



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
Faculdade de Engenharia
Campus de Bauru



PROGRAMA DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Danilo Iglesias Brandão

**Sistema de geração fotovoltaico
multifuncional**

Bauru, SP – Janeiro de 2013.

Danilo Iglesias Brandão

Sistema de geração fotovoltaico multifuncional



Fernando Pinhabel Marafão

(Orientador)

Dissertação apresentada à Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho”, Faculdade de Engenharia de Bauru, para a obtenção do título de Mestre em Engenharia.



Danilo Iglesias Brandão

(Mestrando)

Autor: Danilo Iglesias Brandão

Orientador: Fernando Pinhabel Marafão

Co-orientador: Marcelo Gradella Villalva

Bauru, SP – Janeiro de 2013.

Brandão, Danilo Iglesias.
Sistema de geração fotovoltaico multifuncional /
Danilo Iglesias Brandão, 2013
135 f.

Orientador: Fernando Pinhabel Marafão

Dissertação (Mestrado)-Universidade Estadual
Paulista. Faculdade de Engenharia Elétrica, Bauru,
2013

1. Geração distribuída. 2. Fotovoltaico. 3.
Compensação seletiva. 4. Teoria de Potência
conservativa I. Universidade Estadual Paulista.
Faculdade de Engenharia Elétrica. II. Título.

ATA DA DEFESA PÚBLICA DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO DE DANILO IGLESIAS BRANDÃO, DISCENTE DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, DO(A) FACULDADE DE ENGENHARIA DE BAURU.

Aos 29 dias do mês de janeiro do ano de 2013, às 14:00 horas, no(a) SALA DE VIDEOCONFERÊNCIA DO CÂMPUS EXPERIMENTAL DA UNESP DE SOROCABA, reuniu-se a Comissão Examinadora da Defesa Pública, composta pelos seguintes membros: Prof. Dr. FERNANDO PINHABEL MARAFÃO do(a) Câmpus Experimental da UNESP / Unidade de Sorocaba, Prof. Dr. JOSÉ ANTENOR POMÍLIO do(a) Departamento de Sistemas e Controle de Energia / Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação - UNICAMP, Prof. Dr. MARCELO GODOY SIMÕES do(a) Center for Advanced Control of Energy and Power Systems / Colorado School of Mines, sob a presidência do primeiro, a fim de proceder a arguição pública da DISSERTAÇÃO DE MESTRADO de DANILO IGLESIAS BRANDÃO, intitulado "SISTEMA DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA MULTIFUNCIONAL". Após a exposição, o discente foi arguido oralmente pelos membros da Comissão Examinadora, tendo recebido o conceito final: APROVADO. Nada mais havendo, foi lavrada a presente ata, que, após lida e aprovada, foi assinada pelos membros da Comissão Examinadora.


Prof. Dr. FERNANDO PINHABEL MARAFÃO


Prof. Dr. JOSÉ ANTENOR POMÍLIO


Prof. Dr. MARCELO GODOY SIMÕES

Dedico este à minha mãe, pai, irmãos
Lucas e André, avôs e a Ana Clara

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus por tudo;

A toda minha família, que sempre me incentivou e apoiou;

A minha namorada Ana Clara, pelo amor e cumplicidade;

Ao professor Fernando Marafão, pela orientação, ensinamento e amizade;

Aos professores Marcelo Villalva, Paulo Serni., Flávio Gonçalves e Helmo Paredes;

Ao professor Fernando Antunes da UFC e ao doutor Alessandro Costabeber da UNIPD, Padova, Itália;

Aos colegas de laboratório: Eduardo, Wesley, Hildo, Rafael e Tatiane;

A todos os professores, funcionários e colegas da UNESP-Sorocaba/Bauru;

A Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo – FAPESP pela bolsa de estudo.

Obrigado a todos,

Danilo

³⁴*E chamando a si a multidão, com os seus discípulos, disse-lhes: Se alguém quiser vir após mim, negue-se a si mesmo, e tome a sua cruz, e siga-me.*

³⁵*Porque qualquer que quiser salvar a sua vida, perdê-la-á, mas, qualquer que perder a sua vida por amor de mim e do evangelho, esse a salvará.*

³⁶*Pois, que aproveitaria ao homem ganhar todo o mundo e perder a sua alma?*

³⁷*Ou, que daria o homem pelo resgate da sua alma?*

³⁸*Porquanto, qualquer que, entre esta geração adúltera e pecadora, se envergonhar de mim e das minhas palavras, também o Filho do homem se envergonhará dele, quando vier na glória de seu Pai, com os santos anjos.*

(Evangelho de São Marcos 8, 34-38)

Resumo

O objetivo deste trabalho foi desenvolver um sistema de geração fotovoltaico híbrido, ou seja, capaz de funcionar tanto interligado à rede elétrica como desconectado (ilhado) desta. Quando ilhado, este sistema fornece potência e uma tensão senoidal para a carga, desde que haja energia solar nos módulos fotovoltaicos e/ou energia armazenada no banco de baterias. Quando conectado, o sistema de geração fotovoltaico é capaz de fornecer potência ativa para a carga e/ou rede elétrica e, simultaneamente, funcionar com um *Static Synchronous Compensator* (STATCOM), auxiliando no suporte de tensão no ponto de acoplamento comum ou, como um compensador ativo seletivo, atenuando os distúrbios elétricos causados pela carga.

Para atingir o objetivo deste trabalho, o sistema de geração fotovoltaico foi estudado, projetado e analisado. O estudo passou por definições de geração distribuída e de microrrede; modelagem do dispositivo fotovoltaico; escolha da técnica de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT); modelagem do banco de baterias; projeto, modelagem e controle dos conversores eletrônicos; projeto das malhas de controle de potência, responsáveis pelo gerenciamento do balanço de potência. Também foi realizada uma análise de três diferentes controladores aplicados ao sistema de geração fotovoltaico isolado e, análises do funcionamento do sistema híbrido com algumas multifuncionalidades agregadas, tais como: funcionamento híbrido, STATCOM e compensador ativo seletivo.

Os estudos relacionados à modelagem do dispositivo fotovoltaico, escolha da técnica de MPPT, modelagem do banco de baterias e, projeto, modelagem e controle dos conversores CC-CC foram realizados por meio de simulação. Enquanto que o projeto, modelagem e controle do conversor CC-CA, os estudos do sistema fotovoltaico isolado e híbrido, assim como suas multifuncionalidades, foram analisadas por meio de simulação e validadas experimentalmente.

Para finalizar, um breve estudo sobre algumas possíveis técnicas de compensação distribuída aplicadas em uma microrrede de baixa tensão foram realizadas. Analisou-se, por meio de simulação computacional, as perdas Joule na microrrede, a regulação de tensão e a distorção harmônica em cada nó de uma dada microrrede.

Abstract

The goal of this work is to develop a hybrid photovoltaic generated system, which means, able to run both connected to the grid as disconnected (islanded). When it operates in the islanded mode, the system provides power and a sinusoidal voltage to the local loads, since there exist solar energy at the photovoltaic modules and/or storage energy in the battery bank. When the photovoltaic system operates in the connected mode, it is able to supply active power to the load and/or grid and, simultaneously, works as a static synchronous compensator (STATCOM), assisting in the voltage support at the point of common coupling or, as a selective active compensator, mitigating the electrical disturbance caused by the load.

To reach the goal of this work, the photovoltaic generated system was studied, designed and analyzed. The studies addressed to definition of distributed generation and microgrids; modeling of the photovoltaic device; choose of the maximum power point tracking (MPPT) technique; modeling of the battery bank; design, modeling and control of the electronic converters; design of the power control loops responsible for the power balance manager. It was also performed an analyze of three different controllers applied in an isolated photovoltaic generated system and analyzed a hybrid system with multifunctionalities, such as: hybrid operation, STATCOM function and selective active compensator function.

The studies related to the modeling of the photovoltaic device, choose of the MPPT technique, modeling of the battery bank and, design, modeling and control of the DC-DC converters have been performed by simulation results. Whereas the design, modeling and control of the DC-AC converter, the studies about the isolated and hybrid photovoltaic system, such as the multifunctionalities, have been analyzed by simulation results and validated by experimental results.

For the end, a brief study about some possible distributed compensation techniques applied in a low voltage microgrid has been made. It has analyzed by simulation the Joule's losses in the microgrid, the voltage regulation and the total harmonic distortion in each node of the microgrid.

Sumário

Resumo.....	vi
Abstract.....	vii
Lista de Figuras.....	3
Lista de Tabelas.....	7
Lista de Siglas.....	8
Lista de Variáveis.....	9
1. Introdução	15
1.1. Organização do trabalho.....	18
2. Modelo do dispositivo fotovoltaico, MPPT e modelo do banco de baterias	20
2.1. Modelo do dispositivo fotovoltaico.....	23
2.1.1. Modelo do dispositivo fotovoltaico iterativo.....	25
2.1.2. Modelo do dispositivo fotovoltaico experimental	26
2.1.3. Resultados	27
2.2. MPPT	30
2.2.1. Configurações de módulos fotovoltaicos e conversores CC-CC.....	33
2.2.2. MPPT escolhido	35
2.2.3. Resultados	36
2.3. Modelo do banco de baterias.....	38
2.4. Conclusões	40
3. Projeto, modelagem e controle dos conversores eletrônicos	42
3.1. Projeto dos conversores eletrônicos	43
3.1.1. Conversor CC-CA fonte de tensão e fonte de corrente	44
3.1.2. Conversor CC-CC elevador.....	46
3.1.3. Conversor CC-CC elevador e abaixador bidirecional	48
3.2. Modelagem dos conversores eletrônicos.....	50
3.2.1. Modulador por largura de pulso	50
3.2.2. Conversor CC-CA fonte de tensão	51
3.2.3. Conversor CC-CA fonte de corrente	52
3.2.4. Conversor CC-CC elevador.....	53
3.2.5. Conversor CC-CC bidirecional elevador e abaixador	54
3.3. Controle dos conversores eletrônicos.....	55
3.3.1. Conversor CC-CA fonte de tensão	55
3.3.2. Conversor CC-CA fonte de corrente	57
3.3.3. Conversor CC-CC elevador.....	61
3.3.4. Conversor CC-CC bidirecional elevador e abaixador	64
3.4. Resultados	66
3.4.1. Conversor CC-CA fonte de tensão	66
3.4.2. Conversor CC-CA fonte de corrente	67
3.4.3. Conversor CC-CC elevador.....	68
3.4.4. Conversor CC-CC bidirecional elevador e abaixador	69
3.5. Conclusões	70

4. Sistema de geração fotovoltaico isolado.....	71
4.1. Malhas de controle de potência	72
4.1.1. Malha de controle do MPPT.....	72
4.1.2. Malha de controle do banco de baterias	73
4.2. Controlador do conversor CC-CA fonte de tensão.....	74
4.2.1. Malha de controle do nível de tensão CC.....	75
4.2.2. Proporcional integral	76
4.2.3. Proporcional ressonante.....	76
4.2.4. Repetitivo	78
4.3. Resultados de simulação	81
4.4. Resultados experimentais	83
4.4.1. Sistema de avaliação experimental.....	84
4.4.2. Resultados experimentais	86
4.5. Conclusões	88
5. Sistema de geração fotovoltaico híbrido multifuncional.....	89
5.1. Controlador do conversor CC-CA fonte de corrente.....	91
5.1.1. Proporcional ressonante.....	91
5.1.2. Malha de controle do nível de corrente CC.....	92
5.2. Teoria de potência conservativa	93
5.2.1. Sistema monofásico.....	93
5.3. Multifuncionalidades do sistema de geração fotovoltaico híbrido.....	95
5.3.1. Função de conexão e de ilhamento.....	96
5.3.2. Função de suporte de tensão.....	97
5.3.3. Função de compensador ativo seletivo.....	98
5.3.4. Estratégia de compensação seletiva.....	99
5.4. Resultados de simulação	100
5.4.1. Carga crítica das baterias e presença de corrente CC.....	101
5.4.2. Função de conexão e de ilhamento e priorização de cargas	102
5.4.3. Função de suporte de tensão.....	104
5.4.4. Função de compensador paralelo seletivo	106
5.5. Resultados experimentais	110
5.6. Conclusões	116
6. Compensação distribuída com geradores distribuídos	117
6.1. Compensação local.....	118
6.2. Compensação distribuída	121
6.3. Compensação distribuída baseada na CPT.....	125
6.4. Conclusão	126
7. Conclusões gerais.....	127
7.1. Propostas de trabalhos futuros.....	129
7.2. Publicações correlatas	129
8. Referências bibliográficas	131

Lista de Figuras

Figura 1: Diagrama de blocos do sistema de geração fotovoltaico híbrido multifuncional.	18
Figura 2: Curvas características IxV (a) e PxV (b) de uma célula fotovoltaica.	21
Figura 3: Associação série e paralela de dispositivos fotovoltaicos com diodos de bloqueio e de passagem.	22
Figura 4: Múltiplos pontos de máxima potência devido à condição de operação desigual de irradiação solar, IxV (a) e PxV (b).	23
Figura 5: Modelo circuital de um dispositivo fotovoltaico, ideal e real.	24
Figura 6: Curva característica IxV do dispositivo fotovoltaico ideal.	24
Figura 7: Circuitos dos ensaios experimentais para encontrar as resistências paralela (a) e série (b).	26
Figura 8: Curvas características IxV e PxV do módulo fotovoltaico Pluto 240-Wde, com diferentes valores de irradiação [42].	27
Figura 9: Curvas experimentais para encontrar as resistências paralela(a) e série(b).	28
Figura 10: Curvas características IxV (a) e PxV (b) do módulo fotovoltaico Pluto 240-Wde, com diferentes valores de irradiação, geradas por meio do software MatLab.	29
Figura 11: Diagrama de blocos do controle MPPT.	31
Figura 12: Fluxograma da técnica perturba e observa.	33
Figura 13: Fluxograma da técnica condutância incremental.	33
Figura 14: Configurações de módulos fotovoltaicos e conversores CC-CC: (a) conversor CC-CC central; (b) conversor CC-CC para cada cadeia e (c) conversor CC-CC para cada módulo.	34
Figura 15: Diagrama de blocos do sistema implementado para testar a técnica beta.	36
Figura 16: Diagrama de blocos do sistema implementado para testar as técnicas perturba e observa e condutância incremental.	36
Figura 17: Potência extraída dos módulos fotovoltaicos com as três diferentes técnicas estudadas. (a) P&O; (b) CI e (c) beta.	37
Figura 18: Oscilação da potência extraída dos módulos fotovoltaicos com as três diferentes técnicas estudadas. (a) P&O; (b) CI e (c) beta.	37
Figura 19: Resposta transitória da potência extraída dos módulos fotovoltaicos com as três diferentes técnicas estudadas. (a) P&O; (b) CI e (c) beta.	37
Figura 20: Circuito de Thèvenin para o modelo do banco de baterias.	39
Figura 21: Curva característica de descarga do banco de baterias de chumbo-ácido: (a) tensão de saída e SOC e (b) zona exponencial.	40
Figura 22: Conversores eletrônicos utilizados na implementação do sistema de geração fotovoltaico, com armazenador de energia.	43
Figura 23: Conversor CC-CA em ponte completa isolado bidirecional.	44
Figura 24: Conversor CC-CC elevador não isolado unidirecional.	46
Figura 25: Conversor CC-CC elevador e abaixador não isolado bidirecional.	48
Figura 26: Modulador por largura de pulso: (a) portadora para o conversor CC-CA, (b) portadora para os conversores CC-CC.	51
Figura 27: Malha de controle de tensão do conversor CC-CA fonte de tensão.	56

Figura 28: Diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta do controle de tensão do conversor CC-CA fonte de tensão.....	56
Figura 29: Diagrama de Bode em malha aberta (a) e em malha fechada (b) do sistema compensado, conversor CC-CA fonte de tensão.....	57
Figura 30: Malhas de controle do conversor CC-CA fonte de corrente.....	58
Figura 31: Malha de corrente do conversor CC-CA fonte de corrente (malha de corrente interna - M_i).....	58
Figura 32: Diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta do controle de corrente do conversor CC-CA fonte de corrente.....	58
Figura 33: Diagrama de Bode em malha aberta (a) e em malha fechada (b) do sistema compensado, conversor CC-CA fonte de corrente.....	59
Figura 34: Malha de controle de tensão do conversor CC-CA fonte de corrente.....	59
Figura 35: Diagrama de Bode em malha aberta (a) e em malha fechada (b) do sistema compensado, conversor CC-CA fonte de corrente.....	60
Figura 36: Malhas de controle do conversor CC-CC elevador.....	61
Figura 37: Malha de controle de corrente do conversor CC-CC elevador (malha de corrente interna - M_i).....	61
Figura 38: Diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta do controle de corrente do conversor CC-CC elevador.....	62
Figura 39: Diagrama de Bode em malha aberta (a) e em malha fechada (b) do sistema compensado, conversor CC-CC elevador.....	62
Figura 40: Malha de controle de tensão do conversor CC-CC elevador.....	63
Figura 41: Diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta do controle de tensão do conversor CC-CC elevador.....	63
Figura 42: Diagrama de Bode em malha aberta (a) e em malha fechada (b) do sistema compensado, conversor CC-CC elevador.....	64
Figura 43: Malhas de controle do conversor CC-CC abaixador do bidirecional.....	64
Figura 44: Malha de controle de corrente do conversor CC-CC abaixador.....	64
Figura 45: Diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta do controle de corrente do conversor CC-CC abaixador.....	65
Figura 46: Diagrama de Bode em malha aberta (a) e em malha fechada (b) do sistema compensado, conversor CC-CC abaixador.....	66
Figura 47: Resposta dinâmica do modelo circuital e do modelo matemática do conversor CC-CA fonte de tensão.....	67
Figura 48: Resposta dinâmica do modelo circuital e do modelo matemática do conversor CC-CA fonte de corrente.....	68
Figura 49: Resposta ao degrau da tensão no barramento CC do conversor CC-CA fonte de corrente.....	68
Figura 50: Gráfico superior: corrente através do indutor do conversor CC-CC elevador. Gráfico inferior: tensão no barramento CC.....	69
Figura 51: Destaque do transitório de corrente que flui através do indutor L_{Le} do conversor CC-CC elevador.....	69
Figura 52: Destaque do transitório de corrente que flui através do indutor L_{Lb} do conversor CC-CC bidirecional.....	70
Figura 53: Sistema de geração fotovoltaico isolado.....	72

Figura 54: Malha de controle do MPPT conversor CC-CC elevador.....	73
Figura 55: Malha de controle do banco de baterias do conversor CC-CC elevador e abaixador bidirecional.....	74
Figura 56: Diagrama de blocos dos controladores baseados no proporcional integral (PI), proporcional ressonante (P_{RES}) e repetitivo.	75
Figura 57: Malha de controle do nível de tensão CC do conversor CC-CA fonte de tensão.	76
Figura 58: Diagrama de Bode do sistema compensado em malha aberta (a) e em malha fechada (b).	78
Figura 59: Espectro harmônico de um sinal senoidal controlado por um repetitivo com diferentes amostras por ciclo (M): (a) 200, (b) 100 e (c) 50.	80
Figura 60: Diagrama de Bode do sistema compensado em malha aberta (a) e em malha fechada (b).	80
Figura 61: Forma de onda (a) e espectro harmônico (b) da corrente da carga.	81
Figura 62: Formas de onda da tensão, da referência e do erro. (a) controlador PI, (b) erro controlador PI, (c) controlador P_{RES} , (d) controlador PI_{RES} , (e) controlador P_{REP} , (f) controlador PI_{REP} , (g) erro controlador P_{RES} e (g) erro controlador P_{REP}	82
Figura 63: Formas de onda da tensão e da corrente. (a) controlador P_{RES} , (b) controlador P_{REP}	83
Figura 64: Circuito do protótipo para avaliação do conversor CC-CA fonte de tensão.	83
Figura 65: Protótipo do condicionador modular de energia elétrica desenvolvido pelo GASI.	84
Figura 66: Conversores CC-CA monofásico e trifásico da Semikron.	85
Figura 67: Módulo IGBT SKM 75GB128D e acionar Drive SKHI 23/12, ambos da Semikron.	85
Figura 68: DSP F2812 da Texas Instruments.	85
Figura 69: Formas de onda da tensão e da corrente. Regime permanente: (a) controlador PI sem média móvel, (b) controlador PI com média móvel, (c) controlador P_{RES} , (d) controlador P_{REP}	86
Figura 70: Formas de onda da tensão e da corrente. Regime transitório: (a) controlador P_{RES} , (b) controlador P_{REP}	87
Figura 71: Diagrama de Bode da função de transferência do conversor CC-CA fonte de tensão: (a) v_{pac} por v_{pac}^* e (b) v_{pac} por i_{carga}	88
Figura 72: Sistema de geração fotovoltaico híbrido multifuncional.	90
Figura 73: Diagrama de Bode em malha aberta (a) e em malha fechada (b) do sistema compensado, controle P+RES, conversor CC-CA fonte de corrente.	92
Figura 74: Malha de controle do nível de corrente CC do conversor CC-CA fonte de corrente.	93
Figura 75: Função de conexão e de ilhamento.	96
Figura 76: Malha de controle da função suporte de tensão.	98
Figura 77: Carga não linear tipo fonte de tensão harmônica.	100
Figura 78: Condição de carga crítica. (a) SOC e corrente da bateria e (b) tensão e corrente da carga e, tensão e corrente da rede e do inversor.	101
Figura 79: Condição de carga crítica: (a) potência fotovoltaica e tensão no barramento CC e (b) ação do controlador CC e valor médio da corrente do inversor.	102
Figura 80: Ilhamento e reconexão do gerador fotovoltaico: tensão no PAC e corrente da carga, rede e inversor.	103
Figura 81: Ilhamento e reconexão do gerador fotovoltaico: corrente da bateria, potência fotovoltaica e tensão no barramento CC.	104

Figura 82: Suporte de tensão no PAC. (a) saída do PI da malha de controle de suporte de tensão, valor eficaz da tensão no PAC e tensão e corrente no inversor. (b) Potência do fotovoltaico, saída da malha de controle do suporte de tensão, valor eficaz da tensão no PAC e tensão no barramento CC.	105
Figura 83: Compensação seletiva por meio do gerador fotovoltaico híbrido multifuncional, rede sem distorção.	107
Figura 84: Compensação seletiva por meio do gerador fotovoltaico híbrido multifuncional, rede com distorção.	109
Figura 85: Circuito do protótipo para avaliação do conversor CC-CA fonte de corrente.	110
Figura 86: Carga não linear experimental tipo fonte de tensão harmônica.	110
Figura 87: Resultados experimentais usando as cargas de 380VA e 965VA, potência ativa.	111
Figura 88: Resultados experimentais usando as cargas de 380VA e 965VA, i_{na}	111
Figura 89: Resultados experimentais usando a carga de 1675VA, compensação seletiva.	113
Figura 90: Resultados experimentais da resposta dinâmica do gerador fotovoltaico.	115
Figura 91: Microrrede de baixa tensão com geradores distribuídos multifuncionais.	118

Lista de Tabelas

Tabela 1: Especificações do módulo fotovoltaico policristalino Pluto 240-Wde da Suntech [42].	27
Tabela 2: Parâmetros encontrados pelos dois métodos estudados.	28
Tabela 3: Características elétricas do módulo Pluto 240-Wde fornecidas pelo manual do fabricante [42].	30
Tabela 4: Comparação entre as baterias de chumbo-ácido e íons de lítio [53].	38
Tabela 5: Parâmetros nominais do banco de baterias de chumbo-ácido.	40
Tabela 6: Parâmetros nominais do conversor CC-CA.	45
Tabela 7: Parâmetros nominais do conversor CC-CC elevador.	47
Tabela 8: Parâmetros nominais do conversor CC-CC elevador e abaixador bidirecional.	49
Tabela 9: Ganho dos transdutores.	55
Tabela 10: Ganhos integrais dos controladores proporcional ressonante e proporcional integral ressonante.	77
Tabela 11: Parâmetros para o projeto dos controladores repetitivos.	80
Tabela 12: Ganhos integrais dos controladores proporcional ressonante.	92
Tabela 13: Requisitos para ilhar ou reconectar à rede o sistema de geração fotovoltaico.	96
Tabela 14: Valores dos elementos passivos da carga não linear.	100
Tabela 15: Parcelas de potência da compensação seletiva, rede sem distorção.	108
Tabela 16: Parcelas de potência da compensação seletiva, rede com distorção na tensão.	108
Tabela 17: Valores dos elementos passivos da carga não linear experimental.	110
Tabela 18: Parcelas de potência da CPT, cargas de 380VA e 965VA.	112
Tabela 19: Parcelas de potência da CPT, compensação seletiva com carga de 1675VA.	114
Tabela 20: Parcelas de potência da CPT, funcionalidade STATCOM.	116
Tabela 21: Decomposição da potência e perdas da microrrede para o caso 1.	118
Tabela 22: Valores eficazes [V] e distorção harmônica total (%) para cada nó do caso 1.	119
Tabela 23: Decomposição da potência e perdas da microrrede para o caso 2.	119
Tabela 24: Valores eficazes [V] e distorção harmônica total (%) para cada nó do caso 2.	119
Tabela 25: Decomposição da potência e perdas da microrrede para o caso 3.	120
Tabela 26: Valores eficazes [V] e distorção harmônica total (%) para cada nó do caso 3.	120
Tabela 27: Decomposição da potência e perdas da microrrede para o caso 4.	120
Tabela 28: Valores eficazes [V] e distorção harmônica total (%) para cada nó do caso 4.	120
Tabela 29: Decomposição da potência e perdas da microrrede para o caso 5.	122
Tabela 30: Valores eficazes [V] e distorção harmônica total (%) para cada nó do caso 5.	122
Tabela 31: Siglas e legendas das siglas das quantidades avaliadas nas Tabela 32 e Tabela 33.	123
Tabela 32: Decomposição da potência e perdas da microrrede para os casos estudados.	123
Tabela 33: Valores eficazes [V] e distorção harmônica total (%) para cada nó dos casos estudados.	124
Tabela 34: Decomposição da potência e perdas da microrrede para o caso de estudo baseado na CPT.	125
Tabela 35: Valores eficazes [V] e distorção harmônica total (%) para cada nó do caso de estudo baseado na CPT.	126

Lista de Siglas

ANEEL: Agência Nacional de Energia Elétrica

C_D : Compensação distribuída

CI: Condutância Incremental

C_L : Compensação local

CNPq: Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico

CPT: Teoria de potência conservativa (*Conservative Power Theory*)

DFT: Transformada de Fourier discreta (*Discrete Fourier Transform*)

DSP: Processador de sinal digital (*Digital Signal Processing*)

DHT: Distorção Harmônica Total

FIR: *Finite Impulse Response*

GASI: Grupo de Automação e Sistemas Integráveis

GD: Geração Distribuída

IEEE: Instituto de engenheiros elétricos e eletrônicos (*Institute of Electrical and Electronic Engineers*)

MA: Malha Aberta

MF: Margem de Fase

MG: Margem de Ganho

M_i : Malha de controle Interna

MPP: Ponto de máxima potência (*Maximum Power Point*)

MPPT: Rastreamento do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking*)

P&O: Perturba e Observa

PAC: Ponto de Acoplamento Comum

PI: Controlador Proporcional Intergral

PI_{REP} : Controlador Proporcional Integral Repetitivo

PI_{RES} : Controlador Proporcional Integral Ressonante

PLL: *Phase Lock Loop*

P_{REP} : Controlador Proporcional Repetitivo

P_{RES} : Controlador Proporcional Ressonante

PRODIST: Procedimento de Distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional

p.u.: Por Unidade

PV: Fotovoltaico

PWM: Modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation*)

RMS: Valor eficaz (*Root Mean Square*)

SOC: Estado de carga (*State Of Charge*)

STATCOM: Compensador síncrono estático (*Static Synchronous Compensator*)

SVC: *Static Var Compensator*

ZOH: Segurador de ordem zero (*Zero Order Hold*)

Lista de Variáveis

*: Indica referência da malha de controle

Δ : Variação

β : Beta

η : Eficiência

φ : Diferença angular entre a tensão e a corrente

λ : Fator de potência

ξ : Coeficiente de amortecimento

A

a: Constante ideal do diodo

A: Potência aparente ou Amplitude da zona exponencial

B

b: Bidirecional

B: Inverso da constante de tempo da zona exponencial ou reatividade equivalente

bb: Banco de Baterias

C

C: Capacitor do filtro LC, Controlador ou Condição inicial da integral do modelo do banco de baterias

C_β : Controlador da malha de controle beta

C_{b_i} : Controlador de corrente da malha de controle de corrente do conversor CC-CC abaixador

C_{b_v} : Controlador de tensão da malha de controle de tensão do conversor CC-CC abaixador

C_{bat} : Controlador da malha de controle de potência do banco de baterias

C_{bb} : Capacitor de saída do banco de baterias ou do conversor CC-CC bidirecional

C_{cc} : Capacitor do barramento CC

C_{e_i} : Controlador de corrente da malha de controle de corrente do conversor CC-CC elevador

C_{e_v} : Controlador de tensão da malha de controle de tensão do conversor CC-CC elevador

C_i : Controlador da malha de controle de corrente do conversor CC-CA fonte de corrente

C_{icc} : Controlador da malha de controle de sinal contínuo de corrente

C_{nl} : Capacitor da carga não linear

$coef_{seg}$: Coeficiente de segurança

C_{pv} : Capacitor de entrada do conversor CC-CC elevador unidirecional

C_{st} : Controlador da malha de controle da função STATCOM

C_v : Controlador da malha de controle de tensão do conversor CC-CA fonte de tensão

C_{vcc} : Controlador da malha de controle de sinal contínuo de tensão

C_{vi} : Controlador de tensão da malha de controle de tensão do conversor CC-CA fonte de corrente

D

d: Razão cíclica

D: Potência de distorção, Diodo ou Razão cíclica

D_e : Diodo do conversor CC-CC elevador unidirecional

di : derivada de corrente

dv : derivada de tensão

E

e_β : Erro da malha de controle beta

E_0 : Tensão constante de saída do bando de baterias

e: Erro ou Indica conversor CC-CC elevador unidirecional

E: Tensão de saída do bando de baterias sem carga

e_i : Erro da malha de controle de corrente

e_{Pbat} : Erro da malha de controle de potência do banco de baterias

e_v : Erro da malha de controle de tensão

F

f: Frequência de operação da rede elétrica

f_c : Frequência de corte

f_{res} : Frequência de ressonância do filtro LC

f_s : Frequência de comutação

G

g: condutância equivalente do conversor CC-CA

G: Irradiação solar na superfície do dispositivo fotovoltaico ou condutância equivalente

G_{b_i} : Função de transferência de corrente do conversor CC-CC abaixador

G_{b_v} : Função de transferência de tensão do conversor CC-CC abaixador

G_{e_i} : Função de transferência de corrente do conversor CC-CC elevador

G_{e_v} : Função de transferência de tensão do conversor CC-CC elevador

G_j : Função de transferência do conversor CC-CA fonte de corrente

G_n : Irradiação solar nominal na superfície do dispositivo fotovoltaico

G_v : Função de transferência do conversor CC-CA fonte de tensão

I

i : Corrente

I_L : Corrente gerada pelo efeito fotovoltaico

I_0 : Corrente de saturação reversa do diodo do dispositivo fotovoltaico

i_a : Corrente ativa

i_{carga} : Corrente do conjunto cargas primárias e cargas secundárias

I_{cc} : Corrente do barramento CC

I_{cc_min} : Corrente mínima do barramento CC

i_{cir} : Corrente gerada pela implementação circuital

i_{comp} : Corrente de referência para o conversor CC-CA fonte de corrente

I_d : Corrente do diodo do dispositivo fotovoltaico

I_{ext} : Corrente de saída da fonte CC externa

i_{inv} : Corrente de saída do conjunto inversor mais filtro LC

I_{Lb} : Corrente do indutor do conversor CC-CC bidirecional

I_{Le} : Corrente do indutor do conversor CC-CC elevador unidirecional

I_{max} : Corrente no MPP do dispositivo fotovoltaico

i_{mod} : Corrente gerada pelo modelo matemático

i_{na} : Corrente não ativa

i_{pv} : Corrente de saída do dispositivo fotovoltaico

i_{pvn} : Corrente de saída nominal do dispositivo fotovoltaico

i_r : Corrente reativa

i_{rede} : Corrente da rede elétrica

I_{ref} : Corrente de referência

I_{Rp} : Corrente da resistência paralela do dispositivo fotovoltaico

I_{Rs} : Corrente da resistência série do dispositivo fotovoltaico

I_{sc} : Corrente de curto circuito do dispositivo fotovoltaico

i_T : Corrente de referência total

i_v : Corrente de distorção

K

k : Constante de Boltzmann ou Tensão de polarização

K_f : Ganho do controlador repetitivo

K_i : Coeficiente de corrente do dispositivo fotovoltaico ou Ganho do transdutor de corrente

K_I : Ganho integral

K_p : Ganho proporcional

K_v : Coeficiente de tensão do dispositivo fotovoltaico ou Ganho do transdutor de tensão

K_{vca} : Ganho do transdutor de tensão alternada

K_{vcc} : Ganho do transdutor de tensão contínua

L

L: Indutor do filtro LC

L_b : Indutor do conversor CC-CC bidirecional

L_e : Indutor do conversor CC-CC elevador unidirecional

L_L : Impedância de linha da rede elétrica

L_{nl} : Indutor da carga não linear

M

m: moduladora

M: Quantidade de amostra por ciclo da fundamental

M_M : Média Móvel

N

N_a : Número de amostras de atraso

N_h : Ordem harmônica selecionada

N_p : Número de elementos associados em paralelo

N_s : Número de elementos associados em série

P

P: Potência ativa

P_{bat} : Potência de saída do banco de baterias

P_{max} : Potência máxima do dispositivo fotovoltaico

$P_{max,e}$: Potência máxima do dispositivo fotovoltaico experimental, fornecida pelo fabricante

$P_{max,m}$: Potência máxima do dispositivo fotovoltaico calculada pelo modelo iterativo

P_{pv} : Potência de saída do dispositivo fotovoltaico

Q

q: Constante da carga do elétron

Q: Potência reativa ou Capacidade do banco de baterias

R

R: Carga do sistema fotovoltaico

R_{bat} : Resistência equivalente série do banco de baterias

R_{bb} : Resistência equivalente total do banco de baterias

$R_{ca,p}$: Resistência primária do lado CA

R_{ca_s} : Resistência secundária do lado CA
 R_{cc} : Resistência equivalente do barramento CC
 r_{Ccc} : Resistência intrínseca do capacitor C_{cc}
 R_{cc_p} : Resistência primária do lado CC
 R_{cc_s} : Resistência secundária do lado CC
 r_L : Resistência intrínseca do indutor L
 r_{Le} : Resistência intrínseca do indutor L_e
 R_p : Resistência equivalente paralela do dispositivo fotovoltaico
 R_s : Resistência equivalente série do dispositivo fotovoltaico

S

S: Chave (IGBT)
 S_{ab} : Chave (IGBT) do conversor CC-CC abaixador do bidirecional
 S_e : Chave (IGBT) do conversor CC-CC elevador unidirecional
 S_{eb} : Chave (IGBT) do conversor CC-CC elevador do bidirecional
 s_{Lb} : Saída do controlador G_{b_v}
 s_{Le} : Saída do controlador G_{e_v}

T

T: Temperatura ou Período
 T_i : Constante de tempo da integral
 t_r : Tempo de resposta
 T_s : Período de comutação

V

\hat{v} : Integral sem valor médio da tensão
v: Tensão
 V_{bat} : Tensão de saída do banco de baterias
 V_{bb} : Tensão de saída do banco de baterias
 v_{cc} : Tensão no barramento CC
 v_{cir} : Tensão gerada pela implementação circuital
 V_d : Tensão sobre o diodo do dispositivo fotovoltaico
 V_{ext} : Tensão fornecida por uma fonte CC externa
 v_{inv} : Tensão de saída do conjunto inversor mais filtro LC (tensão no PAC do lado do inversor)
 V_{max} : Tensão no MPP do dispositivo fotovoltaico
 v_{mod} : Tensão gerada pelo modelo matemático
 V_{oc} : Tensão de circuito aberto do dispositivo fotovoltaico

V_p : Tensão pulsada da saída do inversor (antes do filtro LC)

v_{pac} : Tensão no PAC

v_{pv} : Tensão de saída do dispositivo fotovoltaico

v_{rede} : Tensão da rede elétrica (tensão no PAC do lado da rede)

V_{ref} : Tensão de referência

V_t : Tensão térmica do dispositivo fotovoltaico

W

ω_0 : Frequência angular de ressonância

W : Energia reativa

ω_c : Frequência angular de corte

Y

Y_{carga} : admitância da carga do sistema fotovoltaico

Z

Z_1 : Impedância de entrada do conversor CC-CC

Z_2 : Impedância de saída do conversor CC-CC

Capítulo 1

1. Introdução

As energias renováveis e não poluentes vêm desempenhando um papel cada vez mais importante dentro dos sistemas energéticos. Sua inserção no sistema elétrico está relacionada, principalmente, às preocupações no âmbito energético e ambiental. Dentre estas preocupações, destacam-se: o contínuo aumento da demanda energética [1,2,3]; os sistemas de transmissão sobrecarregados e as dificuldades em se construir novas linhas; o efeito estufa e o aquecimento global. Estas duas últimas são consequências, principalmente, da queima de combustíveis fósseis como o carvão mineral e os derivados do petróleo.

Neste cenário, os sistemas de geração distribuída despertam grande interesse, pois podem utilizar diversos tipos de fontes primárias de energia, inclusive as denominadas renováveis e não poluentes. A multiplicidade de fontes primárias pode agregar um maior grau de flexibilidade ao sistema energético, que passa a contar com várias formas de geração, muitas das quais são complementares, como por exemplo, hidráulica e eólica ou solar e eólica. Outra característica interessante dos sistemas de geração fotovoltaicos é a possibilidade de serem instalados rapidamente e próximo aos consumidores, sejam indústrias ou comércios e residências. A relativa facilidade para a instalação pode atenuar as necessidades imediatas dos governos em realizar investimentos onerosos no sistema energético e, a proximidade com os consumidores, tende a diminuir as perdas decorrentes da transmissão e da distribuição da energia.

O conceito de geração distribuída ou, gerador distribuído, ainda não está consolidado entre os países, as associações internacionais e os acadêmicos que atuam na área da energia elétrica, como mostrado por [4,5,6]. Os principais pontos de discussão para a consolidação de uma definição são: a capacidade de geração; o nível de tensão no ponto de conexão; a localização da instalação; a área de

fornecimento de energia e o propósito da instalação [6]. Por exemplo, a associação internacional CIGRÉ (*International Council on Large Electric System*) define geração distribuída como sendo toda unidade de geração com capacidade de 50MW a 100MW, usualmente conectada ao sistema de distribuição e não centralmente despachável [7]. O IEEE (*Institute of Electrical and Electronic Engineers*) define como sendo fontes elétricas que não são conectadas diretamente ao sistema de transmissão, podendo se conectar a rede elétrica via um ponto de acoplamento comum [8,9]. O PRODIST (Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional) define geração distribuída como centrais geradoras de eletricidade de qualquer capacidade, conectadas ao sistema de distribuição, que podem operar de forma paralela ou isolada da rede e serem despacháveis ou não [10].

Uma revisão bibliográfica detalhada sobre as definições de geração distribuída pode ser encontrada em [11], na qual os autores concluem que a definição proposta em [6] é a mais adequada, e será esta a base para este trabalho. Portanto, geração distribuída é uma fonte de energia elétrica com o propósito de, ao menos, fornecer potência ativa e que deve ser conectada ao sistema elétrico de distribuição ou de transmissão. Sugere-se dividir os sistemas de geração distribuída em categorias relacionadas à sua capacidade de geração. O nível de tensão e a área de fornecimento de energia não são relevantes para esta definição.

Um conjunto controlado de geradores distribuídos e de cargas locais é denominado de microrrede. Uma microrrede pode ser entendida como um pequeno sistema de energia elétrica controlável, que pode, entre outras coisas, auxiliar as concessionárias no processo de despacho de energia, redução das perdas no processo de transmissão, regulação de tensão etc. Pode ainda ser desconectada automaticamente do sistema de distribuição, principalmente em casos de faltas elétricas, ou intencionalmente de acordo com a vontade do usuário [12,13].

A energia fotovoltaica se destaca das outras fontes renováveis e não poluentes, principalmente, pelo fato de poder ser instalada rapidamente em zonas densamente urbanizadas, além de ser silenciosa, exigir mínima manutenção e ocupar um espaço físico ocioso, o telhado. A principal desvantagem dos sistemas fotovoltaicos é a baixa eficiência dos módulos comerciais de silício cristalino, que atualmente está em torno de 12% a 15%. O elevado custo financeiro para a instalação do sistema, devido ao preço dos módulos e dos conversores eletrônicos de potência, também é uma desvantagem importante [14]. No Brasil, a utilização da energia solar é possível praticamente em todo o território nacional, apresentando ótimas taxas de radiação solar o ano todo [15].

Estudos da organização WADE (*World Alliance for Decentralized Energy*) indicam que a descentralização energética está em rápida expansão. A geração distribuída corresponde a 36% de toda a geração de energia elétrica instalada no mundo a partir de 2006 [16]. Contudo, o Brasil continua a ter uma das matrizes energéticas mais centralizadas do mundo, sendo que em 2011 66,91% da energia elétrica instalada no Brasil corresponde às hidrelétricas; 26,67% as termelétricas; 1,71% as usinas nucleares e

apenas 4,7% a geração distribuída [17]. Em 2012, 80,4% da energia elétrica produzida no Brasil foi gerada pelas hidrelétricas e, apenas 7,5% por geração distribuída [18]. Apesar dos dados fornecidos serem de 2007, atualmente, o cenário brasileiro não é muito diferente, o que abre espaço para investimentos na área da descentralização energética.

Os incentivos governamentais tornam-se extremamente importantes para a penetração das energias renováveis na matriz energética. Neste sentido, o governo brasileiro, por meio da ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) tem incentivado as construções de parques eólicos e fotovoltaicos [19]. Em abril de 2012, a ANEEL aprovou a resolução que regulamenta e incentiva a microgeração e a minigeração distribuída de energia elétrica com fontes renováveis de pequeno porte [20]. Além disso, a resolução cria no país um sistema de compensação de créditos, que deverá impulsionar a instalação e a disseminação de pequenos sistemas fotovoltaicos residenciais e comerciais conectados à rede elétrica em todo o país. Esta resolução é o primeiro passo brasileiro para a difusão da geração distribuída de pequeno porte (setores residencial e comercial) e para a criação de um mercado dinâmico no setor energético.

Além da importância da inserção das energias renováveis na matriz energética e da disseminação da geração distribuída, ocasionando a descentralização do sistema elétrico, a eficiência energética também é um assunto fundamental, no cenário atual. E dentro do contexto da eficiência energética, a qualidade da energia elétrica, que trata da análise e do condicionamento dos distúrbios elétricos, é um ponto chave para a melhoria da eficiência.

Nas últimas décadas, houve uma drástica mudança nas características das cargas elétricas, passando de cargas lineares para cargas não lineares. Esta mudança deve-se, principalmente, ao avanço tecnológico da eletrônica de potência, que contribuiu para o barateamento dos eletroeletrônicos e sua proliferação, por exemplo, a troca das lâmpadas incandescente pelas lâmpadas fluorescentes compactas. As cargas não lineares drenam da fonte elétrica uma corrente não senoidal, que em excesso, pode causar sobreaquecimento em transformadores; diminuir a vida útil e/ou danificar dispositivos eletroeletrônicos; gerar interferência eletromagnética nas linhas de telecomunicações e causar erros de medição. Em suma, as cargas não lineares contribuíram para o aumento do conteúdo harmônico no sistema. Além da distorção harmônica, existem outros distúrbios elétricos causados pelas cargas, tais como: circulação de reativos e desbalanço. A circulação de reativos é causada, especialmente, por elementos armazenadores de energia e, intensificam as perdas no sistema de transmissão e de distribuição. O desbalanço de carga apenas aparece em sistemas trifásicos, causando assimetria e/ou desequilíbrio. Este distúrbio é consequência, fundamentalmente, da distribuição não uniforme das cargas monofásicas em um sistema polifásico, o que pode intensificar a circulação de corrente através do condutor de retorno. Deve-se destacar que a corrente que contém distúrbios elétricos ao fluir através das impedâncias de linha pode refletir os distúrbios da corrente na tensão.

Neste contexto, a utilização de condicionadores ou compensadores de energia elétrica torna-se essencial para atenuar os distúrbios elétricos e aumentar a grau de eficiência energética. Este trabalho propõe utilizar a própria interface eletrônica dos sistemas de geração fotovoltaicos para transferir a potência ativa para as cargas e, simultaneamente, realizar a compensação de maneira seletiva ou não dos distúrbios causados pelas mesmas. Para realizar a compensação seletiva dos distúrbios elétricos é utilizada a Teoria de Potência Conservativa (CPT – *Conservative Power Theory*) proposta em [21,22] e estudada em [23,24]. A escolha deve-se ao fato da teoria ter sido desenvolvida para casos de tensão e de corrente não senoidais. Além do mais, as parcelas de corrente e de potência decorrente da decomposição são independentes, ortogonais, e estão relacionadas a uma característica específica da carga (consumo de energia; armazenamento de energia; desbalanço e não linearidades), possibilitando a seletividade de compensação dos distúrbios elétricos.

1.1. Organização do trabalho

O sistema de geração fotovoltaico que será apresentado, analisado e discutido neste trabalho é mostrado na Figura 1. O capítulo 2 discutirá os diferentes métodos de modelagem para dispositivos fotovoltaicos, as técnicas de rastrear o ponto de máxima potência dos módulos fotovoltaicos e os métodos de modelagem de baterias ou banco de baterias. O capítulo 3 mostrará o projeto, a modelagem e o controle dos conversores eletrônicos de potência presentes do sistema. Importante esclarecer que os capítulos 2 e 3 são apenas uma revisão de assuntos bastante abordados na literatura. O capítulo 4 analisará um sistema de geração fotovoltaico isolado, enquanto que o capítulo 5 analisará um sistema de geração fotovoltaico híbrido multifuncional, destacando a compensação seletiva local executada pelo sistema. O capítulo 6 realizará uma breve discussão sobre a possibilidade de realizar compensação distribuída utilizando os geradores distribuídos presentes em uma microrrede. Para finalizar, o capítulo 7 apresentará as conclusões gerais deste trabalho.

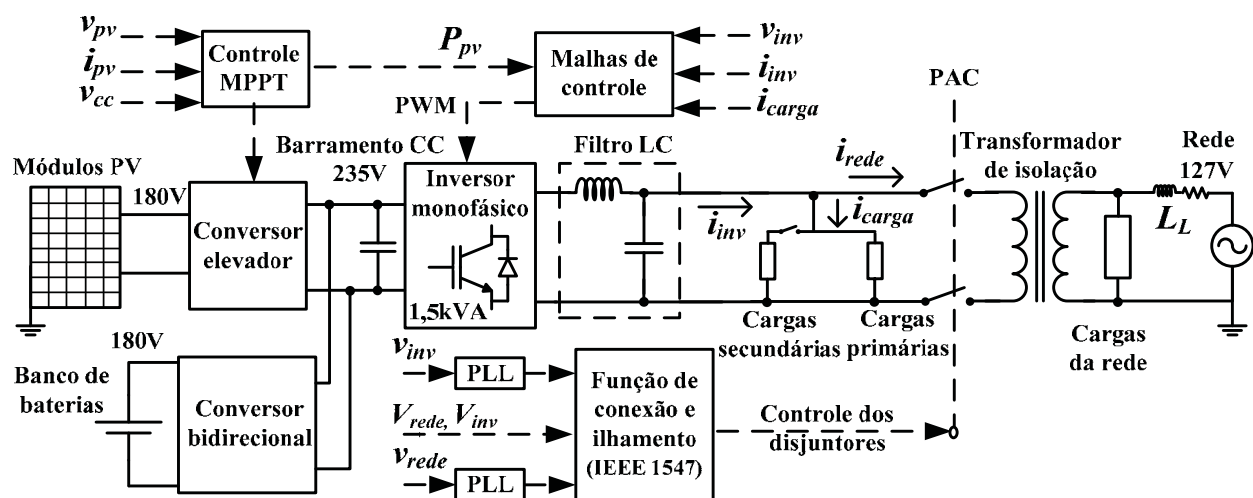


Figura 1: Diagrama de blocos do sistema de geração fotovoltaico híbrido multifuncional.

Capítulo 2

2. Modelo do dispositivo fotovoltaico, MPPT e modelo do banco de baterias

Os estudos sobre a conversão da energia em forma de luz para a energia em forma elétrica remontam desde 1839, quando Alexandre Edmond Becquerel descobriu o efeito fotoelétrico. Embora o efeito fotovoltaico esteja diretamente relacionado ao efeito fotoelétrico, estes são diferentes. No efeito fotoelétrico, os elétrons são expulsos da superfície do material após a exposição à irradiação¹. No efeito fotovoltaico, os elétrons trocam de camada, por definição, transferem-se da camada de valência para as camadas de condução, dentro do próprio material. O primeiro dispositivo fotovoltaico, chamado de célula fotovoltaica, foi construído em 1883 por Charles Fritts e, apenas em 1905, o efeito fotoelétrico foi explicado por Albert Einstein, em pesquisa que lhe rendeu o prêmio Nobel em 1921.

Apesar dos estudos de longa data, as células fotovoltaicas continuam a apresentar baixa eficiência de conversão e alto custo financeiro, devido ao complexo processo de fabricação. Por causa disto, diversos materiais foram testados para a fabricação das células, sendo os principais: o silício monocristalino, o silício policristalino, os filmes finos [silício amorfo (Si-a), telurídio de cádmio (CdTe) e disseleno de cobre e índio (CIS)] e os polímeros. As células fabricadas por este último material são chamadas de células orgânicas. Contudo, as células fotovoltaicas de silício mono e policristalino são as

¹ Irradiação solar: densidade de potência instantânea de luz solar [W/m^2];
Radiação solar: integral no tempo da irradiação solar [8].

mais aceitas no mercado, por causa principalmente do bom compromisso entre eficiência e custo financeiro. Atualmente, as células mono e policristalina correspondem a 80% do que é produzido [25,26].

A unidade básica de uma célula fotovoltaica é a junção $p-n$, que nada mais é do que um diodo com característica de absorção de fótons [26]. A incidência da luz libera portadores de carga que dão origem a uma corrente elétrica, quando o dispositivo está em circuito fechado. Isto ocorre quando a energia do fóton incidente é suficiente para excitar os elétrons covalentes do semicondutor, fenômeno que depende do material empregado na construção do dispositivo e do comprimento de onda da luz incidente. Basicamente, o efeito fotovoltaico consiste da absorção de fótons, da geração e do transporte de portadores de carga no semicondutor, da separação dos portadores pela junção $p-n$ e, finalmente, da coleta dos portadores pelos terminais do dispositivo [25].

A célula fotovoltaica apresenta uma relação característica entre a tensão e a corrente ($I \times V$) não linear e, muito sensível as variações de irradiação e de temperatura. Por meio da curva $I \times V$ é possível encontrar a relação entre potência e tensão ($P \times V$). Ambas as relações características estão demonstradas na Figura 2. A curva $I \times V$, Figura 2(a), apresenta três pontos notáveis: corrente de curto-circuito ($0, I_{sc}$), tensão de circuito aberto ($V_{oc}, 0$) e ponto de máxima potência (MPP) formado pelo par ordenado (V_{max}, I_{max}) e, duas regiões bem definidas, indicando que a célula fotovoltaica pode operar como fonte de corrente constante (à esquerda do MPP) ou como fonte de tensão constante (à direita do MPP).

A Figura 2(b) mostra que a curva $P \times V$ possui um ponto máximo e que este varia de acordo com as condições climáticas de irradiação e de temperatura. Portanto, é interessante que o sistema fotovoltaico tente sempre operar no ponto de máxima potência, necessitando para isto, de um rastreador de máxima potência, que será destacado na seção 2.2.

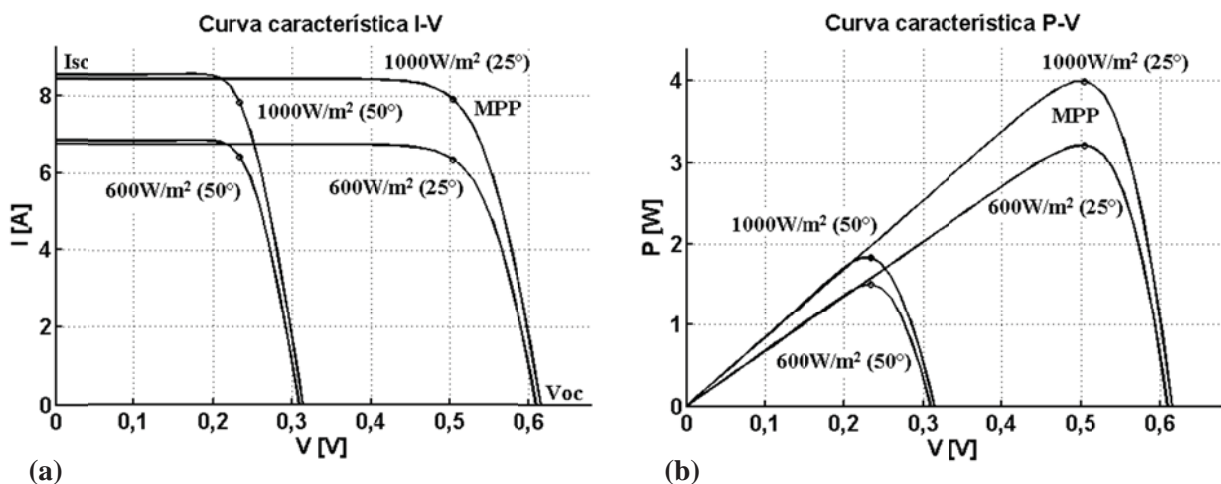


Figura 2: Curvas características $I \times V$ (a) e $P \times V$ (b) de uma célula fotovoltaica.

As células fotovoltaicas podem ser associadas em série e/ou paralelo para formar o chamado módulo fotovoltaico. E dependendo da tensão de saída e da potência nominal desejada para um sistema, os módulos podem ser associados em série e/ou em paralelo, formando um arranjo de módulos (*array*). Uma sequência de módulos associados em série é denominada de cadeia (*string*). As associações em série

são realizadas para elevar o nível de tensão na saída da cadeia, enquanto que as associações em paralelo elevam o nível de corrente disponível.

As curvas características $I \times V$ e $P \times V$ de um módulo ou, de um arranjo de módulos, são similares a de uma célula fotovoltaica, sendo a principal diferença a resistência equivalente série e paralela do dispositivo que será melhor detalhado na seção 2.1.

Para evitar danos e redução de eficiência ao sistema, em condição de operação desigual de irradiação do módulo ou entre os módulos, torna-se essencial a utilização de diodos de passagem e de bloqueio. O diodo de passagem, diodo em antiparalelo com o dispositivo fotovoltaico², é usado para evitar que uma associação série seja limitada pelo dispositivo com menor incidência de irradiação solar. E o diodo de bloqueio, diodo em série, impede a circulação de corrente reversa através das cadeias associadas em paralelo, Figura 3.

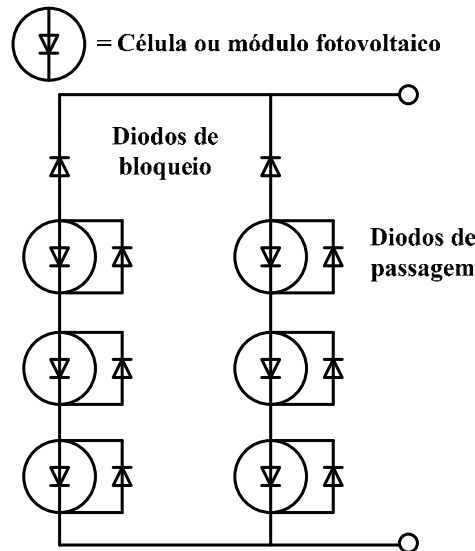


Figura 3: Associação série e paralela de dispositivos fotovoltaicos com diodos de bloqueio e de passagem.

Outra consequência do sombreamento parcial em módulos é a criação de múltiplos pontos de máximo na curva $P \times V$, chamados de máximos locais, conforme ilustra a Figura 4. A ocorrência de múltiplos máximos locais dificulta o rastreamento da máxima potência global e a otimização do sistema. Para atenuar as consequência negativas deste efeito alguns algoritmos complexos de rastreamento de máxima potência global são propostos na literatura [27,28,29].

Neste contexto, este capítulo tem por objetivo discutir alguns métodos de modelagem de dispositivos fotovoltaicos, algumas técnicas de MPPT e uma modelagem de baterias. Será escolhido um método de modelagem e uma técnica de rastreamento para ser utilizada no restante do trabalho. Como existem muitas propostas na literatura, apenas algumas serão discutidas a seguir.

² Dispositivo fotovoltaico: entende-se por dispositivo fotovoltaico como sendo a célula ou o módulo fotovoltaicos.

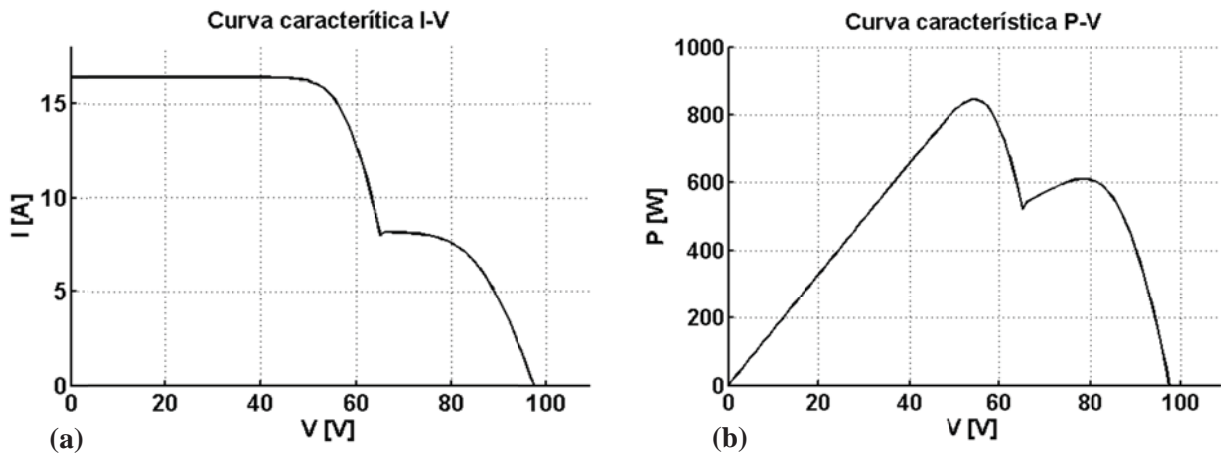


Figura 4: Múltiplos pontos de máxima potência devido à condição de operação desigual de irradiação solar, IxV (a) e PxV (b).

2.1. Modelo do dispositivo fotovoltaico

Uma correta e precisa modelagem do dispositivo fotovoltaico pode simplificar e agilizar os estudos relacionados às aplicações de sistemas fotovoltaicos, como por exemplo, geração distribuída, microrredes etc. Muitos autores têm proposto diferentes métodos para modelar a curva característica IxV não linear dos dispositivos fotovoltaicos, por exemplo: método circuital [30], método matemático [31,32,33], método experimental [34], método baseado na modulação por largura de pulso [35,36], método fuzzy [37], método neuro-fuzzy [38], método neural [39] etc.

A representação circuital mais aceita de um dispositivo fotovoltaico real, mostrada na Figura 5, é constituída de quatro elementos: uma fonte de corrente controlada que representa a corrente gerada pelo efeito fotovoltaico (I_λ); um diodo que representa o efeito da junção $p-n$; uma resistência equivalente paralela (R_p) que está relacionada basicamente à corrente de fuga da junção $p-n$ do material semiconductor e uma resistência equivalente série (R_s) que está relacionada com a resistência da estrutura física do dispositivo fotovoltaico. Destaca-se que existem outros modelos circuitais, em que se consideram dois diodos [40] ou um capacitor de saída [32].

O modelo apresentado na Figura 5 é válido para representar tanto uma célula, um módulo ou um arranjo de módulos fotovoltaicos, diferenciando apenas pelos valores das resistências equivalentes. Para uma associação série de n elementos, as quantidades V_d , R_s e R_p devem ser multiplicadas por n . Enquanto que para uma associação em paralelo de n elementos, as quantidades I_λ , I_d e I_{Rp} são multiplicadas por n e as quantidades R_s e R_p são divididas por n .

Aplicando-se a lei das correntes de Kirchhoff no circuito apresentado na Figura 5, PV ideal, encontra-se (1). A curva que representada (1) é demonstrada na Figura 6. Note que apesar das variáveis de tensão e de corrente estarem representadas por letras maiúsculas, estas são variáveis instantâneas, em que as pequenas ondulações foram desconsideradas.

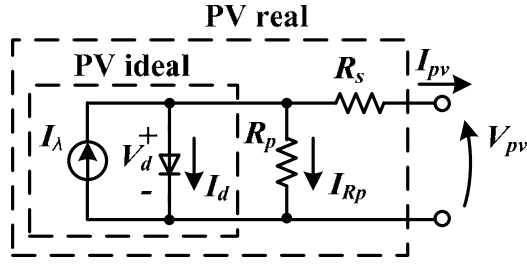


Figura 5: Modelo circuital de um dispositivo fotovoltaico, ideal e real.

$$I_{pv} = I_{\lambda} - I_d \quad (1)$$

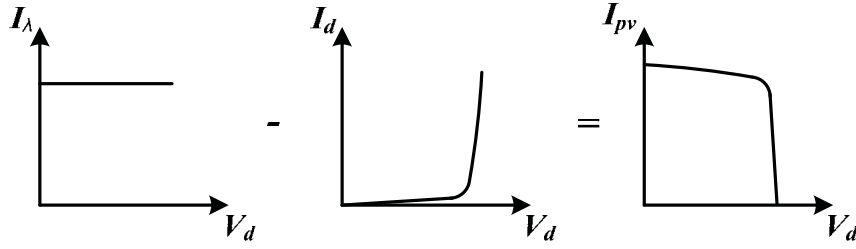


Figura 6: Curva característica IxV do dispositivo fotovoltaico ideal.

Substituindo I_d pela equação clássica da corrente do diodo, a expressão que representa a curva característica IxV de um dispositivo fotovoltaico ideal é:

$$I_{pv} = I_{\lambda} - I_0 \left[\exp\left(\frac{q \cdot V_{pv}}{a \cdot k \cdot T}\right) - 1 \right] \quad (2)$$

tal que V_{pv} e I_{pv} são, respectivamente, a tensão e a corrente de saída do dispositivo fotovoltaico, I_{λ} é a corrente gerada pela incidência da luz (diretamente proporcional à irradiação solar), I_0 é a corrente de saturação reversa do diodo, T é a temperatura na superfície do material, q é a carga do elétron ($1,60217646 \times 10^{-19}$), k é a constante de Boltzmann ($1,3806503 \times 10^{-23}$) e a é a constante ideal do diodo. Contudo, a equação (1) não representa a curva característica de um dispositivo fotovoltaico real, pois não considera as resistências internas. Para modelar um dispositivo prático, deve-se utilizar:

$$I_{pv} = I_{\lambda} - I_d - I_{Rp}$$

$$I_{pv} = I_{\lambda} - I_0 \left[\exp\left(\frac{V_{pv} + R_s \cdot I_{pv}}{V_t \cdot a}\right) - 1 \right] - \frac{V_{pv} + R_s \cdot I_{pv}}{R_p} \quad (3)$$

tal que $V_t = N_s \cdot k \cdot T / q$ é a tensão térmica do dispositivo fotovoltaico com N_s elementos associados em série.

Muitos autores, para simplificar a modelagem, desprezam os efeitos das resistências equivalentes e consideram a corrente fotovoltaica de saída igual à corrente de curto-circuito do dispositivo ($I_{pv} = I_{sc}$). A corrente fotovoltaica é diretamente proporcional a irradiação e varia linearmente com a temperatura, podendo ser expressa por (4). Tal que G é a irradiação solar na superfície do dispositivo, G_n é a irradiação solar nominal, I_{pvn} é a corrente fotovoltaica nominal e K_i é o coeficiente que relaciona a variação da corrente em função da temperatura.

$$I_{\lambda} = \frac{G}{G_n} (I_{pvm} + K_i \cdot \Delta T) \quad (4)$$

O equacionamento discutido anteriormente é aceito e utilizado por diversos autores [31,32,33,34,35], entretanto, quatro parâmetros chaves são desconhecidos: coeficiente de idealidade do diodo (a), corrente de saturação do diodo (I_0), resistência equivalente série (R_s) e resistência equivalente paralela (R_p). E existem apenas três pontos de operação conhecidos e fornecidos nos manuais dos fabricantes: corrente de curto-circuito ($0, I_{sc}$), tensão de circuito aberto ($V_{oc}, 0$) e ponto de máxima potência (V_{max}, I_{max}), conforme a Figura 2.

Em [31] é proposto encontrar matematicamente a e I_0 e, ajustar os parâmetros R_s e R_p . Como trabalho futuro, os autores esperam encontrar mais duas equações para calcular R_s e R_p . Em [32], os autores também sugerem calcular a e I_0 e, escolher R_s e R_p dentro de uma faixa de valores: R_s deve estar entre $0,01\Omega$ a 1Ω e, R_p entre 200Ω a 800Ω , para uma célula fotovoltaica.

Em [34] é proposto encontrar a e I_0 por meio de equações matemáticas e R_s e R_p por meio de ensaios experimentais no dispositivo fotovoltaico. Este método é o mais exato, contudo, demanda o levantamento de dados experimentais.

Alguns autores não citam absolutamente nada a respeito das resistências série e paralelo [30]. O modelo da plataforma de simulação PSIM/SIMCAD que utiliza o equacionamento proposto em [33], não faz menção as resistências série e paralela, deixando por conta do usuário escolher uma maneira de encontrar tais parâmetros.

2.1.1. Modelo do dispositivo fotovoltaico iterativo

O método de modelagem do dispositivo fotovoltaico iterativo é o proposto em [25,41,42]. Este apresenta um bom compromisso entre simplicidade e precisão, sendo eficaz para simulações de eletrônica de potência.

Uma melhoria desta metodologia com relação às outras presentes na literatura é a forma de calcular a corrente de saturação reversa do diodo (I_0), que inclui os coeficientes de tensão (K_v) e de corrente (K_i), fornecidos pelos manuais dos fabricantes:

$$I_0 = \frac{I_{sc} + K_i \cdot \Delta T}{\exp((V_{oc} + K_v \cdot \Delta T)/a \cdot V_t) - 1} \quad (5)$$

O método proposto em [25] ajusta R_s e R_p de maneira iterativa, uma vez que apenas um par de valores $\{R_s, R_p\}$ satisfaz a condição $P_{max,m} = P_{max,e} = V_{max} \cdot I_{max}$. Tal que V_{max} é a tensão máxima nominal, I_{max} é a corrente máxima nominal (ambas fornecidas pelo manual do fabricante), $P_{max,m}$ é a potência máxima calculada pelo modelo IxV de (3) e $P_{max,e}$ é a potência máxima experimental fornecida pelo manual do fabricante. A constante ideal do diodo também pode ser encontrada iterativamente, analisando o erro médio do modelo.

O método iterativo tem se mostrado simples e eficaz para fornecer os parâmetros que adapta perfeitamente o modelo às características elétricas fornecidas pelo fabricante (tensão de circuito aberto, corrente de curto-circuito e ponto de máxima potência).

2.1.2. Modelo do dispositivo fotovoltaico experimental

O método de modelagem do dispositivo fotovoltaico experimental utilizado é o proposto em [34]. Por ser um método experimental, torna-se mais exato do que o método iterativo, contudo, demanda mais tempo e esforço para se encontrar os parâmetros corretos do modelo.

Esta metodologia baseia-se em realizar dois ensaios experimentais, como representados pelos circuitos da Figura 7, em condição de ausência de irradiação, para encontrar as resistências paralela [Figura 7(a)] e série [Figura 7(b)] do dispositivo. V_{ext} é a tensão fornecida por uma fonte CC externa. Note que em condição escura, a corrente I_λ é nula.

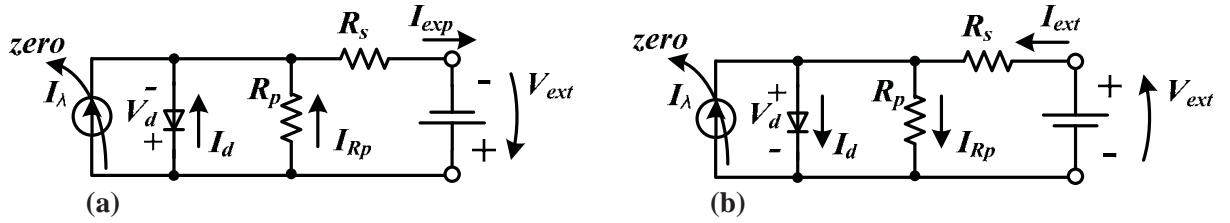


Figura 7: Circuitos dos ensaios experimentais para encontrar as resistências paralela (a) e série (b).

No ensaio experimental para encontrar a resistência paralela, Figura 7(a), a corrente I_d é aproximadamente zero e a resistência R_p é muito maior do que a R_s . No ensaio experimental para encontrar a resistência série, Figura 7(b), na região de saturação do diodo, a variação da tensão do diodo é praticamente zero e, a resistência série pode ser calculada por:

$$R_s = \frac{\Delta V_{ext}}{\Delta I_{ext}} \quad (6)$$

Após encontrar as resistências equivalentes e, considerando $I_\lambda \approx I_{sc}$, usam-se (7), (8) e (9) para calcular os parâmetros a e I_0 . O subíndice i , indica a qual ponto de operação pertencem os valores considerados para o equacionamento, uma vez que para encontrar o parâmetro a são necessários considerar dois pontos de operação distintos.

$$I_{di} = I_{sc} - I_{pvi} - \frac{V_{pvi} + I_{pvi} \cdot R_s}{R_p} \quad (7)$$

$$a = \frac{(\Delta V_{pv1} + I_{pv1} \cdot R_s) - (\Delta V_{pv2} + I_{pv2} \cdot R_s)}{V_t \cdot \ln\left(\frac{I_{d1}}{I_{d2}}\right)} \quad (8)$$

$$I_0 = \frac{I_{sc} - \frac{V_{oc}}{R_p}}{\exp\left(\frac{V_{oc}}{a \cdot V_t}\right) - 1} \quad (9)$$

2.1.3. Resultados

Para analisar a precisão dos métodos de modelagem discutidos e compará-los, usar-se-á o módulo fotovoltaico policristalino Pluto 240-Wde da Suntech [43]. A Tabela 1 apresenta as especificações disponibilizadas no manual do fabricante. A Figura 8 mostra as curvas características IxV e PxV do módulo.

Tabela 1: Especificações do módulo fotovoltaico policristalino Pluto 240-Wde da Suntech [43].

Especificações: módulo fotovoltaico Pluto 240-Wde	
Número de células (N_s)	60
Coeficiente de tensão (K_v)	-0.115866V/K
Coeficiente de corrente (K_i)	0.0043146A/K
Eficiência do módulo (η)	14,5%

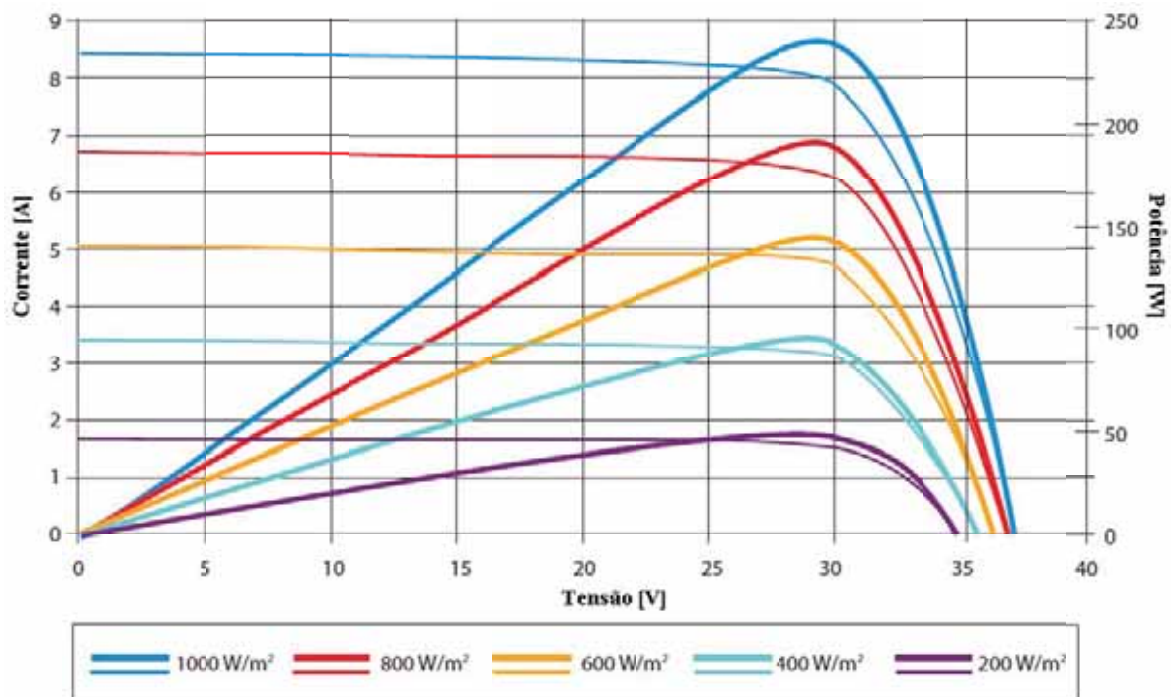


Figura 8: Curvas características IxV e PxV do módulo fotovoltaico Pluto 240-Wde, com diferentes valores de irradiação [43].

Apesar da dificuldade, é muito importante analisar e comparar os dois métodos de modelagem sob os mesmos valores de temperatura em toda a superfície do dispositivo fotovoltaico, porque, durante o estudo, percebeu-se que os quatro parâmetros-chaves são muito sensíveis às variações de temperatura.

Aplicando-se a metodologia iterativa apresentada na seção 2.1.1 para uma temperatura na superfície do módulo fotovoltaico de 45°C, encontraram-se os quatro parâmetros-chaves, os quais são mostrados na Tabela 2.

Seguindo a metodologia experimental explicitada na seção 2.1.2, plotou-se as curvas representadas na Figura 9:

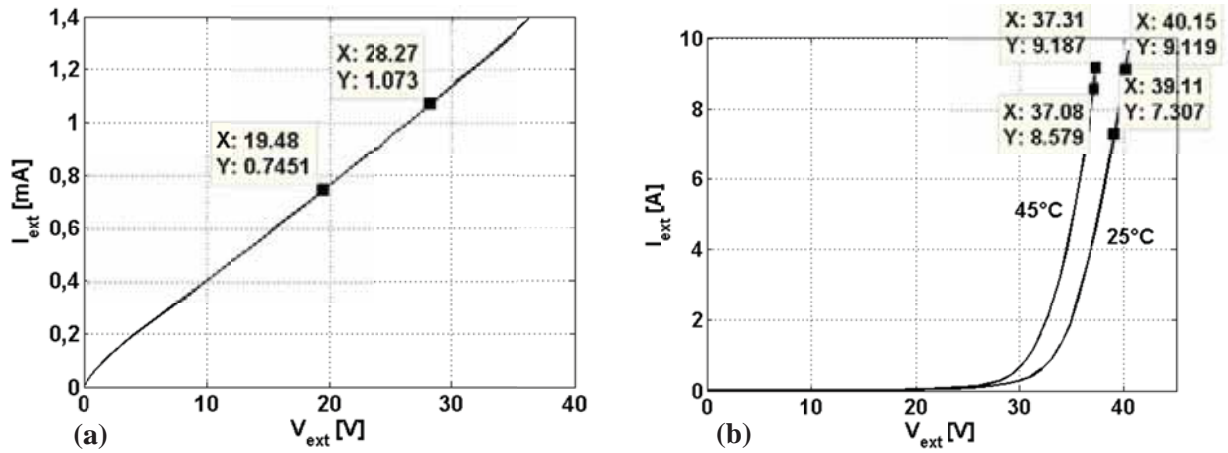


Figura 9: Curvas experimentais para encontrar as resistências paralela(a) e série(b).

Por meio do coeficiente angular da reta da Figura 9(a) estima-se a resistência paralela e por meio do coeficiente angular da reta formada na região de saturação do diodo, Figura 9(b), estima-se a resistência série. Os valores de ambas as resistências são mostrados na Tabela 2. Na Tabela 2 também é possível visualizar os valores da corrente de saturação e da constante ideal do diodo, calculados por (8) e por (9), respectivamente.

Tabela 2: Parâmetros encontrados pelos dois métodos estudados.

Parâmetros	Iterativo	Experimental
Resistência equivalente paralela (R_p)	21k Ω	27k Ω
Resistência equivalente série (R_s)	0,32 Ω	0,38 Ω
Corrente de saturação reversa do diodo (I_0)	1x10 ⁻¹⁰ A	1x10 ⁻¹⁰ A
Constante ideal do diodo (a)	0,89	0,89

Por meio da Tabela 2 é possível comparar quantitativamente os dois métodos, os quais se mostram relativamente similares, especialmente os dois últimos parâmetros relacionados ao diodo. As diferenças apresentadas para as resistências são devido às imprecisões do algoritmo iterativo e imprecisões ao estimar o coeficiente angular das retas.

Na Figura 9(b) é possível visualizar o efeito que a variação da temperatura causa na resistência série. Ao estimar R_s para 25°C encontra-se o valor de 0,57 Ω , que é 50% maior que o R_s estimado para a temperatura de 45°C. Devido a esta acentuada sensibilidade é necessário tomar cuidado ao modelar os módulos fotovoltaicos, pois, quando se calcula a resistência série em temperaturas por volta de 25°C a perda sobre a resistência série é proeminente. Além disso, os módulos fotovoltaicos quando em operação,

apresentam temperaturas em sua superfície em torno de 60°C . Os resultados apresentados neste trabalho foram mensurados sob uma temperatura de 45°C , devido à falta de equipamentos que fossem capazes de controlar a temperatura, uniformemente, em todo o módulo fotovoltaico. O aquecimento do módulo foi efetuado forçando-se, por meio de uma fonte externa, a circulação interna de uma corrente. Para este caso, a corrente de circulação teve valor de, aproximadamente, nove Amperes.

Apesar de ter-se estimado os parâmetros do módulo fotovoltaico a uma temperatura de 45°C , as curvas características IxV e PxV são plotadas para uma temperatura de 25°C . Desta forma é possível comparar as curvas geradas pelos modelos simulados com a curva disponibilizada no manual do fabricante. Para este fim, implementou-se (3) no software MatLab e, plotaram-se as curvas características IxV e PxV do módulo fotovoltaico (vide Figura 10) para as mesmas condições climáticas e com as mesmas variações de irradiação, das curvas características disponíveis no manual do fabricante (vide Figura 8). Ou seja: temperatura do módulo constante de 25°C e irradiação de $1000\text{W}/\text{m}^2$, $800\text{W}/\text{m}^2$, $600\text{W}/\text{m}^2$, $400\text{W}/\text{m}^2$ e $200\text{W}/\text{m}^2$, curvas de cima para baixo, respectivamente. Para o modelo iterativo, plotou-se apenas a curva característica com irradiação máxima, pois, esta foi considerada como sendo a melhor curva para efetuar as justas comparações, por causa de sua posição no gráfico. Para auxiliar a análise, a Tabela 3 apresenta as características elétricas, fornecidas pelo fabricante, do módulo fotovoltaico Pluto 240-Wde.

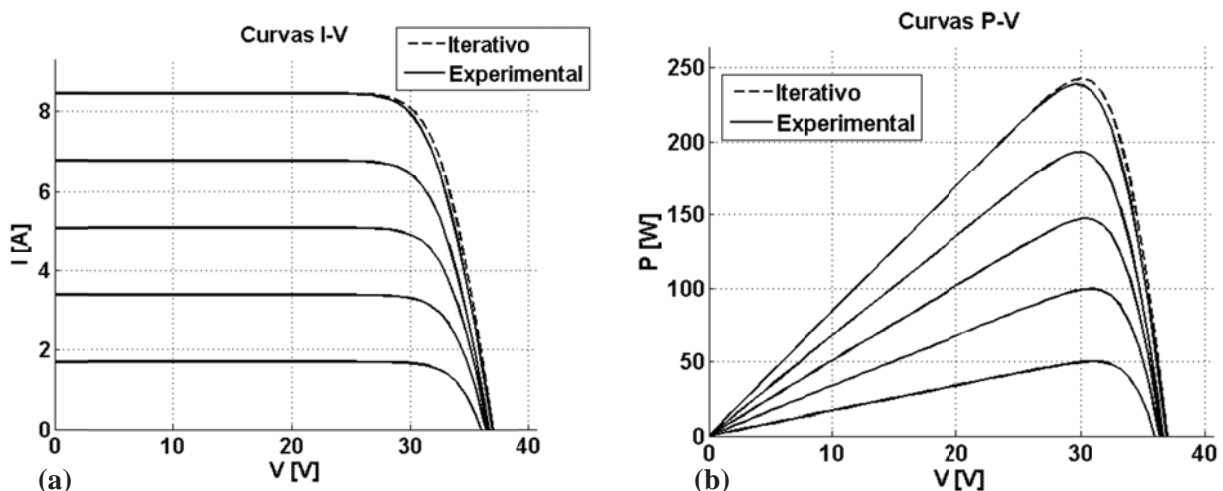


Figura 10: Curvas características IxV (a) e PxV (b) do módulo fotovoltaico Pluto 240-Wde, com diferentes valores de irradiação, geradas por meio do software MatLab.

A primeira conclusão é que os modelos, iterativo e experimental, são muito similares e podem ser utilizados para aplicações de eletrônica de potência. Inclusive, ambos apresentaram os três pontos notáveis próximos ao fornecido no manual do fabricante, como mostrado na Tabela 3. Contudo, o modelo experimental se demonstra mais exato do que o iterativo, pois suas curvas características são mais parecidas com as curvas características explicitadas no manual do fabricante (Figura 8).

Tabela 3: Características elétricas do módulo Pluto 240-Wde fornecidas pelo manual do fabricante [43].

Condição: $G_n=1000\text{W/m}^2$ e $T=25^\circ$ (STC³)	
Tensão no ponto de máxima potência (V_{max})	29,6V
Corrente no ponto de máxima potência (I_{max})	8,11A
Tensão de circuito aberto (V_{oc})	36,9V
Corrente de curto-circuito (I_{sc})	8,46A
Potência máxima (P_{max})	240W
Condição: $G_n=800\text{W/m}^2$ e $T=20^\circ$ (NOCT⁴)	
Tensão no ponto de máxima potência (V_{max})	26,9V
Corrente no ponto de máxima potência (I_{max})	6,54A
Tensão de circuito aberto (V_{oc})	33,9V
Corrente de curto-circuito (I_{sc})	6,84A
Potência máxima (P_{max})	176W

Para finalizar, uma última ressalva com relação a [34]. O valor da resistência série encontrado em [34] tem um valor muito elevado, o que resulta em uma perda de, aproximadamente, 50% do valor da potência máxima do módulo fotovoltaico. Isto indica que os ensaios experimentais podem ter sido realizados com temperatura na superfície do módulo não uniforme e abaixo da temperatura de operação nominal. Os resultados deveriam ser revistos, com atenção especial a gestão da temperatura na superfície do módulo. Também seria interessante a proposição de ensaios padronizados para a identificação dos parâmetros desejados.

2.2. MPPT

Como citado anteriormente, as principais desvantagens dos módulos fotovoltaicos são a baixa eficiência de conversão e o elevado custo financeiro da instalação. Para tentar deixá-los mais atrativos, é essencial extrair a máxima potência para otimizar o sistema. Todavia, devido à sensibilidade da curva $I \times V$ não linear à irradiação e à temperatura dos módulos, modificando continuamente o ponto de máxima potência e, o aparecimento de múltiplos máximos locais em condição de operação desigual de irradiação,

³ STC: do inglês *Standard Test Conditions* é a condição de teste padrão;

⁴ NOCT: do inglês *Nominal Operation Cell Temperature* é a temperatura nominal de funcionamento da célula.

torna-se complexo o processo de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT – *Maximum Power Point Tracking*).

Para superar as dificuldades de otimização dos sistemas fotovoltaicos, várias técnicas de extração de máxima potência podem ser encontradas na literatura [44,45,46,47]. Como a variedade é extensa, optou-se por estudar as principais técnicas: MPPT passivo, razão cíclica fixa, tensão constante, perturba e observa (P&O), condutância incremental (CI), beta, oscilação do sistema e correlação de ripple. Uma revisão bibliográfica detalhada e comparações entre estas técnicas de rastreamento podem ser encontradas em [46,48,47].

As técnicas de MPPT, em sua maioria, atuam em conjunto com um conversor CC-CC, responsável por controlar a tensão (v_{pv}) ou a corrente (i_{pv}) de saída dos módulos fotovoltaicos. Basicamente, os MPPTs medem v_{pv} e i_{pv} e atuam no conversor CC-CC de forma direta ou indireta. Para esta última forma, o MPPT fornece a variável de referência para a malha de controle, veja a Figura 11. O conjunto formado pelos módulos fotovoltaicos e pelo conversor CC-CC pode ser configurado de diversas formas, como será detalhado na seção seguinte.

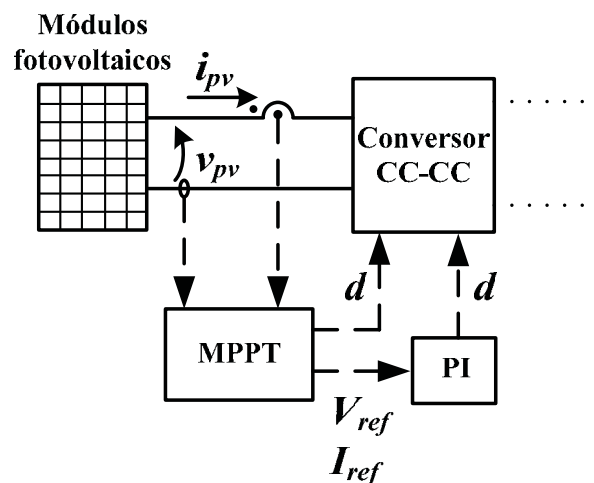


Figura 11: Diagrama de blocos do controle MPPT.

A técnica de MPPT passiva constitui-se apenas da inserção de um banco de baterias com tensão nominal próxima à tensão de máxima potência do conjunto de módulos fotovoltaicos, forçando o sistema a trabalhar neste ponto de operação. Entretanto, as desvantagens são muitas, como: elevado custo financeiro, por causa das baterias; elevado grau de complexidade, devido à necessidade de controlar a carga e a descarga do banco de baterias e ineficiência em condições de operação diferentes da considerada para o projeto.

A técnica da razão cíclica fixa é o método mais simples e que não apresenta realimentação. A impedância da carga é ajustada, e não mais modificada, para operar no ponto de máxima potência em condição nominal de operação.

A técnica da tensão constante utiliza resultados empíricos, em que considera a tensão de máxima potência como sendo de 70% a 80% da tensão de circuito aberto, para a condição ambiente padrão. Esta técnica possui realimentação e necessita de apenas um sensor de tensão.

A técnica perturba e observa opera periodicamente incrementando ou decrementando a tensão de saída dos módulos fotovoltaicos, de acordo com a variação da potência. Mede-se a tensão e a corrente na saída dos módulos e calcula-se a potência instantânea, sempre comparando-a com a potência calculada anteriormente. Dependendo da comparação entre os valores de potência e de tensão instantânea, incrementa-se ou decrementa-se a tensão de referência para a malha de controle, modificando o ponto de operação do sistema. É possível utilizar outras quantidades como variável de incremento ou decremento, por exemplo, a corrente ou a própria razão cíclica do conversor. A técnica P&O, variando a razão cíclica, que atua de maneira direta no conversor CC-CC, é chamada de técnica subida da montanha (*hill climb*). A Figura 12 demonstra o fluxograma da técnica P&O utilizado a corrente como variável incremental.

Outra técnica de incremento é a denominada condutância incremental, em que se monitora a derivada da curva característica PxV. No ponto de máxima potência, a derivada é zero, ou seja, a inclinação da reta tangente a curva PxV é nula. A variável de incremento e decremento pode ser a tensão, a corrente ou a razão cíclica. A Figura 13 mostra o fluxograma da técnica condutância incremental utilizando a corrente como variável incremental.

Importante frisar que estas técnicas de incremento nunca estarão atuando exatamente no ponto de máxima potência, sempre estará oscilando sobre ele. A taxa de incremento deve ser escolhida de forma a proporcionar um bom compromisso entre velocidade de resposta e oscilação em estado estacionário. Observe que ambas as técnicas podem ser melhoradas ao introduzir uma variação no passo de incremento, sendo denominadas de perturba e observa modificada e condutância incremental modificada.

A técnica beta é uma aproximação matemática do ponto de máxima potência por meio de:

$$\beta = \ln\left(\frac{I_{pv}}{V_{pv}}\right) - c \cdot V_{pv} \mid c = \frac{q}{a \cdot k \cdot T \cdot N_s} \quad (10)$$

A constante beta é calculada periodicamente e aplicada como referência a uma malha de controle fechada.

As técnicas de oscilação do sistema e correlação de ripple são baseadas no princípio de que a máxima transferência de potência ocorre quando a razão entre a amplitude de oscilação e o valor médio da tensão é constante. Para aplicações destas técnicas é necessária a utilização de filtros passa-baixa e passa-alta, detector de pico e atenuador, tornando-as susceptíveis a erros causados pelos ruídos.

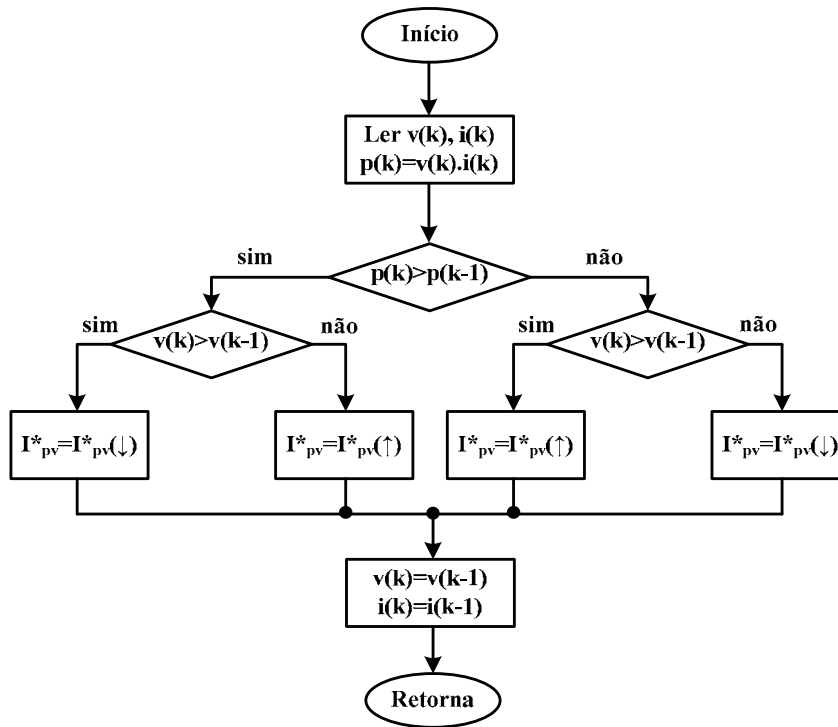


Figura 12: Fluxograma da técnica perturba e observa.

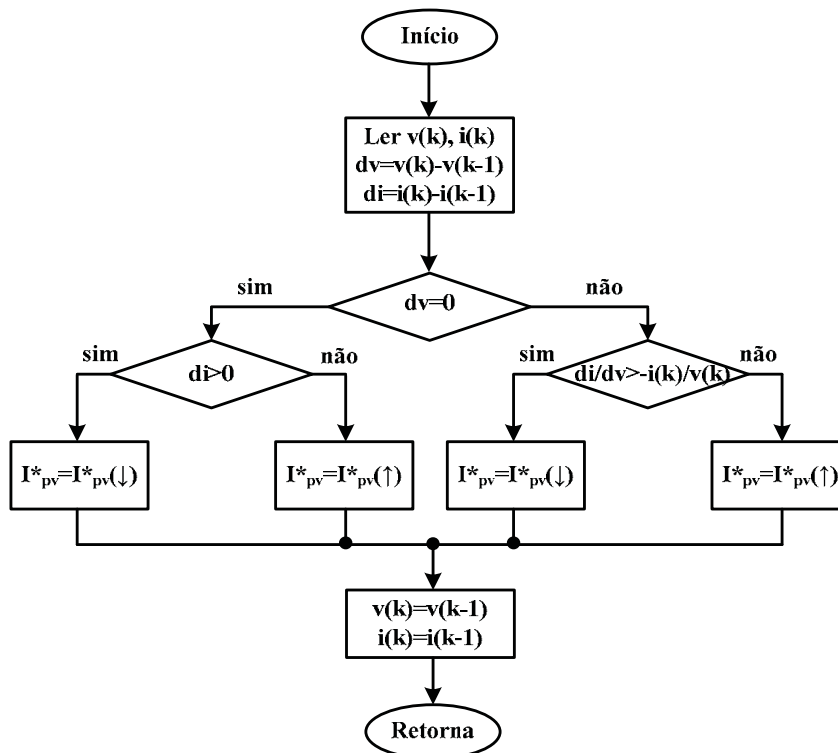


Figura 13: Fluxograma da técnica condutância incremental.

2.2.1. Configurações de módulos fotovoltaicos e conversores CC-CC

Em um sistema fotovoltaico, os conversores CC-CC são necessários para realizar o MPPT e/ou regular a tensão no barramento CC. Neste capítulo, será destacada apenas a função de executar o MPPT.

O conjunto formado por módulos fotovoltaicos e conversores CC-CC é de extrema importância para a otimização dos sistemas fotovoltaicos. Este conjunto pode ser configurado de diversas formas, como representado na Figura 14. A escolha da configuração é estritamente relacionada à potência nominal do sistema, à tensão de saída do conjunto de módulos, ao custo financeiro de instalação e a redução das perdas na geração, em condição de operação desigual de irradiação entre os módulos.

Para otimizar a geração em um módulo, deve-se escolher uma técnica de MPPT mais complexa do que as discutidas nesta seção. A técnica de MPPT deve ser capaz de realizar o rastreamento do máximo global, em condição de múltiplos máximos locais [27,28,29].

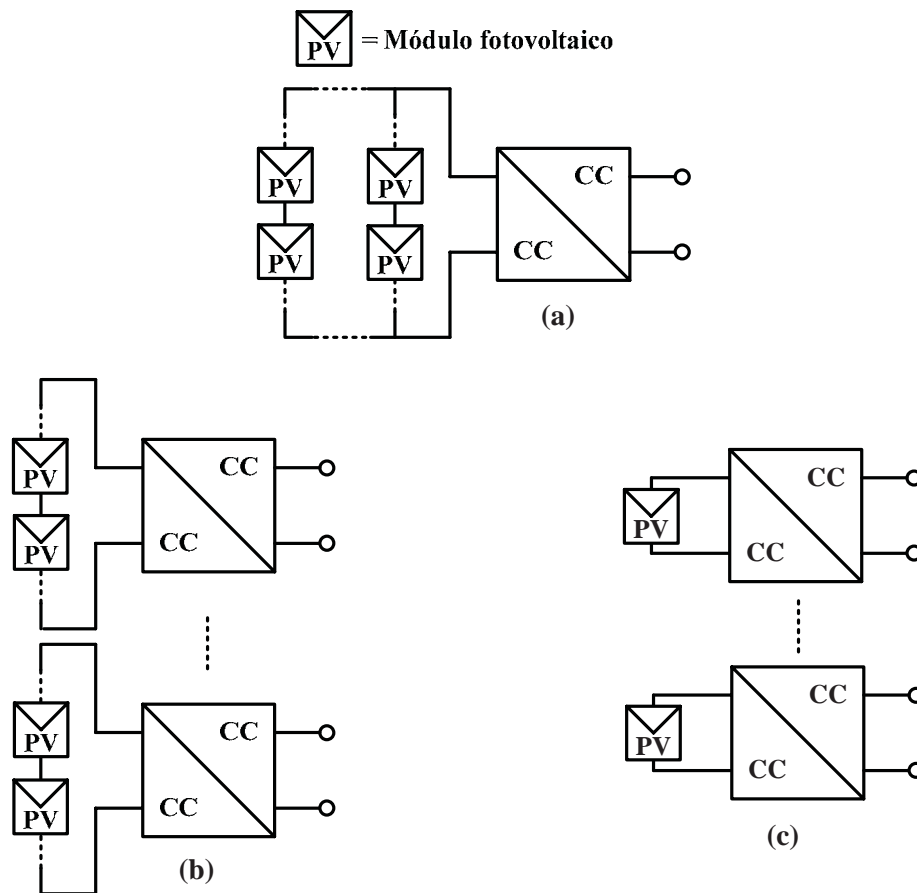


Figura 14: Configurações de módulos fotovoltaicos e conversores CC-CC: (a) conversor CC-CC central; (b) conversor CC-CC para cada cadeia e (c) conversor CC-CC para cada módulo.

A Figura 14(a) apresenta a configuração mais comum entre os sistemas fotovoltaicos, em que o conversor CC-CC é inserido centralmente. A principal vantagem desta configuração é o custo financeiro reduzido, uma vez que utiliza apenas um conversor CC-CC. Todavia, com o avanço tecnológico e, conseqüentemente, a redução do preço dos semicondutores, esta configuração tem-se tornado menos interessante. Algumas desvantagens podem ser citadas: as perdas em condição de operação desigual de irradiação podem ser elevadas, o sistema possui um ponto de falha crítico (apenas um conversor CC-CC) e a expansão de sistemas já instalados é difícil.

A Figura 14(b) mostra a configuração que possui um conversor CC-CC para cada cadeia de módulos. Isto atenua as perdas de geração, em condição de operação desigual de irradiação entre os módulos e torna o sistema mais robusto, em função de não depender de apenas um conversor CC-CC (ponto de falha crítico). Entretanto, a expansão do sistema é complicada, uma vez que todas as cadeias devem ter a mesma capacidade de geração, para não causar desbalanço na geração e acentuar as correntes reversas entre as cadeias, sobrecarregando os diodos de bloqueio.

A Figura 14(c) é a configuração que oferece maior controlabilidade, visto que possui um conversor CC-CC para cada módulo fotovoltaico, o que pode encarecer o sistema. Esta configuração oferece reduzida perda de geração, em condição de operação desigual de irradiação; maior robustez com relação aos pontos de falha e a expansão do sistema torna-se extremamente fácil.

O conjunto formado pelos conversores CC-CC e pelos conversores CC-CA podem ser associados em série ou paralelo, formando configurações similares, ao do conjunto formado pelos módulos fotovoltaicos e conversores CC-CC.

2.2.2. MPPT escolhido

A escolha da configuração dos módulos e dos conversores CC-CC para este trabalho, baseiam-se em dois tópicos. Primeiro, o Grupo de Automação e Sistemas Integráveis (GASI), dispõe de seis módulos fotovoltaicos policristalinos Pluto 240-W de da Suntech, que somam 1440W e, quando associados em série, fornecem 221,4V em circuito aberto e 177,6V no ponto de máxima potência. Segundo, o foco do trabalho são as estratégias de controle do conversor CC-CA, tornando o conversor CC-CC secundário. Assim, ao associar os seis módulos fotovoltaicos em série, possibilita-nos escolher o conversor CC-CC elevador (*boost*) clássico, veja Figura 15, para executar o MPPT e posteriormente regular a tensão no barramento CC em um nível que possibilite a injeção de corrente na rede elétrica padrão. A escolha do conversor CC-CC elevador clássico, facilita o desenvolvimento do sistema, pois é uma topologia que já foi exaustivamente estudada por vários autores [49,50,51,52].

Definida a topologia, o conversor CC-CC e a configuração dos módulos fotovoltaicos, falta escolher a técnica de MPPT a ser utilizada. De acordo com [46,48,47] e com resultados de simulação gerados, a técnica beta mostrou-se a preferível. Esta apresentou um bom fator de rastreamento, reduzida oscilação e ripple no estado estacionário e bom desempenho nos transitórios de irradiação. Todavia, sua implementação tem uma elevada complexidade computacional, uma vez que (10) tem uma função logarítmica.

Importante destacar que o MPPT será realizado por meio do controle da corrente i_{pv} , porque possibilita um grau maior de controlabilidade. Apesar deste capítulo destacar apenas a função de executar o MPPT do conversor CC-CC, posteriormente, será acrescentado a função de regular a tensão no barramento CC, o que necessita de uma malha de controle de tensão adicional.

A Figura 15, mostra o conjunto formado por módulos fotovoltaicos, associados em série, e conversor CC-CC elevador clássico, realizando o MPPT controlando a corrente i_{pv} por meio da técnica beta. O projeto dos elementos passivos do conversor CC-CC, assim como a modelagem do conversor e o projeto da malha de controle de corrente, serão detalhados no capítulo 3.

2.2.3. Resultados

Para justificar a escolha da técnica beta para a continuidade deste trabalho, uma breve comparação com as técnicas perturba e observa e condutância incremental é realizada por meio da plataforma de simulação PSIM/SIMCAD. O sistema representado na Figura 15 foi implementado para gerar os resultados relativos à técnica beta, enquanto que o sistema da Figura 16 foi implementado para gerar os resultados referentes às técnicas perturba e observa e condutância incremental. A diferença entre as implementações das técnicas P&O e CI é o algoritmo inserido no bloco MPPT. Estes algoritmos são mostrados nos fluxogramas das Figura 12 e Figura 13. Observe que a grandeza incrementada ou decrementada, em ambas as técnicas, é a corrente de referência (I_{Le}^*). O capacitor C_{pv} é inserido para garantir a característica fonte de tensão na entrada do conversor CC-CC elevador. As variáveis e_β e e_i são os erros da malha de controle e entradas dos controladores PI(s) e C(s), respectivamente. C(s) será especificado no capítulo 3. A variável m é a moduladora e d é a razão cíclica do PWM. K_i é o ganho do transdutor de corrente.

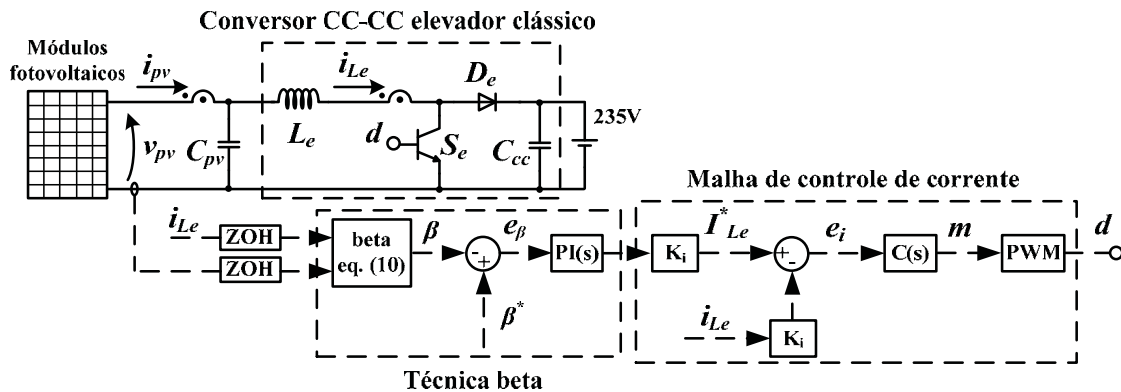


Figura 15: Diagrama de blocos do sistema implementado para testar a técnica beta.

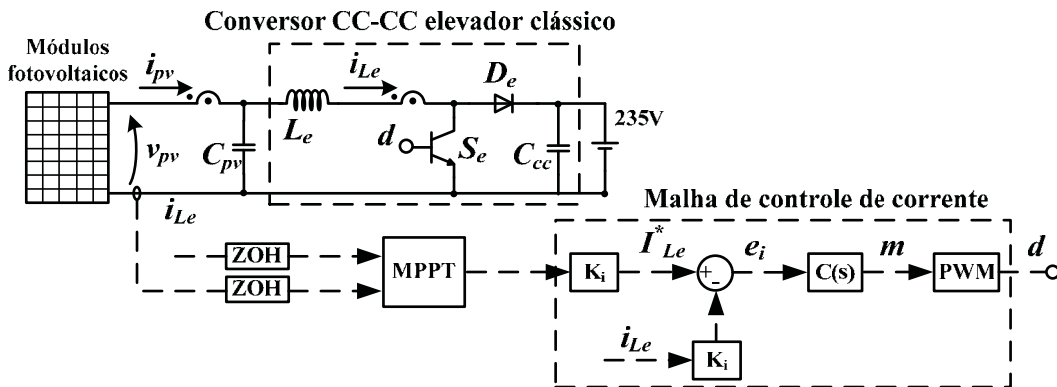


Figura 16: Diagrama de blocos do sistema implementado para testar as técnicas perturba e observa e condutância incremental.

Para analisar o desempenho das técnicas de MPPT, controlando a corrente por meio de um conversor CC-CC elevador, inseriu-se degraus de irradiação para modificar o ponto de operação do sistema e forçar o MPPT a atuar. Todos os testes foram realizados com a temperatura constante de 25°C e as mesmas variações de irradiação. Para cada técnica, analisou-se a resposta transitória, vide Figura 17 e Figura 19, e as oscilações e “ripples” no estado estacionário, vide Figura 18.

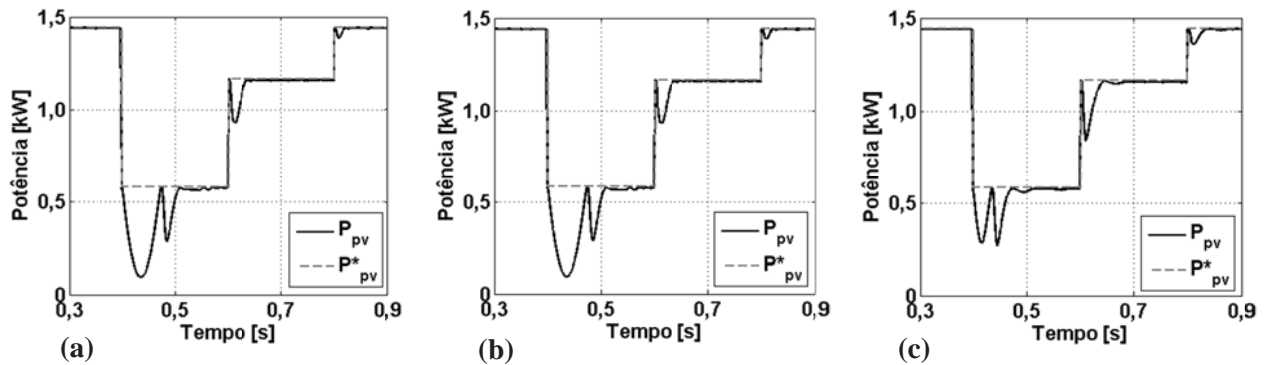


Figura 17: Potência extraída dos módulos fotovoltaicos com as três diferentes técnicas estudadas. (a) P&O; (b) CI e (c) beta.

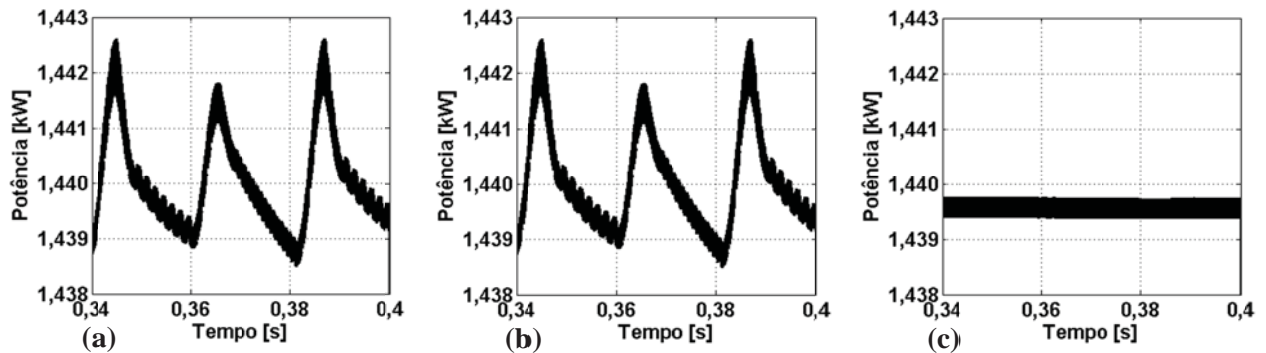


Figura 18: Oscilação da potência extraída dos módulos fotovoltaicos com as três diferentes técnicas estudadas. (a) P&O; (b) CI e (c) beta.

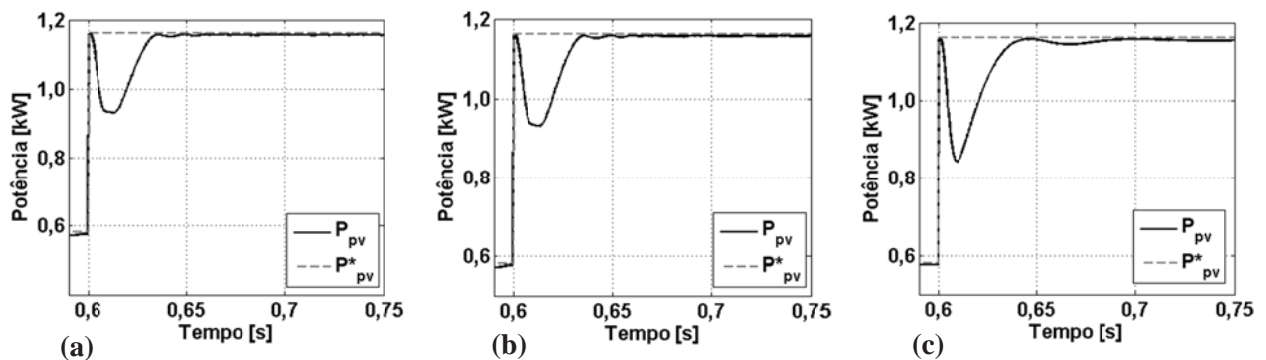


Figura 19: Resposta transitória da potência extraída dos módulos fotovoltaicos com as três diferentes técnicas estudadas. (a) P&O; (b) CI e (c) beta.

Por meio da Figura 17 e Figura 19 é possível observar que as técnicas P&O e CI possuem um menor tempo de acomodação do que a técnica beta, contudo, em regime permanente a técnica beta apresenta oscilações ligeiramente menores do que as outras duas técnicas, vide Figura 18. A similaridade entre a P&O e a CI se deve ao fato de que o passo incremental de ambas as técnicas foi definido igual e, o

ganho do controlador PI da malha de controle da técnica beta, foi definido como demonstrado na seção 4.1.1.

A energia extraída dos módulos fotovoltaicos e o número de sensores utilizados são praticamente os mesmos para todas as técnicas. Portanto, concluí-se que as três técnicas apresentam praticamente a mesma eficiência. Para este trabalho, escolheu-se a técnica beta porque será dada prioridade à resposta de regime permanente. É importante deixar claro que as comparações entre estas técnicas é um assunto delicado, uma vez que a P&O e a CI dependem muito do passo incremental, enquanto que a beta depende dos ganhos do controlador PI. Apesar de [46,48,47] terem concluído que a técnica beta é a melhor, acredita-se que estudos mais detalhados, principalmente incluindo ensaios experimentais considerando a energia extraída, deveriam ser realizados.

2.3. Modelo do banco de baterias

A principal função do banco de baterias em um sistema de geração fotovoltaico é realizar o balanço de potência entre a fonte renovável e a carga. Existem quatro tipos populares de bateria: chumbo-ácido, níquel cádmio, íons de lítio e níquel hidreto metálico. A mais comum em aplicações de geração distribuída ainda é a bateria de chumbo-ácido, pois, tem o menor custo financeiro e maior número de modelos no mercado, podendo variar o tamanho físico e a tensão de saída do dispositivo.

A bateria de chumbo-ácido possui um número reduzido de ciclos de carga que podem acontecer dentro de seu tempo de vida útil. Isto limita o uso deste tipo de bateria para aplicações em que o ciclo de carga deve ocorrer diariamente. Normalmente, a bateria de chumbo-ácido é utilizada como mecanismo de “backup” do sistema de geração distribuída, em que o número de ciclo de carga ocorre com rara frequência. Quando é necessário executar o ciclo de carga diariamente, deve-se utilizar a bateria de íons de lítio. Esta é mais cara financeiramente do que a bateria de chumbo-ácido, entretanto, pode-se utilizá-la diariamente permitindo ao sistema de geração distribuída contribuir mais efetivamente para a eficiência do sistema de distribuição de energia elétrica, aliviando o fluxo de potência através dos cabos de distribuição nos horários de ponta [53]. A Tabela 4 apresenta uma breve comparação entre as baterias de chumbo-ácido e íons de lítio levando em consideração o número de ciclos de carga e a profundidade de descarga.

Tabela 4: Comparação entre as baterias de chumbo-ácido e íons de lítio [54].

Profundidade de descarga	Número de ciclos (Chumbo-ácido)	Número de ciclos (Íons de lítio)
10%	1750	4000
50%	500	1000
95%	250	500

Como o modelo do dispositivo fotovoltaico, a modelagem da bateria também tem vários métodos, como: modelo simples, modelo simples melhorado, modelo circuital do Thèvenin, modelo com dinâmica não linear etc, uma revisão bibliográfica detalhada pode ser encontrada em [32,55]. O modelo escolhido para este trabalho é o apresentado em [56], que desenvolve duas equações matemáticas, uma para calcular a tensão sem carga da bateria (11) e outra para calcular o estado de carga (SOC) da bateria (12), em conjunto com um circuito de Thèvenin mostrado na Figura 20.

$$E = E_0 - \frac{k \cdot Q}{Q - \frac{1}{T_i} \cdot \int_0^t i_{bat} \cdot dt + C} + A \cdot e^{-B \cdot \frac{1}{T_i} \cdot \int_0^t i_{bat} \cdot dt + C} \quad (11)$$

$$SOC = 1 - \frac{\int_0^t i_{bat} \cdot dt + C}{Q} \quad (12)$$

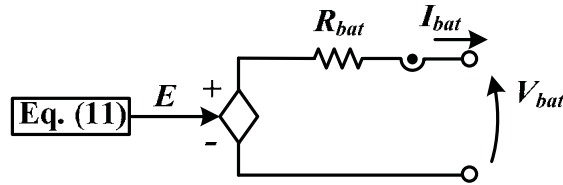


Figura 20: Circuito de Thèvenin para o modelo do banco de baterias.

tal que E é a tensão sem carga [V], E_0 é a tensão constante da bateria [V], k é a tensão de polarização [V], Q é a capacidade da bateria [Ah], A é a amplitude da zona exponencial [A], B é o inverso da constante de tempo da zona exponencial [Ah]⁻¹, C é a condição inicial da integral de corrente, T_i é a constante de tempo da integral [s] e V_{bat} , i_{bat} e R_{bat} são, respectivamente, a tensão, a corrente e a resistência interna da bateria.

Configurando a constante de tempo e a condição inicial da integral é possível controlar a razão do tempo da curva característica de descarga e o valor inicial do SOC da bateria, respectivamente. O tipo de bateria escolhido para este trabalho é a de chumbo-ácido, uma vez que o banco de baterias será acionado apenas em condições de falta no sistema de geração distribuída, o que não é comum. Também deverá ser acionado em momentos específicos para garantir o máximo tempo de vida útil da bateria, ou seja, algumas vezes o ciclo de carga da bateria poderá ser forçado pelo gerenciamento do sistema.

Para este trabalho, definiu-se que a tensão nominal do banco de baterias será a mesma que a tensão nominal dos módulos fotovoltaicos. A Tabela 5 mostra os parâmetros nominais do banco de baterias de chumbo-ácido. Utilizou-se [57] para auxiliar nos cálculos e nas definições dos valores. A Figura 21(a) mostra a curva característica nominal de descarga e o SOC do banco de baterias e, a Figura 21(b) destacada a zona exponencial da curva de descarga, em que a largura da zona depende do tipo da bateria.

Tabela 5: Parâmetros nominais do banco de baterias de chumbo-ácido.

Parâmetros	Valores
Tensão sem carga (E)	177,6V
Tensão constante (E_0)	187,15V
Tensão de polarização (k)	4,88V
Capacidade do banco de baterias (Q)	4,5Ah
Amplitude da zona exponencial (A)	9,77A
Inverso da constante de tempo da zona exponencial (B)	$833,33[\text{Ah}]^{-1}$
Constante de tempo da integral (T_i)	1s
Condição inicial da integral (C)	100%
Resistência série do banco de baterias (R_{bat})	0,987 Ω

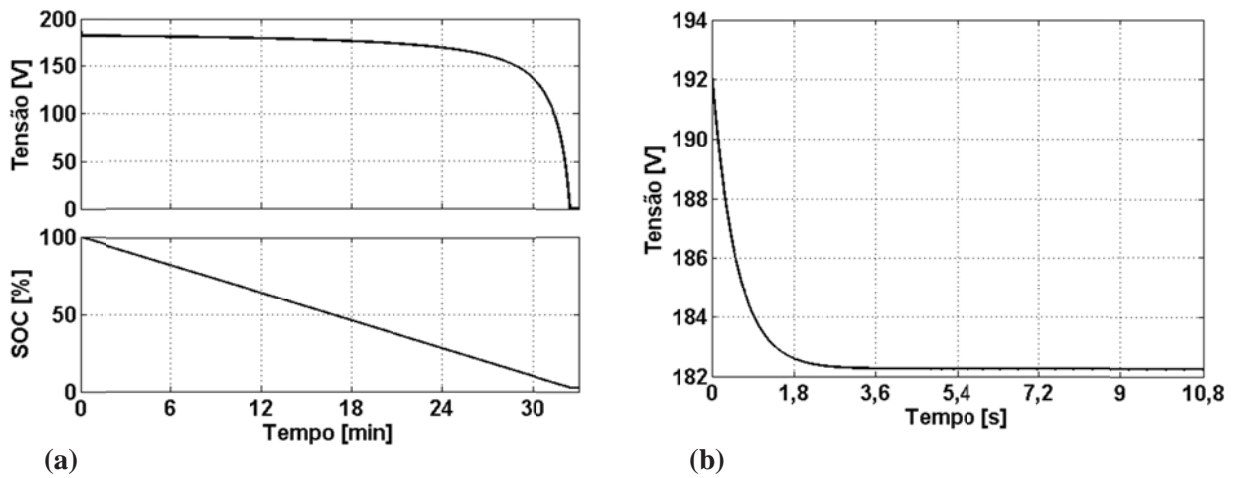


Figura 21: Curva característica de descarga do banco de baterias de chumbo-ácido: (a) tensão de saída e SOC e (b) zona exponencial.

2.4. Conclusões

Como já discutido na literatura, os dois métodos de modelagem de dispositivo fotovoltaico estudados, iterativo e experimental, apresentam resultados similares e, ambos podem ser utilizados em aplicações de eletrônica de potência. Contudo, o método experimental mostrou-se mais exato, visto que a sua curva característica é mais parecida com a curva característica disponibilizada no manual do fabricante.

Importante ressaltar que as resistências série e paralela são extremamente sensíveis as variações de temperatura na superfície do módulo fotovoltaico e, que para realizar justas comparações entre os métodos é necessário controlar a temperatura uniformemente em todo o dispositivo fotovoltaico.

Sobre as técnicas de MPPT analisadas, conclui-se que as três apresentaram desempenho similares, tornando difícil concluir qual delas seria a mais eficiente. Esta dificuldade é acentuada pela diferença de implementação entre as técnicas, visto que a P&O e a CI são incrementais e a beta é uma malha de controle.

O método de modelagem do banco de baterias utilizado mostrou-se eficaz, uma vez que a curva característica de descarga se apresentou coerente com os parâmetros nominais. Possuindo o banco de baterias capacidade de 4,5Ah e a corrente nominal de descarga de 8,11A, o banco de baterias deve ser capaz de fornecer energia por aproximadamente 30 minutos, como mostrado na Figura 21(a).

Capítulo 3

3. Projeto, modelagem e controle dos conversores eletrônicos

Para realizar a interface entre as fontes renováveis e limpas com o sistema de distribuição de energia elétrica é essencial a inserção dos conversores eletrônicos chaveados de potência. Estes têm como objetivo realizar as conversões de nível de tensão e estado da energia regulando a tensão e a corrente para níveis aceitáveis. Normalmente, para os sistemas de geração fotovoltaicos interligados à rede elétrica, com armazenador de energia, três tipos de conversores eletrônicos são empregados: conversor CC-CC unidirecional, conversor CC-CC bidirecional e conversor CC-CA.

Neste trabalho são utilizados um conversor CC-CC elevador unidirecional clássico, um conversor CC-CC elevador e abaixador bidirecional e um conversor CC-CA em ponte completa bidirecional, mostrados na Figura 22. As escolhas destes conversores baseiam-se em atender as exigências do sistema e na simplicidade de implementação.

O conversor CC-CC elevador unidirecional, tem como função executar o controle de MPPT, como discutido no capítulo 2 e, regular a tensão de saída dos módulos fotovoltaicos para um nível de tensão desejado no barramento CC. O conversor CC-CC elevador e abaixador bidirecional é denominado desta maneira, porque trabalha tanto como abaixador (*buck*), usando T1 e D1, ou como elevador (*boost*), usando T2 e D2 [58], veja Figura 22. Tem como propósito controlar a carga e a descarga do banco de baterias. E por último, o conversor CC-CA tem por objetivo principal a conversão do estado da energia do

barramento CC para o estado CA da rede elétrica. Ao conversor CC-CA será adicionado à função de regular a tensão no barramento CC, em certos momentos, e realizar a compensação seletiva dos distúrbios elétricos causados pela carga. Estas duas últimas ações serão detalhadas no capítulo 5.

As metodologias de projeto, modelagem e controle aplicadas nesta seção, foram baseadas principalmente nas seguintes referências: conversor CC-CC elevador [49,50,59,60,61,52], conversor CC-CC bidirecional [58,49,50,59,60,62], conversor CC-CA [63,51,64,65]. Como as topologias dos conversores utilizados neste trabalho já foram exaustivamente estudadas na literatura, muitas das equações e funções de transferência não serão deduzidas. As perdas dos conversores são negligenciadas neste trabalho.

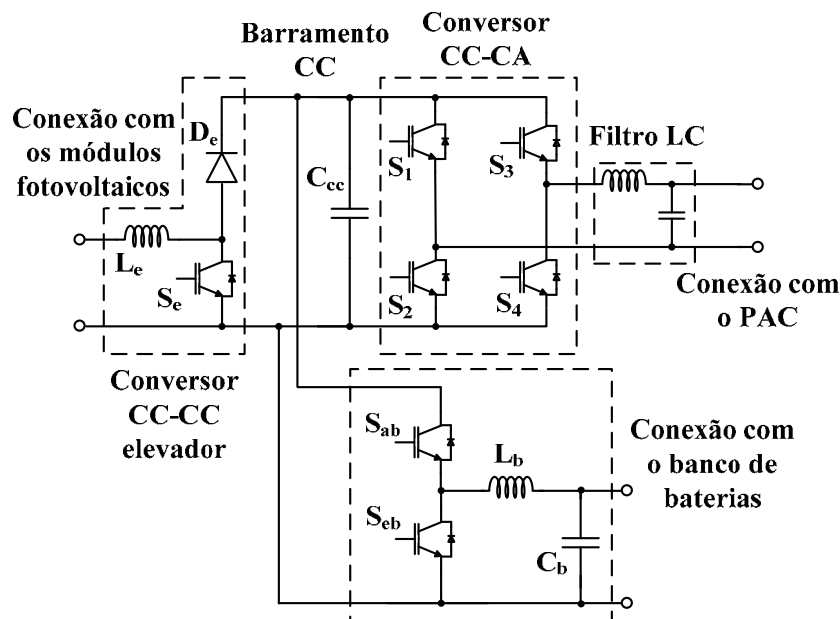


Figura 22: Conversores eletrônicos utilizados na implementação do sistema de geração fotovoltaico, com armazenador de energia.

3.1. Projeto dos conversores eletrônicos

Nesta seção será explicada a metodologia de projeto dos elementos passivos e as especificações dos dispositivos semicondutores de potência. Os métodos descritos a seguir, consideram que os conversores não têm perdas de potência e os semicondutores são ideais, ou seja, não apresentam queda de tensão, quando em condução e as comutações são instantâneas. O rendimento dos conversores é considerado como sendo de 100%.

As características estáticas dos conversores são obtidas em estado estacionário, regime permanente, considerando que em cada período de comutação a tensão média em um indutor é nula ou, que a corrente média que flui através de um capacitor é nula.

Os conversores CC-CC podem operar em dois modos de operação: modo de condução contínua e modo de condução descontínua. O que difere entre estes dois modos é a corrente que flui através do

indutor. Caso a corrente não atinja o valor zero, durante a condução do diodo, o modo de operação é contínuo, caso contrário, é descontínuo. Para este trabalho, os conversores CC-CC serão projetados para operar no modo de condução contínua, em que a relação entre razão cíclica e tensão média de saída é bem definida. A razão cíclica (*duty cycle*) é definida como a relação entre tempo de condução por período de comutação.

3.1.1. Conversor CC-CA fonte de tensão e fonte de corrente

A topologia do conversor CC-CA do tipo fonte de tensão⁵ em ponte completa, isolado e bidirecional, é apresentada na Figura 23. Tal topologia também pode ser chamada de inversor, o que dá origem ao subíndice *inv*. É importante destacar a importância do filtro de saída do conversor CC-CA, que tem por objetivo atenuar as componentes de alta frequência, causadas pela comutação dos semicondutores. O filtro de saída pode ser escolhido de diferentes maneiras [66,67,68,69]. Neste trabalho, adotou-se o filtro do tipo LC por ser um filtro de segunda ordem relativamente simples e não dissipativo, como o filtro RC.

Deve-se destacar a importância da isolamento elétrica do sistema, uma vez que pode ocorrer curto-circuito por meio da interconexão do ponto referencial da rede elétrica com o ponto de referência do conjunto dos módulos fotovoltaicos. Neste trabalho, utiliza-se na saída do conversor CC-CA um transformador de baixa frequência com relação das espiras de raiz quadrada de três. O transformador será considerado como parte intrínseca da rede elétrica e não entrará na modelagem do conversor CC-CA. O ponto de acoplamento comum será considerado como sendo a saída do filtro LC.

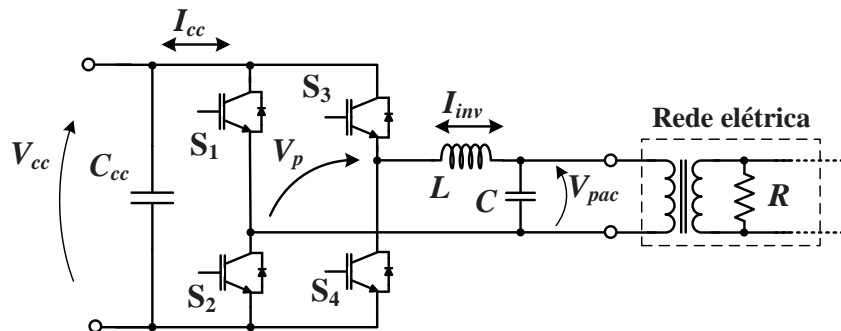


Figura 23: Conversor CC-CA em ponte completa isolado bidirecional.

O primeiro passo do projeto é especificar os parâmetros nominais do conversor CC-CA, mostrados na Tabela 6. A potência nominal foi definida baseada na potência nominal dos módulos fotovoltaicos [43], seis módulos de 240W conectados em série, totalizando 1440W. A tensão no barramento CC deve ser maior do que a tensão de pico da rede, isto para que o sistema tenha capacidade

⁵ A denominação conversor CC-CA tipo fonte de tensão é relacionada ao fato do dispositivo possuir um capacitor no barramento CC. Caso possua um indutor será denominado conversor CC-CA tipo fonte de corrente; Para este trabalho, a denominação conversor CC-CA fonte de tensão é relacionada à característica elétrica do dispositivo, que funciona controlando a tensão de saída do dispositivo. Caso funcione por controle de corrente, controlando o fluxo de corrente, será denominado conversor CC-CA fonte de corrente.

de injetar corrente na rede elétrica, o que será executado no capítulo 5. Definiu-se o barramento CC como sendo 30% maior do que o valor de pico da tensão da rede elétrica padrão no sudeste brasileiro [65]. Os demais parâmetros são escolhidos pelo projetista, inclusive o coeficiente de segurança ($coef_{seg}$) que depende de cada aplicação.

Tabela 6: Parâmetros nominais do conversor CC-CA.

Especificações	Conversor CC-CA
Potência aparente nominal (A_{inv})	1440VA
Tensão nominal eficaz do PAC (V_{pac})	127V
Tensão no barramento CC (V_{cc})	235V
Ondulação na corrente do indutor (ΔI_{inv})	10%
Ondulações na tensão do barramento CC (ΔV_{cc})	3%
Frequência de operação da rede (f)	60Hz
Frequência de comutação (f_s)	12kHz
Coeficiente de segurança ($coef_{seg}$)	25%

Especificados os principais parâmetros de projeto para o conversor CC-CA, a corrente máxima que flui através do indutor é calculada por:

$$I_{inv_max} = \frac{coef_{seg} \cdot V_{pac}^2}{A_{inv}} \cdot \sqrt{2} = \frac{1,25 \cdot 127^2}{1440} \cdot \sqrt{2} \approx 20A \quad (13)$$

O valor do indutor de saída (L), segundo [70], pode ser obtido por:

$$L = \frac{\overline{\Delta I_{inv_max}} \cdot V_{cc}}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_{inv_max}} \quad (14)$$

tal que ΔI_{inv_max} é a máxima corrente de ondulação desejável no indutor do conversor e $\overline{\Delta I_{inv_max}}$ é a máxima ondulação de corrente parametrizada. Para modulação a três níveis, a ondulação máxima de corrente parametrizada é igual a 0,25, segundo [70], desta forma (14) resulta em:

$$L = \frac{0,25 \cdot V_{cc}}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_{inv_max}} = \frac{0,25 \cdot 235}{2 \cdot 12000 \cdot 0,120} \approx 1,5mH \quad (15)$$

Definiu-se que a resistência ôhmica (r_L) intrínseca do indutor será de, aproximadamente, 10% do valor da reatância indutiva para a frequência de 60Hz, portanto, $r_L=0,056\Omega$.

O valor do capacitor eletrolítico do barramento CC pode ser encontrado por meio de (16), que calcula a capacitância de um retificador monofásico de onda completa, com filtro capacitivo, baseado na ondulação de baixa frequência da tensão de saída [51,71].

$$C_{cc} = \frac{A_{inv}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot V_{cc} \cdot \Delta V_{cc}} = \frac{1440}{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 235,0 \cdot 0,03 \cdot 235} \approx 2,35mF \quad (16)$$

Note que o cálculo deste capacitor é muito importante, pois, a ondulação de baixa frequência na tensão do barramento CC poderá se propagar na tensão e na corrente dos outros conversores eletrônicos chaveados de potência, conectados ao barramento.

O valor do capacitor do filtro de saída é calculado baseado na frequência de ressonância do filtro LC e, para definir a frequência de ressonância do filtro LC é necessário conhecer a banda passante da malha de controle rápida do sistema compensado e o seu coeficiente de amortecimento. A frequência de corte deve ser escolhida um pouco acima da frequência de banda passante, isto para que o filtro não atenua a ação do controlador. Contudo, o coeficiente de amortecimento deve estar abaixo do valor unitário, para evitar defasagens significativas na frequência fundamental e, deve ser maior que 0,7 para evitar amplificação dos ruídos ao redor da frequência de ressonância. Baseado nestas considerações e, adotando que a frequência de banda passante do sistema compensado será de, aproximadamente, 1kHz, definiu-se a frequência de ressonância (f_{res}) como sendo igual a 2,4kHz e, utilizando (17) encontra-se o valor do capacitor do filtro LC de saída do conversor CC-CA.

$$C = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_{res}^2 \cdot L} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 2400^2 \cdot 0,0015} \approx 3\mu F \quad (17)$$

Os elementos do conversor CC-CA devem tolerar os esforços dos valores limites de tensão (v_{pico} e $1,03 \cdot V_{cc}$, devido às ondulações no barramento CC) e de corrente (I_{inv_max}), acrescidos de um coeficiente de segurança.

3.1.2. Conversor CC-CC elevador

A topologia do conversor CC-CC elevador (*boost*) de tensão não isolado unidirecional é apresentada na Figura 24. Em que o subíndice e , nos elementos, é adotado como indicador do processo de elevação. A resistência R_{cc} representa a resistência equivalente do barramento CC que pode ser encontrada pela razão do quadrado da tensão de saída pela potência nominal do conversor.

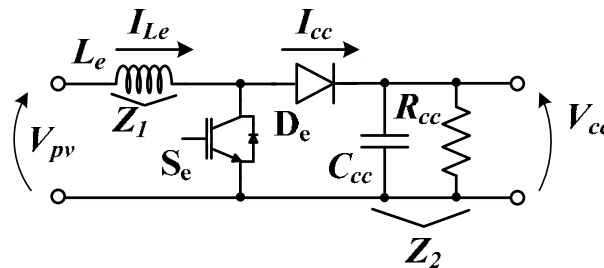


Figura 24: Conversor CC-CC elevador não isolado unidirecional.

Para o projeto do conversor, primeiro deve-se definir alguns parâmetros nominais, como mostrados na Tabela 7. A potência e a tensão nominal de entrada são especificadas de acordo com a potência e a tensão nominal de saída dos módulos fotovoltaicos. Para este trabalho, são usados seis módulos de 240W, conectados em série, com tensão no ponto de máxima potência de 29,6V cada, totalizando 1440W e 177,6V. A tensão nominal de saída é definida de acordo com o nível de tensão desejado para o barramento CC, especificado para o conversor CC-CA.

Três parâmetros importantes de projeto, definidos pelo projetista, são a ondulação da corrente do indutor, tempo de resposta do conversor e a frequência de comutação dos semicondutores. Estes parâmetros são mostrados na Tabela 7. Para finalizar, deve-se especificar uma corrente média mínima de saída relacionada à potência mínima de operação do conversor.

Tabela 7: Parâmetros nominais do conversor CC-CC elevador.

Especificações	Conversor CC-CC elevador
Potência nominal (P_{pv})	1440W
Tensão nominal de entrada (V_{pv})	177,6V
Tensão nominal de saída (V_{cc})	235V
Ondulação na corrente do indutor (ΔI_{Le})	12%
Tempo de resposta do conversor (t_r)	0,01s
Frequência de comutação (f_s)	48kHz
Corrente mínima de saída (I_{cc_min})	1A

Especificados os principais parâmetros de projeto, consegue-se encontrar a razão cíclica para o ponto de operação nominal, que é expressa por:

$$d = \frac{(V_{cc} - V_{pv})}{V_{cc}} = \frac{(235 - 177,6)}{235} = 0,244 \quad (18)$$

O dimensionamento do indutor (L_e) é importante para determinar o modo de operação do conversor CC-CC. O valor mínimo que L_e pode assumir para permanecer trabalhando no modo de condução contínua é expresso por:

$$L_{e_min} = \frac{V_{pv} \cdot d \cdot (1 - d)}{2 \cdot f_s \cdot I_{cc_min}} = \frac{177,6 \cdot 0,244 \cdot (1 - 0,244)}{2 \cdot 48000 \cdot 1} = 0,35mH \quad (19)$$

Para projetar o indutor L_e por meio da ondulação de corrente especificada, usa-se:

$$L_e = \frac{V_{pv} \cdot d}{f_s \cdot \Delta I_{Le}} = \frac{177,6 \cdot 0,244}{48000 \cdot 0,128,11} \approx 1mH \quad (20)$$

Escolhe-se o indutor de valor maior, pois desta forma as duas condições de projeto são atendidas.

O capacitor eletrolítico de saída é definido de acordo com a capacidade de energia armazenada:

$$C = \frac{2 \cdot P_{pv} \cdot t_r}{V_{cc}^2} = \frac{2 \cdot 1440 \cdot 0,01}{235^2} = 525\mu F \quad (21)$$

O valor do capacitor projetado, baseado na energia armazenada, é menor que o capacitor projetado, baseado na ondulação da tensão no barramento CC (16), portanto, escolhe-se o valor encontrado na seção 3.1.1 para ser utilizado no barramento CC. Caso contrário, a ondulação na tensão do barramento CC seria muito elevada, prejudicando o funcionamento dos demais conversores eletrônicos.

Importante lembrar que os elementos devem suportar o limite de tensão e de corrente. O indutor L_e deve suportar pelo menos a tensão de entrada ($V_{pv}=177,6V$) e a corrente máxima de entrada ($i_{Le_max}=i_{cc_max}=8,56A$, devido as ondulações na corrente do indutor), enquanto que os demais elementos: S_e , D_e e C_{cc} devem suportar a tensão de saída ($V_{cc}=1,03 \cdot 235V$, devido às ondulações no barramento CC) e a corrente máxima de saída ($i_{cc_max}=8,56A$). Importante acrescentar um coeficiente de segurança aos valores limites, que deve variar conforme a aplicação. Destaca-se que a desvantagem de operar no modo de condução contínua é que a recuperação reversa do diodo causa esforço de sobrecorrente no semicondutor S_e , devido à corrente reversa do diodo.

3.1.3. Conversor CC-CC elevador e abaixador bidirecional

O conversor CC-CC elevador e abaixador de tensão não isolado bidirecional, também conhecido como classe AB, é explicitado na Figura 25. Em que o subíndice b , no indutor, indica bidirecional e bb indica banco de baterias. Este conversor é denominado elevador e abaixador, pois, pode funcionar como abaixador de tensão (usando S_{ab}) ou como elevador de tensão (usando S_{eb}). Contudo, os projetos destes conversores (elevador e abaixador) são realizados de maneira independente. A resistência R_{bb} representa a resistência equivalente total do banco de baterias que pode ser encontrada pela razão do quadrado da tensão de saída pela potência nominal do banco de baterias.

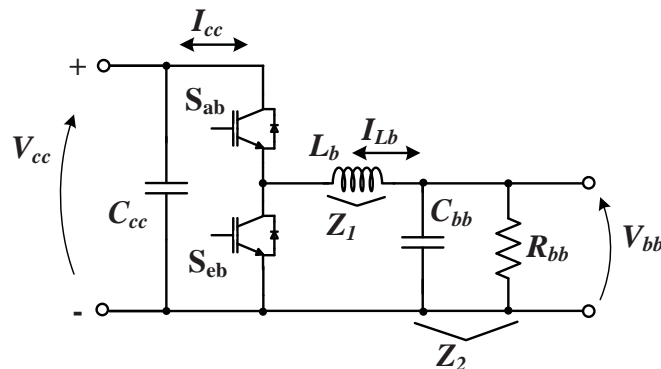


Figura 25: Conversor CC-CC elevador e abaixador não isolado bidirecional.

Da mesma forma que realizado no projeto dos demais conversores, inicialmente, definem-se e especificam-se alguns parâmetros nominais, como mostrados na Tabela 8.

Como a principal função do banco de baterias, neste trabalho, é realizar o balanço de potência entre os módulos fotovoltaicos e a carga, definiu-se a potência nominal do conversor CC-CC bidirecional como sendo igual à potência nominal dos módulos. Por considerar a tensão nominal do banco de baterias igual à tensão de saída dos módulos fotovoltaicos, o projeto do conversor CC-CC elevador do bidirecional, torna-se idêntico ao projeto do conversor CC-CC elevador, explicado na seção anterior. Desta maneira, esta seção apresentará apenas o projeto dos elementos do conversor CC-CC abaixador.

Os demais parâmetros mostrados na Tabela 8, são definidos pelo projetista.

Tabela 8: Parâmetros nominais do conversor CC-CC elevador e abaixador bidirecional.

Especificações	Conversor CC-CC bidirecional
Potência nominal do bando de baterias (P_{bb})	1440W
Tensão nominal do barramento CC (V_{cc})	235V
Tensão nominal do banco de baterias (V_{bb})	177,6V
Ondulação na corrente do indutor (ΔI_{L_b})	12%
Ondulação na tensão do banco de baterias (ΔV_{bb})	1%
Frequência de comutação (f_s)	48kHz
Corrente mínima do barramento CC (I_{cc_min})	1A

Especificados os principais parâmetros de projeto, pode-se encontrar a razão cíclica para o ponto de operação nominal do conversor CC-CC abaixador, que é calculada por (22). Note que para o conversor CC-CC abaixador, a tensão de entrada é a tensão do barramento CC e, para o conversor CC-CC elevador é a tensão do banco de baterias.

$$d = \frac{V_{bb}}{V_{cc}} = \frac{177,6}{235} = 0,756 \quad (22)$$

Considerando que a corrente mínima do banco de baterias (I_{bb_min}) seja reflexo da corrente mínima do barramento CC, então, I_{bb_min} pode ser definido por:

$$I_{bb_min} = \frac{I_{cc_min}}{d} = \frac{1}{0,756} = 1,32A \quad (23)$$

O valor mínimo que L_b pode assumir para permanecer trabalhando no modo de condução contínua, torna-se igual ao encontrado para o conversor CC-CC elevador e, o valor do indutor L_b pode ser calculado (24), baseado na ondulação da corrente do indutor.

$$L_b = \frac{(V_{cc} - V_{bb}) \cdot d}{f_s \cdot \Delta I_{Lb}} = \frac{(235 - 177,6) \cdot 0,756}{48000 \cdot 0,128,11} \approx 1mH \quad (24)$$

Portanto, devido à complementaridade entre as razões cíclicas dos conversores CC-CC elevador e abaixador, o valor do indutor é o mesmo para ambos os conversores.

O capacitor de saída no conversor CC-CC abaixador, não depende da corrente, uma vez que este conversor em modo de condução contínua opera como fonte de tensão, diferente do conversor CC-CC elevador que em modo de condução contínua opera como fonte de corrente. Por meio de (25), encontra-se o valor do capacitor, baseado na ondulação da tensão de saída:

$$C_{bb} = \frac{V_{bb} \cdot (1 - d)}{8 \cdot f_s^2 \cdot L_b \cdot \Delta V_{bb}} = \frac{177,6 \cdot (1 - 0,756)}{8 \cdot 48000^2 \cdot 0,001 \cdot 0,01 \cdot 177,6} = 1,32\mu F \quad (25)$$

O valor do C_{bb} será aproximado para o valor comercial de $4,7\mu F$.

Os limites de tensão e de corrente para os elementos do conversor CC-CC bidirecional são os mesmos para o conversor CC-CC elevador, exceto para o capacitor de saída do banco de baterias, que deve suportar pelo menos uma tensão de $177,6V$.

3.2. Modelagem dos conversores eletrônicos

A modelagem de pequenos sinais dos conversores eletrônicos é importante para encontrar uma função de transferência que represente corretamente a resposta dinâmica e o valor em estado estacionário de uma variável de saída com relação às perturbações pequenas em uma variável de entrada. A função de transferência auxilia no projeto das malhas de controle, logo, para cada estratégia de controle, deve-se encontrar uma função de transferência específica.

Embora os conversores sejam um sistema não linear, o fato da frequência de comutação ser muito maior que a frequência de banda passante das malhas de controle a serem projetadas, torna-se razoável modelar os sistemas considerando os valores médios das variáveis comutáveis.

Como todos os conversores CC-CC empregados neste trabalho operam no modo de condução contínua, a tensão sobre o capacitor e a corrente que flui através do indutor são consideradas como variáveis de estado. As variáveis de estado (x) serão divididas em duas parcelas, componente de valor médio constante (X) e componente de sinais pequenos oscilatórios (\hat{x}), que representa uma perturbação pequena. Então, a representação das variáveis de estado fica: $x = X + \hat{x}$.

3.2.1. Modulador por largura de pulso

Para a modelagem do modulador por largura de pulso (PWM) considera-se que dentro do período de comutação, T , a moduladora, $m(t)$, permanece constante, pois, a frequência da portadora, $c(t)$, é muito maior do que a frequência da moduladora. Para se obter uma modulação a três níveis, que apresenta

menor conteúdo harmônico, a portadora para o conversor CC-CA é definida como sendo uma forma de onda triangular com valor unitário, positivo e negativo, como representado na Figura 26(a). Enquanto que para os conversores CC-CC a portadora é definida como uma forma de onda triangular com valor unitário apenas positivo, vide Figura 26(b).

Para encontrar a relação entre moduladora (m) e razão cíclica (d) do PWM, primeiro, defini-se a equação da reta da portadora (26). Segundo, calcula-se, em função da moduladora, o instante t^* que representa o momento em que a moduladora é igual à portadora (27).

$$c_1(t) = -1 + \frac{4}{T} \cdot t \quad e \quad c_2(t) = \frac{2}{T} \cdot t \quad (26)$$

$$t_1^* = \frac{(M_1 + 1) \cdot T}{4} \quad e \quad t_2^* = \frac{M_2 \cdot T}{2} \quad (27)$$

Pela simetria da modulação é possível expressar a razão cíclica como em (28). E por último, separa-se (28) em componentes médias e oscilatórias. Consideram-se apenas as componentes oscilatórias, a função de transferência de pequenos sinais do PWM pode ser expressa por (29).

$$D_1 = \frac{(M_1 + 1) \cdot T}{4} \cdot \frac{2}{T} \quad e \quad D_2 = \frac{M_2 \cdot T}{2} \cdot \frac{2}{T} \quad (28)$$

$$\frac{\widehat{d}_1(s)}{\widehat{m}_1(s)} = \frac{1}{2} \quad e \quad \frac{\widehat{d}_2(s)}{\widehat{m}_2(s)} = 1 \quad (29)$$

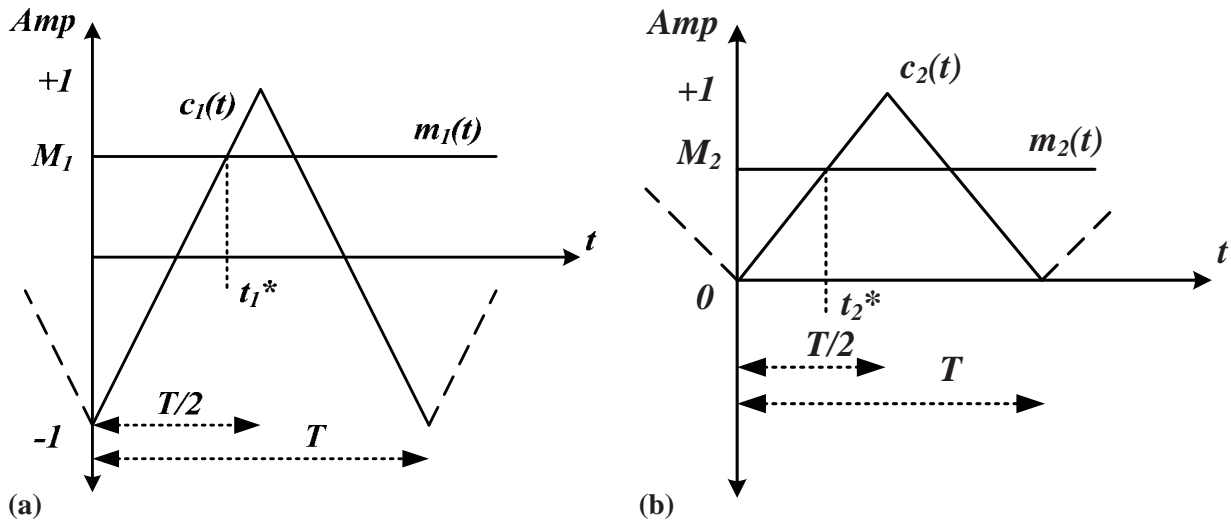


Figura 26: Modulador por largura de pulso: (a) portadora para o conversor CC-CA, (b) portadora para os conversores CC-CC.

3.2.2. Conversor CC-CA fonte de tensão

O conversor CC-CA tipo fonte de tensão, representado na Figura 23, pode trabalhar em dois modos de operação diferentes: modo de operação interligado à rede elétrica e modo de operação ilhado, que representa a operação desconectada da rede elétrica. Dependendo do modo de operação, o conversor CC-CA modifica completamente suas características de operação e, conseqüentemente, seu sistema de

controle [72]. No modo de operação interligado à rede elétrica o conversor CC-CA trabalha como fonte de corrente, podendo injetar potência na rede elétrica ou consumir energia da rede para carregar o banco de baterias. No modo de operação ilhado, o conversor CC-CA funciona como fonte de tensão, impondo a tensão às cargas elétricas e não controlando o fluxo de corrente.

Para realizar o controle da malha de tensão, tem-se que encontrar a relação entre a tensão de saída (v_{pac}) e a razão cíclica (d). Para facilitar a modelagem, define-se, inicialmente, a função de transferência entre a tensão pulsada (v_p) e a razão cíclica e , posteriormente, a função de transferência entre a tensão de saída e a tensão pulsada. Para encontrar tais funções de transferência, as resistências série do indutor e do capacitor foram negligenciadas.

Como a topologia do conversor CC-CA tipo fonte de tensão possui apenas um capacitor no barramento CC, a função de transferência entre a tensão pulsada e a razão cíclica pode ser expressa por:

$$\frac{\hat{v}_p(s)}{\hat{d}(s)} = V_{cc} \quad (30)$$

A função de transferência entre a tensão de saída e a tensão pulsada é expressa pela função de transferência de segunda ordem em:

$$\frac{\hat{v}_{pac}(s)}{\hat{v}_p(s)} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0s + \omega_0^2} \quad | \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad e \quad \zeta = \frac{1}{2R}\sqrt{\frac{L}{C}} \quad (31)$$

tal que ω_0 é a frequência angular de ressonância e ζ é o coeficiente de amortecimento.

3.2.3. Conversor CC-CA fonte de corrente

Quando o conversor CC-CA opera no modo interligado à rede elétrica, ele deve controlar a corrente que flui através do indutor de saída e a tensão sobre o capacitor do barramento CC. Para isto, são necessárias duas malhas de controle, uma malha de controle de corrente e uma malha de controle de tensão. O desacoplamento entre as duas malhas apenas é possível devido à grande diferença entre as bandas passantes das malhas de controle. A malha de corrente é a malha interna, sendo a malha mais rápida, com banda passante em frequência maior, enquanto que a malha de tensão é a malha externa, lenta, com frequência menor.

Para projetar o controlador de corrente é importante encontrar a relação entre a corrente de saída (i_{inv}) e a tensão pulsada de saída (v_p), que representada à condutância do indutor de saída do conversor CC-CA:

$$\frac{\hat{i}_{inv}(s)}{\hat{v}_p(s)} = \frac{1}{Ls + r_L} \quad (32)$$

tal que r_L e a resistência intrínseca do indutor L .

Para o projeto do controlador de tensão é necessário encontrar a relação entre a tensão do barramento CC (v_{cc}) e a condutância equivalente (g) do conversor CC-CA. Para facilitar a modelação, define-se, inicialmente, à função de transferência entre a tensão do barramento CC e a corrente do barramento CC (i_{cc}) e, posteriormente, a função de transferência entre a corrente do barramento CC e a condutância equivalente.

A função de transferência entre a tensão e a corrente do barramento CC é expressa pela reatância do barramento CC, ou seja, pela reatância do capacitor do barramento CC:

$$\frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{i}_{cc}(s)} = \frac{1}{Cs} \quad (33)$$

A função de transferência entre a corrente do barramento CC e a condutância equivalente é calculada pela conservatividade das potências, que significa que a potência processada pelo lado CC deve ser igual à potência processada pelo lado CA, podendo-se encontrar (34). Tal que as variáveis minúsculas são instantâneas e as variáveis maiúsculas são valores eficazes.

$$v_{cc} \cdot i_{cc} = V_{ca} \cdot I_{ca} \quad | \quad I_{ca} = V_{ca} \cdot g \quad (34)$$

Separando (34) em componentes médias e oscilatórias e, desprezando os produtos entre as partes oscilatórias, por resultar em um valor muito pequeno, e considerando a tensão CA constante, obtém-se (35).

$$V_{cc} \cdot I_{cc} + \hat{v}_{cc} \cdot I_{cc} + V_{cc} \cdot \hat{i}_{cc} = V_{ca}^2 \cdot \hat{g} \quad (35)$$

Em regime permanente, o lado CC não processa potência ativa e o balanço de potência deve ser satisfeito, pode-se considerar $I_{cc}=0$. Portanto, o ganho que relaciona a condutância equivalente do conversor com a corrente do barramento CC é expresso por (36).

$$\frac{\hat{i}_{cc}(s)}{\hat{g}(s)} = \frac{V_{ca}^2}{V_{cc}} = K_{cc} \quad (36)$$

3.2.4. Conversor CC-CC elevador

Para o projeto das malhas de controle do conversor CC-CC elevador, duas funções de transferências serão necessárias, a que relaciona a corrente de entrada (i_{Le}) com a razão cíclica (d) e a que relaciona a tensão de saída (v_{cc}) com a corrente de entrada.

Utilizando as variáveis médias (variáveis maiúsculas) e os componentes de sinais pequenos (variáveis com acento circunflexo) de baixa frequência, o comportamento natural do sistema é preservado e as componentes de alta frequência podem ser desprezadas. Considerando o circuito apresentado na Figura 24 e, aplicando a lei das correntes de Kirchhoff, encontra-se:

$$-\hat{i}_{Le} + D \cdot \hat{i}_{Le} + dI_{Le} + \hat{i}_{z2} = 0 \quad (37)$$

usando-se a relação $I_{Le}=I_{cc}/(1-D)=V_{cc}/R_{cc}\cdot(1-D)$, (37) pode ser reescrita como:

$$\hat{v}_{cc} = Z_2 \cdot \hat{i}_{Le} \cdot (1 - D) - \frac{V_{cc} \cdot \hat{d} \cdot Z_2}{R_{cc} \cdot (1 - D)} \quad (38)$$

Aplicando-se a lei das tensões de Kirchhoff, tem-se:

$$-\hat{i}_{Le} \cdot Z_1 + D \cdot \hat{v}_{cc} + \hat{d}V_{cc} - \hat{v}_{cc} = 0 \quad (39)$$

$$\hat{v}_{cc} = \frac{\hat{d} \cdot V_{cc} - \hat{i}_{Le} \cdot Z_1}{1 - D} \quad (40)$$

Igualando os lados direito de (38) e (39) e, realizando as devidas manipulações matemáticas, encontra-se:

$$G_{e_i}(s) = \frac{\hat{i}_{Le}(s)}{\hat{d}(s)} = V_{cc} \cdot \frac{\left[1 + \frac{Z_2}{R_{cc}}\right]}{[Z_1 + Z_2 \cdot (1 - D)^2]} \quad (41)$$

tal que:

$$\begin{aligned} Z_1 &= sL_e + r_{Le} \\ Z_2 &= \frac{R_{cc} \cdot (1 + sC_{cc} \cdot r_{ccc})}{1 + sC_{cc} \cdot (R_{cc} + r_{ccc})} \end{aligned} \quad (42)$$

onde r_{Le} e r_{ccc} são, respectivamente, a resistência intrínseca do indutor L_e e a do capacitor C_{cc} .

Para encontrar a segunda função de transferência, usa-se (37) e (39), isolando-se a razão cíclica de pequenos sinais nas duas equações (37) e (39), igualando-se os lados direito e efetuando as devidas manipulações matemáticas. Desta maneira, consegue-se escrever:

$$G_{e_v}(s) = \frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{i}_{Le}(s)} = \frac{1}{(1 - D)} \cdot \frac{Z_2 \cdot [R_{cc} \cdot (1 - D)^2 - Z_1]}{[Z_2 + R_{cc}]} \quad (43)$$

3.2.5. Conversor CC-CC bidirecional elevador e abaixador

Como o projeto do conversor CC-CC elevador do bidirecional é o mesmo do conversor CC-CC elevador da seção anterior, a modelagem também é a mesma. Esta seção apresentará apenas a modelagem do conversor CC-CC abaixador. Para o projeto das malhas de controle do conversor CC-CC abaixador, duas funções de transferências são necessárias: corrente de saída (i_{bb}) pela a razão cíclica (d) e, tensão de saída (v_{bb}) pela a corrente de saída.

De forma similar ao explicado na seção anterior, mas agora considerando a Figura 25, aplica-se a lei das correntes de Kirchhoff, encontrando:

$$\hat{v}_{bb} = \hat{i}_{bb} \cdot Z_2 \quad (44)$$

$$G_{b_v}(s) = \frac{\hat{v}_{bb}(s)}{\hat{i}_b(s)} = Z_2 \quad (45)$$

e, aplicando a lei das tensões de Kirchhoff e considerando que a tensão de entrada seja constante, tem-se:

$$V_{cc} \cdot \hat{d} - \hat{i}_b \cdot (Z_1 + Z_2) = 0 \quad (46)$$

$$G_{b_i}(s) = \frac{\hat{i}_b(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{cc}}{Z_1 + Z_2} \quad (47)$$

3.3. Controle dos conversores eletrônicos

O controlador deve ter como característica, além de assegurar a estabilidade do sistema, um ganho que se reduz com o aumento da frequência, de modo que a comutação dos semicondutores não seja percebida pela malha de controle.

A ferramenta básica de projeto dos controladores, a ser utilizada nesta seção, será o diagrama de Bode, usando o critério de margem de fase e margem de ganho em malha aberta para analisar a estabilidade do sistema. Outras duas características importantes para o projeto e análise dos controladores é o ganho infinito em uma determinada frequência, que garante erro estacionário nulo e, a banda passante, relacionada ao tempo de resposta do sistema compensado. Esta última característica é analisada em malha fechada.

A metodologia para determinar o controlador dos conversores CC-CC é baseada no fator K [73], e para determinar o controlador do conversor CC-CA é baseada na magnitude e na margem de fase na frequência de corte [63]. A função PWM é modelada como apresentada na seção 3.2.1.

Para esta seção é importante definir os ganhos dos transdutores de tensão e de corrente. Estes devem ser escolhidos de tal forma que quando a quantidade atinja sua amplitude máxima (com uma margem de segurança) o valor em *por unidade* (p.u.) seja unitário. Os ganhos dos transdutores são apresentados na Tabela 9.

Tabela 9: Ganho dos transdutores.

Transdutor	Ganho
Tensão no PAC (K_{vca})	1/350
Tensão do barramento CC (K_{vcc})	1/500
Tensão do banco de baterias (K_{vbb})	1/500
Corrente (K_i)	1/35

3.3.1. Conversor CC-CA fonte de tensão

A malha de controle de tensão do conversor CC-CA é representada na Figura 27. Note que a corrente da carga é representada como uma perturbação externa, uma vez que a corrente da carga influi na

dinâmica do sistema em decorrência da queda de tensão sobre o indutor de saída do conversor CC-CA. Para cargas não lineares a influência é ainda maior devido à alta derivada da corrente.

Por meio de (29), (30) e (31), define-se a função de transferência em malha aberta do controle de tensão, expressa em (48). Note que para o projeto do controlador a perturbação é considerada nula. A Figura 28 mostra o seu diagrama de Bode, no qual é possível perceber que o sistema sempre apresentará magnitude negativa.

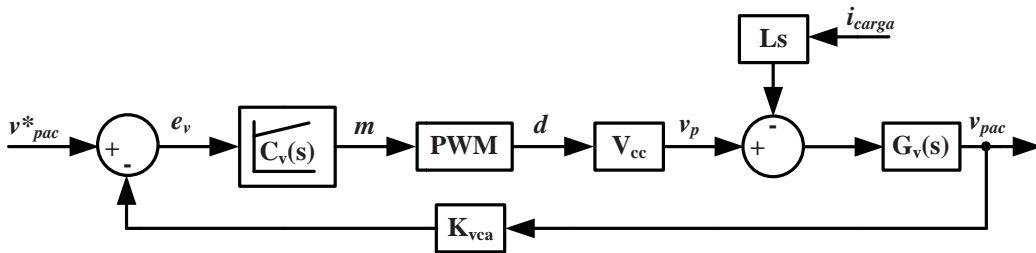


Figura 27: Malha de controle de tensão do conversor CC-CA fonte de tensão.

$$MAG_v(s) = \frac{\widehat{d}_1(s)}{\widehat{m}_1(s)} \cdot \frac{\widehat{v}_p(s)}{\widehat{d}(s)} \cdot \frac{\widehat{v}_{pac}(s)}{\widehat{v}_p(s)} \cdot K_{vca} = \frac{0,746 \times 10^8}{s^2 + 2,976 \times 10^4 s + 2,222 \times 10^8} \quad (48)$$

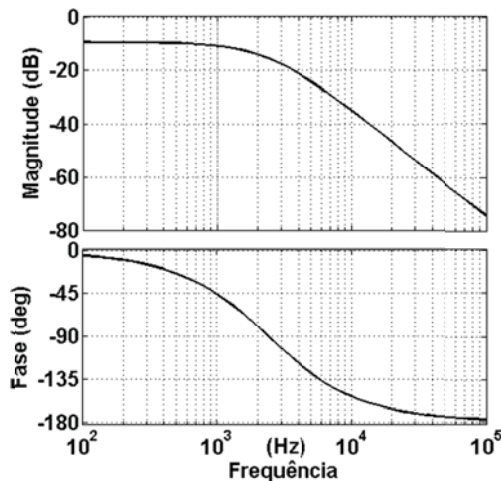


Figura 28: Diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta do controle de tensão do conversor CC-CA fonte de tensão.

Para estabilizar e controlar o sistema, tem-se escolhido um controlador proporcional integral devido à sua simplicidade e característica de tornar o erro nulo em regime permanente. Na seção 4.2 serão projetados, comparados e analisados outros tipos de controladores aplicados ao conversor CC-CA fonte de tensão. O projeto do controlador PI é baseado na magnitude e na margem de fase, na frequência de corte (ω_c). Os parâmetros desejados são: frequência de corte de, aproximadamente, uma década abaixo da frequência de comutação ($\omega_c = 5026 \text{ rad/s} = 800 \text{ Hz}$) e margem de fase de 60° . A função de transferência em malha aberta com o controlador é dada por:

$$C_v(s).MAG_v(s) = \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) \cdot \frac{0,746x10^8}{s^2 + 2,976x10^4s + 2,222x10^8} \quad (49)$$

Sabe-se que o ganho linear em malha aberta do sistema compensado na frequência de corte é unitário ($|C_v(j\omega_c).MAG_v(j\omega_c)|=1$). Sendo que $\omega_c.K_P \ll K_I$, então, o módulo do controlador PI na frequência de corte pode ser considerado como sendo K_I / ω_c . Uma rápida estimativa do ganho integral pode ser obtido por (50):

$$K_I(\omega_c) \approx \frac{|j\omega_c|. |(j\omega_c)^2 + 2,976x10^4j\omega_c + 2,222x10^8|}{0,746x10^8} = 16500 \quad (50)$$

Também na frequência de corte, o sistema compensado deve apresentar margem de fase de 60° , logo, usando-se (51) encontra-se uma estimativa para o ganho proporcional.

$$K_P(\omega_c) \approx \frac{K_I \cdot \tan(60^\circ - 90^\circ + \tan^{-1}((j\omega_c)^2 + 2,976x10^4j\omega_c + 2,222x10^8))}{\omega_c} = 0,42 \quad (51)$$

É fácil de verificar que a condição $\omega_c.K_P \ll K_I$ é razoavelmente atendida para esta solução.

Para analisar o projeto do controlador PI, os diagramas de Bode em malha aberta e em malha fechada do sistema compensado são apresentados na Figura 29. Por meio da Figura 29(a) é possível extrair as seguintes informações: a frequência de corte é de 800Hz e a margem de fase é de 60° . A frequência da banda passante é de aproximadamente 1,3kHz, como mostrada na Figura 29(b).

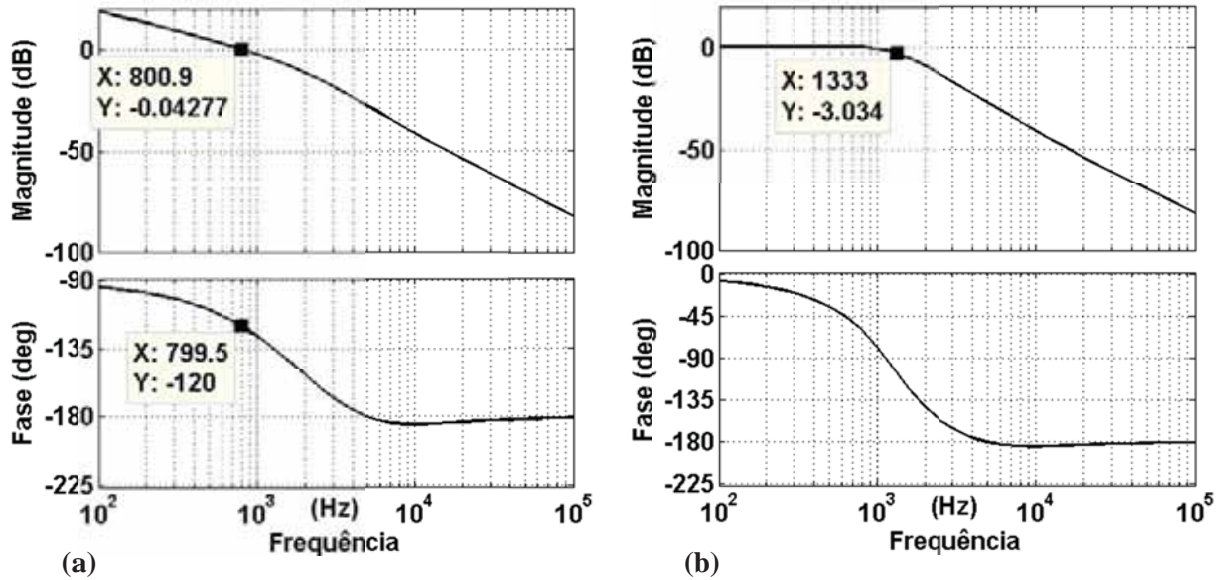


Figura 29: Diagrama de Bode em malha aberta (a) e em malha fechada (b) do sistema compensado, conversor CC-CA fonte de tensão.

3.3.2. Conversor CC-CA fonte de corrente

O diagrama de blocos que representa as malhas de controle do conversor CC-CA fonte de corrente é representado na Figura 30. Tal que s^* é a síntese de carga resistiva responsável por equalizar a potência ativa entre o lado CC e o lado CA do conversor CC-CA e, o ganho K_i / K_{vca} é para normalizar a

condutância equivalente do inversor. A malha de controle de corrente, Figura 31, deve ser projetada primeiro, pois corresponde à malha interna e rápida.

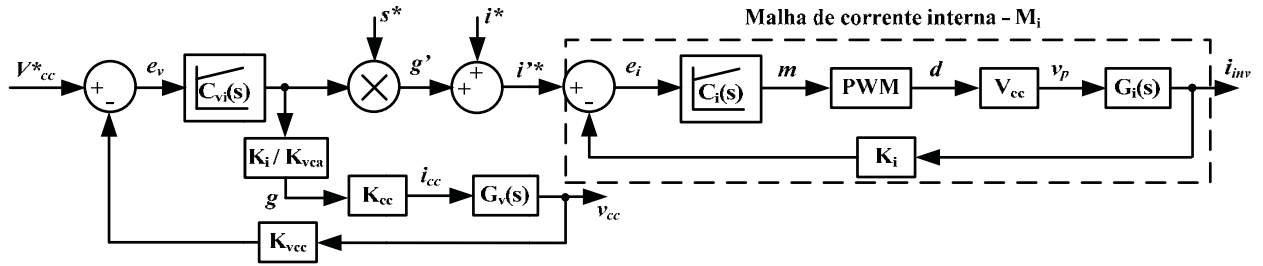


Figura 30: Malhas de controle do conversor CC-CA fonte de corrente.

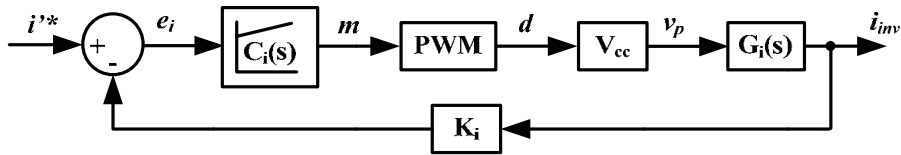


Figura 31: Malha de corrente do conversor CC-CA fonte de corrente (malha de corrente interna - M_i).

A função de transferência usada para o projeto da malha de controle de corrente é dada por (52) e o seu diagrama de Bode em malha aberta é mostrado na Figura 32.

$$MAG_i(s) = \frac{\widehat{d}_1(s)}{\widehat{m}_1(s)} \cdot V_{cc} \cdot \frac{\widehat{i}_{inv}(s)}{\widehat{v}_p(s)} \cdot K_i = \frac{3,35}{0,0015s + 0,056} \quad (52)$$

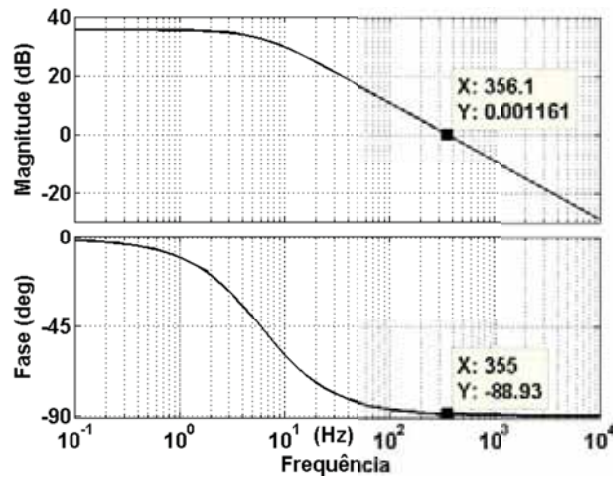


Figura 32: Diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta do controle de corrente do conversor CC-CA fonte de corrente.

Note que a planta do sistema apresenta frequência de corte (ω_c) e margem de fase (MF) de, aproximadamente, 356Hz e 90° , respectivamente. Para ajustar estes parâmetros a valores desejáveis, um controlador proporcional integral é projetado baseado na magnitude e na margem de fase, na frequência de corte, do sistema em malha aberta. Os parâmetros desejados são: frequência de corte de, aproximadamente, uma década abaixo da frequência de comutação ($\omega_c=6283\text{rad/s}=1\text{kHz}$) e margem de fase de 60° . A função de transferência em malha aberta do sistema compensado é explicitada por:

$$C_i(s).MAG_i(s) = \left(K_P + \frac{K_I}{s}\right) \cdot \frac{3,35}{0,0015s + 0,056} \quad (53)$$

Para determinar os ganhos do controlador, uma razoável aproximação é feita considerando que $K_I \ll K_P \cdot \omega_c$, o que simplifica o cálculo do ganho proporcional por meio de (54) e o ganho integral por meio de:

$$K_P(\omega_c) \approx \frac{2.35}{235} \cdot |j0,0015.6283 + 0,056| \approx 2,8 \quad (54)$$

$$K_I(\omega_c) \approx \frac{2,8.6283}{\tan\left(-90^\circ + 60^\circ + \tan^{-1}\left(\frac{0,0015.6283}{0,056}\right)\right)} \approx 10000 \quad (55)$$

Observe que esta metodologia é uma estimativa dos ganhos, executada sob a suposição que $K_I \ll K_P \cdot \omega_c$, a qual é razoavelmente satisfeita.

Por meio dos diagramas de Bode, em malha aberta e em malha fechada, apresentados na Figura 33 é possível verificar que a frequência de corte é de 1,1kHz, a margem de fase é de $63,4^\circ$ e a frequência da banda passante é de aproximadamente 1,5kHz.

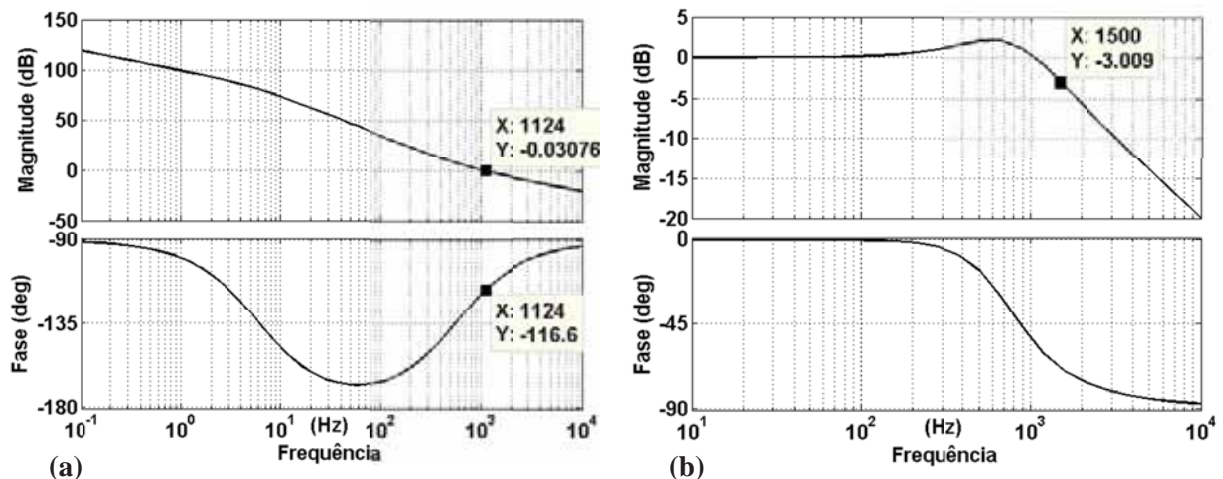


Figura 33: Diagrama de Bode em malha aberta (a) e em malha fechada (b) do sistema compensado, conversor CC-CA fonte de corrente.

Após o projeto da malha de controle de corrente pode-se projetar a malha de controle de tensão correspondente à malha externa e lenta. A Figura 34, mostra a malha de controle de tensão do conversor CC-CA fonte de corrente.

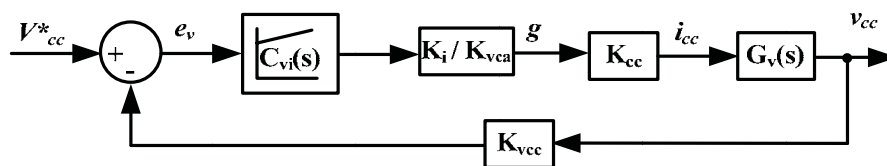


Figura 34: Malha de controle de tensão do conversor CC-CA fonte de corrente.

A função de transferência em malha aberta necessária para o projeto do controlador de tensão é dada por (56). Como a função de transferência apresenta apenas um pólo a margem de fase do sistema sem compensação é de 90° .

$$MAG_v(s) = \frac{K_i}{K_{vca}} \cdot K_{cc} \cdot G_v(s) \cdot K_{vcc} = \frac{35}{350} \cdot 68,63 \cdot \frac{1}{2,35 \times 10^{-3} s} \cdot \frac{1}{500} \quad (56)$$

O controlador de tensão é projetado de maneira similar ao controlador de corrente, contudo, para este a frequência de corte é de ($\omega_c=6,28\text{rad/s}=1\text{Hz}$) e a margem de fase desejável é de 50° . A função de transferência em malha aberta com o controlador é dada por:

$$C_{vi}(s) \cdot MAG_v(s) = \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) \cdot \frac{0,01373}{0,00235s} \quad (57)$$

Para determinar os ganhos do controlador, uma razoável aproximação é feita considerando que o $K_I \ll K_P \cdot \omega_c$, o que torna possível calcular o ganho proporcional por meio de (58) e o ganho integral por meio de (59). Os diagramas de Bode, em malha aberta e em malha fechada, do sistema compensado são explicitados na Figura 35, na qual é possível visualizar que os parâmetros de projeto foram satisfatoriamente atendidos: frequência de corte de 1,1Hz, margem de fase de 53° e frequência de banda passante de, aproximadamente, 1,6Hz.

$$K_P(\omega_c) \approx 0,01373 \cdot \left| \frac{1}{j0,00235 \cdot 6,28} \right| \approx 1 \quad (58)$$

$$K_I(\omega_c) \approx \frac{1,6,28}{\tan(50^\circ)} \approx 5,5 \quad (59)$$

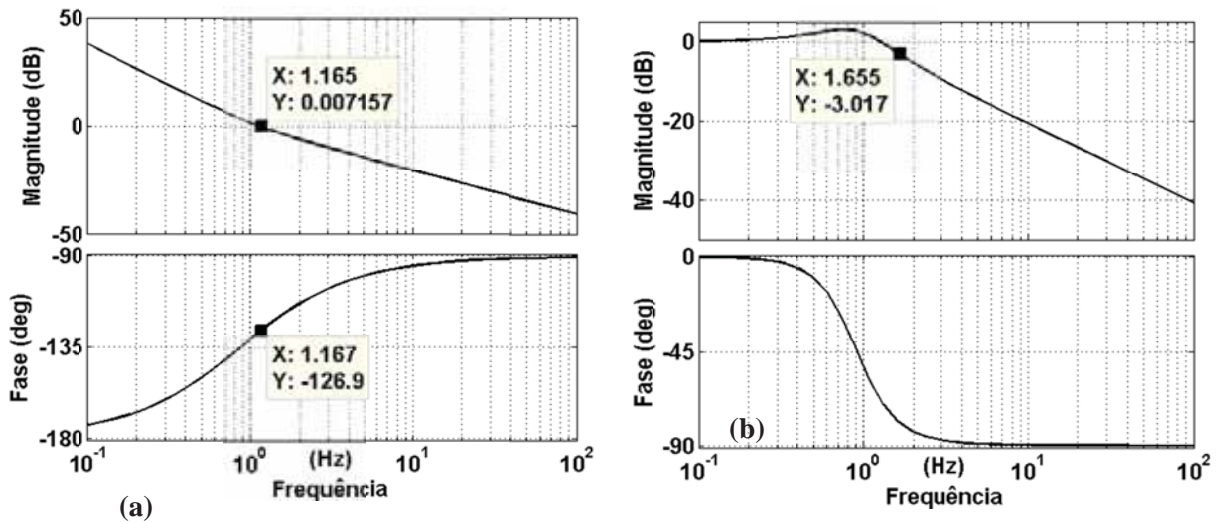


Figura 35: Diagrama de Bode em malha aberta (a) e em malha fechada (b) do sistema compensado, conversor CC-CA fonte de corrente.

3.3.3. Conversor CC-CC elevador

O conversor CC-CC elevador possui duas malhas de controle, uma de corrente e outra de tensão. Isto porque o conversor deve executar o MPPT por meio da corrente e regular a tensão no barramento CC, quando estiver em modo de operação ilhado. Realizar o controle da tensão, em conjunto com o controle da corrente, é relativamente mais simples do que realizar o controle da tensão com apenas uma malha. Isto porque o controle no modo corrente reduz a ordem da função de transferência do sistema. A função de transferência que relaciona a razão cíclica e a tensão de saída, do conversor CC-CC elevador, apresenta um zero no semiplano direito, denominado de fase não mínima e o efeito do comportamento da fase não mínima dificulta a estabilidade do controle. Ao executar um controle modo de tensão, em conjunto com o controle modo de corrente, a fase não mínima é atenuada e a estabilidade do controle do sistema torna-se consideravelmente mais simples de ser obtida.

As malhas de controle do conversor CC-CC elevador são mostradas na Figura 36. A malha de controle de corrente, Figura 37, deve ser projetada primeiro, pois corresponde à malha interna e rápida.

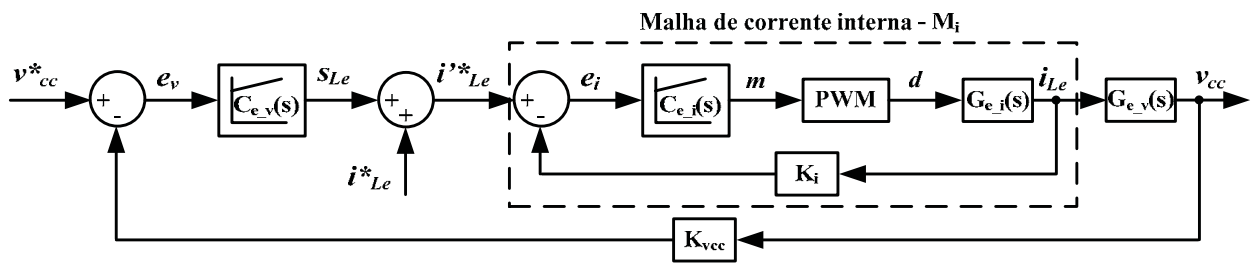


Figura 36: Malhas de controle do conversor CC-CC elevador.

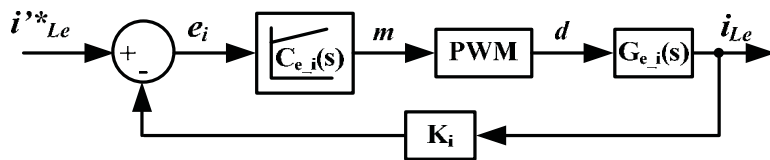


Figura 37: Malha de controle de corrente do conversor CC-CC elevador (malha de corrente interna - M_i).

A função de transferência utilizada no projeto da malha de controle de corrente é dada por (60) e o seu diagrama de Bode em malha aberta é mostrado na Figura 38.

$$MAG_{e_i}(s) = pwm \cdot G_{e_i}(s) \cdot K_i = 1.235 \cdot \frac{0,09036s + 2}{9,024 \times 10^{-5}s^2 + 0,02162s + 22,12} \cdot \frac{1}{35} \quad (60)$$

A frequência de corte desejada para esta malha de controle é de 1,3kHz, isto para se obter, aproximadamente, 2kHz de banda passante com margem de fase de 60° [74]. A margem de fase em um valor intermediário, entre 30° e 85° , torna o controle de corrente mais robusto. Como comentado anteriormente, o projeto dos controladores dos conversores CC-CC serão baseados no fator K.

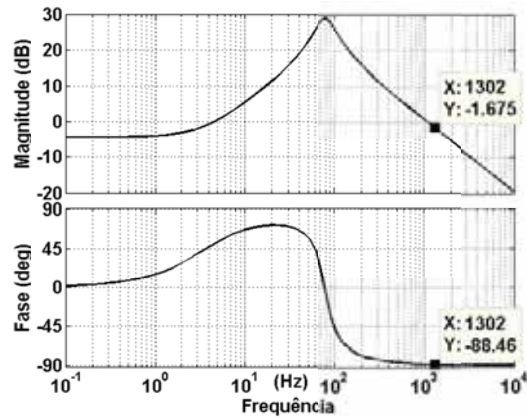


Figura 38: Diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta do controle de corrente do conversor CC-CC elevador.

Por meio da Figura 38, observa-se que o avanço de fase necessário para atingir a margem de fase desejada é de $58,4^\circ$, então, um controlador de tipo 2, composto por um zero e dois pólos, sendo um pólo na origem, é suficiente para sintonizar o controle de corrente no ponto de operação desejado [59,73]. Sabe-se que para o controlador de tipo 2, o zero é sintonizado com um fator K abaixo de ω_c e o pólo com um fator K acima de ω_c . Para este projeto de controlador do tipo 2 o fator K resultou em 3,54. O ganho do controlador pode ser calculado matematicamente ou obtido por meio da ferramenta sisotool do programa MatLab. O controlador de corrente projetado é mostrado em (61) e, a resposta em frequência do sistema compensado em malha aberta e em malha fechada é explicitada na Figura 39.

$$C_{e_i}(s) = 34600 \cdot \frac{(s + 2300)}{s(s + 28915)} \quad (61)$$

Observe na Figura 39 que a frequência de corte, a margem de fase e a banda passante atendem as especificações iniciais de projeto.

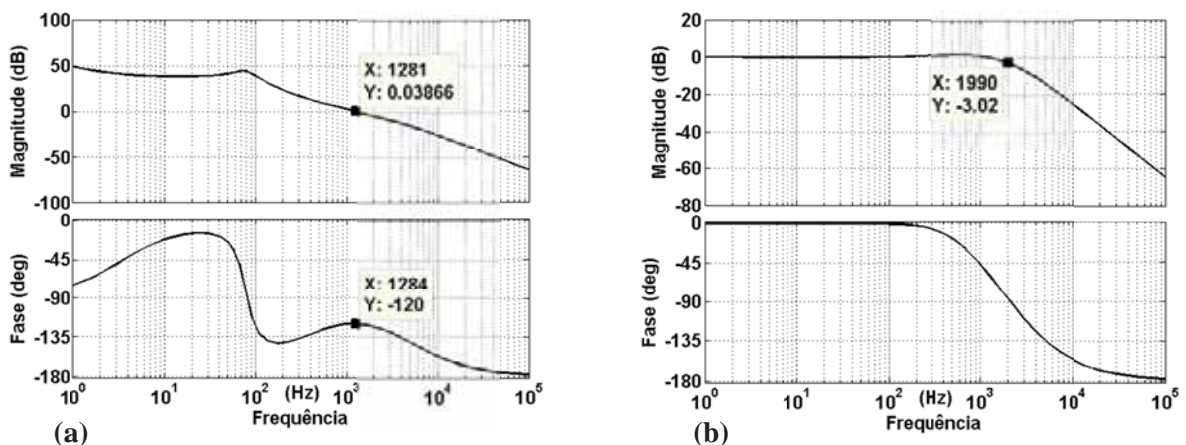


Figura 39: Diagrama de Bode em malha aberta (a) e em malha fechada (b) do sistema compensado, conversor CC-CC elevador.

A malha de controle de tensão corresponde à malha externa que deve ser consideravelmente mais lenta do que a malha interna de corrente. Devido à grande diferença entre as bandas passantes das malhas de controle, é possível desacoplá-las e considerar a malha interna como sendo um ganho equivalente ao

inverso do ganho do transdutor de corrente ($M_i=1/K_i$). A Figura 40, mostra a malha de controle de tensão do conversor CC-CC elevador.

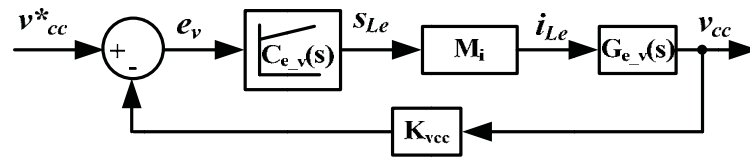


Figura 40: Malha de controle de tensão do conversor CC-CC elevador.

A função de transferência em malha aberta necessária para o controle do controlador de tensão é dada por (62) e o diagrama de Bode em malha aberta do sistema não compensado é mostrado na Figura 41.

$$MAG_{e_v}(s) = M_i \cdot G_{e_v}(s) \cdot K_{vcc} = 35 \cdot \frac{1}{(1 - 0,244s)} \cdot \frac{0,05952s + 832,9}{3,456s + 76,7} \cdot \frac{1}{500} \quad (62)$$

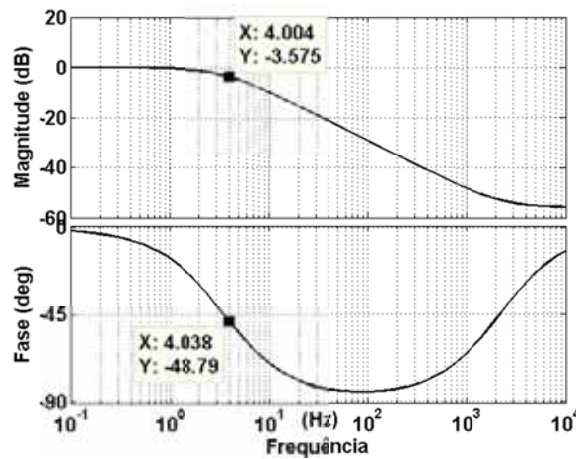


Figura 41: Diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta do controle de tensão do conversor CC-CC elevador.

A malha de controle de tensão deve possuir banda passante de, aproximadamente, 5Hz e margem de fase de 85° . Analisando a Figura 41, percebe-se que o avanço de fase necessário é de $18,8^\circ$, tornando possível a utilização de um controlador de tipo 2. Como a sintonia do sistema compensado deve ocorrer em baixa frequência, o uso da metodologia do fator K, torna-se falha. Para o projeto deste controlador, utilizou-se a ferramenta sisotool do software MatLab. O controlador encontrado é mostrado em (63). Para analisar o projeto do compensador, os diagramas de Bode em malha aberta e em malha fechada são apresentados na Figura 42.

Analisando a Figura 42(a) nota-se que a frequência de corte é 3,88Hz e a margem de fase é $85,8^\circ$. E analisando a Figura 42(b) nota-se que a banda passante da malha de controle de tensão está fixa em 5Hz.

$$C_{e_v}(s) = 62 \cdot \frac{(s + 5)}{s(s + 35)} \quad (63)$$

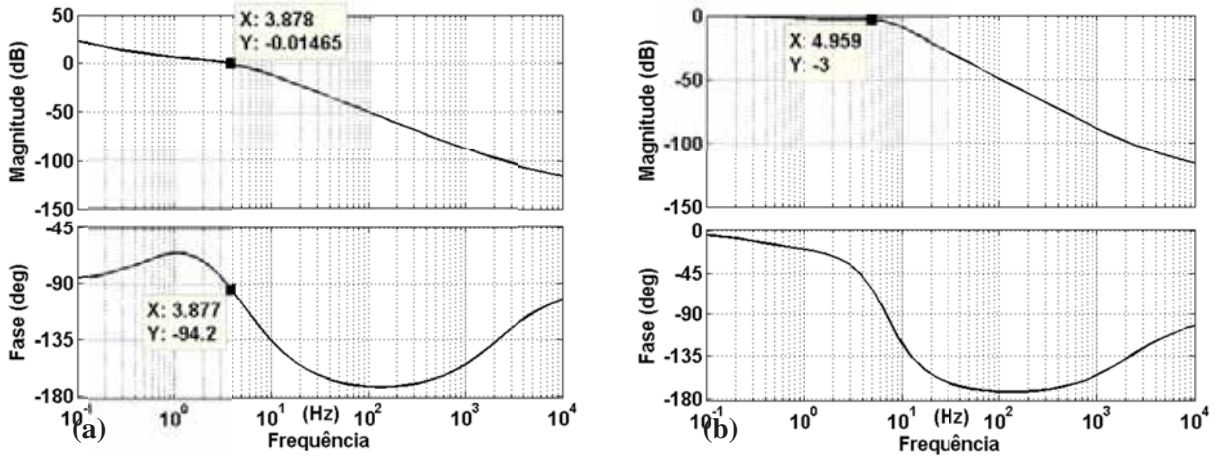


Figura 42: Diagrama de Bode em malha aberta (a) e em malha fechada (b) do sistema compensado, conversor CC-CC elevador.

3.3.4. Conversor CC-CC bidirecional elevador e abaixador

Devido às similaridades entre o conversor CC-CC elevador da seção anterior e o conversor CC-CC elevador do bidirecional, o projeto das malhas de controle tornam-se idêntico. Assim, esta seção irá abordar apenas o projeto do conversor CC-CC abaixador do bidirecional.

A princípio, o conversor CC-CC abaixador também deve possuir duas malhas de controle, tensão e corrente, veja Figura 43. Isto para que as etapas de carga e de descarga do banco de baterias sejam executadas corretamente e prolongue o tempo de vida útil das baterias. Neste trabalho, as etapas de carga e descarga não serão abordadas. Desta forma, a resistência da carga para o conversor CC-CC abaixador é considerada nula, o que torna a função de transferência $G_{b_v}(s)$ igual a zero e simplifica a função de transferência $G_{b_i}(s)$. Então, a malha de controle do conversor abaixador se resume apenas à malha de controle de corrente, representada na Figura 44.

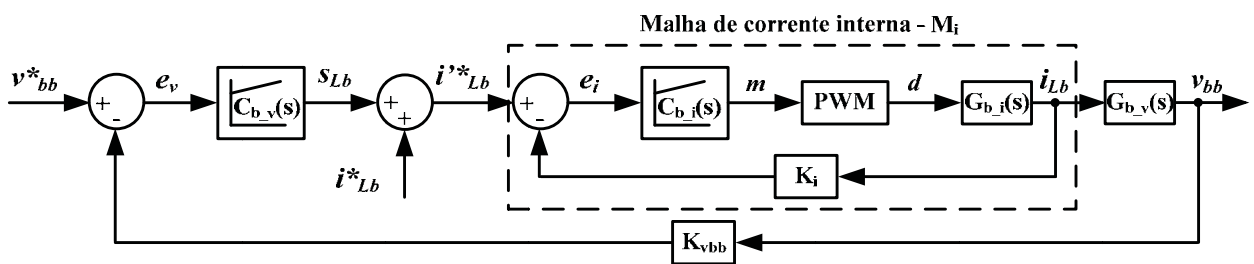


Figura 43: Malhas de controle do conversor CC-CC abaixador do bidirecional.

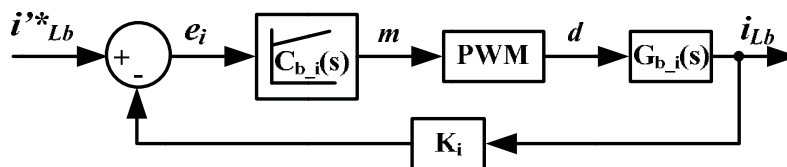


Figura 44: Malha de controle de corrente do conversor CC-CC abaixador.

A função de transferência em malha aberta para o controle de corrente do conversor CC-CC abaixador é apresentada em (64) e o seu diagrama de Bode é mostrado na Figura 45.

$$MAG_{b_i}(s) = pwm \cdot G_{b_i}(s) \cdot K_{b_i} = 1.235 \cdot \frac{1}{1x10^{-3}s + 0,2} \cdot \frac{1}{35} \quad (64)$$

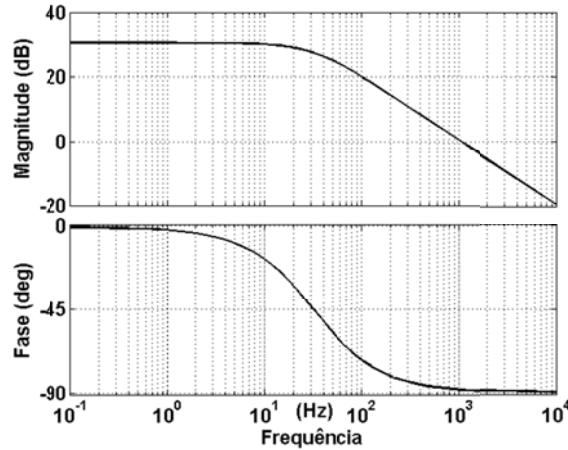


Figura 45: Diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta do controle de corrente do conversor CC-CC abaixador.

Por causa das considerações feitas para o modelo do banco de baterias, a função de transferência em malha aberta MAG_{b_i} tornou-se mais simples e possível de ser controlada utilizando um controlador proporcional integral. O projeto deste controlador é baseado na magnitude e na margem de fase na frequência de corte (ω_c). Da mesma maneira que nos projetos anteriores, a frequência de corte desejada é de 1,3kHz e a margem de fase é de 60° . Espera-se obter uma malha de controle com boa robustez e com banda passante de, aproximadamente, 2kHz. A função de transferência em malha aberta com o controlador é dada por:

$$C_{b_i}(s) \cdot MAG_{b_i}(s) = \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) \cdot \frac{235}{35} \cdot \frac{1}{1x10^{-3}s + 0,2} \quad (65)$$

Sabe-se que o ganho linear em malha aberta do sistema compensado na frequência de corte é unitário ($|C_{b_i}(j\omega_c) \cdot MAG_{b_i}(j\omega_c)|=1$). Sendo que $K_I \ll K_P \cdot \omega_c$, então, o módulo do controlador PI na frequência de corte pode ser considerado como sendo K_P [63]. Uma rápida estimativa do ganho proporcional pode ser obtida por:

$$K_P(\omega_c) \approx \frac{2.35}{235} \cdot |1x10^{-3}j\omega_c + 0,2| = 1,21 \quad (66)$$

O sistema compensado deve ter margem de fase de 60° na frequência de corte, portanto, usando-se (67), calcula-se uma estimativa para o ganho integral.

$$K_I(\omega_c) \approx \frac{K_P \cdot \omega_c}{\tan(60^\circ - 90^\circ + \tan^{-1}(1x10^{-3}j\omega_c + 0,2))} = 6025 \quad (67)$$

A condição $K_I \ll K_P \cdot \omega_c$ é razoavelmente atendida para esta solução.

Para analisar a resposta em frequência do sistema compensado, os diagramas de Bode em malha aberta e em malha fechada do sistema compensado são explicitados na Figura 46. Note que a frequência de corte não é exatamente a desejada, uma vez que (66) e (67) encontram uma estimativa dos ganhos. Contudo, a margem de fase é $62,8^\circ$ e a banda passante é 2kHz, como almejado.

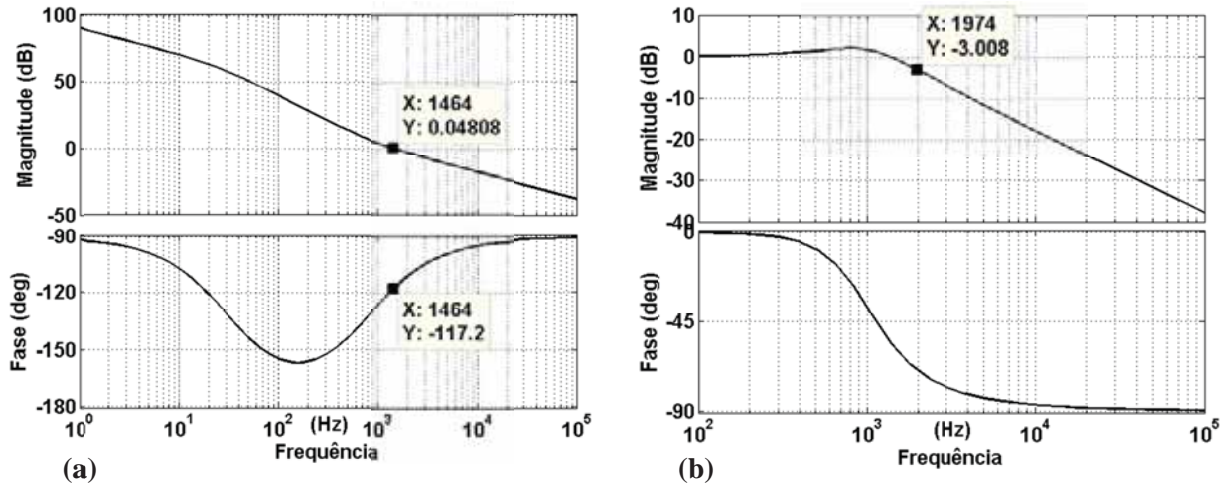


Figura 46: Diagrama de Bode em malha aberta (a) e em malha fechada (b) do sistema compensado, conversor CC-CC abaixador.

3.4. Resultados

Para realizar uma análise circuital dos conversores eletrônicos e de seus modelos e malhas de controle, implementou-se na plataforma de simulação PSIM/SIMCAD o circuito representado na Figura 22. Nos pontos de conexão com os módulos fotovoltaicos e com o banco de baterias, conectou-se fontes de tensão ideais e, no ponto de conexão com o PAC, conectou-se uma fonte de tensão alternada variável, possibilitando aplicar degraus de carga e/ou emular uma rede elétrica.

O capítulo 4 irá trabalhar com o mesmo sistema, mas com os módulos fotovoltaicos, banco de baterias e cargas não lineares inseridos no sistema, formando um sistema de geração fotovoltaico isolado.

3.4.1. Conversor CC-CA fonte de tensão

Para confrontar a modelagem realizada para o conversor CC-CA fonte de tensão com a resposta do sistema circuital e, para analisar o projeto do conversor CC-CA, implementou-se o modelo desenvolvido na seção 3.2.2 e o circuito da Figura 23, com uma fonte ideal conectada em paralelo com o capacitor C_{cc} , mantendo o barramento CC fixo em 235V. Uma variação em degrau, de 175V até 180V é aplicada no instante de 0,15s.

A Figura 47 apresenta a resposta do sistema ao degrau. Observe que a resposta dinâmica do modelo é similar ao do sistema circuital, demonstrando que a modelagem realmente corresponde ao conversor CC-CA fonte de tensão. Conclui-se que o controle está funcionando satisfatoriamente, pois a tensão de saída atinge o valor desejado em um tempo de, aproximadamente, 1ms.

A tensão de saída do modelo não corresponde exatamente ao valor médio da tensão de saída do sistema circuital porque a modelagem do sistema é realizada por valor médio e, o controle do conversor CC-CA fonte de tensão é baseado em valores instantâneos, ou seja, controle por valor de pico.

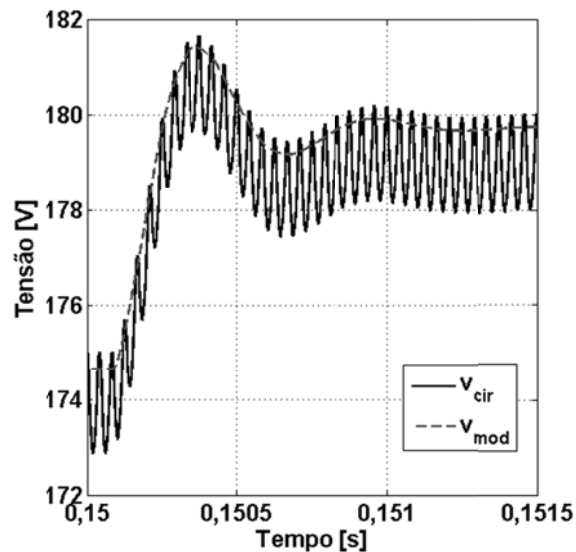


Figura 47: Resposta dinâmica do modelo circuital e do modelo matemática do conversor CC-CA fonte de tensão.

3.4.2. Conversor CC-CA fonte de corrente

Como realizado na seção anterior, nesta seção será avaliado o modelo do conversor CC-CA fonte de corrente e analisado o projeto do controlador desenvolvido. Na plataforma de simulação PSIM/SIMCAD, implementou-se o modelo explicado na seção 3.2.3 e o circuito mostrado na Figura 23, com uma fonte ideal conectada em paralelo com o capacitor C_{cc} , mantendo o barramento CC fixo em 235V e, o ponto de acoplamento comum curto circuitado.

A Figura 48 mostra a resposta do conversor CC-CA fonte de corrente ao degrau. Note que a resposta dinâmica do modelo é similar ao do sistema circuital, corroborando que a modelagem realmente corresponde ao conversor CC-CA fonte de corrente. Entende-se que o controle de corrente está funcionando satisfatoriamente, pois a corrente de saída alcança o valor desejado em um tempo de, aproximadamente, 1ms.

Para analisar a malha de controle de tensão do conversor CC-CA fonte de corrente, implementou-se o circuito da Figura 23 como uma fonte de tensão alternada conectada ao PAC. Aplicou-se em 0,99s uma variação em degrau de 50% na referência de corrente e, em 1,31s, uma variação em degrau na referência de tensão, de 235V a 260V. A Figura 49 mostra o resultado da simulação. Observe que com o aumento do valor da corrente, a ondulação na tensão do barramento CC tornou-se mais acentuada. Pode-se concluir que o controle de tensão está atuando aceitavelmente, uma vez o que valor final desejado é alcançado em, aproximadamente, 0,6s e corresponde ao período da banda passante do sistema projetado.

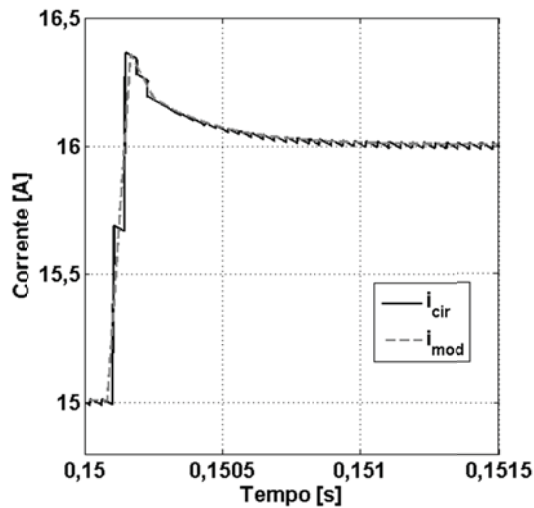


Figura 48: Resposta dinâmica do modelo circuital e do modelo matemática do conversor CC-CA fonte de corrente.

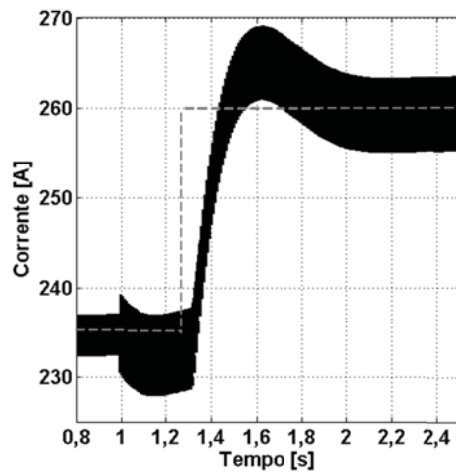


Figura 49: Resposta ao degrau da tensão no barramento CC do conversor CC-CA fonte de corrente.

3.4.3. Conversor CC-CC elevador

A implementação efetuada nesta seção objetiva demonstrar que o conversor CC-CC elevador segue uma determinada referência de corrente e, ao mesmo tempo, regula a tensão no barramento CC. No instante de 0,39s a referência de corrente mudou de 2,5A para 7,5A e, em 0,69s aplicou-se um degrau de carga de 55% da potência nominal. Nesta simulação, o conjunto formado pelo banco de baterias e pelo conversor CC-CC elevador e abaixador bidirecional realizou o balanço de potência, possibilitando a aplicação de degraus em momentos distintos. A Figura 50 mostra o resultado de tal simulação.

A Figura 50, gráfico superior, mostra que a corrente apresenta um curto tempo de subida e de acomodação, respectivamente 0,5ms e 1ms, como pode ser melhor observado na Figura 51. O tempo de subida é exatamente o período definido pela banda passante da malha de controle de corrente. O gráfico inferior na Figura 50, destaca a regulação da tensão no barramento CC, note que este sofre variações de ambas as perturbações e, a ondulação na tensão depende da potência da carga. Antes do degrau de carga, a ondulação da tensão corresponde a 1,7% do valor nominal e, após o degrau, a ondulação é acentuada para 3%, exatamente igual a valor especificado no projeto do capacitor.

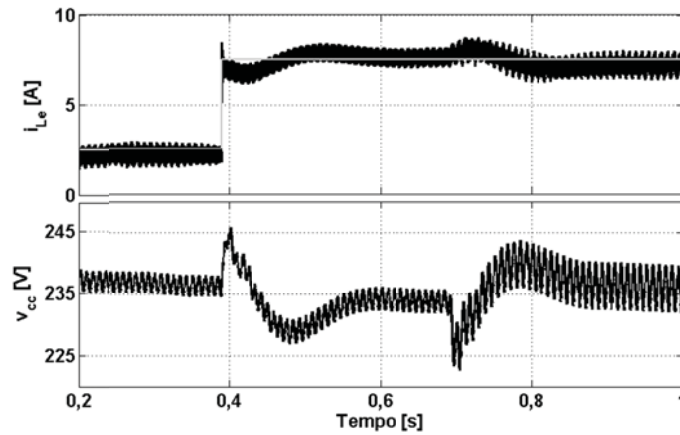


Figura 50: Gráfico superior: corrente através do indutor do conversor CC-CC elevador. Gráfico inferior: tensão no barramento CC.

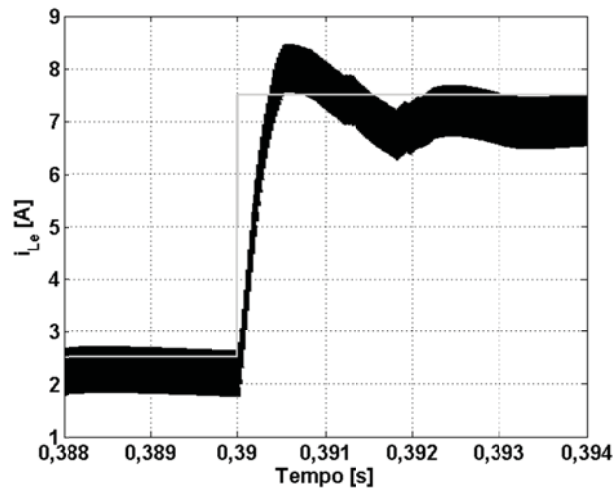


Figura 51: Destaque do transitório de corrente que flui através do indutor L_{Le} do conversor CC-CC elevador.

3.4.4. Conversor CC-CC bidirecional elevador e abaixador

Como o projeto dos elementos passivos, modelagem e controle do conversor CC-CC elevador do bidirecional são idênticos ao do conversor CC-CC elevador, a resposta dinâmica também é idêntica da analisada na seção anterior. Desta forma, nesta seção será apresentada apenas a resposta dinâmica do conversor CC-CC abaixador do bidirecional.

Para esta simulação, substituiu-se a carga variável conectada ao PAC por uma fonte de tensão alternada com amplitude e frequência iguais a da rede elétrica. No instante de 0,39s aplicou-se um degrau na referência de corrente de -2,5A para -7,5A. Os valores de referência são negativos, pois o conversor CC-CC bidirecional atua como abaixador. A resposta transitória é mostrada na Figura 52, a qual apresenta um tempo de subida e de acomodação de, aproximadamente, 0,5ms e 1ms, respectivamente.

Com estes resultados é possível afirmar que os conversores CC-CC operam satisfatoriamente dentro dos parâmetros especificados e projetados. As malhas de controle apresentam uma boa robustez, o que facilitará a implementação futura de um protótipo [74].

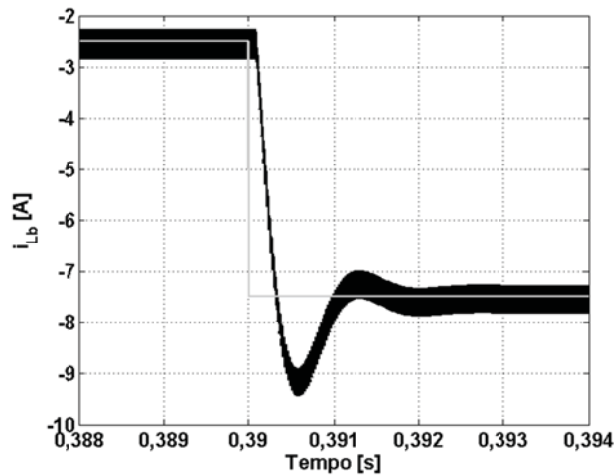


Figura 52: Destaque do transitório de corrente que flui através do indutor L_{Lb} do conversor CC-CC bidirecional.

3.5. Conclusões

A metodologia fundamentada na tríade: projeto, modelagem e controle mostrou-se adequada, uma vez que os resultados de simulação foram satisfatórios. Destaca-se que as escolhas dos conversores eletrônicos de um sistema de geração fotovoltaico devem ser baseadas na exigência do sistema, ganho de tensão e eficiência do conversor, que apesar de não ter sido abordada neste trabalho é um tópico importante.

As escolhas feitas neste trabalho foram baseadas no compromisso entre objetivo do trabalho e simplicidade de implementação. Por este motivo, escolheram-se as topologias mais discutidas e debatidas na literatura. Assim, foi apresentado o projeto dos conversores eletrônicos, desde os cálculos dos elementos passivos e semicondutores à modelagem e controle dos conversores.

Capítulo 4

4. Sistema de geração fotovoltaico isolado

Os sistemas de geração fotovoltaicos podem ser classificados em sistemas isolados, conectados e híbridos. Os sistemas isolados são os geradores fotovoltaicos que nunca serão interligados à rede elétrica, enquanto que os sistemas conectados são os que sempre estarão interligados. Os sistemas híbridos podem funcionar tanto interligado como desconectado da rede elétrica, para esta última condição, diz-se que o sistema está ilhado.

Os sistemas fotovoltaicos conectados e híbridos são mais interessantes para o sistema energético, porque podem aliviar a demanda, especialmente nos horários de ponta. Os sistemas isolados são fundamentais para a inclusão social, disponibilizando energia elétrica para as áreas mais remotas. Esta característica torna-se ainda mais interessante para o Brasil, o qual possui uma vasta extensão territorial.

Um sistema de geração fotovoltaico isolado tem por objetivo fornecer potência e uma tensão senoidal para as cargas. Para os sistemas isolados, a referência de tensão pode ser fornecida por uma tabela de senos. Enquanto que para os sistemas que operaram no modo de operação ilhado a referência de tensão deve estar em fase com a tensão da rede para quando o sistema reconectar. O uso do PLL é uma opção para a sincronização. Geralmente, os sistemas fotovoltaicos isolados são constituídos por: módulos fotovoltaicos; conversores CC-CC unidirecional; banco de baterias; conversor CC-CC bidirecional; conversor CC-CA e malhas de controle de potência, vide Figura 53.

O objetivo deste capítulo é estudar um sistema de geração fotovoltaico isolado, ou no modo de operação ilhado, destacando as malhas de controle responsáveis pelo balanço de potência e os possíveis tipos de controladores aplicados ao conversor CC-CA. O desempenho do gerenciamento e do controlador será avaliado por meio da resposta em frequência, resposta dinâmica, distorção harmônica total e análise das formas de onda da tensão e da corrente por meio de resultados de simulação e experimentais.

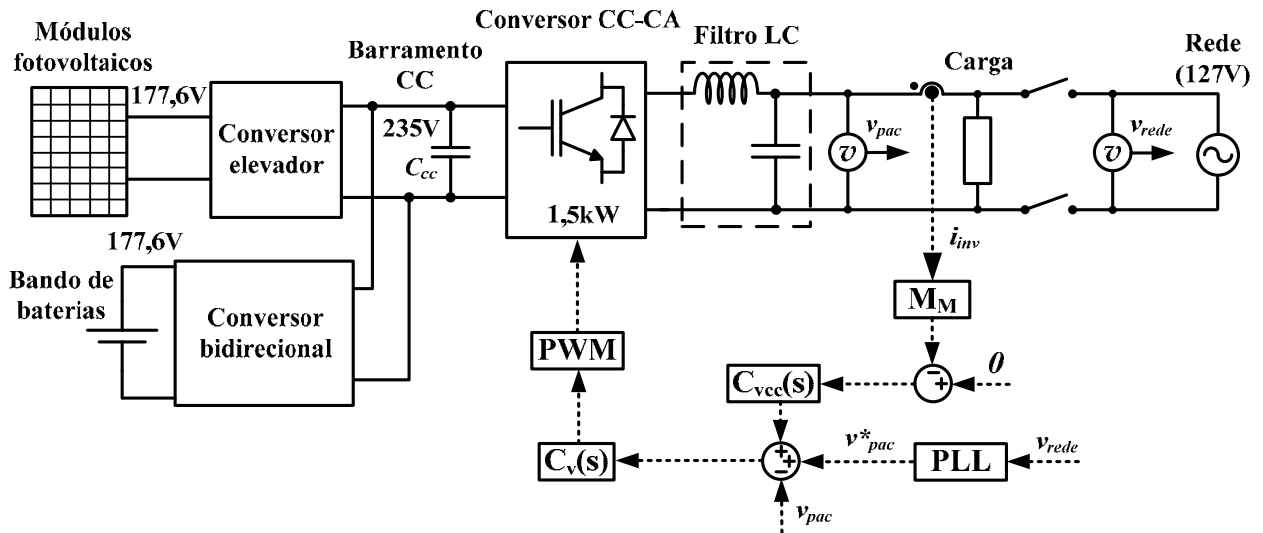


Figura 53: Sistema de geração fotovoltaico isolado.

4.1. Malhas de controle de potência

Os sistemas fotovoltaicos necessitam de um rastreador de máxima potência para elevar a eficiência do sistema. A maioria das fontes renováveis e não poluentes são intermitentes e a fotovoltaica é muito sensível à variação da irradiação solar. Por estes motivos, os sistemas fotovoltaicos isolados precisam possuir um armazenador de energia, responsável por realizar o complemento de potência entre os módulos fotovoltaicos e a carga.

Neste sentido, duas malhas de controle auxiliares são desenvolvidas: malha de controle do MPPT e malha de controle do banco de baterias. A primeira atua na geração da referência para a malha de controle de corrente do conversor CC-CC elevador. A segunda fornece a referência de corrente para as malhas de controle de corrente do conversor CC-CC elevador e abaixador bidirecional do banco de baterias.

4.1.1. Malha de controle do MPPT

Conforme discutido e definido no capítulo 2, a técnica de MPPT escolhida é a do método beta. Normalmente, a técnica beta é aplicada no controle da tensão, como em [46,48]. Contudo, para um sistema de geração fotovoltaico híbrido, não é interessante aplicá-la no controle da tensão, uma vez que o conversor CC-CC elevador deve possuir dupla função: realizar o MPPT e regular a tensão no barramento

CC. A única maneira do conversor CC-CC assumir as duas funções é realizando o MPPT por meio do controle da corrente.

Além das duas malhas de controle projetadas no capítulo 3, o conversor CC-CC elevador deve possuir uma terceira malha auxiliar. Da mesma forma que a malha de tensão, a malha do MPPT também deve ser lenta, para estar desacoplada da malha de corrente. Com esta consideração, a malha interna pode ser modelada como um ganho inverso ao ganho do transdutor de corrente (K_i) e, a malha de controle do MPPT é representada na Figura 54. Tal que S_{Le} é a saída do controlador de tensão do conversor CC-CC elevador, veja Figura 36.

Por se tratar de uma malha de controle que possui apenas ganhos e sinais contínuos, escolheu-se o controlador PI (68) para compensar o sistema.

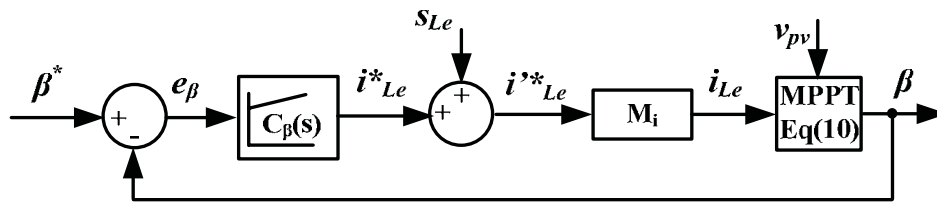


Figura 54: Malha de controle do MPPT conversor CC-CC elevador.

$$C_{\beta}(s) = \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) = \left(0,0001 + \frac{0,2}{s} \right) \quad (68)$$

O ganho proporcional do PI deve ser muito pequeno para que a banda passante do sistema compensado seja estreita, tornando a dinâmica do sistema lenta. Caso a banda passante fosse larga e a dinâmica rápida, ondulações de 120Hz iriam aparecer na corrente do conversor CC-CC elevador, advindas da retificação da tensão executada pelo conversor CC-CA. Estas ondulações na corrente em baixa frequência diminuem a eficiência do sistema, uma vez que os módulos fotovoltaicos não operariam no ponto de máxima potência.

4.1.2. Malha de controle do banco de baterias

O banco de baterias executa o balanço de potência entre os módulos fotovoltaicos e a carga. Para controlar o complemento energético, uma malha auxiliar de controle do banco de baterias é introduzida à malha de controle do conversor CC-CC bidirecional. Assim como na malha de controle do MPPT, esta também deve ser lenta e a malha interna, tanto do elevador como do abaixador, pode ser modelada como um ganho inverso ao ganho do transdutor de corrente (K_i). A malha de controle do banco de baterias é mostrada da Figura 55. Tal que S_{Lb} é a saída do controlador de tensão do conversor CC-CC elevador e abaixador, veja Figura 43.

A referência de potência do banco de baterias é calculada de acordo com (69).

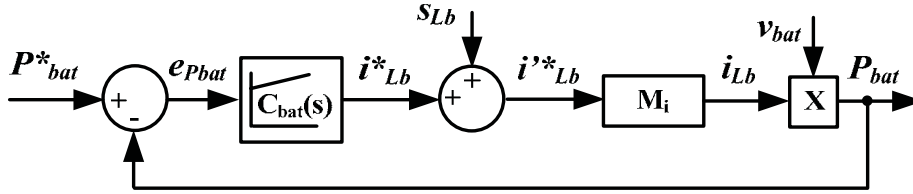


Figura 55: Malha de controle do banco de baterias do conversor CC-CC elevador e abaixador bidirecional.

$$P_{bat}^* = P_{inv} - P_{pv} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t [v_{pac} \cdot i_{inv}] \cdot dt - v_{pv} \cdot i_{Le}^* \quad (69)$$

Note que a malha de controle do banco de baterias não é totalmente desacoplada da malha de controle do MPPT, porque a saída do controlador beta (i_{Le}^*), que é a referência de corrente para a malha de controle de corrente do conversor CC-CC elevador unidirecional, é utilizada para o cálculo da referência de potência do banco de baterias. O cálculo da potência do inversor depende do modo de operação do sistema. Se o sistema estiver interligado à rede elétrica, a tensão no PAC deverá ser mensurada e a corrente deverá ser a referência do inversor. Caso o sistema esteja ilhado, a tensão no PAC é a referência e a corrente é medida. O controlador da bateria é mostrado em (70) e também deve ser lento para não causar ondulações de 120Hz na corrente do conversor CC-CC bidirecional.

$$C_{bat}(s) = \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) = \left(0,0001 + \frac{1}{s} \right) \quad (70)$$

É importante destacar que os processamentos de (10) e (69) são executados em um laço mais lento que a frequência de comutação, com frequência de amostragem de 2,4kHz. Ou seja, os valores resultantes destas equações são atualizados a cada 0,4167ms. A frequência de amostragem deste processamento não deve ser elevada, pois exigiria demasiado esforço computacional sem necessidade. Contudo, também não pode ser menor que a frequência de banda passante da malha de controle de corrente, porque estaria funcionando como um filtro passa baixa prejudicando a ação do controlador.

4.2. Controlador do conversor CC-CA fonte de tensão

O conversor CC-CA monofásico do tipo fonte de tensão em ponte completa, com filtro LC de saída, de 1,5kVA e 127V (60Hz), podem possuir apenas uma malha de controle de tensão para funcionar como fonte de tensão, todavia, o sistema torna-se mais susceptível a assimetrias causadas por sinais contínuos. Para evitar que isto aconteça, uma malha de controle auxiliar para regular o nível CC de tensão deve ser projetada e inserida a malha de controle de tensão principal.

Devido ao estado das quantidades controladas, contínua ou senoidal, a escolha do controlador torna-se fundamental para a efetividade da malha de controle. Os controladores baseados no regulador proporcional integral apresentam ganho infinito para frequência zero (quantidade contínua). Quando este tipo de controlador é aplicado em quantidades senoidais seu grau de efetividade é reduzido. Uma solução

conveniente é o uso de controladores baseados no princípio do modelo interno [75], conhecidos como controladores ressonantes ou sintonizados, que apresentam ganho infinito para as frequência de sintonia.

Esta seção irá comparar os controladores baseados no proporcional integral, proporcional ressonante e repetitivo, veja Figura 56, aplicados a um sistema de geração fotovoltaico isolado. Será analisado o comportamento do sistema em regime permanente e em regime transitório. O desempenho dos controladores será avaliado por meio de análises qualitativas e quantitativas. A análise qualitativa se dará por meio da forma de onda da tensão e da corrente de saída do conversor CC-CA, enquanto que a análise quantitativa será realizada pela distorção harmônica total (DHT).

Note que o controlador do conversor CC-CA $[C_v(s)]$ é o único a ser discretizado, pois, neste trabalho, este será o único a ser implementado em um processador de sinal digital (DSP) para a geração de resultados experimentais. A discretização do controlador foi realizada pelo método trapezoidal (*Tustin*).

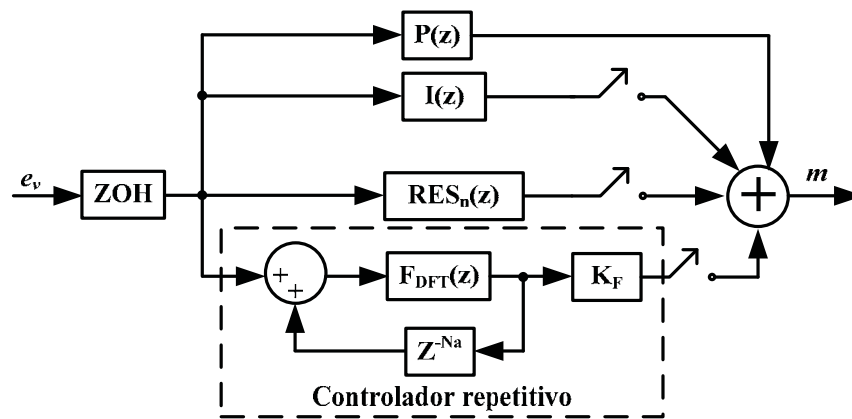


Figura 56: Diagrama de blocos dos controladores baseado no proporcional integral (PI), proporcional ressonante (P_{RES}) e repetitivo.

4.2.1. Malha de controle do nível de tensão CC

O conversor CC-CA do sistema fotovoltaico isolado, ou no modo de operação ilhado, deve atuar como uma fonte de tensão controlada. A malha de controle de tensão é a apresentada na seção 3.3.1, contudo, existem outras maneiras de se controlar este tipo de sistema, como: utilizando um sistema multimalhas em que a malha interna controla a corrente que flui através do indutor e a malha externa controla a tensão na saída do conversor ou, utilizando uma malha lenta para regular o nível de sinal contínuo na corrente de saída do conversor CC-CA, que corresponde à corrente da carga. Neste trabalho, a última opção é a aplicada. Uma malha de controle de nível de tensão CC deve ser agregada a malha de controle principal.

A Figura 57 mostra a malha de controle do nível de tensão CC do conversor CC-CA fonte de tensão, tal que M_i corresponde à malha de tensão da Figura 27 interna, M_M é uma função média móvel de

200 amostras por ciclo da fundamental, com frequência de amostragem de 12kHz, para extrair o sinal CC da corrente da carga, Y_{carga} é a admitância da carga e, v_{pac}^* é a referência de tensão.

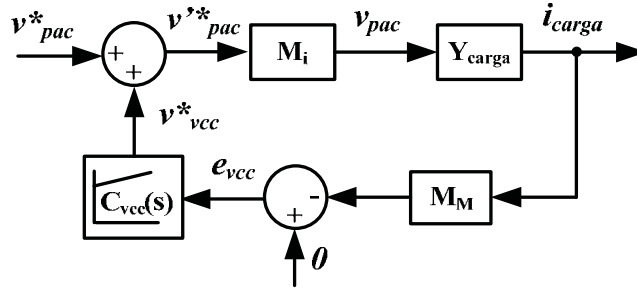


Figura 57: Malha de controle do nível de tensão CC do conversor CC-CA fonte de tensão.

Por se tratar de uma malha de controle simples, escolheu-se o controlador PI (71) para compensar o sistema. O ganho proporcional deve ser muito pequeno para que a banda passante do sistema compensado seja estreita, tornando a dinâmica do sistema mais lenta do que a malha interna.

$$C_{vcc}(s) = \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right) = \left(0,005 + \frac{50}{s} \right) \quad (71)$$

4.2.2. Proporcional integral

O projeto do controlador proporcional integral está descrito na seção 3.3.1 e, o controlador encontrado é explicitado a seguir:

$$PI = \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right) = \left(0,42 + \frac{16500}{s} \right) \quad (72)$$

Note que o bloco $P(z)$, da Figura 56, é apenas o ganho K_p de (72), enquanto que o bloco $I(z)$ é a parte integral, discretizada pelo método de *Backward Euler*, como mostra em:

$$m(z^{-1}) = (K_p + K_I T_s) \cdot e_v(z^{-1}) - K_p \cdot e_v(z^{-1}) z^{-1} + m(z^{-1}) z^{-1} \quad (73)$$

A resposta em frequência do sistema compensado, utilizando o controlador PI, é demonstrada na Figura 29. O sistema compensado tem frequência de corte de aproximadamente 800Hz, margem de fase de 60° e banda passante de 1,3kHz.

4.2.3. Proporcional ressonante

O controlador proporcional ressonante é projetado utilizando o mesmo ganho proporcional do controlador PI. Para o cálculo do ganho integral, utiliza-se a mesma metodologia do projeto do controlador PI, em que $\omega_c \cdot K_p \ll K_I$. Desta maneira, a expressão usada para encontrar o ganho integral pode ser (74). Baseado no conceito de que na frequência de corte ($\omega_c = 5026 \text{ rad/s} = 800 \text{ Hz}$), o ganho linear do sistema compensado é unitário.

$$\frac{|P_{RES}| \cdot 0,746 \times 10^8}{|(j\omega_c)^2 + 2,976 \times 10^4 j\omega_c + 2,222 \times 10^8|} = 1 \quad |P_{RES}| = \frac{K_I \cdot |j\omega_c|}{|(j\omega_c)^2 + \omega_0^2|} \quad (74)$$

Para realizar as associações em paralelo de controladores ressonantes, o ganho proporcional permanece o mesmo e os ganhos integrais de cada ressonante são divididos pelo número de elementos associados. Inclusive, pode-se associar uma parte integral pura em paralelo com o(os) proporcional(is) ressonante(s), e o ganho integral desta parcela também deverá ser dividido pelo número de elementos associados.

Com o objetivo de comparar a ação do controlador proporcional ressonante e proporcional integral ressonante com o PI, projetaram-se aqueles com a frequência de corte, margem de fase e banda passante semelhantes ao do controlador PI projetado na seção 3.3.1

Note que para o projeto do proporcional ressonante, a frequência de ressonância mais elevada deve ser aproximadamente 20% menor que a frequência de corte. Caso contrário, o efeito da ressonância irá dessintonizar a frequência de corte e a margem de fase e, conseqüentemente, a banda passante.

Baseado no espectro harmônico da carga e na explicação anterior, projetaram-se os ganhos dos controladores proporcional ressonante (P_{RES}) e proporcional integral ressonante (PI_{RES}) até a décima primeira harmônica. Os valores dos ganhos são mostrados na Tabela 10.

Tabela 10: Ganhos integrais dos controladores proporcional ressonante e proporcional integral ressonante.

Ordem	K_I do P_{RES}	K_I do PI_{RES}
1	16500 / 6	16500 / 7
3	15800 / 6	15800 / 7
5	14300 / 6	14300 / 7
7	12000 / 6	12000 / 7
9	9100 / 6	9100 / 7
11	5300 / 6	5300 / 7

O ganho integral da parcela integral pura do controlador proporcional integral ressonante é igual ao da parte ressonante de ordem um do PI_{RES} , terceira coluna da Tabela 10.

As respostas em frequência do sistema compensado, utilizando os controladores P_{RES} e PI_{RES} , são demonstradas na Figura 58. A frequência de corte, a margem de fase e a banda passante de ambas as malhas de controle são de 1kHz, 60° e 1,5kHz, respectivamente.

Observe que a principal diferença entre estes dois controladores é o ganho em malha aberta para as baixas frequências. O P_{RES} tem magnitude em dB negativa, enquanto que o PI_{RES} tem magnitude em dB

positiva. Caso haja uma componente contínua no sinal medido, o PI_{RES} irá tentar compensar este erro de medição e saturar a parte integral do controlador. Contudo, o controlador P_{RES} irá negligenciar esta componente contínua, uma vez que para as baixas frequências seu ganho é negativo. Pensando em um protótipo experimental, o uso do controlador P_{RES} torna-se mais seguro, uma vez que componentes contínuas em sinais medidos não são incomuns em protótipos experimentais.

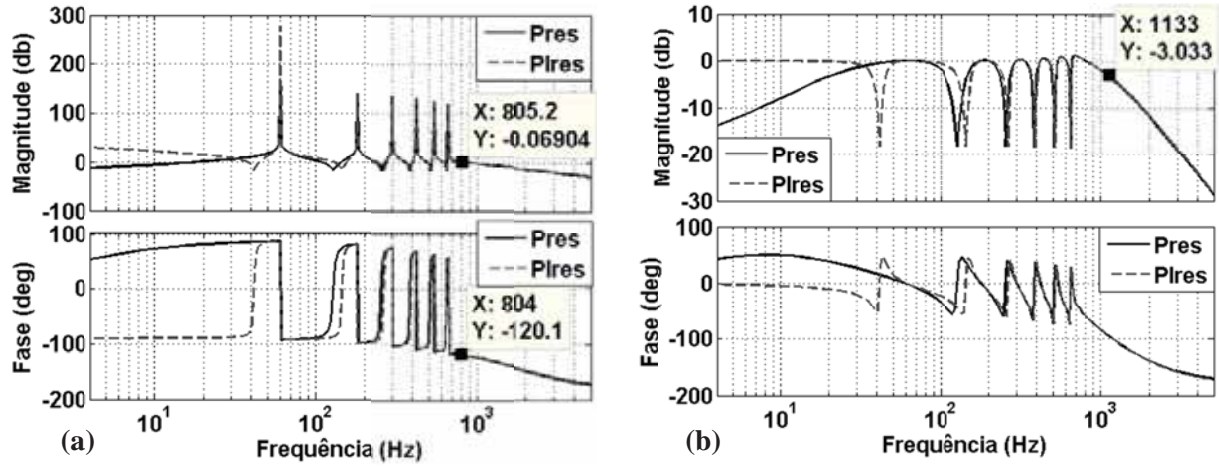


Figura 58: Diagrama de Bode do sistema compensado em malha aberta (a) e em malha fechada (b).

Para implementar o controlador proporcional ressonante de forma digital, pode-se realizar a discretização pelo método bilinear de *Tustin*, como representado em:

$$m(z^{-1}) = a \cdot e_v(z^{-1}) - a \cdot e_v(z^{-1})z^{-2} + b \cdot m(z^{-1})z^{-1} - m(z^{-1}) + K_P \cdot e_v(z^{-1}) \quad (75)$$

tal que os coeficientes a e b podem ser calculados por:

$$a = \frac{2K_I f_s}{4f_s^2 + \omega_o^2} \text{ e } b = \frac{2\omega_o^2 - 8f_s^2}{4f_s^2 + \omega_o^2} \quad (76)$$

4.2.4. Repetitivo

Os controladores repetitivos vêm sendo estudados por diversos autores, o que contribuiu para expandir a variedade de formas de implementação deste tipo de controlador [76,77,78,79]. Neste trabalho, escolheu-se o controlador repetitivo baseado na transformada de Fourier discreta, proposta em [80,81], veja a Figura 56. Este método de implementação foi escolhido porque faz a saída da malha de controle seguir, precisamente, uma entrada de referência pré-definida. Além disso, esta metodologia permite uma redução no processamento de sinais requeridos e um algoritmo de controle menos sensível a quantizações e arredondamentos [63,80].

Este controlador repetitivo é aplicado em paralelo com um controlador convencional, o qual é responsável por conservar uma boa resposta dinâmica para o sistema compensado. Nesta seção, serão projetados dois controladores repetitivos, um com um controlador proporcional em paralelo (P_{REP}) e outro com um controlador proporcional integral em paralelo (PI_{REP}).

O projeto do controlador proporcional e do proporcional integral segue a mesma metodologia mostrada na seção 4.2.3. Esta parte do projeto é responsável por definir a frequência de cruzamento.

Para o projeto da parte repetitiva, responsável pela seletividade e pela margem de fase do sistema compensado, usa-se a transformada de Fourier discreta (77), que é um filtro FIR (*Finite Impulse Response*). O qual também é responsável pela estabilidade do sistema compensado.

$$F_{DFT}(z^{-1}) = \frac{2}{M} \cdot \sum_{i=0}^{M-1} \left(\sum_{h \in N_h} \cos \left[\frac{2 \cdot \pi \cdot h \cdot (i + N_a)}{M} \right] \right) \cdot z^{-1} \quad (77)$$

tal que M é a quantidade de amostras por ciclo da fundamental, N_h é a ordem da harmônica selecionada e N_a é o número de amostras de atraso. N_a está fortemente relacionada à margem de fase do sistema compensado e, normalmente é um número entre um e três, para fornecer uma robusta margem de fase [63,80,81].

O ganho K_f é relacionado à velocidade de resposta do controlador e, conseqüentemente, com a banda passante do sistema compensado. K_f pode ser encontrado por:

$$K_f = \frac{2,2}{0,32 \cdot n_{ph} \cdot T_s \cdot \omega_c} \quad (78)$$

tal que $(n_{ph} \cdot T_s)$ é o tempo de resposta desejado e ω_c é a frequência de corte que corresponde à ressonância de maior ordem do controlador repetitivo. Fazendo K_f unitário, com $\omega_c = (2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 11)$, obtem-se um tempo de acomodação de um décimo do período da fundamental [63,80,81].

Pensando em implementações com processadores de ponto fixo e com memória e processamento reduzidos, a quantidade de amostras por ciclo da fundamental (M) do filtro FIR, pode ser reduzida, criando um laço lento para a parcela repetitiva. Esta redução de esforço computacional pode ser realizada sem afetar, significativamente, a resposta dinâmica do sistema compensado. Contudo, a resposta em regime permanente será prejudicada [63], como pode ser observado na Figura 59.

A Figura 59(a) é o controlador repetitivo com 200 amostras por ciclo da fundamental, ao reduzir este número pela metade, nota-se um ligeiro aumento do conteúdo harmônico na proximidade da frequência de 6kHz, Figura 59(b). Ao reduzir as amostras por ciclo para 50, observa-se um acentuado aumento harmônico na proximidade da frequência de 3kHz, Figura 59(c). Isto ocorreu devido a subamostragem do sinal senoidal de 60Hz da fundamental. A resposta dinâmica não se altera, pois é mais dependente da parcela proporcional.

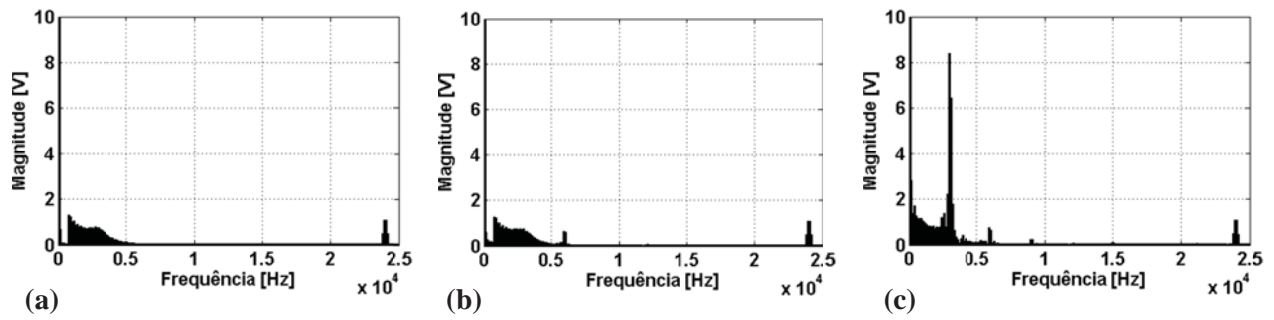


Figura 59: Espectro harmônico de um sinal senoidal controlado por um repetitivo com diferentes amostras por ciclo (M): (a) 200, (b) 100 e (c) 50.

A Tabela 11 apresenta os parâmetros para o projeto dos controladores repetitivos. Assim, as respostas em frequência do sistema compensado utilizando os controladores P_{REP} e PI_{REP} são mostradas na Figura 60. A frequência de corte e da banda passante para os sistemas compensados pelo P_{REP} e pelo PI_{REP} é de 660Hz, exatamente a frequência de ressonância de ordem mais elevada e, para estes casos, a margem de fase é de, aproximadamente, 60° .

Note que para os controladores P_{RES} e PI_{RES} , o que determina a frequência de corte e de banda passante é a frequência de ressonância de maior ordem. Como discutido para os controladores P_{RES} e PI_{RES} , para os controladores P_{REP} e PI_{REP} , a ação da parcela integral pura também poderá saturar, caso haja componente contínua no sinal mensurado. Para implementações experimentais, o uso do P_{REP} é sugerido.

Tabela 11: Parâmetros para o projeto dos controladores repetitivos.

Parâmetro	P_{REP}	PI_{REP}
Frequências selecionadas	$1^\circ, 3^\circ, 5^\circ, 7^\circ, 9^\circ, 11^\circ$	$1^\circ, 3^\circ, 5^\circ, 7^\circ, 9^\circ, 11^\circ$
Frequência de corte (ω_c)	660Hz	660Hz
Margem de fase (MF)	60°	60°
N_a	1	1
K_f	1	1

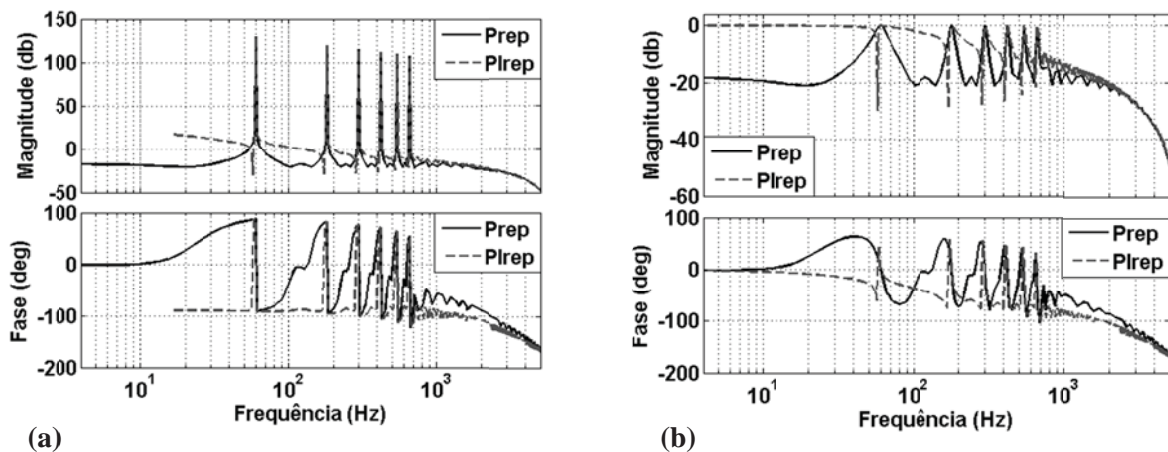


Figura 60: Diagrama de Bode do sistema compensado em malha aberta (a) e em malha fechada (b).

4.3. Resultados de simulação

Com o intuito de analisar e de comparar os controladores proporcional integral; proporcional ressonante; proporcional integral ressonante; proporcional repetitivo e proporcional integral repetitivo aplicados em um conversor CC-CA atuando como fonte de tensão, o sistema de geração fotovoltaico isolado explicitado na Figura 53, foi implementado na plataforma de simulação PSIM. Os demais conversores e controladores utilizados são os mesmos projetados nos capítulos e seções anteriores.

A carga não linear aplicada ao sistema é do tipo fonte de tensão harmônica, sendo esta a que melhor caracteriza as cargas residenciais e comerciais [82]. A forma de onda e o espectro harmônico da corrente da carga podem ser observados na Figura 61. Note que esta carga foi configurada, propositalmente, para ter elevado conteúdo harmônico e, acentuar as possíveis distorções causadas na tensão. A distorção harmônica total (DHT) da corrente da carga é de 51,1%. Note que a partir da décima primeira ordem harmônica, as componentes harmônicas apresentam reduzida magnitude. E é por este motivo que os controladores foram sintonizados até esta ordem.

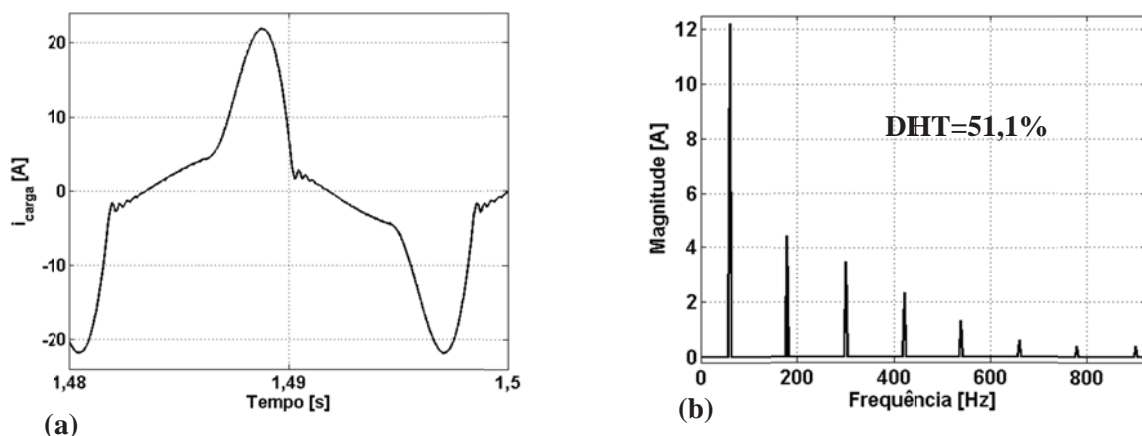


Figura 61: Forma de onda (a) e espectro harmônico (b) da corrente da carga.

Para analisar qualitativamente a capacidade da malha de controle de tensão de seguir a referência e as distorções harmônicas em regime permanente, as formas de onda da tensão, da sua referência e do erro entre elas são apresentadas na Figura 62. Também é possível analisar quantitativamente por meio dos valores de DHT. Importante destacar que todos os controladores projetados possuem saturador dinâmico, *anti-wind-up*, o que torna a resposta transitória mais rápida [63,83].

Por meio dos resultados gerados em simulação, percebe-se que apenas o controlador PI não segue precisamente a sua referência de controle, devido ao fato de possuir ganho infinito apenas para sinais contínuos. As respostas dos controladores P_{RES} e PI_{RES} são praticamente idênticas, uma vez que suas respostas em frequência são similares para frequências acima de 40Hz. Entretanto, quando comparados com o P_{REP} e com o PI_{REP} , apresentam um valor maior de DHT, porque os repetitivos têm uma banda de sintonia mais estreita (veja diagramas de Bode em malha fechada da Figura 58 e Figura 60), consequência da realimentação positiva do sinal atrasado. O P_{REP} é o controlador que apresentou menor valor de DHT.

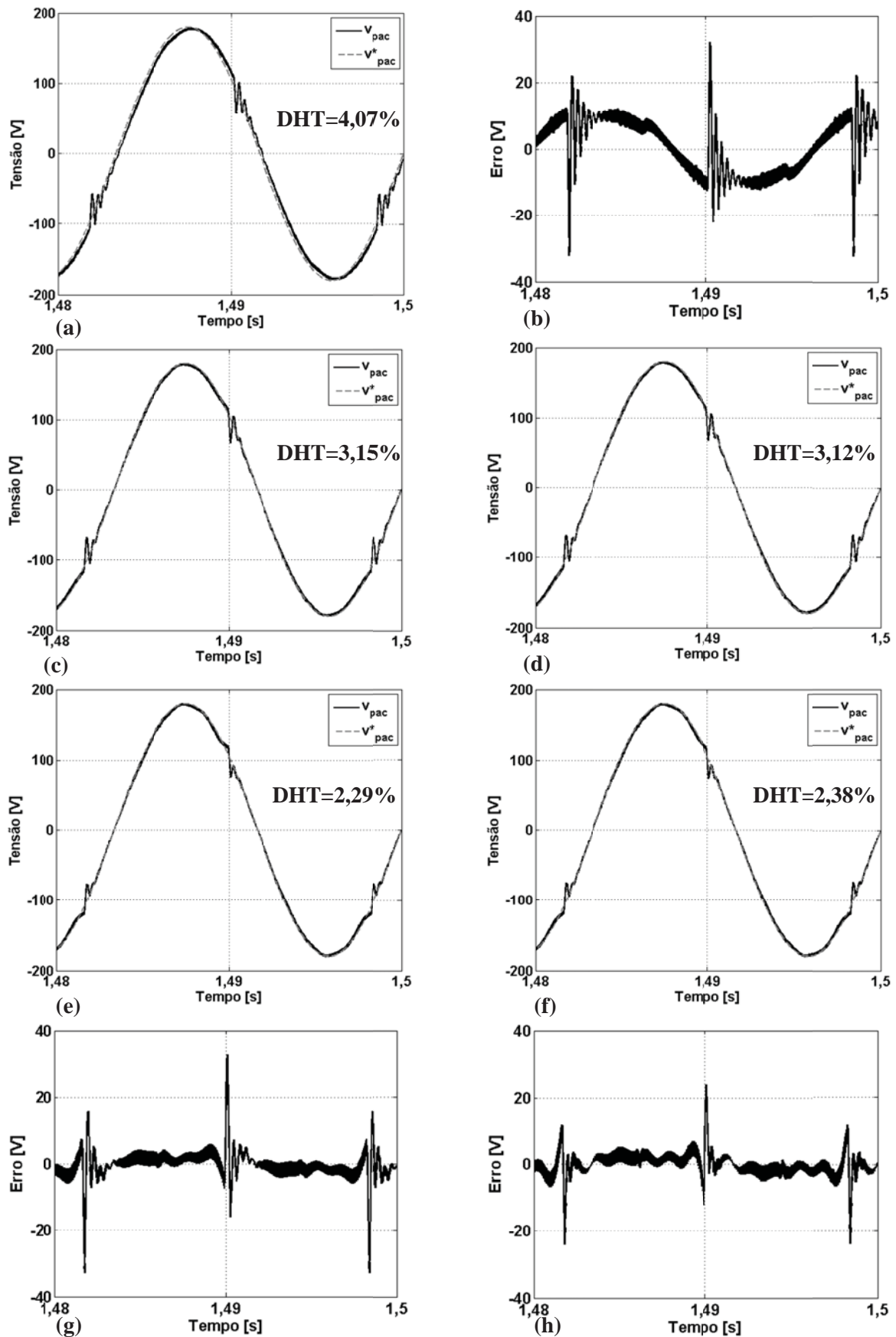


Figura 62: Formas de onda da tensão, da referência e do erro. (a) controlador PI, (b) erro controlador PI, (c) controlador P_{RES} , (d) controlador P_{RES} , (e) controlador P_{REP} , (f) controlador P_{REP} , (g) erro controlador P_{RES} e (g) erro controlador P_{REP} .

Para analisar qualitativamente a resposta transitória em um sistema isolado fotovoltaico para diferentes controladores, uma variação de carga de 35% da potência nominal foi inserida no instante de 0,59s. A carga influi no sistema em decorrência da queda de tensão no indutor do filtro LC, provocada pela derivada da corrente da carga. Esta influência é ainda maior quando cargas não lineares são empregadas, devido à alta derivada da corrente [84]. A Figura 63 mostra o transitório gerado na tensão no PAC pela variação da carga.

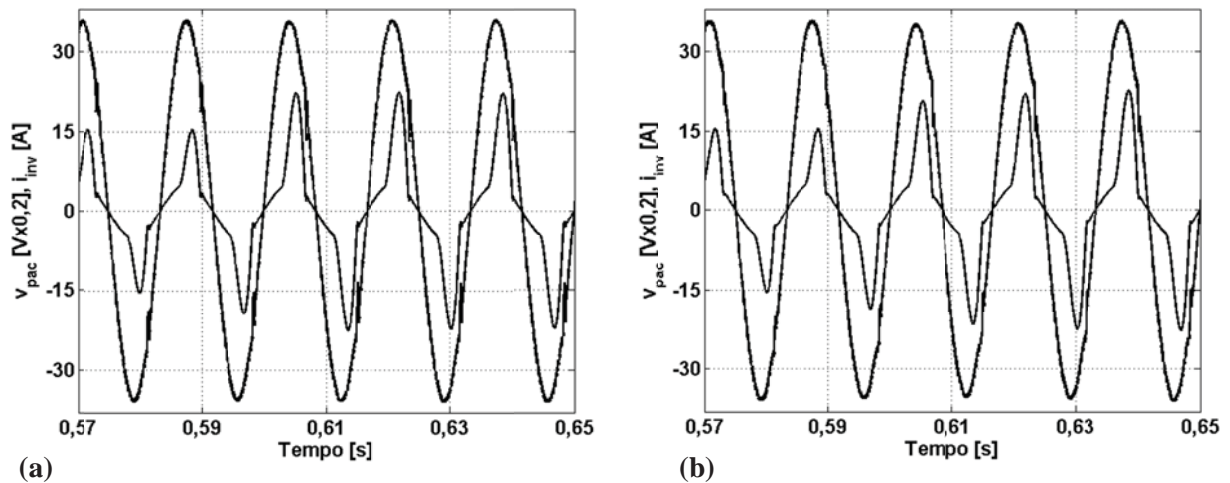


Figura 63: Formas de onda da tensão e da corrente. (a) controlador P_{RES} , (b) controlador P_{REP} .

Na Figura 63, nota-se que apesar da variação da carga influenciar no sistema por meio da queda de tensão no indutor do filtro LC, o sistema controlado torna-se pouco sensível a este tipo de perturbação, uma vez que pouco ou nenhum transitório foi presenciado. Para validar esta conclusão, o mesmo teste será realizado experimentalmente e, ao final, será feita uma análise em frequência.

4.4. Resultados experimentais

Para validar o projeto do conversor CC-CA fonte de tensão e dos controladores PI, P_{RES} e P_{REP} aplicados ao mesmo e, confirmar experimentalmente as comparações e resultados obtidos por meio de simulação, usou-se um sistema experimental. O circuito implementado é apresentado na Figura 64.

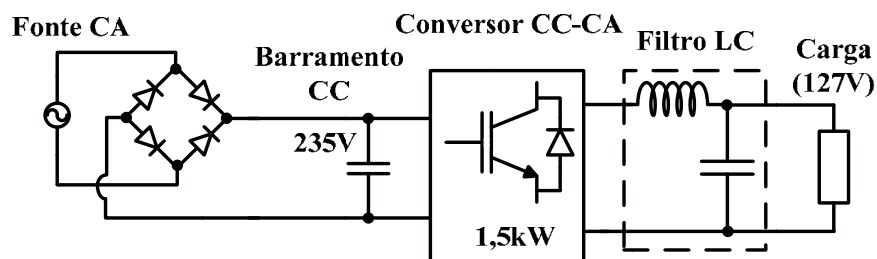


Figura 64: Circuito do protótipo para avaliação do conversor CC-CA fonte de tensão.

4.4.1. Sistema de avaliação experimental

A Figura 65 apresenta o protótipo do condicionador modular de energia elétrica financiado pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) e desenvolvido pelo Grupo de Automação e Sistemas Integráveis (GASI), sob orientação do Prof. Dr. Fernando Pinhabel Marafão. Este protótipo possibilita à implementação de diferentes topologias de equipamentos de condicionamento, como: filtros ativos, restauradores dinâmicos de tensão, fonte ininterrupta de energia etc. Tal protótipo foi utilizado para gerar os resultados experimentais para este trabalho.



Figura 65: Protótipo do condicionador modular de energia elétrica desenvolvido pelo GASI.

O painel modular possui três módulos de conversores CC-CA monofásicos em ponte completa e um módulo de conversor CC-CA trifásico com quatro braços ativos, sendo todos os módulos da Semikron, Figura 66. Cada braço do módulo monofásico é composto por um módulo IGBT SKM 75GB128D acionados pelo *drive* de média potência SKHI 23/12, ambos podem ser visualizados na Figura 67.

O painel modular ainda é composto por sensores de tensão (LV-25p) e de corrente (LA-55p) ambos da LEM e, o DSP utilizado é o F2812 da Texas Instruments, Figura 68, que possui dezesseis

canais analógico digital, saídas de modulação PWM e três *timers* de 32 bits. Todo seu processamento é realizado em ponto fixo.

A fonte de alimentação utilizada foi a AC Power Source 9000Ls da California Instruments e, para capturar as imagens utilizou-se o osciloscópio DPO 3014 da Tektronix.

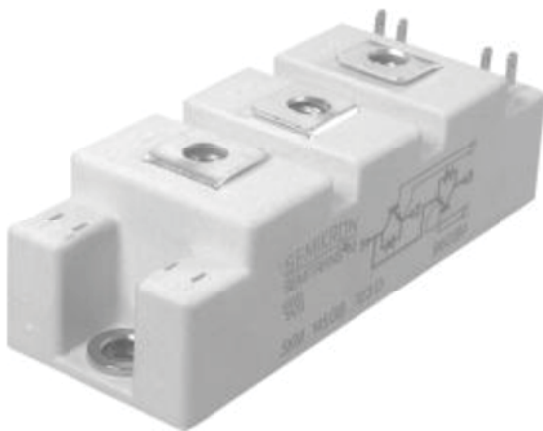


Monofásico



Trifásico

Figura 66: Conversores CC-CA monofásico e trifásico da Semikron.



IGBT SKM 75GB128D



Drive SKHI 23/12

Figura 67: Módulo IGBT SKM 75GB128D e acionar Drive SKHI 23/12, ambos da Semikron.



Figura 68: DSP F2812 da Texas Instruments.

4.4.2. Resultados experimentais

Configurado o protótipo experimental, implementaram-se os controladores PI, P_{RES} e P_{REP} no DSP F2812. Os controladores PI_{RES} e PI_{REP} não foram analisados experimentalmente porque estes não se diferenciaram daqueles. Como o controlador P_{REP} requer um excessivo número de multiplicações, optou-se por inserir o repetitivo em um laço lento de 6kHz, assim, o esforço computacional diminuí pela metade e a resposta em regime permanente altera-se pouco. Aplicou-se ao sistema uma carga não linear tipo fonte de tensão harmônica, com DHT de 51,8%, mesma carga utilizada nos resultados de simulação. Como realizado nos resultados de simulação, um degrau de carga de 35% da potência nominal foi imposto. Os resultados em regime permanente são apresentados na Figura 69, enquanto que os resultados em regime transitório são apresentados na Figura 70.

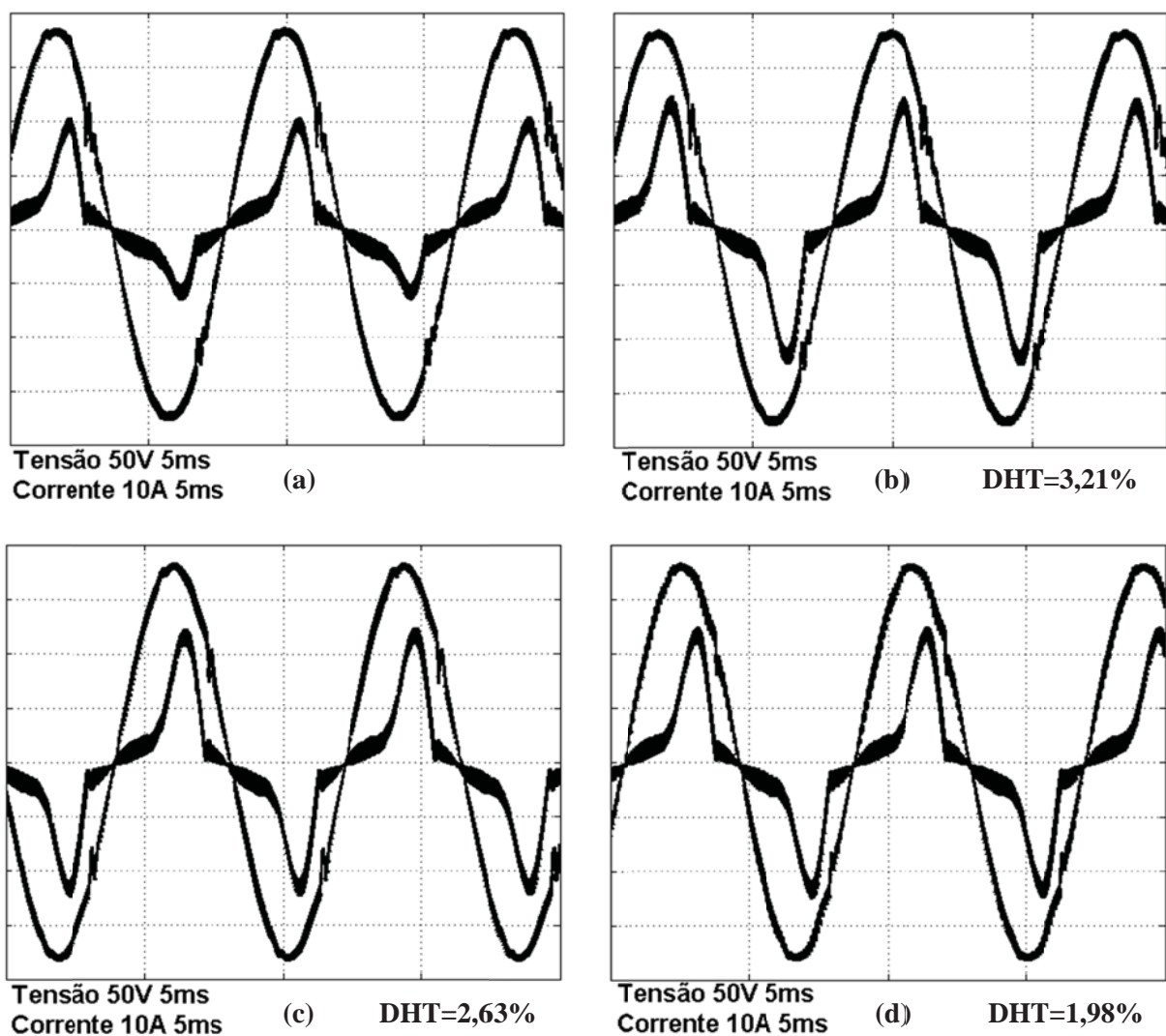


Figura 69: Formas de onda da tensão e da corrente. Regime permanente: (a) controlador PI sem média móvel, (b) controlador PI com média móvel, (c) controlador P_{RES} , (d) controlador P_{REP} .

Como comentado anteriormente, a presença de quantidades contínuas nos sinais é uma ocorrência comum em aplicações experimentais, por conta do processo de transformação analógica para digital e,

processamento e condicionamento dos sinais. Devido a isto, ao aplicar o controlador PI, sem malha de controle de sinal contínuo, a parte integral do controlador saturou, comprometendo o resultado. Observe na Figura 69(a) que a forma de onda da corrente é assimétrica, consequência da saturação da parcela integral do controlador PI, causado pela presença de sinal contínuo da tensão mensurada. Uma solução é a inserção de uma malha de controle de sinal contínuo e o resultado pode ser observado na Figura 69(b).

Como observado nos resultados de simulação, o controlador P_{REP} apresentou melhor resposta em regime permanente, por causa da largura de banda mais estreita. Estes resultados experimentais em comparação com os de simulação apresentaram menor DHT porque o barramento CC foi fixado por uma fonte, enquanto que nas simulações, o barramento CC estava sendo controlado pelos conversores CC-CC elevadores dos módulos fotovoltaicos e do banco de baterias, uma vez que na ausência da rede elétrica o conversor CC-CA não é capaz de controlar o barramento CC. Os resultados (a) e (b) da Figura 70 mostram que a variação da carga praticamente não influenciou no sistema controlado, pois, nenhum transitório foi percebido. Baseado nestes resultados, simulação e experimental, conclui-se que o sistema controlado não é sensível a perturbações na carga.

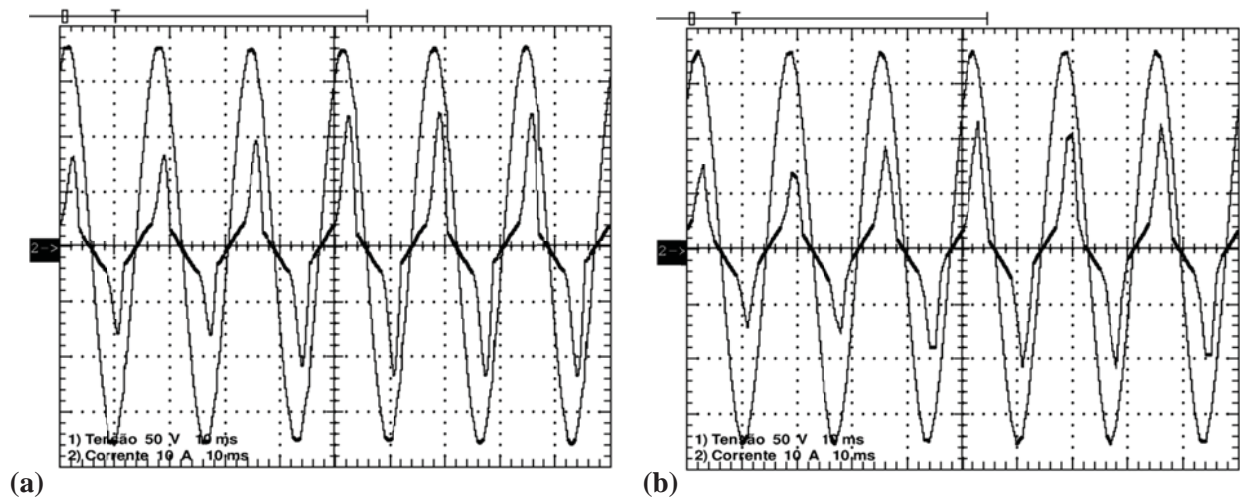


Figura 70: Formas de onda da tensão e da corrente. Regime transitório: (a) controlador P_{RES} , (b) controlador P_{REP} .

Também pode-se demonstrar, por meio da análise em frequência, que o sistema de geração fotovoltaico isolado com controladores sintonizados não é susceptível as variações de carga. Baseado na Figura 27, pode-se escrever a tensão no PAC em função da referência e da perturbação, como em (79). A primeira parte da expressão representa a influência da referência na tensão de saída, enquanto que a segunda parte representa a influência da perturbação na tensão de saída.

$$v_{pac}(s) = \frac{C_v(s) \cdot V_{cc} \cdot G_v(s) \cdot v_{pac}^*(s)}{1 + C_v(s) \cdot V_{cc} \cdot K_v \cdot G_v(s)} - \frac{Ls \cdot G_v(s) \cdot i_{carga}(s)}{1 + C_v(s) \cdot V_{cc} \cdot K_v \cdot G_v(s)} \quad (79)$$

A Figura 71(a) mostra a resposta em frequência da função de transferência entre a tensão no PAC e a referência de entrada, que é exatamente a função de transferência utilizada para projetar o controlador. A Figura 71(b) demonstra a resposta em frequência da função de transferência entre a tensão no PAC e a corrente da carga. Neste diagrama de Bode, nota-se que as perturbações em baixa frequência e nas

freqüências de sintonia do controlador são atenuadas, o que indica que as variações de carga, nestas freqüências, não serão percebidas pela tensão no PAC.

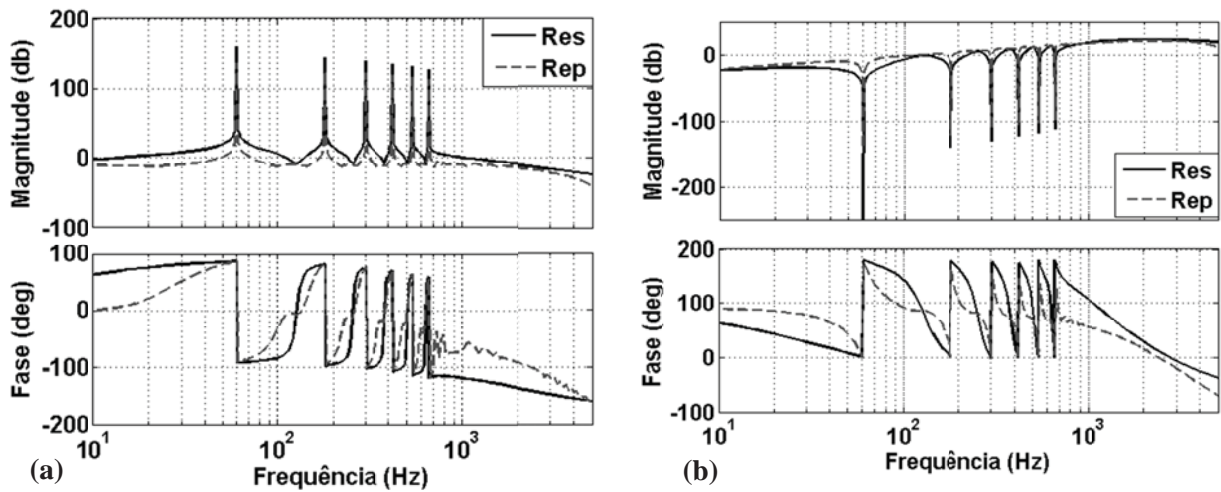


Figura 71: Diagrama de Bode da função de transferência do conversor CC-CA fonte de tensão: (a) v_{pac} por v_{pac}^* e (b) v_{pac} por i_{carga} .

4.5. Conclusões

O controle do conversor CC-CA como fonte de tensão deve ser realizado utilizando-se um sistema multimalhas, em que a malha interna controla a corrente que flui através do indutor e a malha externa controla a tensão na saída do conversor. Outra opção é implementar uma malha de tensão para regular a tensão na saída e uma malha lenta para regular o nível de sinal contínuo na corrente de saída do conversor. A malha de sinal contínuo deve ser lenta o bastante para estar desacoplada da malha principal.

Para sistemas de geração fotovoltaicos isolados, sugere-se a utilização do controlador proporcional ressonante (P_{RES}), que possibilita uma boa resposta em regime permanente e o esforço computacional é mediano quando comparado com os controladores PI e Repetitivo. O controlado PI exige pouco esforço computacional, enquanto que o repetitivo apresenta elevado esforço. Contudo, quando o número de freqüências selecionadas para serem sintonizadas for elevado, o controlador repetitivo exige menos esforço computacional quando implementado em um processador digital do que o controlador ressonante.

A resposta transitória torna-se secundária neste tipo de sistema, uma vez que o sistema é pouco sensível a variações de carga, conforme demonstra a Figura 70.

Capítulo 5

5. Sistema de geração fotovoltaico híbrido multifuncional

Espera-se que nos próximos cinco a dez anos os sistemas interligados à rede elétrica comecem a estar mais presente no setor residencial brasileiro, seguindo a tendência dos países europeus e nortes americanos. Se o sistema interligado possuir um armazenador de energia, como por exemplo, um banco de baterias, é possível operar o sistema como um sistema híbrido. O custo financeiro do sistema será mais oneroso, contudo, algumas flexibilidades poderão ser agregadas ao sistema.

Este capítulo propõe estudar um sistema híbrido multifuncional, uma vez que os conversores CC-CA convencionais têm sido limitados apenas à função de injetar potência ativa gerada localmente à rede elétrica de distribuição. No entanto, dentro de sua capacidade de potência, o sistema híbrido pode assumir outras funções concomitantes, dentre as quais se destacarão:

- capacidade de operar tanto no modo ilhado como no modo interligado à rede elétrica de distribuição;
- priorização de cargas, quando operando ilhado da rede elétrica;
- auxiliar na regulação de tensão no PAC injetando reativos, como um STATCOM;
- capacidade de atuar como filtro ativo de potência seletivo, quando conectado à rede elétrica;
- capacidade de injetar potência ativa e compensar, simultaneamente e seletivamente, os distúrbios na corrente causados pela carga.

A multifuncionalidade é definida, neste trabalho, como sendo a possibilidade do conversor CC-CA do gerador PV funcionar como quatro diferentes estruturas, sendo elas: fonte de tensão controlada, fonte de corrente controlada, *Static Synchronous Compensator* (STATCOM) e compensador ativo.

A Figura 72 apresenta o sistema de geração fotovoltaico híbrido multifuncional e os controles necessários para o gerenciamento do sistema. A *malha fonte de tensão* e a *malha tensão CC* apenas estarão ativas quando o sistema estiver operando no modo ilhado. A *malha compensador ativo* e *malha suporte de tensão* nunca estarão atuando simultaneamente, sendo ativas para agregar funcionalidades complementares ao sistema. Também é importante destacar que estas funcionalidades apenas podem ser ativas na presença de carga local, uma vez que dependem da decomposição da corrente pela Teoria de Potência Conservativa (explicada na seção 5.2). A *malha tensão barramento CC* é responsável por regular a tensão no barramento CC no modo de operação conectado à rede. A *malha corrente CC* deve retirar qualquer sinal contínuo presente na corrente de saída do inversor e, a *malha fonte de corrente* controla a corrente fornecida pelo gerador fotovoltaico. Cada uma destas malhas será detalhada neste capítulo, exceto as malhas do modo de operação ilhado que foram detalhadas no capítulo anterior.

Para o gerenciamento do sistema, priorização das malhas de controle, malhas responsáveis por regular o barramento CC e escolha das multifuncionalidades é necessário um sistema de supervisão central. Tal sistema não é abordado neste trabalho, sendo objeto de estudo para trabalhos futuros.

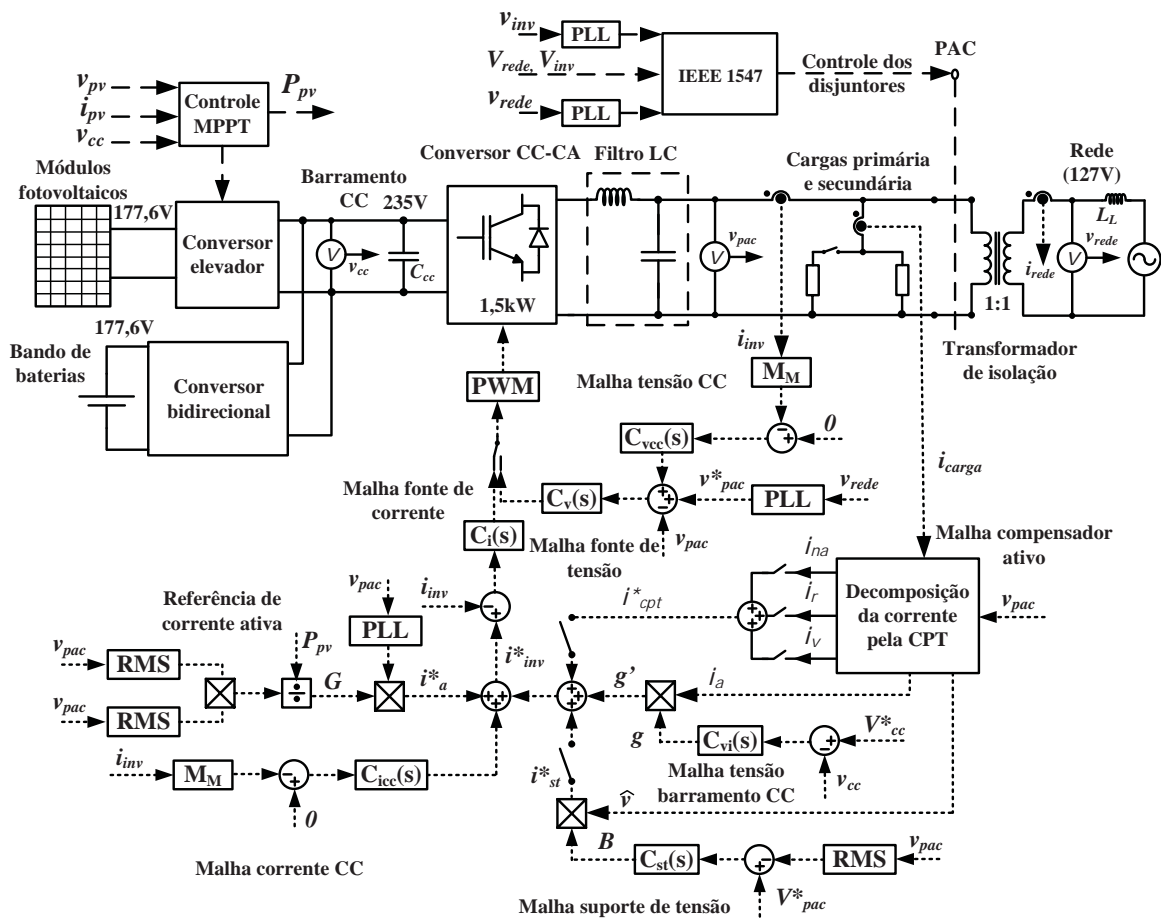


Figura 72: Sistema de geração fotovoltaico híbrido multifuncional.

5.1. Controlador do conversor CC-CA fonte de corrente

Devido aos mesmos motivos e estudos realizados na seção 4.1.1, tem-se escolhido utilizar para controlar a corrente de saída do conversor CC-CA, quando interligado com a rede elétrica, um controlador proporcional ressonante. A escolha deve-se, basicamente, porque este controlador apresenta ganho elevado para frequências de sintonia desejadas e, não demanda muito esforço computacional do DSP.

Para atender a recomendação da IEEE 929-2000 [85] sobre a injeção de corrente CC na rede elétrica (não deve ultrapassar 0,5% da capacidade de corrente de saída do inversor) e, realizar a isolação entre o sistema de geração fotovoltaico e a rede elétrica, tem-se utilizado um transformador de baixa frequência na saída do conversor CC-CA. Sendo assim, é preciso evitar a saturação do transformador e, uma malha auxiliar para regular o nível de corrente CC deve ser projetada.

5.1.1. Proporcional ressonante

A metodologia de projeto é similar à executada na seção 4.2.3 para o conversor CC-CA fonte de tensão e ao proporcional integral projetado na seção 3.3.2. O ganho proporcional é o mesmo calculado para o proporcional integral por (54), tal que $K_P = 2,8$. Sabendo-se K_P é possível encontrar o ganho integral usando (80) e fazendo $\omega_c = 6283 \text{ rad/s} = 1 \text{ kHz}$ e $MF = 60^\circ$, tal que ω_o é a frequência de sintonia do controlador.

$$K_I(\omega_c) \approx \frac{K_P \cdot (\omega_o^2 - \omega_c^2) \cdot \tan\left(-180^\circ + MF + \tan^{-1}\left(\frac{L \cdot \omega_c}{r_L}\right)\right)}{\omega_c} \quad (80)$$

O controlador proporcional ressonante será composto por seis controladores do mesmo tipo, associados em paralelo e as ordens de sintonia e os ganhos integrais calculados são explicitados na Tabela 12. Lembre que o ganho integral deve ser dividido pelo número de controladores associados em paralelo.

A resposta em frequência do sistema compensado em malha aberta e em malha fechada é mostrada na Figura 73. Note que a frequência de corte é de 1,1kHz, a margem de fase é de $63,7^\circ$ e a frequência de banda passante é de 1,5kHz.

Para implementar o controlador em um processador de sinais digitais, pode-se discretizá-lo usando (75) e (76) como explicado na seção 4.2.3.

Tabela 12: Ganhos integrais dos controladores proporcional ressonante.

Ordem	K_I do P_{RES}
1	10000 / 6
3	10000 / 6
5	9300 / 6
7	8400 / 6
9	7300 / 6
11	5800 / 6

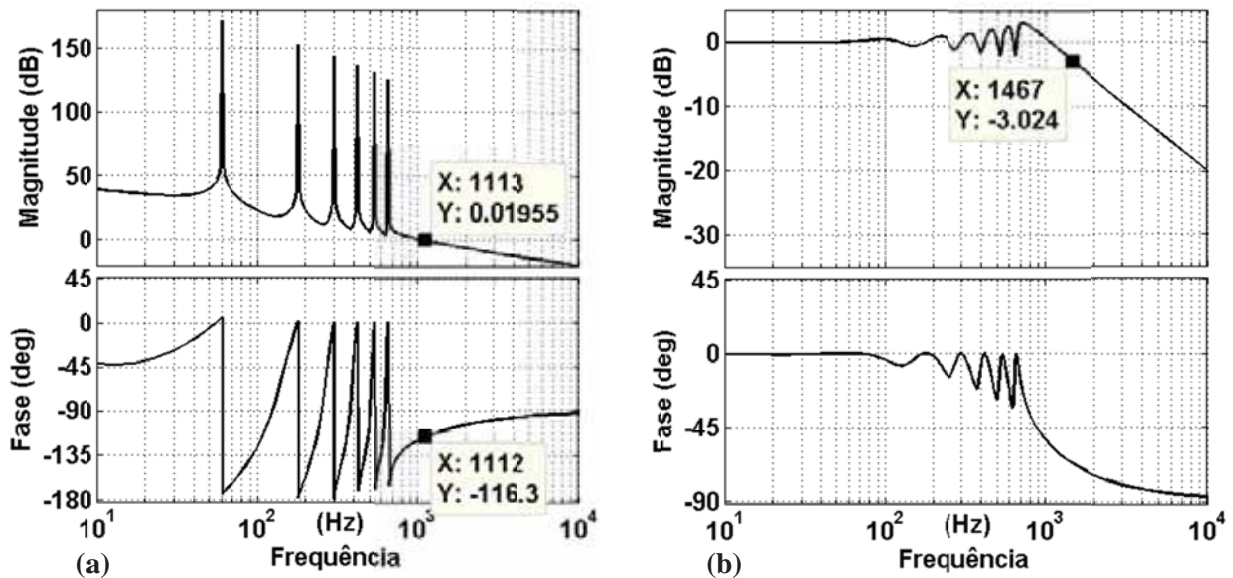


Figura 73: Diagrama de Bode em malha aberta (a) e em malha fechada (b) do sistema compensado, controle P+RES, conversor CC-CA fonte de corrente.

5.1.2. Malha de controle do nível de corrente CC

Para evitar a saturação do transformador de baixa frequência e para manter o nível de corrente CC menor que 0,5% da capacidade nominal do sistema de geração fotovoltaico, como recomendado pela norma IEEE 929-2000 [85], uma malha de controle de nível CC deve ser introduzida à malha de controle de corrente do conversor CC-CA fonte de corrente, vide Figura 74. Tal que M_i corresponde à malha de corrente interna representada na Figura 31, M_M é uma função média móvel de 200 amostras por ciclo da fundamental, com frequência de amostragem de 12kHz, para extrair o sinal CC da corrente de saída do inversor, g' é a saída do controlador da malha de tensão multiplicada pela síntese de carga resistiva (s^*) e, i^* é a referência de corrente.

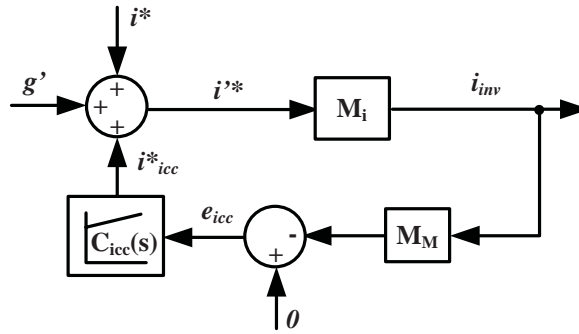


Figura 74: Malha de controle do nível de corrente CC do conversor CC-CA fonte de corrente.

Por se tratar de uma malha de controle simples, escolheu-se o controlador PI (81) para compensar o sistema. O ganho proporcional deve ser muito pequeno para que a banda passante do sistema compensado seja estreita, tornando a dinâmica do sistema mais lenta do que a malha interna.

$$C_{icc}(s) = \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) = \left(0,005 + \frac{50}{s} \right) \quad (81)$$

5.2. Teoria de potência conservativa

A teoria denominada de “*Conservative Power Theory*”, CPT [21,22,24] permite a decomposição da corrente e da potência em componentes ortogonais que podem ser associadas às características elétricas intrínsecas do circuito ou sistema elétrico analisado, tais como: o consumo da energia útil, a circulação de reativo, o desbalanço e as não linearidades das cargas. A CPT é baseada em definições de operadores matemáticos (derivadas e integrais imparciais no tempo) que são consistentes para qualquer rede elétrica, satisfazendo, portanto, as leis de tensão e de corrente de Kirchhoff e, conseqüentemente, o Teorema de Tellegen. Portanto, pode ser aplicada para sistemas polifásicos com ou sem condutor de retorno e para qualquer tipo de carga. É uma teoria baseada no domínio do tempo. Apresentar-se-á nesta seção um breve resumo sobre a decomposição da corrente e da potência por meio da teoria de potência conservativa.

5.2.1. Sistema monofásico

Tenti *et al.* propõe uma nova teoria [21,22,24] em que as variáveis de interesse (tensão (v), corrente (i) e potência) estão relacionadas mediante suas derivadas e integrais. Além disso, a decomposição da corrente e da potência estão correlacionadas às características elétricas. Para isto, os autores da CPT introduziram o conceito de “*unbiased time integral*” que traduzido para o português seria integral sem valor médio (\hat{v} e \hat{i}). Com isto, a operação de integração não é influenciada pelo valor médio do sinal.

A potência ativa instantânea (p) e a energia reativa instantânea (w) são expressas por:

$$p = v \circ i \quad (82)$$

$$w = \hat{v} \circ i \quad (83)$$

Seus valores médios, potência ativa (P) e energia reativa (W), são encontrados por:

$$P = \bar{p} = \langle v, i \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt \quad (84)$$

$$W = \bar{w} = \langle \hat{v}, i \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T \hat{v}(t) \cdot i(t) dt \quad (85)$$

A potência ativa representa a potência média transferida (ou convertida em trabalho) e, possui definição idêntica a da potência ativa convencional. A energia reativa é uma nova definição que representa a energia média armazenada na rede polifásica em condição genérica, incluindo: distorções de forma de onda, desbalanço, assimetrias etc. Tanto P quanto W atendem ao Teorema de Tellegen, logo, são quantidades conservativas em qualquer sistema elétrico.

É importante destacar que em condições senoidais o termo P coincide com a potência ativa convencional $P_{conv} = V \cdot I \cdot \cos \varphi$, tal que V e I representam o valor eficaz da tensão e da corrente, respectivamente e, φ é o ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente. A energia reativa está relacionada com a potência reativa tradicional apenas no caso especial de tensões senoidais, mediante a multiplicação da frequência fundamental (ω), de modo que $W = Q_{conv} / \omega = V \cdot I \cdot \sin \varphi / \omega$. Baseado nestas definições, a CPT decompõe a corrente (i) em: corrente ativa (i_a), não ativa (i_{na}), reativa (i_r) e nula (i_v), da seguinte forma:

$$i = i_a + i_{na} = i_a + i_r + i_v \quad (86)$$

tal que a corrente ativa é definida como a projeção da corrente i sobre a tensão v :

$$i_a = \frac{P}{\|v\|^2} \cdot v \quad (87)$$

a corrente não ativa como a porção excedente de i_a :

$$i_{na} = i - i_a \quad (88)$$

a corrente reativa como a projeção da corrente i sobre a integral sem valor médio da tensão, \hat{v} :

$$i_r = \frac{W}{\|\hat{v}\|^2} \cdot \hat{v} \quad (89)$$

e a corrente nula como o termo residual, a qual depende da distorção de tensão e de corrente:

$$i_v = i_{na} - i_r = i - i_a - i_r \quad (90)$$

Observar que a razão $(\frac{P}{\|v\|^2})$ em (87) representa a condutância equivalente do circuito (G), enquanto que $(\frac{W}{\|\hat{v}\|^2})$, em (89), representa a reatidade equivalente (B) [24]. A simbologia “ $\|x\|$ ” representa a norma euclidiana de uma variável “ x ” qualquer.

Por definição, todos os termos de corrente são ortogonais:

$$\|i\|^2 = \|i_a\|^2 + \|i_r\|^2 + \|i_v\|^2 \quad (91)$$

e a potência aparente (termo não conservativo) é determinada como:

$$A^2 = \|v\|^2 \cdot \|i\|^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \quad (92)$$

tal que P é a potência ativa ($P=VI_a$), Q é a potência reativa ($Q=VI_r$) e D é a potência de distorção ($D=VI_v$).

Por último, o fator de potência total é definido como:

$$\lambda = \frac{P}{A} \quad (93)$$

A extensão da teoria de potência conservativa para sistemas polifásicos é direta e, podem ser encontradas em [22,24]. Todas as definições citadas anteriormente são facilmente transpostas para o domínio polifásico por meio de vetores de tensão e de corrente por fase, medidos no ponto de acoplamento comum.

5.3. Multifuncionalidades do sistema de geração fotovoltaico híbrido

Os atuais sistemas de geração fotovoltaicos objetivam, basicamente, gerar potência ativa para as cargas locais e direcionar o restante para a rede elétrica de distribuição. Contudo, outras funcionalidades interessantes para as concessionárias de energia e para os consumidores podem ser agregadas aos sistemas. Algumas das funcionalidades não necessitam de alteração na capacidade de potência do sistema, o que não aumenta o custo financeiro do dispositivo. Outras funcionalidades precisam que o sistema tenha uma capacidade de potência um pouco mais elevada ou possuam um banco de baterias.

Esta seção propõe discutir as funcionalidades que podem ser agregadas em um sistema de geração fotovoltaico híbrido, como representado na Figura 1 e, as necessárias modificações no sistema, quando comparado com um sistema convencional/comercial. Basicamente, as funcionalidades podem ser divididas em três grupos: conexão e ilhamento, suporte de tensão no PAC e filtro ativo paralelo seletivo de potência ou compensador ativo seletivo.

5.3.1. Função de conexão e de ilhamento

A funcionalidade de conexão e de ilhamento executa a tarefa de interligar (ou ilhar) o sistema de geração fotovoltaico, do sistema de energia elétrica de distribuição. A detecção da condição de ilhamento e conexão pode ser realizada por três técnicas diferentes: passiva, ativa e remota [86]. Cada técnica apresenta suas vantagens e desvantagens, como custo financeiro, precisão e tempo de atuação. Neste trabalho, que não foca este assunto, optou-se pela detecção de ilhamento passiva, que realiza um monitoramento nas quantidades da rede e do inversor, comparando-as com os limites estabelecidos pela norma IEEE 1547 para um sistema com potência menor que 30kW (60Hz) [8,9]. A Tabela 13 apresenta os valores e tempos limites, entre parênteses, para o sistema de geração fotovoltaico ilhar ou reconectar à rede elétrica [8,9].

Tabela 13: Requisitos para ilhar ou reconectar à rede o sistema de geração fotovoltaico.

Ilhamento		Reconexão		
Tensão (V)	Freq. (Hz)	Δ Tensão (%)	Δ Freq.(Hz)	Δ Fase (°)
V<50 (0,16s)	>60,5 (0,16s)	10 (0,016s)	0,3 (0,016s)	20 (0,016s)
50≤V<88 (2,00s)				
110<V≤120 (1,00s)	<59,3 (0,16s)			
V>120 (0,16s)				

A função de detecção de ilhamento e de conexão é essencial para o funcionamento do sistema de geração fotovoltaico, principalmente, para a proteção e segurança do sistema elétrico e do usuário. Esta funcionalidade é modelada como um subsistema com os seguintes parâmetros de entrada: frequência, ângulo de fase e magnitude da tensão para o lado da rede ($Freq_{rede}$, $Theta_{rede}$, V_{rede} , respectivamente na Figura 75) e para o lado do inversor ($Freq_{inv}$, $Theta_{inv}$, V_{inv} , respectivamente na Figura 75). As quantidades de frequência e de ângulo são obtidas por meio de PLLs (*Phase-Locked Loops*) [87]. O algoritmo compara as entradas com a norma IEEE Std. 1547 para interligar ou para ilhar o sistema.

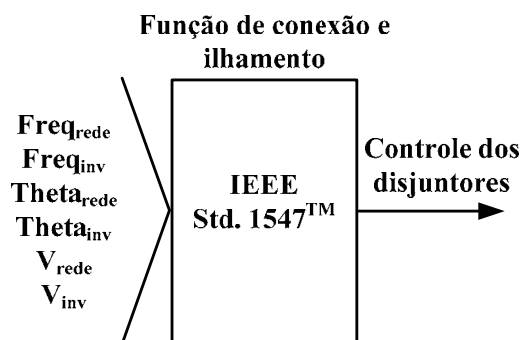


Figura 75: Função de conexão e de ilhamento.

Quando o sistema de geração fotovoltaico possui um armazenador de energia, aquele passa a ter um grau maior de flexibilidade, pois pode continuar atuante por um determinado período de tempo, mesmo quando o sistema estiver ilhado e na ausência de irradiação solar. O custo de aquisição deste sistema torna-se mais dispendioso, devido ao banco de baterias. Entretanto, o sistema pode forçar um ilhamento quando o nível da qualidade da energia elétrica da rede estiver baixo, protegendo os dispositivos mais sensíveis.

Alguns estudos estão sendo realizados na linha de otimizar o uso do banco de baterias para reduzir as perdas elétricas por distribuição, principalmente no horário de ponta [53]. Outros pretendem otimizar o uso do armazenador para obter lucros financeiros, em um cenário em que o preço da energia elétrica se altera constantemente ao longo do dia [88,89].

Pode acontecer do sistema estar ilhado e a demanda da carga local ser maior do que a capacidade de potência do inversor. Em tal circunstância, uma priorização de carga é efetuada e as cargas primárias são selecionadas, enquanto que as secundárias são desativadas. Se, após a seleção das cargas, restar energia advinda do gerador fotovoltaico, esta será armazenada no banco de baterias. Tipicamente, o redirecionamento da energia para ser armazenada no banco de baterias depende do nível SOC da bateria. Caso o nível SOC seja igual a 100%, uma possibilidade é utilizar a energia restante para aquecer ou bombear a água em/para um reservatório.

Deve-se ter cuidado com os transitórios de tensão e de corrente causados pela permutação dos modos de operação do sistema. Para atenuar os transitórios que possam extrapolar os limites nominais dos conversores, tanto do conversor CC-CA como do conversor CC-CC bidirecional, tem-se utilizado a estratégia de forçar o erro a ser nulo nas malhas de controle inativas. Deste modo, quando a malha for necessária novamente e entrar em operação, a ação do controlador iniciará do ponto em que havia sido interrompido.

5.3.2. Função de suporte de tensão

Um constante problema observado em sistema de transmissão e de distribuição é o baixo nível de tensão em alguns pontos do sistema. Por causa do aumento da demanda de potência e, conseqüentemente, do fluxo de corrente através das impedâncias de linha, a queda de tensão torna-se acentuada. Normalmente, utiliza-se banco de capacitores, *Static Var Compensator* (SVC) e *Static Synchronous Compensator* (STATCOM) para compensar este tipo de problema.

A funcionalidade apresentada nesta seção sugere utilizar o gerador fotovoltaico como um STATCOM, auxiliando na regulação de tensão no PAC. A aplicação desta funcionalidade necessita de um aumento na capacidade de potência do conversor CC-CA, ou tornar o suporte de tensão limitado.

Do ponto de vista do consumidor, não existe interesse nesta funcionalidade, apenas as concessionárias seriam beneficiadas. Contudo, as concessionárias poderiam dar algum incentivo para os consumidores auxiliá-las no suporte de tensão, tornando atrativa tal funcionalidade.

Para aplicar a funcionalidade de suporte de tensão ao sistema de geração fotovoltaico, deve-se inserir a malha de controle representada na Figura 76. Tal que o subíndice st indica suporte de tensão, V_{lim}^* é a referência do valor eficaz que a tensão deve ter no PAC e sig_{st} é um sinal senoidal adiantado de 90° da tensão com magnitude unitária. O sig_{st} pode ser gerado por um PLL e deslocado de -90° emulando uma característica capacitiva. Uma segunda estratégia, e adotada neste trabalho, é utilizar a corrente reativa da CPT e normalizá-la para valor unitário. Existe ainda uma terceira estratégia que é utilizar a própria integral sem valor médio da tensão, definida pela CPT por “*unbiased time integral*”. As vantagens ou desvantagens de cada estratégia ainda não foram estudadas e será feito em trabalhos futuros.

Note que esta funcionalidade deve ser ativa apenas quando o valor eficaz da tensão de rede for menor que o V_{lim}^* . O controlador utilizado para esta malha de controle é um proporcional integral sintonizado como em:

$$C_{st}(s) = \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) = \left(0,04 + \frac{400}{s} \right) \quad (94)$$

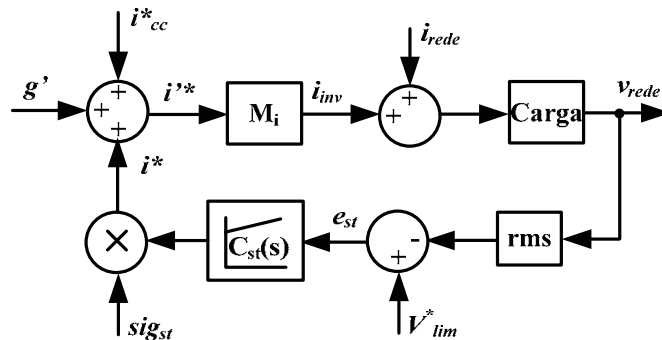


Figura 76: Malha de controle da função suporte de tensão.

É importante destacar que a aplicação prática desta funcionalidade exige estudos mais detalhados no sentido da compensação distribuída. Não se sabe ao certo as consequências que este tipo de suporte pode causar em outros pontos de acoplamento, como por exemplo, dentro de uma microrrede em que o nível de curto circuito é baixo e, as impedâncias de linha têm efeitos significativos. O capítulo 6 irá discutir melhor este assunto e, apresentar resultados de simulação sobre compensação distribuída.

5.3.3. Função de compensador ativo seletivo

Devido à ampla utilização de cargas não lineares e/ou desbalanceadas, a intensidade dos chamados distúrbios de qualidade de energia vem aumentando significativamente nos sistemas elétricos modernos. A circulação de correntes distorcidas, potência reativa e desbalanço (desequilíbrio e assimetria) reduzem a eficiência dos circuitos elétricos, o que resulta em um valor baixo de fator de

potência. Os distúrbios também podem causar perturbações e/ou interferências em outras cargas locais. Portanto, soluções econômicas e eficientes para resolver estes problemas de qualidade da energia elétrica têm se tornado cada vez mais importantes, tanto para as concessionárias de energia, quanto para os consumidores.

Neste contexto, esta seção propõe utilizar os geradores fotovoltaicos como filtros ativos paralelos de potência e compensar parte dos distúrbios da corrente causados pela carga. Esta funcionalidade pode ser aplicada de duas formas. Primeiro, utilizar o gerador fotovoltaico como filtro ativo apenas quando não houver necessidade de injetar potência ativa, desta maneira, o conversor CC-CA não precisaria ter sua capacidade de potência alterada, modificaria apenas a estratégia de controle e gerenciamento do sistema. Uma segunda maneira é utilizar o sistema de geração fotovoltaico, sempre que desejável, como filtro ativo e, concomitantemente, injetar potência ativa quando disponível. Para este último, a capacidade do conversor CC-CA deve ser maior ou tornar a compensação limitada.

As vantagens são muitas ao utilizar esta funcionalidade, pois as perdas no sistema reduzirão drasticamente, a propagação de harmônicos será atenuada e, para uma aplicação trifásica, o desbalanço de carga poderá ser compensado, reduzindo a circulação de corrente através do neutro. Para as concessionárias, significará uma redução no número de dispositivos específicos para compensação, uma vez que os sistemas fotovoltaicos estarão realizando esta função. A principal desvantagem dos filtros ativos é o elevado custo financeiro, devido ao conversor CC-CA, contudo, as aplicações fotovoltaicas devem ter um conversor CC-CA, então, esta funcionalidade apenas estará agregando um benefício aos consumidores e concessionárias.

Adicionalmente, a compensação dos distúrbios de corrente poderá ser realizada de maneira seletiva, ou seja, compensar apenas circulação de reativo e/ou distorção harmônica. Isto dará maior flexibilidade ao sistema em caso de atingir o limite nominal do conversor CC-CA, podendo definir compensar apenas partes de distúrbios específicos. Para isto, usar-se-á a CPT, a qual disponibiliza parcelas de corrente decompostas relacionadas a uma característica elétrica específica da carga (consumo de energia, armazenamento de energia, distorção harmônica e desbalanço, para o caso trifásico).

5.3.4. Estratégia de compensação seletiva

Para o fator de potência aproximar-se do valor unitário, a corrente absorvida pela fonte deve aproximar-se da corrente ativa. Isto é a base dos métodos usuais de compensação local, a qual faz uso de um sistema de compensação conectado diretamente ao PAC. O sistema de compensação é projetado para absorver uma corrente i_{comp} oposta aos termos de corrente de carga indesejados, isto é:

$$i_{comp} = -i_{na} = i^* \quad (95)$$

de forma que a corrente total i_T absorvida na rede elétrica seja:

$$i_T = i + i_{comp} = i_a \quad (96)$$

No entanto, várias outras possibilidades podem ser definidas por meio da decomposição da corrente e da potência pela CPT. Podem-se compensar todos os distúrbios de corrente (distorção harmônica, circulação de reativo e desbalanço) ou pode-se compensar qualquer associação entre estes distúrbios, como por exemplo: compensar apenas desbalanço, ou distorção harmônica e circulação de reativos, e assim por diante, [90,91,92,65]. Tal seletividade pode resultar na melhora da eficiência da compensação e na redução do valor eficaz da corrente que flui através do conversor CC-CA.

5.4. Resultados de simulação

Para analisar o projeto do sistema de geração fotovoltaico híbrido e discutir as multifuncionalidades, o sistema apresentado na Figura 1 foi implementado na plataforma de simulação PSIM/SIMCAD. Todos os resultados foram gerados com o sistema completo, ou seja, modelo do dispositivo fotovoltaico, modelo do banco de baterias, conversores e controladores como metodologia de projeto apresentada, inclusive com os controladores proporcional ressonantes. A carga local é modelada com uma carga não linear tipo fonte de tensão harmônica de 3,24kVA (127V), sendo que a carga primária é de 1,4kVA, vide Figura 77. Os subíndices *p* e *s* nos elementos passivos indicam carga primária e carga secundária, respectivamente. A Tabela 14 apresenta os valores dos elementos passivos da carga não linear utilizada nas simulações. A variável L_L é a impedância de linha da rede elétrica.

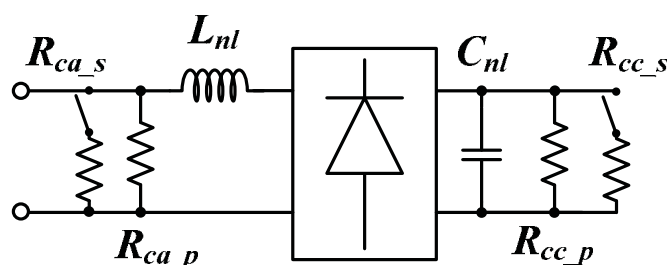


Figura 77: Carga não linear tipo fonte de tensão harmônica.

Tabela 14: Valores dos elementos passivos da carga não linear.

Resistor	Indutor	Capacitor
$R_{ca_p}=34\Omega$	$L_{nl}=5\text{mH}$	$C_{nl}=2,35\text{mF}$
$R_{ca_s}=12,5\Omega$		
$R_{cc_p}=28\Omega$		
$R_{cc_s}=28\Omega$		
$L_L=0,25\text{mH}$		

5.4.1. Carga crítica das baterias e presença de corrente CC

Para analisar o comportamento do sistema ao trocar o sentido do fluxo de corrente do inversor e, o comportamento da malha de controle do nível de corrente CC, simulou-se uma situação de ocorrência de carga crítica. Nesta condição é importante o armazenamento de energia no banco de baterias, porque o nível SOC atingiu seu valor mínimo, definido como 50%. Desta forma, o sistema direciona toda a energia disponível nos módulos fotovoltaicos e, caso necessário, a energia da rede para o banco de baterias. Entretanto, o processo de armazenagem de energia e de troca do sentido do fluxo de corrente do conversor CC-CA, apenas ocorre quando a tensão no PAC cruza o valor zero. Este cuidado deve ser tomado para evitar transitórios que extrapolem os valores nominais do conversor CC-CA. A Figura 78 demonstra o resultado da simulação. Para estes resultados, o SOC inicial do modelo de baterias foi definido como sendo de 55% e a constante de tempo de 10s.

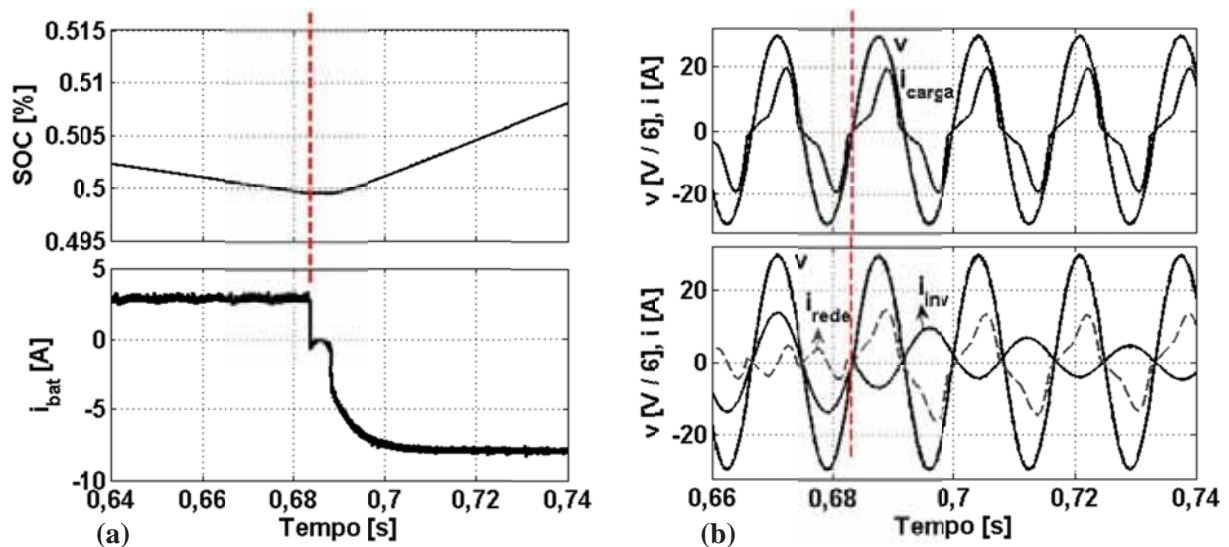


Figura 78: Condição de carga crítica. (a) SOC e corrente da bateria e (b) tensão e corrente da carga e, tensão e corrente da rede e do inversor.

Observe na Figura 78(a) que quando o conversor CC-CC bidirecional passa de elevador (corrente positiva) para abaixador (corrente negativa), a corrente ao cruzar o valor zero tende a permanecer constante, indicando que os controladores da malha de corrente do conversor CC-CC bidirecional estão inativos. Isto é realizado para evitar que os controladores fiquem se alternando, devido ao “ripple” presente na corrente. Os controladores do conversor bidirecional, apenas são ativos quando a potência processada pelo banco de baterias é maior do que 3,5W. Na Figura 78(b), antes de 0,68s, o gerador fotovoltaico injeta apenas potência ativa e, por isso, a corrente i_{inv} está em fase com a tensão. Quando o processo de armazenagem inicia, a corrente i_{inv} aparece em oposição de fase com a tensão, indicando a troca do sentido do fluxo de potência.

Quando o sistema de geração fotovoltaico estiver consumindo energia elétrica da rede, a referência de potência da bateria é fixa e a potência do conversor CC-CA é encontrada por:

$$P_{inv}^* = P_{bat} - P_{pv} = v_{bat} \cdot i_{Lb}^* - v_{pv} \cdot i_{Le}^* \quad (97)$$

Desta forma, as variações de irradiação solar não irão atrapalhar o processo de armazenagem, como pode ser visto na Figura 79(a), em que ocorre uma variação de irradiação no instante de 0,96s. Voltando na Figura 78(b), note que ao mudar o sentido da corrente, o inversor necessita de um ciclo e meio para entrar em regime permanente, este período é o tempo necessário para (97) se estabilizar, por causa do transitório da potência dos módulos fotovoltaicos.

Para finalizar, a Figura 79(b) mostra o efeito da malha de controle de nível CC. No instante de 0,5s, inseriu-se 5% de valor CC na referência de corrente, simulando uma possível imprecisão no processamento digital dos sinais. Rapidamente, o controlador CC atua e o valor médio da corrente do inversor passa a possuir valor médio zero. Isto garante que componentes CC não serão injetadas na rede elétrica, acatando a recomendação da IEEE 929-2000 [85].

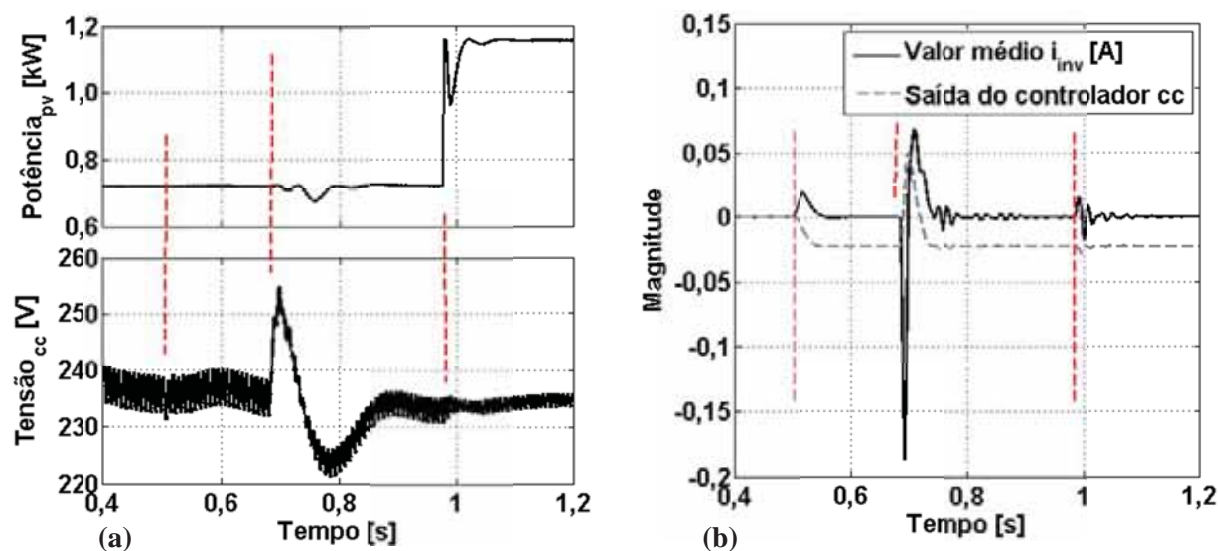


Figura 79: Condição de carga crítica: (a) potência fotovoltaica e tensão no barramento CC e (b) ação do controlador CC e valor médio da corrente do inversor.

5.4.2. Função de conexão e de ilhamento e priorização de cargas

Para examinar a funcionalidade de conexão e ilhamento, é imposta à rede elétrica de distribuição uma sobretensão maior do que 20% do seu valor nominal entre os instantes 0,67s e 0,81s. Estes valores foram escolhidos para que a tensão no PAC não estivesse em valor zero, o que poderia atenuar as perturbações.

De acordo com a norma IEEE 1547, se o cenário de sobretensão maior que 20% permanecer por um período maior do que dez ciclos o sistema de geração fotovoltaico deve ser ilhado. Para melhor visualização do resultado, consideraram-se como período limite, para ilhar o sistema, apenas dois ciclos. Para a reconexão foi estabelecida como condição, a operação da rede dentro dos limites estabelecidos por norma durante, no mínimo, um ciclo completo da tensão da rede. Quando satisfeita esta condição, deve-se

aguardar que a tensão da rede cruze o valor zero para efetuar a reconexão. Os resultados da simulação são mostrados nas Figura 80 e Figura 81, com as quais é possível analisar a dinâmica do sistema.

No instante de, aproximadamente, 0,710s ocorre o ilhamento e em 0,832s acontece a reconexão, quando a tensão cruza o zero. Os transitórios que aparecem nestes momentos são causados pela resposta dinâmica da permutação das malhas de controle do sistema. Para atenuar os transitórios, tanto do conversor CC-CC bidirecional como do conversor CC-CA, utilizou-se a estratégia de forçar o erro a ser nulo nas malhas de controle inativas. Deste modo, quando a malha for necessária novamente e entrar em operação, a ação de controlador iniciará do ponto em que havia sido interrompido.

Note também que após o ilhamento a corrente do inversor apresenta um nível CC, o qual não acarretou problema neste caso de estudo porque o transformador utilizado na simulação foi ideal. Para um caso experimental, a malha do conversor CC-CA com controle fonte de tensão deve apresentar uma malha de corrente que regula a corrente através do indutor de saída. Também deve possuir um sistema que interrompe os pulsos de modulação ao identificar que a corrente atingiu um determinado nível limite.

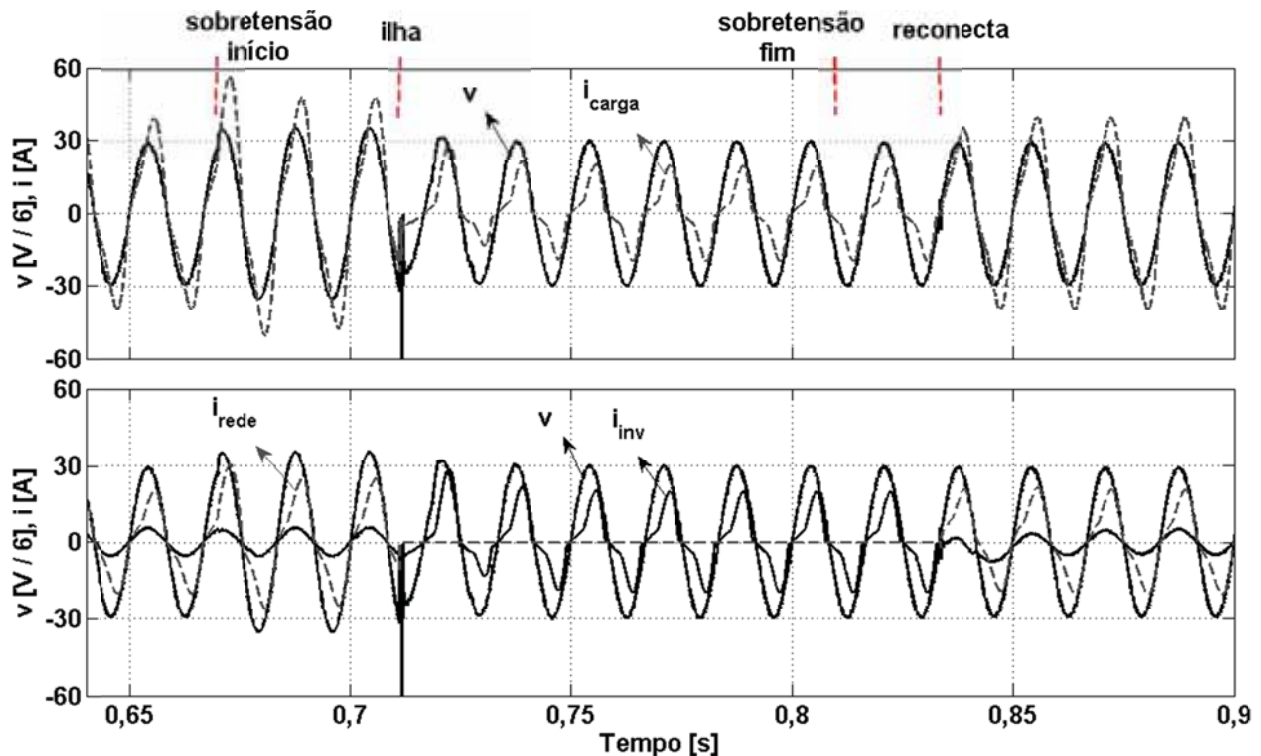


Figura 80: Ilhamento e reconexão do gerador fotovoltaico: tensão no PAC e corrente da carga, rede e inversor.

Antes de 0,710s e depois de 0,823s, o sistema está interligado com a rede elétrica e o conversor CC-CC bidirecional está funcionando como abaixador, uma vez que os módulos fotovoltaicos não injetam toda a potência na rede. Note também que neste período o sistema atua com carga plena, ou seja, cargas primárias e secundárias energizadas, uma vez que a rede pode realizar o complemento energético, impondo a tensão no PAC.

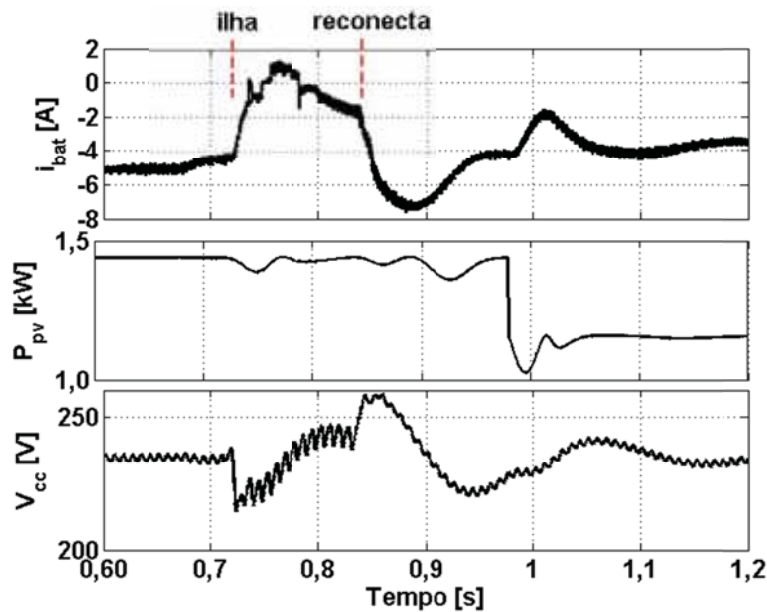


Figura 81: Ilhamento e reconexão do gerador fotovoltaico: corrente da bateria, potência fotovoltaica e tensão no barramento CC.

Entre o intervalo de 0,710s e 0,832s o sistema de geração fotovoltaico está ilhado e a energia disponível nos módulos é inferior a demanda das cargas do inversor. Desta maneira, é necessário executar a priorização das cargas, deixando para o sistema alimentar apenas as cargas primárias, vide Figura 80. Para conseguir suprir a demanda da carga primária, é necessário usar energia da bateria, neste instante, o conversor CC-CC bidirecional passa a trabalhar como elevador, veja a Figura 81 e, o inversor funciona como fonte de tensão, impondo a tensão para as cargas, mas não conseguindo controlar o fluxo de corrente.

A energização das cargas primárias apenas foi possível porque o SOC do banco de baterias é superior a 50%. Caso contrário, ambas as cargas, primária e secundária, ficariam desenergizadas.

No instante de 0,98s uma variação de irradiação ocorreu, e pode-se perceber pela Figura 81 que a energia armazenada no banco de baterias sofreu uma pequena redução e, a tensão no barramento CC sofreu variações dentro do seu limite de atuação, assim como no processo de ilhamento e de reconexão.

5.4.3. Função de suporte de tensão

A funcionalidade de suporte de tensão está englobada em um contexto de compensação distribuída e cooperativo com outros condicionadores da concessionária. Contudo, nesta seção será demonstrada esta aplicação localmente. Basicamente, o gerador fotovoltaico irá fornecer a potência ativa disponível nos módulos fotovoltaicos e, simultaneamente, atuar como um STATCOM. Para este caso de estudo o valor da impedância de linha foi elevado até obter-se uma queda de tensão de, aproximadamente, 6% do valor nominal. A potência ativa de referência do inversor é configurada para ser toda a potência disponível nos módulos fotovoltaicos, uma vez que o banco de bateria é utilizado apenas em caso de ilhamento. O complemento energético é feito pela rede elétrica.

A função de suporte de tensão foi ativada em 0,55s e o resultado da compensação pode ser visto na Figura 82. Antes de 0,55s, o valor eficaz da tensão é de 119V e, após a compensação atinge o valor de 125V, definido como a referência para a malha de controle.

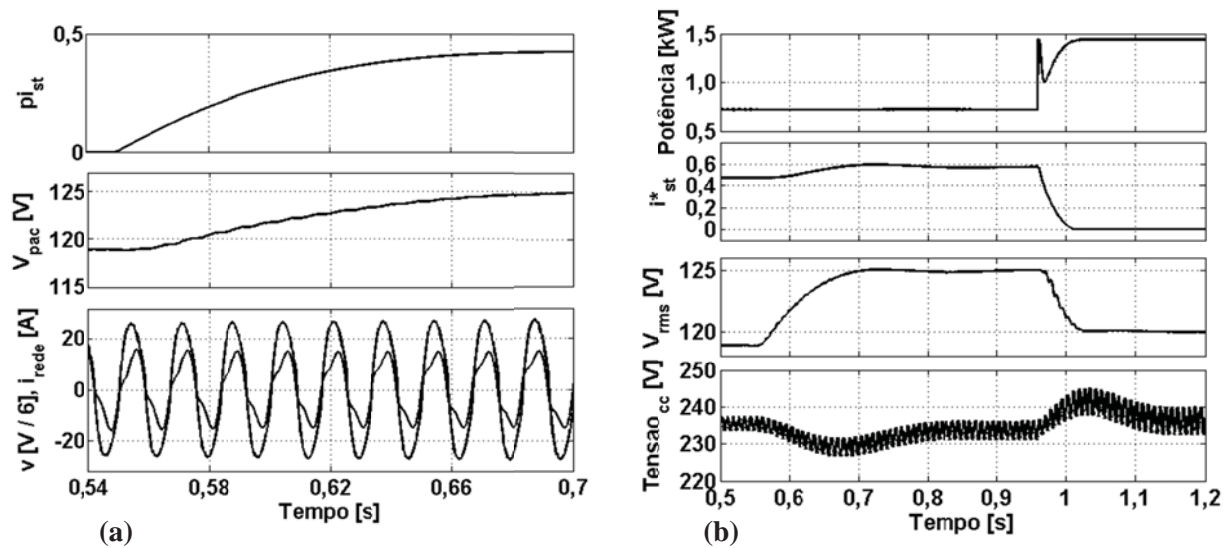


Figura 82: Suporte de tensão no PAC. (a) saída do PI da malha de controle de suporte de tensão, valor eficaz da tensão no PAC e tensão no PAC e corrente da rede. (b) Potência do fotovoltaico, saída da malha de controle do suporte de tensão, valor eficaz da tensão no PAC e tensão no barramento CC.

Na Figura 82(a), pode-se observar que com o aumento da saída do PI (pi_{st}) da malha de controle do suporte de tensão o valor eficaz da tensão vai aumentando e a corrente da rede vai ficando fora de fase da tensão. A corrente da rede torna-se adiantada com relação à tensão, indicando característica capacitiva. Isto ocorre porque o nível de reativo na corrente injetada na rede aumenta, para auxiliar na regulação de tensão.

Na Figura 82(b) é possível observar que no instante 0,96s ocorre uma variação de irradiação, e isto aumenta o nível de potência ativa que deve ser injetada na rede, chegando próximo ao valor nominal. Para evitar danos ao conversor CC-CA, o suporte de tensão pode ser limitado por uma malha de corrente, que pode ser simplesmente uma multiplicação correspondente à porcentagem restante para atingir o valor nominal de corrente do inversor. Antes da variação de irradiação, havia disponível até 60% da capacidade do inversor para suporte de tensão, com a variação de irradiação a capacidade caiu para 0%, obrigando o sistema a suspender esta funcionalidade.

Interessante observar que após a suspensão do suporte de tensão, o valor eficaz da tensão no PAC não retorna aos 119V, como no início da simulação. Isto acontece porque uma potência maior está sendo fornecida pelo gerador fotovoltaico, portando, o complemento energético da rede é menor, consequentemente, a magnitude na corrente que flui através da impedância de linha é reduzida, diminuindo as perdas e atenuando a queda de tensão no PAC. Este é um exemplo clássico das vantagens apresentadas pela geração distribuída, em que o fornecimento de energia fica próximo das cargas.

Importante destacar que a tensão do barramento CC permanece dentro de uma faixa de valores aceitáveis.

5.4.4. Função de compensador paralelo seletivo

Neste modo de operação o sistema de geração fotovoltaico fornece toda a energia disponível nos módulos fotovoltaicos e, concomitantemente, funciona como um filtro ativo de potência, compensando parte dos distúrbios elétricos presentes na corrente da carga. Como explicado na seção 5.2 a Teoria de Potência Conservativa será utilizada para realizar uma compensação seletiva dos distúrbios. O resultado da compensação seletiva pode ser visualizado na Figura 83.

No início do resultado explicitado na Figura 83, existe apenas injeção de potência ativa, após 0,69s o sistema injeta potência ativa e corrente não ativa, compensando todos os distúrbios da carga e tornando o fator de potência unitário no lado da rede elétrica. Depois de 0,75s, o sistema é configurado para fornecer potência ativa e compensar apenas a circulação de reativo, sobrando para a rede realizar o complemento da potência ativa e as não linearidades da carga. Após 0,81s até o final da simulação, o sistema fornece a potência ativa e compensa apenas as distorções harmônicas e, pode-se visualizar que a corrente da rede torna-se uma senoide, sem distorção harmônica.

No instante de 0,87s, aplica-se um degrau de carga, apenas para verificar a resposta dinâmica do sistema. O transitório que dura aproximadamente um ciclo é consequência da perturbação causada na potência dos módulos fotovoltaicos, a qual é usada para gerar a referência de potência ativa que deve ser injetada pelo conversor CC-CA.

A Tabela 15 mostra as parcelas de potência de acordo com a CPT. É possível visualizar, quantitativamente, o efeito de cada estratégia de compensação. A primeira coluna apresenta as componentes de potência apenas da carga, enquanto que a segunda coluna apresenta as componentes de potência da fonte, em que parte da potência ativa está sendo fornecida pelo sistema de geração fotovoltaico. As demais colunas mostram a decomposição de potência da fonte com as devidas compensações seletivas.

Note que devido à ortogonalidade entre as parcelas de corrente, cada parcela de potência foi compensada individualmente e, conseqüentemente, os distúrbios elétricos também. Note que o sistema de geração fotovoltaico fornece, aproximadamente, 700W de potência e as variações pequenas na potência ativa entre as diferentes estratégias de compensação são por causa das flutuações na potência dos módulos fotovoltaicos e pela diminuição da queda de tensão sobre a impedância de linha, aumentando a tensão no PAC.

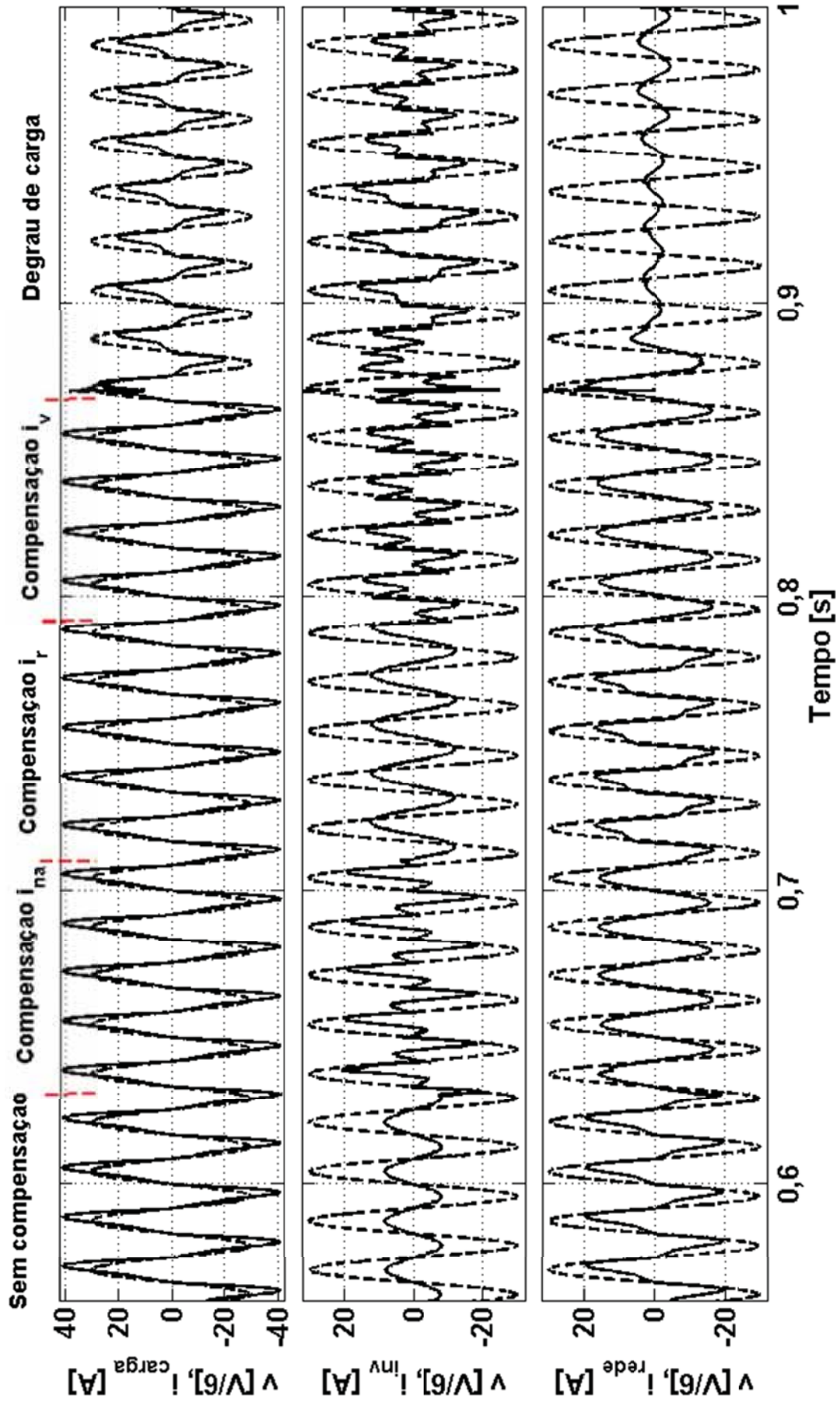


Figura 83: Compensação seletiva por meio do gerador fotovoltaico híbrido multifuncional, rede sem distorção.

Tabela 15: Parcelas de potência da compensação seletiva, rede sem distorção.

Pots.	Carga	Sem comp.	i_{na}	i_r	i_v
A[kVA]	3,25	2,62	2,41	2,51	2,52
P[kW]	3,08	2,39	2,41	2,42	2,38
Q[kvar]	0,81	0,83	0,01	0,01	0,84
D[kVA]	0,67	0,67	0,08	0,67	0,08
λ	0,948	0,912	1,000	0,964	0,944

Com o objetivo de analisar o desempenho do sistema em uma condição de distorção harmônica, configurou-se a tensão da rede elétrica para possuir 5% de terceira harmônica, 3% de quinta e 3% de sétima harmônica. Os resultados são mostrados na Figura 84.

Os instantes de troca de compensação são os mesmo do caso anterior. Observe que no intervalo sem compensação a corrente injetada pelo inversor possui a mesma forma de onda da tensão, devido à estratégia de referência de potência ativa adotada. Isto torna o sistema mais amortecido, uma vez que o sistema tem uma característica resistiva, ou seja, linear. As estratégias de injetam correntes senoidais, mesmo em condições de distorção de tensão, tornam o sistema mais susceptível às ressonâncias, devido à não linearidade entre a tensão e a corrente [93].

Note também que no período da compensação total (corrente não ativa), apenas as distorções da carga são compensadas. As distorções da tensão permanecem refletidas na corrente da carga. O conjunto formado pelo gerador fotovoltaico, com função de compensador ativo, e pela carga elétrica é “visto” pela rede elétrica como uma carga resistiva.

A Tabela 16 apresenta uma comparação quantitativa entre as diferentes estratégias de compensação. A Tabela 16 não apresenta relevante diferença quando comparada com a Tabela 15.

Tabela 16: Parcelas de potência da compensação seletiva, rede com distorção na tensão.

Pots.	Carga	Sem comp.	i_{na}	i_r	i_v
A[kVA]	3,21	2,58	2,38	2,47	2,50
P[kW]	3,05	2,36	2,38	2,39	2,35
Q[kvar]	0,82	0,83	0,01	0,01	0,84
D[kVA]	0,60	0,61	0,05	0,62	0,05
λ	0,950	0,915	1,000	0,968	0,940

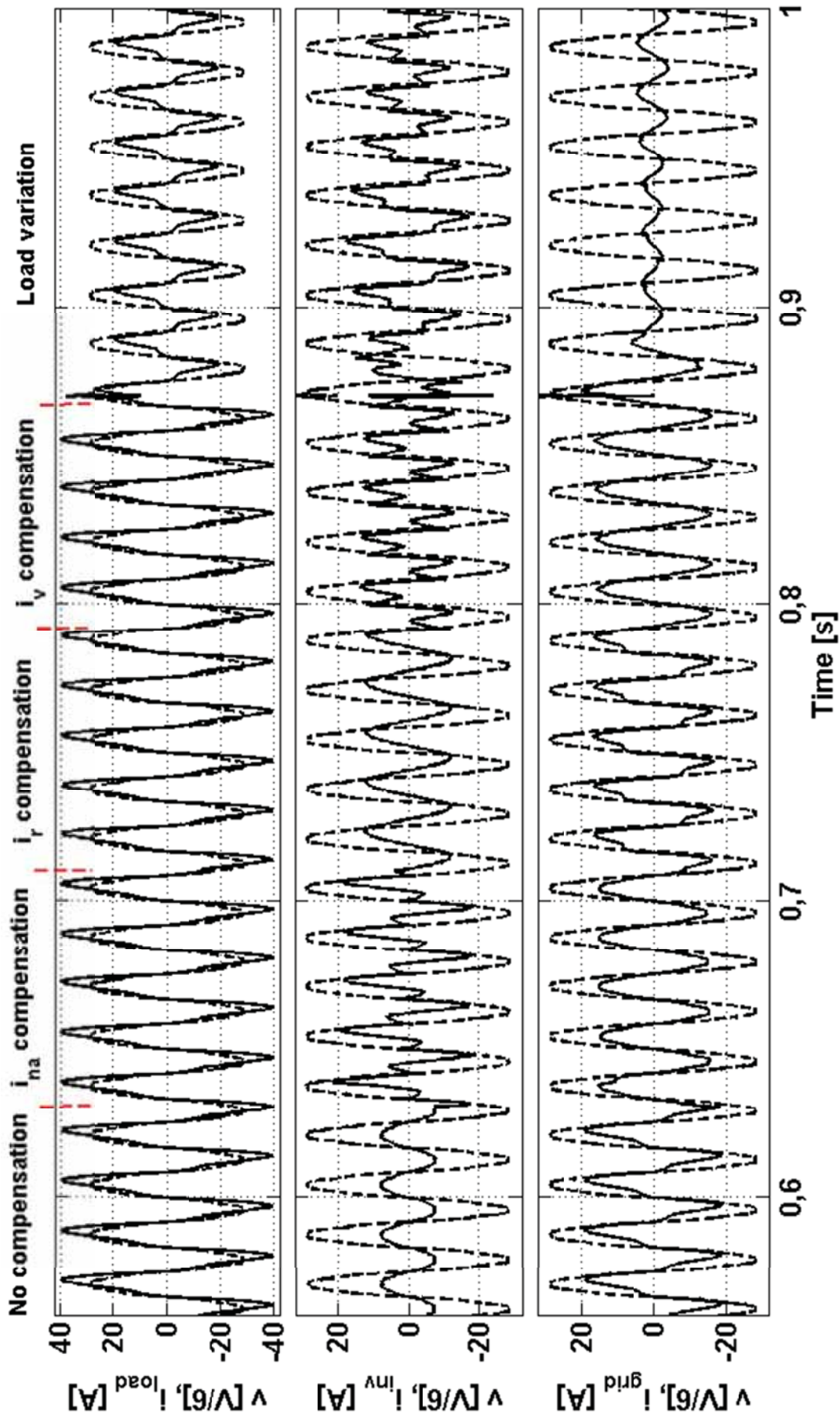


Figura 84: Compensação seletiva por meio do gerador fotovoltaico híbrido multifuncional, rede com distorção.

5.5. Resultados experimentais

Com o propósito de validar o projeto do conversor CC-CA fonte de corrente, as estratégias de controle e confirmar experimentalmente as multifuncionalidades, usou-se o sistema de avaliação experimental apresentado na seção 4.4.1. O circuito implementado em laboratório é o apresentado na Figura 85.

Para gerar os resultados desta seção, a carga não linear é escolhida de forma similar ao capítulo anterior, veja a Figura 86. A carga pode assumir três valores de potência diferentes: 380VA (chave aberta), 965VA (uma chave de cada lado fechada) e 1675VA (todas as chaves fechadas). Os valores dos elementos passivos podem ser vistos na Tabela 17. O conversor CC-CA é configurado para injetar aproximadamente 6,85A de corrente ativa.

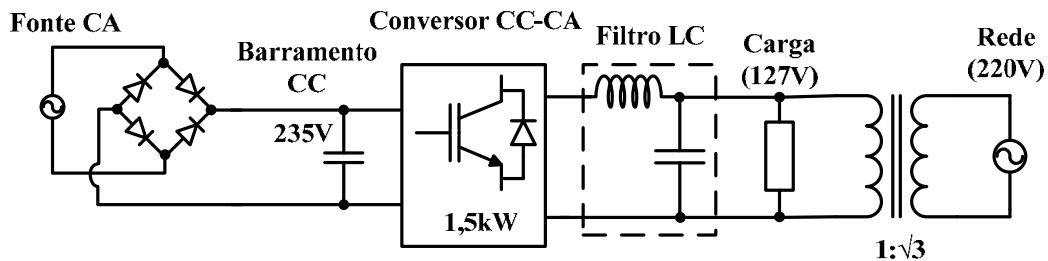


Figura 85: Circuito do protótipo para avaliação do conversor CC-CA fonte de corrente.

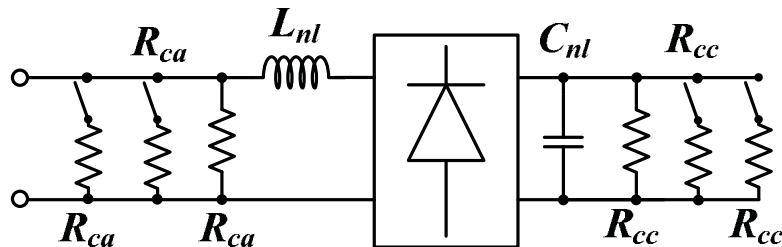


Figura 86: Carga não linear experimental tipo fonte de tensão harmônica.

Tabela 17: Valores dos elementos passivos da carga não linear experimental.

Resistor	Indutor	Capacitor
$R_{ca}=144,5\Omega$	$L_{nl}=5\text{mH}$	$C_{nl}=2,35\text{mF}$
$R_{cc}=123\Omega$		

Os primeiros testes vislumbraram apenas injetar e drenar potência ativa da rede e estes resultados podem ser visualizados qualitativamente na Figura 87 e quantitativamente na Tabela 18. No caso da Figura 87(a) a potência fornecida pelo gerador fotovoltaico é maior do que a demanda da carga local, então, a energia restante é direcionada para a rede elétrica. É por este motivo que a componente fundamental da corrente da rede se apresenta em fase com a tensão no PAC. Os distúrbios elétricos

presente na corrente da rede são causados pelo complemento da carga não linear. Na Figura 87(b), a potência ativa da carga é aproximadamente igual à potência do sistema fotovoltaico, desta maneira a corrente da rede é composta apenas pelos distúrbios elétricos.

Estas mesmas análises podem ser feita por meio da Tabela 18, em que a potência ativa positiva indica que o sistema fotovoltaico está injetando corrente na rede elétrica. No segundo caso, a potência da rede tem apenas parcelas de potência reativa e de distorção.

Destaca-se que para gerar as tabelas com os valores de potência decompostos pela CPT, utilizou-se um sistema de aquisição de dados conforme descrito em [94].

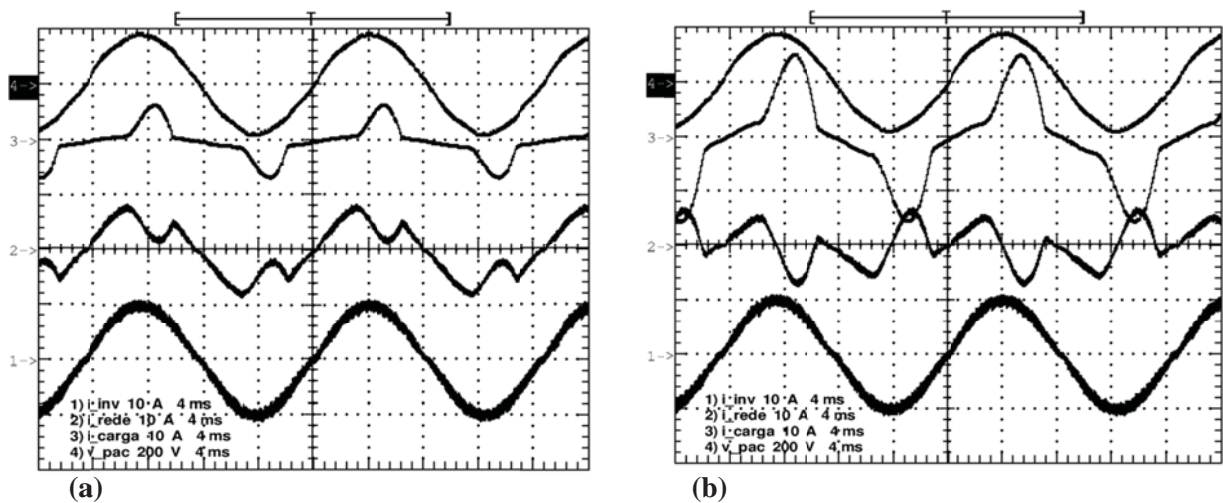


Figura 87: Resultados experimentais usando as cargas de 380VA e 965VA, potência ativa.

Posteriormente, agregou-se a funcionalidade de compensador ativo, tal qual é configurado para compensar todos os distúrbios elétricos presentes na corrente da carga. Para isto, adicionou-se na referência de potência ativa, a parcela não ativa (i_{na}) da corrente decomposta pela CPT. Os resultados são mostrados na Figura 88 e quantitativamente na Tabela 18.

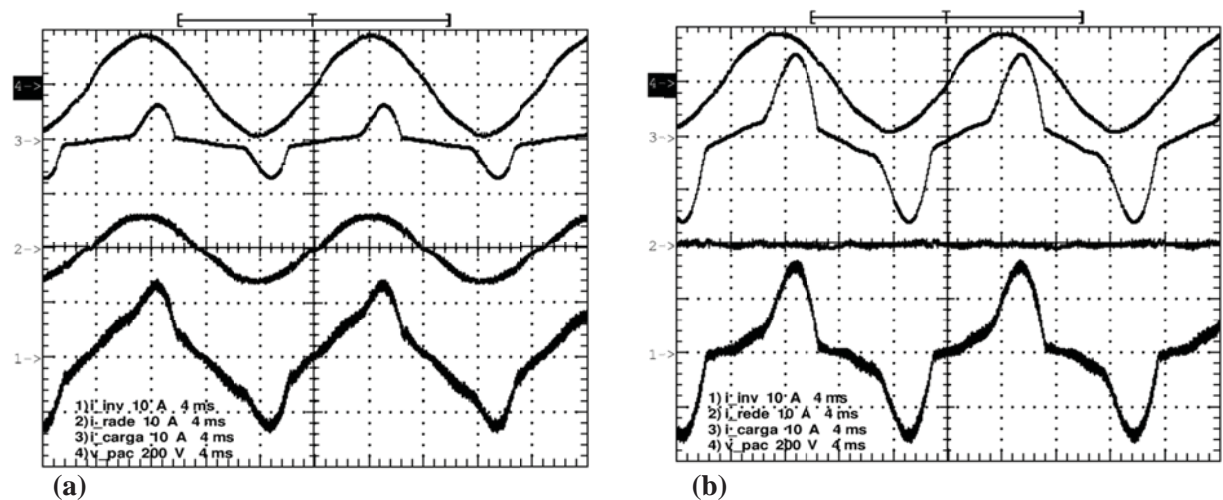


Figura 88: Resultados experimentais usando as cargas de 380VA e 965VA, i_{na} .

Os resultados da Figura 88 diferem dos dois anteriores pela corrente de referência da malha de controle de corrente do conversor CC-CA ser formada pela potência ativa mais a parcela não ativa (i_{na}) decomposta pela CPT. Desta maneira, o sistema fornecerá a mesma potência ativa e, adicionalmente, compensará parte dos distúrbios elétricos presentes na carga. É por este motivo que na Figura 88(a) a corrente da rede se apresenta praticamente senoidal e em fase com a tensão. Isto torna o fator de potência da rede próximo ao unitário. No caso em que a carga tem maior potência, a rede praticamente não fornece energia, uma vez que o inversor esta alimentando integralmente a carga local.

Note na Tabela 18 que as parcelas de potência reativa e de distorção são praticamente nulas para ambas as cargas, o nível de tensão no PAC aumentou e a distorção harmônica total da corrente da rede diminuiu devido à melhoria da qualidade da energia elétrica no PAC.

Os sinais positivo e negativo na potência ativa indicam o sentido do fluxo deste potência. Sinal positivo indica que a potência ativa flui do sistema fotovoltaico para a rede elétrica, enquanto que o sinal negativo indica o fluxo contrário.

Tabela 18: Parcelas de potência da CPT, cargas de 380VA e 965VA.

Parâmetros	Carga		Pot. ativa		i_{na}	
	380VA	965VA	380VA	965VA	380VA	965VA
A[VA]	382,0	964,1	585,7	477,4	546,73	66,5
P[W]	-324,3	-847,2	541,0	-7,4	538,9	-15,2
Q[var]	58,1	245,7	89,6	277,6	15,2	11,6
D[VA]	193,3	388,6	198,9	389,9	67,4	63,3
λ	0,849	0,879	0,924	0,015	0,986	0,229
V_{pac}[V]	124,31	122,44	125,73	123,95	125,86	124,4
DHT[%]	2,34	2,56	2,27	2,39	2,30	2,28
I_{rede}[A]	3,07	7,87	4,64	3,83	4,32	0,45
DHT[%]	61,07	43,88	36,64	137,46	4,08	146,81
I_{inv}[A]	---	---	6,87	6,85	7,07	7,93
DHT[%]	---	---	1,93	1,92	23,91	45,59

Tendo como objetivo a análise e a validação das estratégias de compensação seletiva agregadas ao sistema fotovoltaico, os resultados da Figura 89 apresentam as quatro estratégias seletivas possíveis

para um sistema monofásico, que são: injeção de corrente ativa (a); compensação de i_r e i_v , ou seja, i_{na} (b); compensação i_r (c) e compensação i_v (d). Estes resultados são analisados quantitativamente na Tabela 19.

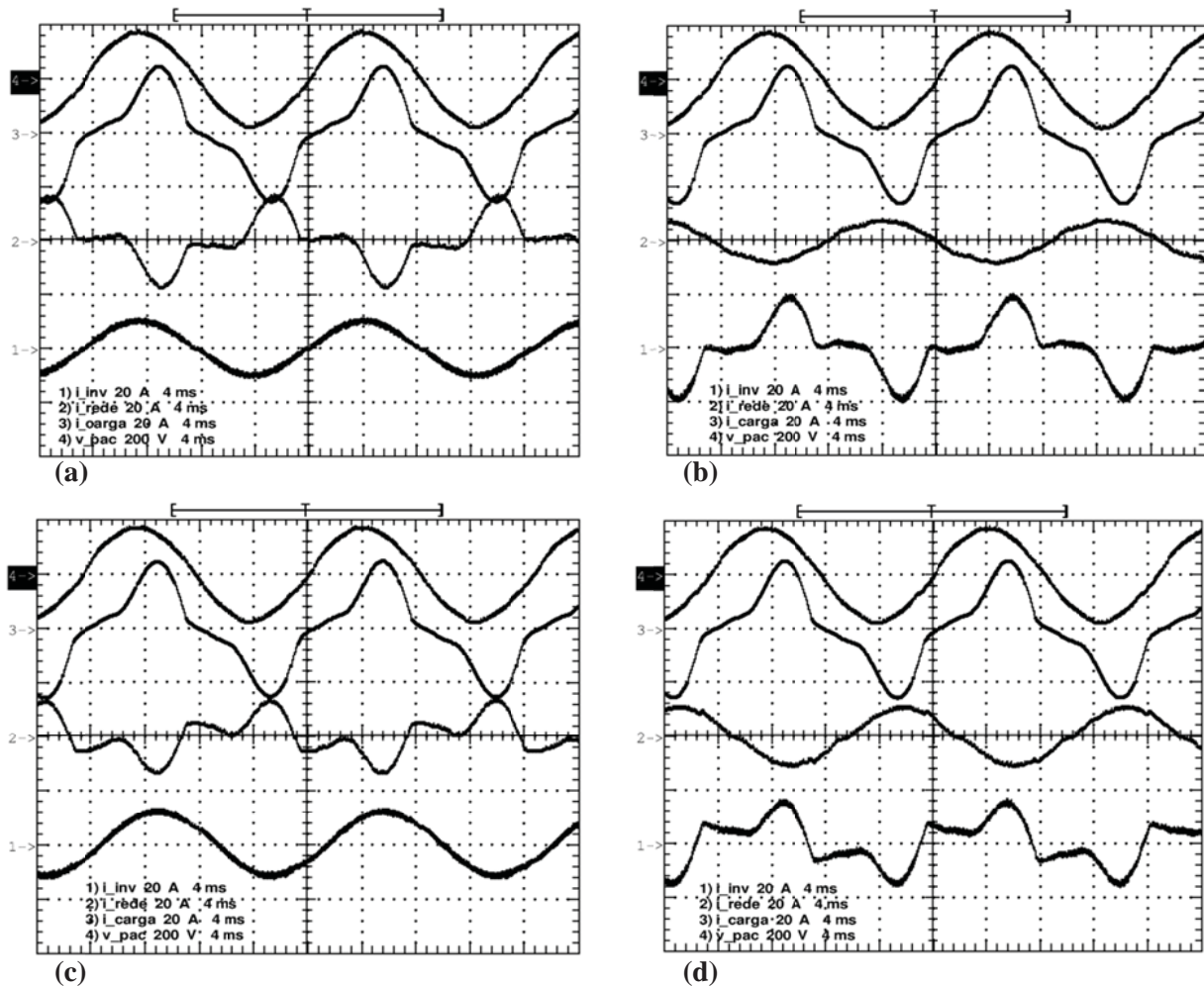


Figura 89: Resultados experimentais usando a carga de 1675VA, compensação seletiva.

Na Figura 89(a) a demanda da carga é maior que a potência fornecida pelo gerador fotovoltaico, desta forma, a rede elétrica realiza o complemento energético da carga não linear, inclusive de potência ativa. Apenas pelo fato do gerador fornecer potência ativa, o nível de tensão no PAC torna-se maior, pois a queda de tensão na impedância de linha diminui.

A Figura 89(b) demonstra o resultado do gerador fotovoltaico injetando potência ativa e, simultaneamente, compensado grande parte dos distúrbios elétricos da carga. Note que a rede executa apenas o complemento energético de potência ativa, com sua forma de onda praticamente senoidal e em oposição de fase com a tensão, devido ao sentido do fluxo de potência. Note na Tabela 19 que o fator de potência é quase unitário, o nível de tensão é maior do que no caso anterior e a DHT da corrente da rede é de 6%. A corrente do inversor tem uma magnitude maior, pois, agora é formada pela parcela ativa, pela parcela reativa e pela parcela de distorção.

Para demonstrar a seletividade, a Figura 89(c) mostra a compensação da parcela reativa. Neste caso o inversor injeta corrente ativa e corrente reativa, enquanto que a rede complementa a potência ativa

e a potência de distorção. Pela Tabela 19 é possível observar que na rede existe apenas potência ativa e potência de distorção.

A Figura 89(d) apresenta o conversor CC-CA injetando corrente ativa e corrente de distorção, assim, a corrente da rede torna-se senoidal, mas não em oposição de fase com a tensão, pois ainda há circulação de reativos, como pode ser visto na Tabela 19.

Tabela 19: Parcelas de potência da CPT, compensação seletiva com carga de 1675VA.

Parâmetros	Carga	Pot. ativa	i_{na}	i_r	i_v
A[VA]	1676,3	1063,2	705,2	884,5	924,2
P[W]	-1486,3	-685,7	-699,8	-689,0	-685,3
Q[var]	544,9	593,2	21,9	22,6	612,6
D[VA]	550,9	553,7	69,4	551,2	62,0
λ	0,887	0,645	0,992	0,779	0,741
V_{pac}[V]	120,05	121,88	122,47	121,82	121,74
DHT[%]	2,95	2,88	2,26	2,80	2,20
I_{rede}[A]	13,96	8,69	5,73	7,23	7,56
DHT[%]	33,08	58,86	6,00	77,76	5,84
I_{inv}[A]	---	6,86	9,56	8,21	8,19
DHT[%]	---	1,99	54,51	1,23	65,38

Para analisar a resposta transitória do sistema, primeiro inseriram-se variações na referência de potência ativa (i_a^*). Importante destacar que a referência de potência ativa pode ser realizada por meio de (98), como apresentado na Figura 72 e analisado nos resultados de simulação ou, pode ser executada por um PLL. Para os resultados experimentais, a referência de potência ativa é gerada por meio de um PLL.

$$i_a^* = \frac{P_{pv}}{\|v_{pac}\|^2} \cdot v_{pac} \quad (98)$$

A Figura 90 (a) e (b) demonstram o transitório de descida e de subida, respectivamente. O transitório de subida apresentou um período transitório de aproximadamente dois ciclos, causado pela resposta dinâmica do PLL. Ao utilizar (98) para gerar a referência, a resposta dinâmica passa a depender da dinâmica da malha de controle de MPPT dos módulos fotovoltaicos.

Para analisar a resposta dinâmica do sistema fotovoltaico com a funcionalidade de compensador ativa, aplicou-se uma variação de carga de 965VA para 1675VA, correspondente a 40%. A Figura 90 (c)

e (d) mostra o resultados obtidos com as estratégias de atenuar o i_r e o i_v , respectivamente. Pode-se observar que o sistema atua satisfatoriamente mesmo na presença de variações de carga.

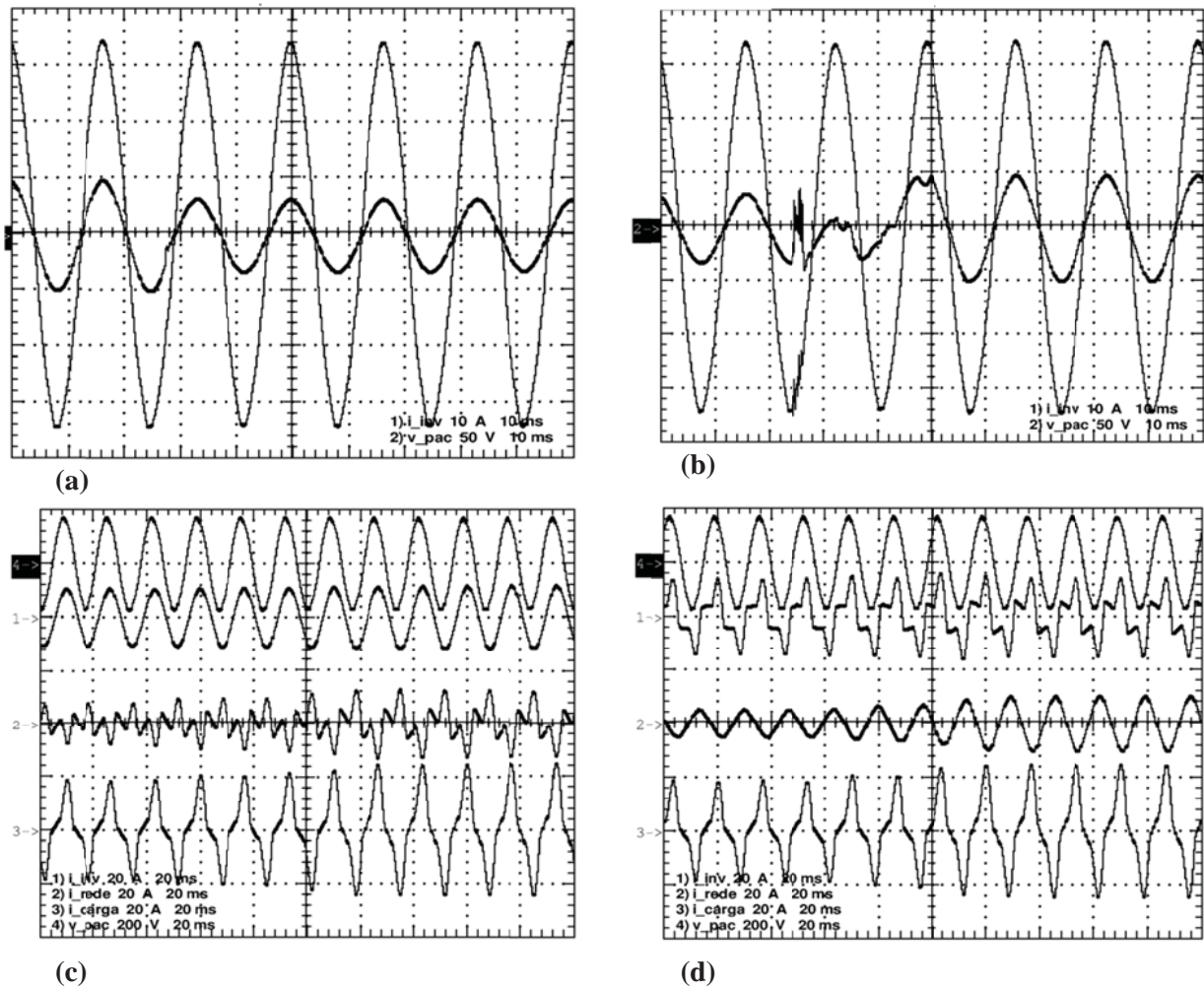


Figura 90: Resultados experimentais da resposta dinâmica do gerador fotovoltaico.

Para finalizar, foi realizado um último ensaio experimental para analisar a funcionalidade STATCOM. Antes de ativar tal funcionalidade, o sistema possui uma potência reativa indutiva de 573,7var e a tensão eficaz no PAC é de 121,2V. Após ativa a funcionalidade, o gerador fotovoltaico começa a injetar reativos capacitivos na rede, emulando um banco de capacitores. Em regime permanente, o sistema passa a possuir uma potência capacitiva de 663,6var e uma tensão eficaz no PAC de 122,5V.

Note que o sinal negativo na potência ativa indica que o fluxo é no sentido da rede elétrica para a carga.

Tabela 20: Parcelas de potência da CPT, funcionalidade STATCOM.

Parâmetros	Antes	Depois
A[VA]	1363,9	1405,0
P[W]	-1100,9	-1095,9
Q[var]	573,7	663,6
D[VA]	556,9	572,9
λ	0,807	0,78
V_{pac}[V]	121,19	122,49
I_{rede}[A]	11,21	11,42

5.6. Conclusões

A incorporação das multifuncionalidades operacionais torna o sistema fotovoltaico híbrido ainda mais interessante e participativo no sistema energético, pois, além de injetar a potência ativa, o sistema pode atuar concomitantemente como STATCOM, dando suporte de tensão ao PAC ou como compensador ativo, atenuando parte dos distúrbios da carga. Para a inclusão destas funcionalidades não se faz necessário à expansão da capacidade de potência do conversor CC-CA.

A funcionalidade de compensador ativo, além de eliminar os distúrbios elétricos na corrente, também atenua os distúrbios elétricos na tensão, uma vez que a corrente que flui através da impedância de linha possui menor quantidade de distúrbio.

A Teoria de Potência Conservativa torna o sistema mais flexível, especialmente em condições em que não é possível compensar em sua totalidade os distúrbios, possivelmente, devido à restrição de capacidade de potência instantânea disponível.

Apesar da funcionalidade STATCOM ter alcançado seu objetivo, dando suporte de tensão no PAC, conclui-se que para a aplicação efetiva desta funcionalidade, a capacidade do conversor CC-CA deve ser expandida, uma vez que uma elevada magnitude de corrente reativa é exigida. Outra opção é utilizar os geradores fotovoltaicos como STATCOM distribuídos de maneira cooperativa, em que cada um gerador fornece uma pequena quantidade de reativo para dar suporte de tensão no PAC da microrrede.

Capítulo 6

6. Compensação distribuída com geradores distribuídos

O conceito de compensação distribuída é uma nova tendência nos sistemas elétricos. Nesta concepção, diversos compensadores interligados, em diferentes pontos de conexão com a rede elétrica, são utilizados para alcançar um objetivo comum em um determinado ponto desta rede. Convém ressaltar que os compensadores são, em sua maioria, projetados, instalados e controlados de forma independente. Sendo assim, para se obter uma compensação otimizada é importante tomar cuidados com possíveis interações prejudiciais entre os compensadores, cargas e rede envolvidos no sistema.

Este capítulo tem como objetivo demonstrar quantitativamente as melhorias propiciadas pelos geradores distribuídos e, por suas multifuncionalidades, especialmente a de atuar como filtro ativo de potência compensando parte dos distúrbios elétricos (circulação de reativos e não linearidades da carga) dentro de uma pequena microrrede de baixa tensão. Além disso, demonstrar as vantagens de se utilizar estratégias de controle distribuído e cooperativo sem comunicação entre as unidades condicionadoras. Será observado que diferentes estratégias de controle distribuído podem ser aplicadas em uma microrrede, e que há muito a ser estudado e pesquisado nesta área.

Para realizar uma comparação entre algumas técnicas de controle distribuído dentro de uma microrrede de baixa tensão, implementou-se uma microrrede de, aproximadamente 10,5kVA e com seis nós, sendo que dois destes nós possuem um sistema de geração distribuído multifuncional, capaz de

compensar seletivamente os distúrbios da carga, como representado na Figura 91. Todas as cargas são diferentes entre si, mas todas são cargas não lineares do tipo fonte de tensão harmônica.

Cada impedância de linha é formada por 0,25mH e 0,01Ω. As quantidades avaliadas serão: a decomposição da potência baseada na CPT, no ponto de acoplamento comum, ou nó 0, o valor eficaz e a distorção harmônica total da tensão em cada nó e, as perdas totais da microrrede.

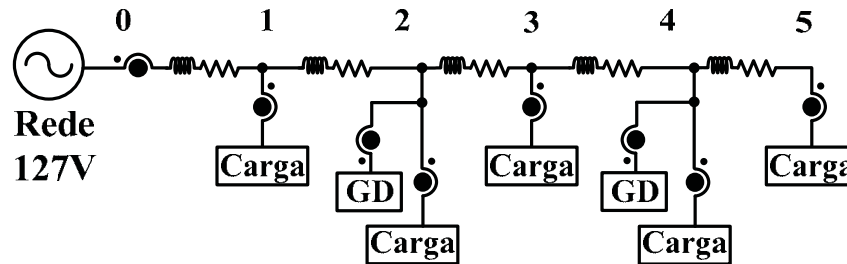


Figura 91: Microrrede de baixa tensão com geradores distribuídos multifuncionais.

6.1. Compensação local

A estratégia de compensação local utilizada nesta seção é a mesma utilizada no capítulo 5, separadamente para cada unidade condicionadora. Isto significa que a CPT foi aplicada, separadamente, na carga do nó 2 e na carga do nó 4 e a corrente não ativa (i_{na}) tornou-se a referência para o seu gerador distribuído correspondente, compensando totalmente os distúrbios (circulação de reativos e distorção harmônica) da carga local. Os estudos apresentados nesta seção não levam em consideração os limites nominais dos conversores CC-CA para a saturação da função compensador ativo. Desta forma, o sistema será capaz de fornecer potência ativa e compensar integralmente os distúrbios da carga.

A Tabela 31 apresenta um breve resumo de cada estratégia de compensação aplicada para cada caso.

Caso 1: Microrrede com geradores distribuídos inativos

Primeiro, calculou-se as quantidades avaliadas para a microrrede com os sistemas de geração distribuída inativos, ou seja, sem injetar potência ativa e sem realizar compensação dos distúrbios. Os valores encontrados podem ser visualizados na Tabela 21 e Tabela 22. As perdas totais do sistema são de 149W, correspondente a 1,5% da potência nominal da microrrede e a tensão e a DHT no último nó são, respectivamente, 113,2V e 7,36%. A queda de tensão corresponde a 10,8% do valor nominal e a DHT da tensão ocorre como consequência do fluxo da corrente não linear através das impedâncias de linha.

Tabela 21: Decomposição da potência e perdas da microrrede para o caso 1.

	A[kVA]	P[kW]	Q[kvar]	D[kVA]	λ	Perdas[W]
Sistema	10,50	8,80	5,64	1,43	0,84	149,0

Tabela 22: Valores eficazes [V] e distorção harmônica total (%) para cada nó do caso 1.

	V ₁ [V] (%)	V ₂ [V] (%)	V ₃ [V] (%)	V ₄ [V] (%)	V ₅ [V] (%)
Sistema	122,6 (2,94)	119,0 (4,83)	116,1 (5,96)	114,1 (7,28)	113,2 (7,36)

Caso 2: Microrrede com geradores distribuídos injetando apenas potência ativa

O segundo caso simulado é a mesma microrrede com cada um dos geradores distribuídos injetando, aproximadamente, 10A de corrente ativa. Os valores encontrados para este caso são apresentados na Tabela 23 e Tabela 24. Apenas pelo fato da energia estar sendo gerada próxima à carga consumidora, as perdas da microrrede tornam-se 40% menores do que no caso anterior, devido à atenuação do fluxo de corrente através das impedâncias de linha. Os valores eficazes e as DHTs nos nós não sofrem alterações significantes. O fator de potência da rede elétrica reduz consideravelmente seu valor, uma vez que a potência ativa fornecida pela rede diminuiu, enquanto que as demais potências, reativa e de distorção, permanecem praticamente com os mesmos valores.

Tabela 23: Decomposição da potência e perdas da microrrede para o caso 2.

	A[kVA]	P[kW]	Q[kvar]	D[kVA]	λ	Perdas[W]
Sistema	10,50	8,80	5,64	1,43	0,84	149,0
GD	8,42	6,36	5,33	1,47	0,75	88,5

Tabela 24: Valores eficazes [V] e distorção harmônica total (%) para cada nó do caso 2.

	V ₁ [V] (%)	V ₂ [V] (%)	V ₃ [V] (%)	V ₄ [V] (%)	V ₅ [V] (%)
Sistema	122,6 (2,94)	119,0 (4,83)	116,1 (5,96)	114,1 (7,28)	113,2 (7,36)
GD	123,0 (3,00)	119,5 (4,93)	116,7 (6,07)	114,8 (7,39)	113,9 (7,47)

Caso 3: Microrrede com geradores distribuídos executando apenas compensação local (i_{na})

Com o objetivo de quantificar o efeito a compensação local em uma microrrede, os geradores distribuídos foram configurados para apenas executar a compensação local dos distúrbios da corrente da carga. A estratégia de compensação utiliza é a da corrente não ativa (i_{na}), em que se deseja compensar todos os distúrbios provenientes da carga. Os resultados desta simulação podem ser vistos na Tabela 25 e Tabela 26. Pode-se observar que as perdas sofrem uma ligeira redução de 7,4%. Contudo, a tensão no último nó passa a apresentar valor eficaz de 117,7V e DHT de 2,68%, valores expressivamente melhores do que o da microrrede sem geradores distribuídos. Note que o valor da potência ativa aumentou

significativamente, isto ocorre porque os níveis de tensão nos nós aumentaram, aumentando a potência ativa.

Tabela 25: Decomposição da potência e perdas da microrrede para o caso 3.

	A[kVA]	P[kW]	Q[kvar]	D[kVA]	λ	Perdas[W]
Sistema	10,50	8,80	5,64	1,43	0,84	149,0
C_L	10,11	9,35	3,74	0,93	0,92	138,0

Tabela 26: Valores eficazes [V] e distorção harmônica total (%) para cada nó do caso 3.

	V ₁ [V] (%)	V ₂ [V] (%)	V ₃ [V] (%)	V ₄ [V] (%)	V ₅ [V] (%)
Sistema	122,6 (2,94)	119,0 (4,83)	116,1 (5,96)	114,1 (7,28)	113,2 (7,36)
C_L	124,0 (1,95)	121,7 (2,06)	119,7 (2,24)	118,7 (2,49)	117,7 (2,68)

Caso 4: *Microrrede com geradores distribuídos injetando potência ativa e executando compensação local (i_{na})*

O quarto caso, e último, antes dos estudos sobre compensação distribuída, têm-se geradores distribuídos injetando 1,3kW potência ativa por unidade e, realizando, simultaneamente, a compensação local dos distúrbios da carga, como no caso 3. Os valores desta simulação podem ser encontrados na Tabela 27 e Tabela 28. Para este caso a redução das perdas da microrrede é de, aproximadamente, 50% e, os valores de tensão e de DHT no último nó são de 118,4V e de 2,72%, respectivamente.

Tabela 27: Decomposição da potência e perdas da microrrede para o caso 4.

	A[kVA]	P[kW]	Q[kvar]	D[kVA]	λ	Perdas[W]
Sistema	10,50	8,80	5,64	1,43	0,84	149,0
GD+C_L	7,68	6,83	3,39	0,95	0,89	75,5

Tabela 28: Valores eficazes [V] e distorção harmônica total (%) para cada nó do caso 4.

	V ₁ [V] (%)	V ₂ [V] (%)	V ₃ [V] (%)	V ₄ [V] (%)	V ₅ [V] (%)
Sistema	122,6 (2,94)	119,0 (4,83)	116,1 (5,96)	114,1 (7,28)	113,2 (7,36)
GD+C_L	124,3 (1,96)	122,3 (2,08)	120,4 (2,28)	119,4 (2,53)	118,4 (2,72)

6.2. Compensação distribuída

A compensação distribuída é a tentativa de compensar os distúrbios da carga local e parcelas dos distúrbios das cargas vizinhas. Para isto, três diferentes estratégias de compensação distribuída são aplicadas e estudadas. As estratégias se diferem, principalmente, pelos pontos de medição da corrente e, conseqüentemente, da decomposição da corrente para gerar as referências para os geradores distribuídos. Estas estratégias foram aplicadas de maneira intuitiva e espera-se desenvolver em trabalhos futuros um estudo mais detalhado e aprofundado sobre as estratégias de compensação distribuída e cooperativa. Como na seção anterior, os estudos desta seção também não levam em consideração os limites nominais dos conversores CC-CA para a saturação da função compensador ativo.

Para a primeira estratégia é necessário decompor a corrente em três pontos de medição diferentes, nos nós que possuem os GDs e no ponto de acoplamento de conexão com a rede elétrica, neste exemplo, o nó 0. A referência de corrente é a soma da referência local e da referência do nó 0. Como por exemplo, a referência do GD do nó 2 é $i_{2}^{*}=i_{na2}+i_{na0}$.

Para a segunda estratégia também são necessárias três decomposições de corrente, contudo, todas as correntes das cargas precisam ser mensuradas. Duas decomposições são para os nós que possuem GD e uma terceira decomposição para a soma das correntes das cargas que não possuem GD. A tensão medida para esta última decomposição é a do PAC com a rede elétrica, tensão do nó 0. Desta maneira, a referência do GD do nó 2 é $i_{2}^{*}=i_{na2}+i_{na1,3,5}$.

A terceira e última estratégia avaliada é a junção da primeira com a segunda. Portanto, esta estratégia necessita de quatro decomposições e seis pontos de medição de corrente, como representado na Figura 91. A referência de corrente é formada pela referência local, mais a referência do nó 0 e mais a referência da decomposição da soma das correntes das cargas que não possuem GD com relação à tensão no nó 0. Desta forma, a referência do GD do nó 2 é $i_{2}^{*}=i_{na2}+i_{na0}+i_{na1,3,5}$.

A Tabela 31 apresenta um breve resumo de cada estratégia de compensação aplicada para cada caso.

Em nenhuma destas estratégias utilizou-se comunicação entre as unidades condicionadoras. A troca de informações entre as unidades condicionadoras poderia otimizar a compensação distribuída de uma forma cooperativa entre elas. Algumas técnicas de comunicação poderiam ser aplicadas, tais como: sistema multiagente [95], *token ring control* [96]; *plug and play control* [97]; *surround control* [98,99] etc.

Caso 5: *Microrrede com geradores distribuídos executando apenas compensação distribuída (i_{na})*

Para quantificar o efeito da compensação distribuída, os geradores distribuídos foram configurados para compensar os distúrbios da microrrede utilizando as estratégias de compensação distribuída explicada anteriormente, sem injetar potência ativa. As estratégias de compensação um, dois e

três foram denominadas C_{D1} , C_{D2} e C_{D3} . Por meio da Tabela 29 e Tabela 30 é possível observar que o fator de potência melhorou expressivamente, atingindo valores próximos ao unitário, assim como a melhoria da regulação do nível de tensão nos nós. As perdas dos sistemas experimentaram variações insignificantes.

Tabela 29: Decomposição da potência e perdas da microrrede para o caso 5.

	A[kVA]	P[kW]	Q[kvar]	D[kVA]	λ	Perdas[W]
Sistema	10,50	8,80	5,64	1,43	0,84	149,0
C_{D1}	9,82	9,72	1,31	0,36	0,99	140,0
C_{D2}	9,83	9,71	1,52	0,22	0,99	140,0
C_{D3}	9,87	9,85	0,52	0,08	1,00	149,5

Tabela 30: Valores eficazes [V] e distorção harmônica total (%) para cada nó do caso 5.

	V_1 [V] (%)	V_2 [V] (%)	V_3 [V] (%)	V_4 [V] (%)	V_5 [V] (%)
Sistema	122,6 (2,94)	119,0 (4,83)	116,1 (5,96)	114,1 (7,28)	113,2 (7,36)
C_{D1}	125,7 (0,85)	125,3 (0,93)	124,2 (1,66)	124,1 (2,39)	123,1 (2,50)
C_{D2}	125,6 (0,80)	125,0 (2,15)	123,9 (3,11)	123,7 (4,10)	122,7 (4,07)
C_{D3}	126,3 (0,66)	126,5 (2,40)	125,8 (3,50)	126,0 (4,61)	125,0 (4,58)

Caso 6: *Microrrede com geradores distribuídos injetando potência ativa e executando compensação distribuída (i_{na})*

O último caso de estudo tem cada um dos geradores distribuídos injetando 10A de corrente ativa e, simultaneamente, compensando de maneira distribuída os distúrbios da microrrede. As estratégias de compensação distribuída e o fornecimento simultâneo de potência ativa foram nomeadas de GD+ C_{D1} , GD+ C_{D2} e GD+ C_{D3} . A Tabela 31 apresenta um breve resumo sobre as estratégias abordadas neste estudo. Os resultados da simulação do caso 6 podem ser visualizados na Tabela 32 e Tabela 33. Para estes casos, todas as quantidades avaliadas experimentam expressivas melhorias, inclusive o fator de potência. A estratégia GD+ C_{D1} tem o melhor índice de DHT para os nós da microrrede, com 2,49% no nó 5, enquanto que a estratégia GD+ C_{D3} apresentou a melhor regulação de tensão, com 125,0V no nó 5.

Tabela 31: Siglas e legendas das siglas das quantidades avaliadas nas Tabela 32 e Tabela 33

Sigla	Legenda
Sistema	GDs desconectados.
GD	GDs fornecem apenas corrente ativa ($\approx 10A$ cada).
C_L	GDs realizam apenas compensação i_{na} dos distúrbios da carga local (carga do mesmo nó).
GD+ C_L	GDs fornecem potência ativa e executam compensação local (i_{na}).
C_{D1}	GDs executam apenas compensação distribuída (estratégia um ⁶).
C_{D2}	GDs executam apenas compensação distribuída (estratégia dois ⁷).
C_{D3}	GDs executam apenas compensação distribuída (estratégia três ⁸).
GD+ C_{D1}	GDs fornecem potência ativa e executam compensação distribuída (estratégia um).
GD+ C_{D2}	GDs fornecem potência ativa e executam compensação distribuída (estratégia dois).
GD+ C_{D3}	GDs fornecem potência ativa e executam compensação distribuída (estratégia três).

Tabela 32: Decomposição da potência e perdas da microrrede para os casos estudados.

	A[kVA]	P[kW]	Q[kvar]	D[kVA]	λ	Perdas[W]
Sistema	10,50	8,80	5,64	1,43	0,84	149,0
GD	8,42	6,36	5,33	1,47	0,75	88,5
C_L	10,11	9,35	3,74	0,93	0,92	138,0
GD+ C_L	7,68	6,83	3,39	0,95	0,89	75,5
C_{D1}	9,82	9,72	1,31	0,36	0,99	140,0
C_{D2}	9,83	9,71	1,52	0,22	0,99	140,0
C_{D3}	9,87	9,85	0,52	0,08	1,00	149,5
GD+ C_{D1}	7,27	7,16	1,20	0,36	0,98	78,0
GD+ C_{D2}	7,28	7,16	1,30	0,22	0,98	79,0
GD+ C_{D3}	7,30	7,29	0,44	0,08	1,00	84,0

⁶ A referência de corrente para o GD_n é formada pela parcela de corrente não ativa do nó n mais a parcela de corrente não ativa do nó 0.

⁷ A referência de corrente para o GD_n é formada pela parcela de corrente não ativa do nó n mais as parcelas de corrente não ativa dos nós que não possuem GD.

⁸ A referência de corrente para o GD_n é formada pela parcela de corrente não ativa do nó n , mais a parcela de corrente não ativa do nó 0, mais as parcelas de corrente não ativa dos nós que não possuem GD.

Tabela 33: Valores eficazes [V] e distorção harmônica total (%) para cada nó dos casos estudados.

	V ₁ [V] (%)	V ₂ [V] (%)	V ₃ [V] (%)	V ₄ [V] (%)	V ₅ [V] (%)
Sistema	122,6 (2,94)	119,0 (4,83)	116,1 (5,96)	114,1 (7,28)	113,2 (7,36)
GD	123,0 (3,00)	119,5 (4,93)	116,7 (6,07)	114,8 (7,39)	113,9 (7,47)
C_L	124,0 (1,95)	121,7 (2,06)	119,7 (2,24)	118,7 (2,49)	117,7 (2,68)
GD+C_L	124,3 (1,96)	122,3 (2,08)	120,4 (2,28)	119,4 (2,53)	118,4 (2,72)
C_{D1}	125,7 (0,85)	125,3 (0,93)	124,2 (1,66)	124,1 (2,39)	123,1 (2,50)
C_{D2}	125,6 (0,80)	125,0 (2,15)	123,9 (3,11)	123,7 (4,10)	122,7 (4,07)
C_{D3}	126,3 (0,66)	126,5 (2,40)	125,8 (3,50)	126,0 (4,61)	125,0 (4,58)
GD+C_{D1}	125,9 (0,86)	125,5 (0,94)	124,4 (1,66)	124,2 (2,39)	123,2 (2,49)
GD+C_{D2}	125,9 (0,80)	125,4 (2,15)	124,3 (3,10)	124,1 (4,09)	123,1 (4,05)
GD+C_{D3}	126,5 (0,65)	126,7 (2,39)	125,9 (3,47)	126,0 (4,58)	125,0 (4,53)

Até este ponto, pode-se perceber que a geração distribuída, injetando apenas potência ativa, reduz consideravelmente as perdas da microrrede, entretanto, a regulação do nível de tensão, a distorção harmônica e o fator de potência experimentam pouca melhoria. Isto ocorre porque o gerador distribuído apenas reduz a circulação de potência ativa, não modificando em nada as demais parcelas de potência.

Ao configurar o gerador distribuído para executar apenas a compensação local, percebe-se o oposto. O nível de tensão e a distorção harmônica experimentam significativa melhoria, enquanto que as perdas e o fator de potência pouco se alteram. Os melhores resultados alcançados são com os geradores distribuídos multifuncionais, em que eles injetam potência ativa e compensação localmente os distúrbios da carga. Mesmo para este último caso, o fator de potência é relativamente baixo. Isto acontece porque a área de ação do compensador é limitada a carga local, não sendo possível a compensação dos distúrbios elétricos das demais cargas da microrrede.

A compensação distribuída “C_{D1}” se destaca pela baixa porcentagem de distorção harmônica total de tensão em cada nó, sendo 2,50% para o último nó. A compensação “C_{D2}” apesar de apresentar resultados similares a “C_{D1}” tem índices de DHT piores, 4,07% para o nó 5, contudo, no nó 0 tem índice melhor. Isto resultaria em uma maior propagação de harmônica dentro na microrrede, contudo, resultaria em uma menor propagação de harmônica para a rede elétrica.

A estratégia “C_{D3}” apresenta os melhores níveis de regulação de tensão nos nós, 125V para o nó 5, porque, em certos pontos, ocorre sobrecompensação de reativo e o gerador distribuído atua como um

banco de capacitores ou STATCOM, como é o caso nos nós 2 e 4, em que a tensão torna-se maior do que a do nó anterior. Devido à sobrecompensação que ocorre em alguns pontos da microrrede, o valor da perda torna-se elevado, 149,5W.

A compensação GD+C_{D2} tem resultados similares a GD+C_{D1}, contudo a DHT da tensão no último nó é pior, 4,05% e a potência de distorção no nó 0 é melhor. Isto indica uma atenuação na propagação de harmônicos no sistema de distribuição de energia elétrica.

A estratégia GD+C_{D3} mostra excelente regulação nos níveis de tensão, entretanto, os valores de perda do sistema e de DHT não são tão pequenos como das outras estratégias. Por esta última estratégia de compensação distribuída apresentar excelente regulação de tensão, isto permitiria as concessionárias de energia a inserir transformadores mais espaçados um do outro ao longo do sistema de energia elétrico. Desta forma, as concessionárias estariam economizando na quantidade de dispositivos e na manutenção dos mesmos.

6.3. Compensação distribuída baseada na CPT

Até este ponto, os estudos de compensação distribuída não consideraram os limites nominais de saturação do conversor CC-CA. Esta seção irá considerá-los e demonstrar a flexibilidade propiciada pelo uso da Teoria de Potência Conservativa.

Para isto é utilizada a mesma microrrede apresentada na Figura 91, com os geradores distribuídos injetando aproximadamente 10A de corrente ativa. Definido o valor nominal do conversor CC-CA como sendo de 1,5kVA (127V), ou seja, corrente nominal de 11,8A, restam aproximadamente 6,3A de corrente ortogonal a corrente ativa que pode ser injetada. Este valor corresponde a

Utilizando a estratégia de compensação distribuída um, como apresentada na seção anterior, e tendo apenas 6,3A da capacidade do conversor CC-CA disponível, é possível compensar apenas 15% da corrente não ativa (i_{na}). Este resultado pode ser observado nas Tabela 34 e Tabela 35.

Com o gerador distribuído fornecendo a mesma quantidade de potência ativa, portanto, tendo os mesmo 6,3A de capacidade disponível para compensação, é possível compensar 100% da corrente de distorção (i_v). Este resultado pode ser observado nas Tabela 34 e Tabela 35.

Tabela 34: Decomposição da potência e perdas da microrrede para o caso de estudo baseado na CPT.

	A[kVA]	P[kW]	Q[kvar]	D[kVA]	λ	Perdas[W]	i_{inv} [A]	i_{cpt} [A]
$i_{na}(15\%)$	7,78	6,57	4,00	1,14	0,844	79,5	11,8	6,3
$i_v(100\%)$	8,39	6,38	5,44	0,36	0,760	99,5	11,6	6,0

Tabela 35: Valores eficazes [V] e distorção harmônica total (%) para cada nó do caso de estudo baseado na CPT.

	$V_1[V]$ (%)	$V_2[V]$ (%)	$V_3[V]$ (%)	$V_4[V]$ (%)	$V_5[V]$ (%)
$i_{na}(15\%)$	123,9 (2,29)	121,4 (3,35)	119,1 (4,13)	117,7 (5,03)	116,7 (5,19)
$i_v(100\%)$	122,8 (0,86)	119,2 (0,93)	116,3 (1,68)	114,3 (2,47)	113,4 (2,55)

Por meio das Tabela 34 e Tabela 35 é perceptível a flexibilidade fornecida pela compensação seletiva baseada na CPT, uma vez que com praticamente a mesma magnitude de corrente através do inversor (i_{inv}) consegue-se obter dois resultados diferentes. Compensando 15% da corrente não ativa é possível reduzir as perdas do sistema em 46,5% e, melhorar a regulação de tensão em 3% e a DHT em 29,5% para o último nó. Ao compensar 100% da corrente de distorção, consegue-se reduzir as perdas em 33% e, melhorar a DHT em 65% para o último nó. Os níveis de tensão nos nós praticamente não se alteram.

Dependendo das necessidades da microrrede e objetivos a serem alcançados, diferentes estratégias de compensação distribuída podem ser escolhidas. No caso apresentado nesta seção, por exemplo, se a preocupação da microrrede é com relação propagação de harmônico, a estratégia que utiliza a corrente de distorção torna-se mais interessante, enquanto que a da corrente não ativa é mais interessante para redução das perdas e regulação de tensão.

6.4. Conclusão

Em uma microrrede de baixa tensão, as multifuncionalidades trabalhadas de maneira distribuída se mostraram efetivas para a redução das perdas Joule, para a melhoria da qualidade da energia elétrica e para a regulação dos níveis de tensão. Destaca-se que nestes estudos as perdas dos conversores foram negligenciadas.

Observou-se que apenas o fato de utilizar um gerador distribuído, as perdas Joule da microrrede reduzem bastante. Se agregar uma compensação local ao sistema, os índices de qualidade de energia poderão melhorar, todavia, o fator de potência ainda apresentará valor relativamente baixo, pois os distúrbios das demais cargas não estarão sendo compensados. Se ao invés de utilizar uma compensação local, utilizar uma compensação distribuída, os distúrbios elétricos praticamente desaparecerão e o fator de potência tornar-se-á unitário.

A utilização da Teoria de Potência Conservativa em conjunto com uma compensação distribuída, torna o sistema mais flexível, especialmente em condição de saturação do conversor CC-CA, em que é possível escolher diferentes estratégias que atingem diferentes objetivos. As disparidades de resultados entre as estratégias de compensações distribuídas demonstram a abrangência do assunto e campo para pesquisa.

Capítulo 7

7. Conclusões gerais

Conclui-se que os sistemas fotovoltaicos multifuncionais podem contribuir consideravelmente para a melhoria da qualidade e da eficiência energética. Para agregar as multifuncionalidades, os sistemas não necessitam ter sua capacidade de potência aumentada, apenas precisam modificar suas estratégias de controle. Se o sistema fotovoltaico multifuncional estiver incluso em uma microrrede, o uso de estratégias de controle distribuído e cooperativo pode tornar as melhorias mais eficazes.

Quando se estuda o sistema de geração fotovoltaico é importante modelar o sistema. A modelagem dos dispositivos fotovoltaicos apresenta diversas metodologias, principalmente com relação ao modo de encontrar os quatro parâmetros principais (resistência série, resistência paralela, corrente reversa do diodo e constante ideal do diodo), variando entre métodos matemáticos, aproximações, iterações e testes experimentais. Todavia, para os estudos relacionados à eletrônica de potência, a exatidão do método torna-se secundário, sendo importante o compromisso entre simplicidade e precisão. Para estudos mais detalhados é necessário ter atenção especial para a temperatura na superfície do dispositivo, que altera significativamente os parâmetros do módulo.

Pensando na eficiência do sistema fotovoltaico, a definição da técnica de rastreamento de máxima potência torna-se importante. Neste trabalho, concluí-se que às três técnicas de MPPT (perturba e observa, condutância incremental e beta) se comportam de maneira muito semelhante. Todavia, a técnica beta se comporta melhor em regime permanente do que as demais técnicas e apresenta razoável resposta dinâmica. A principal desvantagem é com relação à complexidade computacional exigida para calcular a variável beta.

A escolha dos conversores eletrônicos chaveados de potência é primordial para um correto funcionamento do sistema e, o ponto que necessita maior atenção é com relação aos ganhos de tensão e à eficiência dos conversores, que apesar de não ter sido estudada neste trabalho é um tópico importante. Os conversores podem variar quanto à topologia, isolamento, número de estágios de conversão etc. Este trabalho tem escolhido as topologias mais discutidas e debatidas na literatura, pensando no compromisso entre objetivo do trabalho e simplicidade de implementação. Deste modo, foi apresentado todo o projeto dos conversores eletrônicos, desde os cálculos dos elementos passivos e semicondutores à modelagem e controle dos conversores.

Um sistema de geração fotovoltaico isolado monofásico foi projetado, modelado, simulação e validado experimentalmente. Com tal sistema, compararam-se três diferentes tipos de controladores: proporcional integral, proporcional ressonante e repetitivo, que podem ser aplicados ao conversor CC-CA. Concluí-se que para tal aplicação o proporcional integral não é recomendado, por não ter ganho elevado na frequência fundamental e, conseqüentemente, não seguir precisamente a referência de controle. Os controladores ressonantes e repetitivos apresentam ótimo comportamento em regime permanente. Sugere-se a utilização do controlador proporcional ressonante, pois, possui boa resposta em regime permanente e, não havendo a necessidade de selecionar muitas frequências de sintonia, torna o esforço computacional exigido menor do que se fosse aplicado o controlador repetitivo.

Percebeu-se que o sistema de geração fotovoltaico isolado é pouco susceptível às variações de carga, portanto, a resposta dinâmica do sistema é um aspecto secundário para este tipo de aplicação. Conclui-se que este sistema é pouco sensível as perturbações de carga.

Para um sistema de geração fotovoltaico híbrido, a incorporação de multifuncionalidades operacionais deve ser realizada pois, além de injetar a potência ativa, o sistema pode atuar, concomitantemente, como STATCOM, dando suporte de tensão ao PAC ou como compensador ativo, atenuando parte dos distúrbios da carga. Para a inclusão destas funcionalidades não se faz necessária a expansão da capacidade de potência do conversor CC-CA.

A utilização da Teoria de Potência Conservativa para gerar as referências de corrente para a compensação de distúrbios específicos possibilita uma compensação seletiva. Isto torna o sistema mais flexível, especialmente em condições em que não é possível compensar em sua totalidade os distúrbios, possivelmente, devido à restrição de capacidade de potência instantânea disponível no conversor CC-CA.

Em uma microrrede de baixa tensão, as multifuncionalidades trabalhadas de maneira distribuída se mostraram efetivas para a redução das perdas Joule dentro da microrrede, para a melhoria da qualidade da energia elétrica e para a regulação dos níveis de tensão. Destaca-se que nos estudos deste trabalho as perdas dos conversores eletrônicos não foram consideradas.

Diferentes estratégias de compensação distribuída podem ser aplicadas a microrrede, em que cada uma atinge um objetivo específico. Sugere-se que estudos detalhados e objetivos específicos devam ser

realizados e determinados e, posteriormente, uma estratégia de compensação distribuída deve ser definida para a aplicação. Importante destacar que uma comunicação entre as unidades condicionadoras, possibilitaria uma compensação cooperativa otimizada entre às unidades.

7.1. Propostas de trabalhos futuros

Dentre as várias possibilidades que se vislumbra para a continuação desta pesquisa, pode-se destacar:

- Realizar comparações mais detalhadas entre os métodos de modelagem de dispositivo fotovoltaico e entre as técnicas de MPPT;
- Substituir os conversores eletrônicos convencionais por conversores de elevado ganho de tensão e mais eficientes;
- Desenvolver um sistema fotovoltaico híbrido multifuncional trifásico;
- Explorar o uso dos geradores distribuídos como STATCOM distribuídos para regulação de tensão e compensação de desequilíbrio da tensão no PAC;
- Estudar de maneira mais detalha as possíveis estratégias de compensação distribuída e cooperativa, inclusive com comunicação entre as unidades distribuídas;
- Desenvolver um protótipo do sistema completo, com os três conversores eletrônicos, módulo fotovoltaico, banco de baterias e rede elétrica.

7.2. Publicações correlatas

Até o momento os seguintes trabalhos correlatos a esta dissertação foram aceitos e/ou publicados:

- Brandão, D. I., Arbex, C. J. N., Paredes, H. K. M., Gonçalves, F. A. S., Marafão, F. P., “Operação seletiva de filtros ativos paralelos com base na Teoria de Potência Conservativa”. Conferência Brasileira sobre Qualidade de Energia Elétrica - CBQEE, 2011.
- Lima, C., Brandão, D. I., Souza, A. N., “Novas Tendências Tecnológicas Aplicadas no Uso Eficiente de Energia”. Latin-American Congress: Electricity Generation and Transmission – CLAGTEE, 2011.
- Brandão, D. I., Liberado, E. V., Silva, M. R. P, Souza, A. N., “Análise dos indicadores de eficiência energética do procel sob o ponto de vista da qualidade da energia elétrica”. Latin-American Congress: Electricity Generation and Transmission – CLAGTEE, 2011.
- Paredes, H. K. M., Brandão, D. I., Terrazas, T. M., Marafão, F. P., “Shunt active compensation based on the conservative power theory current s decomposition”. Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - COBEP, 2011.

- Brandão, D. I., Marafão, F. P., Villalva, M. G., Antunes, F. L. M., “A comparison of P+Resonant and Repetitive controllers applied in an autonomous photovoltaic system,” 27th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition, 2012.
- Brandão, D. I., Marafão, F. P., Villalva, M. G., Antunes, F. L. M., “Considerações sobre a implementação de um sistema fotovoltaico de geração distribuída multifuncional,” Congresso Brasileiro de Automática, 2012.
- Paredes, H. K. M., Brandão, D. I., Liberado, E. V., Marafão, F. P., “Compensação ativa paralela baseada na Teoria de Potência Conservativa,” Eletrônica de Potência (impresso), v. 17, p.409-418, 2012.
- Marafão, F. P., Brandão, D. I., Gonçalves, F. A. S., Paredes, H. K. M., “Estratégias de compensação seletiva para filtros ativos paralelos com base da Teoria de Potência Conservativa,” Sociedade Brasileira de Automação, no prelo 2013.

8. Referências bibliográficas

- [1] Energy Information Administration, "International Energy Outlook 2011," Energy Information Administration (EIA), Relatório técnico, 0484, 2011.
- [2] Energy Information Administration, "Annual Energy Outlook 2012 - with projection to 2035," Energy Information Administration (EIA), Relatório técnico, 0383(2012), 2012.
- [3] BP Energy Outlook, "BP Energy Outlook 2030," BP Energy Outlook, Relatório técnico, 2011.
- [4] Working group WG04, CIRED, "Dispersed generation," CIRED, Relatório técnico, 1999.
- [5] K. Purchala, R. Belmans, L. Exarchakos, and A. D. Hawkes. (2007) EUSUSTEL. [Online]. http://www.eusustel.be/public/documents_public/WP/WP3/WP%203.4.1%20Distributed%20generation%20and%20grid%20integration%20issues.pdf acesso em 21/11/2012.
- [6] T. Ackermann, G. Andersson, and L. Soder, "Distributed generation: a definition," *Electric Power Systems Research*, vol. 57, pp. 195-204, 2001.
- [7] Working group 37.23, CIGRÉ, "Impact of increasing contribution of dispersed generation on the power system," CIGRÉ, Relatório técnico, 1999.
- [8] Standards coordination committee 21, IEEE, "IEEE standard for interconnecting distributed resources with electric power systems," IEEE, IEEE Std 1547-2003, 2003.
- [9] IEEE application guide for IEEE Std 1547-2, IEEE standard for interconnecting distributed resources with electric power systems, 2008.
- [10] Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), "Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST," Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), 2007.
- [11] G. Pepermans, J. Driesen, D. Haeseldonckx, R. Belmans, and W. D'haessleer, "Distributed generation: definition, benefits and issues," *Energy policy*, vol. 33, pp. 787-798, 2005.
- [12] R. H. Lasseter, "Microgrids and distributed generation," *Journal of Energy Engineering*, vol. 133, pp. 144-149, 2007.
- [13] B. Kroposki, T. Basso, and R. DeBlasio, "Microgrid standards and technologies," *IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, pp. 1-4, 2008.
- [14] P. P. Barker and J. M. Bing, "Advances in solar photovoltaic technology: an applications perspective," *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, vol. 2, pp. 1955-1960, 2005.
- [15] UFPE e CHESF. (2000) CRESESB. [Online]. http://www.cresesb.cepel.br/publicacoes/download/Atlas_Solarimetrico_do_Brasil_2000.pdf acesso em 21/11/2012.
- [16] (WADE), World Alliance for Decentralized Energy, "World survey of decentralized energy," World Alliance for Decentralized Energy (WADE), Relatório técnico, 2007.
- [17] Brasil Econômico, Capacidade instalada no Brasil chega a 117,1 mil megawatts, 2012.
- [18] Empresa de Pesquisa Energética, "Anuário estatístico de energia elétrica 2012," Ministério de Minas e Energia, Relatório Técnico 2012.
- [19] Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). (2012) Chamada pública. [Online]. <http://www.aneel.gov.br/area.cfm?idArea=53&idPerfil=5&idiomaAtual=0> acesso em 21/11/2012.
- [20] Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). (2012) ANEEL aprova regras para facilitar a geração de energia nas unidades consumidoras. [Online]. http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/noticias/Output_Noticias.cfm?Identidade=5457&id_area=90 acesso

em 21/11/2012.

- [21] P. Tenti, P. Mattavelli, and H. K. M. Paredes, "Conservative power theory, sequence components and accountability in smart grids," *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 6, pp. 30-37, 2010.
- [22] P. Tenti, H. K. M. Paredes, and P. Mattavelli, "Conservative power theory, a framework to approach control and accountability issues in smart microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 3, pp. 664-673, 2011.
- [23] H. K. M. Paredes, A. Costabeber, and P. Tenti, "Application of conservative power theory to cooperative control of distributed compensators in smart grids," in *International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation*, Łagów, Polônia, 2010.
- [24] H. K. M. Paredes, "Teoria de potência conservativa: uma nova abordagem para o controle cooperativo de condicionadores de energia e considerações sobre atribuição de responsabilidades," Universidade Estadual de Campinas, Tese de doutorado, 2011.
- [25] M. Villalva, "Conversor eletrônico de potência trifásico para sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica," Universidade Estadual de Campinas, Tese de doutorado, 2010.
- [26] J. Gazoli, "Microinversor monofásico para sistema solar fotovoltaico conectado à rede elétrica," Universidade Estadual de Campinas, Tese de mestrado, 2011.
- [27] K. Kobayashi, I. Takano, and Y. Sawada, "A study on a two stage maximum power point tracking control of a photovoltaic system under partially shaded insolation conditions," in *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, vol. 4, 2003.
- [28] G. Carannante, C. Fraddanno, M. Pagano, and L. Piegari, "Experimental performance of MPPT algorithm for photovoltaic sources subject to inhomogeneous insolation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 4374-4380, 2009.
- [29] R. Alonso, P. Ibaez, V. Martinez, E. Roman, and A. Sanz, "An innovative perturb, observe and check algorithm for partially shaded pv systems," *13th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1-8, 2009.
- [30] M. Veerachary, "PSIM circuit-oriented simulator model for the nonlinear photovoltaic sources," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 42, no. 2, pp. 735-740, 2006.
- [31] R. Coelho, F. Concer, and D. Martins, "A proposed photovoltaic module and array mathematical modeling destined to simulation," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 1624-1629, 2009.
- [32] F. Farret and M. Simões, *Integration of alternative source of energy*, 1st ed.: John Wiley & Sons, 2006.
- [33] H. Rauschenbach, *solar cell array design handbook : the principles and technology of photovoltaic energy conversion*, 1st ed.: Springer, 1980.
- [34] F. Farret, J. Lenz, and J. Trapp, "New methodology to determinate photovoltaic parameters of solar panels," *Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 275-279, 2011.
- [35] J. Gow and C. Manning, "Development of a photovoltaic array model for use in power-electronics simulation studies," *IEE Electric Power Applications*, vol. 146, no. 2, pp. 193-200, 1999.
- [36] L. Lopes and A. Lienhardt, "A simplified nonlinear power source for simulating PV panels," *IEEE Power Electronics Specialist Conference*, pp. 1729-1734, 2003.
- [37] T. Elshatter, M. Elhagry, E. Abou-Elzahab, and A. Elkousy, "Fuzzy modeling of photovoltaic panel equivalent circuit," *IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, pp. 1656-1659, 2000.
- [38] M. AbdulHadi and G. Virk, "Neuro-fuzzy-based solar cell model," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, no. 3, pp. 619-624, 2004.
- [39] M. Balzani and A. Reatti, "Neural network based model of a PV array for the optimum performance of PV system," *PhD Research in Microelectronics and Electronics*, vol. 2, pp. 123-126, 2005.
- [40] B. Fry, "Simulation of grid-tied building integrated photovoltaic systems," University of Wisconsin-Madison, Master's thesis, 1998.
- [41] M. Villalva, J. Gazoli, and E. Ruppert, "Comprehensive approach to modeling and simulation of

- photovoltaic arrays," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 5, pp. 1198-1208, 2009.
- [42] M. Villalva, J. Gazoli, and E. Ruppert, "Modeling and circuit-based simulation of photovoltaic arrays," *Eletrônica de Potência*, vol. 14, pp. 35-45, 2009.
- [43] Suntech, HiPerforma module PLUTO 240-Wde Polycrystalline solar module datasheet.
- [44] M. C. Cavalcanti, K. C. Oliveira, G. M. S. Azevedo, and F. A. S. Neves, "Comparative study of maximum power point tracking techniques for photovoltaic systems," *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 12, no. 2, pp. 163-171, 2007.
- [45] T. Esram and P.L. Chapman, "Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 2, pp. 439-449, 2007.
- [46] M. Brito, L. Sampaio, G. Luigi, G. Melo, and C. Canesin, "Comparative analysis of MPPT techniques for PV applications," *International Conference on Clean Electrical Power*, pp. 99-104, 2011.
- [47] M. A. G. Brito, L. P. Sampaio, G. A. Melo, and C. A. Canesin, "Contribuição ao estudo dos principais algoritmos de extração da máxima potência dos painéis fotovoltaicos," *Eletrônica de Potência*, vol. 17, no. 3, pp. 592-600, 2012.
- [48] M. Brito, L. Sampaio, G. Luigi, G. Melo, and C. Canesin, "Evaluation of MPPT techniques for photovoltaic applications," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 1039-1044, 2011.
- [49] M. K. Kazimierczuk, *Pulse-width modulated DC-DC power converters*, 1st ed.: John Wiley & Sons, 2008.
- [50] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*, 2nd ed.: Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [51] I. Barbi, *Projetos de fontes chaveadas. Florianópolis*, 1st ed.: UFSC, 2001.
- [52] E. T. da S. Júnior, "Análise e projeto de compensadores para o conversor boost," Universidade Federal de Santa Catarina, Dissertação de mestrado, 1994.
- [53] P. Tenti and A. Costabeber. (2012) GASI - Grupo de Automação e Sistemas Integráveis - UNESP-Sorocaba. [Online]. http://www2.sorocaba.unesp.br/gasi/biblioteca_digital_pub.php acesso em 21/11/2012.
- [54] UltraLife Corporation. Lithium-ion vs. Lead Acid. [Online]. <http://ultralifecorporation.com/downloads/> acesso em 21/11/2012.
- [55] M. Durr, A. Cruden, S. Gair, and J. R. McDonald, "Dynamic model of a lead acid battery for use in a domestic fuel cell system," *Journal of Power Source*, vol. 161, no. 2, pp. 1400-1411, 2006.
- [56] O. Tremblay, L. Dessaint, and A. Dekkiche, "A generic battery model for the dynamic simulation of hybrid electric vehicles," *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 284-289, 2007.
- [57] MatLab. (2012) MathWorks. [Online]. <http://www.mathworks.com/help/physmod/powersys/ref/battery.html> acesso em 21/11/2012.
- [58] R. Carnieletto, D. I. Brandão, S. Suryanarayanan, M. G. Somiões, and F. A. Farret, "Smart grid initiative: a multifunctional single-phase voltage source inverter," *IEEE Transaction on Industry Applications Magazine*, vol. 17, no. 5, pp. 27-35, 2011.
- [59] J. A. Pomilio, "Fontes chaveadas," Universidade Estadual de Campinas, Apostila de aula, 2011.
- [60] R. P. T. Bascopé, "Modelagem e controle de conversores estáticos," Universidade Federal do Ceará, Apostila de aula, 2011.
- [61] C. Rech, "Eletrônica de potência II," Universidade Federal de Santa Maria, Apostila de aula, 2010.
- [62] R. H. Roseback, "conversor CC-CC bidirecional buck-boost atuando como controlador de carga de baterias em um sistema fotovoltaico," Universidade Federal de Juíz de Fora, Dissertação de mestrado, 2004.
- [63] P. Mattavelli and S. Buso, *Digital control in power electronics*, 1st ed.: Morgan & Claypoo, 2006.
- [64] F. L. M. Antunes, "Eletrônica de potência," Universidade Federal do Ceará, Apostila de aula, 2012.

- [65] D. I. Brandão, "Projeto e estratégias seletivas de compensação para filtros ativos paralelos com base na teoria de potência conservativa," Universidade Estadual Paulista, Trabalho de graduação de curso, 2011.
- [66] M. Lissere, R. Teodoresco, and F. Blaabjerg, "Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverter for large set of grid impedance values," *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 21, no. 1, pp. 263-272, 2006.
- [67] L. Michels, R. F. De Camargo, F. Botterón, and H. Pinheiro, "Metodologia de projeto de filtros de segunda ordem para inversores de tensão com modulação PWM digital," *Controle & Automação*, vol. 16, no. 2, pp. 221-242, 2005.
- [68] M. Liserre, F. Blaabjerg, and A. Dell'Aquila, "Step-by-step design procedure for a grid-connected three-phase PWM voltage source converter," *International Journal of Electronics*, vol. 91, no. 8, pp. 445-460, 2004.
- [69] A. Reznik, M.G. Simoes, A. Al-Durra, and S.M. Mueeen, "LCL filter design and performance analysis for small wind turbine systems," in *IEEE Power Electronics and Machines in Wind Applications (PEMWA)*, 2012, pp. 1-7.
- [70] M.P. Fenili, "Estudo e implementação de um filtro ativo paralelo monofásico de 8kVA," Universidade Federal de Santa Catarina, Dissertação de mestrado, 2007.
- [71] D. Borgonovo, "Análise modelagem e controle de retificadores PWM trifásicos," Universidades Federal de Santa Catarina, Dissertação de mestrado, 2005.
- [72] Sung-Hun Ko, S. R. Lee, H. Dehbonei, and C. Nayar, "Application of voltage- and current-controlled voltage source inverters for distributed generation systems," *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 21, no. 3, pp. 782-792, 2006.
- [73] H. D. Venable, "The K factor: a new mathematical tool for stability analysis and sythesis," in *Powercon 10*, 1983.
- [74] K. Ogata, *Engenharia de controle moderno*, 4th ed.: Prentice-Hall, 2003.
- [75] B. A. Francis and W. M. Wonham, "The internal model principle for linear multivariable regulators," *Applied Mathematics & Optimization*, vol. 2, no. 2, pp. 170-194, 1975.
- [76] M. Tomizuka, "Zero phase error tracking algorithm for digital control," *Journal of Syynamic Systems, Measurement and Control*, vol. 109, pp. 65-68, 1987.
- [77] M. Tomizuka, T.-C Tsao, and K.-K Chew, "Analysis and synthesis of discrete-time repetitive controllers," *Journal of Syynamic Systems, Measurement and Control*, vol. 111, pp. 353-358, 1989.
- [78] K. Chew and M. Tomizuka, "Steady-state and stochastic performance of a modified discrete-time prototype repetitive controller," *Journal of Dynamic System, Measurement and Control*, vol. 112, pp. 35-41, 1990.
- [79] C. Cosner, G. Anwar, and M. Tomizuka, "Plug-in repetitive control for industrial robotic manipulators," *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pp. 1970-1975, 1990.
- [80] P. Mattavelli, "Synchronous frame harmonic control for high-performance AC power supplies," *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 37, no. 3, pp. 864-872, 2001.
- [81] P. Mattavelli and F. P. Marafão, "Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 5, pp. 1018-1024, 2004.
- [82] J. A. Pomílio and S. M. Deckmann, "Characterization and compensation of harmonics and reactive power of residential and commercial loads," *IEEE Transaction on Power Delivery*, vol. 22, no. 2, pp. 1049-1055, 2007.
- [83] C. E. Soares, M. Mezaroba, L. Michels, and C. Rech, "Técnica anti-windup para controladores P+ressonantes aplicados a inversores de tensão monofásicos com filtro LC na saída," *XVIII Congresso Brasileiro de Automática*, pp. 748-754, 2010.
- [84] F. H. Gerent, "Metodologia de projeto de inversores monofásicos de tensão para cargas não-lineares," Universidade Federal de Santa Catarina, Dissertação de mestrado, 2005.
- [85] IEEE Std 929-2000, IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems,

- 2000.
- [86] S. P. Pimentel, "Sistema monofásico de geração distribuída baseado em inversor multinível," Universidade Estadual de Campinas, Tese de Doutorado 2011.
 - [87] F. P. Marafão, S. M. Deckmann, J. A. Pomílio, and R. Q. Machado, "Metodologia de projeto e análise de algoritmos de sincronismo PLL," *Eletrônica de Potência*, vol. 10, no. 1, pp. 7-14, 2005.
 - [88] J. Armas and S. Suryanarayanan, "A heuristic technique for scheduling a customer-driven residential distributed energy resource installation," in *IEEE Intelligent System Application to Power Systems*, 2009, pp. 1-7.
 - [89] Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), Resolução homologatória nº 1362, 2012.
 - [90] H. K. M. Paredes, D. I. Brandão, E. V. Liberado, and F. P. Marafão, "Compensação ativa paralela baseada na Teoria de Potência Conservativa," *Eletrônica de Potência*, vol. 17, pp. 409-418, 2012.
 - [91] H. K. M. Paredes, D. I. Brandão, T. M. Terrazas, and F. P. Marafão, "Shunt active compensation based on the Conservative Power Theory current's decomposition," *2011 Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 788-794, 2011.
 - [92] H. K. M. Paredes, L. C. P. da Silva, D. I. Brandão, and F. P. Marafão, "Possible shunt compensation strategies based on conservative power theory," *PrzeeglądElektrotechniczny (Electrical Review)*, vol. 87, no. 1, pp. 34-39, 2011.
 - [93] F. P. Marafão, S. M. Deckmann, J. A. Pomílio, and R. Q. Machado, "Selective disturbance compensation and comparison of active filtering strategies," in *IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power*, 2002.
 - [94] D. I. Brandão, "Estudo de uma proposta Teoria de Potência para circuitos não-lineares através de instrumentação virtual," Universidade Estadual Paulista - UNESP-Sorocaba, Relatório de Iniciação Científica 2007.
 - [95] J. Lagorse, M. Simões, and A. Miraoui, "A multiagent fuzzy-logic-based energy management of hybrid systems," *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 45, no. 6, pp. 2123-2129, 2009.
 - [96] P. Tenti, A. Costabeber, P. Mattavelli, and D. Trombetti, "Distribution loss minimization by token ring control of power electronic interfaces in residential microgrids," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 10, pp. 3817-3826, 2012.
 - [97] T. Paolo, A. Costabeber, D. Trombetti, and P. Mattavelli, "Plug & play operation of distributed energy resources in micro-grids," in *International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, 2010, pp. 1-6.
 - [98] A. Costabeber, P. Tenti, and P. Mattavelli, "Surround control of distributed energy resources in micro-grids," in *IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET)*, 2010, pp. 1-6.
 - [99] A. Costabeber, P. Tenti, T. Erseghe, S. Tomasin, and P. Mattavelli, "Distributed control of smart microgrids by dynamic grid mapping," in *IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 2011, pp. 1323-1328.
 - [100] J. A. Pomílio, C. A. Canesin, and F. L. M. Antunes, "Power electronics courses for the new paradigms of the electrical system," in *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, 2011, pp. 1-6.