle, desigualdade de Lyapunov, entre outros casos de desigualdades matriciais.

Para sistemas não-lineares, sistemas lineares variantes no tempo e sistemas em malha fechada, de ordem quaisquer, podem ser avaliados segundo o teorema de Lyapunov. Também conhecido como método direto, tem a finalidade de verificar a energia do sistema, caso essa energia armazenada se dissipe com o passar do tempo, ao se deslocar no domínio de atração até assumir um valor mínimo, ou seja, se a energia for finita e convergir ao ponto de origem, o sistema pode ser considerado como assintoticamente estável.

Segundo Lyapunov, se a função energia for sempre positiva e nunca for negativa em função do tempo, as trajetórias tendem à origem com o passar do tempo, se a derivada da função energia for negativa. Para um dado sistema $\dot{x} = f(x)$, considerando que a origem seja um ponto de estabilidade do sistema, $f(0) = 0$, se existir uma função tal que:

$$\begin{cases} v(x) > 0; \forall x \neq 0, \\ \dot{v}(x) < 0; \forall x \neq 0. \end{cases} \quad (40)$$

então, o sistema é dito estável.

Considerando como uma determinada função candidata à função de Lyapunov, uma função quadrática $v(x) = x'Ux$, com $U = U'$ a determinar, pode-se dizer que:

$$\begin{cases} v(x) = x'Ux > 0, \forall x \neq 0 \Leftrightarrow U > 0, \\ \dot{v}(x) = \dot{x}'Ux + x'U\dot{x} = x'(A'U + UA)x < 0 \Leftrightarrow A'U + UA < 0. \end{cases} \quad (41)$$

Sendo $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$.

Consequentemente, determinar-se a estabilidade de A , encontrando uma solução factível tal que $U = U' \in \mathbb{R}^{n \times n}$ para o problema (*Linear Matrix Inequalities* (LMI)):

$$U > 0; A'U + UA < 0. \quad (42)$$

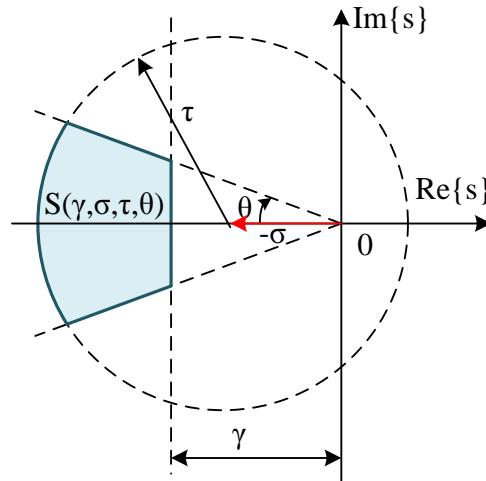
Segundo o teorema de Lyapunov os autovalores de A têm parte real negativa se e somente se, para qualquer matriz simétrica definida positiva ψ a equação de Lyapunov (43) tiver somente uma única solução $U = U' > 0$.

$$A'U + UA = -\psi. \quad (43)$$

Uma das técnicas de controle é garantir que os polos em um sistema de malha fechada, ocupem uma determinada região do plano complexo (*plano-s*). Desta forma, torna-se interessante a aplicação da LMI na alocação de polos de um sistema em malha fechada, em uma determinada região do plano-s, conforme ilustra a Figura 48. Na Tabela 7 são

apresentados os principais parâmetros utilizados para definir a região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$, com a finalidade de alocar polos no sistema de malha fechada (CHILALI; GAHINET, 1996).

Figura 48 - LMI - Região do Plano $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Tabela 7 - Descrição dos parâmetros da região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$.

Parâmetros	Descrição
θ	Restringe a parte imaginária dos polos alocados, refletindo no <i>overshoot</i> e no amortecimento da resposta transitória.
γ	Limite inferior para o módulo dos polos alocados, garantindo assim, um tempo de estabelecimento máximo para a resposta transitória.
σ, τ	Limite superior para o módulo dos polos alocados, de modo a evitar controladores com ganhos elevados.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Um sistema linear e invariante no tempo (SLIT) e controlável pode ser descrito na forma de variáveis de estado:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \text{ e} \\ y(t) &= Cx(t), \end{aligned} \quad (44)$$

onde: $x(t) \in \mathbb{R}^n$ é o vetor de estados, $y(t) \in \mathbb{R}^p$ é o vetor de saída desejada, $u(t) \in \mathbb{R}^m$ é o vetor de entrada de controle, $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $C \in \mathbb{R}^{p \times n}$ são as matrizes dos sistema.

Considerando que o sistema (44) possa ser dito controlável e que esteja sujeito às leis de controle por realimentação de estados, tem-se que:

$$u(t) = -Kx(t), \quad (45)$$

onde: $K \in \mathbb{R}^{m \times n}$ é a matriz de ganhos de realimentação de estados.

Desta forma, um sistema em malha fechada, invariante no tempo, pode ser representado como:

$$\dot{x}(t) = (A - BK)x(t). \quad (46)$$

De uma forma geral, as restrições propostas na D -estabilidade tem a finalidade de solucionar a matriz de realimentação de estados K para a alocação de polos (46) no semiplano esquerdo da região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$, definida previamente (BUZACHERO, 2010; CHILALI; GAHINET, 1996; LIN et al., 2006).

Definição 7 (D -Estabilidade) (BUZACHERO, 2010; CHILALI; GAHINET, 1996; GRANATO, 2011) Considerando que D seja uma região definida no semiplano esquerdo do plano-s (complexo), um sistema representado por $\dot{x}(t) = Ax(t)$ é considerado D -estável se e somente se todos os polos do sistema em malha fechada estão alocados dentro da região D , ou seja, todos os autovalores de A pertencem à região D .

Proposição 1 (CHILALI; GAHINET, 1996; GRANATO, 2011) Uma matriz A de um sistema SLIT (44) sujeito à lei de controle (45) é dito $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$ -estável se e somente se, existe uma matriz U simétrica verificando o seguinte conjunto de LMI:

$$\begin{aligned} U &> 0, \\ AU + UA^T - BY - Y^T B^T + 2\gamma U &< 0, \\ \begin{bmatrix} -\tau U & AU - BY + \sigma U \\ UA^T - Y^T B^T + \sigma U & -\tau U \end{bmatrix} &< 0, \\ \left[\begin{array}{cc} \sin(\theta) \cdot (AU + UA^T - BY - Y^T B^T) & \cos(\theta) \cdot (AU - UA^T - BY + Y^T B^T) \\ \cos(\theta) \cdot (UA^T - AU + BY - Y^T B^T) & \sin(\theta) \cdot (UA^T + AU - BY - Y^T B^T) \end{array} \right] &< 0. \end{aligned} \quad (47)$$

Se (47) for factível, então uma matriz de realimentação de estados K , que aloca os polos de malha fechada (46), na região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$ será dada por $K = YU^{-1}$, onde U é uma matriz simétrica e Y é uma matriz que satisfaça os conjuntos das LMIs.

A taxa de decaimento (γ) é determinada, na literatura, em conjunto com o tempo máximo de estabelecimento (t_e) (BOYD et al., 1994), conforme :

$$\lim_{t_e \rightarrow \infty} e^{-\gamma t_e} \|x\| = 0, \quad (48)$$

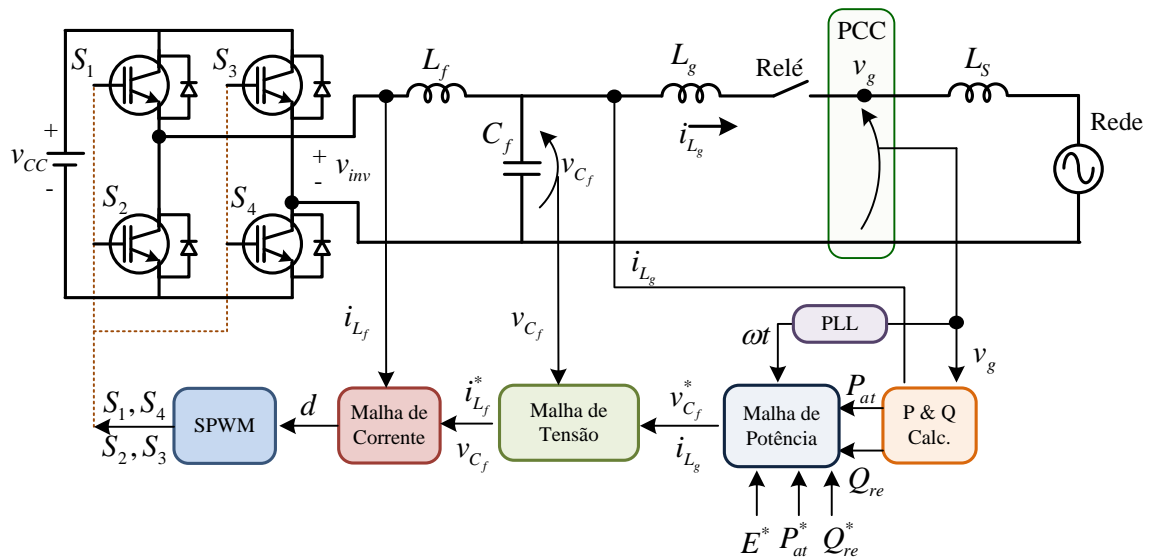
sendo x o vetor de estados. Assim, pode-se determinar o tempo de estabelecimento, em função da taxa de estabelecimento, como:

$$t_e = \frac{6}{\gamma}. \quad (49)$$

3.3 Inversor monofásico com filtro LCL

A Figura 49 ilustra o controle multimalha proposto. Através da malha de potência ativa e reativa obtém-se a tensão de referência para o VSI. Essa tensão de referência é enviada para a malha de tensão, na qual a tensão do capacitor C_f será rastreada. Com a malha de tensão obtém-se a corrente de referência a ser rastreada pela corrente no indutor L_f , e, finalmente, com a malha de corrente obtém-se a modulação SPWM para o VSI.

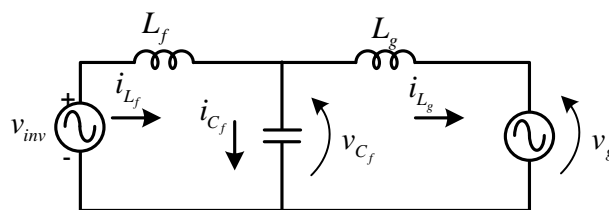
Figura 49 - Controle multimalha proposto para o VSI Monofásico com filtro LCL conectado com a rede em CA.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

O circuito apresentado na Figura 49 pode ser simplificado, com a finalidade de facilitar os cálculos, resumindo-se a um circuito apenas com filtro LCL com uma tensão de entrada igual à v_{inv} , que varia de forma senoidal com o tempo, em função da razão cíclica d , conforme exibe a Figura 50.

Figura 50 - Circuito Elétrico equivalente para o Inversor Monofásico LCL.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Em função das leis básicas de circuitos elétricos (NILSSON; RIEDEL, 2010), o circuito apresentado na Figura 50 pode ser representado por:

$$\frac{di_{L_f}}{dt} = \frac{v_{inv} - v_{C_f}}{L_f}, \quad (50)$$

$$\frac{di_{L_g}}{dt} = \frac{v_{C_f} - v_g}{L_g}, \quad (51)$$

$$\frac{dv_{C_f}}{dt} = \frac{i_{L_f} - i_{L_g}}{C_f} \text{ e} \quad (52)$$

$$v_{inv} = d \cdot v_{CC}. \quad (53)$$

Sendo d a razão cíclica.

3.3.1 Projeto da malha de corrente

A malha interna de corrente é responsável por gerar o sinal de controle para a modulação dos semicondutores interruptores. Tem como objetivo rastrear a corrente gerada pela malha de tensão, e, por ser a malha interna, necessariamente, deve ser a malha mais rápida de controle.

Consequentemente, o objetivo do controlador é garantir que a corrente i_{L_f} siga a referência $i_{L_f}^*$, que é gerada pela malha externa de tensão. O erro entre a corrente de referência e a corrente de saída do inversor pode ser obtido por:

$$e_i = i_{L_f}^* - i_{L_f}. \quad (54)$$

Derivando (54) em relação ao tempo obtém-se:

$$\dot{e}_i = \frac{di_{L_f}^*}{dt} - \frac{di_{L_f}}{dt}, \quad (55)$$

sendo:

$$\dot{e}_i = \frac{de_i}{dt}. \quad (56)$$

Desta forma, substituindo (50) e (53) em (55) obtém-se:

$$\dot{e}_i = \frac{di_{L_f}^*}{dt} - \frac{d \cdot v_{CC} - v_{C_f}}{L_f}. \quad (57)$$

Reorganizando e isolando a razão cíclica (variável a ser controlada pela malha de corrente) obtém-se:

$$d = \frac{-L_f \dot{e}_i + L_f \frac{di_{L_f}^*}{dt} + L_f v_{C_f}}{v_{CC}}. \quad (58)$$

Verifica-se que o sinal \dot{e}_i é não linear e é a partir dessa variável que será projetado o controle. Aplicando a técnica de linearização por realimentação (KHALIL, 2002), o sinal de controle auxiliar z_i a ser determinado representa a nova entrada dinâmica do erro de rastreamento de corrente, conforme:

$$d = \frac{L_f z_i + L_f \frac{di_{L_f}^*}{dt} + L_f v_{C_f}}{v_{CC}} \text{ e} \quad (59)$$

$$\dot{e}_i = -z_i. \quad (60)$$

Verifica-se que a dinâmica do erro representada em (59) é linear, e, é nesse ponto da equação onde deve ser introduzido o controlador para a corrente. Como opção, pode-se utilizar um controlador do tipo Proporcional, Proporcional-Integral, Proporcional-Integral-Derivativo, avanço-atraso de fase, entre outros. Para o presente trabalho escolheu-se como possível solução um controlador do tipo Proporcional-Integral (PI), que é uma função linear aplicada ao erro de rastreamento de corrente (CHU et al., 2009; GRANATO, 2011). Desta forma, z_i pode ser representando por:

$$z_i = K_{i1} e_i + K_{i2} \int e_i dt. \quad (61)$$

Sendo os ganhos proporcional e integral maiores que zero, ou seja, $K_{i1} > 0$ e $K_{i2} > 0$.

Através de (60) pode-se reescrever (61), conforme:

$$\dot{e}_i = -K_{i1} e_i - K_{i2} w_i. \quad (62)$$

Sendo:

$$w_i = \int e_i dt. \quad (63)$$

Através de (62) e (63) pode-se obter as matrizes de estado do sistema, conforme:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_i \\ \dot{w}_i \end{bmatrix} = (A_i - B_i \cdot K_i) \begin{bmatrix} e_i \\ w_i \end{bmatrix}, \quad (64)$$

sendo:

$$A_i = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, B_i = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, K_i = [K_{i1} \quad K_{i2}]. \quad (65)$$

Verifica-se que os sistemas apresentados em (64) e (65) estão apresentados no mesmo formato de (46), desta forma, é possível aplicar (47) na determinação dos ganhos K_{i1} e K_{i2} do controlador de corrente. A escolha da região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$ será realizada de acordo com parâmetros relacionados com a dinâmica desejada para o erro de rastreamento, utilizando o tempo de decaimento.

Analisando a expressão (59), o parâmetro linearizado z_i , correspondente ao rastreamento do erro, que é multiplicado pelo valor da indutância L_f . Considerando que esse valor será constante, pode-se incorporar esse parâmetro na determinação dos ganhos do controlador de corrente, reduzindo o ganho do controlador. Assim, pode-se reescrever a expressão (58), conforme:

$$d = z_i + \frac{L_f \frac{di_{L_f}^*}{dt} + L_f v_{C_f}}{v_{CC}}, \quad (66)$$

sendo:

$$\dot{e}_i = -\frac{z_i v_{CC}}{L_f}. \quad (67)$$

Desta forma, reescrevendo as matrizes de (65), utilizando (66), obtém-se:

$$A_i = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, B_i = \begin{bmatrix} \frac{v_{CC}}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix}, K_i = [K_{i1} \quad K_{i2}]. \quad (68)$$

3.3.2 Projeto da malha de tensão

A malha de tensão tem o objetivo de gerar a referência de corrente, que será enviada para a malha interna de corrente, rastreando a referência de tensão alternada sobre o capacitor C_f , comparando-a com uma tensão senoidal de referência. Por ser a malha externa, trabalha com uma velocidade mais lenta, de modo a não interferir nas dinâmicas da malha de corrente.

O objetivo deste controlador é o de rastrear uma referência de tensão senoidal $v_{C_f}^*$ sobre o capacitor C_f . Desta forma, o erro de rastreamento de tensão pode ser obtido por:

$$e_v = v_{C_f}^* - v_{C_f}. \quad (69)$$

Derivando (69) em relação ao tempo obtém-se:

$$\dot{e}_V = \frac{dv_{C_f}^*}{dt} - \frac{dv_{C_f}}{dt}, \quad (70)$$

sendo:

$$\dot{e}_V = \frac{de_V}{dt}. \quad (71)$$

Substituindo (52) em (70) obtém-se:

$$\dot{e}_V = \frac{dv_{C_f}^*}{dt} - \frac{i_{L_f} - i_{L_g}}{C_f}. \quad (72)$$

A corrente i_{L_f} em (72) representa a corrente de saída do inversor e é através dela que será obtida a corrente de referência e pode ser escrita em função da corrente de referência como:

$$i_{L_f} = i_{L_f}^* = I_{\max} \text{sen}(\omega t). \quad (73)$$

Desta forma, substituindo(73) em (72) e isolando a variável de saída da malha de tensão obtém-se:

$$i_{L_f}^* = z_V + i_{L_g} + C_f \frac{dv_{C_f}^*}{dt}, \quad (74)$$

sendo:

$$\dot{e}_V = -\frac{z_V}{C_f}. \quad (75)$$

Sendo que z_V representa a linearização da variável \dot{e}_V , ou seja, a dinâmica do erro de tensão é linear. De forma análoga ao controlador da corrente, optou-se por utilizar um controle do tipo PI para o controlador da tensão, conforme:

$$z_V = K_{V1}e_V + K_{V2} \int e_V dt. \quad (76)$$

Sendo os ganhos proporcional e integral maiores que zero, ou seja, $K_{V1} > 0$ e $K_{V2} > 0$.

Através de (76) pode-se reescrever (75), conforme:

$$\dot{e}_V = -\frac{K_{V1}}{C_f} e_V - \frac{K_{V2}}{C_f} w_V, \quad (77)$$

sendo:

$$w_V = \int e_V dt. \quad (78)$$

Através de (77) e (78) pode-se obter as matrizes de estado do sistema, conforme:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_v \\ \dot{w}_v \end{bmatrix} = (A_v - B_v \cdot K_v) \begin{bmatrix} e_v \\ w_v \end{bmatrix}. \quad (79)$$

Sendo:

$$A_v = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, B_v = \begin{bmatrix} 1 \\ C_f \\ 0 \end{bmatrix}, K_v = [K_{v1} \quad K_{v2}]. \quad (80)$$

3.3.3 Projeto das malhas de potências ativa e reativa

O controle das potências ativa e reativa, neste capítulo, baseiam-se nas curvas de potência $P-f$ e $Q-V$, ou seja, através da diferença angular entre a tensão do inversor e da tensão da rede, consegue-se transferir potência ativa e através da diferença dos níveis de tensão entre o inversor e a rede realiza-se compensação de potência reativa. Considerando que a transferência de potência ativa e compensação de potência reativa podem ser determinadas por (3) e (4), verifica-se que a indutância de conexão com a rede (L_g) pode ser projetada de forma a transferir a potência ativa com pequena diferença angular entre as tensões, de tal forma que as equações de transferência da potência ativa e compensação de potência reativa podem ser simplificadas, conforme (81) e, (82), respectivamente.

$$P_{at} = \frac{V_{C_f \text{ eficaz}} V_{g \text{ eficaz}}}{X_{L_g}} \delta \quad (81)$$

$$Q_{re} = \frac{V_{C_f \text{ eficaz}} V_{g \text{ eficaz}}}{X_{L_g}} - \frac{V_{g \text{ eficaz}}^2}{X_{L_g}} \quad (82)$$

Analisando (81) e (82), verifica-se a necessidade de calcular o valor eficaz, tanto na tensão no capacitor C_f quanto na tensão na rede elétrica V_g , o que deixaria a malha de potência lenta. Por outro lado, com o objetivo de obter uma dinâmica mais rápida na malha de potência, considerou-se o valor nominal da rede elétrica (127V eficaz) e esse valor é definido como um ponto de operação de referência para a tensão no capacitor e, através de (82), obtém-se a variação de tensão necessária (Δv_{C_f}) no capacitor para compensar a potência reativa solicitada pela rede.

O objetivo do controlador da malha de potência ativa é a de rastrear uma referência de potência $P_{at}^* - P_{at}$ no ponto de conexão com a rede (PCC) em função da variação do ângulo δ . Assim, o erro de rastreamento da potência ativa pode ser obtido por:

$$e_p = P_{at}^* - P_{at}. \quad (83)$$

Derivando (83) em relação ao tempo, obtém-se:

$$\dot{e}_p = -\frac{dP_{at}}{dt}, \quad (84)$$

sendo:

$$\dot{e}_p = \frac{de_p}{dt}. \quad (85)$$

Como a potência ativa de referência é constante, sua derivada é igual a zero, ou seja:

$$\frac{dP_{at}^*}{dt} = 0. \quad (86)$$

Substituindo a derivada de (81) em (84) obtém-se:

$$\dot{e}_p = -\frac{V_{C_{eficaz}} V_{geficaz}}{X_{L_g}} \dot{\delta}, \quad (87)$$

sendo:

$$\delta = \int \dot{\delta} dt. \quad (88)$$

Desta forma, integrando (87) e isolando a variável de saída (δ) do controle P - ω , obtém-se:

$$\delta = \frac{1}{V_{C_{eficaz}}} \int z_p dt, \quad (89)$$

sendo:

$$\dot{e}_p = -\frac{z_p V_{geficaz}}{X_{L_g}}. \quad (90)$$

Sendo que z_p representa a linearização da variável \dot{e}_p , ou seja, a dinâmica do erro de potência torna-se linear. Optou-se por utilizar um controle do tipo PI para o controlador da potência ativa, conforme:

$$z_p = K_{P1} e_p + K_{P2} \int e_p dt. \quad (91)$$

Sendo os ganhos proporcional e integral maiores que zero, ou seja, $K_{P1} > 0$ e $K_{P2} > 0$.

Através de (91) pode-se reescrever (90), conforme:

$$\dot{e}_p = -\frac{K_{P1} V_{geficaz}}{X_{L_g}} e_p - \frac{K_{P2} V_{geficaz}}{X_{L_g}} w_p, \quad (92)$$

sendo:

$$w_P = \int e_P dt . \quad (93)$$

Através de (92) e (93), pode-se obter as matrizes de estado do sistema, conforme:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_P \\ \dot{w}_P \end{bmatrix} = (A_P - B_P \cdot K_P) \begin{bmatrix} e_P \\ w_P \end{bmatrix}, \quad (94)$$

sendo:

$$A_P = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, B_P = \begin{bmatrix} \frac{V_{\text{eficaz}}}{X_{L_g}} \\ 0 \end{bmatrix}, K_P = [K_{P1} \quad K_{P2}]. \quad (95)$$

O objetivo do controlador da malha de potência reativa é a de rastrear uma referência de potência reativa Q_{re}^* no ponto de conexão com a rede (PCC) em função da variação da tensão do capacitor V_{C_f} . Assim, o erro de rastreamento da potência reativa pode ser obtido por:

$$e_Q = Q_{re}^* - Q_{re} . \quad (96)$$

Derivando (96) em relação ao tempo obtém-se:

$$\dot{e}_Q = -\frac{dQ_{re}}{dt}, \quad (97)$$

sendo:

$$\dot{e}_Q = \frac{de_Q}{dt}. \quad (98)$$

Como a potência reativa de referência é constante, sua derivada é igual à zero. Substituindo a derivada de (82) em (97) obtém-se:

$$\dot{e}_Q = -\frac{V_{\text{eficaz}}}{X_{L_g}} \Delta \dot{v}_{C_f}, \quad (99)$$

sendo:

$$\Delta v_{C_f} = \int \Delta \dot{v}_{C_f} dt . \quad (100)$$

Desta forma, integrando (99) e isolando a variável de saída (V_{C_f}) do controle Q-V obtém-se:

$$\Delta v_{C_f} = \int z_Q dt , \quad (101)$$

sendo:

$$\dot{e}_Q = -\frac{z_Q V_{\text{eficaz}}}{X_{L_g}}. \quad (102)$$

Sendo que z_Q representa a linearização da variável \dot{e}_Q , ou seja, a dinâmica do erro de potência reativa torna-se linear. Optou-se por utilizar um controle do tipo PI para o controlador da potência reativa, conforme:

$$z_Q = K_{Q1} e_Q + K_{Q2} \int e_Q dt. \quad (103)$$

Sendo os ganhos proporcional e integral maiores que zero, ou seja, $K_{Q1} > 0$ e $K_{Q2} > 0$.

Através de (103) pode-se reescrever(102), conforme:

$$\dot{e}_Q = -\frac{K_{Q1} V_{\text{eficaz}}}{X_{L_g}} e_Q - \frac{K_{Q2} V_{\text{eficaz}}}{X_{L_g}} w_Q, \quad (104)$$

sendo:

$$w_Q = \int e_Q dt. \quad (105)$$

Através de (104) e (105) pode-se obter as matrizes de estado do sistema, conforme (106).

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_Q \\ \dot{w}_Q \end{bmatrix} = (A_Q - B_Q \cdot K_Q) \begin{bmatrix} e_Q \\ w_Q \end{bmatrix}, \quad (106)$$

sendo:

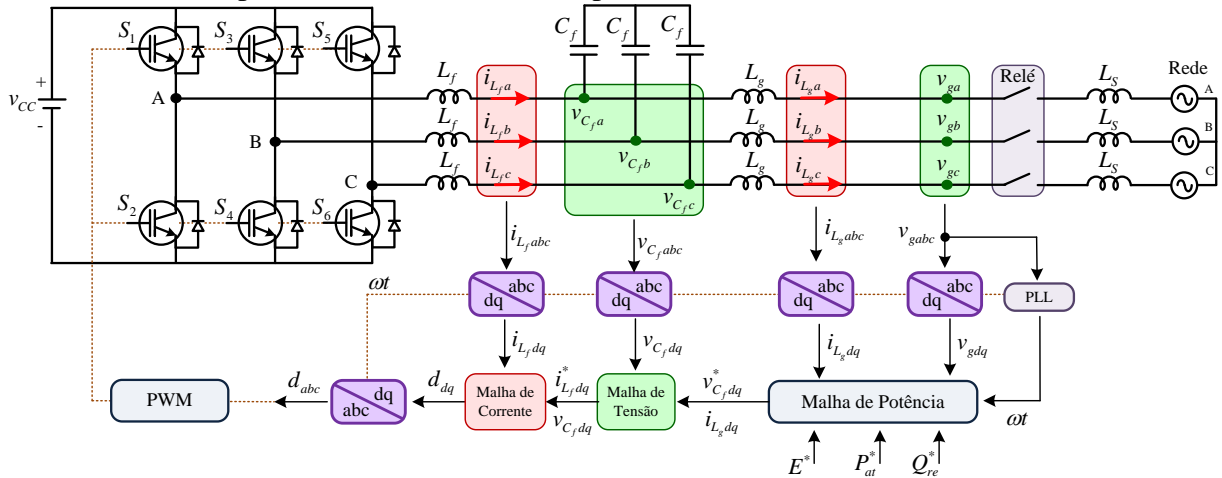
$$A_Q = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, B_Q = \begin{bmatrix} \frac{V_{\text{eficaz}}}{X_{L_g}} \\ 0 \end{bmatrix}, K_Q = \begin{bmatrix} K_{Q1} & K_{Q2} \end{bmatrix}. \quad (107)$$

3.4 Inversor trifásico

A Figura 51 ilustra o controle multimalha, proposto para o inversor trifásico conectado à rede elétrica. A modelagem no domínio do tempo, para o inversor trifásico com filtro LCL possui três variáveis (abc) para cada tensão e corrente a serem analisadas e controladas, além da variação senoidal da amplitude, em função da frequência da rede. Uma forma clássica de reduzir o sistema para duas variáveis contínuas (dq), é a transformação de Park. Observa-se que o inversor proposto não possui conexão com o neutro, de forma a evitar/minimizar possíveis correntes harmônicas múltiplas de três (*triplens*). Através da malha

de potência, comparam-se as potências ativa e reativa de referências com as potências ativa e reativa transferidas para a RDEE, obtendo-se a tensão de referência $v_{C_f dq}^*$ para a malha de tensão, que compara com a tensão no capacitor $v_{C_f dq}$, que por sua vez, ao comparar com a corrente de saída do inversor $i_{L_f dq}$, obtêm-se a modulação SPWM, para o controle das chaves $S_1 - S_6$.

Figura 51 - Controle multimalha utilizando LMI com realimentação de estados e critérios da D-estabilidade, para o controle do fluxo de potência entre o VSI trifásico LCL e a RDEE.



Sendo d_{dq} as razões cíclicas no eixo dq, d_{abc} as razões cíclicas no eixo abc, L_{sa} , L_{sb} e L_{sc} as indutâncias da rede elétrica nas fases A, B e C.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Considerando apenas a fase A, as principais equações do sistema são dadas por:

$$\frac{di_{L_f a}}{dt} = \frac{v_A - v_{C_f a}}{L_f}, \quad (108)$$

$$\frac{di_{L_g a}}{dt} = \frac{v_{C_f a} - v_{ga}}{L_g}, \quad (109)$$

$$\frac{dv_{C_f a}}{dt} = \frac{i_{L_f a} - i_{L_g a}}{C_f} \text{ e} \quad (110)$$

$$v_A = d_a v_{CC}. \quad (111)$$

Sendo v_A a tensão no primeiro braço do inversor, ponto onde é conectado o filtro LCL da fase A; d_a é a razão cíclica correspondente à fase A.

O mesmo procedimento pode ser realizado para as fases B e C.

Considerando o sistema trifásico com a fase A na referência, fase B com defasagem de 120° e fase C adiantada em 120° , pode-se escrever as principais equações no formato de espaço de estados:

$$L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L_f a} \\ i_{L_f b} \\ i_{L_f c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_a v_{CC} \\ d_b v_{CC} \\ d_c v_{CC} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{C_f a} \\ v_{C_f b} \\ v_{C_f c} \end{bmatrix}, \quad (112)$$

$$C_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{C_f a} \\ v_{C_f b} \\ v_{C_f c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{L_f a} \\ i_{L_f b} \\ i_{L_f c} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{L_g a} \\ i_{L_g b} \\ i_{L_g c} \end{bmatrix} \mathbf{e} \quad (113)$$

$$L_g \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L_g a} \\ i_{L_g b} \\ i_{L_g c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{C_f a} \\ v_{C_f b} \\ v_{C_f c} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{g a} \\ v_{g b} \\ v_{g c} \end{bmatrix}. \quad (114)$$

Sendo d_b a razão cíclica correspondente à fase B e d_c a razão cíclica correspondente à fase C.

A transformada de um sistema abc para dq pode ser obtida utilizando a matriz T_{dq} :

$$T_{dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 120^\circ) & \cos(\omega t + 120^\circ) \\ -\text{sen}(\omega t) & -\text{sen}(\omega t - 120^\circ) & -\text{sen}(\omega t + 120^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (115)$$

A inversa da transformada dq , T_{dq}^{-1} , pode ser obtida por:

$$T_{dq}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\text{sen}(\omega t) & 1 \\ \cos(\omega t - 120^\circ) & -\text{sen}(\omega t - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\omega t + 120^\circ) & -\text{sen}(\omega t + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix}. \quad (116)$$

Pode-se aplicar a transformada dq em (112), conforme:

$$L_f T_{dq} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L_f a} \\ i_{L_f b} \\ i_{L_f c} \end{bmatrix} = T_{dq} \begin{bmatrix} d_a v_{CC} \\ d_b v_{CC} \\ d_c v_{CC} \end{bmatrix} - T_{dq} \begin{bmatrix} v_{C_f a} \\ v_{C_f b} \\ v_{C_f c} \end{bmatrix}. \quad (117)$$

Uma forma de contornar a derivada do sinal, em análise no sistema abc , seria a substituição da transformada dq inversa da corrente $i_{L_f a}$, conforme:

$$L_f T_{dq} \frac{d}{dt} \left\{ T_{dq}^{-1} \begin{bmatrix} i_{L_f d} \\ i_{L_f q} \end{bmatrix} \right\} = T_{dq} \begin{bmatrix} d_a v_{CC} \\ d_b v_{CC} \\ d_c v_{CC} \end{bmatrix} - T_{dq} \begin{bmatrix} v_{C_f a} \\ v_{C_f b} \\ v_{C_f c} \end{bmatrix}. \quad (118)$$

Expandindo a derivada de (118), chega-se a:

$$L_f T_{dq} \frac{dT_{dq}^{-1}}{dt} \begin{bmatrix} i_{L_f d} \\ i_{L_f q} \end{bmatrix} + L_f T_{dq} T_{dq}^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L_f d} \\ i_{L_f q} \end{bmatrix} = T_{dq} \begin{bmatrix} d_a v_{CC} \\ d_b v_{CC} \\ d_c v_{CC} \end{bmatrix} - T_{dq} \begin{bmatrix} v_{C_f a} \\ v_{C_f b} \\ v_{C_f c} \end{bmatrix}. \quad (119)$$

A transformada dq da derivada da transformada dq inversa pode ser determinada por:

$$T_{dq} \frac{dT_{dq}^{-1}}{dt} = \frac{3}{2} \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (120)$$

Substituindo (120) em (119) e reorganizando a expressão obtém-se a equação de estados para a corrente i_{L_f} nas coordenadas dq , conforme:

$$L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L_f d} \\ i_{L_f q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_d v_{CC} \\ d_q v_{CC} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{C_f d} \\ v_{C_f q} \end{bmatrix} - \frac{3}{2} \omega L_f \begin{bmatrix} -i_{L_f q} \\ i_{L_f d} \end{bmatrix}. \quad (121)$$

Da mesma forma, pode-se obter a equação de estados nas coordenadas dq de (113) e (114), conforme:

$$C_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{C_f d} \\ v_{C_f q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{L_f d} \\ i_{L_f q} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{L_g d} \\ i_{L_g q} \end{bmatrix} - \frac{3}{2} \omega C_f \begin{bmatrix} -v_{C_f q} \\ v_{C_f d} \end{bmatrix} \text{ e} \quad (122)$$

$$L_g \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L_g d} \\ i_{L_g q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{C_f d} \\ v_{C_f q} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{gd} \\ v_{gq} \end{bmatrix} - \frac{3}{2} \omega L_g \begin{bmatrix} -i_{L_g q} \\ i_{L_g d} \end{bmatrix}. \quad (123)$$

3.4.1 Malha de corrente nas coordenadas dq

A malha interna de corrente tem o objetivo de gerar os sinais de comando para as chaves $S_1 - S_6$. Essa malha é composta por dois controladores, o primeiro tem o objetivo de rastrear a corrente, no eixo direto, gerado pela malha de tensão; o segundo, pelo rastreamento da corrente no eixo em quadratura. Por ser a malha interna, necessariamente, deve ser a malha mais rápida de controle.

Consequentemente, o objetivo do controlador é garantir que as correntes $i_{L_f d}$ e $i_{L_f q}$ rastreiem as referências $i_{L_f d}^*$ e $i_{L_f q}^*$, que são determinadas pela malha externa de tensão. Os

erros entre as correntes de referências no eixo dq e as correntes de saída no eixo dq do inversor podem ser obtidas por:

$$\begin{bmatrix} e_{id} \\ e_{iq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{L_f,d}^* \\ i_{L_f,q}^* \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{L_f,d} \\ i_{L_f,q} \end{bmatrix}. \quad (124)$$

Derivando (124), em relação ao tempo, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_{id} \\ \dot{e}_{iq} \end{bmatrix} = -\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L_f,d} \\ i_{L_f,q} \end{bmatrix}, \quad (125)$$

sendo:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_{id} \\ \dot{e}_{iq} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_{id} \\ e_{iq} \end{bmatrix}. \quad (126)$$

Desta forma, substituindo (121) em (125), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_{id} \\ \dot{e}_{iq} \end{bmatrix} = -\frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} d_d v_{CC} \\ d_q v_{CC} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} v_{C_f,d} \\ v_{C_f,q} \end{bmatrix} + \frac{3}{2} \omega \begin{bmatrix} -i_{L_f,q} \\ i_{L_f,d} \end{bmatrix}. \quad (127)$$

As referências de corrente $i_{L_f,d}^*$ e $i_{L_f,q}^*$ são valores contínuos, desta forma, as derivadas podem ser consideradas nulas durante o regime permanente, simplificando a malha de controle.

Reorganizando e isolando a razão cíclica (variável a ser controlada pela malha de corrente) (127), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} = -\frac{L_f}{v_{CC}} \begin{bmatrix} \dot{e}_{id} \\ \dot{e}_{iq} \end{bmatrix} + \frac{1}{v_{CC}} \begin{bmatrix} v_{C_f,d} \\ v_{C_f,q} \end{bmatrix} + \frac{3}{2} \frac{\omega L_f}{v_{CC}} \begin{bmatrix} -i_{L_f,q} \\ i_{L_f,d} \end{bmatrix}. \quad (128)$$

As dinâmicas dos erros \dot{e}_{id} e \dot{e}_{iq} podem ser linearizados por z_{id} e z_{iq} , respectivamente:

$$\begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{CC}} \begin{bmatrix} z_{id} \\ z_{iq} \end{bmatrix} + \frac{1}{v_{CC}} \begin{bmatrix} v_{C_f,d} \\ v_{C_f,q} \end{bmatrix} + \frac{3}{2} \frac{\omega L_f}{v_{CC}} \begin{bmatrix} -i_{L_f,q} \\ i_{L_f,d} \end{bmatrix}, \quad (129)$$

sendo:

$$\begin{bmatrix} z_{id} \\ z_{iq} \end{bmatrix} = -L_f \begin{bmatrix} \dot{e}_{id} \\ \dot{e}_{iq} \end{bmatrix}. \quad (130)$$

Como consequência, as dinâmicas dos erros de corrente em eixo direto e quadratura, tornam-se lineares. De forma análoga ao controlador da corrente do VSI monofásico, optou-se por utilizar controles do tipo PI para a malha de corrente, conforme:

$$z_{id} = K_{id1}e_{id} + K_{id2} \int e_{id} dt \quad e \quad (131)$$

$$z_{iq} = K_{iq1}e_{iq} + K_{iq2} \int e_{iq} dt . \quad (132)$$

Sendo os ganhos proporcional e integral maiores que zero, ou seja, $K_{id1} > 0$, $K_{id2} > 0$, $K_{iq1} > 0$ e $K_{iq2} > 0$.

Através de (130), (131) e (132) podem ser reescritos conforme:

$$\dot{e}_{id} = -\frac{K_{id1}}{L_f} e_{id} - \frac{K_{id2}}{L_f} w_{id} \quad e \quad (133)$$

$$\dot{e}_{iq} = -\frac{K_{iq1}}{L_f} e_{iq} - \frac{K_{iq2}}{L_f} w_{iq}, \quad (134)$$

sendo:

$$w_{id} = \int e_{id} dt \quad e \quad (135)$$

$$w_{iq} = \int e_{iq} dt . \quad (136)$$

Através de (133) e (135) pode-se obter a equação de estado do sistema para o eixo direto, conforme:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_{id} \\ \dot{w}_{id} \end{bmatrix} = (A_{id} - B_{id} \cdot K_{id}) \begin{bmatrix} e_{id} \\ w_{id} \end{bmatrix}, \quad (137)$$

sendo:

$$A_{id} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, B_{id} = \begin{bmatrix} 1 \\ L_f \\ 0 \end{bmatrix}, K_{id} = [K_{id1} \quad K_{id2}]. \quad (138)$$

Através de (134) e (136) pode-se obter a matriz de estado do sistema para o eixo em quadratura, conforme:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_{iq} \\ \dot{w}_{iq} \end{bmatrix} = (A_{iq} - B_{iq} \cdot K_{iq}) \begin{bmatrix} e_{iq} \\ w_{iq} \end{bmatrix}, \quad (139)$$

sendo:

$$A_{iq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, B_{iq} = \begin{bmatrix} 1 \\ L_f \\ 0 \end{bmatrix}, K_{iq} = [K_{iq1} \quad K_{iq2}]. \quad (140)$$

3.4.2 Malha de tensão no eixo dq

A malha externa, malha de tensão, tem o objetivo de gerar os sinais de referências de correntes no eixo direto e em quadratura para a malha de corrente, dois controles compõem esta malha, um para o eixo direto e outro para o eixo em quadratura. Em termos de velocidade, essa malha deve ser mais lenta que a malha de corrente, para não interferir nas dinâmicas de corrente e deve ser mais rápida que a malha de potência, para garantir o formato senoidal da tensão sobre os capacitores.

Consequentemente, o objetivo do controlador é garantir que as tensões nos capacitores $v_{C_f dq}$ rastreiem as referências $v_{C_f dq}^*$, as quais são obtidas pela malha de potência. Os erros entre as tensões de referências no eixo dq e as tensões sobre os capacitores de saída no eixo dq podem ser determinados por:

$$\begin{bmatrix} e_{Vd} \\ e_{Vq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{C_f d}^* \\ v_{C_f q}^* \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{C_f d} \\ v_{C_f q} \end{bmatrix}. \quad (141)$$

Derivando (141) em relação ao tempo, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_{Vd} \\ \dot{e}_{Vq} \end{bmatrix} = -\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{C_f d} \\ v_{C_f q} \end{bmatrix}, \quad (142)$$

sendo:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_{Vd} \\ \dot{e}_{Vq} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_{Vd} \\ e_{Vq} \end{bmatrix}. \quad (143)$$

Desta forma, substituindo (122) em (142), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_{Vd} \\ \dot{e}_{Vq} \end{bmatrix} = -\frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} \dot{i}_{L_f d} \\ \dot{i}_{L_f q} \end{bmatrix} + \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} \dot{i}_{L_g d} \\ \dot{i}_{L_g q} \end{bmatrix} + \frac{3}{2} \omega \begin{bmatrix} -v_{C_f q} \\ v_{C_f d} \end{bmatrix}. \quad (144)$$

As referências de tensões $v_{C_f d}^*$ e $v_{C_f q}^*$ são valores contínuos, desta forma, as derivadas podem ser consideradas nulas durante o regime permanente.

Reorganizando e isolando as correntes de saída do inversor no eixo dq em (144) obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_f d} \\ \dot{i}_{L_f q} \end{bmatrix} = -C_f \begin{bmatrix} \dot{e}_{Vd} \\ \dot{e}_{Vq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{i}_{L_g d} \\ \dot{i}_{L_g q} \end{bmatrix} + \frac{3}{2} \omega C_f \begin{bmatrix} -v_{C_f q} \\ v_{C_f d} \end{bmatrix}. \quad (145)$$

As dinâmicas dos erros \dot{e}_{Vd} e \dot{e}_{Vq} podem ser linearizadas por z_{Vd} e z_{Vq} , conforme:

$$\begin{bmatrix} i_{L_f d} \\ i_{L_f q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{Vd} \\ z_{Vq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L_g d} \\ i_{L_g q} \end{bmatrix} + \frac{3}{2} \omega C_f \begin{bmatrix} -v_{C_f q} \\ v_{C_f d} \end{bmatrix}, \quad (146)$$

sendo:

$$\begin{bmatrix} z_{Vd} \\ z_{Vq} \end{bmatrix} = -C_f \begin{bmatrix} \dot{e}_{Vd} \\ \dot{e}_{Vq} \end{bmatrix}. \quad (147)$$

Como consequência, as dinâmicas dos erros das tensões em eixo direto e em quadratura tornam-se lineares, e, de forma análoga ao controlador da corrente, optou-se por utilizar controles do tipo PI para a malha de tensão, conforme:

$$z_{Vd} = K_{Vd1} e_{Vd} + K_{Vd2} \int e_{Vd} dt \quad e \quad (148)$$

$$z_{Vq} = K_{Vq1} e_{Vq} + K_{Vq2} \int e_{Vq} dt. \quad (149)$$

Sendo os ganhos proporcionais e integrais maiores que zero, ou seja, $K_{Vd1} > 0$, $K_{Vd2} > 0$, $K_{Vq1} > 0$ e $K_{Vq2} > 0$.

Através de (147), (148) e (149) as dinâmicas dos erros podem ser reescritas, conforme:

$$\dot{e}_{Vd} = -\frac{K_{Vd1}}{C_f} e_{Vd} - \frac{K_{Vd2}}{C_f} w_{Vd} \quad e \quad (150)$$

$$\dot{e}_{Vq} = -\frac{K_{Vq1}}{C_f} e_{Vq} - \frac{K_{Vq2}}{C_f} w_{Vq}, \quad (151)$$

sendo:

$$w_{Vd} = \int e_{Vd} dt \quad e \quad (152)$$

$$w_{Vq} = \int e_{Vq} dt. \quad (153)$$

Através de (150) e (152), pode-se obter a equação de estado do sistema para o eixo direto, conforme:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_{Vd} \\ \dot{w}_{Vd} \end{bmatrix} = (A_{Vd} - B_{Vd} \cdot K_{Vd}) \begin{bmatrix} e_{Vd} \\ w_{Vd} \end{bmatrix}, \quad (154)$$

sendo:

$$A_{Vd} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, B_{Vd} = \begin{bmatrix} 1 \\ C_f \\ 0 \end{bmatrix}, K_{Vd} = [K_{Vd1} \quad K_{Vd2}]. \quad (155)$$

Através de (151) e (153), a equação de estado do sistema para o eixo em quadratura pode ser obtida, conforme:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_{vq} \\ \dot{w}_{vq} \end{bmatrix} = (A_{vq} - B_{vq} \cdot K_{vq}) \begin{bmatrix} e_{vq} \\ w_{vq} \end{bmatrix}, \quad (156)$$

sendo:

$$A_{vq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, B_{vq} = \begin{bmatrix} 1 \\ C_f \\ 0 \end{bmatrix}, K_{vq} = [K_{vq1} \quad K_{vq2}]. \quad (157)$$

3.4.3 Projeto das malhas de potências ativa e reativa

Igualmente para o VSI monofásico, o controle da potência ativa e da potência reativa para o VSI trifásico é determinado pelas equações das potências ativa e reativa. Ou seja, através da diferença angular entre a tensão do inversor e a tensão da rede, consegue-se transferir potência ativa e através da diferença dos níveis de tensão entre o inversor e a rede, transfere-se potência reativa. As matrizes de estados para as potências ativa e reativa podem ser determinadas por (94) e (106), respectivamente.

As malhas de potências P_{at} e Q_{re} têm o objetivo principal de gerar as referências de tensões $v_{C_f,d}^*$ e $v_{C_f,q}^*$, sendo que essas referências são determinadas por:

$$v_{C_f,d}^* = \sqrt{2}V_{C_f,eficaz} \cos(\delta) \quad e \quad (158)$$

$$v_{C_f,q}^* = \sqrt{2}V_{C_f,eficaz} \sen(\delta), \quad (159)$$

sendo:

$$V_{C_f,eficaz} = E^* + \Delta v_{C_f}. \quad (160)$$

Sendo δ e Δv_{C_f} obtidos pelos controladores das malhas de potência ativa e reativa, respectivamente.

3.4.4 Cálculo das potências ativa e reativa usando o teorema dq

Calculam-se as potências ativa e reativa entre a GD e a RDEE utilizando-se as tensões da rede no eixo dq , assim como as correntes injetadas na mesma. Desta forma, as potências ativa e reativa são determinadas por:

$$P_{at} = v_{gd} \dot{i}_{L_{gd}} + v_{gq} \dot{i}_{L_{gq}} \quad e \quad (161)$$

$$Q_{re} = v_{gd} \dot{i}_{L_{gq}} - v_{gq} \dot{i}_{L_{gd}} \quad (162)$$

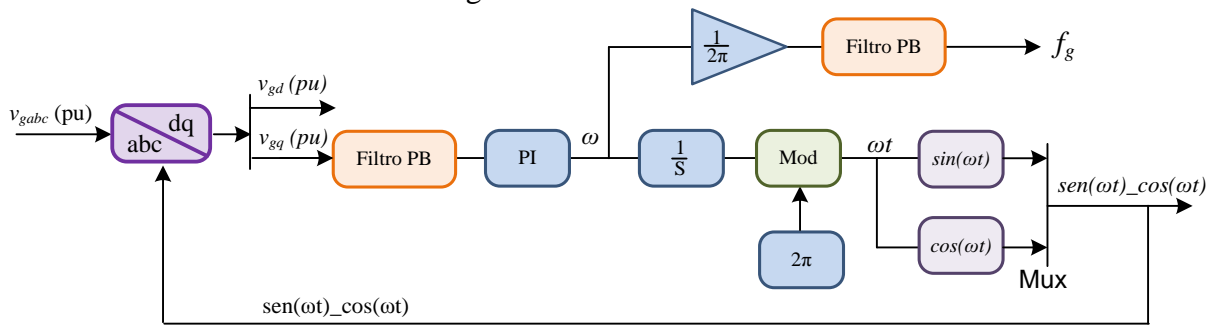
3.5 Phase-Locked Loop (PLL) monofásico e trifásico

A sincronização entre a tensão do capacitor v_{C_f} e a tensão da rede v_g é realizada por um *Phase-Locked Loop* (PLL), que têm a função de realizar o sincronismo de uma função senoidal com a tensão de referência (rede elétrica) (HSIEH; HUNG, 1996; SILVA et al., 2009; YOUNG; DOUGAL, 2009).

A proposta, neste trabalho, tem o objetivo de controlar o fluxo de potência entre a GD e a RDEE. Consequentemente, não é objetivo deste trabalho o desenvolvimento de um novo algoritmo para o PLL, assim, utilizou-se o algoritmo p-PLL (*Pulsed PLL*) para o inversor monofásico e o algoritmo SRF-PLL (*Synchronous Reference Frame PLL*) para o inversor trifásico. A principal vantagem do PLL utilizado está na questão da rejeição da distorção harmônica, devido ao filtro passa-baixa de segunda ordem, com frequência de corte em torno de $25Hz$, ou seja, qualquer sinal com frequências superiores serão atenuadas. Por outro lado, esse filtro passa-baixa torna o sistema lento, precisando de alguns ciclos de rede para entrar em regime.

A Figura 52 ilustra o PLL trifásico, onde os sinais de tensão adquiridos são escalonados, para que fiquem em pu, com base na tensão de pico de fase-neutro. Os sinais de tensão da rede v_{gabc} são transformados em dq , o sinal em quadratura passa pelo filtro passa-baixa de segunda ordem e, em seguida, passa pelo PI, obtendo-se a frequência angular da rede. A função *modulus* (Mod) retorna o resto da divisão de ωt por 2π , de forma a gerar a rampa de 0 a 2π , com período da rede.

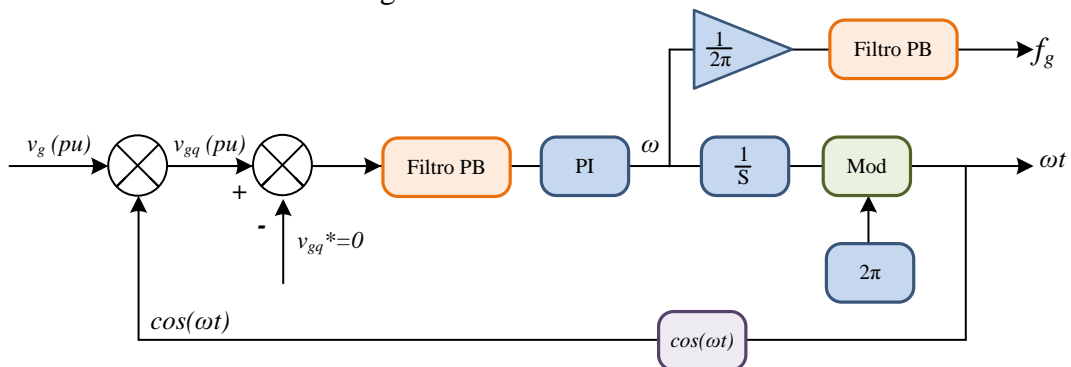
Figura 52 - PLL Trifásico.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

O PLL monofásico utilizado é uma adaptação do PLL trifásico, emulando uma tensão trifásica a partir da tensão monofásica, a fim de obter a tensão v_{gq} , multiplicando a tensão da rede em pu por $\cos(\omega t)$, conforme ilustra Figura 53.

Figura 53 - PLL Monofásico.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

3.6 Conclusões parciais

Este capítulo apresentou uma metodologia de controle do fluxo de potências entre a GD e a RDEE, para inversores monofásico e trifásico. A metodologia de controle proposta utiliza-se da técnica de linearização por realimentação dos estados, em um sistema multimalhas em conjunto com conceitos de LMI com critérios da D-estabilidade para alocação de pólos em malha fechada.

O objetivo da proposta de controle é o de obter um controlador com dinâmicas rápidas, para garantir uma corrente injetada na rede elétrica com baixas distorções harmônicas (DHT). A modelagem proposta visa a minimização das não-linearidades presentes no sistema, e através da realimentação dos estados (*feedforward*) melhora-se as dinâmicas nas malhas.

O controle do fluxo de potência é realizado considerando o inversor como uma fonte de tensão controlável, que através da defasagem angular entre a tensão do VSI e da RDEE consegue-se transferir potência ativa, e através da diferença das tensões pode-se compensar reativos.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

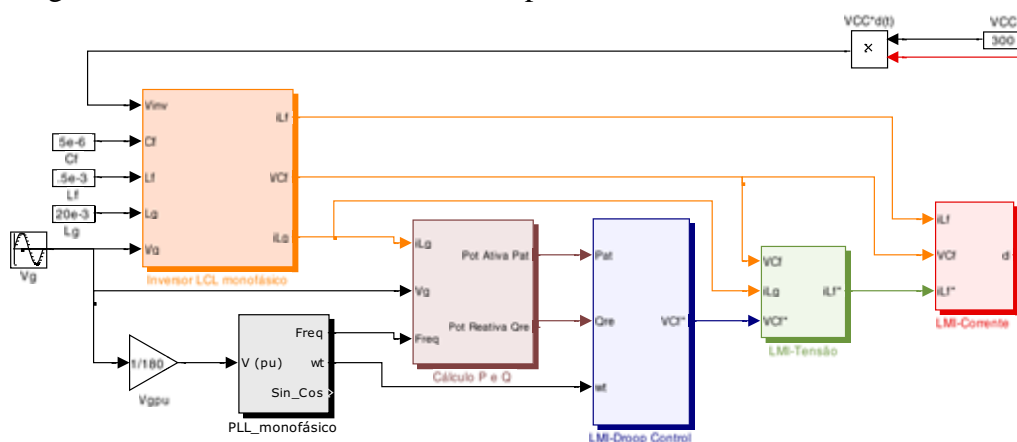
4.1 Introdução

Este capítulo tem o objetivo de validar o controle proposto tanto para o inversor monofásico, quanto para o inversor trifásico. Apresentam-se os parâmetros de projetos dos controladores e os principais resultados de simulação para os inversores monofásico e trifásico, com filtro LCL e conectados à RDEE, controlando-se o fluxo de potência através das curvas de potência, LMI e critérios da D-estabilidade. No Apêndice A é apresentada a metodologia de projeto para os principais parâmetros das estruturas (inversor monofásico e inversor trifásico).

4.2 Inversor monofásico

A simulação foi desenvolvida no ambiente *Matlab/Simulink*®, para o Inversor LCL Monofásico conectado com a rede, conforme ilustra a Figura 54. Devido a questões de tempo de simulação, o sistema chaveado foi simplificado, utilizando-se as equações de estados do inversor fonte de tensão em conjunto com os filtro LC e a indutância de conexão com a rede, implementado-se as equações (50) até (53). Desta forma, pode-se simular um longo período, com variações de potências ativa e reativa, obtendo-se, rapidamente, as respostas necessárias.

Figura 54 - Modelo *Matlab/Simulink*® para o VSI monofásico com filtro LCL.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Na Tabela 8 são apresentados os principais parâmetros utilizados para o VSI monofásico com filtro *LCL*.

Tabela 8 - Parâmetros de projeto para o inversor monofásico.

Parâmetro	Valor
Tensão Média do barramento CC (v_{CC})	300V
Tensão Eficaz da rede ($V_{geficaz}$)	127Vrms
Tensão Eficaz no Capacitor ($V_{C_feficaz}$)	127Vrms
Frequência da rede (f_g)	60Hz
Potência Nominal de Saída ($S_{1\phi}$)	1000VA
Frequência de Chaveamento (f_s)	10kHz

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

4.2.1 Cálculo do filtro de saída e do indutor de conexão com a rede

Para o cálculo dos elementos passivos do VSI monofásico, considerou-se que o indutor L_f e o capacitor C_f formam um filtro passa-baixa, de segunda ordem, assim, estes dois elementos são determinados considerando que a frequência de corte deva estar pelo menos uma década acima da frequência da rede e, pelo menos um quarto de década abaixo da frequência de chaveamento resultante da modulação SPWM unipolar, ou seja, $600Hz \leq f_{LC} \leq 20kHz$.

O cálculo do filtro também deve levar em consideração a modulação empregada. Neste caso, optou-se pela modulação SPWM três níveis (unipolar). Desta forma, consegue-se reduzir o tamanho do filtro, uma vez que a influência dos harmônicos gerados pela frequência de chaveamento será múltiplo inteiro do dobro da frequência de chaveamento, ou seja, como a frequência de chaveamento é 10kHz, as harmônicas resultantes do chaveamento estarão na frequência de 20kHz. Desta forma, a frequência de corte do filtro LC deve ser maior que 600Hz e menor que 5kHz (uma vez que, com a utilização da modulação unipolar, o sistema tem característica de operação com uma frequência de 20kHz).

A frequência de corte do filtro LC em função de L_f e C_f é dada por:

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (163)$$

Fixando a frequência de corte do filtro f_{LC} em 3,18kHz e considerando um capacitor com 5μF, obtém-se uma indutância L_f de 400μH, inferior ao limite de 5kHz.

A indutância de conexão com a rede pode ser determinada pela equação de transferência de potência ativa, conforme:

$$L_g = \frac{V_{C_f \text{ eficaz}} V_{g \text{ eficaz}}}{2\pi f_g P_{at}} \sin(\delta) \quad (164)$$

O indutor L_g associado ao indutor L_f e ao capacitor C_f , com relação a corrente de injetada na rede elétrica, forma um filtro de terceira ordem. A frequência do filtro LCL (165) deve ser pelo menos 10 vezes superior a frequência da rede elétrica e metade da frequência de chaveamento, de forma a não distorcer e/ou atenuar a corrente fundamental e conseguir reduzir as harmônicas provenientes do chaveamento.

$$f_{LCL} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_f + L_g}{L_f C_f L_g}} \quad (165)$$

Para o cálculo do indutor de conexão com a rede, Galotto (2011) e Brito (2013) consideram que a filtragem harmônica é realizada pelo primeiro conjunto passivo (L_f e C_f), uma vez que o VSI opera como fonte de tensão. Desta forma, propõem-se uma metodologia de projeto do indutor de forma a garantir a estabilidade dinâmica do sistema em função da frequência de amostragem do dispositivo digital. O valor mínimo do indutor de conexão com a rede, de forma a garantir a estabilidade do sistema pode ser obtido por:

$$L_g \geq \frac{100}{\pi f_a}, \quad (166)$$

sendo f_a a frequência de amostragem.

A frequência de amostragem para o inversor monofásico foi de $f_a = 15kHz$, conforme apresentado no Capítulo 6, assim, a indutância mínima de conexão com a rede é de $L_g = 2,1mH$.

No projeto do inversor monofásico utilizou-se um indutor já disponível no laboratório com um uma indutância $L_g = 20mH$, o que resulta no ângulo para máxima transferência de potência $\delta = 26^\circ$, e a frequência do filtro LCL foi de $f_{LCL} = 3,6kHz$.

Os parâmetros do filtro LC e da indutância de conexão com a rede são exibidos na Tabela 9. Ademais, os valores do filtro LC e da indutância de conexão com a rede apresentados são os respectivos valores obtidos experimentalmente, e os mesmos, foram implementados em simulação.

4.2.2 Controlador da malha de corrente

O projeto do controlador leva em consideração o tempo de estabelecimento, sendo importante o conhecimento do sistema a ser projetado. Para a determinação do tempo de estabelecimento deve-se levar em consideração a frequência de chaveamento, a frequência de aquisição e o tempo máximo de resposta do sistema em função das variações de potência. Considerando uma frequência de aquisição em torno de $15kHz$, uma estimativa para o parâmetro γ pode ser determinada por :

$$\gamma = \frac{6}{t_e} = \frac{6}{\left(\frac{1}{3500}\right)} = 21000 \text{ rad/s}, \quad (167)$$

sendo t_e o tempo de estabelecimento.

Tabela 9 - Parâmetros do filtro LC e da indutância de conexão com a rede.

Parâmetro	Valor
Indutor de filtro do VSI (L_f)	$0,4mH$
Capacitor de filtro do VSI (C_f)	$5\mu F$
Frequência de corte do filtro LC (f_{LC})	$3,18kHz$
Indutor de conexão com a RDEE (L_g)	$20mH$
Ângulo máximo de transferência de potência (δ)	26°

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Os parâmetros para a determinação da região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$, utilizados para o projeto do controlador de corrente, são exibidos na Tabela 10.

Tabela 10 - Parâmetros da região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$, para alocação de polos referentes ao projeto do controlador da malha de corrente.

Parâmetro	Valor
γ	21000 rad/s
σ	0
τ	26250 rad/s
θ	2°

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Com o objetivo de minimizar a presença de parte imaginária nos polos do compensador, valores pequenos para θ foram escolhidos. O parâmetro τ foi projetado para ficar em valores de até 25% maior que γ (relacionado com o tempo de estabelecimento), sendo que o valor de σ foi determinado igual a zero, a fim de simplificar a determinação da região S .

A partir da Tabela 10 e da utilização do *Matlab*® em conjunto com o *toolbox YALMIP* (LOFBERG, 2004; YALMIP, 2011), encontraram-se os seguintes ganhos, para o controlador da malha de corrente:

$$K_{i1} = 0,063 \frac{1}{A}; K_{i2} = 733 \frac{1}{As}.$$

Podem-se validar os ganhos obtidos, através da verificação dos polos do sistema em malha fechada, determinados através dos autovalores da função, conforme:

$$\lambda_{malha} = \det \{sI - (A - BK)\}. \quad (168)$$

O coeficiente de amortecimento pode ser determinado por:

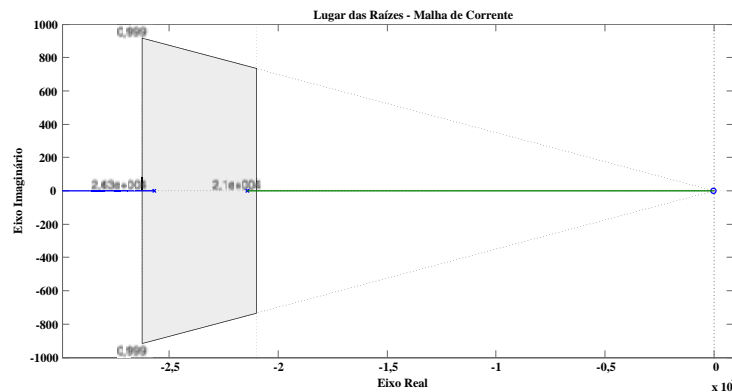
$$\xi_{malha} = \cos(\theta). \quad (169)$$

Através de (168) e (169) verifica-se que o sistema apresenta os seguintes polos em malha fechada e o coeficiente de amortecimento:

$$\lambda_{i1} = -21407 \text{ rad/s}; \lambda_{i2} = -25673 \text{ rad/s}; \xi_i = 0,9994.$$

A Figura 55 ilustra a região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$ definida no semiplano-s esquerdo para alocação dos polos em malha fechada do sistema, em conjunto com os polos obtidos, utilizando as LMIs.

Figura 55 - Região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$ para alocação de polos no sistema em malha fechada e polos do sistema em malha fechada.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Uma metodologia para verificar o comportamento do sistema em malha fechada (46) é aplicar condições iniciais não nulas no conjunto de equações e verificar o comportamento do sistema ao longo do tempo. Aplicando a transformada de Laplace em (46), obtém-se:

$$sX(s) - X(0) = (A - BK)X(s), \quad (170)$$

sendo $X(0)$ o vetor de condições iniciais.

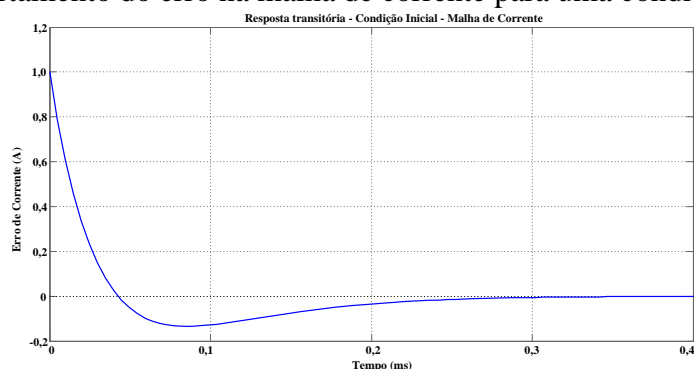
Isolando $X(s)$ e aplicando a transformada inversa de Laplace obtém-se:

$$x(t) = e^{(A-BK)t} x(0). \quad (171)$$

Considerando que, inicialmente, o erro é unitário e que a integral do erro seja nula, conforme (172), verifica-se o comportamento do erro na malha de corrente, conforme ilustra a Figura 56.

$$x(0) = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (172)$$

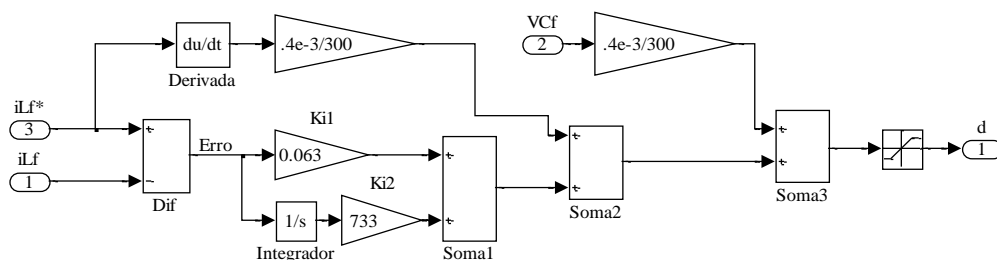
Figura 56 - Comportamento do erro na malha de corrente para uma condição inicial não nula.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

O diagrama de blocos do controlador implementado no ambiente *Matlab/Simulink*® é ilustrado na Figura 57. Deve-se verificar se o termo derivativo na implementação da malha de corrente pode provocar instabilidade na malha. Neste contexto, como alternativa, pode-se aplicar um filtro antes da derivada para minimizar os problemas de instabilidade.

Figura 57 - Diagramas de blocos implementado no Matlab/Simulink® para a Malha de Corrente do VSI monofásico.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

4.2.3 Controlador da malha de tensão

A malha de tensão é externa à malha de corrente e deve possuir um controlador mais lento que o de corrente e deve ter um tempo de estabelecimento mais rápido que o período da

rede. Geralmente, esta malha deve possuir, em termos de dinâmica, uma resposta dez vezes superior à frequência da rede e quatro vezes inferior à velocidade da malha de corrente, ou seja, $(\frac{1}{600}) \leq t_e \leq (\frac{1}{800})$. O parâmetro γ para a malha de tensão pode ser estimado por (173).

$$\gamma = \frac{6}{t_e} = \frac{6}{(\frac{1}{750})} = 4500 \text{ rad/s} \quad (173)$$

Os parâmetros para a determinação da região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$, utilizada para o projeto do controlador de corrente, são exibidos na Tabela 11.

Tabela 11 - Parâmetros da região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$, para alocação de polos referentes ao projeto do controlador da malha de tensão.

Parâmetro	Valor
γ	4500rad/s
σ	0
τ	6750rad/s
θ	1°

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A partir dos parâmetros, ilustrados na Tabela 11, encontraram-se os seguintes ganhos para o controlador da malha de tensão:

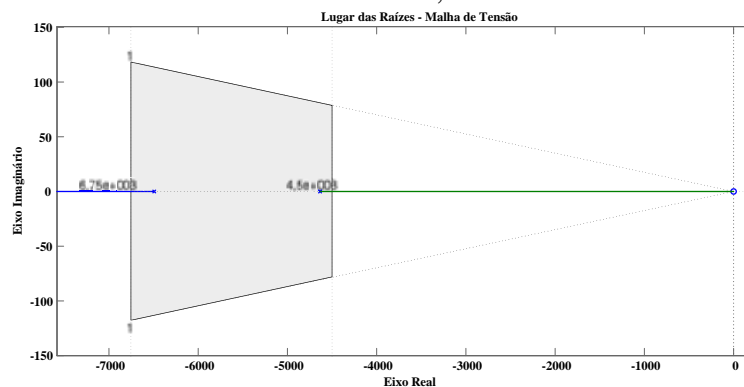
$$K_{v1} = 0,056 \frac{1}{V}; K_{v2} = 150 \frac{1}{V_S}$$

Através de (168) e (169) verifica-se que o sistema apresenta os seguintes polos em malha fechada e o coeficiente de amortecimento:

$$\lambda_{v1} = -6493,7 \text{ rad/s}; \lambda_{v2} = -4631,3 \text{ rad/s}; \xi_V = 0,9998.$$

A Figura 58 exibe a região do plano-s definida para alocação de polos, assim como os polos do sistema em malha fechada obtidos a partir do conjunto de LMIs.

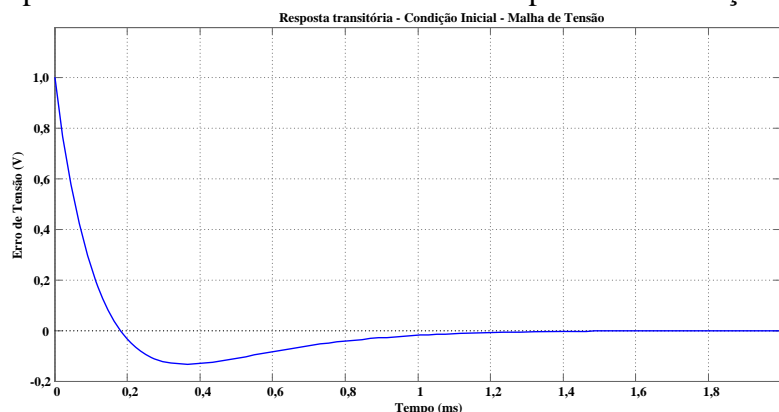
Figura 58 - Região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$ para alocação de polos no sistema em malha fechada e polos do sistema em malha fechada, na malha de tensão.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Verifica-se o comportamento do erro na malha de tensão para uma condição inicial (171) através da Figura 59, na qual se observa que o tempo de estabelecimento foi de aproximadamente $1,3ms$, dentro das restrições definidas nas LMIs.

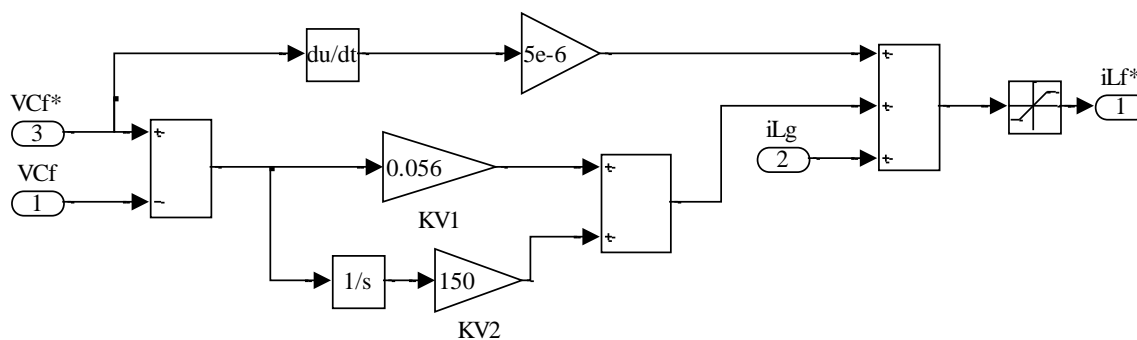
Figura 59 - Comportamento do erro na malha de tensão para uma condição inicial não nula.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

O diagrama de blocos do controlador implementado no ambiente *Matlab/Simulink*® é ilustrado na Figura 60.

Figura 60 - Diagramas de blocos implementado no *Matlab/Simulink*® para a Malha de Tensão do VSI monofásico.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

4.2.4 Controlador da malha de potências ativa e reativa

A partir da malha de potências ativa e reativa obtém-se a tensão senoidal de referência para a malha de tensão. Esta malha tem uma dinâmica limitada pela velocidade da malha de tensão, além disso, depende das variações de potência ativa que variam em função das fontes alternativas e renováveis de energia utilizadas, assim como, da potência reativa solicitada em função da necessidade de compensar afundamentos de tensões na rede elétrica.

Assim, pode-se concluir que a malha de potências deve operar com frequências inferiores a 150Hz (um quarto da frequência mínima de operação da malha de tensão). O parâmetro γ para a malha de potências ativa e reativa podem ser determinados por (174) e (175), respectivamente.

$$\gamma = \frac{6}{t_e} = \frac{6}{\left(\frac{1}{10}\right)} = 60 \text{ rad/s} \quad (174)$$

$$\gamma = \frac{6}{t_e} = \frac{6}{\left(\frac{1}{4}\right)} = 24 \text{ rad/s} \quad (175)$$

Os parâmetros para a determinação da região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$, utilizados para o projeto do controlador de potências ativa e reativa, são exibidos nas Tabelas 12 e 13, respectivamente.

Tabela 12 - Parâmetros da região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$, para alocação de polos referentes ao projeto do controlador da malha de potência ativa.

Parâmetro	Valor
γ	60rad/s
σ	0
τ	60,9rad/s
θ	2°

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Tabela 13 - Parâmetros da região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$, para alocação de polos, referentes ao projeto do controlador da malha de potência reativa.

Parâmetro	Valor
γ	24rad/s
σ	0
τ	27,6rad/s
θ	2°

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A partir dos parâmetros ilustrados nas Tabelas 12 e 13 os ganhos da malha de potências ativa e reativa foram determinados, resultando nos seguintes valores:

$$K_{P1} = 1,79 \frac{1}{W}; K_{P2} = 54 \frac{1}{W_S} \text{ e}$$

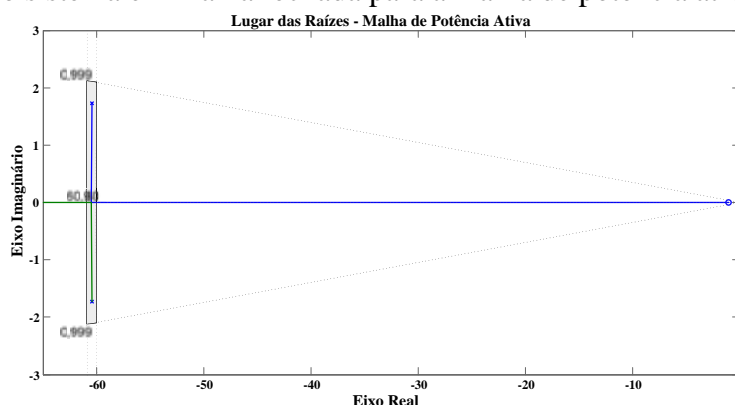
$$K_{Q1} = 0,76 \frac{1}{var}; K_{Q2} = 9,97 \frac{1}{svar}.$$

Através de (168) e (169) verifica-se que o sistema apresenta os seguintes polos em malha fechada e o coeficiente de amortecimento para a malha de potência ativa:

$$\lambda_{p1} = -60,44 + j1,73 \text{ rad/s}; \lambda_{p2} = -60,44 - j1,73 \text{ rad/s}; \xi_P = 0,9994.$$

A Figura 61 exibe a região do plano-s definida para alocação de polos, assim como os polos do sistema em malha fechada, obtidos a partir do conjunto de LMIs para a malha de potência ativa.

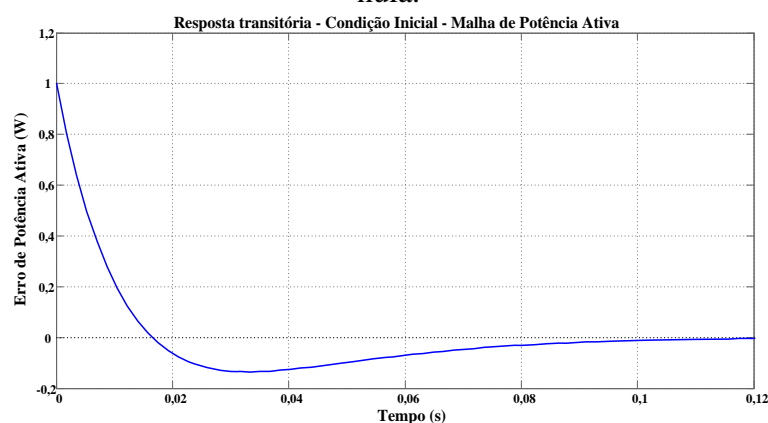
Figura 61 - Região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$ para alocação de polos no sistema em malha fechada e polos do sistema em malha fechada para a malha de potência ativa.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Verifica-se o comportamento do erro na malha de potência ativa para uma condição inicial (171), através da Figura 62, na qual se observa que o tempo de estabelecimento foi de aproximadamente $0,12s$, dentro das restrições definidas nas LMIs.

Figura 62 - Comportamento do erro na malha de potência ativa para uma condição inicial não nula.



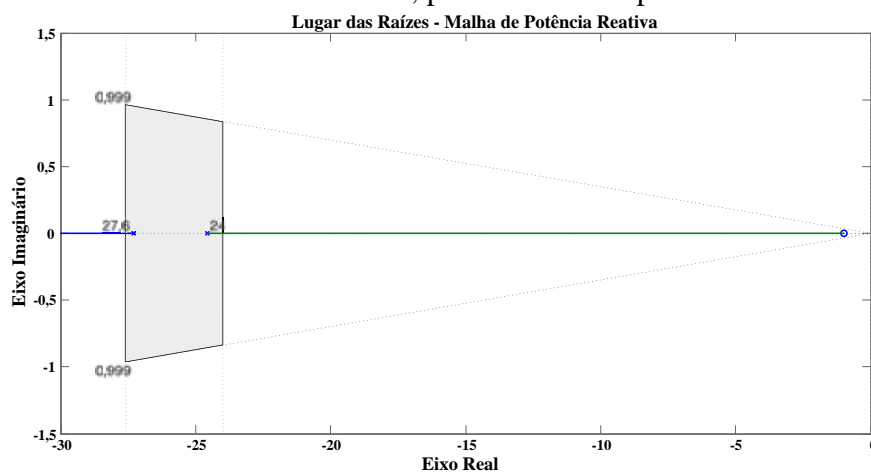
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Através de (168) e (169) verifica-se que o sistema apresenta os seguintes polos em malha fechada e o coeficiente de amortecimento para a malha de potência reativa:

$$\lambda_{Q1} = -27,30 \text{ rad/s}; \lambda_{Q2} = -24,57 \text{ rad/s}; \xi_Q = 0,9998.$$

A Figura 63 exibe a região do plano-s definida para alocação de polos, assim como os polos do sistema em malha fechada obtidos a partir do conjunto de LMIs para a malha de potência reativa.

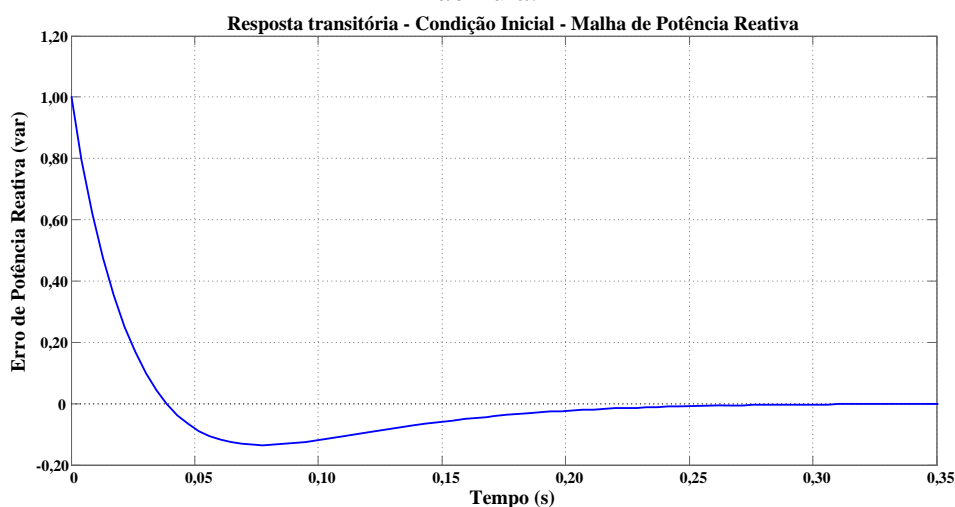
Figura 63 - Região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$ para alocação de polos no sistema em malha fechada e polos do sistema em malha fechada, para a malha de potência reativa.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Verifica-se o comportamento do erro na malha de potência reativa para uma condição inicial (171) através da Figura 64, na qual se observa que o tempo de estabelecimento foi de aproximadamente $0,25s$, dentro das restrições definidas nas LMIs.

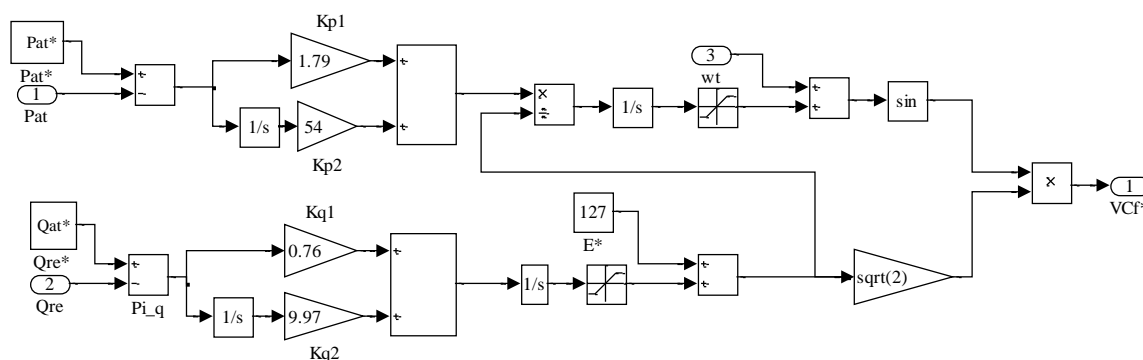
Figura 64 - Comportamento do erro na malha de potência reativa para uma condição inicial não nula.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

O diagrama de blocos dos controladores da malha de potências ativa e reativa implementado no ambiente *MatLab/Simulink*® é ilustrado na Figura 65.

Figura 65 - Diagramas de blocos implementado no *Matlab/Simulink*® para a malha de potências ativa e reativa do VSI monofásico.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

4.2.5 Parâmetros do PLL monofásico

O PLL monofásico implementado possui dois filtro passa-baixa de segunda ordem, com uma frequência de corte de 25Hz , sendo que um dos filtros está localizado antes do controlador PID (Proporcional-Integral-Derivativo) e o outro está localizado na determinação da frequência da rede. O controlador PI possui os seguintes parâmetros:

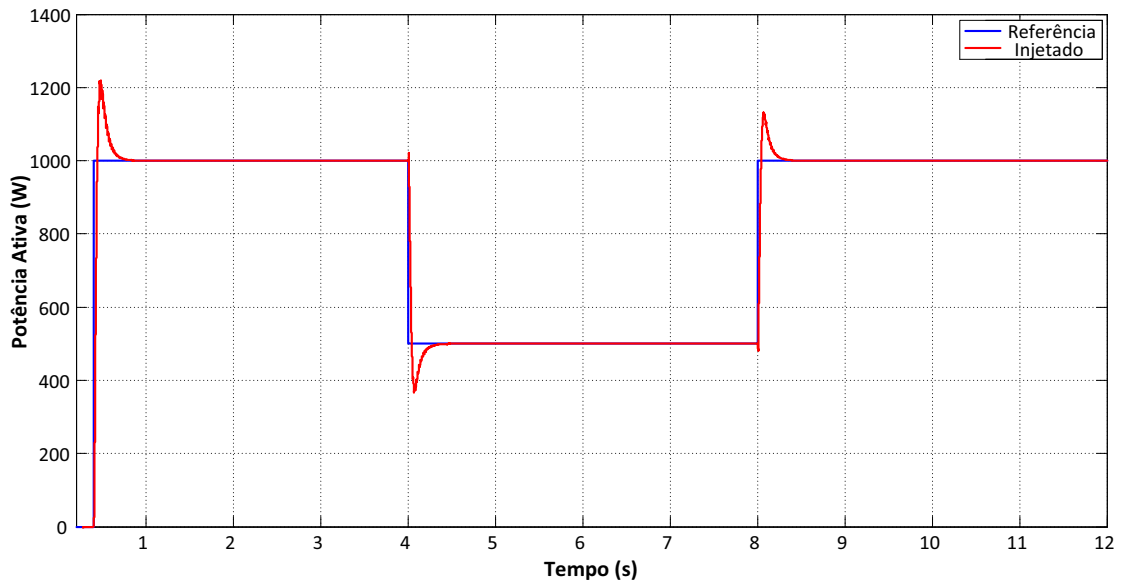
$$K_{P_{pll}} = 180 \frac{\text{rad}}{\text{W}}; K_{I_{pll}} = 3200 \frac{\text{rad}}{\text{W}_S}; K_{D_{pll}} = 1 \frac{\text{rad}}{\text{W}} \text{ s}.$$

4.2.6 Resultados de simulação

A Figura 66 ilustra o rastreamento da potência ativa. Realizou-se uma variação na referência de potência ativa de 0 a 100% , de 100% para 50% e de 50% para 100% . Pode-se observar que o controle proposto possui uma resposta rápida com erro praticamente nulo em regime permanente.

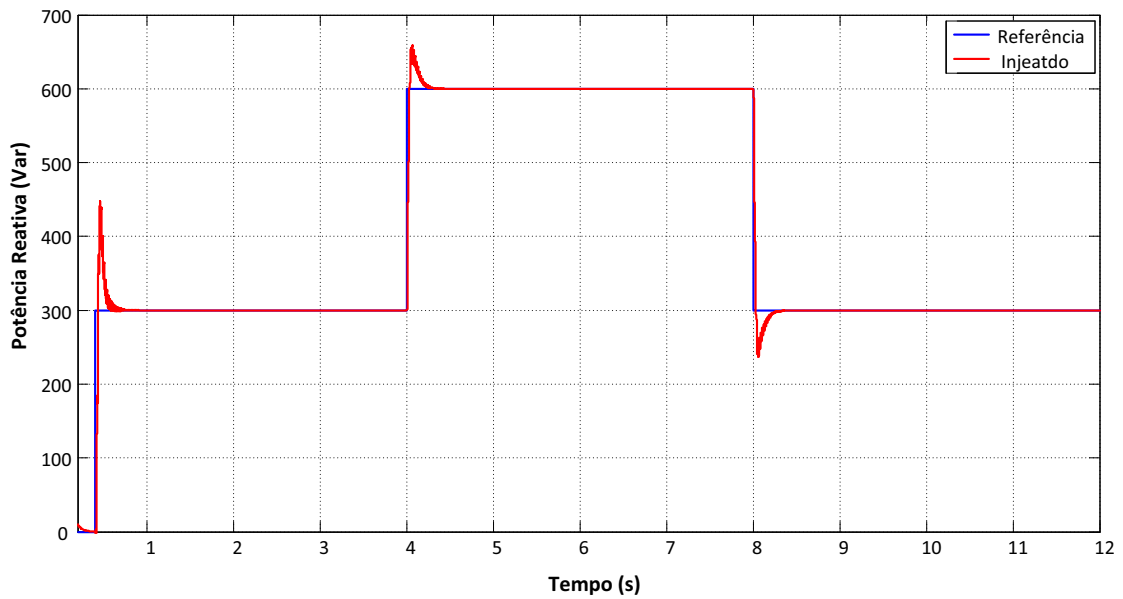
A Figura 67 ilustra o rastreamento da potência reativa. Pode-se observar que dados os degraus de potência reativa, o controle proposto, rapidamente, rastreou a potência reativa desejada, com erro próximo de zero em regime permanente.

Figura 66 - Rastreamento da potência ativa.



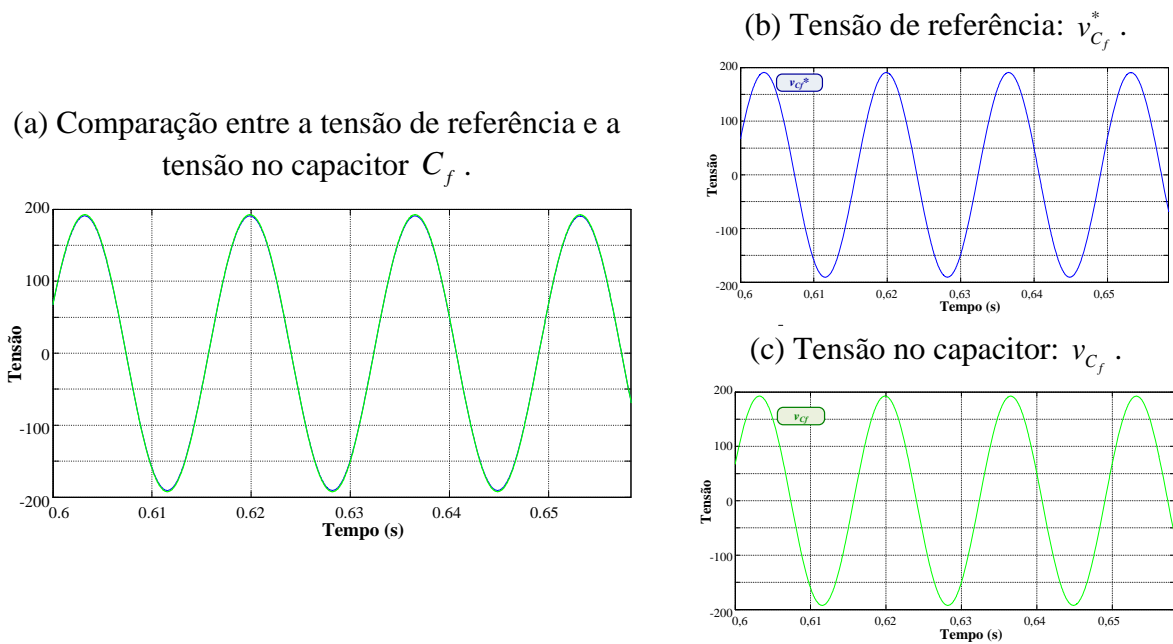
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 67 - Rastreamento da potência reativa.



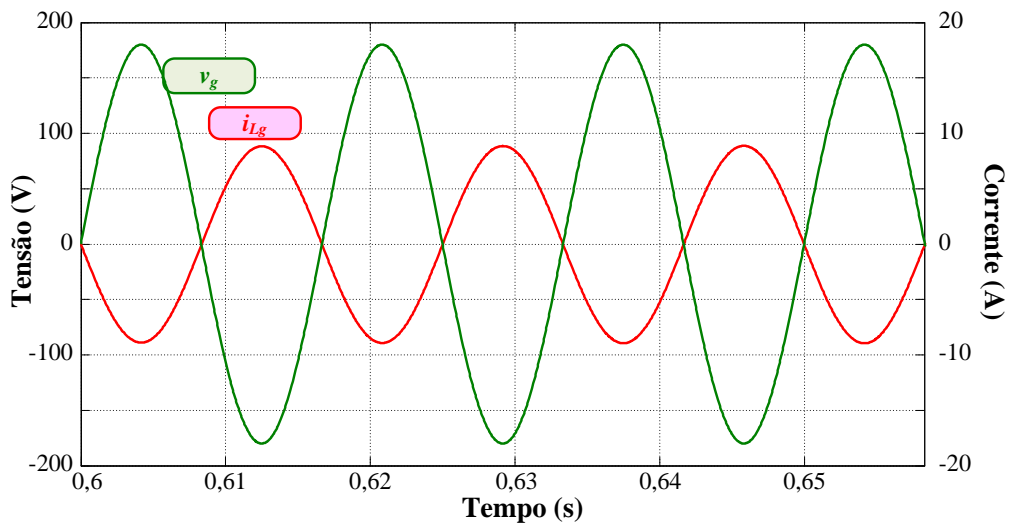
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A Figura 68 mostra a tensão no capacitor C_f e a tensão de referência gerada pelo controle de potência, ilustrando o rastreamento instantâneo da tensão, observando-se um bom comportamento do controlador, proporcionando uma forma de onda senoidal.

Figura 68 - Rastreamento da tensão no capacitor C_f .

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

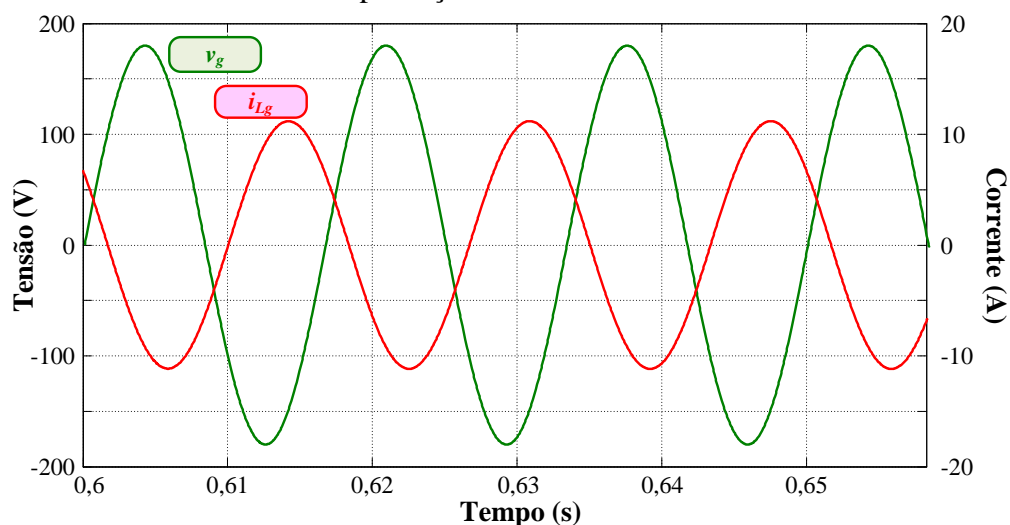
A Figura 69 ilustra a injeção de 100% de potência ativa, ou seja, foi injetado $P_{at} = 1000W$ e $Q_{re} = 0var$.

Figura 69 - Tensão e corrente no PCC para a injeção de potência ativa de $1000W$ e compensação reativa de $0var$.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A Figura 70 ilustra a tensão e corrente no PCC, considerando a injeção de potência ativa de $800W$ e compensação reativa de $600var$, com potência aparente de $1000VA$.

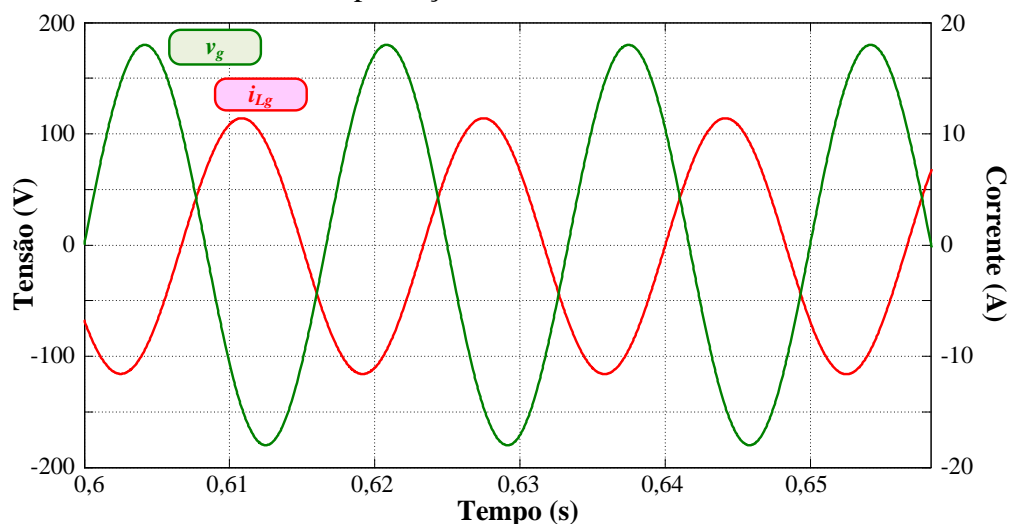
Figura 70 - Tensão e corrente no PCC para a injeção de uma potência ativa de $800W$ e compensação reativa de $600var$.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A Figura 71 ilustra a tensão e a corrente no PCC, considerando a injeção de potência ativa de $800W$ e a compensação de reativa de $-600var$, com potência aparente de $1000VA$.

Figura 71 - Tensão e corrente no PCC considerando a injeção de potência ativa de $800W$ e compensação reativa de $-600var$.



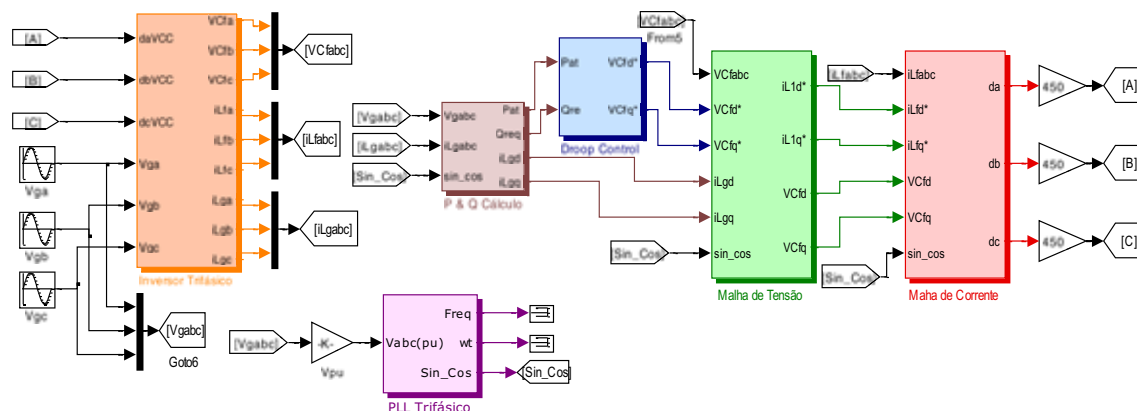
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

4.3 Inversor trifásico

O inversor trifásico com filtro LCL conectado com a RDEE, utilizando LMI e critérios da D-estabilidade, foi implementado no ambiente *Matlab/Simulink*®, conforme ilustra a Figura 72. Devido às questões de tempo de simulação, o sistema chaveado foi simplificado, utilizando-se o modelo médio do VSI, implementado-se as equações (121) até

(123) de forma a obter todos os resultados necessários em um tempo menor de processamento computacional. Observa-se que o sistema está com conexão em estrela a três fios, não possuindo conexão do neutro da rede com o ponto central dos capacitores C_{fabc} .

Figura 72 - Modelo *Matlab/Simulink*® para o VSI trifásico com filtro *LCL*.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Na Tabela 14 são exibidos os principais parâmetros utilizados no VSI trifásico.

Tabela 14 - Parâmetros de projeto para o inversor trifásico.

Parâmetro	Valor
Tensão Média do barramento CC (v_{CC})	450V
Tensão Eficaz da rede ($V_{geficaz}$)	127Vrms
Tensão Eficaz no Capacitor ($V_{C_{geficaz}}$)	127Vrms
Frequência da rede (f_g)	60Hz
Potência Nominal de Saída ($S_{3\phi}$)	3000VA
Potência de Saída por fase ($S_{1\phi}$)	1000VA
Frequência de Chaveamento (f_s)	16kHz

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

4.3.1 Cálculo do filtro de saída e do indutor de conexão com a rede

O cálculo dos elementos passivos do VSI trifásico foi realizado da mesma forma que para o monofásico, ou seja, considerou-se que o indutor L_f e o capacitor C_f formam um filtro passa-baixa de segunda ordem. Assim, estes dois elementos são determinados considerando que a frequência deva estar uma década acima da frequência da rede e um quarto de década abaixo da frequência de chaveamento.

Atendendo aos critérios de frequência, o filtro LC deve possuir uma frequência superior a 600Hz (rede) e inferior a 4kHz (chaveamento). Considerando uma frequência de corte do filtro f_{LC} em $1,8\text{kHz}$ e considerando um capacitor com $15\mu\text{F}$, obteve-se uma indutância L_f de $500\mu\text{H}$.

A indutância mínima de conexão com a rede (166) é de $L_g = 3,2\text{mH}$, considerando que a frequência de amostragem para o inversor trifásico foi de $f_a = 10\text{kHz}$, conforme apresentado no Capítulo 6. Através de (164), considerando que a potência ativa por fase é de $P_{1\phi} = 1000\text{W}$ e escolhendo um ângulo de transferência de $\delta = 9,5^\circ$, obteve-se uma indutância de conexão com a rede $L_g = 7\text{mH}$, assim, a frequência do filtro LCL foi de $f_{LCL} = 1,8\text{kHz}$.

Os parâmetros do filtro LC e da indutância de conexão com a rede são exibidos na Tabela 15.

Tabela 15 - Parâmetros do filtro LC e da indutância de conexão com a rede, para o inversor trifásico.

Parâmetro	Valor
Indutor de filtro do VSI (L_f) por fase	$0,5\text{mH}$
Capacitor de filtro do VSI (C_f) por fase	$15\mu\text{F}$
Frequência de Corte do Filtro LC (f_{LC})	$1,8\text{kHz}$
Indutor de conexão com a RDEE (L_g) por fase	7mH
Ângulo máximo de transferência de potência (δ)	$9,5^\circ$

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

4.3.2 Controlador da Malha de Corrente dq

O projeto para os controladores do inversor trifásico se diferem do monofásico pela transformação abc em dq . Assim, as variáveis a serem analisadas tornam-se contínuas, necessitando de menor velocidade de controle quando comparada com a referência senoidal.

Igualmente aos controladores anteriores, o projeto do controlador leva em consideração o tempo de estabelecimento, a frequência de chaveamento, a frequência de aquisição e o tempo máximo de resposta do sistema em função das variações de potência. Considerando uma frequência de aquisição em torno de 10kHz , uma estimativa para o parâmetro γ é dada por (176).

$$\gamma = \frac{6}{t_e} = \frac{6}{\left(\frac{1}{200}\right)} = 1200 \text{ rad/s} \quad (176)$$

Utilizam-se os mesmos parâmetros para a determinação da região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$ para os eixos direto e em quadratura para o projeto do controlador de corrente. Os parâmetros de projeto da malha de corrente são exibidos na Tabela 16.

Tabela 16 - Parâmetros da região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$, para alocação de polos referentes ao projeto do controlador da malha de corrente.

Parâmetro	Valor
γ	1200rad/s
σ	0
τ	132rad/s
θ	2°

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A partir da Tabela 16 têm-se os seguintes ganhos para o controlador da malha de corrente dq:

$$K_{id1} = K_{iq1} = 1,26 \frac{1}{A},$$

$$K_{id2} = K_{iq2} = 793 \frac{1}{sA}.$$

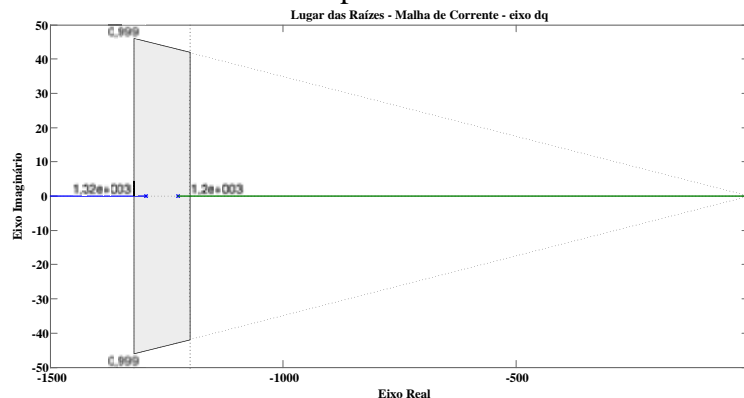
Através de (168) e (169) verifica-se que o sistema apresenta os seguintes polos em malha fechada e o coeficiente de amortecimento para a malha de corrente:

$$\lambda_{id1} = 1230; \lambda_{id2} = 1290; \xi_{id} = 0,9994 \text{ e}$$

$$\lambda_{iq1} = 1230; \lambda_{iq2} = 1290; \xi_{iq} = 0,9994.$$

A Figura 73 exibe a região do plano-s definida para alocação de polos, assim como os polos do sistema em malha fechada obtidos a partir do conjunto de LMIs para a malha de corrente no eixo dq.

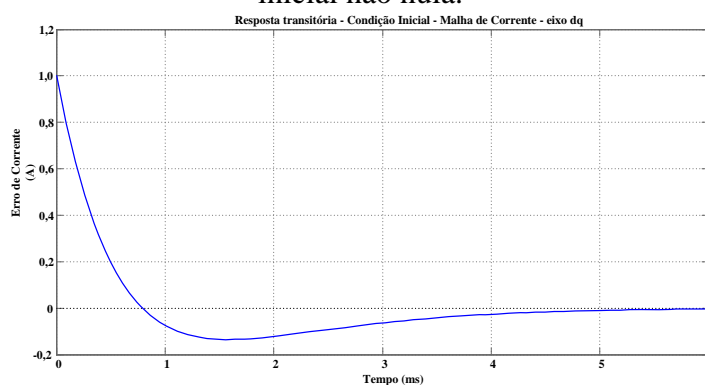
Figura 73 - Região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$ para alocação de polos no sistema em malha fechada e polos do sistema em malha fechada para a malha de corrente no eixo dq.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Verifica-se o comportamento do erro na malha de corrente para uma condição inicial (171) através da Figura 74, na qual se observa que o tempo de estabelecimento foi de aproximadamente $5ms$, dentro das restrições definidas nas LMIs.

Figura 74 - Comportamento do erro na malha de corrente no eixo dq para uma condição inicial não nula.

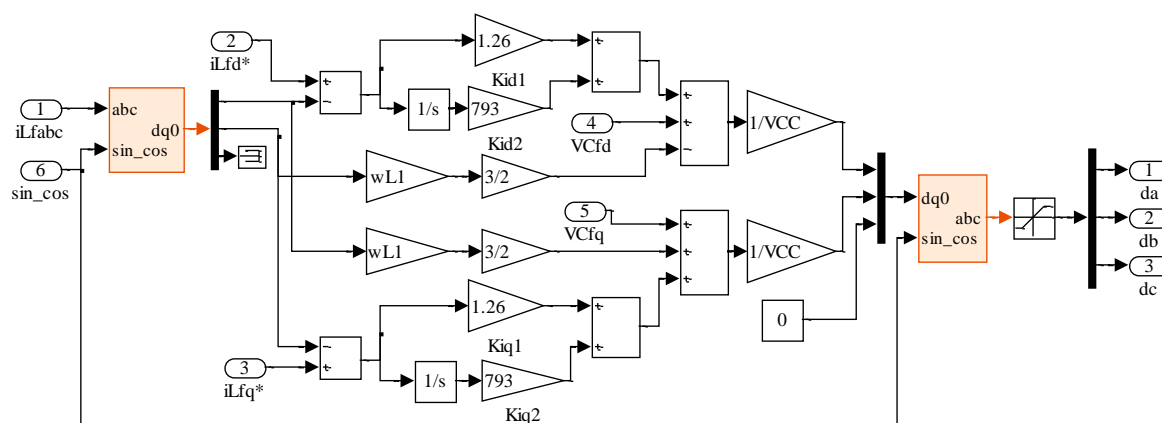


Fonte: Dados da pesquisa do autor.

O diagrama de blocos do controlador implementado no ambiente *Matlab/Simulink*® é ilustrado na

Figura 75.

Figura 75 - Diagramas de blocos implementado no *Matlab/Simulink*® para a malha de Corrente dq do VSI trifásico.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

4.3.3 Controlador da malha de tensão dq

Os controladores empregados na malha de tensão, no eixo direto e em quadratura foram projetados igualmente. A taxa de decaimento γ para a malha de tensão pode ser estimado por:

$$\gamma = \frac{6}{t_e} = \frac{6}{\left(\frac{1}{200}\right)} = 1200 \text{ rad/s}. \quad (177)$$

Os parâmetros para a determinação da região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$, utilizados para o projeto do controlador de corrente, são exibidos na Tabela 17.

Tabela 17 - Parâmetros da região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$, para alocação de polos referentes ao projeto do controlador da malha de tensão dq .

Parâmetro	Valor
γ	1200 rad/s
σ	0
τ	1201 rad/s
θ	1°

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A partir dos parâmetros ilustrados na Tabela 17 encontram-se os seguintes ganhos para os controladores da malha de tensão dq :

$$K_{vd1} = K_{vq1} = 0,036 \frac{1}{V},$$

$$K_{vd2} = K_{vq2} = 21,6 \frac{1}{sV}.$$

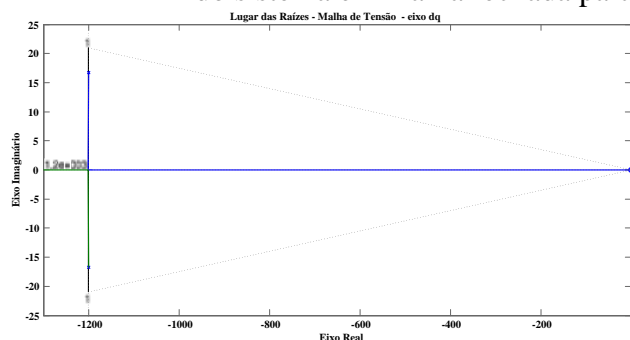
Através de (168) e (169) verifica-se que o sistema apresenta os seguintes polos em malha fechada e o coeficiente de amortecimento para a malha de tensão:

$$\lambda_{vd1} = 1205 + j16,8; \lambda_{vd2} = 1205 - j16,8 \text{ e}$$

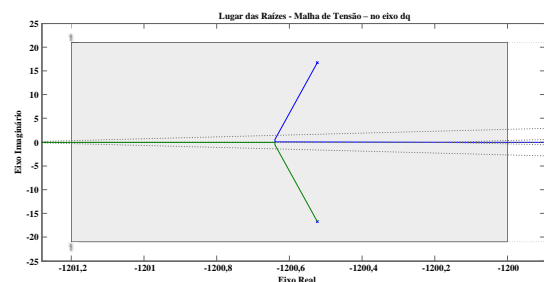
$$\lambda_{vq1} = 1205 + j16,8; \lambda_{vq2} = 1205 - j16,8.$$

A Figura 76 exibe a região do plano-s definida para alocação de polos, assim como os polos do sistema em malha fechada obtidos a partir do conjunto de LMIs para a malha de tensão no eixo dq .

Figura 76 - Região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$ para alocação de polos no sistema em malha fechada e polos do sistema em malha fechada para a malha de tensão no eixo dq .



(a) Visão geral.

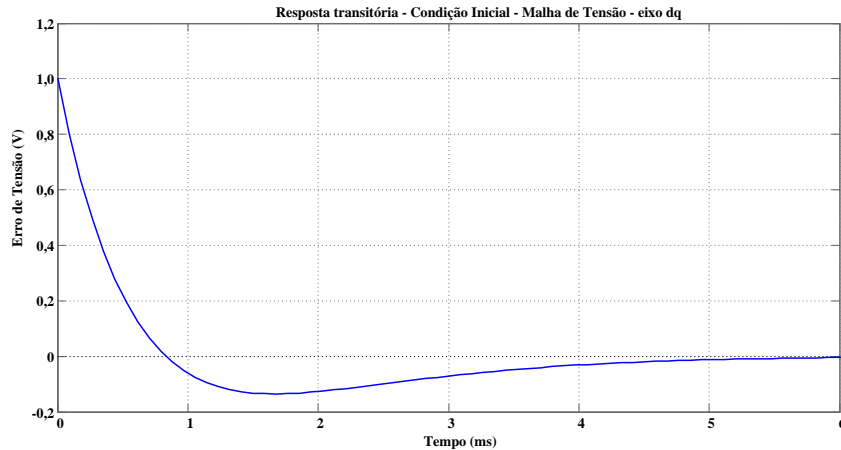


(b) Detalhes.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Verifica-se o comportamento do erro na malha de tensão para uma condição inicial (171) através da Figura 77, na qual se observa que o tempo de estabelecimento foi de, aproximadamente $5ms$, dentro das restrições definidas nas LMIs.

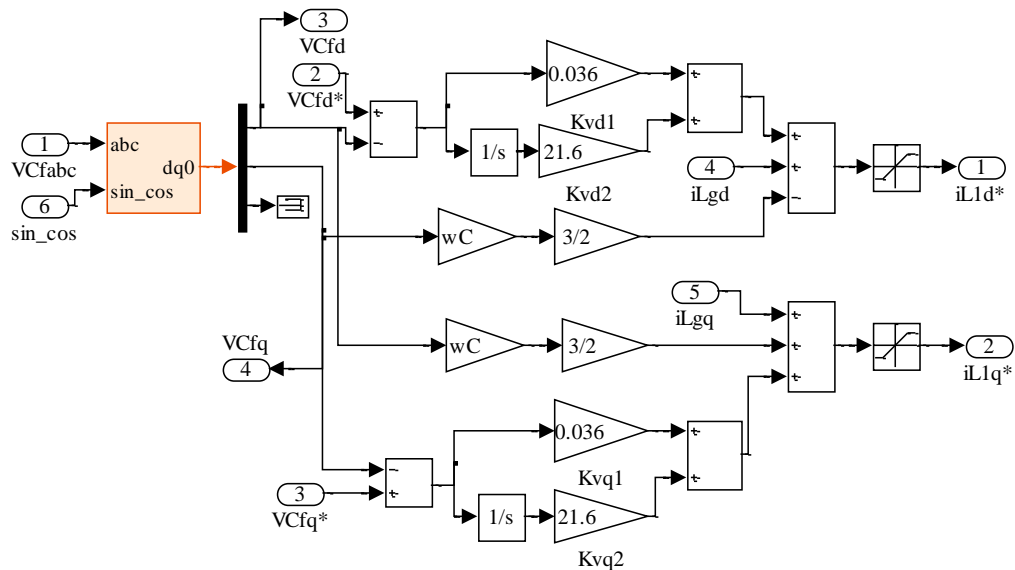
Figura 77 - Comportamento do erro na malha de tensão no eixo dq para uma condição inicial não nula.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

O diagrama de blocos do controlador implementado no ambiente *Matlab/Simulink*® é ilustrado na Figura 78.

Figura 78 - Diagramas de blocos implementado no *Matlab/Simulink*® para a Malha de Tensão dq do VSI trifásico.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

4.3.4 Controlador da malha de potências ativa e reativa

A partir da malha de potências ativa e reativa obtém-se a tensão de referência para a malha de tensão. O parâmetro γ , para a malha de potências ativa e reativa, pode ser determinado por (178) e (179), respectivamente.

$$\gamma = \frac{6}{t_e} = \frac{6}{\left(\frac{1}{0,3}\right)} = 1,8 \text{ rad/s} \quad (178)$$

$$\gamma = \frac{6}{t_e} = \frac{6}{\left(\frac{1}{0,75}\right)} = 4,5 \text{ rad/s} \quad (179)$$

Os parâmetros para a determinação da região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$, utilizados para o projeto do controlador de potências ativa e reativa, são exibidos na Tabela 18 e Tabela 19, respectivamente.

Tabela 18 - Parâmetros da região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$, para alocação de polos referentes ao projeto do controlador da malha de potência ativa.

Parâmetro	Valor
γ	1,80rad/s
σ	0
τ	1,83rad/s
θ	2°

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Tabela 19 - Parâmetros da região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$, para alocação de polos referentes ao projeto do controlador da malha de potência reativa.

Parâmetro	Valor
γ	4,50rad/s
σ	0
τ	4,568rad/s
θ	0,02°

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A partir dos parâmetros ilustrados nas Tabela 18 e Tabela 19 os ganhos da malha de potências ativa e reativa foram determinados, resultando nos seguintes valores:

$$K_{Pdq1} = 0,075 \frac{1}{W}; K_{Pdq2} = 0,069 \frac{1}{Ws} \text{ e}$$

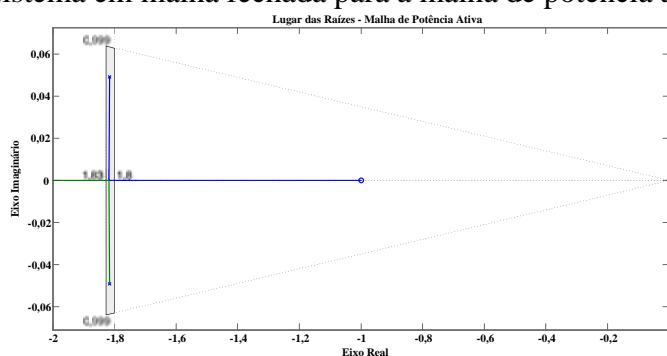
$$K_{Qdq1} = 0,189 \frac{1}{\text{var}}; K_{Qdq2} = 0,427 \frac{1}{s \text{ var}}.$$

Através de (168) e (169) verifica-se que o sistema apresenta os seguintes polos em malha fechada e o coeficiente de amortecimento para a malha de potência ativa:

$$\lambda_{Pdq1} = -1,82 + j0,05 \text{ rad/s}; \lambda_{Pdq2} = -1,82 - j0,05 \text{ rad/s}; \xi_{Pdq} = 0,9994.$$

A Figura 79 exibe a região do plano-s definida para alocação de polos, assim como os polos do sistema em malha fechada obtidos a partir do conjunto de LMIs para a malha de potência ativa.

Figura 79 - Região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$ para alocação de polos no sistema em malha fechada e polos do sistema em malha fechada para a malha de potência ativa.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

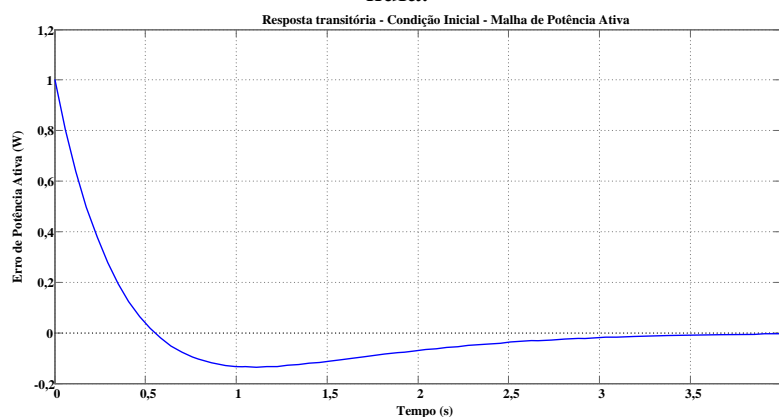
Verifica-se o comportamento do erro na malha de potência ativa para uma condição inicial (171) através da Figura 80, na qual se observa que o tempo de estabelecimento foi de aproximadamente 3,5s, dentro das restrições definidas nas LMIs.

Através de (168) e (169) verifica-se que o sistema apresenta os seguintes polos em malha fechada e o coeficiente de amortecimento para a malha de potência reativa:

$$\lambda_{Qdq1} = -4,51 \text{ rad/s}; \lambda_{Qdq2} = -4,56 \text{ rad/s}; \xi_{Qdq} = 0,9999.$$

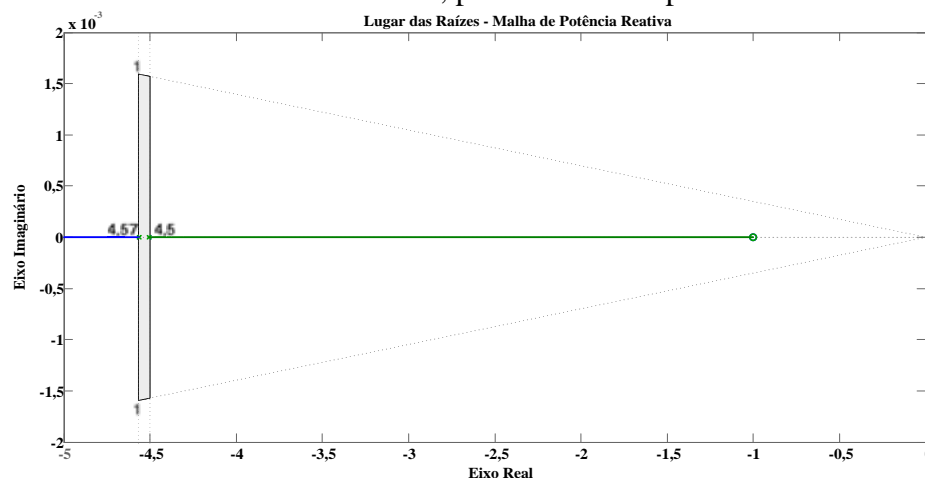
A Figura 81 exibe a região do plano-s definida para alocação de polos, assim como os polos do sistema em malha fechada obtidos a partir do conjunto de LMIs para a malha de potência reativa.

Figura 80 - Comportamento do erro na malha de potência ativa para uma condição inicial não nula.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

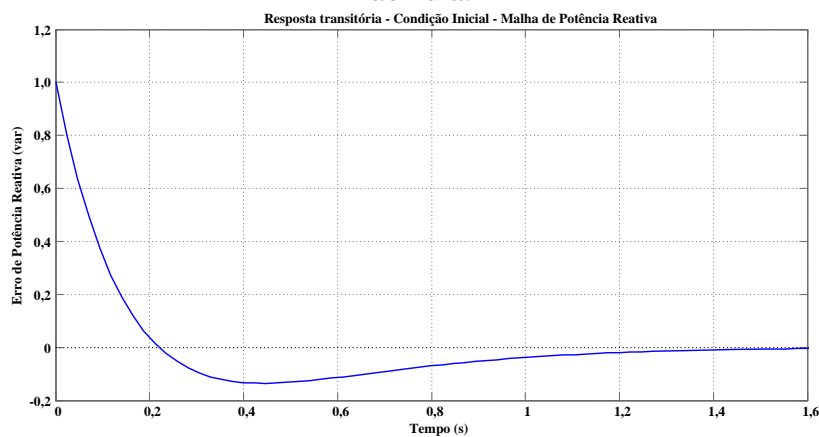
Figura 81 - Região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$ para alocação de polos no sistema em malha fechada e polos do sistema em malha fechada, para a malha de potência reativa.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Verifica-se o comportamento do erro na malha de potência reativa para uma condição inicial (171) através da Figura 82, na qual se observa que o tempo de estabelecimento foi de aproximadamente $1,4s$, dentro das restrições definidas nas LMIs.

Figura 82 - Comportamento do erro na malha de potência reativa para uma condição inicial não nula.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

O diagrama de blocos dos controladores da malha de potências ativa e reativa implementado no ambiente *Matlab/Simulink* é ilustrado na Figura 83.

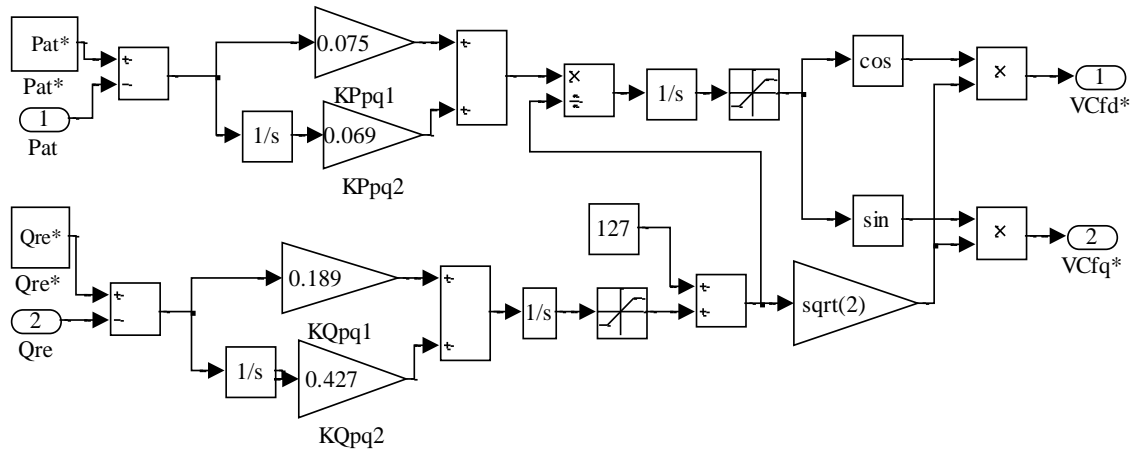
4.3.5 Parâmetros do PLL trifásico

O PLL trifásico implementado possui dois filtros passa-baixa, de segunda ordem, com uma frequência de corte de $25Hz$; um dos filtros está localizado antes do controlador PID

e o outro, está localizado na determinação da frequência da rede, conforme Figura 52. O controlador PID possui os seguintes parâmetros:

$$K_{Ppl} = 180 \frac{\text{rad}}{\text{V}}; K_{Ipl} = 3200 \frac{\text{rad}}{\text{V}\cdot\text{s}}; K_{Dpl} = 1 \frac{\text{rad}}{\text{V}}\cdot\text{s}$$

Figura 83 - Diagramas de blocos implementado no *Matlab/Simulink* para a Malha de Potências Ativa e Reativa do VSI trifásico.

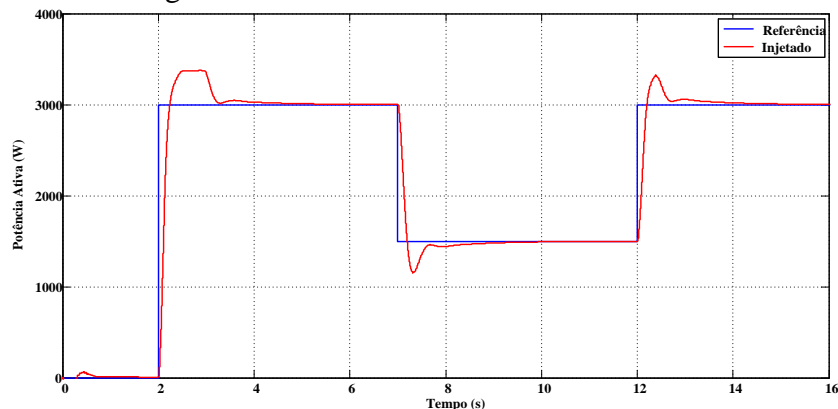


Fonte: Dados da pesquisa do autor.

4.3.6 Resultados de simulação

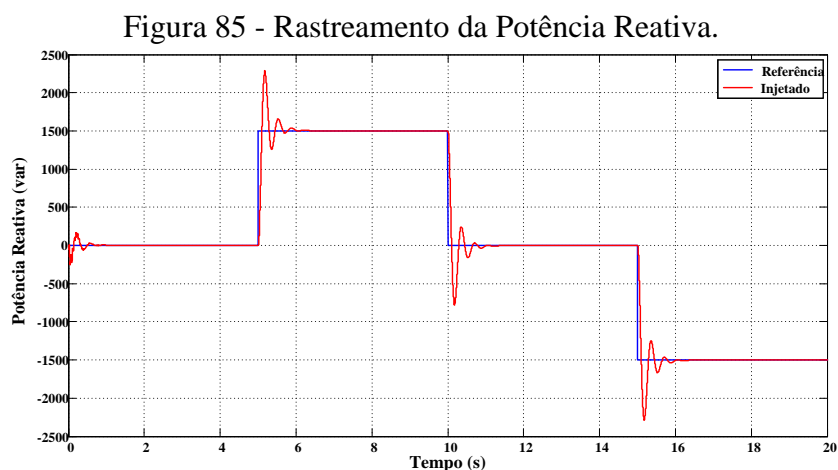
A Figura 84 ilustra o rastreamento da potência ativa. Realizaram-se degraus de potências de 0 a 100%, de 100% para 50% e de 50% para 100%. Pode-se observar que o controle proposto possui uma resposta relativamente rápida com erro praticamente nulo em regime permanente, sendo que o tempo de resposta pode ser ajustado pela taxa de decaimento da LMI.

Figura 84 - Rastreamento da Potência Ativa.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

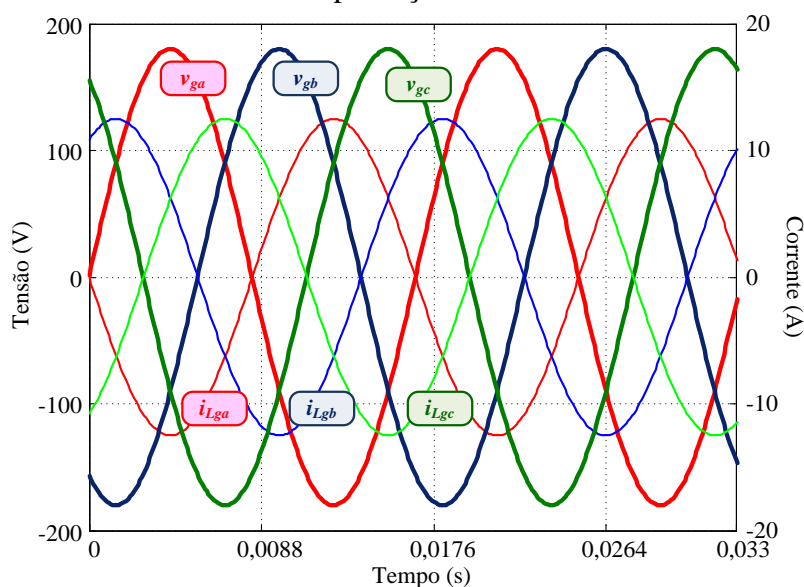
A Figura 85 ilustra o rastreamento da potência reativa. Pode-se observar que dados os degraus de potência reativa, o controle proposto, rapidamente, rastreou a potência reativa desejada, com erro próximo de zero em regime permanente.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A Figura 86 ilustra a injeção de 100% de potência ativa, ou seja, foi injetado $P_{at} = 3000W$ e $Q = 0var$.

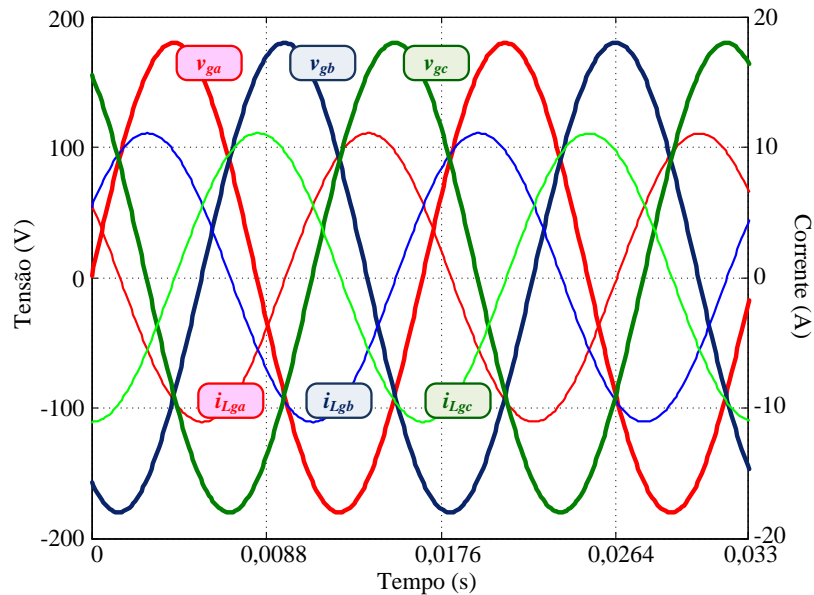
Figura 86 - Tensões e correntes no PCC, considerando a injeção de uma potência ativa de 3000W e compensação reativa de 0var.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A Figura 87 ilustra as tensões e correntes no PCC, considerando a injeção de potência ativa de 2500W e compensação reativa de 1500var, com potência aparente de 3000VA.

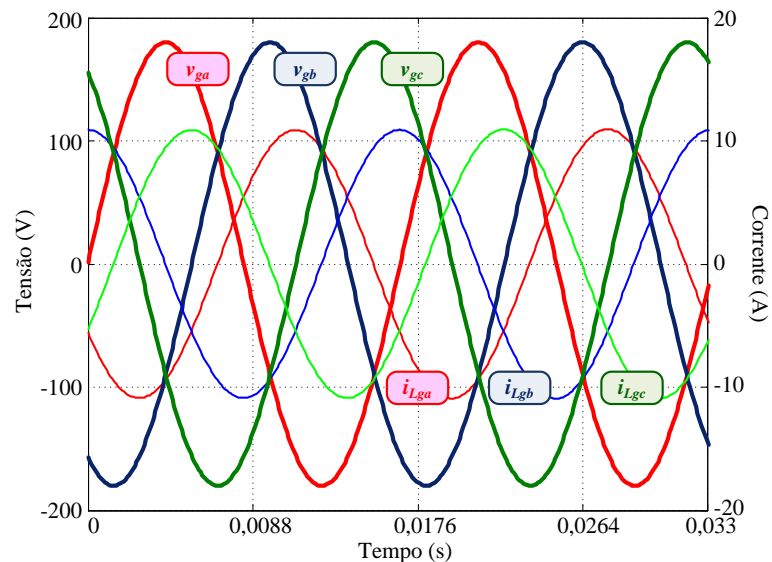
Figura 87 - Tensões e correntes no PCC, considerando injeção de potência ativa de $2500W$ e compensação reativa de $1500var$ (efeito indutivo).



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A Figura 88 ilustra as tensões e correntes no PCC, considerando a injeção de potência ativa de $2500W$ e a compensação reativa de $-1500var$, com potência aparente de $3000VA$.

Figura 88 - Tensões e correntes no PCC, considerando a injeção de potência ativa de $2500W$ e compensação reativa de $-1500var$ (efeito capacitivo).



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

4.4 Conclusões parciais

Os resultados de simulação validam a proposta de projeto dos controladores utilizando LMI e conceitos de D-Estabilidade, para a alocação de polos em malha fechada no plano-s, para os inversores monofásico e trifásico com filtros *LCL* conectados à rede elétrica em CA, com controle multimalhas, onde o VSI é considerado como fonte de tensão, e a transferência de potências ativa e reativa é realizada com base nas equações (81) e (82). As referências das potências ativa e reativa podem ser definidas através um sistema de comunicação, baseadas nas curvas de $P-f$ e $Q-V$ de um sistema supervisorio da rede elétrica.

A proposta de controle apresenta o benefício da inserção de estados de realimentação, proporcionando um aumento na dinâmica das malhas, além de atenuar possíveis perturbações e interferências no sistema. Os ganhos projetados para os controladores são valores relativamente baixos, permitindo uma fácil implementação prática, em dispositivos programáveis, podendo-se aumentar ou diminuir as dinâmicas de controle, em função dos parâmetros da região $S(\gamma, \sigma, \tau, \theta)$.

Verifica-se que para as variações nas referências de potências ativa e reativa os resultados apresentaram tempo de estabelecimento conforme especificação de projeto. No entanto, o *overshoot* ficou acima do esperado, em função do projeto do controlador não considerar os termos de realimentação, cujo objetivo é de minimizar os efeitos não lineares da planta e proporcionar uma dinâmica mais rápida, além da modelagem não considerar a influência de uma malha na outra. Por outro lado, apesar do valor de *overshoot* ter sido maior que o esperado, não a afetou a estabilidade e nem interferiu no funcionamento do sistema.

A técnica de linearização por realimentação dos estados, em muitos casos, introduz a derivada do sinal no tempo, e sua implementação nas malhas de controle dever ser realizada com devidas precauções, uma vez que o termo derivativo pode provocar problemas na estabilidade do sistema. Uma das possíveis soluções, caso ocorra a instabilidade, seria o uso de filtros no sinal que será derivado.

O projeto dos controladores foi empregado em um sistema multimalhas, desta forma, deve-se definir os tempos de estabelecimentos de cada malha. O rastreamento das referências na malha de tensão deve ser projetado para que a frequência da malha seja de pelo menos dez vezes superior a frequência da rede elétrica e que seja inferior a frequência da malha de corrente. A malha de corrente deve ser projetada para trabalhar com frequência superior a malha de tensão e abaixo da frequência de chaveamento, com a finalidade de garantir que a

corrente injetada na rede elétrica tenha baixa distorção harmônica. Além disso, o projeto e dimensionamento do filtro de conexão deve ser realizado para eliminar e/ou atenuar as harmônicas oriundas da frequência de chaveamento. As dinâmicas da malha de potência deve ser inferiores à da malha de tensão, e deve ser rápida o suficiente para atender as solicitações de potência ativa e reativa do sistema supervisor.

5 PROTEÇÕES E ANTI-ILHAMENTO DA GD

5.1 Introdução

A GD quando conectada à RDEE precisa atender alguns critérios, possuir proteções, mecanismos de anti-ilhamento, efetuando as ações necessárias para o controle da GD em um tempo máximo limite. Nesse contexto, grande parte dos países possuem normas e/ou projetos de normas locais, que visam à definição de certos parâmetros operacionais da rede elétrica. Assim, surgindo alguma anormalidade na rede, os sistemas de geração distribuída conectados devem atender às restrições destas normas, as quais, para distúrbios específicos, impõem diferentes tempos para a desconexão da rede, assim como, tempos mínimos para a reconexão.

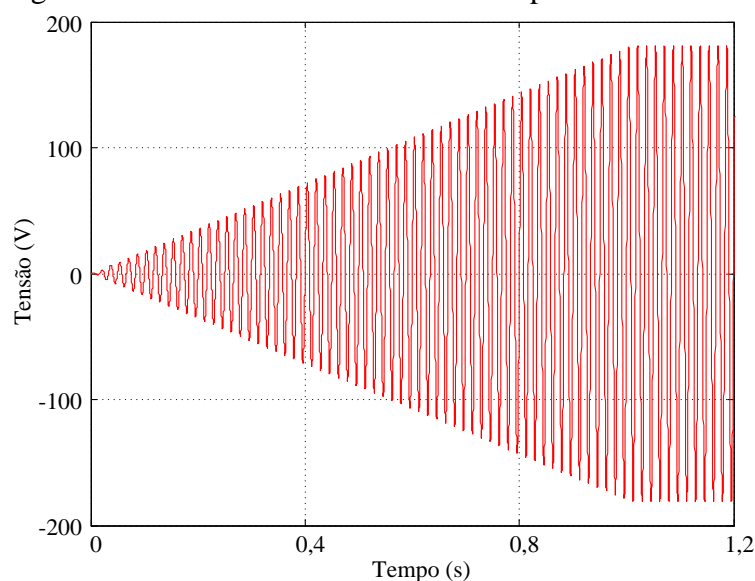
Desta forma, este capítulo apresenta as proteções de sobretensão, subtensão, sobrefrequência, subfrequência e um algoritmo de anti-ilhamento, aplicado ao inversor trifásico, utilizando linearização pela realimentação dos estados, LMI e D-estabilidade.

5.2 Proteções passivas

Além das proteções físicas, como: disjuntor, fusíveis, o inversor possui proteções implementadas digitalmente, denominadas como proteções passivas. Este tipo proteção, usualmente, verifica os valores de tensão eficaz em cada fase, a frequência de operação da rede elétrica, a corrente eficaz fornecida para a rede e, caso os valores ultrapassem os valores limites (inferiores e superiores), a GD deve desconectar o sistema em até certo tempo limite (Anexo A).

O inversor trifásico é controlado no modo tensão, onde as tensões de referências ($v_{C,d}^*$ e $v_{C,q}^*$) são obtidas pela malha de potência. Conseqüentemente, a GD só pode ser conectada à RDEE quando as tensões v_{C_f} sobre os capacitores das fases abc estiverem carregados com magnitude igual à tensão da RDEE, além disso, é interessante que este carregamento seja suave, a fim de evitar sobrecorrentes nos semicondutores. A Figura 89 ilustra o carregamento suave da tensão no capacitor da fase A.

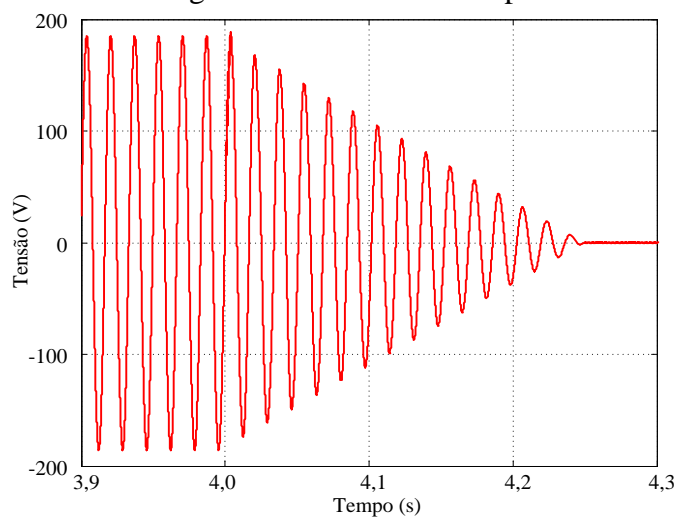
Figura 89 - Partida suave da tensão no capacitor da fase A.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Da mesma forma que se deve efetuar a partida suave da tensão no capacitor, após o processo de desconexão do inversor da RDEE, a tensão do capacitor deve ser descarregada suavemente, para evitar pico de tensão e corrente nos semicondutores. A Figura 90 ilustra a descarga suave da tensão no capacitor na fase A.

Figura 90 - Descarga suave da tensão no capacitor na fase A.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A frequência da tensão da rede elétrica pode ser obtida pelo próprio algoritmo de PLL, sendo que a velocidade de detecção da variação da frequência dependerá do algoritmo implementado. Há algoritmos que se baseiam em controle adaptativo, detectando rapidamente as variações de frequência da rede, por outro lado são menos imunes a distorções harmônicas.

A grande maioria dos métodos de detecção de sobre/subtensão se baseia no cálculo do valor eficaz. Considerando este procedimento para o inversor trifásico, seria necessário o cálculo dos valores eficazes das fases abc , o que demandaria um processamento adicional. Além do cálculo do valor eficaz, pode-se fazer o uso da transformada dq para a verificação da tensão da rede, passando um filtro passa-baixa na tensão do eixo direto (v_{gd}) obtém-se a tensão no eixo direto em sequência positiva (v_{gd}^+), ou podem-se utilizar algoritmos para a extração da sequência positiva e negativa (v_{gd}^-). Nesta situação, a detecção de uma variação paramétrica é mais rápida e, além disso, o sistema trifásico, em questão, já faz uso da transformada dq , não sendo necessária a utilização de mais processamento de informações digitais para o cálculo eficaz da tensão em cada fase.

5.3 Proteção ativa

As referências de tensões $v_{C,d}^*$ e $v_{C,q}^*$ são obtidas pela malha de potência. Naturalmente, a malha de potência ativa tenta modificar a frequência da GD, para impor a transferência de energia, porém, como a rede elétrica está presente, o que acontece é a modificação da fase (δ), entre a tensão da rede e do capacitor. Na ausência da rede, o controle vai aumentar ou diminuir a frequência da GD.

Dado que o controle, naturalmente, tenta modificar a frequência da GD, optou-se pela utilização do algoritmo SMS para a detecção do ilhamento. O método SMS opera de acordo com (180) e (181); o objetivo do método é o de impor uma variação na frequência da GD, porém, na presença da rede o método não consegue fazer a operação, no instante em que a rede está ausente, a frequência começa a ser modificada de forma positiva ou negativa. Definindo-se a máxima frequência (f_{\max}) em que se deseja a máxima variação angular de carga. Para o VSI trifásico, definiu-se que uma frequência máxima $f_{\max} = 62Hz$, e ($\theta_{\max} = 10^\circ$), indica que a frequência da GD pode variar entre $58Hz$ a $62Hz$, abaixo ou acima desses valores o método indicará falha. A variação angular de carga máxima adotada foi de 10° .

$$\theta = \theta_{\max} \text{sen} \left(\frac{\pi}{2} \frac{f_{PLL} - f_g}{f_{\max} - f_g} \right) \quad (180)$$

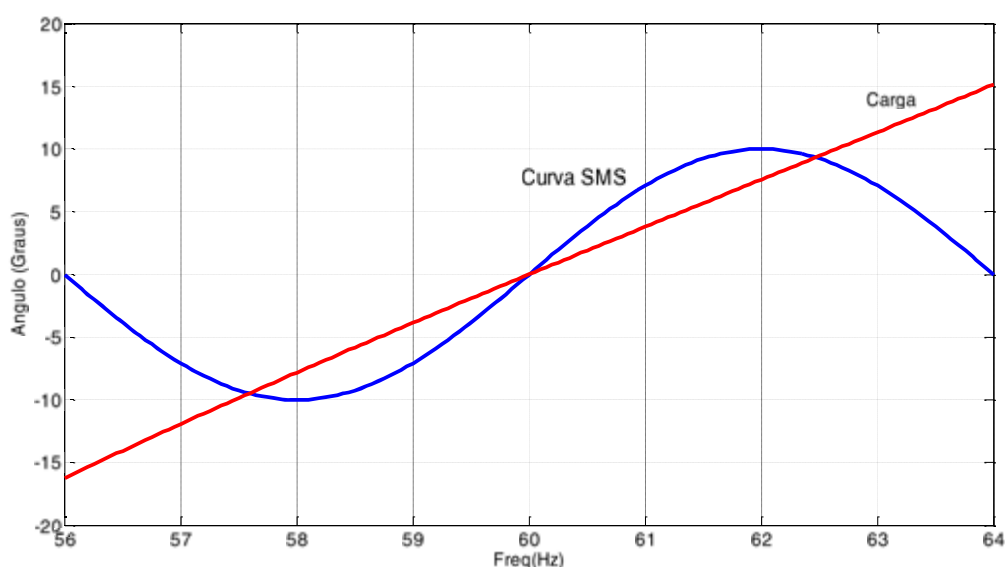
$$\frac{\theta_{\max}}{f_{\max} - f_g} \geq \frac{12Q_f}{\pi^2} \quad (181)$$

Onde f_{PLL} é a frequência de saída do PLL e Q_f é o fator de qualidade do filtro RLC.

É comum o parâmetro estar entre 1,5 a 2,5, assim, será adotado $Q_f = 2$.

A Figura 91 ilustra, em conjunto, a curva do algoritmo SMS, com a curva da carga; observa-se que o ponto de cruzamento é o equilíbrio entre a carga e a frequência, após a retirada da rede, valores de frequência inferior ou superior a este ponto podem ser adotados para a detecção do ilhamento pelo algoritmo.

Figura 91 - Método de detecção do ilhamento utilizando SMS.

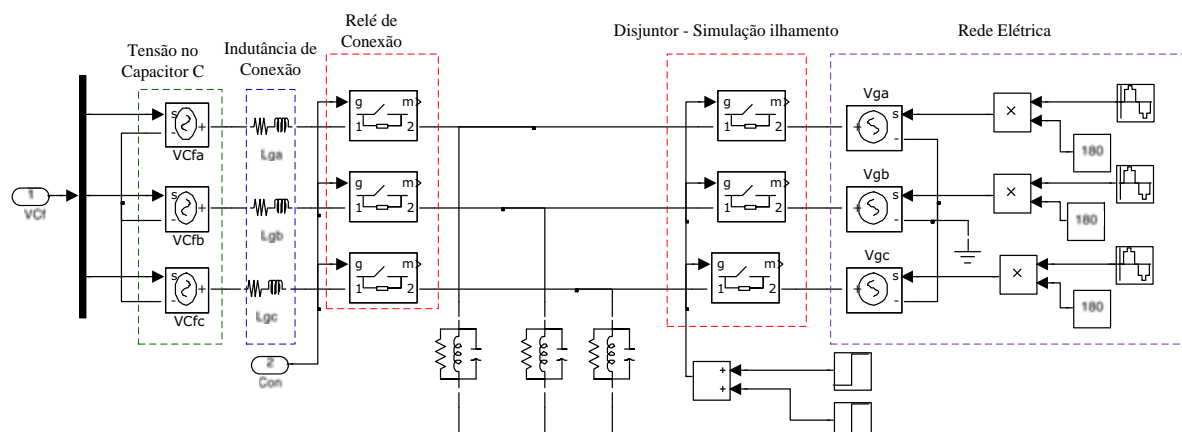


Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A carga RLC a ser colocada em paralelo em cada fase foi determinada utilizando as equações (10), (11), (12) e (13). Determinou-se que a potência ativa total será de $1500W$, ou seja, $500W$ por fase, com fator de qualidade de $Q_f = 2$, obtendo $R_L = 33\Omega$, $L_L = 43mH$ e $C_L = 160\mu F$.

O modelo do VSI foi modificado, adotou-se um modelo médio híbrido, no qual a tensão de saída do Capacitor C_f foi conectada na entrada de uma fonte de tensão da biblioteca SimPowerSystems®. Após, foram incluídas as indutâncias de conexão com a rede L_g , a carga RLC e a RDEE, conforme ilustra a Figura 92.

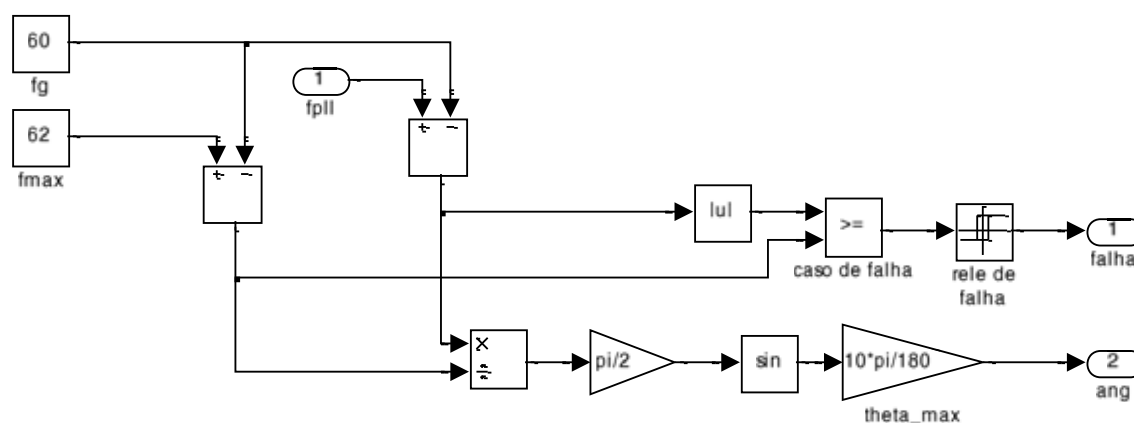
Figura 92 - Circuito para simulação do ilhamento no VSI trifásico.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A Figura 93 ilustra o circuito implementado para a detecção do ilhamento.

Figura 93 - Circuito para detecção do ilhamento - SMS.

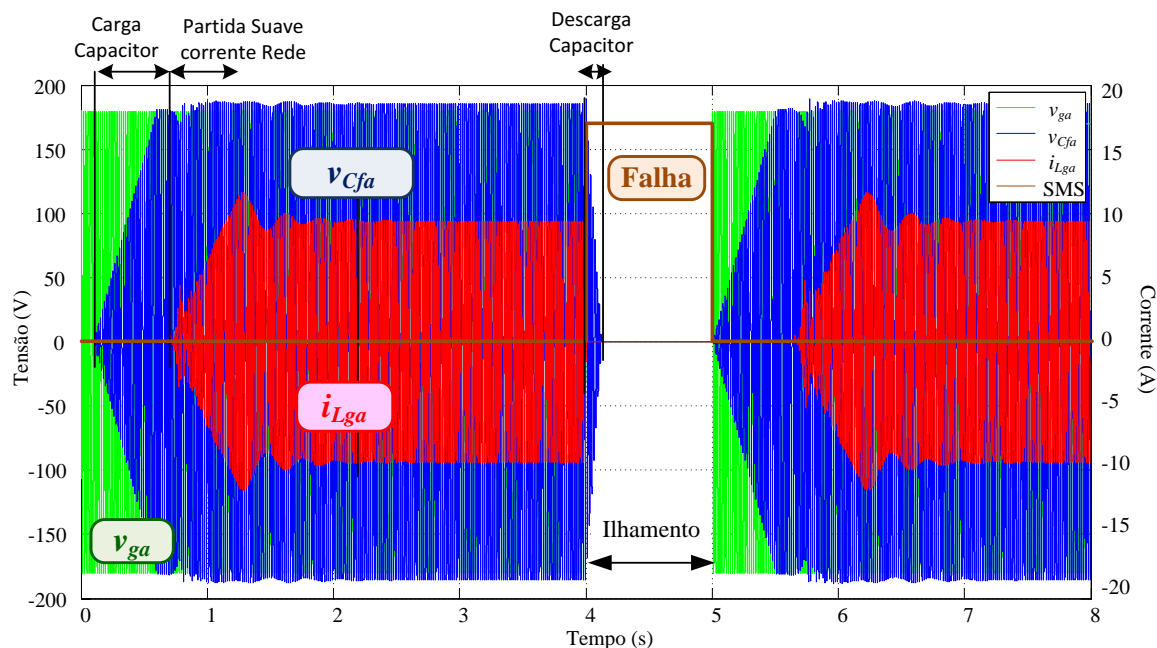


Fonte: Dados da pesquisa do autor.

5.4 Resultados de simulação

O sistema de proteção do VSI trifásico é baseado na composição híbrida, associando os métodos passivos de detecção de sobre/subtensão e sobre/subfrequência com o método ativo SMS para a detecção do Ilhamento. A Figura 94 ilustra a proteção do método anti-ilhamento, a rede sofre interrupção no tempo de 4s, em 4,04s o método desconecta a GD da RDEE e em 4,13s a tensão sobre o capacitor é igual a zero.

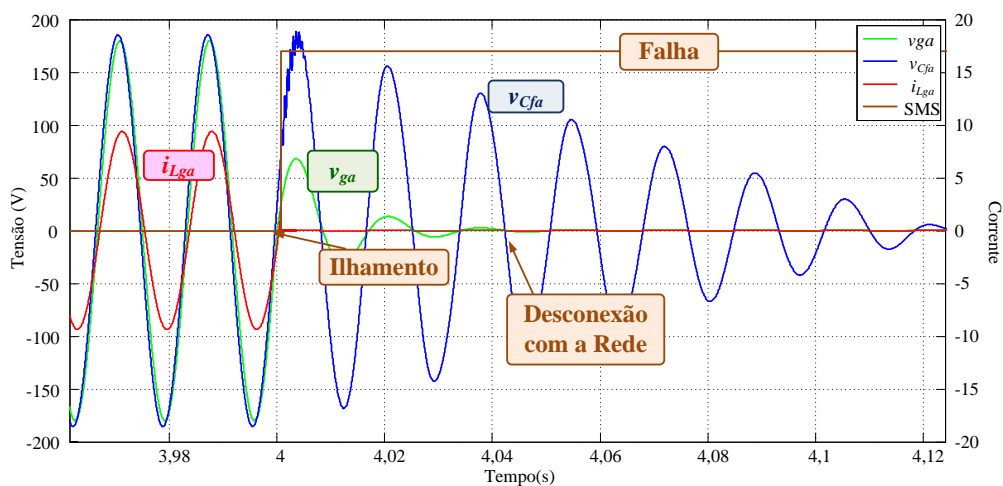
Figura 94 - Proteção contra o ilhamento - VSI trifásico - fase A.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A Figura 95 ilustra em detalhes o momento da detecção e desconexão da rede durante o ilhamento, mostrando os detalhes para a fase A.

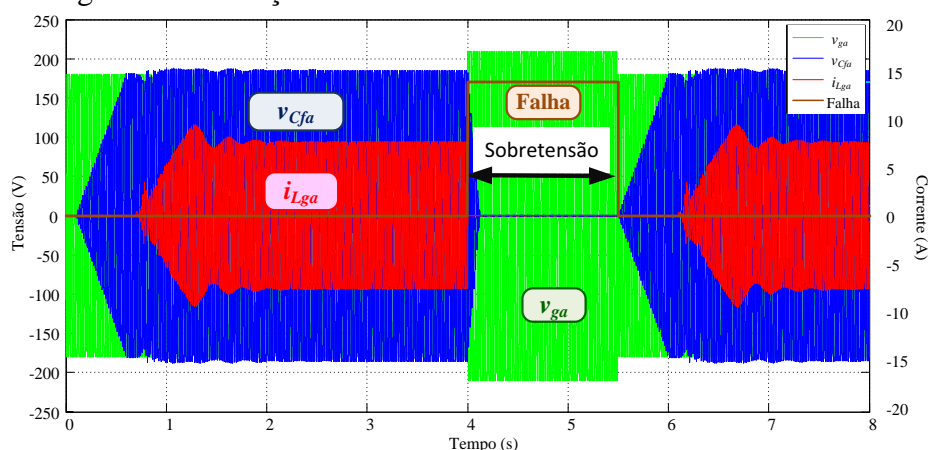
Figura 95 - Detalhes no momento da detecção e desconexão da rede elétrica durante a ocorrência de ilhamento - VSI trifásico - fase A.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Na Figura 96, é ilustrada a ocorrência da sobretensão, no tempo de 4s, a detecção do método passivo ocorre, rapidamente; primeiramente, a potência ativa e reativa são ajustadas em zero, conseqüentemente, a corrente injetada na rede ficará em zero, nesse instante, ocorre a desconexão, com a rede elétrica e, em seqüência a tensão do capacitor é descarregada, suavemente. No instante de 5,5s a rede volta a operar dentro da normalidade.

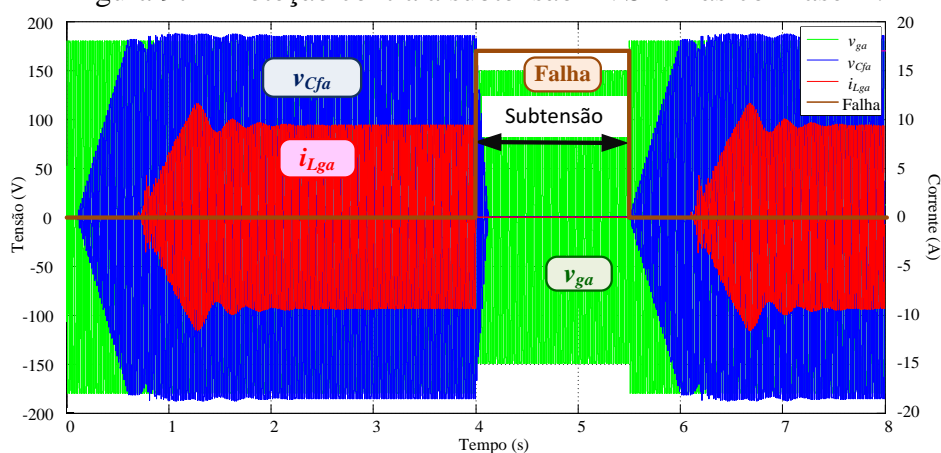
Figura 96 - Proteção contra a sobretensão - VSI trifásico - fase A.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Na Figura 97, é ilustrada a ocorrência da subtensão, no tempo de 4s, igualmente para a ocorrência de subtensão, a detecção ocorre pelo método passivo, a ação de detecção ocorre rapidamente, no instante de 5,5s a rede volta a operar dentro da normalidade.

Figura 97 - Proteção contra a subtensão - VSI trifásico - fase A.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

5.5 Conclusões parciais

Este capítulo apresentou uma metodologia para a proteção do sistema considerando-se o projeto de norma NBR IEC 62116. Esta Tese utiliza a metodologia híbrida, onde as proteções de sub/sobretensão, sub/sobrefrequência são baseadas em medição e cálculo da tensão e da frequência, e através de uma perturbação ativa no sistema (via SMS), verifica-se a ocorrência da ausência da rede. Além disso, foram implementadas técnicas de partida suave da tensão no capacitor e de descarga suave da mesma.

Os resultados de simulação validam os algoritmos desenvolvidos, os quais rapidamente detectam as anomalias na rede e desconecta a GD da RDEE, em conformidade com as restrições normativas.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 Introdução

Neste capítulo, são apresentados os principais resultados obtidos para os inversores monofásico e trifásico com filtro LCL em conexão com a rede elétrica em corrente alternada em baixa tensão. As estruturas foram implementadas em laboratório usando a plataforma digital dSPACE ACE1104. Para a estrutura de potência utilizou-se um módulo Semikron trifásico, integrando os dispositivos de potência (indutor, capacitor), o condicionamento de sinais e o processamento de sinais (analógico e digital). Detalhes da implementação em laboratório podem ser encontrados no Apêndice A.

A metodologia de projeto para os inversores monofásico e trifásico apresentados no Capítulo 4 foram analisados no tempo contínuo e podem ser implementados de forma analógica. No entanto, estes controladores foram implementados no tempo discreto, utilizando o dispositivo digital dSPACE ACE1104, onde os controladores e demais parâmetros da malha foram discretizados utilizando o método Tustin.

O dispositivo ACE1104 utilizado nesta Tese possui dois processadores denominados pelo fabricante de *MASTER PPC* e *SLAVE PPC*. Utiliza o processador da Motorola® MPC8240 como *master* para realizar as funções de interrupção, conversão A/D e D/A, entre outras funcionalidades, com um frequência de 250MHz e memória RAM de 32MB. O processamento digital é realizado no DSP da Texas Instruments®, através do TMS320F240, considerado como *slave*.

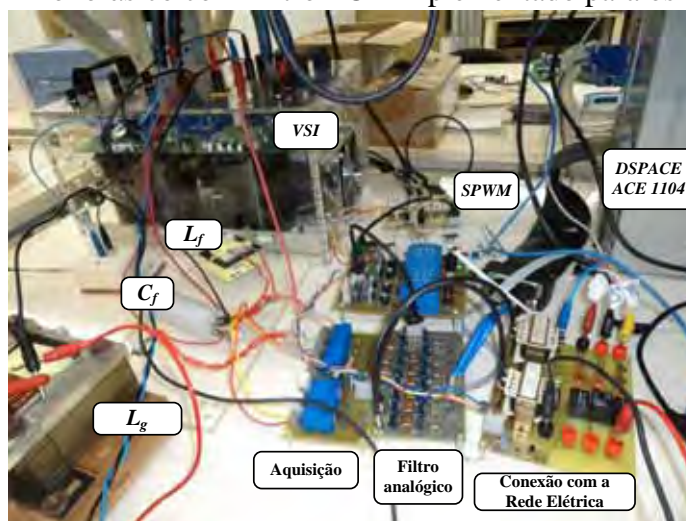
Através do conjunto de bibliotecas, denominadas *Real Time Interface* (RTI), adicionados aos *Toolboxes* do Matlab/Simulink®, o dSPACE permite uma rápida implementação prática do controle. A partir dos A/D de 12 e 16bits permite que o sinal analógico com amplitude de $\pm 10V$ seja analisado diretamente no ambiente Matlab®, e através dos diagramas de blocos possibilita que todas as funções de controle e análise de sinais sejam facilmente implementados. Através da RTI possibilita que os blocos de controles programados no Matlab® sejam convertidos automaticamente para o ambiente digital, especificando uma frequência de amostragem, sem a necessidade do conhecimento da linguagem de programação de DSP e microcontroladores, e através da plataforma ControlDesk® permite que os parâmetros em análise sejam modificados em tempo real, através de um ambiente gráfico, intuitivo e amigável. No entanto, há uma limitação na

velocidade para realizar o processamento dos sinais, ao passo que ao aumentar a complexidade do controle e do processamento, o sistema precisará de um tempo maior para a realização dos cálculos, limitando a máxima frequência de amostragem.

6.2 Inversor monofásico

A Figura 98 ilustra o protótipo implementado para os testes do inversor monofásico, onde a estrutura de potência foi montada como base num módulo trifásico da Semikron. Os sinais adquiridos pelos sensores LEM passam por um filtro analógico ativo e são enviados para o dSPACE, o qual processa os dados e retorna o sinal modulante que é comparando com uma portadora triangular gerando os sinais SPWM unipolar.

Figura 98 - Inversor Monofásico com Filtro LCL implementado para os testes experimentais.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

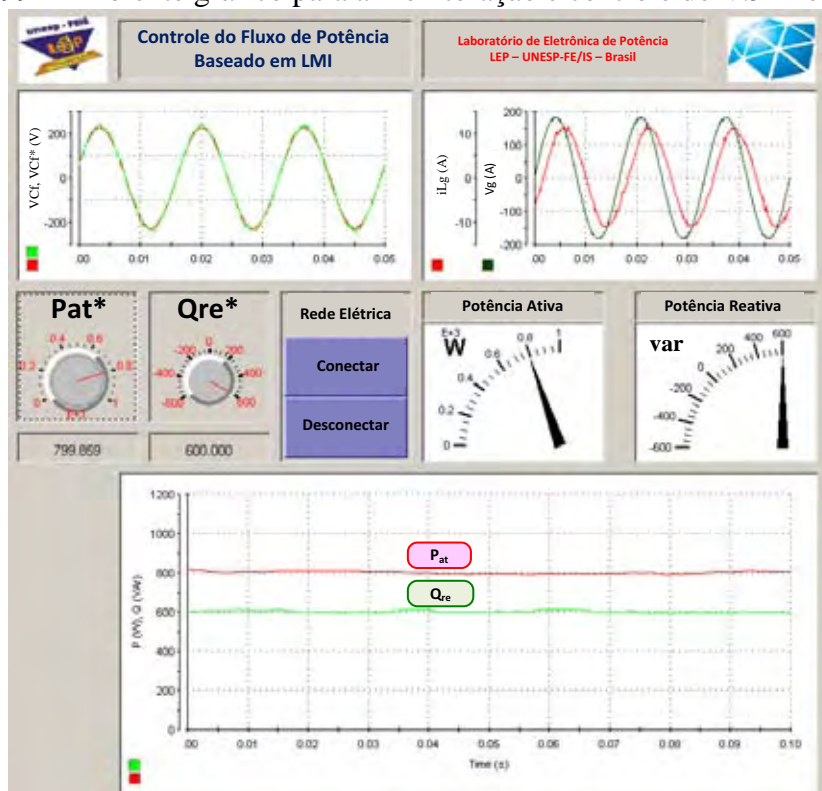
Os parâmetros do inversor, tais como: indutância, capacitância, ganho dos controladores, frequência de chaveamento, frequência da rede, entre outros, foram determinados em função do experimento prático, assim, os valores ilustrados no Capítulo 4, são os valores obtidos e utilizados experimentalmente.

Após a implementação de todo o controle no Matlab/Simulink, o dSPACE ACE1104 para monitorar e processar o controle digital, o dispositivo permitiu uma frequência de amostragem máxima de 15kHz.

A partir do ambiente Control Desk, implementou-se uma interface gráfica para a monitoração e controle do VSI monofásico, conforme ilustra a Figura 99. Neste ambiente,

pode-se verificar o rastreamento da tensão no capacitor, a tensão e a corrente na rede elétrica, a potência ativa e reativa, além do gerenciamento do fluxo de potência.

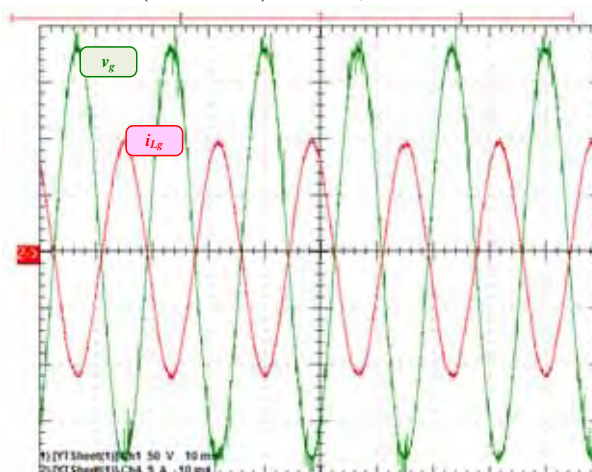
Figura 99 - Ambiente gráfico para a monitoração e controle do VSI monofásico.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A Figura 100 ilustra a tensão e corrente no PCC, considerando a injeção de potência ativa de $1000W$ (nominal) na RDEE.

Figura 100 - Formas de onda de tensão e corrente no PCC, considerando a injeção de potência ativa de $1000W$ (Nominal) com 2,4% de DHT na corrente.

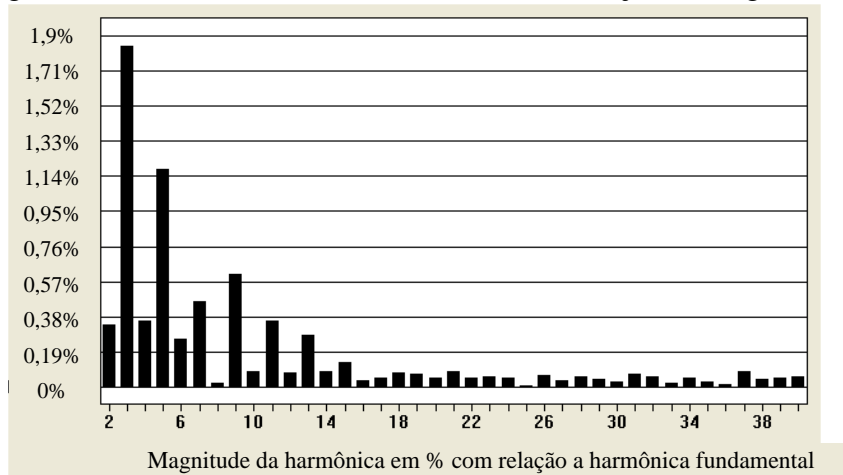


$v_g : 50V/div; i_g : 5A/div; tempo : 10ms/div.$

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

O conteúdo harmônico da corrente injetada na rede (Figura 100) pode ser visualizado na Figura 101. Observa-se que a corrente apresenta baixo conteúdo harmônico, apresentando valor eficaz de 7,66A e DHT de 2,4%, sendo que o fator de potência correspondente é de 0,993.

Figura 101 - Conteúdo Harmônico da Corrente Injetada (Figura 100).



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Na Tabela 20, é apresentada a comparação do conteúdo harmônico, em porcentagem, em relação à fundamental da corrente injetada na rede elétrica, com o projeto de norma NBR IEC 62116. Observa-se que todas as componentes ficaram abaixo do limite estabelecido pela norma, sendo que a DHT foi de 2,4%, inferior ao limite de 5%.

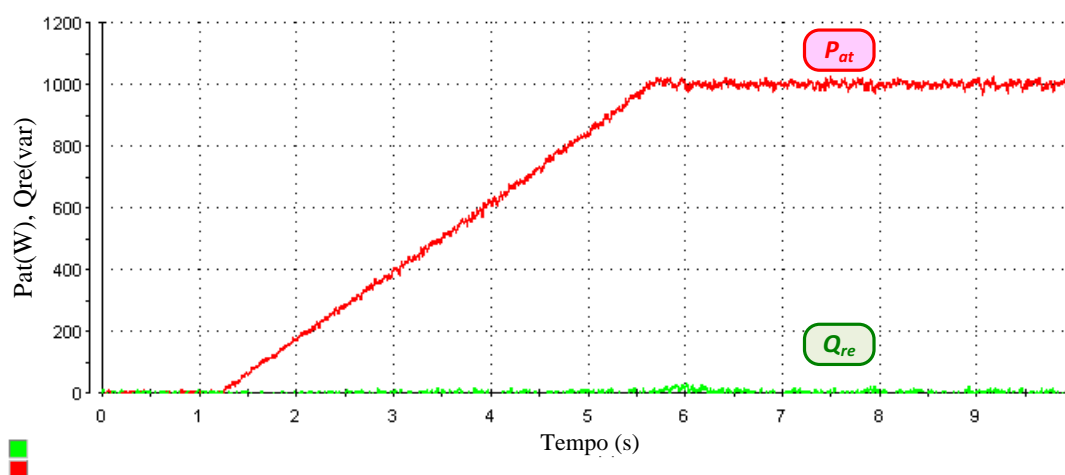
Tabela 20 - Comparação do conteúdo harmônico, em porcentagem em relação à fundamental da corrente injetada na RDEE, com o projeto de norma NBR IEC 62116.

Harm.	Corrente % da fundamental	Limite (%)	Harm.	Corrente % da fundamental	Limite (%)
2	0,33	1,0	18	0,08	0,5
3	1,84	4,0	19	0,07	1,5
4	0,36	1,0	20	0,05	0,5
5	1,18	4,0	21	0,08	1,5
6	0,26	1,0	22	0,05	0,5
7	0,47	4,0	23	0,06	0,6
8	0,03	1,0	24	0,05	0,5
9	0,61	4,0	25	0,01	0,6
10	0,09	0,5	26	0,07	0,5
11	0,36	2,0	27	0,04	0,6
12	0,08	0,5	28	0,06	0,5
13	0,28	2,0	29	0,04	0,6
14	0,09	0,5	30	0,03	0,5
15	0,13	2,0	31	0,07	0,6
16	0,04	0,5	32	0,06	0,5
17	0,05	1,5	33	0,02	0,6

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A variação de potência ativa é exibida na Figura 102, o degrau varia de 0 até 1000W, observando-se que durante o degrau de potência ativa a potência reativa foi mantida constante e igual a zero.

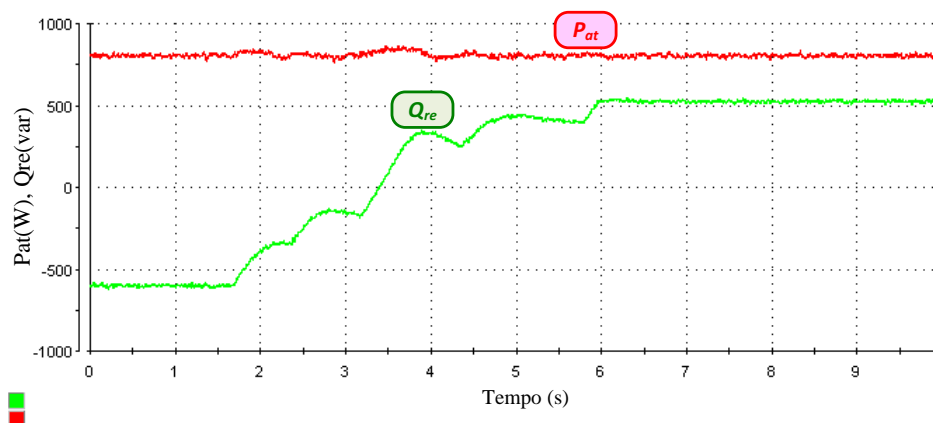
Figura 102 - Degrau de potência ativa, variação de 0 até 1000W.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

O controle compensação de reativos é ilustrado na Figura 103, onde ocorre a variação da compensação de reativos de -600var até 600var, durante a variação a potência ativa foi considerada constante e igual a 800W.

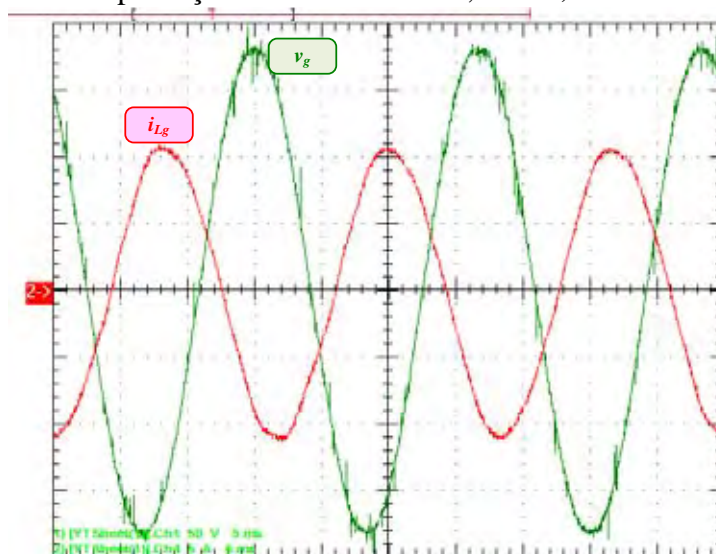
Figura 103 - Degrau de potência reativa, variação de -600var até 600var.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Na Figura 104, é ilustrada a tensão e corrente no PCC, considerando a injeção de 800W de potência ativa e a compensação 600var reativos, com corrente eficaz de 7,6A, DHT de 2,6%, com fator de deslocamento de -142° em relação à tensão da rede e com potência aparente total de 1000VA. A injeção de potências ativa e compensação de reativos podem ser comparadas com os resultados de simulação, ilustrados na Figura 70.

Figura 104 - Formas de onda de tensão e corrente no PCC, considerando a injeção de potência ativa de $800W$ e compensação reativa de $600var$, com $2,6\%$ de DHT de corrente.

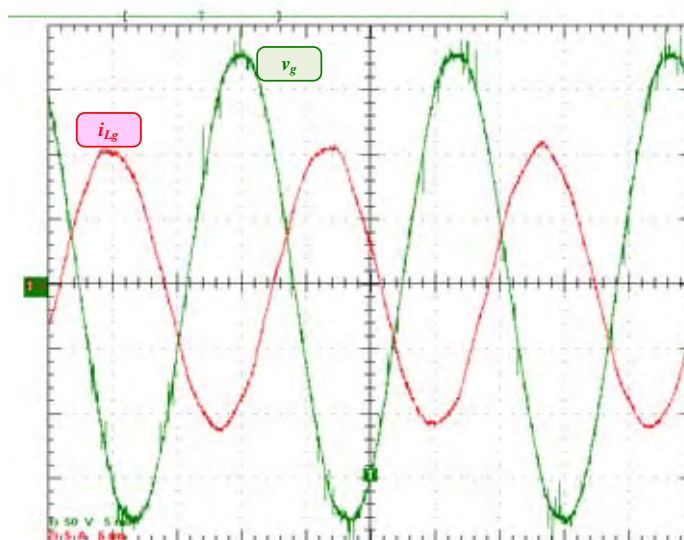


$v_g : 50V/div; i_{L_g} : 5A/div; tempo : 5ms/div.$

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A Figura 105 ilustra a tensão e corrente no PCC, considerando a injeção de $800W$ de potência ativa e a compensação de $-600var$ reativos, com potência aparente de $1000VA$. A corrente injetada apresentou um valor eficaz de $7,64A$, com DHT de $2,0\%$ e fator de deslocamento de 143° , resultado que pode ser comparado com o obtido por simulação (Figura 71).

Figura 105 - Formas de onda de tensão e corrente no PCC, considerando a injeção de potência de $800W$ e compensação reativa de $-600var$, com $3,8\%$ de DHT de corrente.



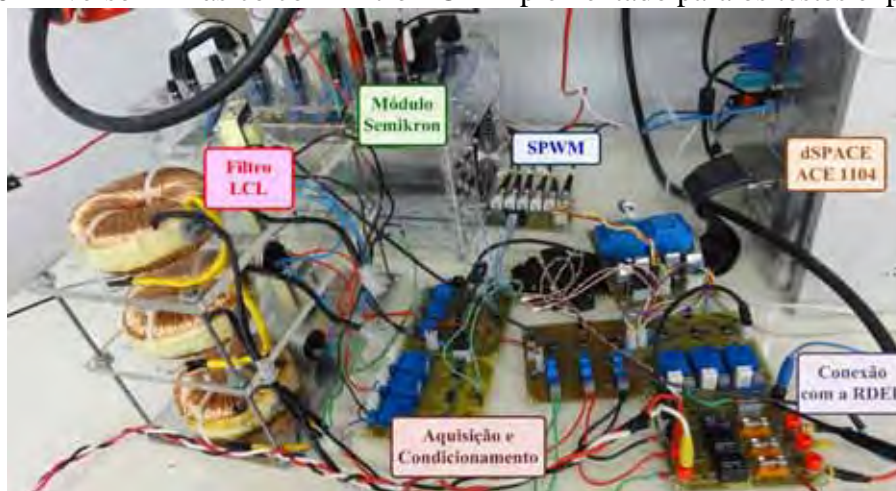
$v_g : 50V/div; i_{L_g} : 5A/div; tempo : 5ms/div.$

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

6.3 Inversor trifásico

A Figura 106 ilustra o protótipo implementado para os testes do inversor trifásico, sendo que a estrutura de potência foi montada como base num módulo trifásico da Semikron, com opção do conversor Boost no último braço.

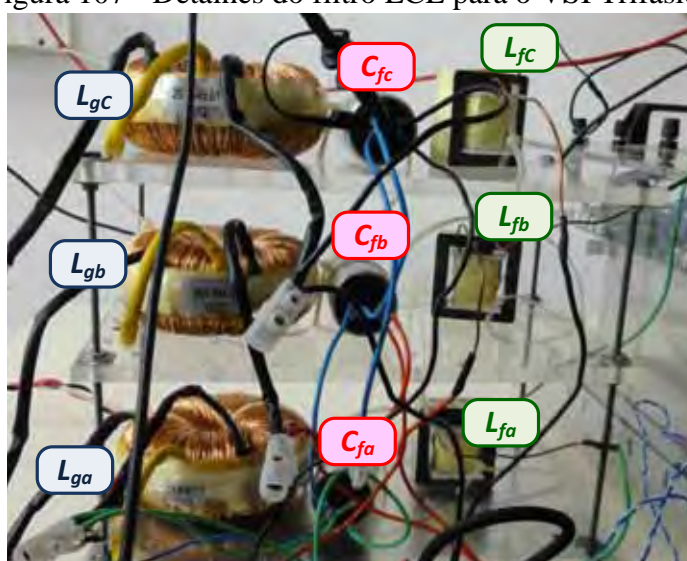
Figura 106 - Inversor Trifásico com Filtro LCL implementado para os testes experimentais.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A Figura 107 ilustra, em detalhes, o filtro LCL utilizado para o VSI trifásico, o indutor L_f foi projetado com núcleo do tipo ferrite, uma vez que as componentes em alta frequência da corrente serão filtradas por este indutor, já para os indutores de conexão com a rede os núcleos são do tipo *Iron Powder*.

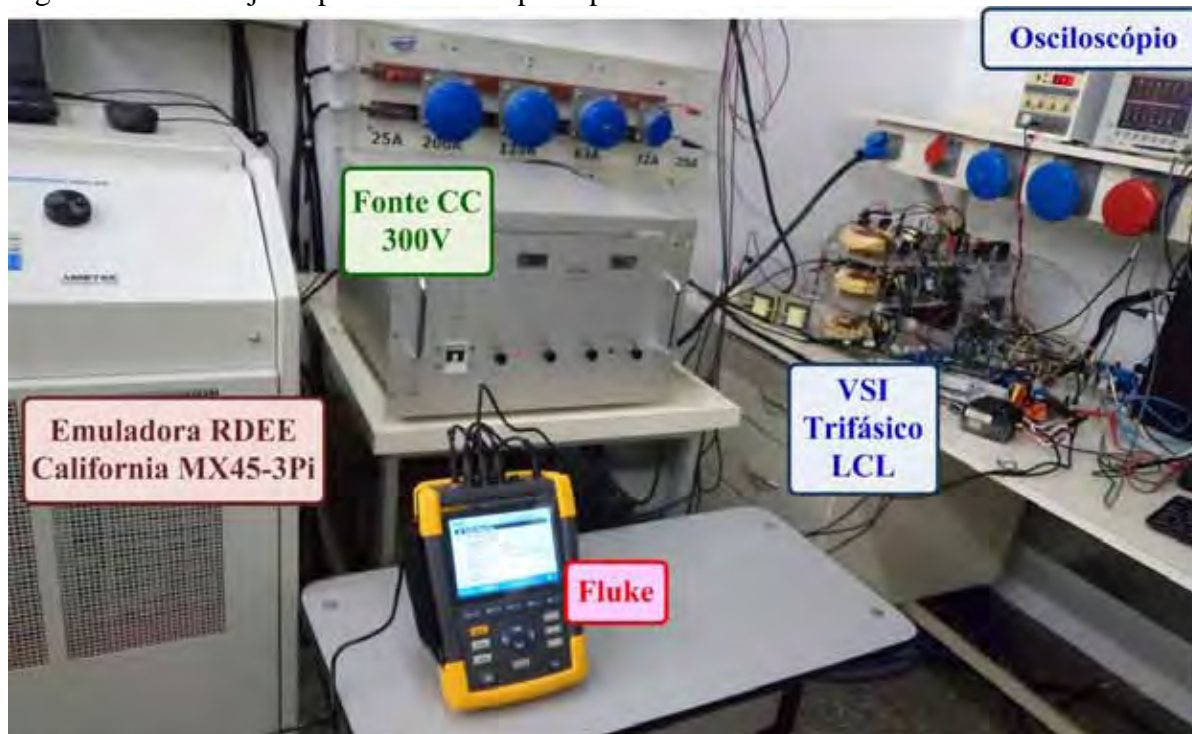
Figura 107 - Detalhes do filtro LCL para o VSI Trifásico.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A Figura 108 ilustra o ambiente experimental completo para os ensaios de conexão entre o VSI trifásico e a rede elétrica. A rede elétrica pode ser emulada pela fonte programável California MX45-3Pi, que permite variações na tensão, na frequência, na fase, entre outros, considerando que tais condições seriam praticamente impossíveis de serem testadas na rede elétrica convencional. A fonte California pode tanto servir como rede elétrica trifásica ou monofásica, quanto como fonte CC.

Figura 108 - Arranjo Experimental completo para ensaio do VSI trifásico conectado a RDEE.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Outra opção disponível, para o barramento CC, é a utilização da fonte CC Tectrol®, com valor médio de 300V, necessitando-se, neste caso, de um estágio elevador para atingir a tensão de 450V, sendo que o módulo Semikron conta com 4 capacitores de 2,2mF (conectados em série/paralelo), cuja capacidade permitiu variações de carga de 0 a 3000W, sem prejudicar o nível de tensão. Para garantir que a tensão do barramento permaneça no valor desejado implementou-se no dSPACE uma malha de tensão para o controle do conversor Boost. Para verificar e validar o controle do fluxo de potência entre a GD e a RDEE utilizou-se um osciloscópio Tektronix e um medidor de energia e espectro da Fluke.

Analisando as malhas de controle, seriam necessários a utilização de 12 sensores para o VSI trifásico, sendo 3 sensores para a corrente i_{L_f} , 3 sensores para corrente i_{L_g} , 3 sensores para a tensão v_{C_f} e 3 sensores para a tensão v_g . Porém, a plataforma dSPACE possui

apenas 8 conversores A/D, além disso, considerando outras plataformas embarcadas, a quantidade de sensores também implica na necessidade de interromper o processo para realizar a aquisição de dados, além da quantidade de sensores encarecerem o produto final.

Para contornar essa limitação sem perder informações e garantir que o VSI trifásico operasse de forma adequada utilizou-se 7 sensores: 2 sensores para a corrente i_{L_f} , 2 sensores para a tensão v_{C_f} e 3 sensores para a tensão v_g . Considerando que o VSI trifásico não opera com carga local conectada ao capacitor C_f , a corrente de entrada i_{L_f} é muito próxima a i_g , diferindo apenas pela questão do *ripple* de corrente e por uma parcela reativa que circula entre o indutor L_f e o capacitor C_f . Consequentemente, pode-se utilizar a corrente i_{L_f} para calcular as potências ativa e reativa do sistema, realizando a compensação da energia reativa consumida pelos elementos do VSI nos cálculos de P e Q. Considerando a distribuição de energia entre as fases do VSI, pretende-se dividir as energias ativa e reativa de forma igual nas fases a, b e c, assim, considerando que os sensores da corrente i_{L_f} e da tensão v_{C_f} monitoram as fases a e b pode-se estimar a fase c da corrente e da tensão da seguinte forma:

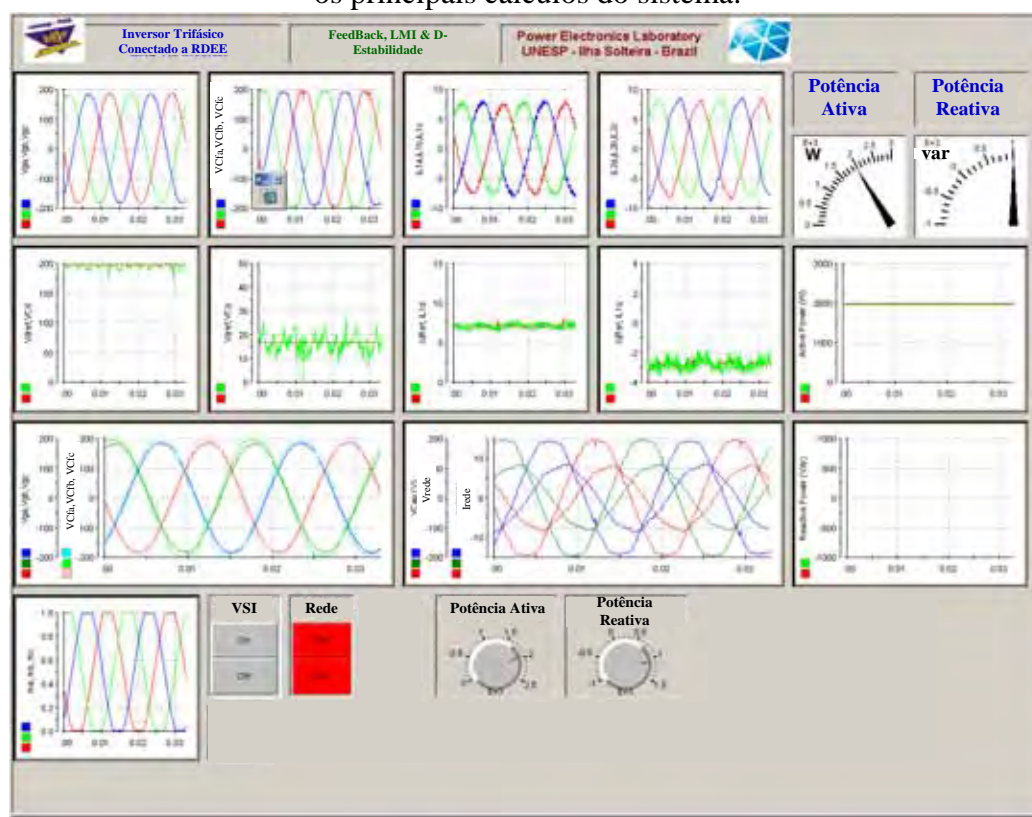
$$i_{L_{fc}} = -(i_{L_{fa}} + i_{L_{fb}}) \quad \text{e} \quad (182)$$

$$v_{C_{fc}} = -(v_{C_{fa}} + v_{C_{fb}}). \quad (183)$$

Utilizou-se três sensores de tensão para a rede elétrica, já que a mesma é um parâmetro incerto e podem ocorrer variações paramétricas de forma diferente em cada fase. Por exemplo: a rede, podendo estar desequilibrada e adotar os critérios de (183), poderia trazer resultados errôneos.

Primeiramente, adotou-se que o sistema estava equilibrado e que a rede estaria em equilíbrio, assim, optou-se nesta fase por adotar dois sensores para cada variável. A Figura 109 ilustra a interface geral de monitoração e controle, implementado para gerenciamento do VSI trifásico. Neste ambiente é possível visualizar as tensões da rede, tensões dos capacitores, as correntes de saída do VSI, as correntes injetadas na rede, as potências ativa e reativa, monitorar as variáveis no eixo dq, e controlar o fluxo de potência, assim como o ligamento/desligamento manual do sistema.

Figura 109 - Interface gráfica do usuário, para o controle e monitoramento do VSI trifásico conectado à RDEE. Primeira versão, mostrando todas as variáveis lidas pelos sensores A/D e os principais cálculos do sistema.



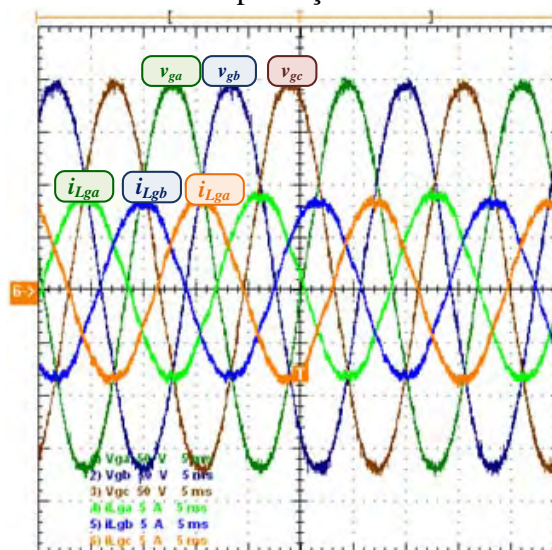
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Neste ambiente, a tensão do barramento CC ficou limitada a $400V$, sendo alimentado pela fonte California Mx45-3Pi®, sendo que a injeção de corrente foi realizada, diretamente, na rede elétrica presente no laboratório.

Posteriormente, adotou-se a simplificação inicial, ou seja, oito sensores: dois sensores para a corrente i_{L_f} , dois sensores para a tensão v_{C_f} , três sensores para a tensão v_g e um sensor para o barramento CC. Para os resultados a seguir, a fonte California® continuou como fonte CC, acrescentando-se o conversor Boost para a elevação da tensão de $400V$ para $450V$, para realizar os testes de fluxo de potência, injeção de potências ativa e reativa, sendo que a conexão do VSI trifásico continuou sendo com a rede elétrica disponível na bancada de ensaios do laboratório.

A Figura 110 ilustra a injeção de potência ativa na rede elétrica de $2500W$ considerando que o sistema opera em equilíbrio, pode-se visualizar as formas de ondas de tensões e correntes na rede, sendo que a corrente apresenta uma DHT de $2,5\%$, com formato, praticamente, senoidal.

Figura 110 - Formas de onda de tensões e correntes da rede, para a injeção de potência ativa de $2500W$ e compensação reativa de $0var$.



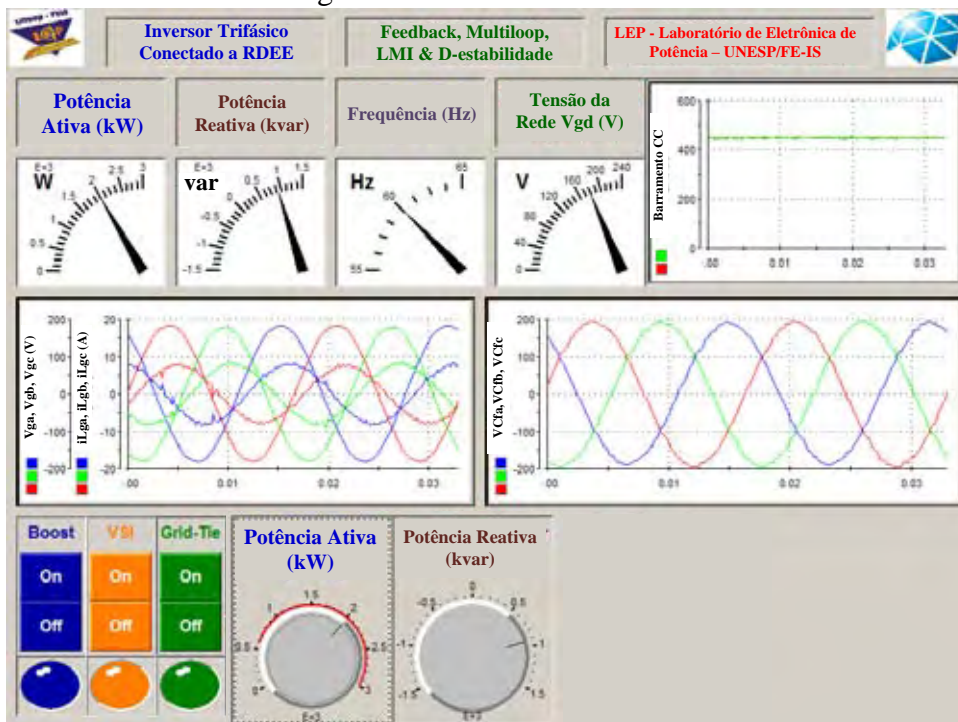
$v_g : 50V/div; i_{L_g} : 5A/div; tempo : 5ms/div$

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Para este ambiente foi desenvolvida uma interface com as principais informações, exibindo uma tela de gerenciamento mais compacta. Considerando a necessidade de maior processamento, uma vez que, além do controle do VSI trifásico, será necessária a implementação dos algoritmos de ilhamento, sub/sobretensão, sub/sobrefrequência, partida suave do sistema, desligamento suave, sincronização com a rede após o retorno da rede após a falha. A Figura 111 ilustra essa nova interface, além do monitoramento, a interface possui três botões de acionamentos, para ligar/desligar o conversor Boost, ligar/desligar o VSI e conectar/desconectar o VSI com a RDEE, além de dois potenciômetros para o ajuste das potências ativa e reativa a serem injetadas na rede.

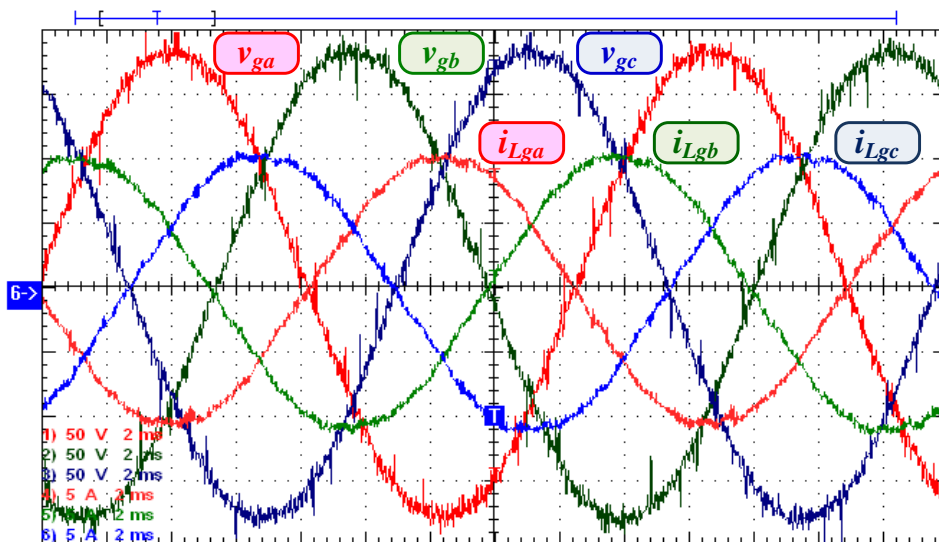
A Figura 112 ilustra a injeção de potência ativa de $3000W$ (nominal) na RDEE. Os conteúdos harmônicos das correntes injetadas na rede podem ser visualizados na Figura 113. Observa-se que as correntes apresentam baixo conteúdo harmônico, $i_{L_g a}$ apresentando valor eficaz de $7,5A$ e DHT de $2,1\%$, $i_{L_g b}$ apresentando valor eficaz de $7,5A$ e DHT de $2,1\%$ e $i_{L_g c}$ apresentando valor eficaz de $7,6A$ e DHT de $2,3\%$.

Figura 111 - Interface gráfica do usuário, para o controle e monitoramento do VSI trifásico conectado a RDEE. Versão compacta, mostrando as informações essenciais, para o controle e gerenciamento do sistema.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 112 - Formas de onda de tensões e correntes na rede para a injeção de potência ativa de 3000W e compensação reativa de 0var.

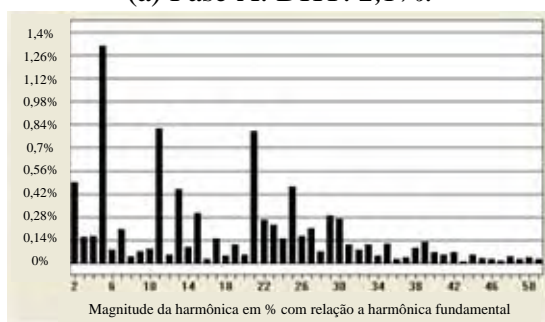


$v_g : 50V/div; i_L : 5A/div; tempo : 2ms/div$

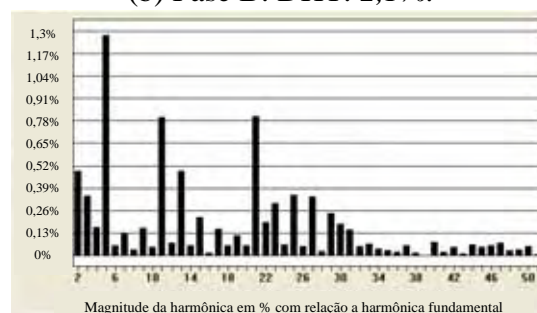
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 113 - Distribuição do conteúdo harmônico nas correntes das fases A, B e C, ($P_{at} = 3000W$ e $Q_{re} = 0 var$).

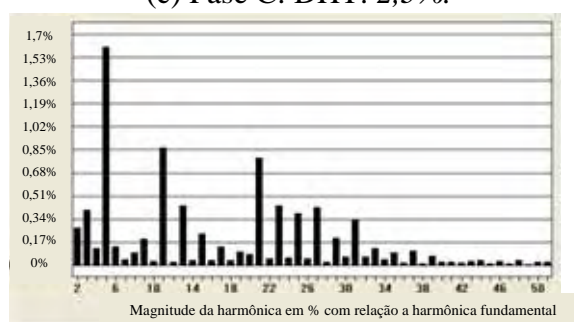
(a) Fase A: DHT: 2,1%.



(b) Fase B: DHT: 2,1%.



(c) Fase C: DHT: 2,3%.

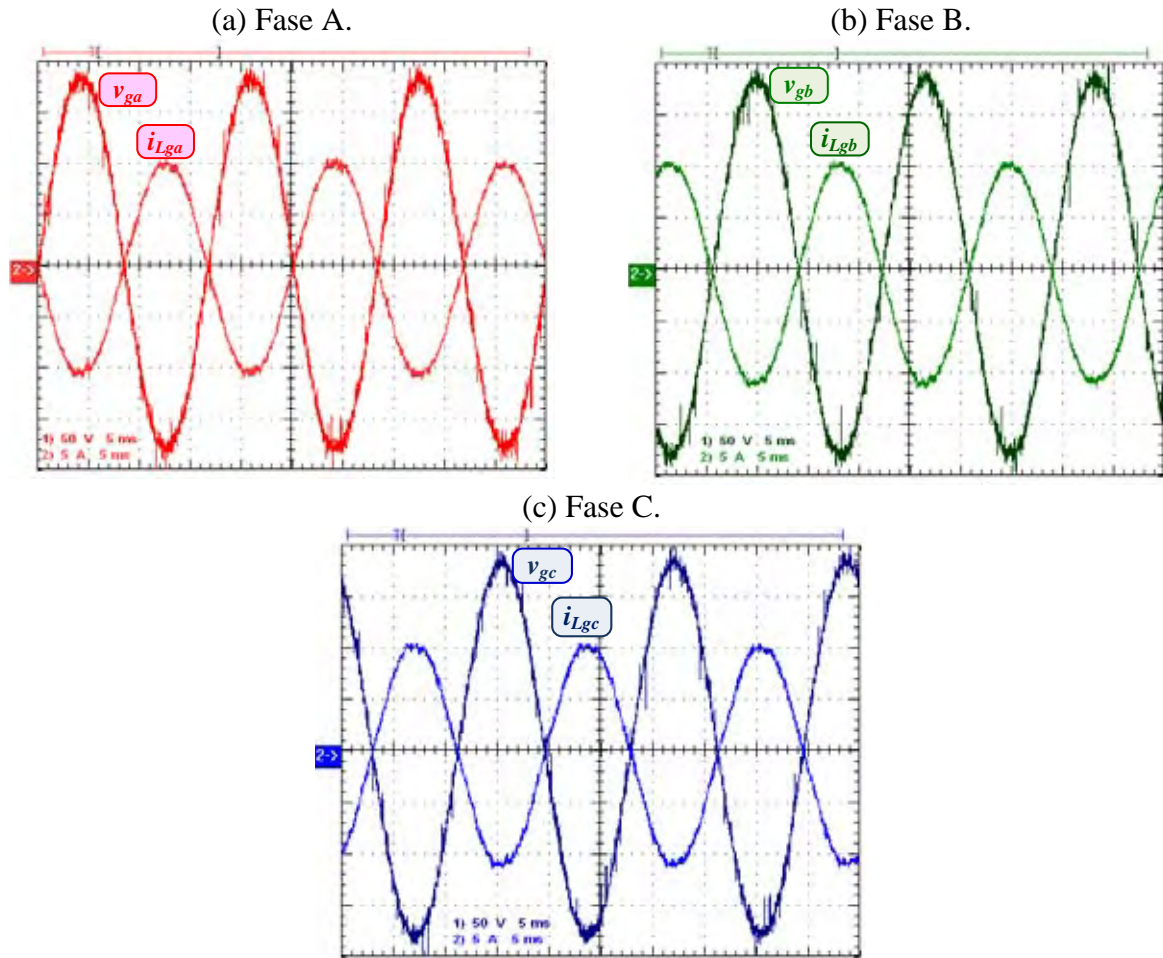


Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Na Figura 114, são ilustradas as formas de ondas de tensões e correntes agrupadas por fase, para uma melhor visualização e comparação dos dados obtidos para a injeção de potência ativa de $3000W$ (nominal), com compensação de potência reativa definida em $0var$.

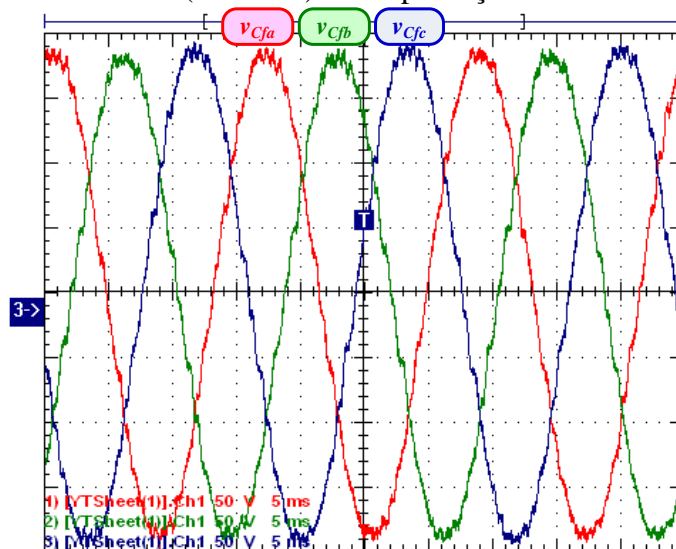
A Figura 115 ilustra as tensões sobre os capacitores C_f nas fases A, B e C na condição de injeção de potência ativa de $3000W$ na RDEE. Os conteúdos harmônicos das tensões podem ser visualizados na Figura 116. Observa-se que as tensões apresentam baixo conteúdo harmônico, $v_{C_f,a}$ apresentando valor eficaz de $133,3V$ e DHT de 2,9%, $v_{C_f,b}$ apresentando valor eficaz de $132,5V$ e DHT de 3,0% e $v_{C_f,c}$ apresentando valor eficaz de $135,1V$ e DHT de 2,9%.

Figura 114 - Formas de onda de tensões e correntes na rede agrupadas por fase, para a injeção de potência ativa de $3000W$ e compensação reativa de $0var$.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 115 - Formas de ondas de tensões nos capacitores na condição de injeção de potência ativa de $3000W$ (Nominal) e compensação reativa de $0var$.



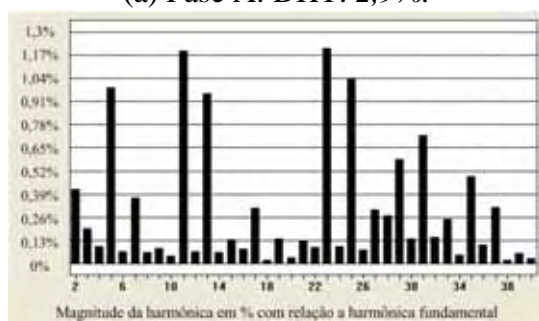
$v_{C_f} : 50V/div; tempo : 5ms/div.$

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

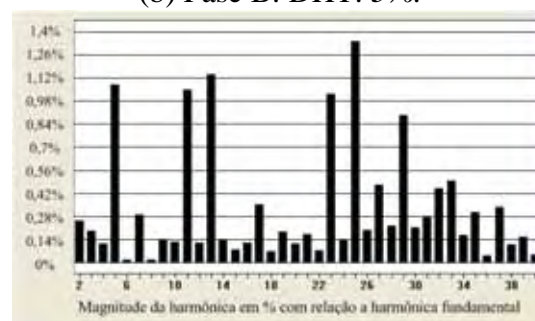
Figura 116 - Conteúdo harmônico nas tensões dos Capacitores C_f nas fases A, B e C

$$(P_{at} = 3000W \text{ e } Q_{re} = 0 \text{ var})$$

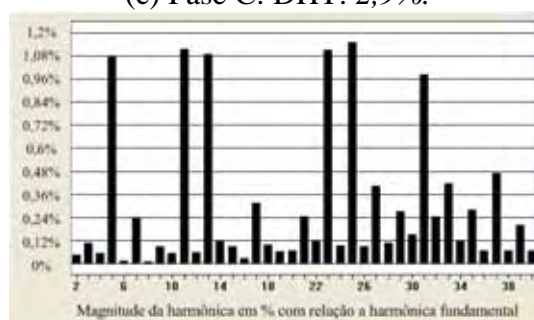
(a) Fase A: DHT: 2,9%.



(b) Fase B: DHT: 3%.



(c) Fase C: DHT: 2,9%.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Na Tabela 21, é apresentada a comparação do conteúdo harmônico, em porcentagem em relação à fundamental das correntes injetadas na rede elétrica, com o projeto de norma NBR IEC 62116. Observa-se que todas as componentes ficaram abaixo do limite estabelecido pela norma, sendo que as DHT ficaram abaixo do limite de 5%.

A variação de potência ativa é exibida na Figura 117, o degrau varia de 0 até 3000W, observa-se para o degrau na referência de potência ativa a referência de potência reativa foi mantida constante e igual a zero.

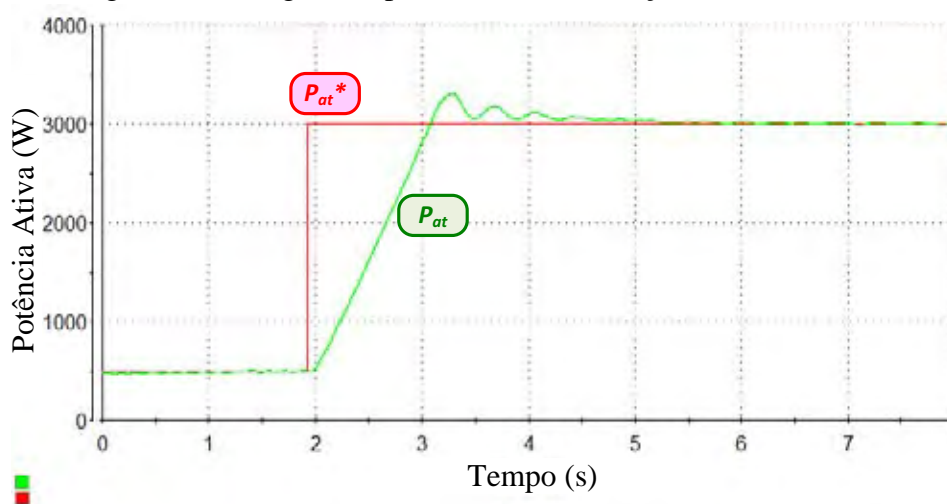
O controle da compensação da potência reativa é ilustrado na Figura 118, onde ocorre a variação na referência de potência reativa de -1500var até 1500var, sendo que durante a variação na referência de potência reativa, a referência de potência ativa foi considerada constante e igual a 2500W.

Tabela 21- Comparação do conteúdo harmônico, em porcentagem em relação à fundamental das correntes injetadas na RDEE, com o projeto de norma NBR IEC 62116.

Harmônica	Magnitude da Harmônica de Corrente em relação da fundamental (%)			Limite (%) NBR IEC 62116
	Fase A	Fase B	Fase C	
2	0,49	0,49	0,28	1,0
3	0,16	0,34	0,41	4,0
4	0,17	0,16	0,13	1,0
5	1,32	1,28	1,61	4,0
6	0,09	0,06	0,14	1,0
7	0,21	0,13	0,05	4,0
8	0,04	0,03	0,10	1,0
9	0,07	0,16	0,20	4,0
10	0,09	0,05	0,04	0,5
11	0,82	0,80	0,87	2,0
12	0,05	0,08	0,03	0,5
13	0,45	0,49	0,44	2,0
14	0,10	0,06	0,04	0,5
15	0,31	0,22	0,23	2,0
16	0,03	0,02	0,04	0,5
17	0,15	0,15	0,14	1,5
18	0,05	0,06	0,04	0,5
19	0,11	0,12	0,10	1,5
20	0,06	0,06	0,09	0,5
21	0,80	0,81	0,79	1,5
22	0,26	0,20	0,05	0,5
23	0,23	0,30	0,44	0,6
24	0,15	0,07	0,06	0,5
25	0,47	0,35	0,38	0,6
26	0,17	0,05	0,06	0,5
27	0,22	0,34	0,43	0,6
28	0,07	0,03	0,03	0,5
29	0,29	0,25	0,21	0,6
30	0,27	0,18	0,06	0,5
31	0,11	0,15	0,34	0,6
32	0,09	0,06	0,06	0,5
33	0,12	0,07	0,13	0,6

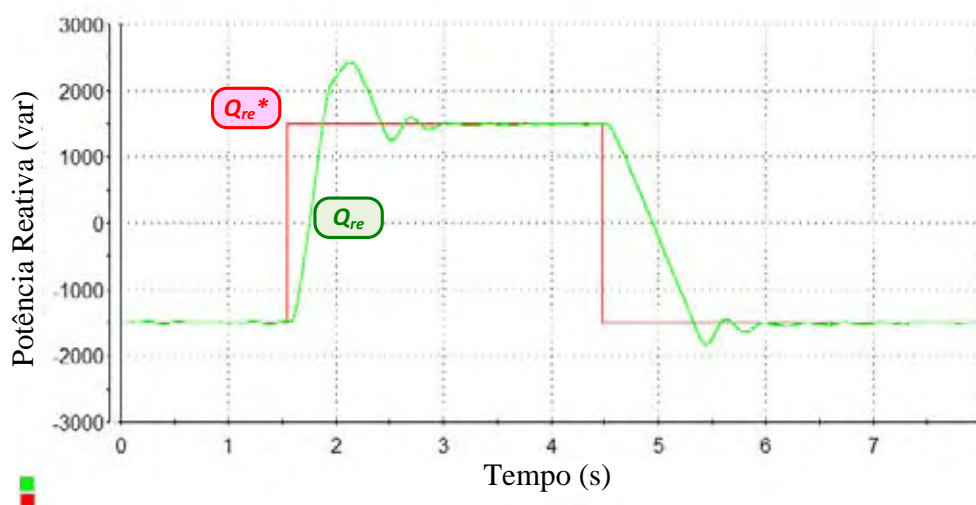
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 117 - Degrau de potência ativa, variação de 0 até 3000W.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 118 - Degrau de potência reativa, variação de -1500var até 1500var .

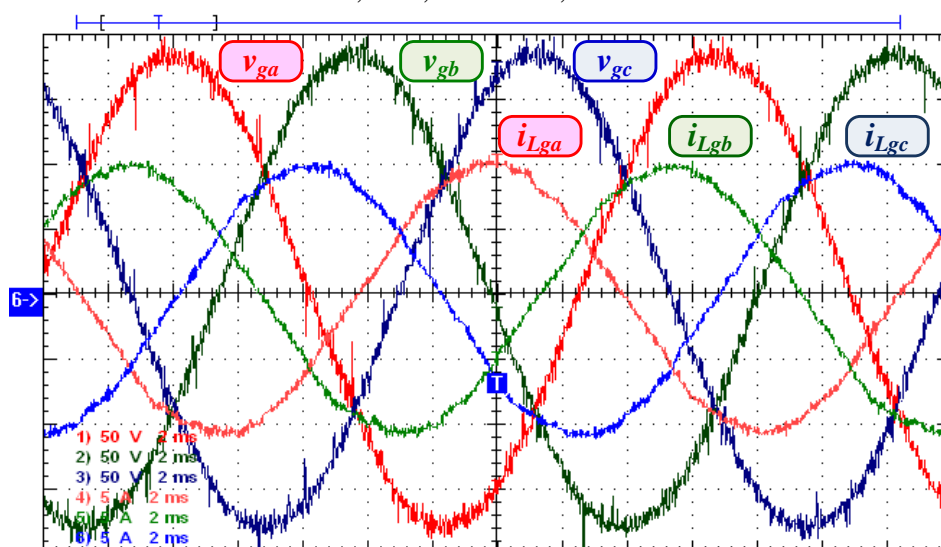


Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Na Figura 119, é ilustrada a injeção de 2500W de potência ativa e a compensação reativa de 1500var , com potência aparente total de 3000VA . A injeção de potências ativa e reativa podem ser comparadas com os resultados de simulação ilustrados na Figura 87.

Na Figura 120, é ilustrada a injeção de 2500W de potência ativa e a compensação reativa de -1500var , com potência aparente total de 3000VA .

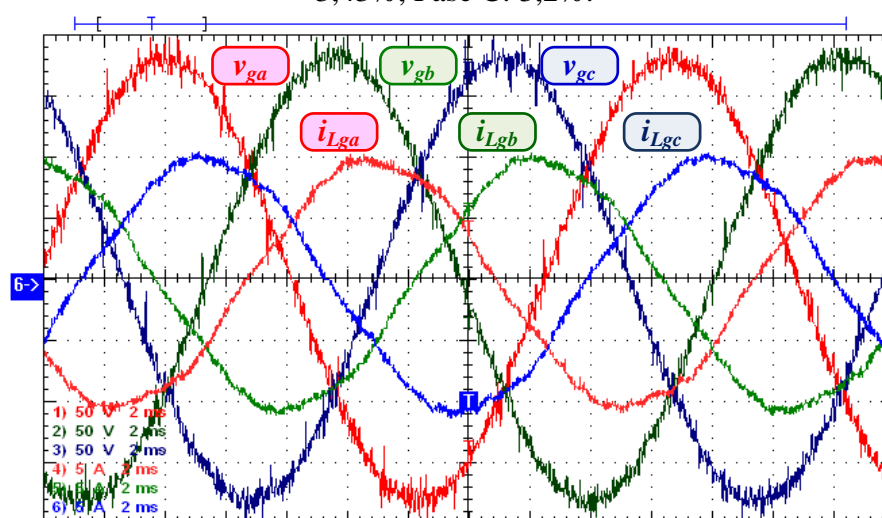
Figura 119 - Formas de onda de tensões e correntes na rede, para a injeção de potência ativa de 2500W e compensação reativa de 1500var . DHT de corrente: Fase A: 2,38%, Fase B: 2,37%, Fase C: 2,33%.



$v_g : 50\text{V}/\text{div}; i_{L_g} : 5\text{A}/\text{div}; \text{tempo} : 2\text{ms}/\text{div}.$

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 120 - Formas de onda de tensões e correntes na rede, para a injeção de potência ativa de $2500W$ e compensação reativa de $-1500var$. DHT de corrente: Fase A: 3,8%, Fase B: 3,43%, Fase C: 3,2%.



$v_g : 50V/div; i_{L_s} : 5A/div; tempo : 2ms/div.$

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Além da aquisição das formas de ondas de tensões e correntes na rede elétrica utilizando-se osciloscópio, também foi verificado o fluxo de potências entre a GD e a RDEE utilizando-se o analisador de qualidade de energia Fluke 435 série II. Observa-se que as informações adquiridas, através do medidor Fluke, estão com referencial na rede elétrica, enquanto que o aplicativo de monitoramento e controle está com referencial no VSI.

Na Figura 121.a são ilustradas a potência ativa, reativa e aparente injetada na rede elétrica para a condição de $P_{at} = -3040W$ e $Q_{re} = 100var$. Na Figura 121.b é ilustrado o gráfico fasorial da tensão e da corrente da rede elétrica.

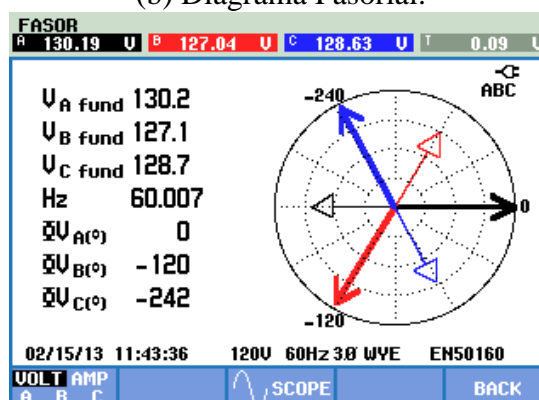
Figura 121 - Medição das potências ativa e reativa e do diagrama fasorial, para injeção de potência ativa de $-3000W$ e compensação reativa de $-100var$, utilizando o Fluke 435.

(a) Medição de Potência.

(b) Diagrama Fasorial.

POTÊNCIA E ENERGIA				
	A	B	C	Total
kW	- 1.00	- 1.01	- 1.03	- 3.04
kVA	1.00	1.01	1.03	3.04
kvar	0.01	0.05	0.03	0.10
PF	-1.00	-1.00	-1.00	-1.00

02/15/13 11:36:29 120V 60Hz 3Ø WYE EN50160

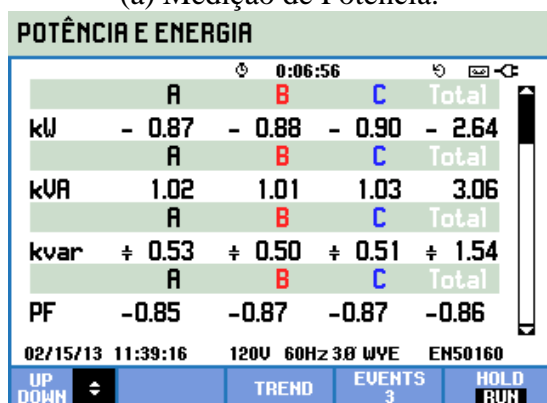


Fonte: Dados da pesquisa do autor.

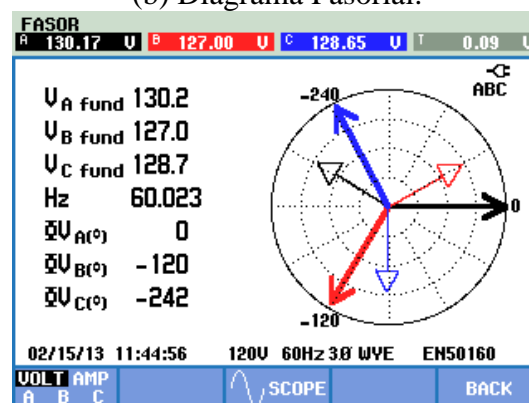
A medição da injeção de potência ativa de $-2640W$ e compensação reativa de $-1540var$, assim como o diagrama fasorial são ilustrados na Figura 122.

Figura 122 - Medição das potências ativa e reativa e do diagrama fasorial, para injeção de potência ativa de $-2640W$ e compensação reativa de $-1540var$, utilizando o Fluke 435.

(a) Medição de Potência.



(b) Diagrama Fasorial.

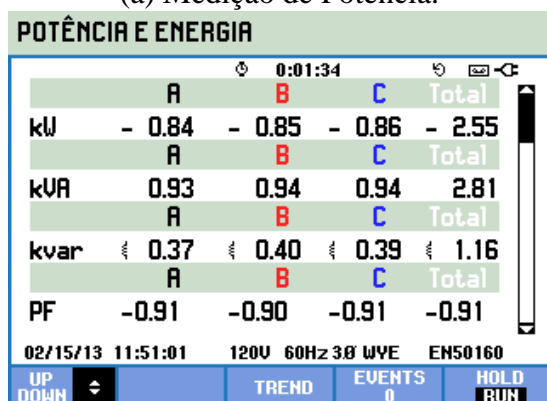


Fonte: Dados da pesquisa do autor.

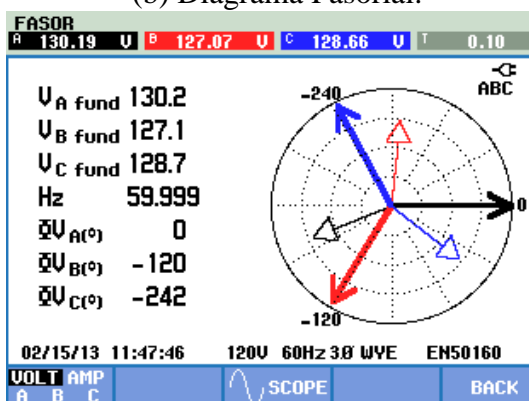
A Figura 123 ilustra as medições das potências ativa, reativa e aparente na rede elétrica para a condição de injeção de $-2550W$ e compensação reativa de $1160var$, além do diagrama fasorial da tensão e da corrente.

Figura 123 - Medição das potências ativa e reativa e do diagrama fasorial, para injeção de potência ativa de $-2550W$ e compensação reativa de $1160var$, utilizando o Fluke 435.

(a) Medição de Potência.



(b) Diagrama Fasorial.



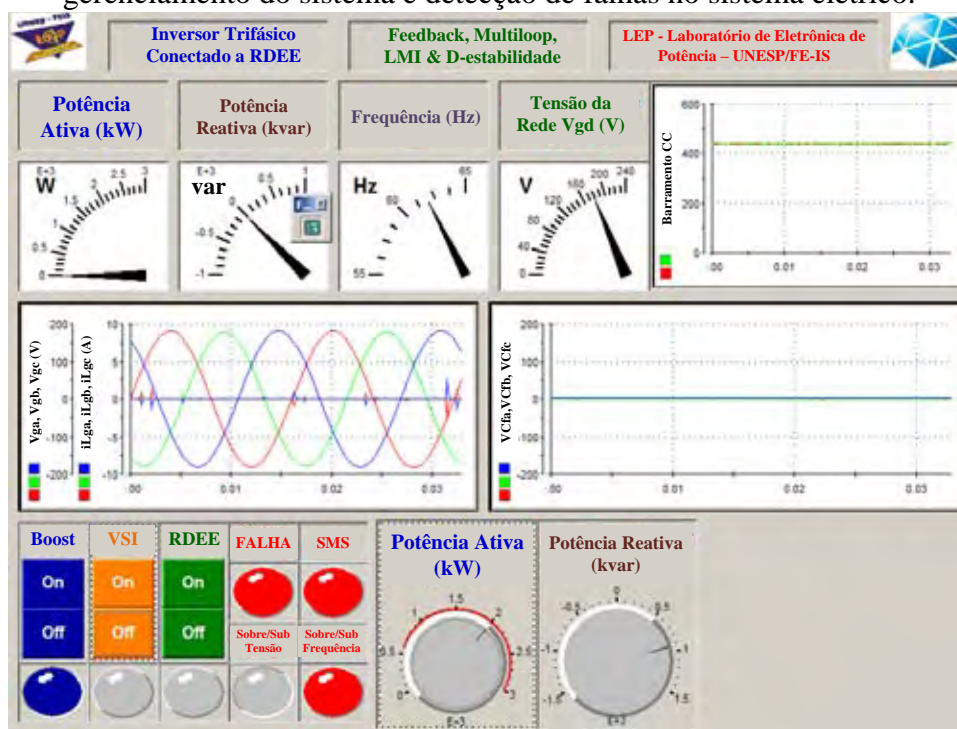
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

6.4 Proteções passivas e ativa

As proteções passivas (sub/sobretensão e Sub/sobrefrequência) e ativa (SMS) foram implementadas e analisadas experimentalmente. De forma a ilustrar a ocorrência de falhas no sistema e a atuação das proteções, adaptou-se a interface gráfica do usuário apresentada na

Figura 111: incluíram-se quatro luzes, indicadoras de falhas; uma luz para indicar que se detectaram falhas de um modo geral, uma luz indicando a ocorrência de falha, por motivos de sobre/subtensão; uma luz indicando problemas de sobre/subfrequência e uma luz indicando o desligamento da rede elétrica (ilhamento-SMS), conforme ilustra a Figura 124.

Figura 124 - Interface gráfica do usuário para o controle e monitoramento do VSI trifásico conectado à RDEE. Versão compacta, mostrando as informações essenciais para controle, gerenciamento do sistema e detecção de falhas no sistema elétrico.

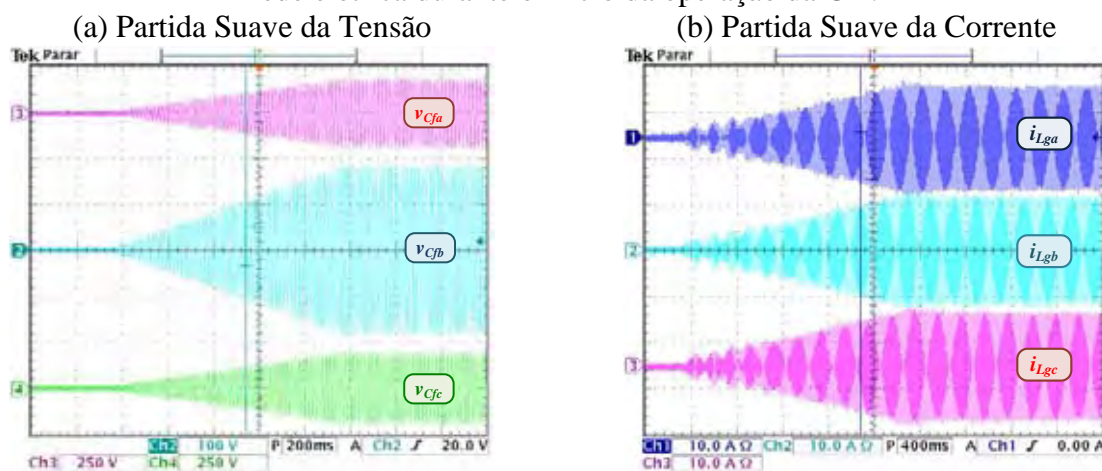


Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A partida suave da tensão no capacitor e a injeção gradual da corrente fornecida para a rede elétrica foram implementadas experimentalmente, conforme ilustra a Figura 125. Devido ao fato do sistema não possuir nenhuma carga local associada à GD, quando há a necessidade de fornecimento de energia para uma carga local na GD, como motores, cargas não-lineares, podem-se adotar outras técnicas de partida, de modo a evitar/minimizar correntes de *inrush* elevadas.

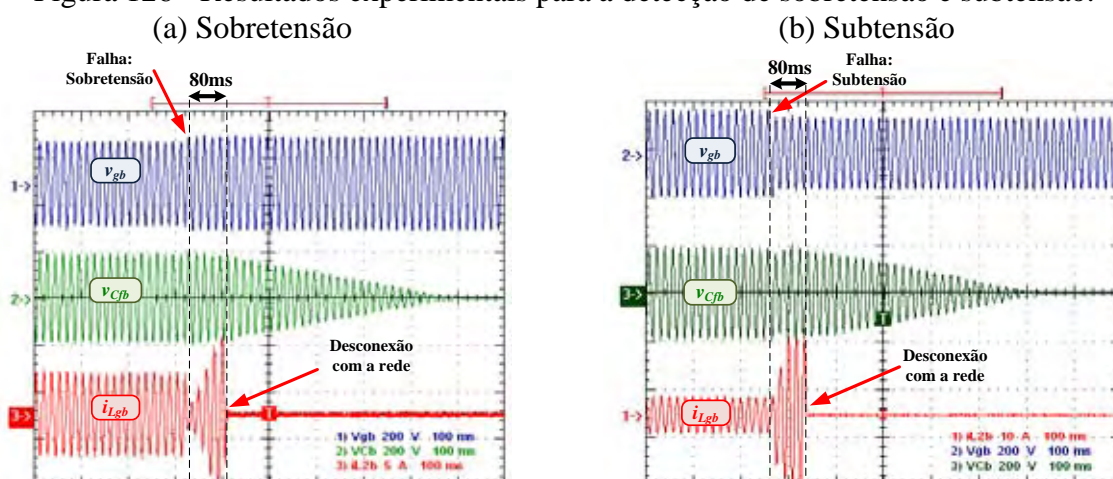
Pode-se verificar a proteção contra sobretensão e subtensão, na Figura 126, o tempo para detecção da falha foi em torno de $80ms$, dentro dos limites aceitáveis no projeto de norma NBR IEC 62116. Verifica-se que a falha de subtensão provoca uma elevação muito grande da corrente, devendo portanto, o sistema possuir proteções contra sobrecorrente.

Figura 125 - Partida suave da tensão no capacitor C_f e fornecimento gradual da corrente para a rede elétrica durante o início da operação da GD.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 126 - Resultados experimentais para a detecção de sobretensão e subtensão.

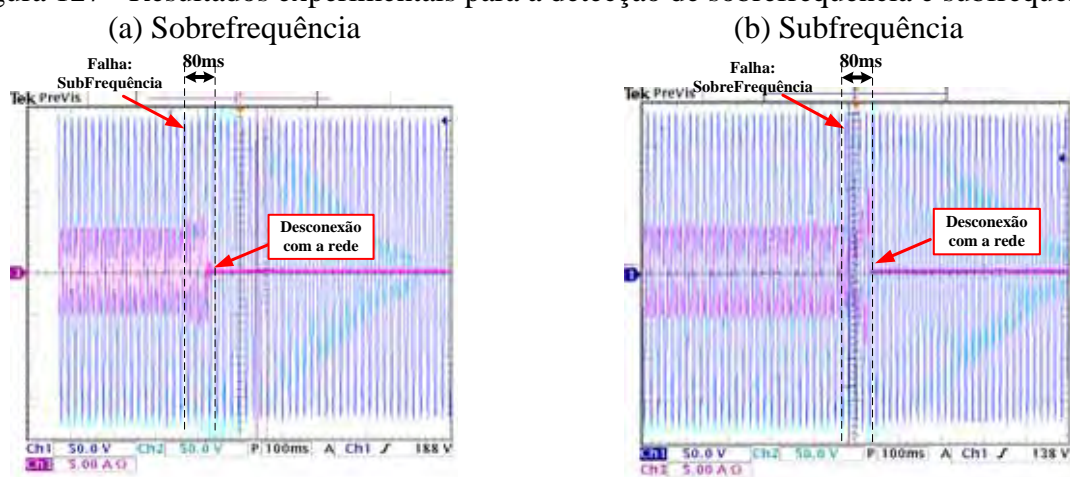


Fonte: Dados da pesquisa do autor.

As proteções passivas, implementadas para a detecção de sobrefrequência e subfrequência podem ser visualizadas na Figura 127; o tempo para detecção da falha foi em torno de 80ms, dentro dos limites aceitáveis do projeto de norma NBR IEC 62116.

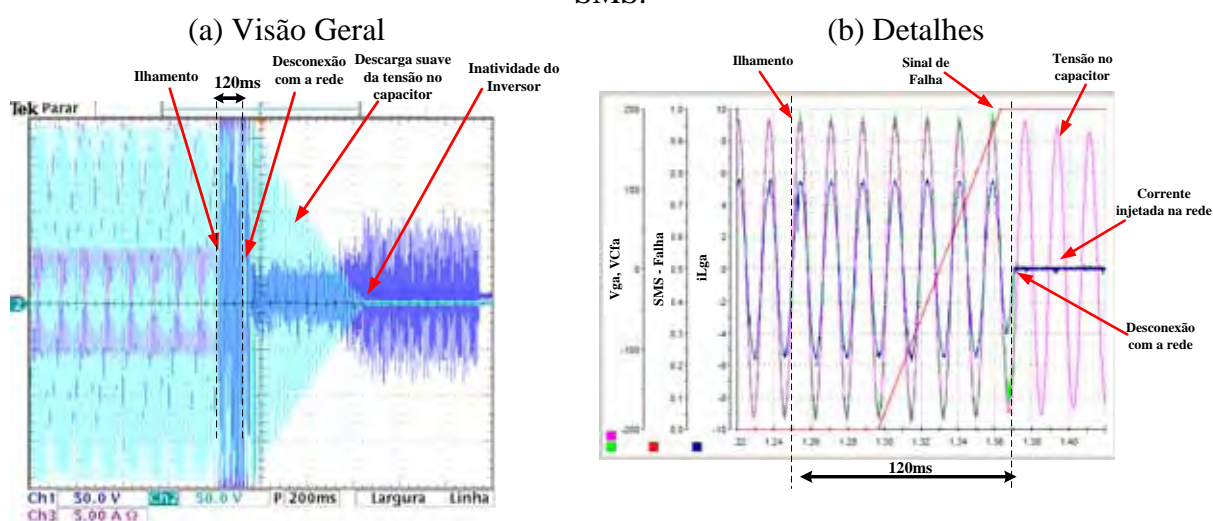
A detecção do ilhamento foi realizada através da implementação do algoritmo SMS; verificou-se que o tempo de detecção do ilhamento foi de aproximadamente 120ms, demonstrando que o algoritmo implementado na prática, detecta de forma rápida e efetiva, o desligamento da rede, com tempo inferior aos limites determinados pelo projeto de norma NBR IEC 62116, conforme ilustra a Figura 128.

Figura 127 - Resultados experimentais para a detecção de sobrefrequência e subfrequência.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

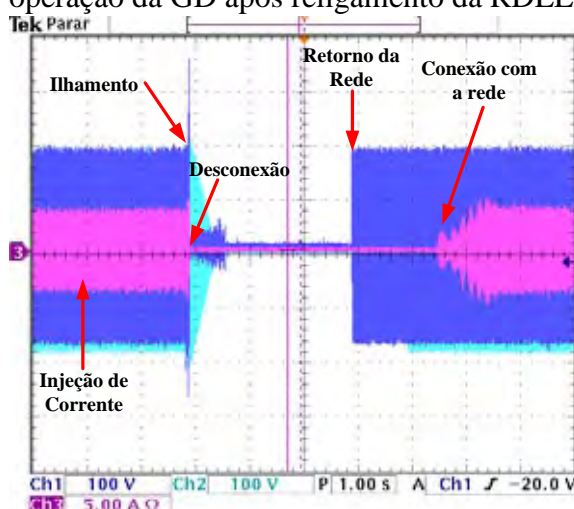
Figura 128 - Resultados experimentais para a detecção de ilhamento, utilizando o algoritmo SMS.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Na Figura 129, é ilustrada a desconexão da rede elétrica, a atuação da proteção contra o ilhamento, o retorno da rede elétrica após a falha e a reconexão da GD após a ocorrência de falha. Observa-se que a norma estabelece um tempo de 20 segundos a 5 minutos para o reconexão da GD após falha, porém, adotou-se um tempo menor nos algoritmos de controle, a fim de facilitar a demonstração dos resultados de reconexão com a rede.

Figura 129 - Resultado experimental para a detecção do Ilhamento e para o retorno de operação da GD após religamento da RDEE.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

6.5 Conclusões parciais

Este capítulo apresentou os resultados obtidos experimentalmente para os inversores monofásico e trifásico em conexão com a rede elétrica, com controle das potências ativa e reativa. A metodologia utilizou a técnica de linearização pela realimentação dos estados em conjunto com LMIs e critérios da D-estabilidade para alocação de polos no projeto dos controladores. Os resultados obtidos validam a proposta de controle, apresentada no Capítulo 3, estando em conformidade com os resultados de simulação apresentados no Capítulo 4.

Também foram apresentados os resultados experimentais para a detecção de falhas na rede elétrica, utilizando algoritmos passivos para a detecção de sobre/subtensão e sobre/subfrequência, assim como, algoritmo ativo para a detecção de ilhamento. Os tempos para a detecção de anomalias na rede elétrica estão dentro dos limites estabelecidos pelo projeto de norma NBR IEC 62116.

Os ganhos dos controladores projetados no Capítulo 4 foram implementados digitalmente utilizando a plataforma dSPACE ACE1104, a qual, no entanto, impôs como fator limitante a frequência de aquisição e processamento de dados em 15kHz para o monofásico e 10kHz para o caso trifásico. Considerando outras plataformas digitais, como DSP de ponto flutuante, FPGA e DSC, possivelmente se conseguiriam uma frequência de processamento maior, podendo levar a melhores resultados, permitindo que os projetos das malhas de controle possam trabalhar com respostas mais rápidas (menor tempo de estabelecimento).

Apesar das limitações discutidas, o sistema apresentou uma resposta dinâmica rápida, principalmente quando considerado o sistema monofásico, no qual as malhas de tensão e corrente precisam rastrear referências com formato senoidal. O sistema trifásico possui a vantagem da transformada dq transformar as variáveis de três coordenadas senoidais em duas variáveis contínuas que, em conjunto com a metodologia proposta, apresentou resultados importantes e satisfatórios.

Os ganhos das malhas podem ser obtidos, facilmente, uma vez que as equações dos sistemas foram implementadas no Matlab. Com a utilização da biblioteca YALMIP e definindo a região para a alocação de polos, em um sistema de malha fechada, no semi-plano-s esquerdo, pode-se buscar controladores com tempo de acomodação mais rápido, menor oscilação no transitório, em função do limite do controlador digital a ser utilizado experimentalmente.

Verifica-se que existe uma relação entre a velocidade e o *overshoot* no projeto do controlador, ao impor uma velocidade maior (menor tempo de estabelecimento) aumenta-se o *overshoot*, enquanto que, para diminuir o *overshoot*, é preciso diminuir o tempo de estabelecimento. Assim, precisa-se encontrar um ponto de equilíbrio, onde o controlador opere com um tempo de estabelecimento adequado, sem que o *overshoot* seja prejudicial para o sistema.

A técnica de linearização por realimentação dos estados melhora as dinâmicas do sistema, mas por outro lado, apenas a parcela linearizada foi introduzida nas LMIs para a obtenção da matriz de ganhos K . Como os termos da realimentação não foram introduzidos na LMIs, e estes têm a finalidade de minimizar os efeitos não-lineares presentes no sistema, ocorre uma certa sensibilidade aos parâmetros envolvidos no sistema, provocando um *overshoot* um pouco acima do projeto, quando ocorrem grandes variações nas referências, como foi o caso da variação na referência de potência reativa (0 para 100%).

Conclui-se que, tanto para o inversor monofásico, quanto para o inversor trifásico, os procedimentos de projeto atenderam as exigências de projeto, com injeção de corrente na rede elétrica e com atuação das proteções, dentro dos limites de tempo e dos padrões de qualidades, exigidos por normas.

7 CONCLUSÕES E TRABALHOS EM CONTINUIDADE

7.1 Conclusões e considerações finais

As fontes alternativas e renováveis de energia elétrica podem contribuir, de forma significativa, para o sistema elétrico nacional operando como Geração Distribuída e próximas aos centros/pontos de consumo. Neste contexto, a geração distribuída vem ganhando destaque no cenário da geração convencional de energia elétrica, ampliando sua percentagem na matriz energética dos países, e, deixando de ser conectada somente em elevadas tensões (principalmente subtransmissão), migrando também para a conexão em baixa tensão, nas redes de distribuição convencionais em corrente alternada.

Neste sentido, considerando-se a necessidade próxima futura do controle local e/ou regionalizado do fluxo de potência, das microrredes com geração distribuída, em coordenação com o controle do sistema interligado convencional, este trabalho apresenta uma metodologia de controle do fluxo de potências ativa e reativa para inversores associados a sistemas de geração de energias alternativas e renováveis, em conexão com a rede de distribuição em corrente alternada e em baixa tensão. A metodologia propõe o projeto dos controladores para os estágios inversores utilizando-se LMI e conceitos de D-Estabilidade, para a alocação de polos em malha fechada, no plano-s, aplicada a inversores monofásicos e trifásicos conectados à rede elétrica em CA, com controle multimalhas. Para a obtenção das malhas de controle utilizou-se a técnica de controle não-linear da linearização por realimentação dos estados. Os estágios inversores são considerados do tipo VSI (*Voltage Source Inverter*), sendo que as transferências de potências ativa e reativa são realizadas com base nas referências de P e Q, definidas a partir das curvas $P-f$ e $Q-V$, informações que podem ser fornecidas por um sistema supervisor, por um sistema de gerenciamento da rede elétrica ou por uma GD com ação reguladora, através de um sistema de comunicação.

Observa-se que, num futuro próximo da GD, considerando-se uma forte ampliação no seguimento da distribuição de energia elétrica, principalmente, as concessionárias de distribuição de energia deverão impor regras (em consonância com as normatizações do setor) não somente para a conexão segura com a rede elétrica, mas também poderão vir a ter o pleno controle do fluxo de potência da geração distribuída com a rede. Possivelmente, neste novo cenário de padrão de entrega/fornecimento de energia, poderão até ser proprietárias dos sistemas inversores de conexão, utilizando-se de protocolos de comunicação para o

gerenciamento do fluxo de energias em quatro quadrantes, num ambiente de rede inteligente (*Smart-Grid*). Neste sentido, o controle baseado nas curvas de potências ($P-f$ e $Q-V$) demonstra-se ser uma técnica muito interessante, permitindo o controle direto das potências ativa e reativa.

Portanto, foi proposto neste trabalho o projeto de controladores, com valores de ganhos adequados e que não exigem grandes esforços computacionais, permitindo uma fácil implementação, utilizando-se tanto circuitos analógicos quanto dispositivos de processamento digital de sinais (Microcontroladores, DSP, DSC, FPGA, etc.). Pode-se observar que o sistema de controle foi implementado na plataforma dSPACE ACE 1104, ambiente que emula o DSP TMS320F240, e as frequências máxima de trabalho para o inversor monofásico e trifásico foram $15kHz$ e $10kHz$, respectivamente. Por outro lado, utilizar ganhos elevados exigiria uma maior frequência de operação no controlador, o que poderia ser impraticável, dependendo da plataforma de controle. Desta forma, o controle proposto atendeu as exigências de projeto e resultou em controladores com ganhos dentro dos limites operacionais do dispositivo digital utilizado para os ensaios laboratoriais.

Os resultados de simulações e experimentais comprovam o funcionamento do controle proposto. O sistema multimalha possibilita o controle do fluxo de potências ativa e reativa, entre o inversor e a rede elétrica, com reduzidas distorções harmônicas e elevadas dinâmicas.

A metodologia de controle proposta obtém de forma eficaz e robusta o melhor ganho proporcional e integral para os controladores, utilizando-se LMI e D-Estabilidade, dentro da região esquerda do semiplano s . Além disso, a proposta de controle apresenta o benefício da inserção de estados de realimentação, proporcionando um aumento na dinâmica das malhas, além de atenuar possíveis perturbações e interferências no sistema.

Através de simulação computacional, utilizando a plataforma Matlab® e através de resultados obtidos experimentalmente, apresentou-se uma metodologia para a proteção do sistema levando-se em conta o projeto de norma NBR IEC 62116. Utilizou-se uma metodologia híbrida, combinando algoritmos passivos e ativos, para as proteções de sub/sobretensão, sub/sobrefrequência e detecção de ilhamento. Através da medição direta dos parâmetros, conseguiu-se verificar anomalias na rede e utilizando uma perturbação ativa no sistema (método SMS) conseguiu-se determinar a ausência da rede. Além disso, foram implementadas técnicas de partida suave da tensão no capacitor e de descarga suave da mesma, além do fornecimento gradual de corrente para a rede, durante a conexão e reconexão com o sistema.

7.2 Proposta para trabalhos em continuidade

Esta tese considerou o barramento CC, como uma fonte de tensão constante, porém, a energia elétrica que mantém esse barramento em funcionamento nas aplicações em GD é oriunda das fontes alternativas de energia. Consequentemente, a tensão do barramento sofrerá variações, ao longo do funcionamento, tanto pela intermitência das fontes alternativas, quanto durante as solicitações de fornecimento de energia ativa e reativa da rede elétrica. Neste sentido, propõe-se o uso das reais fontes de geração distribuída (PVs, eólica e FCs, por exemplo), a inclusão de cargas locais na GD e também a possibilidade de operação ilhada, atendendo um grupo de cargas conectadas à RDEE. Assim, como trabalho futuro, propõe-se o desenvolvimento completo desse cenário, a fim de avaliar a eficiência do controle e, também, verificar a necessidade de modificação do controle proposto, considerando-se o gerenciamento ótimo das fontes de GD.

Para esse cenário, pode-se introduzir as incertezas politópicas no conjunto das LMIs, considerando as variações da tensão no barramento CC e também as variações paramétricas do sistema, a fim de garantir a funcionalidade do controle.

Considerando a necessidade de operação ilhada, como trabalho futuro seria interessante o desenvolvimento de técnicas de controle robusto para o controle secundário e terciário, com a finalidade de se obter uma resposta com menores erros, e.g., minimizar os desvios da amplitude e da frequência da tensão de saída utilizando a norma H_2/H_∞ .

Considerando-se o cenário de distintas múltiplas fontes de GD, na proposta de continuidade poder-se-ia analisar os diferentes modos de operação do controle primário, com e sem comunicação, implementar a divisão de corrente entre as unidades geradoras e verificar o comportamento da mesma na entrada e saída do sistema em funcionamento.

Com relação ao controle digital, a fim de se obter um melhor desempenho e conseguir monitorar todas as variáveis necessárias, propõe-se a utilização de um DSP com entradas analógicas-digitais (A/D) suficientes para monitorar as 13 variáveis (3 tensões da rede elétrica, 3 correntes do barramento CA, 3 tensões de saída do VSI, 3 correntes do VSI trifásico, tensão do barramento CC) de leitura do VSI trifásico, além das variáveis necessárias para realizar o controle e extração do MPPT das fontes alternativas presentes na GD. Assim como, o projeto digital dos controladores no domínio Z.

REFERÊNCIAS

- ABDI, S.; AFSHAR, K.; BIGDELI, N.; AHMADI S. A novel approach for robust maximum power point tracking of PEM fuel cell generator using sliding mode control approach. **International Journal of Electrochemical Science**, Belgrade, v. 7, n. 5, p. 4192-4209, 2012.
- ABDOLRASOL, M. G. M.; MEKHILEF, S. Three phase grid connected anti-islanding controller based on distributed generation interconnection. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER AND ENERGY- PECON, 4., 2010, Kuala Lumpur. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2010. p. 717-722.
- ACKERMAN, T. (Ed.). **Wind power in power systems**. 2. ed. Hoboken: Wiley, 2012. 1120 p.
- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - ANEEL. **Atlas de energia elétrica do Brasil**. 2. ed. Brasília-DF, 2005. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/>>. Acesso em: 7 dez. 2011.
- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - ANEEL. **Atlas de energia elétrica do Brasil**. 3. ed. Brasília-DF, 2008. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/>>. Acesso em: 7 dez. 2011.
- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - ANEEL. **Energia solar**. Brasília-DF, 2003. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/>>. Acesso em: 10 maio 2010.
- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST Módulo 3 – Acesso ao Sistema de Distribuição**. 5. ed. Brasília-DF, 2012. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/>>. Acesso em: 27 jun. 2013.
- AKHMATOV, V. **Analysis of dynamic behaviour of electric power systems with large amount of wind power**. 2003. 261 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Electric Power Engineering, Technical University of Denmark, Lyngby, 2003.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE ENERGIA EÓLICA - ABEEOLICA. **Energia eólica**. São Paulo, 2013. Disponível em: <<http://www.abeeolica.org.br/>>. Acesso em: 3 fev. 2013.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS - ABNT. **NBR IEC 62116: Procedimento de ensaio de anti-ilhamento para inversores de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica**. Rio de Janeiro, 2012. 21 p.
- ASSUNÇÃO, E.; ANDREA, C. Q.; TEIXEIRA, M. C. M. Alocação de zeros aplicada a sistemas de controle via LMI. **Revista Controle & Automação**, São José dos Campos, v. 18, n. 1, p. 55–66, 2007.

AZEVEDO, G.; RODRIGUEZ, P.; ROCABERT, J.; CAVALCANTI, M.; NEVES, F. Voltage quality improvement of microgrids under islanding mode. In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION - ECCE, 2., 2010, Atlanta. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2010. p. 3169-3173.

BARROSO, L.; BARROSO, M. M. D. A.; CAMPOS FILHO, F. F.; CARVALHO, M. L. B.; MAIA, M. L. **Cálculo numérico: com aplicações**. 2. ed. São Paulo: Harbra, 1987. 367 p.

BLAABJERG, F.; IOV, F.; KERKES, T.; TEODORESCU, R. Trends in power electronics and control of renewable energy systems. In: INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS AND MOTION CONTROL CONFERENCE, 14., 2010, Ohrid. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2010, p. K-1-K-19.

BORTONI, E. C. Procedimentos de distribuição no Brasil: regras para o acesso. **Revista Brasileira de Energia**, Itajubá, v. 13, n. 2, p. 37-53, 2007.

BOSE, B.; KIN, M. H.; KANKAM, M. D. High frequency ac vs ds distribution system for next generation hybrid electric vehicle. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, CONTROL, AND INSTRUMENTATION - IECON, 22., 1996, Taipei. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 1996. p. 706-712.

BOYD, S.; GHAOUI, L. E.; FERON, E.; BALAKRISHNAN, V. **Linear matrix inequalities in systems and control theory**. 2. ed. Philadelphia: SIAM Studies in Applied Mathematics, 1994. (Studies in Applied Mathematics, 15).

BRITO, M. A. G. de. **Inversores integrados monofásicos e trifásicos para aplicações fotovoltaicas: técnicas para obtenção de MPPT, detecção e proteção de ilhamento, sincronização e paralelismo com a rede de distribuição de energia elétrica**. 2013. 218 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2013.

BRITO, M. A. G. de; GALOTTO JUNIOR, L.; SAMPAIO, L. P.; DE AZEVEDO E MELO, G.; CANESIN, C. A. Evaluation of the main MPPT techniques for photovoltaic applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 60, n. 3, p. 1156-1167, 2013.

BRITO, M. A. G. de; SAMPAIO, L. P.; GALOTTO JUNIOR, L.; CANESIN, C. A. Research on photovoltaics: review, trends and perspectives. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA - COBEP, 11., 2011, Natal. **Proceedings...** Natal: UFRN, 2011. p. 531-537.

BUZACHERO, L. F. S. **Otimização de controladores robustos de sistemas dinâmicos sujeitos a falhas estruturais**. 2010. 72 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2010.

CASARO, M. M.; MARTINS, D. C. Modelo de arranjo fotovoltaico destinado a análises em eletrônica de potência via simulação. **Eletrônica de Potência**, Florianópolis, v. 13, n. 3, p. 141-146, 2008.

CENTRO DE REFERÊNCIA PARA ENERGIA SOLAR E EÓLICA SÉRGIO DE SALVO BRITO - CRESESB. **Energia solar: princípios e aplicações**. Rio de Janeiro, 2000. Disponível em: <<http://www.cresesb.cepel.br/tutorial>>. Acesso em: 15 maio 2010.

CENTRO DE REFERÊNCIA PARA ENERGIA SOLAR E EÓLICA SÉRGIO DE SALVO BRITO - CRESESB. **Atlas do Potencial Brasileiro**. Rio de Janeiro, 2001. Disponível em: <<http://www.cresesb.cepel.br>>. Acesso em: 7 dez. 2011.

CHILALI, M.; GAHINET, P. H_∞ design with pole placement constraints: an LMI approach. **IEEE Transactions on Automatic Control**, Piscataway, v. 41, n. 3, p. 358–367, 1996.

CHU, G.; TSE, C. K.; WONG, S. C.; TAN, S.-C. A unified approach for the derivation of robust control for boost PFC converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 24, n. 11, p. 2531-2544, 2009.

COLSON, C. M.; NEHRIR, M. H. A review of challenges to real-time power management of microgrids. In: POWER & ENERGY SOCIETY GENERAL MEETING - PES, 7., 2009, Calgary. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2009. 8 p.

COMPANHIA DE ELETRICIDADE DO ESTADO DA BAHIA - COELBA. **Atlas do potencial eólico da Bahia**. Rio de Janeiro, 2001. Disponível em: <www.cresesb.cepel.br>. Acesso em: 22 fev. 2013.

CORRÊA, J. M. **Desenvolvimento e implementação de uma micro-rede avançada de alta frequência para integração de fontes alternativas de energia**. 2006. 291 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2006.

DARGAHI, M.; ROUHI, J.; REZANEJAD, M.; SHAKERI, M. Maximum power point tracking for fuel cell in fuel cell/battery hybrid power systems. **European Journal of Scientific Research**, Victoria, v. 25, n. 4, p. 538-548, 2009.

DELGHAZI, M. B.; YAZDANI, A. Islanded-mode control of electronically coupled distributed-resource units under unbalanced and nonlinear load conditions. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Piscataway, v. 26, n. 2, p. 661–673, 2011.

DOBAKHSHARI, A. S.; AZIZI, S.; RANJBAR, A. M. Control of microgrids: aspects and prospects. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON NETWORKING, SENSING AND CONTROL - ICNSC, 8., 2011, Delft. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2011. p. 38-43.

ELECTROCELL. **Células a combustível**. São Paulo, 2013. Disponível em: <<http://www.electrocell.com.br>>. Acesso em: 3 fev. 2013.

EMPRESA DE PESQUISAS ENERGÉTICAS - EPE. **Plano nacional de energia 2030: geração de energia elétrica a partir de outras fontes**. Brasília-DF, 2007. Disponível em: <<http://www.epe.gov.br/>>. Acesso em: 15 jan. 2012.

EMPRESA DE PESQUISAS ENERGÉTICAS - EPE. **Projeção da demanda de energia elétrica para os próximos 10 anos (2013-2022)**. Brasília-DF, 2012. Disponível em: <<http://www.epe.gov.br/>>. Acesso em: 15 maio 2013.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. 2. ed. Norwell: Kluwer Academic, 2001. 883 p.

FERNANDES, N. R. G. D. **Impacto da ligação de geradores eólicos na rede de distribuição**. 2010. 100 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e Computação) - Instituto Superior Técnico, Universidade Técnica de Lisboa, Lisboa, 2010.

GALOTTO JUNIOR, L. **Inversores integrados monofásicos aplicados em sistemas fotovoltaicos com conexão à rede de distribuição de energia elétrica**. 2011. 152 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2011.

GOW, J. A.; MANNING, C. D. Development of a photovoltaic array model for use in power-electronics simulation studies. **IEE Proceedings Electric Power Applications**, Stevenage, v. 146, n. 2, p. 193-200, 1999.

GRANATO, M. A. **Análise e projeto de um retificador flyback monofásico com elevado fator de potência operando em modo de condução contínua**. 2011. 90 f. Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica) - Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2011.

GU, Z.; WANG, D. H_∞ infinity network-servo tracking control. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON COMPUTER SCIENCE AND COMPUTATIONAL TECHNOLOGY - ISCSCCT, 8., 2008 Shanghai. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2008. p. 402-405.

GUERRERO, J. M. Connecting renewable energy sources into the smartgrid. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS - ISIE, 20., 2011. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2011. p. 2400-2566.

GUERRERO, J. M.; CHANDORKAR, M.; LEE, T.; LOH, P. C. Advanced control architectures for intelligent microgrids - Part I: decentralized and hierarchical control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 60, n. 4, p. 1254-1262, 2013.

GUERRERO, J. M.; VASQUEZ, J. C.; MATAS, J.; V., L. G. de; CASTILLA, M. Hierarchical control of droop-controlled AC and DC microgrids: a general approach toward standardization. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 58, n. 1, p. 158-172, 2011.

GLOBAL WIND ENERGY COUNCIL - GWEC. **Global wind report: annual market update 2011**. Brussels, 2011. Disponível em: <<http://www.gwec.net>>. Acesso em: 20 fev. 2013.

HE, J.; LI, Y. W. Analysis, design, and implementation of virtual impedance for power electronics interfaced distributed generation. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v. 47, n. 6, p. 2525-2538, 2011.

HEDRICK, K. **Control of nonlinear dynamic systems**. Berkeley, 2010. Disponível em: <<http://www.me.berkeley.edu/ME237/>>. Acesso em: 22 fev. 2013.

HEIER, S. **Grid integration of wind energy conversion systems**. New York: Wiley, 1998. 385 p.

HSIEH, G.-C.; HUNG, J. C. Phase-locked loop techniques: a survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 43, n. 6, p. 609-615, 1996.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS - IEEE. **Standard 929-2000**: recommended practice for utility interconnected photovoltaic (PV). Piscataway, 2000. 26 p.

INSTITUTO NACIONAL DE EFICIÊNCIA ENERGETICA - INEE. **Geração Distribuída: um negócio e um complemento à geração centralizada**. Piscataway, 2004. Disponível em: <<http://www.inee.org.br/>>. Acesso em: 15 maio 2012.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION - IEC. **IEC 62116**: test procedure of islanding prevention measures for utility-interconnected photovoltaic inverters. 2. ed. Geneva, 2008. 47 p.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION - IEC. **IEC 62446**: grid connected photovoltaic systems - minimum requirements for system documentation, commissioning tests and inspection. Geneva, 2009. 50 p.

IOANA, C.; HENRIETTA, E. Robust feedback linearization control for reference tracking and disturbance rejection in nonlinear systems. In: MLLER, A. (Ed.). **Recent advances in robust control - novel approaches and design methods**. Rijeka: InTech, 2011. Disponível em: <<http://www.intechopen.com>>. Acesso em: 15 fev. 2013.

IQBAL, S.; EDWARDS, C.; BHATTI, A. I. Robust feedback linearization using higher order sliding mode observer. In: IEEE CONFERENCE ON DECISION AND CONTROL AND EUROPEAN CONTROL CONFERENCE - CDC-ECC, 50., 2011, Orlando. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2011. p. 7968-7973.

ISIDORI, A. **Nonlinear control systems**. 3. ed. London: Springer Verlag, 1995. 549 p.

JAIN, S.; AGARWAL, V. A single-stage grid connected inverter topology for solar pv systems with maximum power point tracking. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 22, n. 5, p. 1928-1940, 2007.

JOINT RESEARCH CENTRE - JRC. **PV status report 2011**: research, solar cell production and market implementation of photovoltaics. Brussels, 2011. Disponível em: <<http://ec.europa.eu>>. Acesso em: 10 jan. 2012.

KATIRAEI, F.; IRAVANI, M. R.; LEHN, P. W. Micro-grid autonomous operation during and subsequent to islanding process. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Piscataway, vol. 20, n. 1, p. 248-257, 2005.

KHALIL, H. K. **Nonlinear systems**. 3. ed. Upper Saddle River :Prentice Hall, 2002. 750 p.

KURTZ, M. J.; HENSON, M. A. Input-output linearizing control of constrained nonlinear processes. **Journal of Process Control**, London, v. 7, n. 1, p. 3-17, 1997.

KYOCERA SOLAR. **Módulos solares**. Rio de Janeiro, 2013. Disponível em: <<http://www.kyocerasolar.com.br/>>. Acesso em: 3 fev. 2013.

LASSETER, R. H. Microgrids. In: IEEE POWER ENGINEERING SOCIETY WINTER MEETING, 4., 2002, New York. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2002. V. 1, p. 305-308.

LASSETER, R. H. Smart distribution: coupled microgrids. **Proceedings of the IEEE**, Piscataway, v. 99, n. 6, p. 1074-1082, 2011.

LIN, C.; WANG, Q.-G.; LEE, T. H. Less conservative D-stability test for polytopic systems using linearly parameter-dependent Lyapunov functions. **IEE Proceedings Control Theory and Applications**, Stevenage, v. 153, n. 6, p. 665-670, 2006.

LIU, X.; WANG, P.; LOH, P. C. A hybrid AC/DC microgrid and its coordination control. **IEEE Transactions on Smart Grid**, Piscataway, v. 2, n. 2, p. 278-286, 2011.

LOFBERG, J. YALMIP: a toolbox for modeling and optimization in MATLAB. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON COMPUTER AIDED CONTROL SYSTEMS DESIGN, 13., 2004, Taipei. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2004. p. 284-289.

MEHRIZI-SANI, A.; IRAVANI, R. Potential-function based control of a microgrid in islanded and grid-connected modes. **IEEE Transactions on Power Systems**, Piscataway, v. 25, n. 4, p. 1883-189, 2010.

MELO, G. de A. E. **Um sistema eletrônico de 2kw para emulação/simulação experimental da característica estática de saída, tensão (versus) corrente, de sistemas de geração com células combustível tipo PEM**. 2006. 167 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista, Ilha Soleira, 2006.

MENEZES, M. M. de; ARAUJO, P. B. de; MOURA, R. F. de. Comparação de desempenho entre o TCSC e SSSC com controladores suplementares. In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE SISTEMAS ELÉTRICOS - SBSE, 3., 2010, Belém. **Anais...** Belém : UFPA, 2010. 6 p.

MICROMETALS. **Inductor design software**. Anaheim, 2013. Disponível em: <<http://www.micrometals.com/>>. Acesso em: 3 mar. 2013.

NDIAYE, MAMOUR SOP. **Operação de conversores back-to-back para aproveitamento de energia fotovoltaica**. 2013. 152 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2013.

NILSSON, J. W.; RIEDEL, S. **Electric circuits**. 9. ed. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2010. 816 p.

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. 5. ed. São Paulo: Prentice Hall, 2011. 824 p.

OLALLA, C.; LEYVA, R.; EL AROUDI, A.; QUEINNEC, I. Robust LQR control for PWM converters: an LMI approach. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 56, n. 7, p. 2548-2558, 2009.

PEAS LOPES, J. A.; MOREIRA, C. L.; MADUREIRA, A. G. Defining control strategies for MicroGrids islanded operation. **IEEE Transactions on Power Systems**, Piscataway, v. 21, n. 2, p. 916-924, 2006.

RAMBABU, C.; KUMAR, M. S.; HARISH, N. S. Design of mppt based hybrid wind and fuel-cell energy system. **International Journal of Computer Science & Communication Networks**, India, v. 1, n. 3 p. 297-304, 2009.

RASHID, M. H. **Eletrônica de potência: circuitos dispositivos e aplicações**. São Paulo: Makron Books, 1999. 828 p.

RAY, P. K.; MOHANTY, S. R.; KISHOR, N. Small-signal analysis of autonomous hybrid distributed generation systems in presence of ultracapacitor and tie-line operation. **Journal of Electrical Engineering**, Bratislava, v. 61, n. 4, p. 205-214, 2010.

RENEWABLE ENERGY POLICY NETWORK FOR THE 21ST CENTURY - REN21. **Renewables 2011: global status report**. Paris: REN21, 2011. Disponível em: <<http://www.ren21.net>>. Acesso em: 10 mar. 2013.

ROHR, E. R.; PEREIRA, L. F. A.; COUTINHO, D. F. Robustness analysis of nonlinear systems subject to state feedback linearization. **Revista Controle & Automação**, Campinas, v. 20, n. 4, p. 482-489, 2009.

SALAMONI, I. T.; RÜTHER, R. Potencial brasileiro da geração solar fotovoltaica conectada à rede elétrica: análise de paridade de rede. In: ENCONTRO NACIONAL E LATINO-AMERICANO DE CONFORTO NO AMBIENTE CONSTRUÍDO - ENCAC, 5., 2007, Ouro Preto. **Anais...** Ouro Preto: UFOP, 2007. p. 1658-1667.

SALLES, M. B. D. C. **Modelagem e análise de geradores eólicos de velocidade variável conectados em sistemas de energia elétrica**. 2009. 124 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade de São Paulo, São Paulo, 2009.

SAMPAIO, L. P. **Uma nova metodologia de projeto e controle para o inversor Boost (CSI) monofásico, para o aproveitamento de fontes alternativas e renováveis de energia elétrica**. 2010. 109 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2010.

SAMPAIO, L. P.; BRITO, M. A. G. de; MELO, G. de A.; CANESIN, C. A. Computer tools to aid the learning and design steps for photovoltaic systems. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA - COBEP, 11., 2011, Natal. **Proceedings...** Natal: UFRN, 2011. p. 1021-1026.

SAMPAIO, L. P.; BRITO, M. A. G. de; ALVES, M. G.; MELO, G. A.; CANESIN, C. A. Robust control applied to power flow control in single-phase inverter with LCL filter, using droop control and D-stability. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS - INDUSCON, 10., 2012, Fortaleza. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2012. p. 1-8.

SÃO PAULO (Estado). Secretaria de Energia. **Potencial eólico: velocidade do vento a 100m de altura**. São Paulo, 2013. Disponível em: <<http://www.energia.sp.gov.br/>>. Acesso em: 7 mar. 2013.

SAVAGHEBI, M.; JALILIAN, A.; VASQUEZ, J. C.; GUERRERO, J. M. Autonomous voltage unbalance compensation in an islanded droop-controlled microgrid. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 60, n. 4, p. 1390-1402, 2013.

SAVAGHEBI, M.; VASQUEZ, J. C.; JALILIAN, A.; GUERRERO, J. M.; LEE, T.-L. Selective harmonic virtual impedance for voltage source inverters with LCL filter in microgrids. In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION - ECCE, 4., 2012, Raleigh. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2012. p. 1960-1965.

SILVA, S. A. O.; CAMPANHOL, L. B. G.; GOEDTEL, A.; NASCIMENTO, C. F.; PAIAO, D. A comparative analysis of p-PLL algorithms for single-phase utility connected systems. In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS - EPE, 13., 2009, Barcelona. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2009. 10 p.

SIMOES, M. Intelligent based hierarchical control power electronics for distributed generation systems. In: IEEE POWER ENGINEERING SOCIETY GENERAL MEETING - PES-GM, 2006, Montreal. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2006. 7 p.

SLOOTWEG, J. G. **Wind power: modelling and Impact on power system dynamics**. 2003. 219 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Technical University of Delft, Delft, Holanda, 2003.

SONG, Y.; WANG, B. Survey on reliability of power electronic systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 28, n. 1, p. 591-604, 2013.

TAKAHASHI, I.; SU, G. J. A 500 hz power system - application. In: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING, 1989, San Diego. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 1989. p. 996-1002.

UGAZ PEÑA, J. C. **Inversor buck-boost integrado para aplicações com micro-geradores eólicos**. 2012. 127 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista, Ilha Soleira, 2012.

UGAZ PEÑA, J. C.; BRITO, M. A. G. de; CANESIN, C. A. A comparative study of mppt strategies and a novel single-phase integrated buck-boost inverter for small wind energy conversion systems. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA - COBEP, 11., 2011, Natal. **Proceedings...** Natal: UFRN, 2011. p. 458-465.

UNITED STATES ENERGY INFORMATION - US EIA. **Annual Energy Outlook 2011**. Washington-DC, 2011. Disponível em: <<http://www.eia.gov>>. Acesso em: 10 mar. 2012.

VANDOORN, T. L.; ZWAENEPOEL, B.; DE KOONING, J. D. M.; MEERSMAN, B.; VANDELVELDE, L. Smart microgrids and virtual power plants in a hierarchical control structure. In: IEEE PES INTERNATIONAL CONFERENCE AND EXHIBITION ON INNOVATIVE SMART GRID TECHNOLOGIES, 2., 2011, Manchester. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2011. 7 p.

WALKER, R. G.; SERNIA, C. P. Cascaded dc-dc converter connection of photovoltaic modules. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 19, n. 4, p. 1130-1139, 2004.

WALLING, R. A.; SAINT, R.; DUGAN, R. C.; BURKE, L. A. K. J. Summary of distributed resources impact on power delivery systems. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Piscataway, v. 23, n. 3, p. 1636-1644, 2008.

WATANABE, E. H.; BARBOSA, P. G.; ALMEIDA, K. C.; TARANTO, G. N. Tecnologia facts - tutorial. **Revista Controle e Automação**, Campinas, v. 9, n. 1, p. 39-55, 1998.

YALMIP. **YALMIP wiki**. [S.l.], 2012. Disponível em:
<<http://users.isy.liu.se/johanl/yalmip/>>. Acesso em: 16 fev. 2012.

YOUNG, K.; DOUGAL, R. A. SRF-PLL with dynamic center frequency for improved phase detection. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON CLEAN ELECTRICAL POWER, 2., 2009, Capri. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2009. p. 212-216.

YU, X.; CECATI, C.; DILLON, T.; SIMÕES, M. G. The new frontier of smart grids. **IEEE Transactions on Industrial Electronics Magazine**, Piscataway, v. 5, n. 3, p. 49-63, 2011.

ZHANG, Y.; YU, M.; LIU, F.; KANG, Y. Instantaneous current-sharing control strategy for parallel operation of ups modules using virtual impedance. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 28, n. 1, p. 432-440, 2013.

ZIXIN, L.; YAOHUA, L.; PING, W.; HAIBIN, Z.; CONGWEI, L.; FANQIANG, G. Single-loop digital control of high-Power 400-Hz ground power unit for airplanes. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 57, n. 2, p. 532-543, 2010.

APÊNDICE A - DETALHES DA IMPLEMENTAÇÃO EM LABORATÓRIO

Pode-se considerar que quatro grupos distintos compõem os inversores monofásicos e trifásicos, sendo eles: o primeiro grupo envolve os componentes do circuito de potência e os sensores; o segundo grupo envolve os estágios de condicionamento; o terceiro grupo engloba o processador digital de sinais, onde neste projeto utiliza-se o kit dSPACE ACE1104 e finalmente, o quarto grupo, que se refere ao circuito de comando, que recebe as informações do dSPACE e atua nos interruptores do circuito de potência.

Desta forma, neste apêndice são apresentados os detalhes da implementação, em laboratório, para os inversores monofásicos e trifásicos.

A.1 Projeto do indutor de filtro L_f

O indutor de filtro L_f em conjunto com o capacitor C_f tem a finalidade de filtrar a alta frequência da modulação SWPM e propiciar uma corrente com baixo conteúdo harmônico (menor que 5%). Desta forma, para este indutor pode-se utilizar núcleo do tipo ferrite ou núcleo de pó de ferro (*iron powder*). A segunda opção, dada às características do material, consegue-se reduzir as perdas magnéticas, melhorando o desempenho do filtro e aumentando a eficiência do sistema, porém há um custo econômico maior. Optou-se pelo projeto utilizando núcleo de ferrite. A Tabela 22 exhibe os principais parâmetros, para o projeto do núcleo.

Tabela 22 - Principais parâmetros de projeto do núcleo L_f .

Parâmetro	Valores
Corrente eficaz no indutor $i_{L_f \text{ eficaz}}$	8A
Frequência de chaveamento f_s	20kHz
Densidade de fluxo magnético máximo B_{\max}	0,3T
Densidade de corrente máximo J_{\max}	400A/cm ²
Indutância do filtro L_f	0,5mH
Fator de utilização da área do enrolamento K_W	0,7
Fator de utilização do primário K_P	0,1

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

O valor da corrente de pico que passa pelo indutor L_f é igual a:

$$i_{L_f \text{ pico}} = \sqrt{2}i_{L_f \text{ eficaz}} \approx 12,7A.$$

O produto das janelas $A_e A_W$ pode ser calculado por:

$$A_e A_W = \frac{L_f i_{L_f \text{ eficaz}} i_{L_f \text{ pico}}}{K_p K_W J_{\max} B_{\max}} = 6,8 \text{ cm}^4. \quad (184)$$

Escolheu-se o núcleo da Thornton NEE-55/21, o mesmo possui a área de janela $A_W = 2,5 \text{ cm}^2$; área de seção transversal $A_e = 3,54 \text{ cm}^2$ e comprimento médio $L_e = 10 \text{ cm}$, sendo que o produto das áreas é igual a $A_e A_W = 8,85 \text{ cm}^4$.

O número de espiras necessárias para o enrolamento pode ser calculado por (185).

$$N_p = \frac{L_f i_{L_f \text{ eficaz}}}{A_e B_{\max}} = 43. \quad (185)$$

O entreferro necessário pode ser determinado por

$$l_g = \frac{\mu_0 N_p^2 A_e}{2L_f} = 0,01 \text{ mm}. \quad (186)$$

Onde μ_0 é a permeabilidade magnética do ar, $4\pi 10^{-7} \text{ H/m}$.

Apesar da frequência predominante sobre a corrente no indutor L_f , pode-se dimensionar o condutor de acordo com a penetração da corrente no fio (efeito peculiar), onde o raio de penetração é calculado por:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,053. \quad (187)$$

Portanto, o diâmetro do cobre do condutor tem que ser menor que $0,106 \text{ cm}$. Assim, escolheu-se por utilizar o fio AWG #18, que suporta uma corrente de $3,7A$, possui um diâmetro de cobre de $0,102 \text{ cm}$, uma área de $0,008231 \text{ cm}^2$ e uma resistência por metro de fio igual a $0,020935 \Omega/\text{m}$.

A quantidade de fios AWG #18 em paralelo para a densidade de corrente necessária é calculada por (188).

$$n_{\text{cond}} = \frac{i_{L_f \text{ eficaz}} / J_{\max}}{S_{\text{fio}}} = 3 \quad (188)$$

A resistência do fio pode ser determinada em função do comprimento do fio, do número de fios em paralelo e em função da resistência do fio, conforme:

$$R_{L_f} = n_{\text{cond}} N_p L_e r_{\text{fio}} = 0,27 \Omega.; \quad (189)$$

Assim, as perdas no cobre podem ser determinadas em função da corrente eficaz que circulará no indutor, conforme:

$$P_{L_f} = R_{L_f} I_{L_f, eficaz}^2 = 16,7W . \quad (190)$$

A.2 Projeto do indutor de conexão com a rede L_g

O indutor de conexão com a rede tem a finalidade principal de acoplar duas fontes de tensão, conseqüentemente a corrente que circula pelo filtro L_g deve possuir baixa distorção harmônica, predominando a frequência de da rede ($60Hz$). Para este núcleo optou-se pela utilização de *iron powder*, uma vez que núcleo de ferrite levaria a um volume muito magnético. A Tabela 23 exibe os principais parâmetros para o projeto do núcleo L_g .

Tabela 23 - Principais parâmetros de projeto do núcleo L_g .

Parâmetro	Valores
Corrente eficaz no indutor $i_{L_f, eficaz}$	8A
Frequência da rede f_g	20kHz
Densidade de fluxo magnético máximo B_{max}	0,3T
Densidade de corrente máximo J_{max}	400A/cm ²
Indutância L_g	7mH
Fator de utilização do núcleo K_{iron}	0,5

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A Figura 130 apresenta os principais núcleos da *Micrometals* em função da corrente a ser processada pelo núcleo, fornecendo número de voltas necessárias para atingir a indutância desejada, considerando que o núcleo trabalhará com frequência de $60Hz$.

Analisando a Figura 130, verifica-se que para a indutância e corrente desejadas será necessário a utilização do núcleo T400, optou-se pelo material 14D pela boa linearidade, durante toda a faixa de corrente. O núcleo T400-14D possui uma relação indutância por volta

$$A_L = 45 \frac{nH}{N^2} .$$

O número de voltas necessárias para obter a indutância desejada, utilizando o núcleo T400-14D será de:

$$N = \sqrt{\frac{L_g}{A_L}} \approx 394 \text{ voltas} .$$

Figura 130 - Relação do número de voltas para cada núcleo, em função da corrente, considerando uma frequência de 60Hz.

60 Hz Inductor Examples								
TOROIDAL CORES: SINGLE LAYER WINDINGS (approximate)								
60Hz current WIRE SIZE PART #	1.0 amps #28 AWG	2.5 amps #24 AWG	5.0 amps #20 AWG	7.5 amps #19 AWG	10 amps #15 AWG	15 amps #13 AWG	20 amps #11 AWG	30 amps #9 AWG
T50-26	460 μ H 63 turns	136 μ H 47 turns	40.8 μ H 21 turns	22.0 μ H 16 turns	8.2 μ H 9 turns	3.6 μ H 6 turns	2.4 μ H 5 turns	0.9 μ H 3 turns
T68-26A	1,200 μ H 79 turns	352 μ H 47 turns	113 μ H 28 turns	47.3 μ H 19 turns	25.6 μ H 13 turns	11.8 μ H 15 turns	5.6 μ H 11 turns	3.5 μ H 7 turns
T90-26	3,100 μ H 120 turns	960 μ H 74 turns	308 μ H 44 turns	140 μ H 30 turns	77.0 μ H 22 turns	35.1 μ H 15 turns	19.3 μ H 11 turns	8.0 μ H 8 turns
T106-26	4,600 μ H 125 turns	1,140 μ H 77 turns	452 μ H 46 turns	213 μ H 32 turns	120 μ H 24 turns	53.3 μ H 16 turns	30.0 μ H 12 turns	13.3 μ H 8 turns
T131-26	7,100 μ H 141 turns	2,140 μ H 87 turns	704 μ H 53 turns	331 μ H 27 turns	180 μ H 27 turns	80.0 μ H 18 turns	46.5 μ H 14 turns	20.0 μ H 9 turns
T157-26	13,600 μ H 213 turns	4,000 μ H 132 turns	1,340 μ H 82 turns	729 μ H 64 turns	370 μ H 44 turns	198 μ H 34 turns	180 μ H 25 turns	56.7 μ H 19 turns
T184-26	22,400 μ H 213 turns	6,720 μ H 132 turns	2,240 μ H 82 turns	1,050 μ H 57 turns	590 μ H 43 turns	258 μ H 28 turns	140 μ H 21 turns	64.4 μ H 14 turns
T300-26D	88,000 μ H 435 turns	25,900 μ H 272 turns	8,560 μ H 169 turns	4,730 μ H 135 turns	2,420 μ H 93 turns	1,290 μ H 72 turns	760 μ H 56 turns	344 μ H 38 turns
T400-26D	180,000 μ H 507 turns	57,600 μ H 317 turns	19,200 μ H 197 turns	10,700 μ H 157 turns	5,400 μ H 108 turns	2,840 μ H 83 turns	1,700 μ H 85 turns	811 μ H 46 turns
E CORES: FULL BOBBIN WINDINGS								
60Hz current WIRE SIZE PART #	1.0 amps #23 AWG	2.5 amps #19 AWG	5.0 amps #16 AWG	7.5 amps #15 AWG	10 amps #13 AWG	15 amps #12 AWG	20 amps #11 AWG	30 amps #10 AWG
E137-26	13,600 μ H 217 turns	2,180 μ H 87 turns	544 μ H 43 turns	241 μ H 29 turns	132 μ H 21 turns	64.0 μ H 15 turns	31.0 μ H 10 turns	14.7 μ H 7 turns
E168-26	34,600 μ H 295 turns	5,540 μ H 118 turns	1,380 μ H 59 turns	615 μ H 39 turns	356 μ H 30 turns	147 μ H 19 turns	80.0 μ H 14 turns	34.0 μ H 9 turns
E220-26	73,000 μ H 350 turns	11,700 μ H 140 turns	2,920 μ H 70 turns	1,300 μ H 47 turns	730 μ H 35 turns	320 μ H 23 turns	175 μ H 17 turns	74.4 μ H 11 turns

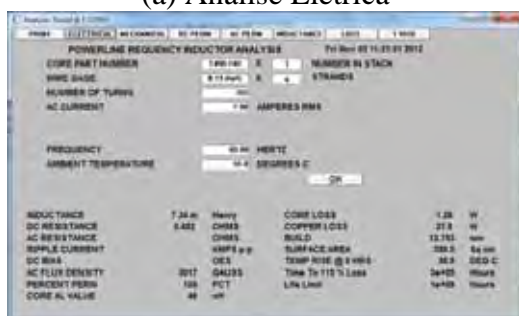
Fonte: Micrometals (2013).

Outra forma de realizar o projeto seria a de utilizar o programa desenvolvido pela Micrometals, Inductor Design Software (MICROMETALS, 2013). Para essa opção, informou-se a escolha do material do tipo 14, os parâmetros do indutor, decidiu-se por utilizar 4 fios em paralelo (*litz*).

A Figura 131 ilustra a análise elétrica, análise física e na Figura 132 a linearidade da indutância em função da variação de corrente. Verifica-se que esse núcleo mantém a indutância praticamente constante e igual a $7mH$ durante toda a excursão de corrente, o que é muito importante, uma vez que ele influencia, diretamente, no cálculo do fluxo de potência ativa e reativa entre o VSI e a RDEE.

Figura 131 - Projeto do indutor de conexão com a rede, L_g , utilizando o programa da Micrometals.

(a) Análise Elétrica



(b) Análise física.

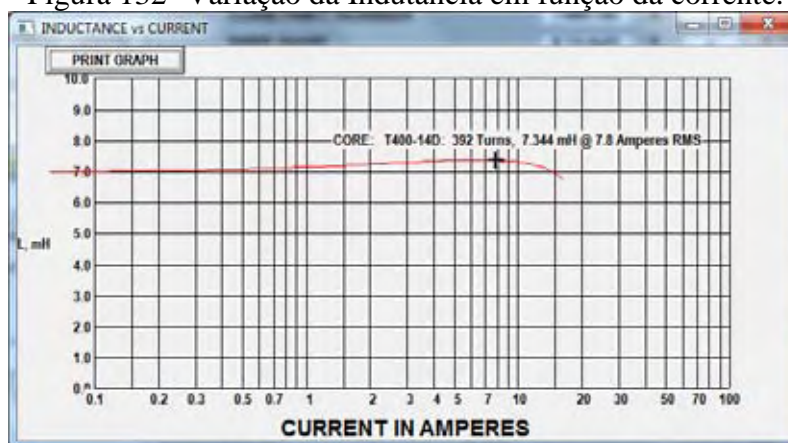


Fonte: Micrometals (2013).

Conforme a análise ilustrada na Figura 131.b as perdas totais no indutor L_g é igual a:

$$P_{L_g} = 28,8W. \quad (191)$$

Figura 132- Variação da Indutância em função da corrente.



Fonte: Micrometals (2013).

A.3 Estágio de potência

Os circuitos de potências para os inversores monofásico e trifásico utilizados para os ensaios experimentais foram realizados a partir do módulo da Semikron, largamente empregado para a utilização de inversores fonte de tensão, filtros ativos séries e paralelo. A versão disponível, para ensaios no laboratório, possui um quarto braço com um diodo em antissérie com a chave, que possibilita a realização de um estágio elevador (Boost). A Tabela 24 apresenta as principais características para o semicondutor IGBT SKM50GB123D disponível no módulo Semikron.

Tabela 24 - Principais características do semicondutor IGBT SKM50GB123D.

Parâmetro	Valor
Tensão Reversa Máxima sobre Coletor-Emissor V_{RRM}	1200V
Corrente no Coletor a 25°C I_c	50A
Tensão de Saturação Coletor-Emissor V_{CEsat}	2,5V
Tempo de subida da corrente t_r	60ns
Tempo de descida da corrente t_f	45ns
Resistência térmica junção-cápsula R_{thjc}	0,4°C/W
Temperatura máxima de junção R_j	150°C
Resistência Coletor-Emissor r_{CE}	30mΩ

Fonte: Semikron (2013).

Para o cálculo da eficiência do conversor, consideram-se as perdas por condução e por comutação dos semicondutores, presentes no circuito. A seguir serão apresentados os cálculos das perdas por condução e comutação do IGBT, utilizado no módulo Semikron.

A.3.1 Perdas em condução no IGBT

As perdas, em condução, no IGBT são calculadas pelo produto da tensão direta V_{CE} e pela corrente direta que circula do coletor para o emissor semicondutor, conforme:

$$P_{Scond} = \frac{1}{T_s} \int_0^{ton} I_S(t) V_{CE}(t) dt = V_{CEsat} I_{Smédio} + r_{CE} I_{Seficaz}^2 \quad (192)$$

Onde T_s é o período de chaveamento, ton é o tempo de chave fechada, $I_{Smédio}$ é a corrente média que flui pelo IGBT e $I_{Seficaz}$ é a corrente eficaz que flui pelo IGBT.

Considerando o inversor trifásico fonte de tensão deve-se produzir três tensões trifásicas, simétricas e equilibradas em cada fase, ou seja, cada fase estará 120° defasadas uma da outra. Assim, por simplicidade, considerando que cada IGBT conduz por 120° pode-se determinar a corrente média e eficaz no IGBT conforme:

$$I_{Smédio} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_S(t) dt = \frac{3I_{L2eficaz}}{2\sqrt{2}\pi} = 2,67A \quad (193)$$

$$I_{Seficaz} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_S^2(t) dt} = 0,634 \cdot I_{L2eficaz} = 4,98A. \quad (194)$$

Consequentemente, as perdas em condução para uma chave são determinadas por:

$$P_{Scond} = 2,5 \cdot 2,67 + 30 \cdot 10^{-3} \cdot 4,98^2 = 7,4W. \quad (195)$$

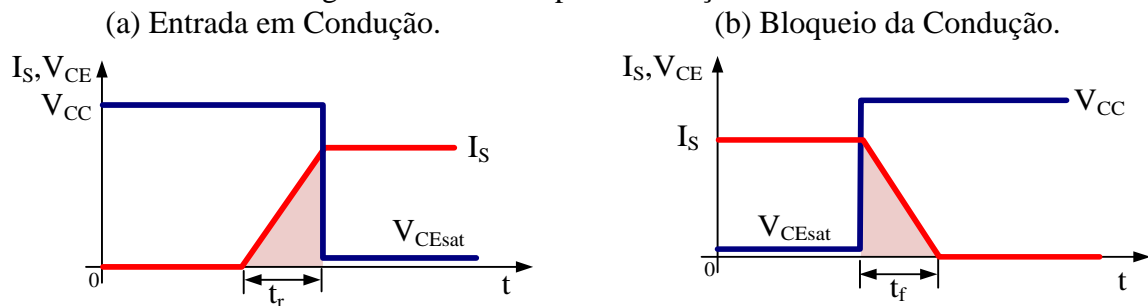
A.3.2 Perdas por comutação no IGBT

As perdas por comutação ocorrem durante a entrada em condução e no bloqueio do IGBT, conforme ilustra a Figura 133.

As perdas por comutação levam em consideração o cruzamento tensão e corrente tanto na entrada quanto no bloqueio da condução podem ser determinadas para o inversor trifásico, conforme:

$$P_{Scom} = \frac{I_{Seficaz} V_{CC} (t_r + t_f)}{2T_s} = 2,1W. \quad (196)$$

Figura 133 - Perdas por comutação no IGBT.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A.3.3 Perdas totais no IGBT

Considerando o inversor trifásico, as perdas podem ser determinadas somando as perdas em condução (195) com as perdas por comutação (196), conforme:

$$P_{STotal} = P_{Scond} + P_{Scom} = 9,5W. \quad (197)$$

A.3.4 Perdas totais e rendimento da estrutura

Considerando as perdas nos indutores L_f e L_g e no IGBT, as principais perdas no inversor trifásico podem ser determinadas por:

$$P_{Total} = 6P_{STotal} + 3P_{L_f} + 3P_{L_g} = 194W. \quad (198)$$

Desta forma, o rendimento da estrutura considerando a máxima potência pode ser obtido como:

$$\eta_{(\%)} = \frac{S_{3\phi} - P_{Total}}{S_{3\phi}} 100 = 93,5\%. \quad (199)$$

A.4 Aquisição e condicionamento de sinais

Devido à utilização do módulo de potência, os sensores de tensão e corrente foram implementados em uma placa independente, onde se optou pela utilização de sensores que operam através do efeito Hall, devido o isolamento entre o circuito de potência e o circuito de condicionamento.

Para a aquisição dos sinais de corrente optou-se pela utilização sensor do tipo Hall LTS15-NP, fabricado pela LEM, para sensorar a corrente no indutor devido a algumas vantagens, tais como: isolamento galvânica entre primário e secundário; uma boa relação linear entre primário e secundário; tempo de resposta muito rápido (menor do que 1 μ s); ampla faixa de variação de frequência (0 até 200kHz); alta imunidade para ruídos externos; tamanho compacto e possibilidade de ajustar a relação entre primário e secundário diretamente pela PCB. Ajustou-se o circuito para uma corrente eficaz de 7,5A, desta forma, o ganho entre primário e secundário foi de 2:1.

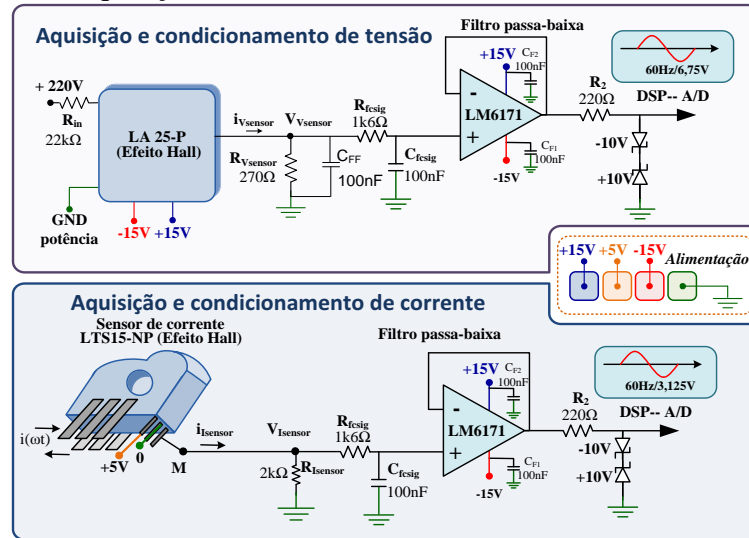
Optou-se pela utilização do sensor LV-25P, LEM, para realizar a aquisição da tensão nos capacitores e na rede, sensor que apresenta excelente precisão, boa linearidade, baixa influência de temperatura, tempo de resposta rápido, imunidade elevada a interferências e influência pequena a ruídos de modo comum. Este sensor é especificado para medir tensões, entre 10 e 1500V, deve-se inserir uma resistência em série, com o primário, a fim de se obter uma corrente proporcional à tensão que está sendo medida. No secundário do sensor é conectada uma resistência em paralelo, com valor típico entre 100 a 350 Ω , convertendo a corrente de saída do sensor em um valor de tensão desejado.

Após as aquisições dos sinais pelos sensores de tensão e corrente é realizado um condicionamento do sinal, passando por um filtro passa-baixa, com frequência de corte de 1,6kHz, calculado conforme (200).

$$f_{csig} = \frac{1}{2\pi R_{fcsig} C_{fcsig}} \quad (200)$$

Obteve-se uma resistência $R_{fcsig} = 1k\Omega$, fixando a capacitância do filtro em $C_{fcsig} = 100nF$. Na Figura 134, apresenta-se o desenho esquemático, para o estágio de aquisição e condicionamento de tensão e de corrente.

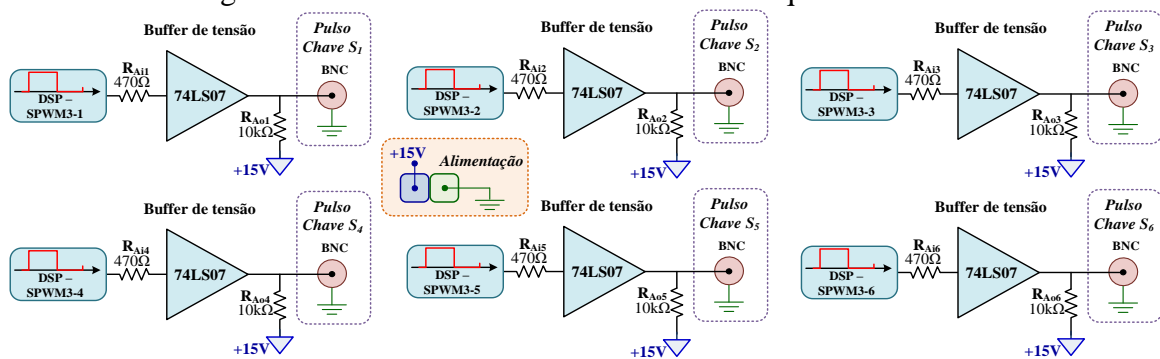
Figura 134 - Aquisição e condicionamento do sinal de tensão e de corrente.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Os sinais SPWM, para ataque das chaves, são gerados pelo dSPACE, cada sinal é recebido pela placa de ataque, passando por um buffer de tensão e, em sequência este sinal é conduzido para o *driver* SKHI22A, localizado no módulo da Semikron, conforme ilustra a Figura 135.

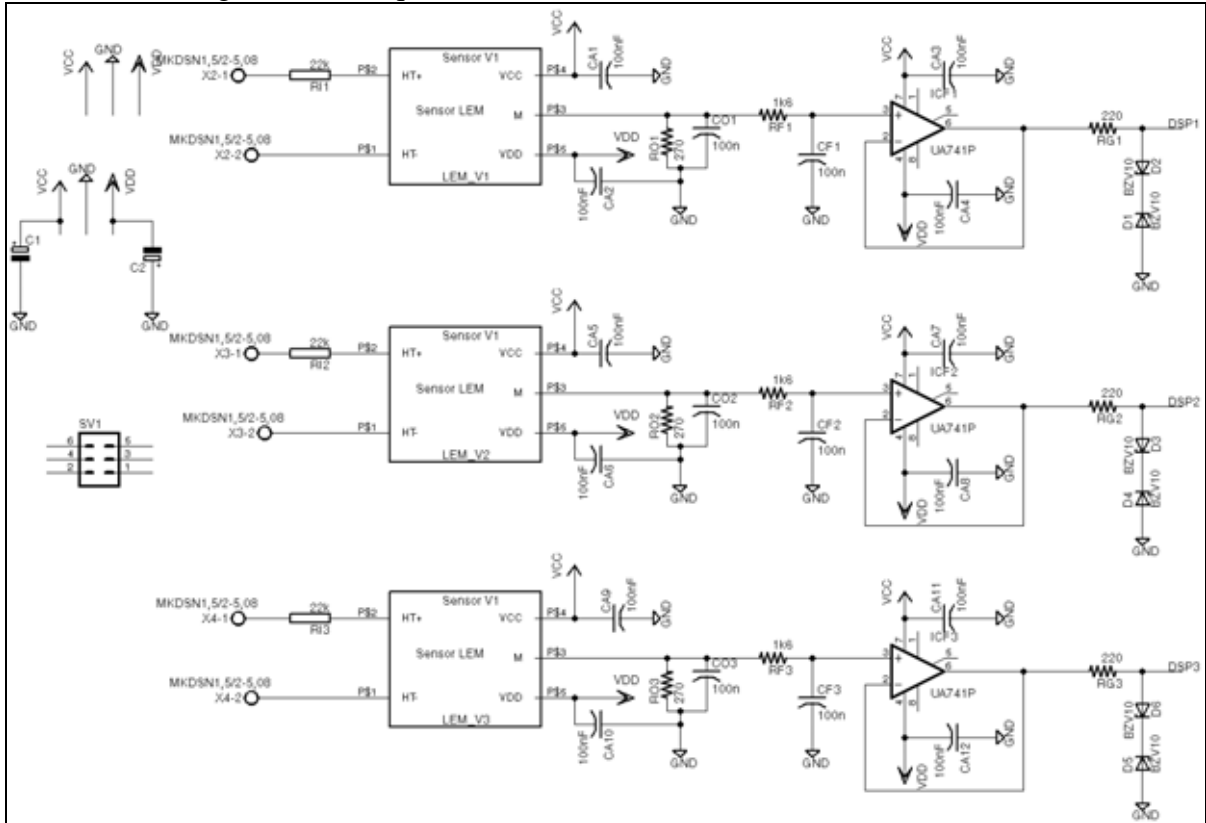
Figura 135 - Condicionamento do sinal de ataque das chaves.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

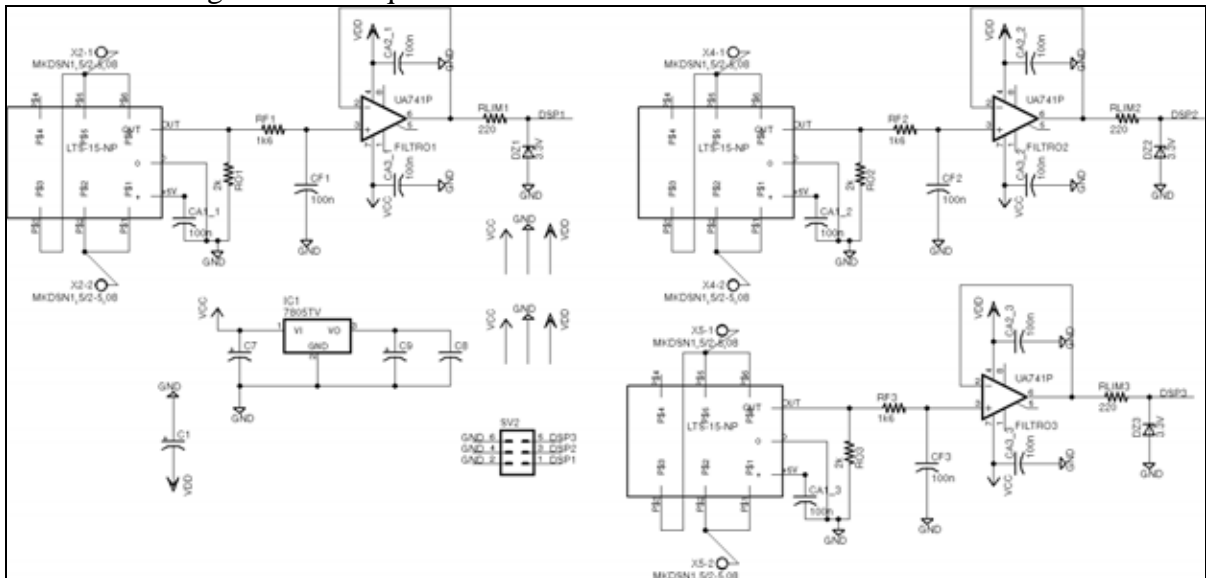
Os circuitos esquemáticos implementados utilizando a ferramenta Eagle® podem ser visualizados em sequência, conforme Figuras 136 - 140.

Figura 136 - Esquemático do Condicionamento Tensão e Filtros.



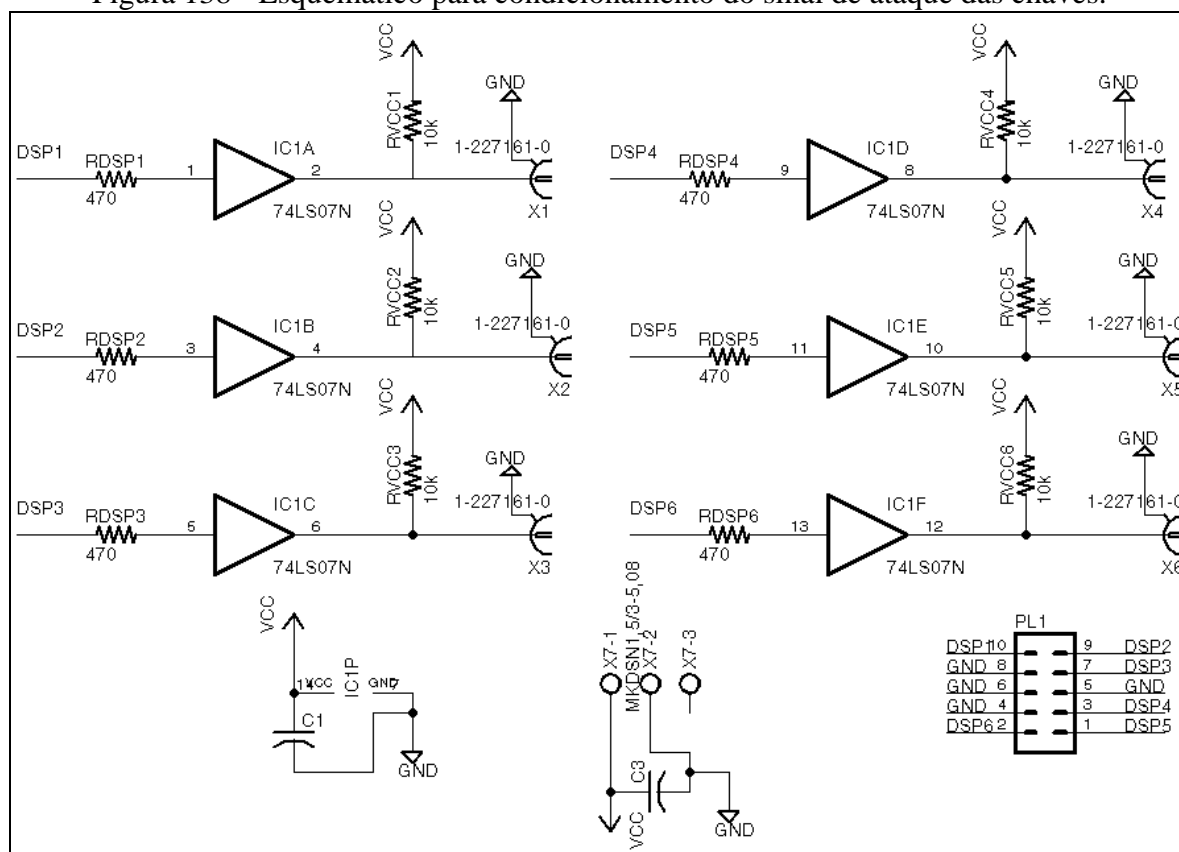
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 137 - Esquemático do Condicionamento Corrente e Filtros.



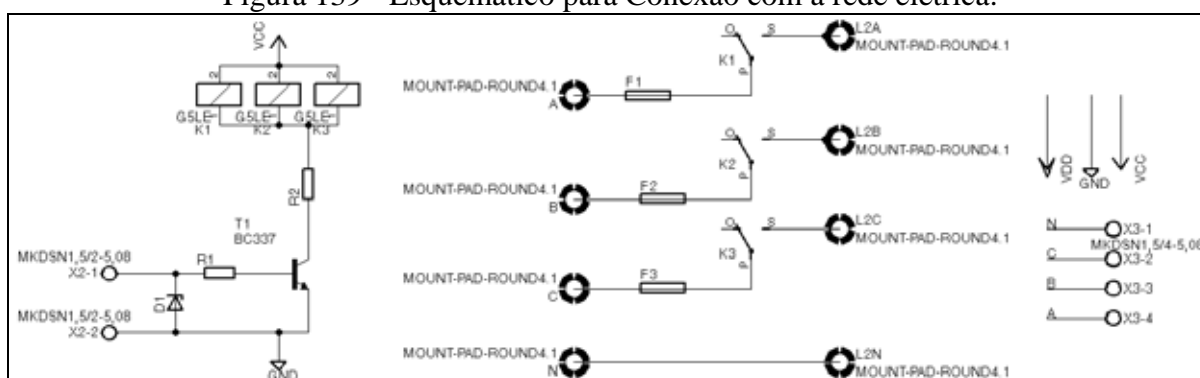
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 138 - Esquemático para condicionamento do sinal de ataque das chaves.



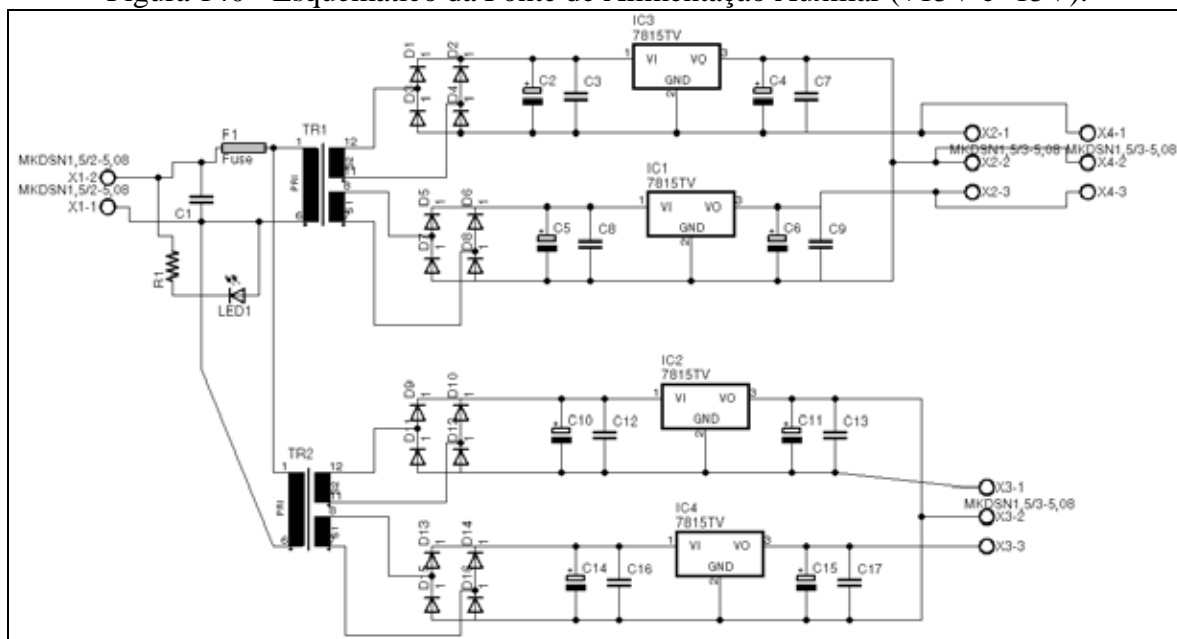
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 139 - Esquemático para Conexão com a rede elétrica.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

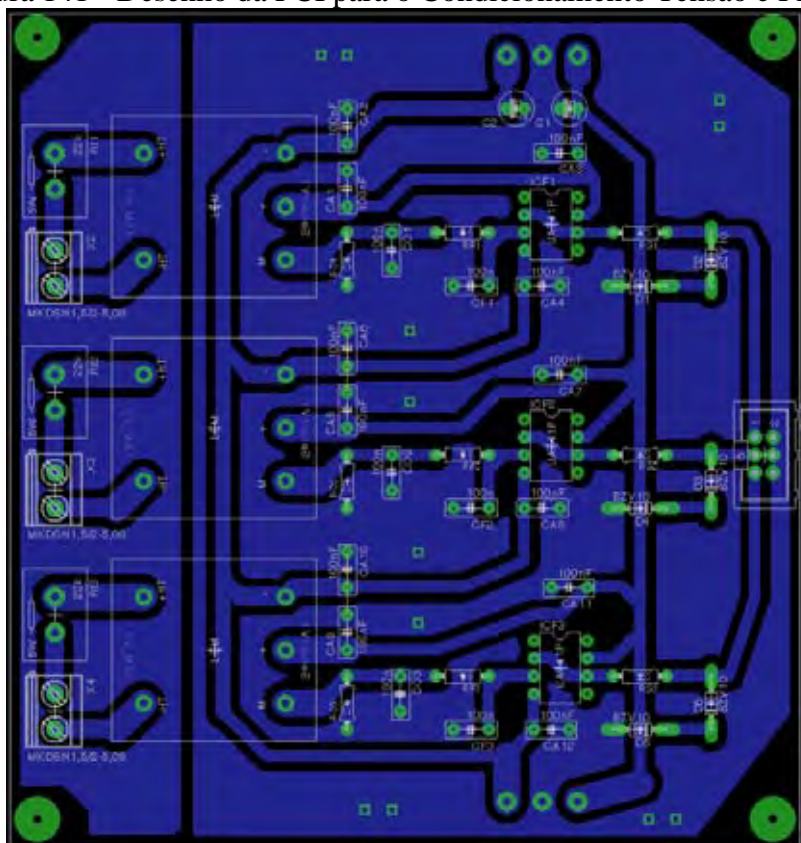
Figura 140 - Esquemático da Fonte de Alimentação Auxiliar (+15V e -15V).



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

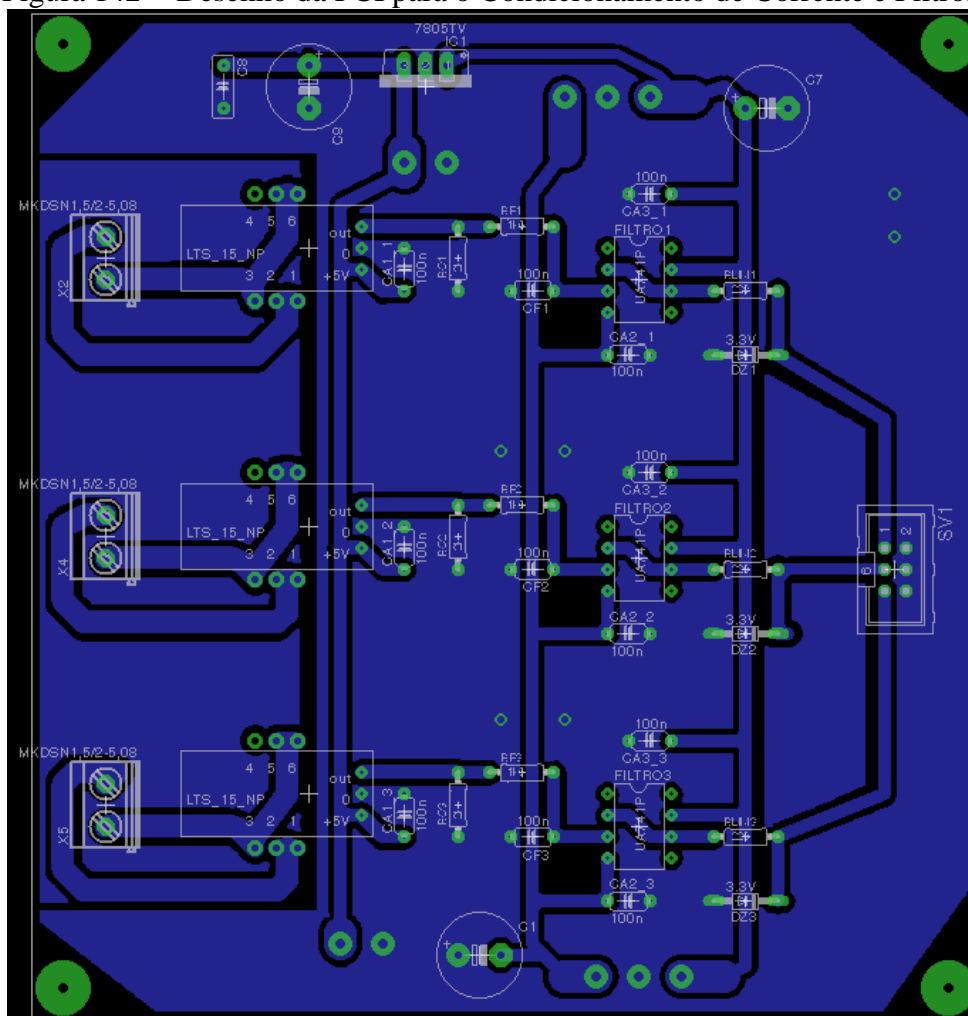
A seguir, serão apresentados os desenhos PCI (Placas de Circuitos Impressos) para os respectivos circuitos esquemáticos, ilustrados nas Figuras 136 à 140.

Figura 141 - Desenho da PCI para o Condicionamento Tensão e Filtros.



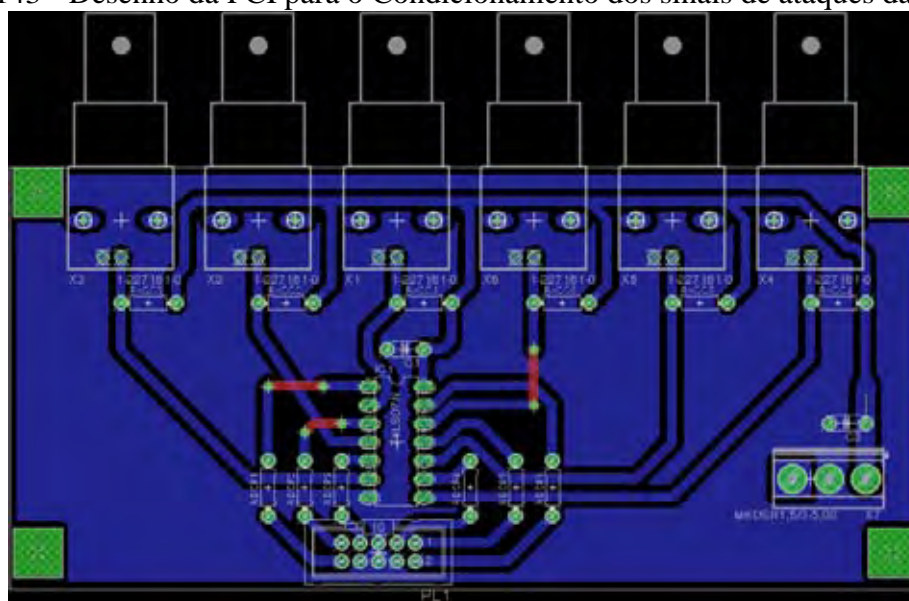
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 142 - Desenho da PCI para o Condicionamento de Corrente e Filtros.



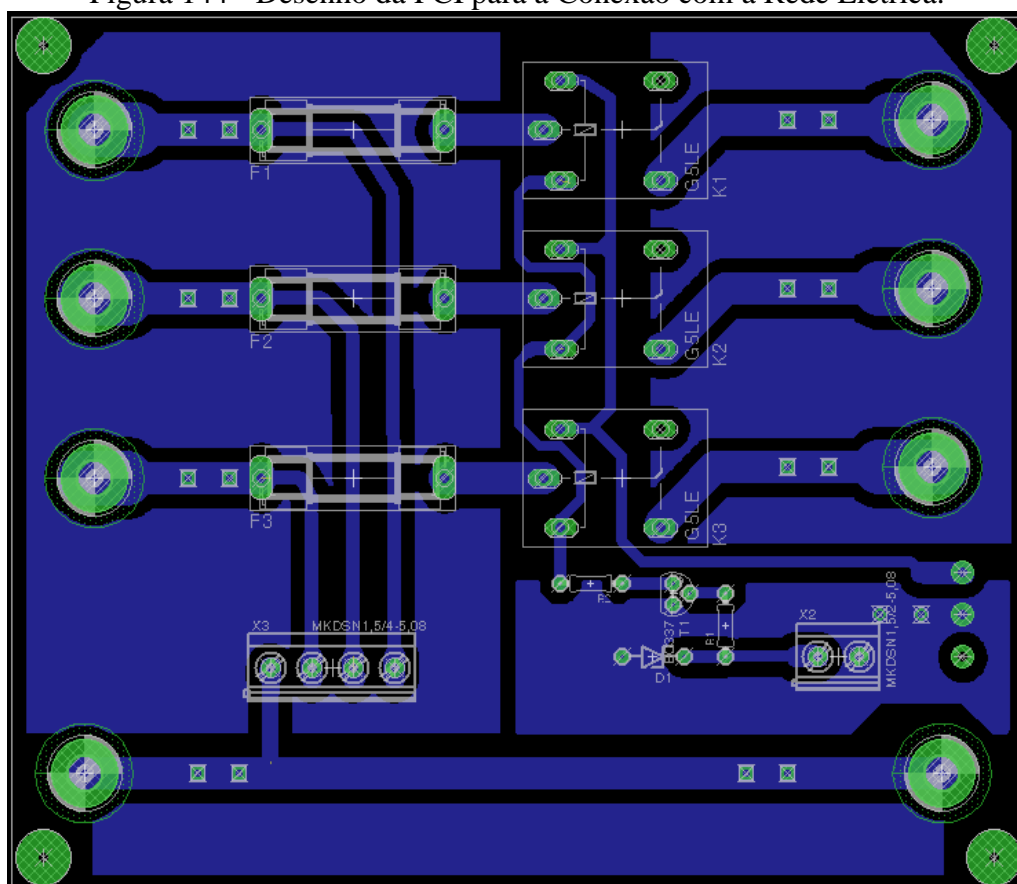
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 143 - Desenho da PCI para o Condicionamento dos sinais de ataques das chaves.



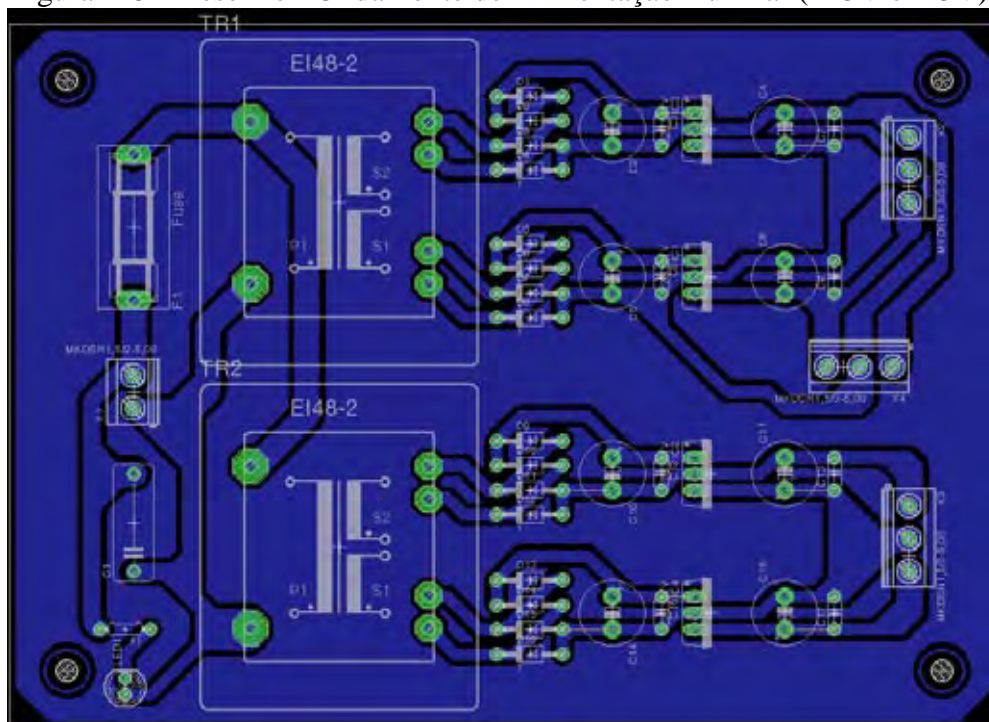
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 144 - Desenho da PCI para a Conexão com a Rede Elétrica.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

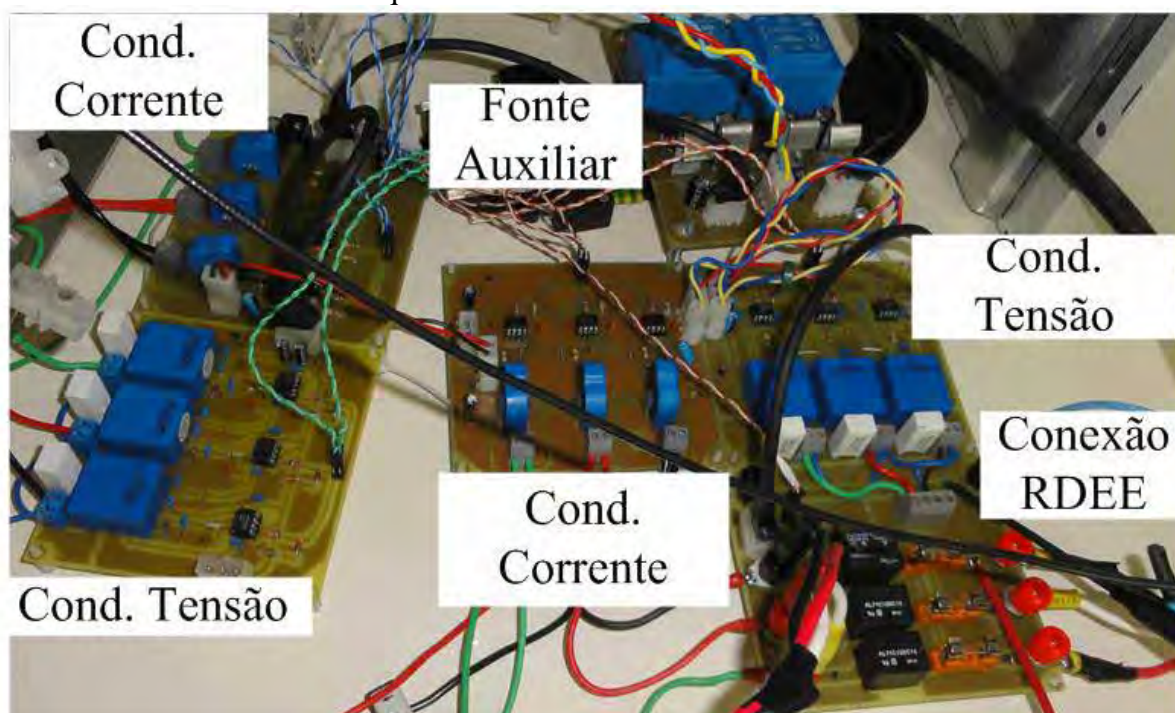
Figura 145 - Desenho PCI da Fonte de Alimentação Auxiliar (+15V e -15V).



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A Figura 146 ilustra as placas: fonte auxiliar, condicionamento do sinal de tensão, condicionamento de corrente, condicionamento do ataque das chaves e conexão com a rede elétrica, conforme as PCIs ilustradas nas Figuras 141 à 145. Observa-se que essas placas foram confeccionadas através da prototipadora Protomat S63 da LPKF, permitindo um desenvolvimento mais profissional das placas ilustradas na Figura 146.

Figura 146 - Placas da Fonte Auxiliar, de Condicionamento de Tensão e Corrente, Filtros, Ataque e Conexão com a Rede Elétrica.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

APÊNDICE B - RELAÇÃO DE ARTIGOS PUBLICADOS E ACEITOS PARA PUBLICAÇÃO EM CONGRESSOS E REVISTAS

B.1 Relação de artigos publicados

BRITO, M. A. G. de; GALOTTO JUNIOR, L.; SAMPAIO, L. P.; CANESIN, C. A. Research on photovoltaics: review, trends and perspectives. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA - COBEP, 11., 2011, Natal. **Proceedings...** Natal: UFRN, 2011. p. 531-537.

BRITO, M. A. G. de; GALOTTO JUNIOR, L.; SAMPAIO, L. P.; MELO, G. de A.; CANESIN, C. A. Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 60, n. 3, p. 1156-1167, 2013.

BRITO, M. A. G. de; SAMPAIO, L. P.; GALOTO JUNIOR, L.; CANESIN, C. A. Research on photovoltaics: review, trends and perspectives. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA - COBEP, 11., 2011, Natal. **Anais...** Natal: UFRN, 2011. p. 531-537.

BRITO, M. A. G. de; SAMPAIO, L. P.; GALOTTO JUNIOR, L.; CANESIN, C. A. Tri-state single-phase integrated inverters with input to output power decoupling control. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON POWER ELECTRONICS, ELECTRICAL DRIVES, AUTOMATION AND MOTION - SPEEDAM, 12., 2012, Sorrento. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2012, p. 293-297.

BRITO, M. A. G. de; SAMPAIO, L. P.; GALOTTO JUNIOR, L.; CANESIN, C. A. New integrated zeta and cuk inverters intended for standalone and grid-connected applications. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA - COBEP, 11., 2011, Natal. **Proceedings ...** Natal: UFRN, 2011. p. 657-663.

BRITO, M. A. G. de; SAMPAIO, L. P.; MELO, G. de A.; CANESIN, C. A. Contribuição ao estudo dos principais algoritmos de extração da máxima potência dos painéis fotovoltaicos. **Eletrônica de Potência**, Campo Grande, v. 17, n. 3, p. 592-600, 2012.

BRITO, M. A. G. de; SAMPAIO, L. P.; MELO, G. de A.; GALOTTO JUNIOR, L.; CANESIN, C. A. Main maximum power point tracking strategies intended for photovoltaics. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA - COBEP, 11., 2011, Natal. **Proceedings ...** Natal: UFRN, 2011. p. 524-530.

BRITO, M. A. G. de; SAMPAIO, L. P.; UGAZ PENA, J. C.; CANESIN, C.A. Family of single-phase integrated inverters. In: INTERNATIONAL CONFERENCE AND EXHIBITION FOR POWER ELECTRONICS, INTELLIGENT MOTION, RENEWABLE ENERGY AND ENERGY MANAGEMENT, 2012, São Paulo. **Proceedings...** São Paulo: PCIM, 2012. 6 p.

FAZIO JUNIOR, A.; SAMPAIO, L. P.; BRITO, M. A. G. de; MELO, G. de A.; CANESIN, C. A. Comparative analysis for reactive energy measurement methodologies, under non-sinusoidal conditions in three-phase four-wire circuits. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA - COBEP, 11., 2011, Natal. **Proceedings ...** Natal: UFRN, 2011. p. 494-501.

GALOTTO JUNIOR, L.; BRITO, M. A. G. de; SAMPAIO, L. P.; CANESIN, C. A. Evaluation of MPPT techniques for photovoltaic applications. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS - ISIE, 20., 2011, Gdansk. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2011. p. 1039-1044.

GALOTTO JUNIOR, L.; BRITO, M. A. G. de; SAMPAIO, L. P.; CANESIN, C. A. Single stage converters for low power stand-alone and grid-connected PV systems. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS - ISIE, 20., 2011, Gdansk. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2011. p. 1112-1117.

GALOTTO JUNIOR, L.; BRITO, M. A. G. de; SAMPAIO, L. P.; CANESIN, C. A. Integrated single-phase converters with tri-state modulation suitable for photovoltaic systems. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE - COBEP, 11., 2011, Natal. **Proceedings...** Natal: UFRN, 2011, p. 436-443.

GALOTTO JUNIOR, L.; BRITO, M. A. G. de; SAMPAIO, L. P.; MELO, G. de A.; CANESIN, C. A. Comparative analysis of MPPT techniques for PV applications. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON CLEAN ELECTRICAL POWER - ICCEP, 3., 2011, Ischia. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2011. p. 99-104.

GALOTTO JUNIOR, L.; BRITO, M. A. G. de; SAMPAIO, L. P.; CANESIN, C. A. Evaluation of integrated inverter topologies for low power PV systems. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON CLEAN ELECTRICAL POWER - ICCEP, 3., 2011, Ischia. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2011. p. 35-39.

MELO, G. de A.; FAZIO JUNIOR, A.; SAMPAIO, L. P.; OLIVEIRA, R. A. N.; CANESIN, C. A. Practical comparisons among electronic energy meters, a precision energy meter and IEEE1459 for reactive energy measurements, under unbalanced and non-sinusoidal conditions. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS - INDUSCON, 2012, Fortaleza. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2012. 8 p.

POMILIO, J. A.; CANESIN, C. A.; ANTUNES, F. L. M.; REIS, F. S.; SAMPAIO, L. P. Power electronics courses for the new paradigms of the electrical system. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA - COBEP, 11., 2011, Natal. **Proceedings...** Natal: UFRN, 2011. p. 1027-1031.

SAMPAIO, L. P.; BRITO, M. A. G. de; MELO, G. de A.; CANESIN, C. A. Computer tools to aid the learning and design steps for photovoltaic systems. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA - COBEP, 11., 2011, Natal. **Proceedings...** Natal: UFRN, 2011. p. 1021-1026.

SAMPAIO, L. P.; BRITO, M. A. G. de; MELO, G. de A.; CANESIN, C. A. Power electronics course: analysis and evaluation of the educational software and the environment learning. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA - COBEP, 11., 2011, Natal. **Proceedings ...** Natal: UFRN, 2011. p. 1044-1049.

SAMPAIO, L. P.; BRITO, M. A. G. de; ALVES, M. G.; MELO, G. de A.; CANESIN, C. A. Robust control applied to power flow control in single-phase inverter with LCL filter, using droop control and D-stability. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS - INDUSCON, 10., 2012, Fortaleza. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2012. 8 p.

B.2 Relação de artigos aceitos para publicação

SAMPAIO, L. P.; BRITO, M. A. G. de; MELO, G. de A.; CANESIN, C. A. Power flow control in single and three-phases inverters using droop control and D-stability between distributed generator and utility grid. In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATION - EPE, 13, 2013, Lille. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2013. 5 p.

SAMPAIO, L. P.; BRITO, M. A. G. de; MELO, G. de A.; CANESIN, C. A. Grid-tie three-phase inverter with active and reactive power flow control capability. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA - COBEP, 12., 2013, Gramado. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2013. 6 p.

ANEXO A - NORMAS E PROJETO DE NORMAS PARA GD

Este anexo apresenta os principais requisitos operacionais, para a conexão da GD com a RDEE, exibindo nesse contexto, as principais informações contidas no projeto de norma ABNT NBR IEC 62116:2012 (ABNT, 2012), que grande parte foi baseada na norma Europeia IEC 62116 (IEC, 2008).

A norma exige que para a geração com utilização de inversores de frequência no lado CA do inversor tenha a proteção de sub/sobretensão, sub/sobrefrequência, proteção de sobrecorrente, relé de sincronismo, elemento de interrupção (automático) e anti-ilhamento.

A tensão e a frequência de saída do sistema fotovoltaico a ser conectado com a rede elétrica devem ser compatíveis com os valores nominais da rede elétrica local, onde a frequência nominal da rede é 60Hz e a tensão pode estar dentre as faixas (220/127), (380/220), (254/127), (440/220), (208/120), (230/11), (240/120) e (220/110), dependendo da rede em questão.

A injeção de corrente contínua (CC) na rede elétrica proveniente da GD deve ser inferior a 1%, da corrente nominal de saída do inversor, sobre quaisquer condições operacionais da rede elétrica.

Com relação à distorção harmônica total DHT, injetada na rede elétrica pela GD, deve ser inferior a 5%, na condição de injeção de potência nominal e o limite para conteúdo harmônico é ilustrado na Tabela 25.

Tabela 25 - Limite máximo para cada conteúdo harmônico, em porcentagem em relação à fundamental da corrente injetada na rede.

Harmônicas ímpares	Limite de distorção
3 ^a a 9 ^a	< 4,0 %
11 ^a a 15 ^a	< 2,0 %
17 ^a a 21 ^a	< 1,5 %
23 ^a a 33 ^a	< 0,6 %
Harmônicas pares	Limite de distorção
2 ^a a 8 ^a	< 1,0 %
10 ^a a 32 ^a	< 0,5 %

Fonte: Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT NBR IEC 62116).

Com relação aos limites de sobre/subtensão da rede elétrica e ação a ser tomada (desconexão) da GD está relacionada na Tabela 26.

Tabela 26 - Tempo máximo para a desconexão com a RDEE em caso de ocorrência de sobre/subtensão.

Tensão no PCC (% em relação à tensão nominal da rede)	Tempo Máximo de desconexão
$V < 50\%$	0,1 s
$50\% \leq V < 85\%$	2,0 s
$85\% \leq V \leq 110\%$	operação normal
$110\% < V < 135\%$	2,0 s
$135\% \leq V$	0,05 s

Fonte: Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT NBR IEC 62116).

As exigências do tempo máximo de desligamento com a RDEE na condição de sobre/subfrequência são ilustradas na Tabela 27.

Tabela 27 - Tempo máximo para desconexão com a RDEE em caso de ocorrência de sobre/subfrequência.

Frequência no PCC (Hz)	Tempo máximo de desligamento
$57,5 < f_g$	0,2 s
$57,5 \leq f_g \leq 60,5$	Operação contínua
$f_g > 60,5$	0,2 s

Fonte: Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT NBR IEC 62116).

Após a desconexão da GD, devido a alguma anormalidade na RDEE, a GD não retomará o fornecimento de energia para a rede por um período entre 20 segundos a 5 minutos após a retomada da rede nas condições normais de operação de tensão e frequência.

Na condição de ocorrência de ilhamento, o sistema GD tem até 2 segundos, após a perda da rede, para realizar a desconexão com a mesma.