

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE
Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG

Desenvolvimento de um Simulador de Módulos Fotovoltaicos para Testes de Conversores Estáticos

Allan Fagner Cupertino

Dissertação submetida a banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador : Victor Flores Mendes
Coorientador : Selênio Rocha Silva

Belo Horizonte, 07 de Agosto de 2015.

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO Nº 880

**DESENVOLVIMENTO DE UM SIMULADOR DE MÓDULOS FOTOVOLTAICOS
PARA TESTES DE CONVERSORES ESTÁTICOS**

Allan Fagner Cupertino

DATA DA DEFESA: 07/08/2015

Universidade Federal de Minas Gerais

Escola de Engenharia

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**DESENVOLVIMENTO DE UM SIMULADOR DE MÓDULOS
FOTOVOLTAICOS PARA TESTES DE CONVERSORES
ESTÁTICOS**

Allan Fagner Cupertino

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Victor Flores Mendes

Belo Horizonte - MG

Agosto de 2015

**"Desenvolvimento de um Simulador de Módulos Fotovoltaicos
para Testes de Conversores Estáticos"**

Allan Fagner Cupertino

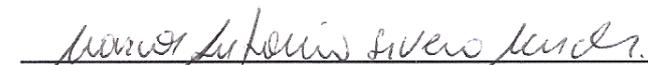
Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 07 de agosto de 2015.

Por:



**Prof. Dr. Victor Flores Mendes
DEE (UFMG)**



**Prof. Dr. Marcos Antônio Severo Mendes
DELT (UFMG)**



**Prof. Dr. Wallace do Couto Boaventura
DEE (UFMG)**



**Prof. Dr. Marcelo Martins Stopa
Departamento Engenharia Elétrica (CEFET/MG)**

*À minha família e
aos meus amigos.*

“O cientista não é o homem que fornece as verdadeiras respostas; é quem faz as verdadeiras perguntas.”

Claude Lévi-Strauss

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus por sempre iluminar meu caminho e ter colocado pessoas maravilhosas à minha volta, além de ter me concedido força e entusiasmo para que eu conseguisse chegar até o final deste trabalho. Agradeço aos meus pais, Waldery e Erciléia e ao meu irmão Marcel pelo amor, carinho e confiança que sempre depositaram em mim.

Agradeço ao professor Victor Flores Mendes, meu orientador, por todo o conhecimento transmitido, paciência e principalmente auxílio para a finalização deste trabalho. Victor, este trabalho é resultado do nosso esforço... Obrigado por tudo!

Agradeço ao professor Selênio, mentor deste trabalho, pela oportunidade de trabalhar no meio acadêmico, por todo o conhecimento que me passou no tempo que convivemos e pela confiança depositada em mim.

Agradeço a UFMG e ao LCCE/CPH por fornecer a estrutura e equipamentos necessários para a execução deste trabalho.

Agradeço aos companheiros de laboratório, sempre dispostos a ajudar (e resenhar) dentre os quais cito: Heverton, Silas, Guila, Chico, Renato, Koba, Guilherme (vulgo Coxinha), Fred, Clodualdo, Kelly e Daniel. Gostaria de deixar meus agradecimentos especiais ao mestre Guilherme (vulgo Guila), sempre disposto a ajudar na parte prática (principalmente nos finais de semana) e ao Chico pela ajuda na confecção das figuras.

Gostaria de agradecer ao Pedro Bispo por todo apoio no CEFET. Você tem grande participação na realização do sonho de me tornar professor.

Deixo um agradecimento especial ao Silas, Lucas, Luis Otávio e Isadora que dedicaram uma parcela do seu tempo para efetuar a leitura desta disser-

tação e reduzir exponencialmente a densidade de erros de português.

Não poderia esquecer de mencionar os colegas de república, dentre os quais cito: Renato Zanetti, Rafael, Douglas, Vitor Calça, Joãozim, Guilherme, Edmar, João P*, Badaia, Thiago, Gustavinho, Heverton... Sem vocês morar em BH não seria tão divertido. Obrigado por mostrar que a vida não é só Matlab.

São tantos aqueles a qual tenho que agradecer que me expus ao risco de esquecer de alguém. Desta forma, aqui deixo meus sinceros agradecimentos a todos que contribuíram direta ou indiretamente para a execução deste trabalho. Teria sido muito mais difícil sem vocês. Muito Obrigado!

Sumário

Resumo	xv
Abstract	xvii
Lista de Tabelas	xx
Lista de Figuras	xxv
Lista de Símbolos	xxix
Lista de Abreviações	xxxii
1 Introdução	1
1.1 Introdução	1
1.2 Definição do problema	3
1.3 Certificação de inversores para sistemas fotovoltaicos	4
1.4 Objetivos	7
1.5 Organização textual	8
2 Simulador de Módulos Fotovoltaicos	9
2.1 Modelagem de um painel solar fotovoltaico	9
2.1.1 <i>A célula fotovoltaica</i>	10

2.1.2	<i>Circuito elétrico equivalente</i>	11
2.1.3	<i>Obtenção do modelo de um módulo real</i>	16
2.1.4	<i>Efeito dos sombreamentos não uniformes</i>	17
2.2	O inversor para sistemas fotovoltaicos	20
2.3	Topologias de simuladores de módulos fotovoltaicos	22
2.3.1	<i>Estado da arte</i>	22
2.3.2	<i>Limitações da abordagem convencional e topologia proposta</i>	25
2.4	Sistema implementado	28
2.4.1	<i>Módulos de potência e controle</i>	29
2.4.2	<i>Circuito de pré-carga</i>	31
2.4.3	<i>Filtro Indutivo</i>	32
2.5	Considerações finais	34
3	Modelagem e Simulação	37
3.1	Modelagem do estágio retificador	37
3.1.1	<i>Circuito de sincronismo</i>	37
3.2	Modulação PWM	43
3.3	Modelo dinâmico e projeto dos controladores do CLR	46
3.4	Modelo dinâmico e projeto dos controladores do CLI	49
3.5	Metodologia	55
3.6	Resultados de simulação	55
3.6.1	<i>Start-up do sistema e controle da tensão de circuito aberto</i>	56
3.6.2	<i>Simulador operando com carga resistiva</i>	59
3.6.3	<i>Comportamento do simulador com um conversor fotovoltaico</i>	64
3.7	Considerações finais	66
4	Resultados Experimentais	69

4.1	Operação do CLR	69
4.2	Operação do simulador com carga resistiva	72
4.3	Teste do conversor fotovoltaico	78
4.4	Considerações finais	83
5	Conclusões e propostas de continuidade	85
5.1	Testes com carga resistiva	86
5.2	Testes com inversor comercial	86
5.3	Propostas de continuidade	87
5.4	Artigos publicados	87
	Referências Bibliográficas	91
	A Transformações de Clark e Park	97
	B Dados do Protótipo	99

Resumo

No contexto atual da geração distribuída, a energia fotovoltaica tem ganhado destaque. Os conversores eletrônicos desempenham um papel fundamental nos sistemas fotovoltaicos conectados à rede. Para que possam ser comercializados, os conversores estáticos devem ser testados e certificados de acordo com as normas vigentes. No Brasil, é necessário que estes conversores recebam o selo de qualidade do INMETRO. Contudo, existem poucos laboratórios com autorização para realizar o processo de certificação. Este trabalho apresenta a modelagem e controle de um simulador de painéis para testes de conversores eletrônicos utilizados em sistemas fotovoltaicos. É considerada uma estrutura com 2 estágios que permite uma maior flexibilidade em relação aos arranjos a serem emulados, além de índices de qualidade de energia adequados. Um protótipo capaz de testar inversores com potência nominal de até 10 kW foi construído a fim de validar a metodologia proposta. Inicialmente utilizaram-se cargas resistivas conectadas à saída do simulador para testar a sua capacidade de emulação. Foi analisada a capacidade do simulador de operar sobre os pontos da curva característica de um arranjo durante variações de carga e na irradiância. Em seguida, são apresentados resultados preliminares do teste de um inversor comercial de 3,1 kW. A estrutura proposta é capaz de emular o comportamento de um arranjo fotovoltaico durante variações de irradiância, temperatura e sombreamentos parciais.

Abstract

Photovoltaics (PV) has gained prominence in the current context of distributed generation systems. The fundamental element of PV grid-connected system is the power converter. Power converters must be tested and certified according to the present standards, before being commercialized. This work presents the modeling and control structure of a PV array simulator of 10 kW for testing power converters. It is considered a structure with two stages that allows greater flexibility and good levels of power quality. A test bench of 10 kW was build in order to validate the proposed methodology. Preliminary results from tests of a 3.1 kW commercial photovoltaic inverter are presented. Furthermore, tests considering resistive loads are shown. The obtained results show that the simulator is able to emulate the behavior of a PV array during variations of solar irradiance, temperature and partial shadowing.

Lista de Tabelas

1.1	Requisitos mínimos do simulador de módulos fotovoltaicos exigido pela portaria 357 do INMETRO.	6
2.1	Parâmetros fornecidos nas folhas de dados dos fabricantes. . .	15
2.2	Parâmetros fornecidos na folha de dados do painel modelo SM48KSM.	17
2.3	Parâmetros ajustados a partir do algoritmo proposto por Villalva, Gazoli e Filho (2009).	17
2.4	Principais parâmetros do módulo de potência utilizado (SEMIKRON, 2006).	30
2.5	Partes constituintes do módulo de controle.	31
4.1	Valores de resistência utilizados nos resultados experimentais. Valores igual a zero indicam que a chave está aberta e valores iguais a 1 indicam que a chave está fechada.	74
B.1	Dados do conversor eletrônico.	99
B.2	Dados do filtro indutivo do CLR.	99
B.3	Dados do filtro indutivo do CLI.	100
B.4	Ganhos para o controle do CLR.	100
B.5	Ganhos para o controle do CLI.	100

B.6	Dados técnicos do inversor comercial utilizado nos testes. . . .	101
B.7	Parâmetros do painel modelo SM48KSM ($G_n = 1000W/m^2$; $T_n = 25^\circ C$).	101
B.8	Parâmetros do conversor <i>boost</i> MPPT simulado.	102

Lista de Figuras

1.1	Crescimento da potência total instalada no mundo em sistemas fotovoltaicos e previsão para 2015.	2
2.1	Circuito elétrico equivalente de um módulo fotovoltaico (a) e seu comportamento elétrico (b).	12
2.2	Curvas características obtidas com o modelo proposto: (a) Curva I x V; (b) Curva P x V.	18
2.3	Curvas características do painel modelado para diferentes níveis de irradiância e temperatura: (a) Curva I x V para $T = 25^{\circ}\text{C}$ e vários valores de irradiância; (b) Curva P x V para $T = 25^{\circ}\text{C}$ e vários valores de irradiância; (c) Curva I x V para $G = 1000\text{W}/\text{m}^2$ e vários valores de temperatura do módulo; (d) Curva P x V para $G = 1000\text{W}/\text{m}^2$ e vários valores de temperatura do módulo;	19
2.4	Efeito dos sombreamentos nas curvas características do arranjo: (a) Exemplo de arranjo sombreado; (b) Comparação das curvas I x V.	20
2.5	Topologias básicas de conversores estáticos para sistemas fotovoltaicos conectados à rede: (a) Topologia 1; (b) Topologia 2.	21
2.6	Topologia de simulador de módulos fotovoltaicos apresentada em diversos trabalhos da literatura.	26

2.7	Estrutura do simulador de painéis proposto neste trabalho.	28
2.8	Visão geral do protótipo: (a) Painel frontal (Programação e sistema supervisorio); (b) Circuitos de controle, potência e inversor sob teste.	28
2.9	Partes constituintes do protótipo: 1) Placas de condicionamento e controle; 2) Microcomputador (programação e aquisição de dados); 3) Módulo de potência; 4) Filtro LC do conversor cc/cc; 5) Circuito de comando; 6) Resistores de pré-carga.	29
2.10	Modelo tridimensional do módulo de potência utilizado (SEMIKRON, 2006).	30
2.11	Sistema de condicionamento e controle do simulador de painéis.	31
2.12	Circuito de pré-carga do simulador de painéis.	32
2.13	Resultado experimental da pré-carga do conversor: Tensão no barramento cc e corrente na fase A.	33
2.14	Indutores do retificador PWM.	34
3.1	Estrutura completa do SRF-PLL.	39
3.2	Diagrama de blocos do modelo linearizado do SRF-PLL.	39
3.3	Estrutura completa do DDSRF-PLL.	41
3.4	Dinâmica da SRF-PLL e da DDSRF-PLL perante distúrbios na rede: (a) Afundamento bifásico para 20 %; (b) Inserção de harmônicos de tensão.	42
3.5	Estrutura geral dos moduladores PWM: (a) Modulador PWM senoidal - SPWM; (b) Modulador PWM com inserção de sequência zero - ZSSPWM.	43
3.6	Estrutura do retificador PWM e pontos notáveis utilizados para a análise do modulador.	45

3.7	Características do modulador SVPWM: (a) Estrutura do retificador; (b) Formas de onda típicas do modulador; (c) Tensões obtidas na saída de um inversor e seus respectivos valores médios durante um período de chaveamento: (i) Tensão de linha V_{ab} , (ii) Tensão de fase V_{ao} e (iii) Tensão de sequência zero V_{no} .	45
3.8	Estrutura de controle do retificador PWM.	47
3.9	Estrutura de controle do conversor simulador.	50
3.10	Modelo do estágio cc/cc do simulador de painéis.	51
3.11	Diagramas de Bode das funções de transferência completa e simplificada da malha de corrente do estágio cc/cc.	53
3.12	Resposta ao degrau em malha fechada da função de transferência completa e simplificada da malha de corrente do estágio cc/cc.	54
3.13	Processo de <i>start-up</i> do simulador de painéis proposto: (a) Comportamento do barramento cc do retificador; (b) Comportamento da tensão de saída do simulador.	57
3.14	Comparação da estrutura convencional com a proposta: (a) Estabilização da tensão de circuito aberto; (b) Importância da topologia bidirecional em corrente. A tensão de referência está representada pela linha preta tracejada	58
3.15	Variação da resistência elétrica da carga.	59
3.16	Dinâmica do CLI durante variações na resistência da carga: (a) Tensão de saída do simulador; (b) Corrente no indutor, de referência e corrente na saída do simulador.	60
3.17	Dinâmica do CLR durante variações na resistência da carga: (a) Tensão do barramento cc; (b) Potência ativa drenada da rede elétrica; (c) Potência reativa drenada da rede elétrica.	61
3.18	Perfil de irradiância e carga simulado.	62

3.19	Comportamento do CLR durante variação de carga e irradiância: (a) Tensão no barramento cc; (b) Potência ativa drenada da rede elétrica; (c) Potência reativa drenada da rede elétrica.	63
3.20	Comportamento dinâmico do CLI durante variação de carga e irradiância: (a) Tensão de saída do simulador; (b) Corrente no indutor, de referência e corrente na saída do simulador. . . .	64
3.21	Trajetoária do simulador de painéis no plano I x V com carga resistiva.	65
3.22	Conversor <i>boost</i> mppt: (a) Modelo considerando simplificação no barramento cc de saída; (b) Estrutura de controle utilizada.	66
3.23	Variáveis elétricas do simulador de painéis durante o teste de um conversor seguidor de máxima potência: (a) Irradiância de referência; (b) Tensão na saída do CLI; (c) Corrente no indutor, de referência e corrente de saída do CLI.	67
3.24	Trajetoárias do simulador de painéis durante o teste de um conversor fotovoltaico: (a) Plano I x V; (b) Plano P x V. . . .	68
4.1	Resultado experimental do <i>Start-up</i> do protótipo: (a) Tensão no barramento cc do CLR; (b) Tensão cc na saída do simulador; (c) Corrente no indutor e na saída do CLI.	70
4.2	Resultado experimental da aplicação de um degrau de 10 ampères de corrente reativa no CLR: (a) Tensão no barramento cc; (b) Correntes trifásicas na rede elétrica; (c) Espectro harmônico e THD da corrente na fase A em regime permanente. . . .	71
4.3	Tensão no ponto de acoplamento comum: (a) Tensão na fase A; (b) Espectro harmônico.	72
4.4	Resultado experimental para uma variação na potência de saída no CLI: (a) Corrente no indutor do simulador; (b) Tensão no barramento cc; (c) Corrente na fase A.	73
4.5	Estrutura implementada para realizar as variações de resistência da carga.	74

4.6	Resultado experimental do simulador com carga resistiva: (a) Tensão no barramento cc; (b) Corrente no indutor e na saída do simulador; (c) Tensão na saída do simulador.	75
4.7	Pontos de operação do simulador em regime permanente: (a) Curva I x V; (b) Curva P x V.	76
4.8	Dinâmica do simulador para uma variação de irradiância solar: (a) Degrau positivo - 500 para 1000 W/m^2 ; (b) Degrau negativo - 1000 para 500 W/m^2	77
4.9	Trajétórias dinâmicas do simulador para uma variação de irradiância solar: (a) Plano V x I; (b) Plano P x V.	78
4.10	Formas de onda do inversor fotovoltaico sob teste em regime permanente: (a) Tensão e corrente na rede elétrica; (b) Tensão no barramento cc; (c) Corrente de saída do simulador.	79
4.11	Variação de irradiância solar durante o teste de um inversor fotovoltaico: (a) Tensão no barramento cc; (b) Corrente no indutor e na saída do simulador; (c) Tensão na saída do simulador.	80
4.12	Trajétórias dinâmicas do simulador para uma variação de irradiância solar durante o teste de um inversor fotovoltaico: (a) Plano I x V; (b) Plano P x V.	81
4.13	Forma de onda e espectro da corrente injetada pelo inversor sob teste: (a) $G = 1000 W/m^2$; (b) $G = 500 W/m^2$; (c) $G = 300 W/m^2$	82
4.14	Variação da taxa de distorção harmônica da corrente injetada pelo inversor sob teste em função da irradiância de referência do simulador.	83
A.1	Representação gráfica das transformações de Clark e Park (ALMEIDA, 2011).	98

Lista de Símbolos

V_{oc}	Tensão de circuito aberto do módulo fotovoltaico;
I_{sc}	Corrente de curto circuito do módulo fotovoltaico;
V_{mp}	Tensão de máxima potência do módulo fotovoltaico;
I_{mp}	Corrente de máxima potência do módulo fotovoltaico;
K_I	Coefficiente de variação da corrente fotoelétrica com a temperatura;
K_v	Coefficiente de variação da tensão de circuito aberto com a temperatura;
V	Tensão nos terminais do arranjo fotovoltaico;
I	Corrente no terminais do arranjo fotovoltaico;
I_{pv}	Corrente no terminais do arranjo fotovoltaico;
G	Irradiância solar sobre os painéis;
T	Temperatura dos módulos;
G_n	Irradiância nas condições padrão de teste ($1000 W/m^2$);
T_n	Temperatura do módulo nas condições padrão de teste ($25^\circ C$);
I_0	Corrente de saturação reversa;
V_t	Tensão térmica;
N_s	Número de células solares em série no módulo;
k	Constante de Boltzmann [$1,380650310^{-23} J/K$];
q	Carga do elétron [$1,6021764610^{-19} C$];
R_s	Resistência série do módulo fotovoltaico;
R_p	Resistência paralela do módulo fotovoltaico;
P_{max_m}	Potência máxima do modelo matemático do painel;
P_{max_e}	Potência máxima fornecida pelo fabricante;

v_g	Tensão de fase aplicada no CLR;
i_g	Corrente de fase do CLR;
V_f	Valor eficaz da tensão de fase aplicada no CLR;
\hat{V}	Valor de pico da tensão de fase aplicada no CLR;
ω_n	Frequência fundamental da rede elétrica;
ρ	Ângulo do fasor espacial de tensão da rede elétrica;
v_d	Tensão de eixo direto da rede elétrica;
v_q	Tensão de eixo de quadratura da rede elétrica;
v_{rd}	Tensão de eixo direto sintetizada pelo CLR;
v_{rq}	Tensão de eixo de quadratura sintetizada pelo CLR;
L_f	Indutância do filtro indutivo do CLR;
R_f	Resistência elétrica do filtro indutivo do CLR;
k_{pPLL}	Ganho proporcional da DDSRF-PLL;
τ_{iPLL}	Constante de tempo de integração da DDSRF-PLL;
ω_m	Frequência de corte do filtro passa-baixas da DDSRF-PLL;
$k_{p,i_d,q}$	Ganho proporcional dos controles de corrente do CLR;
$k_{i,i_d,q}$	Ganho integral dos controles de corrente do CLR;
C_{dc}	Capacitância do barramento cc do CLR;
v_{dc}	Tensão no barramento cc do CLR;
i_r	Corrente retificada do barramento cc do CLR;
i_c	Corrente cc drenada pelo CLI;
$k_{p,v_{dc}}$	Ganho proporcional do controle de tensão do barramento cc do CLR;
$k_{i,v_{dc}}$	Ganho integral do controle de tensão do barramento cc do CLR;
P	Potência ativa do CLR;
Q	Potência reativa do CLR;
$k_{p,Q}$	Ganho proporcional do controle de potência reativa do CLR;
$k_{i,Q}$	Ganho integral do controle de potência reativa do CLR;
L_b	Indutância do filtro do CLI;
R_L	Resistência elétrica do filtro do CLI;
i_L	Corrente no indutor do filtro do CLI;
k_{p,i_L}	Ganho proporcional do controle de corrente do CLI;
k_{i,i_L}	Ganho integral do controle de corrente do CLI;
C_b	Capacitância de saída do CLI;
k_{p,v_s}	Ganho proporcional do controle da tensão cc de saída do CLI;
k_{i,v_s}	Ganho integral do controle da tensão cc de saída do CLI;

i_s	Corrente de saída doo CLI;
i_{inv}	Corrente injetada na rede pelo inversor sob teste;
$f_{s,CLR}$	Frequência de chaveamento do CLR;
$f_{s,CLI}$	Frequência de chaveamento do CLI;
f_{samp}	Frequência de amostragem do controle do CLR e CLI.

Lista de Abreviações

ABINEE	Associação Brasileira da Indústria Elétrica e Eletrônica
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ca	Corrente alternada
cc	corrente contínua
CLI	Conversor do lado do inversor
CLR	Conversor do lado da rede
CPV	Tecnologia fotovoltaica com concentração (<i>Concentrated Photovoltaics</i>)
DDSRF-PLL	PLL de duplo sistema de coordenada síncrono desacoplado (<i>Double Decoupled Synchronous Reference Frame PLL</i>)
EPIA	<i>European Photovoltaics Industry Association</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IGBT	<i>Insulated gate bipolar transistor</i>

LCCE	Laboratório de Conversão e Controle da Energia
OPV	Tecnologia fotovoltaica orgânica (<i>Organic Photovoltaics</i>)
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PWM	Modulação por largura de pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SPWM	Modulação PWM senoidal
SRF-PLL	PLL baseada no referencial síncrono (<i>Synchronous Reference Frame PLL</i>)
SVPWM	Modulação PWM vetorial (<i>Space Vector PWM</i>)
THD	Taxa de distorção harmônica (<i>Total Harmonic Distortion</i>)
ZSSPWM	Modulação com inserção de sequência zero (<i>Zero Sequence Signal PWM</i>)

Introdução

1.1 Introdução

A estrutura tradicional do sistema elétrico brasileiro é caracterizada por grandes usinas conectadas aos centros consumidores através de longas linhas de transmissão. Atualmente, a geração distribuída tem modificado essa concepção. A possibilidade de alocar a geração nas proximidades da carga tem diversas vantagens, dentre as quais podem-se citar ([CHIRADEJA; RAMAKUMAR, 2004](#)):

- Redução das perdas, custos e investimentos em transmissão;
- Aumento da confiabilidade do sistema elétrico como um todo;
- Redução dos custos associados ao fornecimento de energia nos horários de pico.

Aliado a esse fato, a geração distribuída está inserida em um contexto na qual a preocupação com os impactos ambientais dificultam a construção de grandes hidrelétricas e o consumo de combustíveis fósseis em usinas termoeletricas. Como o crescimento econômico implica em um aumento no consumo de energia elétrica, as fontes alternativas de energia têm ganhado destaque nos últimos anos. Isto impulsionou o crescimento de investimentos na área, sobretudo em tecnologia de geração eólica e solar fotovoltaica.

A Figura [1.1](#) apresenta o crescimento da energia solar fotovoltaica nos últimos 14 anos. De acordo com [EPIA \(2013\)](#) a potência instalada ao final

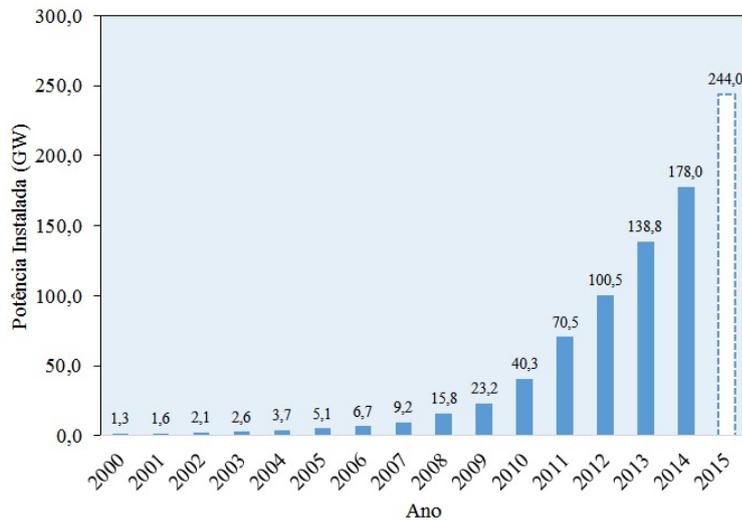


Figura 1.1: Crescimento da potência total instalada no mundo em sistemas fotovoltaicos e previsão para 2015.

de 2014 alcançou 178 GWp. Aproximadamente 26 % deste valor encontra-se instalado na Alemanha.

No Brasil a energia solar fotovoltaica ainda não é muito explorada devido principalmente ao alto custo associado à importação de equipamentos (não existem ainda equipamentos com tecnologia 100 % nacional). Curiosamente, de acordo com [ABINEE \(2012\)](#), os índices máximos de insolação da Alemanha encontram-se em torno de $3,4 \text{ kWh/m}^2$ enquanto no Brasil os valores médios encontram-se entre $4,8$ e 6 kWh/m^2 , demonstrando que o país tem um grande potencial para o uso de tal fonte de energia.

Quanto à topologia, os sistemas fotovoltaicos podem ser isolados ou conectados à rede. Sistemas fotovoltaicos isolados são uma solução encontrada por algumas concessionárias para levar energia elétrica a localidades distantes da rede elétrica, como forma de se adequar ao programa “Luz para Todos”. Apesar disso, o banco de baterias (componente necessário para o funcionamento correto do sistema isolado) corresponde a aproximadamente 15 % do investimento inicial do sistema e pode alcançar 46 % se forem consideradas as substituições do banco ao longo da vida útil do sistema ([PVPS, 2002](#)), ([SOUZA, 2013](#)). Devido a este fato, os sistemas conectados à rede ganharam destaque e representam grande parte da potência instalada em sistemas

fotovoltaicos.

1.2 Definição do problema

O tema “energia solar fotovoltaica” tem recebido um contínuo investimento em pesquisa em diversos aspectos, dentre eles:

- O desenvolvimento de tecnologias para conexão de sistemas fotovoltaicos às redes elétricas, adequadamente projetados para atender às características do sistema elétrico nacional;
- A integração de microgeração fotovoltaica nas redes de distribuição, tendo como foco os impactos negativos que distúrbios oriundos destes sistemas podem produzir na operação das redes, como na possibilidade de benefícios que esta tecnologia pode agregar a estas redes.

O primeiro tema de pesquisa tem como foco central os inversores, sejam estes monofásicos ou trifásicos, que tem o papel de conectar os painéis fotovoltaicos às redes elétricas, atendendo a alguns requisitos, como: máximo fornecimento de energia para uma dada irradiância, alta eficiência, desconexão durante faltas na rede (anti-ilhamento), dentre outros.

O segundo aspecto envolve estudos relacionados às redes elétricas e o impacto da geração distribuída fotovoltaica nestas. Estes estudos estão intrinsecamente ligados ao estudo dos conversores nos pontos que dizem respeito à injeção de potência ativa e reativa, qualidade da energia injetada e harmônicos.

Nesse contexto, observa-se que os conversores estáticos desempenham um papel fundamental nos sistemas de conversão fotovoltaica, tanto quanto os próprios painéis. Sendo assim, a adequação de tais conversores para a conexão com a rede em vários aspectos deve ser garantida. Desta forma, para que possam ser comercializados, os inversores devem ser certificados e receber o selo do INMETRO. A portaria nº 004, de 04 de janeiro de 2011, modificada pela Portaria nº 357, de 01 de agosto de 2014 regulamenta os testes de certificação.

A princípio, o teste de conversores envolve a operação destes conectados à painéis fotovoltaicos sob diversas condições de operação, que correspondem a valores de irradiância incidente e temperatura dos módulos. No entanto, esse procedimento é pouco prático, pois ele depende das condições meteorológicas do local do teste.

Uma solução seria o uso de ambiente laboratorial controlado, onde a irradiância seria reproduzida por lâmpadas que possuam espectro de luz semelhantes ao do sol. Novamente este tipo de teste é pouco prático e além disso possui um custo elevado, sendo reservado apenas quando necessita-se testar o módulo fotovoltaico em si.

Assim, para o teste do conversor apenas, é interessante utilizar um equipamento que emule as características de um arranjo de painéis fotovoltaicos, de modo que as diferentes condições sejam apenas um comando escolhido pelo operador. Este procedimento de teste se torna muito mais barato e flexível. Sendo assim, o desenvolvimento de um simulador de módulos fotovoltaicos para teste de conversores é o foco principal dessa dissertação.

1.3 Certificação de inversores para sistemas fotovoltaicos

Dois documentos se destacam internacionalmente como referências para certificação de inversores fotovoltaicos. O primeiro é a norma IEC 61683, a qual já introduz o conceito de *PV Array Simulator*, definindo-o como “simulador que possui característica I x V equivalente a um arranjo fotovoltaico”. Nesse documento é possível encontrar diretrizes para a realização de testes de eficiência de inversores, assim como definições dos instrumentos de medições, suas faixas de incerteza e precisão necessárias (IEC, 1999).

O segundo documento foi elaborado pelos laboratórios Sandia, nos Estados Unidos, e tenta estabelecer um procedimento de testes para avaliação da performance de inversores fotovoltaicos (BOWER; WHITAKER, 2004). Os Laboratórios Sandia se destacam pela grande produção científica e bibliográfica na área de geração fotovoltaica, tal como um modelo matemático de eficiência de inversores (KING et al., 2007).

De acordo com este documento, as características mínimas a serem atendidas pelo simulador de módulos fotovoltaicos são:

- *Ripple* máximo de tensão de 1.0% dentro dos limites de operação esperada;
- Saída nominal de pelo menos 200% da entrada nominal do inversor nos limites de tensão de entrada do mesmo;
- Tensão de saída ajustável W nos limites da entrada do inversor.

Quanto à normatização brasileira, o Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia (INMETRO) em 01 de agosto de 2014 lançou a portaria nº 357 adequando os mecanismos de avaliação de equipamentos para energia fotovoltaica. A principal modificação em relação a portaria nº 004/2011 foi a diferenciação das metodologias de teste para inversores para aplicação isoladas e conectadas à rede. Este documento relata a necessidade de um simulador de módulos fotovoltaicos para a execução dos testes. Os requisitos mínimos do simulador mencionados nesta portaria são apresentadas na Tabela 1.1.

Na portaria do INMETRO nº 004 de 04 de janeiro de 2011 são descritos os procedimentos de certificação de equipamentos de geração fotovoltaica. O anexo dessa portaria trata dos ensaios de inversores, definindo pontos de operação do inversor em relação aos seus valores nominais. A portaria sugere a utilização de cargas resistivas puras conectadas à saída do inversor que sejam equivalentes a 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90 e 100 % da potência nominal. Apesar deste procedimento não ser válido para inversores conectados à rede, os carregamentos sugeridas pela portaria nº 004/2011 foram levadas em consideração como uma referência para os testes a serem realizados com o auxílio do simulador de módulos fotovoltaicos (FINELLI, 2014).

Desta forma, os inversores fotovoltaicos devem atender diversas condições especificadas pelas normas ABNT NBR PN 03:082.01-001, ABNT NBR PN 03:082.01-003 e ABNT NBR IEC 62116. Após passar por todos os testes necessários o equipamento recebe a certificação do INMETRO válido por um ano. Atualmente, poucos laboratórios brasileiros tem autorização para fazer a calibração e/ou certificação de algum equipamento utilizado em sistemas

Tabela 1.1: Requisitos mínimos do simulador de módulos fotovoltaicos exigido pela portaria 357 do INMETRO.

Itens	Especificação
Potência de saída	Suficiente para fornecer a máxima potência de saída do inversor e outros níveis especificados pelas condições de ensaio.
Velocidade de resposta	O tempo de resposta do simulador a um degrau na tensão de saída, devido a uma variação de 5% de potência, deve resultar na acomodação da corrente de saída dentro de 10% do seu valor final em menos de 1 ms.
Estabilidade	Excluindo as variações causadas pelo inversor, a potência de saída do simulador deve permanecer estável dentro de 1% do nível de potência especificado durante o ensaio.
Fator de forma	0,25 a 0,8

fotovoltaicos (painéis, controladores de carga, baterias e inversores). Até o momento, podem-se citar (INMETRO):

- Centro de Pesquisas de Energia Elétrica - CEPTEL;
- Centro de Pesquisa e Desenvolvimento - CPqD/ASE - Área de Sistemas de Energia;
- Instituto de Eletrotécnica e Energia da Universidade de São Paulo - IEE/USP;
- Laboratório de Energia Solar/Universidade Federal do Rio Grande do Sul - UFRGS;
- Pontifícia Universidade Católica de Minas Gerais - GREEN / PUC-MG;
- Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro - PUC-RJ;

- Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul - LABELO / PUC-RS.

1.4 Objetivos

Este projeto tem como objetivo principal o projeto e a construção de um simulador de módulos fotovoltaicos para uma bancada de testes de inversores fotovoltaicos. Esse simulador terá capacidade para testar inversores monofásicos e trifásicos com potência de até 10 kW, faixa de potência que abrange a maioria dos inversores comercializados para aplicações residenciais.

Como pré-requisitos do projeto considera-se que o simulador deverá atender a alguns critérios, como: baixo custo relativo, alta eficiência durante a operação, baixa distorção harmônica em sua entrada, rápida resposta, além de propiciar os ensaios previstos nas normas técnicas brasileiras para os inversores fotovoltaicos.

Busca-se com o presente trabalho contribuir no esforço nacional de inserção de tecnologia em sistemas fotovoltaicos no mercado. A proposta atende necessidades da indústria e do setor elétrico nacional, além de estar em sintonia com o estado da arte no Brasil e no mundo.

Apesar da proposição do uso de simuladores de arranjos fotovoltaicos ser abordada por vários trabalhos na literatura, existem algumas lacunas ou deficiências que são abordadas no presente trabalho, como:

- A topologia do simulador e a estratégia de controle, incluindo a questão de inicialização (*Start-up*) e a estabilização da tensão de saída quando o simulador encontra-se a vazio;
- implementação experimental, já que muitos trabalhos apresentam apenas resultados simulados;
- uso de uma faixa maior de potência (10 kW) do que geralmente se utiliza;
- simulação de arranjos flexíveis, considerando diferentes condições, de forma simplificada para o operador da bancada;

- desenvolvimento de tecnologia nacional, já que a quase totalidade dos trabalhos pesquisados foram realizados em instituições no exterior.

1.5 Organização textual

Esta dissertação está dividida em 5 capítulos que descrevem as etapas de desenvolvimento do protótipo de simulador de painéis. Neste primeiro capítulo foi apresentada a contextualização, as justificativas que motivam o presente trabalho e seus objetivos.

No segundo capítulo é realizada uma abordagem mais aprofundada em relação aos simuladores de painéis. Inicialmente é apresentada uma revisão sobre a modelagem de módulos fotovoltaicos. Em seguida é realizada uma revisão bibliográfica a respeito dos simuladores de módulos fotovoltaicos e a topologia proposta neste trabalho é apresentada. O protótipo construído é apresentado e seus componentes são detalhados.

O capítulo 3 apresenta a modelagem dinâmica e as estruturas de controle propostas para o sistema estudado. São apresentadas a estrutura de sincronismo, técnica de modulação e a metodologia de projeto dos controladores. Por fim, são apresentados os resultados de simulação computacional que têm a finalidade de testar a metodologia proposta.

O capítulo 4 apresenta os resultados experimentais obtidos. Tais resultados validam os resultados obtidos em simulação computacional e mostram a operação do protótipo. Este capítulo finaliza com resultados preliminares do teste de um inversor fotovoltaico comercial de 3,1 kW.

Finalmente no capítulo 5 são feitas as conclusões e as propostas de continuidade desse trabalho.

Simulador de Módulos Fotovoltaicos

Como mencionado no capítulo [1](#), para o teste de um conversor estático para sistemas fotovoltaicos é interessante utilizar um equipamento que emule as características de um arranjo de painéis fotovoltaicos, com a finalidade de representar diferentes condições de operação com elevada flexibilidade e que atenda aos ensaios previstos nas normas brasileiras. Este capítulo pretende apresentar uma revisão das principais topologias de simuladores de arranjos fotovoltaicos apresentadas na literatura. São destacados os pontos positivos e limitações de cada proposta.

Em seguida, a topologia de simulador de módulos fotovoltaicos proposta neste trabalho é apresentada. O capítulo finaliza com os detalhes do protótipo construído.

2.1 Modelagem de um painel solar fotovoltaico

Como o simulador de painéis deve ter a capacidade de emular o comportamento de um painel solar fotovoltaico, esta seção contempla uma breve discussão sobre a tecnologia dos painéis bem como sua modelagem matemática.

2.1.1 *A célula fotovoltaica*

A energia solar fotovoltaica é obtida através da transformação direta da luz em eletricidade. A célula fotovoltaica é o dispositivo fundamental da conversão. Tipicamente, as células fotovoltaicas geram potências na faixa de 1 a 2 W. Desta forma, várias células são conectadas em série e em paralelo nos painéis fotovoltaicos, a fim de se obter valores de tensão e corrente mais elevados (CRESESB, 2014).

O funcionamento de uma célula fotovoltaica é baseado no efeito fotovoltaico, descoberto por Edmond Becquerel em 1839 e explicado em 1905 por Albert Einstein (MOLLER, 1993). A primeira célula fotovoltaica foi desenvolvida por Fritts, baseada no selênio e sua eficiência de conversão obtida alcançou um valor em torno de 1 % (FAHRENBRUCH; BUBE, 1983). Contudo, a energia solar fotovoltaica começou a ganhar mais destaque após o trabalho publicado por Chapin e Reynold em 1954 que resultou em células de silício monocristalino com eficiência de 6 % (MOLLER, 1993). A partir daí, diversas pesquisas foram realizadas com a finalidade de obter células com eficiências mais elevadas.

As células fotovoltaicas podem ser divididas em 3 gerações de acordo com os materiais utilizados (CRESESB, 2014). A primeira geração inclui as células fotovoltaicas de silício monocristalino (m-Si) e silício policristalino (p-Si). Essas células representam mais de 85 % do mercado atual de sistemas fotovoltaicos. Em laboratório, as eficiências para módulos dessa geração permanecem em torno de 25 % para células de silício monocristalino e 20 % para células de silício policristalino. Para módulos comerciais, esses valores encontram-se na faixa de 14 a 21 % para módulos de silício monocristalino e 13 a 16,5 % para módulos de silício policristalino.

A segunda geração inclui as células fotovoltaicas baseadas na tecnologia de filmes finos. Estas células representam cerca de 10 % dos módulos solares existentes. Eles são divididos em: i) Silício amorfo (a-Si); ii) Telureto de Cádmio (CdTe); iii) Disseleneto de cobre e índio (CIS) ou Disseleneto de cobre, índio e gálio (CIGS). Estas tecnologias apresentam menor eficiência. Contudo, seus custos de produção são inferiores aos módulos de p-Si e m-Si. O maior empecilho ao desenvolvimento desta tecnologia reside nos materiais utilizados (o cádmio por exemplo é um metal tóxico) (CRESESB, 2014),

(VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009).

A terceira geração inclui as células fotovoltaicas em fase de pesquisa e desenvolvimento como células fotovoltaicas multijunção e células fotovoltaicas para concentração (CPV, do inglês, *Concentrated Photovoltaics*), células sensibilizadas por corantes (DSSC, do inglês, *Dye-Sensitized Solar Cell*) e células orgânicas ou poliméricas (OPV, do inglês, *Organic Photovoltaics*). A título de curiosidade, as células multijunção e CPV mostraram ser superiores em termos de eficiência (que podem chegar na casa dos 40 %), embora o custo de produção ainda seja um empecilho para a consolidação desta tecnologia (CRESESB, 2014).

Quanto ao princípio de funcionamento, os materiais semicondutores possuem uma banda de valência totalmente preenchida por elétrons e uma banda de condução totalmente vazia a temperaturas muito baixas. Entre essas duas bandas existe uma banda, na qual os elétrons não podem ocupar, chamada de banda proibida. Para que o elétron passe da banda de valência para a de condução, uma quantidade mínima de energia é necessária, sendo uma constante característica para cada material (FAHRENBRUCH; BUBE, 1983). Quando um fóton incidente sobre a junção apresenta energia necessária para fazer o elétron passar da banda de valência para a banda de condução, será gerada uma corrente elétrica.

O estudo detalhado dos fenômenos físicos de conversão fogem do escopo deste trabalho. Para o estudo do comportamento de conversores estáticos é suficiente conhecer as características elétricas do painel em função das variações de irradiância e temperatura. A subseção seguinte é dedicada a este estudo.

2.1.2 *Circuito elétrico equivalente*

O comportamento elétrico de um painel fotovoltaico real pode ser representado pelo circuito da Figura 2.1 (a). O circuito mais básico modela o painel solar por uma fonte de corrente em paralelo com um diodo (RAUSCHENBACH, 1980). Geralmente são acrescentadas duas resistências: R_s , que representa a resistência elétrica entre os contatos elétricos da célula e R_p , que modela a corrente de fuga do diodo (PRIYANKA; LAL; SINGH,

2007), (LASNIER; ANG, 1990). Este circuito resulta no comportamento elétrico apresentado na Figura 2.1 (b). Podem ser observados os seguintes pontos notáveis:

- O ponto de circuito aberto do módulo ($V_{oc}, 0$);
- O ponto de curto circuito do módulo ($0, I_{sc}$);
- O ponto de máxima potência do módulo (V_{mp}, I_{mp}).

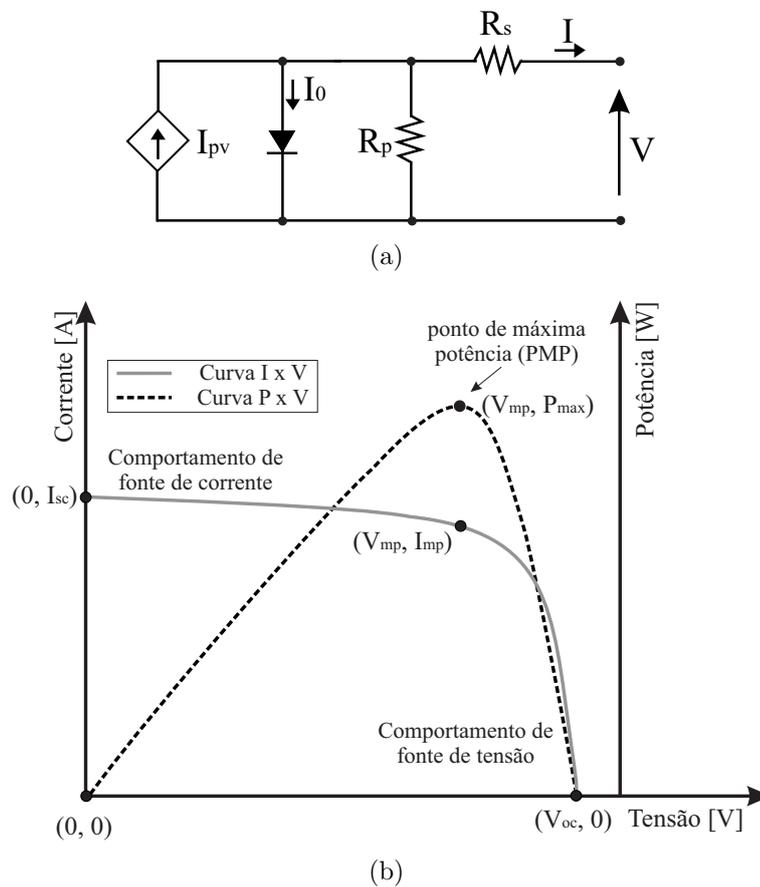


Figura 2.1: Circuito elétrico equivalente de um módulo fotovoltaico (a) e seu comportamento elétrico (b).

Alguns modelos mais complexos de módulos fotovoltaicos consideram dois ou mais diodos para representar o efeito de recombinação dos portadores

de carga no interior da junção (GOW; MANNING, 1999), (CHOWDHURY et al., 2007), (NISHIOKA et al., 2007). Além disso, Singh et al. (2008), Priyanka, Lal e Singh (2007) e Chakrabarty e Singh (1996) mostram que o valor de R_s decresce com a tensão enquanto Singh et al. (2008) e Caluianu et al. (2009) mostram que o valor de R_p decresce com a temperatura. Entretanto, o modelo de um diodo com resistências constantes apresenta uma boa relação de simplicidade e precisão (VILLALVA, 2010), sendo que este será utilizado neste trabalho.

A relação entre a tensão e a corrente de saída do módulo fotovoltaico pode ser expressa por:

$$I = I_{pv} - I_0 \left[\exp \left(\frac{V + R_s I}{m V_t} \right) - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (2.1)$$

onde I_{pv} é a corrente fotoelétrica e I_0 é a corrente de saturação reversa do diodo. Essas correntes correspondem à contribuição de cada conjunto de células conectadas em paralelo no módulo fotovoltaico. R_s e R_p são respectivamente as resistências série e paralela equivalentes do módulo. m é a constante de idealidade do diodo contida na faixa $1 \leq m \leq 1,5$, sendo que para um diodo ideal, $m = 1$ (SOTO; KLEIN; BECKMAN, 2006). V_t é a tensão térmica do módulo e é calculada por (2.2).

$$V_t = \frac{N_s k T}{q} \quad (2.2)$$

onde N_s é o número de células conectadas em série, k é a constante de Boltzmann [$1,380650310^{-23} J/K$], $T[K]$ é a temperatura da junção p-n e q é a carga do elétron [$1,6021764610^{-19} C$].

I_{pv} é diretamente proporcional à irradiância $G[W/m^2]$ e varia linearmente com a temperatura, como sugere (2.3). I_{pv_n} é a corrente fotoelétrica nas condições padrão (geralmente $G_n = 1000 W/m^2$ e $T_n = 25^\circ C$), dada por (2.4). $\Delta T = T - T_n$ (T é a temperatura de operação do módulo fotovoltaico e T_n é a temperatura nominal). $K_i[A/K]$ é o coeficiente de variação da corrente fotoelétrica com a temperatura.

$$I_{pv} = (I_{pv_n} + K_i \Delta T) \frac{G}{G_n} \quad (2.3)$$

$$I_{pv_n} = I_{sc_n} \left(\frac{R_p + R_s}{R_p} \right). \quad (2.4)$$

Por sua vez, a corrente de saturação reversa do diodo I_0 depende de diversos parâmetros físicos, tais como o coeficiente de difusão dos elétrons no interior da junção, tempo de vida dos portadores minoritários, densidade de portadores, dentre outros (FAHRENBRUCH; BUBE, 1983). Além disso, este parâmetro depende fortemente da temperatura do dispositivo. Seu valor pode ser aproximado pela relação (2.5).

$$I_0 = I_{0_n} \left(\frac{T}{T_n} \right)^3 \exp \left[\frac{qE_g}{mk} \left(\frac{1}{T_n} - \frac{1}{T} \right) \right] \quad (2.5)$$

onde E_g é a energia de *bandgap* do semiconductor. I_{0_n} é a corrente de saturação reversa nominal que pode ser obtida a partir da seguinte relação:

$$I_{0_n} = \frac{I_{sc_n}}{\exp \left(\frac{V_{oc_n}}{mV_{t_n}} \right) - 1} \quad (2.6)$$

onde I_{sc_n} e V_{oc_n} são a corrente de curto circuito e a tensão de circuito aberto nas condições padrão. V_{t_n} é a tensão térmica para a temperatura T_n .

Uma maneira alternativa de se modelar a corrente de saturação reversa baseia-se na relação (2.7).

$$I_0 = \frac{I_{sc_n} + K_i \Delta T}{\exp \left(\frac{V_{oc_n} + K_v \Delta T}{mV_t} \right) - 1} \quad (2.7)$$

onde $K_v[V/K]$ é o coeficiente de variação da tensão de circuito aberto com a temperatura. A obtenção de I_0 pela relação (2.7) simplifica o modelo matemático e cancela o erro do mesmo nas vizinhanças da tensão de circuito aberto bem como nas demais regiões da curva I x V do arranjo (VILLALVA;

GAZOLI; FILHO, 2009).

A título de curiosidade, a Tabela 2.1 apresenta os principais parâmetros fornecidos pelos fabricantes de módulos fotovoltaicos em suas folhas de dados. De fato, as resistências série e paralela dos módulos e a constante de idealidade do diodo não são informadas. Assim, alguma metodologia de ajuste destes parâmetros deve ser utilizada, seja pelo uso dos dados fornecidos pelos fabricantes ou dados experimentais.

Villalva, Gazoli e Filho (2009) propõe um algoritmo para ajustar os valores das resistências R_s e R_p . Este método baseia-se nos seguintes pressupostos:

- O fator de idealidade do diodo m não afeta os valores da tensão e da corrente de máxima potência. De fato, este parâmetro influencia apenas na curvatura da curva $I \times V$ nas regiões de fonte de tensão e fonte de corrente; Assim, este fator pode ser ajustado posteriormente sem prejuízos à validade do modelo;
- Existe um único par (R_s, R_p) que iguala a potência máxima do modelo à potência máxima fornecida pelo fabricante.

Desta forma, escrevendo-se a Equação 2.1 para o ponto de máxima potência, é possível obter que:

Tabela 2.1: Parâmetros fornecidos nas folhas de dados dos fabricantes.

Parâmetros	Unidade	Símbolo
Tensão de circuito aberto*	V	V_{ocn}
Corrente de curto circuito*	A	I_{scn}
Tensão de máxima potência*	V	V_{mp}
Corrente de máxima potência*	A	I_{mp}
Potência Máxima*	W	P_{maxe}
Coeficiente da corrente de curto circuito	A/K	K_i
Coeficiente da tensão de circuito aberto	V/K	K_v

* (Fornecido para as condições padrão: $G_n = 1000$, $T_n = 25^\circ\text{C}$)

$$R_p = \frac{V_{mp}(V_{mp} + R_s I_{mp})}{V_{mp} I_{pv} - V_{mp} I_0 \left[\exp\left(\frac{V_{mp} + R_s I_{mp}}{m V_t}\right) - 1 \right] + V_{mp} I_0 - P_{max_e}} \quad (2.8)$$

De posse da relação 2.8, incrementa-se lentamente a resistência série R_s em um processo iterativo que compara a potência do modelo P_{max_m} com a potência experimental P_{max_e} fornecida pelo fabricante (VILLALVA, 2010).

Após o processo de estimação das resistências do modelo pode-se ainda estimar o fator de idealidade do diodo m . Contudo, são necessários mais pontos da curva I x V do módulo, além dos pontos notáveis. Esta estimação baseia-se em encontrar o valor de m que minimiza o erro quadrático médio entre os pontos experimentais e o modelo (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009). Apesar de ser interessante do ponto de vista da obtenção de modelos mais fidedignos, a estimação do fator de idealidade não será utilizada neste trabalho, visto que não tem influência direta nos pontos notáveis da curva característica.

2.1.3 Obtenção do modelo de um módulo real

Esta subseção utiliza o modelo apresentado anteriormente. A Tabela 2.2 inclui os parâmetros do painel monocristalino modelo SM48KSM da fabricante Kyocera que será utilizado como exemplo. A Tabela 2.3 apresenta os parâmetros ajustados para o modelo. Observa-se que os valores dos pontos notáveis da curva são muito bem representados com o modelo proposto. Isso também é observado nas Figuras 2.2 (a) e (b), onde são apresentadas as curvas I x V e P x V ajustadas.

As Figuras 2.3 (a) e (b) apresentam as curvas características I x V e P x V, respectivamente, para diferentes valores de irradiância e uma temperatura constante de 25°C. As Figuras 2.3 (c) e (d) apresentam as curvas obtidas para diferentes valores de temperatura e uma irradiância constante de 1000W/m². Observa-se que o valor de tensão no ponto de máxima potência varia em função dos níveis de irradiância e, significativamente, com a temperatura do módulo.

Tabela 2.2: Parâmetros fornecidos na folha de dados do painel modelo SM48KSM.

Parâmetros*	Unidade	Valor
V_{ocn}	V	22,1
I_{scn}	A	2,89
V_{mp}	V	18,6
I_{mp}	A	2,59
P_{max_e}	W	48,174
K_i	A/K	$1,6610^{-3}$
K_v	V/K	$-7,010^{-2}$

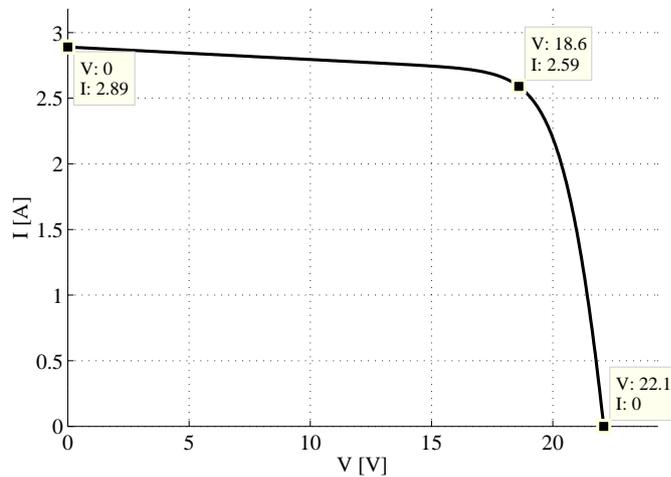
* (Condições padrão: $G_n = 1000$, $T_n = 25^\circ\text{C}$)

Tabela 2.3: Parâmetros ajustados a partir do algoritmo proposto por Villalva, Gazoli e Filho (2009).

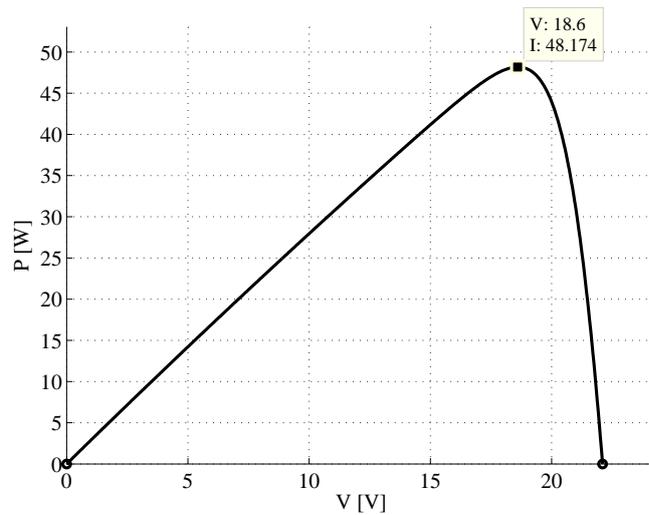
Parâmetros	Unidade	Valor
V_{ocn}	V	22,1
I_{scn}	A	2,89
V_{mp}	V	18,6
I_{mp}	A	2,59
P_{max_e}	W	48,17409
R_s	Ω	0,2513
R_p	Ω	104,9033
m	—	1

2.1.4 Efeito dos sombreamentos não uniformes

Sabe-se que os sistemas fotovoltaicos podem conter vários painéis fotovoltaicos em conexões série ou paralela. A conexão série de painéis resulta em uma maior tensão cc de saída. Contudo, se um dos painéis do ramo estiver sombreado, este irá limitar a corrente de todos os outros. Assim, são utilizados os conhecidos diodo de *bypass*. Estes diodos permitem a passagem da corrente quando um dos painéis está sombreado. Além disso, existem os diodos de bloqueio, que protegem cada ramo paralelo contra possíveis correntes reversas. A presença destes diodos em um arranjo fotovoltaico é apresentada na Figura 2.4 (a).



(a)



(b)

Figura 2.2: Curvas características obtidas com o modelo proposto: (a) Curva I x V; (b) Curva P x V.

Apesar da sua grande importância, a atuação dos diodos de *bypass* geram anomalias nas curvas I x V do arranjo. De fato podem aparecer múltiplos máximos na curva I x V, como ilustrado na Figura 2.4 (b). Estes múltiplos máximos podem resultar em uma baixa eficiência do algoritmo segui-

dor de MPPT (incluído na estrutura de controle do inversor) (VILLALVA, 2010),(BUN et al., 2011),(NAGAYOSHI et al., 2002). Desta forma, para comparação e análise do comportamento de inversores comerciais perante sombreamentos parciais, o simulador de painéis proposto deve ser capaz de emular tal comportamento.

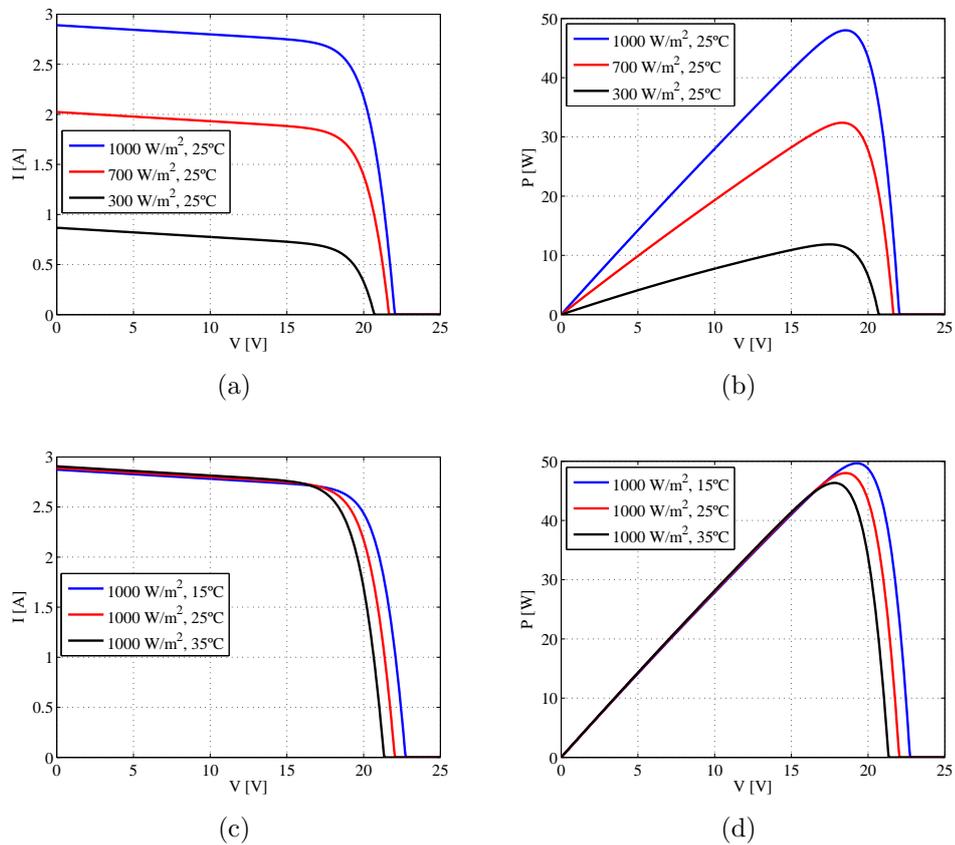


Figura 2.3: Curvas características do painel modelado para diferentes níveis de irradiância e temperatura: (a) Curva $I \times V$ para $T = 25^\circ\text{C}$ e vários valores de irradiância; (b) Curva $P \times V$ para $T = 25^\circ\text{C}$ e vários valores de irradiância; (c) Curva $I \times V$ para $G = 1000 \text{ W/m}^2$ e vários valores de temperatura do módulo; (d) Curva $P \times V$ para $G = 1000 \text{ W/m}^2$ e vários valores de temperatura do módulo;

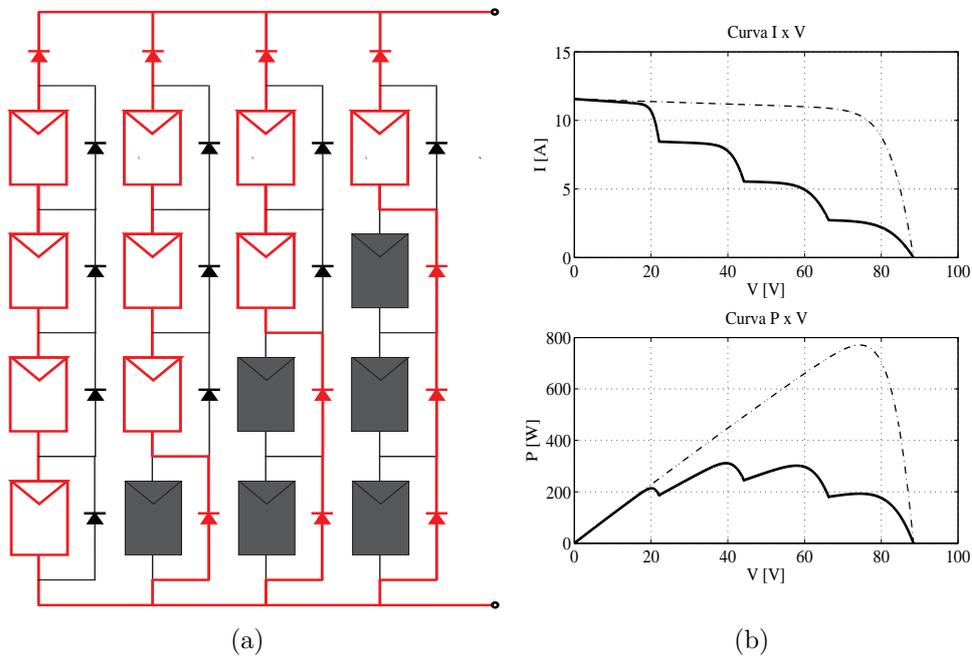


Figura 2.4: Efeito dos sombreamentos nas curvas características do arranjo: (a) Exemplo de arranjo sombreado; (b) Comparação das curvas I x V.

2.2 O inversor para sistemas fotovoltaicos

O elemento básico de um sistema fotovoltaico conectado à rede é o inversor PWM. Na maioria das aplicações o inversor trabalha injetando toda a potência gerada na rede elétrica e com fator de potência unitário. Sua principal função é extrair o máximo de potência dos painéis solares que varia em função das condições climáticas.

A maioria dos inversores comerciais para sistemas fotovoltaicos podem ser englobados em duas topologias, descritas a seguir:

- Topologia 1: O arranjo fotovoltaico é conectado diretamente no barramento cc do inversor (MEZA et al., 2012), (MASTROMAURO et al., 2009), (ALMEIDA, 2011);
- Topologia 2: O arranjo fotovoltaico é conectado a um conversor cc/cc que, em seguida, é conectado ao inversor (WAI; WANG, 2008), (VILLALVA, 2010).

A topologia 1 necessita de mais painéis conectados em série e é mais sensível a variações climáticas. Nesta topologia, o algoritmo de seguimento de máxima potência é incluído no algoritmo de controle do inversor. A topologia 2 contém um estágio dedicado ao seguimento de máxima potência e pode trabalhar com um menor número de painéis em série. Além disso, a topologia 2 permite a obtenção de inversores com mais de um algoritmo seguidor de máxima potência (mais de um estágio cc/cc, conectados em paralelo).

As Figuras 2.5 (a) e (b) apresentam as topologias descritas e suas funções básicas de controle. Deve ser observado que, em inversores monofásicos, a potência instantânea de saída não é constante, apresentando uma oscilação no dobro da frequência da rede elétrica. Desta forma, a tensão no barramento cc do inversor apresentará um *ripple* superior quando comparada a topologia trifásica. Esse *ripple* pode resultar em prejuízos no seguimento da tensão de máxima potência do arranjo fotovoltaico. Assim, em aplicações monofásicas, a topologia 2 é preferida.

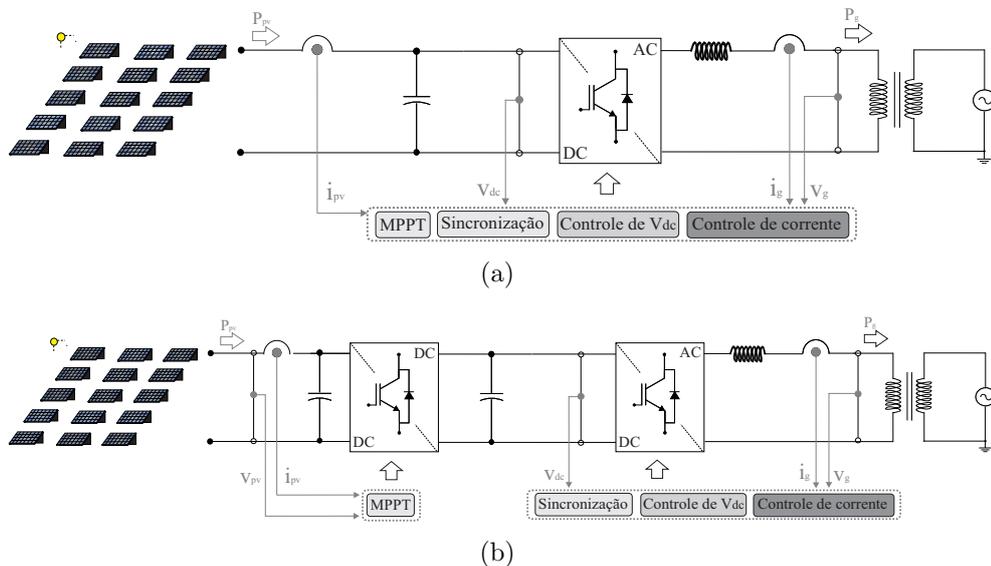


Figura 2.5: Topologias básicas de conversores estáticos para sistemas fotovoltaicos conectados à rede: (a) Topologia 1; (b) Topologia 2.

Uma função muito importante no controle de inversores para sistemas fotovoltaicos é o seguidor de máxima potência conhecido pela sigla MPPT (do inglês, *Maximum Power Point Tracker*). Devido à sua simplicidade, o algoritmo seguidor de máxima potência mais tradicional é o Perturba e Observa

(P&O). Este algoritmo periodicamente incrementa ou decrementa a tensão nos terminais do painel e compara o valor de potência obtido com o valor anterior. Se a potência drenada aumentou, a tensão será perturbada na mesma direção. Se a potência decrescer, a perturbação é realizada na outra direção. Desta forma, o algoritmo irá alcançar o ponto de máxima potência e oscilar em torno deste (HUSSEIN et al., 1995), (HOHM; ROPP, 2003).

A grande maioria dos outros métodos propostos são variações da proposta convencional. Por exemplo, a técnica de condutância incremental acrescenta a informação da derivada da curva $I \times V$ com a finalidade de detectar se o algoritmo deve incrementar ou decrementar a tensão do arranjo (KISH; LEE; LEHN, 2012). Por sua vez, a proposta de Li e Wang (2009) consiste em um algoritmo com passo de tensão variável, com a finalidade de aumentar a velocidade de convergência do algoritmos. As referências Sera et al. (2013) e Ansari et al. (2009) propõem também modificações no algoritmo convencional, a fim de melhorar sua performance durante variações rápidas de irradiância.

A título de curiosidade, Haberlin e Scharf (2009) apresenta uma metodologia para teste e comparação de algoritmos seguidores de máxima potência de inversores fotovoltaicos. É utilizado um índice denominado eficiência dinâmica que consiste na razão da energia extraída pelo conversor e a energia máxima disponível no arranjo fotovoltaico. Este índice é calculado para rampas de irradiância. De fato, para realizar tais variações, é necessário um simulador de módulos fotovoltaicos. Assim, a próxima seção é dedicada a este tópico.

2.3 Topologias de simuladores de módulos fotovoltaicos

2.3.1 *Estado da arte*

Muitos trabalhos na literatura propõem simuladores de painéis com topologias e estruturas de controle diversas. Nagayoshi et al. (2002) propôs a utilização de um foto-sensor conectado a um amplificador de potência para emular curvas de um painel fotovoltaico. Esta primeira proposta ficou limi-

tada a baixos valores de potência.

Lopes e Lienhardt (2003) propuseram a utilização de uma fonte não linear baseada no chaveamento de dois resistores. Foram apresentados resultados de um protótipo capaz de simular painéis de até 70 W. Contudo, a baixa eficiência do dispositivo e a variação das curvas obtidas em função da temperatura dos resistores são limitações intrínsecas da topologia utilizada.

Nos anos seguintes, a maioria das propostas de simuladores encontradas na literatura baseiam-se em um estágio de retificação seguido de um conversor cc/cc controlado em corrente. Isto permite uma maior precisão e flexibilidade do equipamento já que um controle em malha fechada é utilizado. Nesta situação, para que o conversor cc/cc opere desta forma, é necessário que para cada valor de tensão imposta nos terminais do simulador, a referência de corrente precisa ser recalculada de forma a seguir o comportamento do módulo fotovoltaico (que depende dos valores de irradiância e temperatura definidas para o ensaio). Desta forma, os principais pontos a serem discutidos em um simulador de painéis são:

- A metodologia de estimação da referência de corrente;
- A topologia do conversor utilizado;
- A estrutura de controle do simulador.

O cálculo da referência de corrente pode ser complexo devido ao comportamento não linear do painel solar. Diversas propostas são apresentadas na literatura, dentre as quais podem-se citar o método analógico (OLLILA, 1995); o método das tabelas (MATSUKAWA et al., 2003); o método analítico (GONZALEZ et al., 2010); o método híbrido (BUN et al., 2011) e métodos baseados em redes neurais artificiais (PIAO et al., 2013), (PIAZZA et al., 2010).

Ollila (1995) apresenta resultados de um simulador de 1 kW baseado em um conversor cc/cc de topologia *buck* e apresenta uma metodologia analógica para a obtenção de uma curva normalizada de uma célula solar. Isto possibilita a construção de um simulador com uma estrutura de controle completamente analógica.

No método das tabelas são armazenados na memória do processador um conjunto de pontos que relacionam os valores de tensão, irradiância e temperatura a um valor da referência de corrente. Caso o valor não se encontre na tabela utiliza-se alguma estratégia de interpolação (MATSUKAWA et al., 2003).

O método analítico considera um modelo matemático do painel e, portanto, aumenta a precisão do cálculo da referência. Contudo, este método eleva consideravelmente o esforço computacional, o que é um fator importante nas implementações digitais. Modelos muito complexos necessitam de uma solução numérica que pode gastar muito tempo de processamento. Desta forma, Gonzalez et al. (2010) e Bun et al. (2011) propõem simplificações do modelo do painel, ocasionando uma redução considerável da complexidade do método.

Por sua vez, o método híbrido apresentado por Piao et al. (2013) utiliza as equações analíticas do painel solar e tabelas para calcular as funções mais complexas, reduzindo o esforço computacional associado à execução do método. Por sua vez, Piazza et al. (2010) comparou duas metodologias de cálculo da referência de corrente: o método analítico e um método baseado em redes neurais artificiais (RNA).

Quanto à topologia do estágio de retificação, a maioria dos trabalhos da literatura baseiam-se em retificadores a diodos. Já em relação ao conversor cc/cc utilizado, muitos trabalhos utilizam a topologia básica abaixadora (Conversor *Buck*). Isso se deve ao fato deste conversor apresentar característica de fonte de corrente em sua saída. Contudo, Jike e Shengtie (2012) apresentou um simulador baseado em um conversor cc/cc de topologia push-pull. Mais recentemente, Chang, Lin e Ku (2010) ilustrou a utilização de um conversor LLC ressonante que permite obter um simulador de módulos fotovoltaicos com alta eficiência e controlabilidade. A complexidade de projeto e controle destes conversores é a maior das desvantagens destas propostas.

Resultados apresentados por Liu, He e You (2009) ilustram a utilização de retificadores PWM trifásicos como simuladores de painéis. São comparadas duas topologias: o retificador com topologia fonte de tensão e o retificador fonte de corrente. De fato, o retificador fonte de tensão é do tipo elevador de tensão. Assim, esta topologia de conversor limita a tensão mínima do teste (tensão do barramento de corrente contínua) ao pico da tensão de linha da

rede elétrica. Desta forma, o simulador não é capaz de excursionar a curva dos módulos fotovoltaicos para a região de baixa tensão. Já o retificador fonte de corrente é do tipo abaixador de tensão. Assim a topologia limita a tensão máxima do teste. Desta forma, ambas as topologias apresentam limitações em relação à excursão da tensão durante o teste.

Em relação aos principais fabricantes de equipamentos comerciais, podem-se citar:

- Elgar;
- Magna-Power;
- Chroma;
- Keysight.

Todas as empresas citadas apresentam equipamentos com faixa de potência similar ao protótipo implementado e consistem em fontes cc programáveis. A Chroma e a Elgar apresentam equipamentos para testes de inversores de até 1 MW. A Keysight apresenta um simulador de duas saídas com potência até 600 W e alta velocidade de resposta. A título de curiosidade, o NREL (*National Renewable Energy Laboratory*) apresenta um simulador de 1,5 MW, produzido pela empresa Magna-Power.

2.3.2 Limitações da abordagem convencional e topologia proposta

Em sua maioria, as propostas de simuladores de painéis presentes na literatura consistem em um retificador a diodos em cascata com um conversor cc/cc *buck*, como apresentado na Figura 2.6. A estrutura de controle do conversor consiste em um controle em modo corrente, sendo que a referência é atualizada em função do ponto de operação e das condições climáticas emuladas (irradiância e temperatura). Esta topologia apresenta alguns problemas em termos de flexibilidade e operação, sendo discutidos nesta subseção. De posse destas limitações, uma nova topologia de simulador é apresentada.

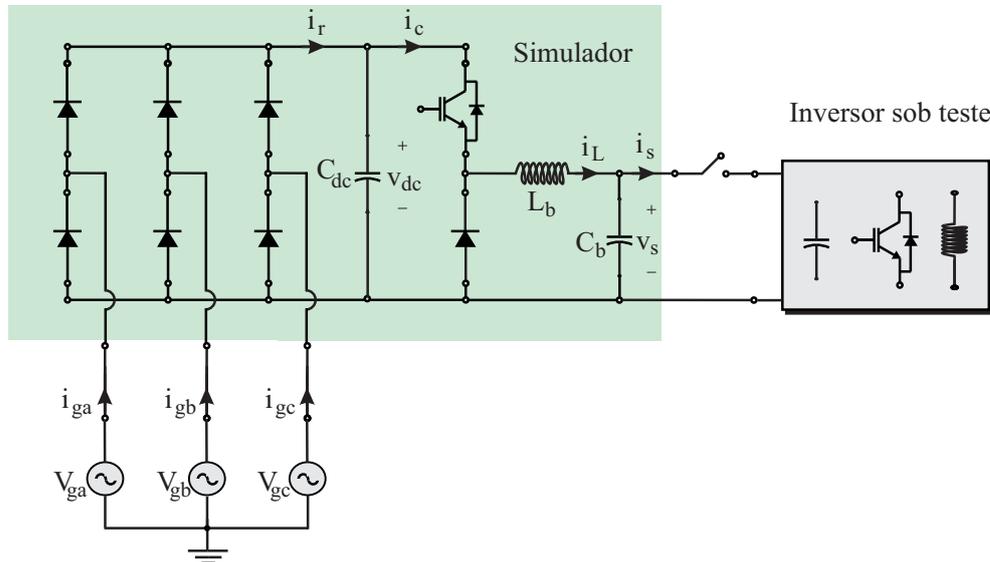


Figura 2.6: Topologia de simulador de módulos fotovoltaicos apresentada em diversos trabalhos da literatura.

A primeira limitação é a utilização de um retificador a diodos. Esta topologia de retificador, além de gerar harmônicos devido a sua forma de onda de corrente distorcida, resulta em um barramento de corrente contínua com um valor limitado ao pico da tensão de linha da rede. Isto limita a tensão máxima de saída do simulador e é agravado pelo fato de que o segundo estágio do simulador geralmente é abaixador de tensão.

A segunda limitação está relacionada com a estrutura de controle do conversor *cc/cc*. Geralmente o inversor sob teste controla a tensão de saída do simulador a fim de realizar o seguimento do ponto de máxima potência. Desta forma, o controle do conversor *cc/cc* resume-se a uma malha de corrente cuja referência é recalculada dinamicamente. O problema ocorre antes do teste, visto que o simulador deve manter sua tensão de saída no ponto de circuito aberto do painel. Contudo, a estratégia convencional deixa a tensão de saída em malha aberta. Isto não é um problema para a maioria das propostas da literatura visto que, geralmente, os testes são realizados com cargas resistivas, ou seja, o conversor já parte com carga e já começa sendo controlado como simulador de painéis, sem a necessidade de uma estratégia de *start-up*.

A terceira limitação está relacionada com a topologia do conversor. A

topologia tradicional *buck* com uma única chave é mais simples e implementada em diversos trabalhos. A grande questão é que o conversor *buck* não é capaz de regular sua tensão de saída se estiver sem carga. Isto limita a sua utilização durante o teste de um conversor real. Deve ser observado que muitos inversores fotovoltaicos entram em operação quando a tensão de circuito aberto do arranjo fotovoltaico supera um determinado valor. Desta forma, o controle da tensão de circuito aberto do simulador é interessante para testar esta característica do inversor.

Tendo em vista este problema, a topologia de simulador de módulos fotovoltaicos da Figura 2.7 foi proposta. Ela é constituída de dois estágios: O primeiro consiste em um retificador PWM trifásico. Sua finalidade é obter um barramento cc controlado, um fator de potência unitário e correntes com baixa distorção harmônica na rede elétrica. A característica elevadora desta estrutura também traz vantagens para o simulador, visto que pode-se testar uma gama maior de inversores, com tensões de barramento cc mais elevadas.

O segundo estágio consiste em um conversor cc/cc reversível em corrente. Este conversor apresenta apenas uma chave semicondutora a mais que a topologia *buck* e permite o controle da tensão de saída mesmo com o simulador a vazio.

A próxima seção tem por finalidade apresentar os aspectos práticos do protótipo implementado, bem como seus componentes principais e características.

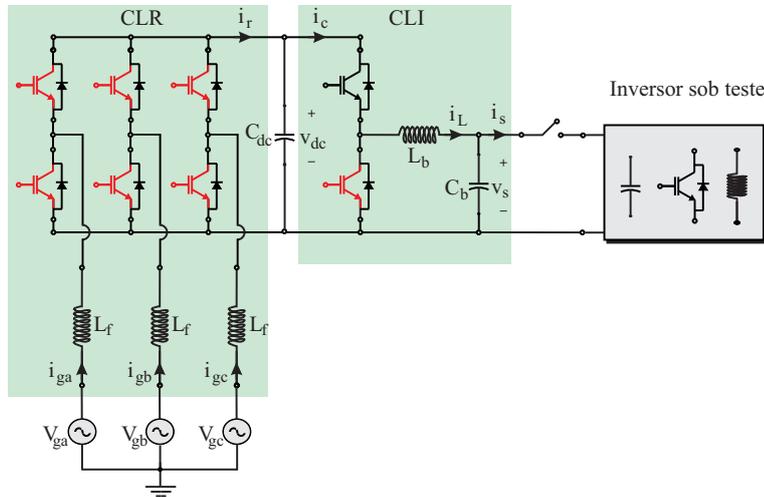


Figura 2.7: Estrutura do simulador de painéis proposto neste trabalho.

2.4 Sistema implementado

Esta seção descreve o simulador de painéis fotovoltaicos desenvolvido neste trabalho. O conversor do lado da rede (CLR) é responsável pelo controle do barramento cc e manter o fator de potência unitário. Por sua vez, o conversor do lado do inversor sob teste (CLI) é responsável pela emulação das características $I \times V$ do arranjo fotovoltaico.



Figura 2.8: Visão geral do protótipo: (a) Painel frontal (Programação e sistema supervisão); (b) Circuitos de controle, potência e inversor sob teste.

Para a obtenção dos resultados experimentais, foram realizados testes com resistores, a fim de validar o comportamento do simulador em regime permanente, e com um conversor fotovoltaico comercial de 3,1 kW. A Figura 2.8 apresenta uma visão geral do simulador de painéis implementado. As partes constituintes do protótipo são apresentadas na Figura 2.9.



Figura 2.9: Partes constituintes do protótipo: 1) Placas de condicionamento e controle; 2) Microcomputador (programação e aquisição de dados); 3) Módulo de potência; 4) Filtro LC do conversor cc/cc; 5) Circuito de comando; 6) Resistores de pré-carga.

2.4.1 Módulos de potência e controle

Na construção do simulador foi utilizado um módulo de potência produzido pela Semikron. Tal módulo é composto de duas pontes inversoras trifásicas conectadas entre si por meio de um barramento cc comum (topologia conhecida como *back-to-back*). Deve ser observado que para a construção do conversor cc/cc foi utilizado apenas um braço da ponte inversora. Um modelo tridimensional deste conversor é apresentado na Figura 2.10. As

principais características do módulo de potência utilizado são apresentados na Tabela 2.4.

Tabela 2.4: Principais parâmetros do módulo de potência utilizado ([SEMIKRON, 2006](#)).

Parâmetro	Valor
Módulo semicondutor do CLR	SK 30GB 128 - 22 A para $T = 80^{\circ}\text{C}$
Módulo semicondutor do CLI	SK 60GB 128 - 44 A para $T = 80^{\circ}\text{C}$
Sensor de corrente	LA 55-P (LEM)
Sensor de tensão cc	LV 25-P (LEM)
Máxima frequência de chaveamento	15 kHz
Máxima tensão no barramento cc	750 V
Capacitância do barramento cc	3,06 mF

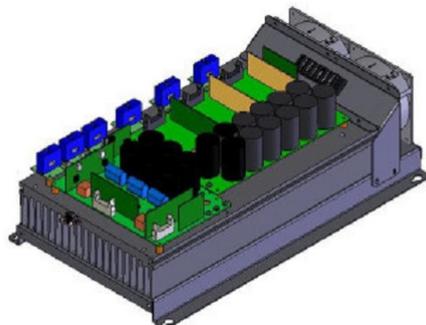


Figura 2.10: Modelo tridimensional do módulo de potência utilizado ([SEMIKRON, 2006](#)).

As placas de condicionamento e controle do simulador de painéis são apresentadas na Figura 2.11. O controle é realizado através do kit eZdsp F28335, da Spectrum Digital. Este dispositivo apresenta frequência de operação de 150 MHz, 12 canais de PWM, 16 canais de conversores analógico-digital de 12 bits e 512 KB de memória FLASH ([SPECTRUM, 2003](#)).

Neste trabalho foram projetadas 8 placas com funções descritas na Tabela 2.5. A filosofia do projeto das placas de controle foi a modularidade, de forma que o sistema apresente fácil manutenção. Além disso, o caráter modular

permite a troca da plataforma de controle, que implicará apenas no projeto de uma nova placa mãe.



Figura 2.11: Sistema de condicionamento e controle do simulador de painéis.

Tabela 2.5: Partes constituintes do módulo de controle.

Módulo	Funcionalidade
Placa mãe	Conexão do kit DSP com os módulos
Condicionamento 1 e 2	Condicionamento de 16 sinais analógicos)
PWM	Condicionamento de 12 sinais PWM
Entradas Digitais	Condicionamento de 16 entradas digitais
Saídas Digitais	Condicionamento de 16 saídas digitais
Saídas Analógicas*	4 saídas analógicas (12 bits)
Encoder*	Condicionamento dos sinal de 1 encoder

* (Não utilizado na presente dissertação.)

2.4.2 Circuito de pré-carga

Quando o retificador PWM é conectado à rede elétrica, o capacitor do barramento cc está descarregado. Mesmo com os IGBT's bloqueados, os diodos da ponte retificadora irão conduzir a corrente de carga, que pode ser muito elevada. Desta forma, um circuito de pré-carga é utilizado. Esta estrutura, apresentada na Figura 2.12 consiste em um circuito com 2 contatores e 3 resistores que têm por finalidade limitar o pico da corrente. A pré-carga é realizada pelos diodos da própria ponte retificadora.

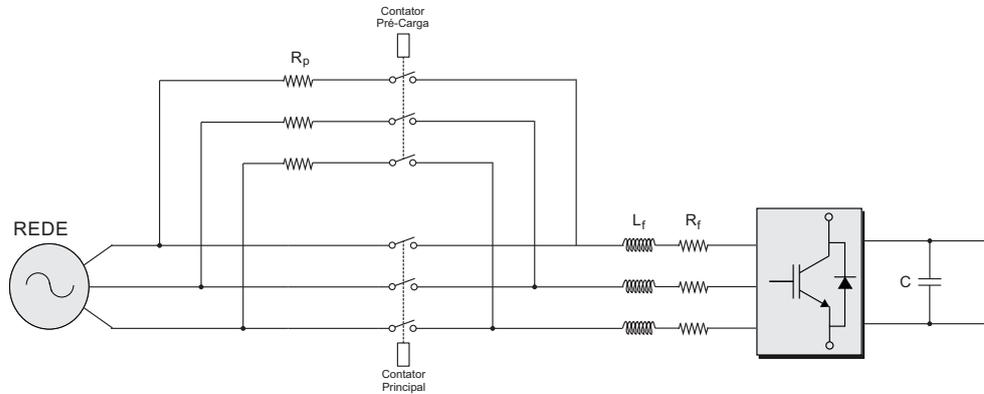


Figura 2.12: Circuito de pré-carga do simulador de painéis.

Basicamente, no início do processo o contator de pré-carga é acionado e os resistores irão limitar a corrente que circula através dos diodos do conversor. Após a tensão do barramento cc atingir regime permanente, o contator principal é acionado, conectando o conversor diretamente à rede e curto-circuitando os resistores de pré carga.

A Figura 2.13 apresenta os resultados da pré-carga do conversor. A variação da tensão no barramento cc quando o contator principal é acionado é justificada pela eliminação da queda de tensão sobre os resistores de pré-carga.

2.4.3 Filtro Indutivo

Conversores PWM geram harmônicos na ordem da frequência de chaveamento que devem ser atenuados pelo uso de um filtro. Geralmente a conexão de um retificador PWM é realizado por meio de um filtro passivo. Dentre as topologias apresentadas na literatura, podem-se citar o filtro indutivo (L), o filtro indutivo e capacitivo (LC) e o filtro LCL. A topologia LCL é a mais utilizada devido a sua maior atenuação. Contudo, o filtro indutivo é o mais simples e será utilizado neste trabalho.

Devido ao fato de estar ligado em série com o circuito do conversor, a queda de tensão sobre este componente não deve ser muito elevada. O critério de dimensionamento deste filtro baseia-se na limitação do *ripple* máximo na

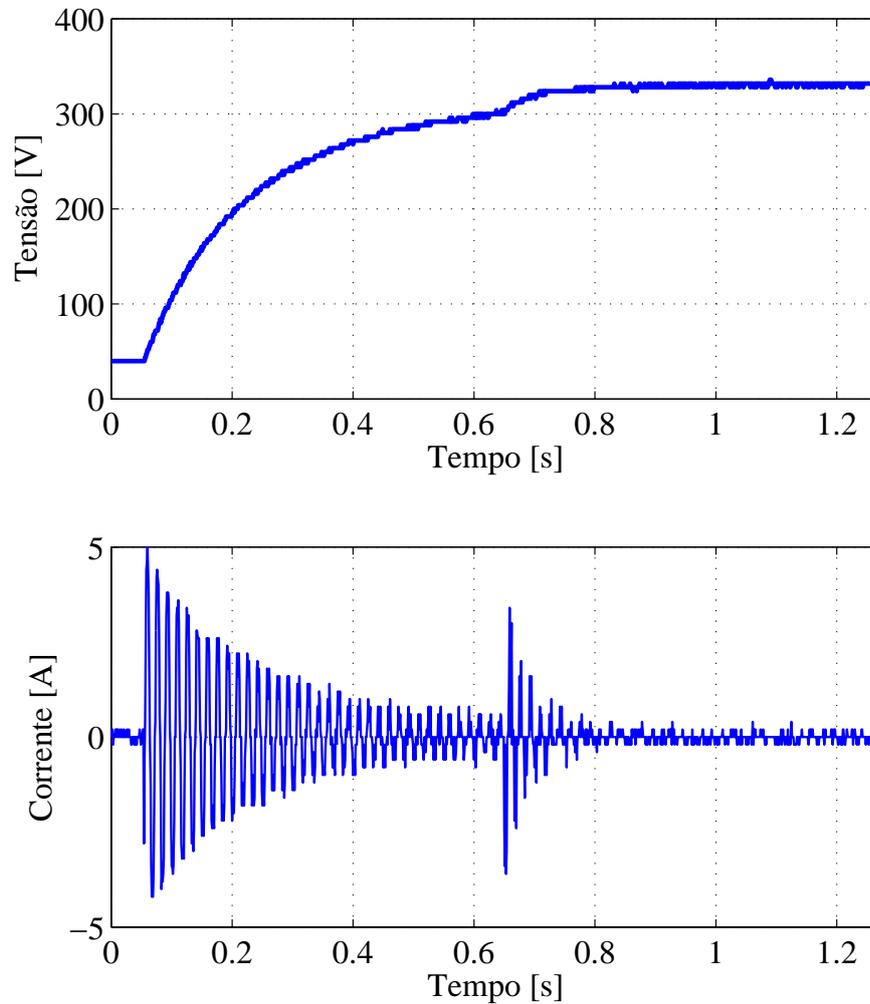


Figura 2.13: Resultado experimental da pré-carga do conversor: Tensão no barramento cc e corrente na fase A.

corrente de saída. [Ponnaluri, Krishnamurthy e Kanetkar \(2000\)](#) propõe o projeto deste filtro baseando-se nas seguintes considerações:

- O conversor é considerado sem carga;
- Despreza-se a resistência do indutor.

Nestas condições, a tensão de referência a ser sintetizada pelo conversor é igual à tensão da rede. Desta forma, é possível obter a seguinte expressão para a indutância do filtro (PONNALURI; KRISHNAMURTHY; KANETKAR, 2000):

$$L_f = \frac{V_f}{2\sqrt{6}f_{sC}LR I_{ripple}} \quad (2.9)$$

Um indutor de 4 mH atende a condição de *ripple* inferior a 10 %. Os núcleos utilizados são de pó de ferro com *gap* distribuído, tipo E, modelo E610-26 da Micrometals. O projeto físico detalhado destes indutores é apresentado em Soares (2012). A Figura 2.14 apresenta os indutores instalados na bancada de testes.



Figura 2.14: Indutores do retificador PWM.

2.5 Considerações finais

Este capítulo apresentou alguns conceitos básicos relacionados a simuladores de módulos fotovoltaicos. Inicialmente, a modelagem de painéis fotovoltaicos e as topologias básicas de inversores para sistemas fotovoltaicos e suas características são discutidas. Em seguida, uma revisão das principais topologias de simuladores de arranjos fotovoltaicos apresentadas na literatura

é realizada. Foram destacadas as vantagens e limitações de cada proposta. De posse das limitações, foi apresentada uma topologia de simulador com vantagens em termos de flexibilidade e controlabilidade do barramento cc quando o simulador está a vazio.

O capítulo finalizou com os detalhes do protótipo de 10 kW construído. No próximo capítulo são apresentadas a modelagem e a simulação computacional da topologia proposta.

Modelagem e Simulação

Este capítulo apresenta a modelagem e as estruturas de controle do simulador de painéis proposto. Como justificado anteriormente, será considerada uma potência de 10 kW que engloba grande parte dos inversores utilizados em aplicações residenciais e comerciais.

3.1 Modelagem do estágio retificador

O conversor do lado da rede (CLR) tem a função de fornecer uma tensão de barramento cc regulado que irá fornecer potência para o estágio cc/cc. Além disso, ele deve manter o fator de potência na rede próximo do unitário. Esta seção apresenta os principais componentes, modelagem dinâmica e estruturas de controle desse estágio.

3.1.1 *Circuito de sincronismo*

Várias estruturas de controle para sistemas conectados à rede já foram propostas e amplamente estudadas na literatura ([TIMBUS et al., 2009](#)). Uma estrutura consagrada consiste em duas malhas em cascata: a malha interna (mais rápida) controla as correntes injetadas na rede elétrica, enquanto as malhas externas (mais lentas) controlam as potências ativa e reativa ou a tensão do barramento CC e a potência reativa.

Basicamente existem três formas de controle:

- Controle no sistema de coordenadas natural;
- Controle no sistema de coordenadas estacionárias;
- Controle no sistema de coordenadas síncrono.

No sistema de coordenadas síncrono existe a vantagem dos sinais controlados serem contínuos, o que permite a utilização de controladores proporcional-integral convencionais (PI) (ALMEIDA, 2011), (VILLALVA, 2010). Em compensação é necessária a implementação de um circuito de sincronismo preciso que informe o ângulo da rede. Neste trabalho será estudado apenas o controle no sistema de coordenadas síncrono.

O algoritmo de sincronismo deve ser capaz de rejeitar distúrbios indesejados, como harmônicos e desequilíbrios de tensão além de ter uma estrutura relativamente simples (YAZDANI; BAKHSHAI; JAIN, 2009). Dentre as estruturas de sincronismo apresentadas na literatura, a mais utilizada é o PLL (*Phase-locked loop*). Devido a sua importância, a seguir será descrito o circuito de sincronismo baseado em coordenadas síncronas SRF-PLL (*Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop*), proposta por (KAURA; BLASKO, 1997).

A configuração do SRF-PLL é apresentada na Figura 3.1. As tensões em coordenadas abc são transformadas para o sistema dq utilizando-se a transformada de Park. O ângulo e a frequência são estimados por uma estrutura em malha fechada que anula a tensão no eixo de quadratura (KAURA; BLASKO, 1997).

Considerando-se um sistema trifásico balanceado e livre de harmônicos, as componentes de eixo direto e quadratura da rede podem ser escritas como

$$\begin{cases} v_d = \hat{V} \cos(\omega_n t + \theta_o - \rho(t)) \\ v_q = \hat{V} \sin(\omega_n t + \theta_o - \rho(t)) \end{cases} \quad (3.1)$$

onde \hat{V} é a tensão de pico da fase, ω é a frequência fundamental, θ_o é o ângulo de fase da componente fundamental da rede e $\rho(t)$ é o ângulo de sincronismo calculado pela PLL. Note que quando $\rho(t) = \omega_n t + \theta_o$, a tensão V_q será igual a zero. Deste modo, pode-se projetar um controlador para obter $\rho(t)$ de tal modo que V_q seja nulo em regime permanente. A Figura 3.1 mostra a

estrutura completa da SRF-PLL. Analisando-se esta estrutura, tem-se

$$\omega = \frac{d\rho}{dt} = G(s)\hat{V}\text{sen}(\omega_n t + \theta_o - \rho(t)). \quad (3.2)$$

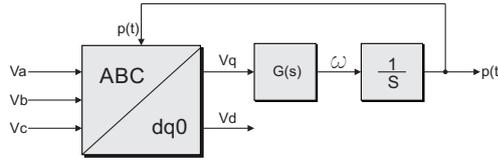


Figura 3.1: Estrutura completa do SRF-PLL.

Observa-se uma dinâmica não linear do circuito de sincronismo (KAURA; BLASKO, 1997). Pode-se linearizar este sistema considerando-se que $\rho(t) \approx \omega_n t + \theta_o$ e que $\text{sen}(\gamma) \approx \gamma$ se $\gamma \approx 0$. Desta forma, é possível reescrever (3.2) como

$$\omega = G(s)\hat{V}[\omega_n t + \theta_o - \rho(t)]. \quad (3.3)$$

Tal relação (3.3) pode ser representada pelo diagrama de blocos da Figura 3.2. A função de transferência em malha fechada $H(s)$ e a função de transferência do controlador $G(s)$ são respectivamente dadas por

$$H(s) = \frac{G(s)\hat{V}}{s + G(s)\hat{V}} \quad (3.4)$$

$$G(s) = k_{pPLL} \frac{1 + s\tau_{iPLL}}{s\tau_{iPLL}} \quad (3.5)$$

onde k_{pPLL} é o ganho proporcional e τ_{iPLL} é a constante de tempo do controlador.

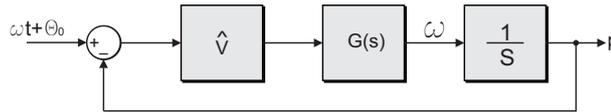


Figura 3.2: Diagrama de blocos do modelo linearizado do SRF-PLL.

Substituindo (3.5) em (3.4), pode-se reescrever a função de transferência

de malha fechada no formato da expressão

$$H(s) = \frac{2\xi\omega_m s + \omega_m^2}{s^2 + 2\xi\omega_m s + \omega_m^2} \quad (3.6)$$

sendo

$$\omega_m = \sqrt{\frac{k_{pPLL} \hat{V}}{\tau_{iPLL}}} \quad e \quad \xi = \frac{k_{pPLL} \hat{V}}{2\omega_m} = \frac{\sqrt{\tau_{iPLL} k_{pPLL} \hat{V}}}{2}. \quad (3.7)$$

As relações presentes em (3.7) permitem obter os ganhos do controlador. Geralmente considera-se $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$. Quanto maior o valor de ω_m mais rápida é a sincronização e maior é a sensibilidade a distúrbios na rede. Neste trabalho considerou-se $\omega_m = 20$ Hz para um sistema de 60 Hz.

Embora essa estrutura apresente bons resultados em regime permanente, em situações com distúrbios na tensão da rede, seu desempenho é deteriorada, (LIMONGI et al., 2007). Isso se deve ao fato da SRF-PLL não considerar a separação das componentes de sequência positiva e negativa da rede elétrica. Desta forma, outras estruturas de PLL são propostas na literatura a fim de obter-se um melhor desempenho na detecção de fase em redes com distúrbios ou distorções.

Dentre estas estruturas destacam-se o circuito de sincronismo com duplo integrador generalizado de segunda ordem, DSOGI-PLL (*double second order generalized integrator*) (RODRIGUEZ et al., 2006) e o circuito de sincronismo com duplo sistema de coordenada síncrono desacoplado, DDSRF-PLL (*double decoupled synchronous reference frame*) (RODRIGUEZ et al., 2007). Este trabalho faz o uso da DDSRF-PLL, que será descrita a seguir.

A sensibilidade da SRF-PLL em relação a distúrbios da rede reside no fato dela calcular o ângulo usando diretamente os sinais de tensão. De fato, estamos interessados em sincronizar nosso sistema com a sequência positiva da tensão da rede. Desta forma, a DDSRF-PLL acrescenta à estrutura tradicional um detector de sequências em coordenadas síncronas.

Assim como na estrutura SRF-PLL, na estrutura DDSRF-PLL é necessário transformar as tensões ABC para o referencial síncrono. Numa segunda etapa é realizado o desacoplamento das tensões dq e a obtenção das componentes de sequência positiva e negativa nos referenciais dq . Na terceira etapa

é utilizada uma estrutura SRF-PLL para a estimação do ângulo de fase, que utiliza a componente positiva da tensão de eixo em quadratura, conforme a Figura 3.3.

No sistema de detecção é necessário a utilização de um filtro passa baixa de 1ª ordem com frequência de corte ω_f , como indicado na Figura 3.3. Este filtro influencia consideravelmente a resposta dinâmica da PLL. Em Rodriguez et al. (2007) é mostrado que o valor $\omega_f = \frac{\omega_n}{\sqrt{2}}$ (sendo ω_n a frequência da rede) resulta em uma resposta criticamente amortecida e, por este motivo, tal valor é utilizado neste trabalho.

Para mostrar a melhoria de desempenho resultante dessa nova estrutura as duas estruturas de sincronismo foram comparadas por meio de simulações. Os critérios de comparação incluem rejeição de desbalanço e harmônicos de

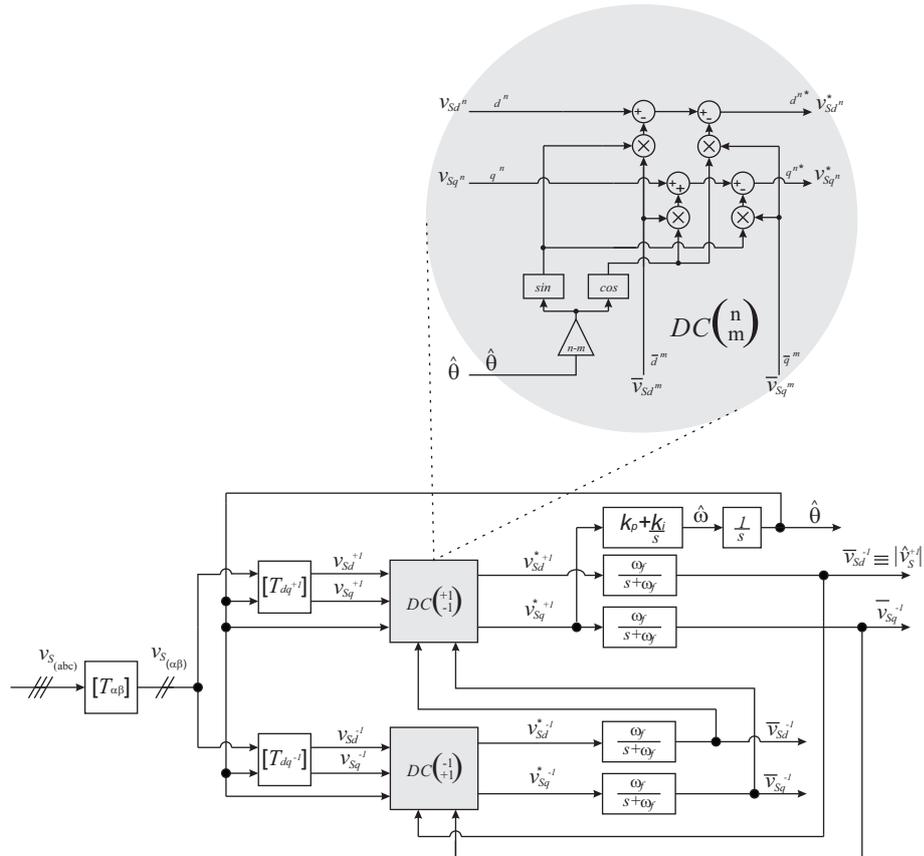


Figura 3.3: Estrutura completa do DDSRF-PLL.

tensão.

A Figura 3.4 (a) exibe o comportamento das PLL's diante de um afundamento bifásico para 20%. Foi observado que a DDSRF-PLL é capaz de estabilizar a frequência estimada, enquanto a SRF-PLL apresenta uma oscilação de 120 Hz como consequência das componentes de sequência negativa que surgem durante o afundamento. Essa oscilação reflete em uma oscilação no ângulo estimado.

Na Figura 3.4 (b) foi inserido 8 % de 5° harmônico e 6 % de 7° harmônico na tensão da rede. Nesta condição de operação a DDSRF apresentou uma performance superior a SRF. De fato, a oscilação presente na DDSRF-PLL reside no fato do 7° harmônico ser tipicamente de sequência positiva. Tal componente tende a ser atenuado pelo filtro passa-baixas, mas a oscilação não é completamente eliminada. Apesar disso, neste caso a oscilação de frequência não refletiu em grandes oscilações no ângulo estimado.

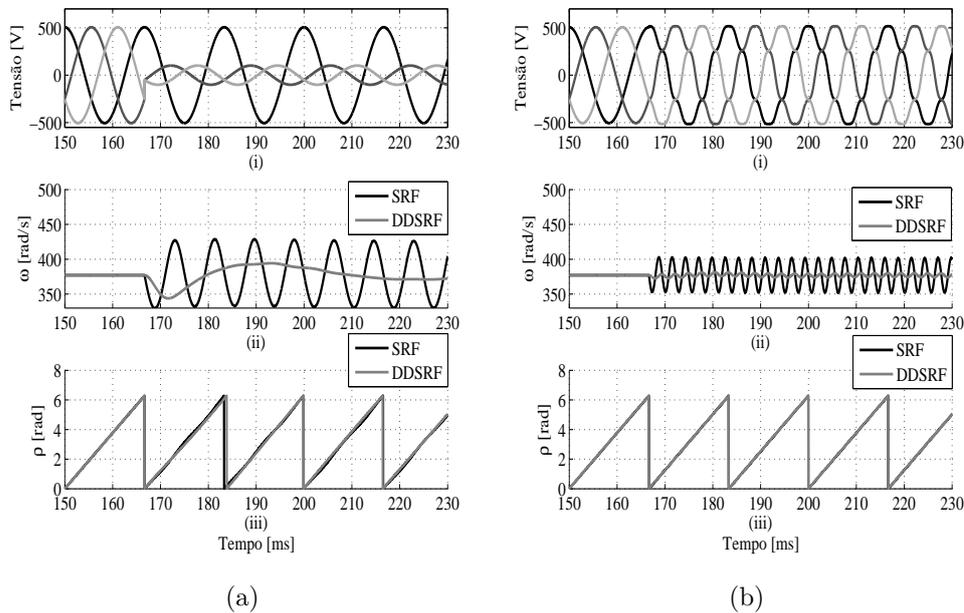


Figura 3.4: Dinâmica da SRF-PLL e da DDSRF-PLL perante distúrbios na rede: (a) Afundamento bifásico para 20 %; (b) Inserção de harmônicos de tensão.

3.2 Modulação PWM

A modulação por largura de pulso (PWM) é uma técnica largamente utilizada para determinar os sinais de chaveamento dos dispositivos semicondutores. Esta estratégia permite o controle da tensão e da frequência aplicada na carga (HOLMES; LIPO, 2003). A estratégia tradicional, conhecida como modulação senoidal (SPWM), compara o sinal senoidal a qual deseja-se sintetizar com uma portadora triangular na frequência de chaveamento, como ilustrado na Figura 3.5 (a). Apesar da sua simplicidade, esse método limita consideravelmente o aproveitamento da tensão do barramento cc. Neste tipo de modulação, o valor mínimo do barramento cc é o dobro do pico da tensão de fase a qual deseja-se sintetizar (SOARES, 2012).

A limitação da máxima tensão a ser sintetizada pela técnica SPWM está intimamente relacionada com a característica do sinal modulante. De fato, a inserção de componentes de sequência zero ao sinal de referência, conforme ilustrado na Figura 3.5 (b) permite um maior aproveitamento do barramento cc. Assim, o que diferencia as técnicas de modulação mais modernas é a forma de obtenção da sequência zero a ser adicionada.

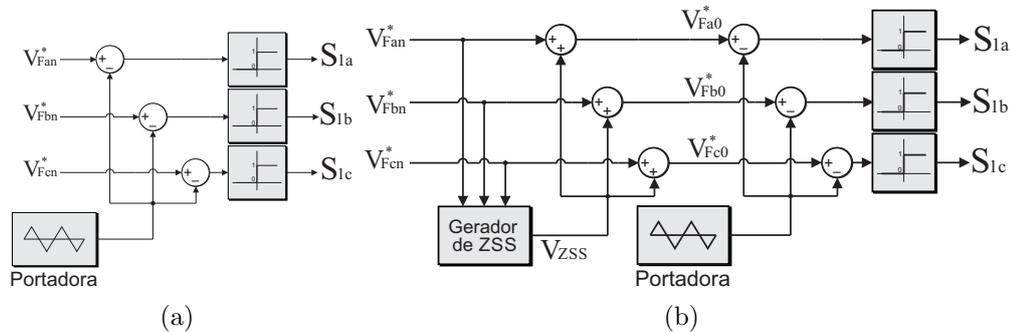


Figura 3.5: Estrutura geral dos moduladores PWM: (a) Modulador PWM senoidal - SPWM; (b) Modulador PWM com inserção de sequência zero - ZSSPWM.

A técnica de modulação conhecida como *Space Vector PWM* - SVPWM baseia-se na teoria de fasores espaciais e associa a cada estado de condução das chaves um vetor espacial no plano complexo. Existem dois estados que correspondem a vetores nulos e que são fundamentais para reduzir a ondulação da corrente ca fornecida pelo inversor (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

Esta técnica é, possivelmente, o método de injeção de sequência zero mais utilizado e é capaz de sintetizar uma tensão de linha eficaz igual ao valor de tensão no barramento cc, no limite da região linear de operação.

Na sua implementação mais elegante, o SVPWM detecta a posição no plano complexo da tensão e seleciona sempre quatro vetores para sintetizá-lo. Tradicionalmente utilizam-se os dois vetores adjacentes à tensão que se deseja obter e os vetores nulos. Isto permite chavear um dispositivo semicondutor por vez, além de reduzir a ondulação na corrente de saída (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

Neste trabalho, a implementação do SVPWM é realizada através do cálculo da componente de sequência zero a ser adicionada ao sinal de referência. Segundo Hava, Kerkman e Lipo (1999), a tensão de sequência zero para esta técnica é obtida através do teste da menor magnitude entre os três sinais de referência escalonados por 0,5.

A Figura 3.7 (a) apresenta as formas de onda típicas do modulador. É adicionado ao sinal de referência senoidal a componente de sequência zero, gerando a forma de onda de referência da modulação SVPWM.

Considerando-se o retificador PWM da 3.6 com tensão constante no barramento cc igual a 500 V é possível obter as formas de onda apresentadas na Figura 3.7 para as tensões de linha (i), tensão de fase (ii) e tensão de sequência zero (iii). Esta Figura também apresenta o valor médio por período de chaveamento das tensões. Observa-se que o valor médio tem o mesmo comportamento das formas de onda características do modulador.

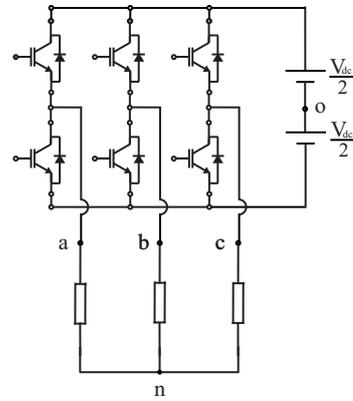


Figura 3.6: Estrutura do retificador PWM e pontos notáveis utilizados para a análise do modulador.

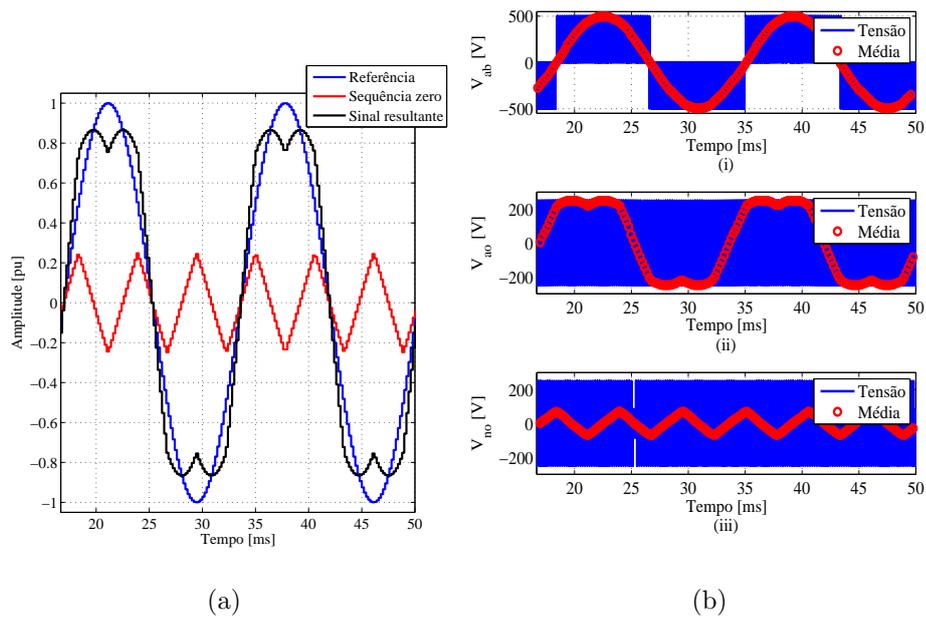


Figura 3.7: Características do modulador SVPWM: (a) Estrutura do retificador; (b) Formas de onda típicas do modulador; (c) Tensões obtidas na saída de um inversor e seus respectivos valores médios durante um período de chaveamento: (i) Tensão de linha V_{ab} , (ii) Tensão de fase V_{a0} e (iii) Tensão de sequência zero V_{no} .

3.3 Modelo dinâmico e projeto dos controladores do CLR

Para a modelagem do retificador, considera-se que as tensões da rede são balanceadas e sem componentes harmônicas. Nesta situação, as equações que descrevem a dinâmica do lado ca do retificador em coordenadas síncronas dq são dadas por (ALMEIDA, 2011):

$$\begin{cases} v_{rd} = -R_f i_d - L_f \frac{di_d}{dt} + \omega_n L_f i_q + v_d \\ v_{rq} = -R_f i_q - L_f \frac{di_q}{dt} - \omega_n L_f i_d + v_q \end{cases} \quad (3.8)$$

onde v_d e v_q são as componentes de eixo direto e de quadratura da tensão da rede elétrica; v_{rd} e v_{rq} são as componentes de eixo direto e de quadratura da componente fundamental da tensão sintetizada pelo retificador; i_d e i_q são as componentes da corrente na rede; L_f é a indutância do filtro e R_f é a resistência. Deve ser observado que, devido a operação do algoritmo de sincronismo, $v_d = V_f$ e $v_q = 0$.

A estrutura de controle é baseada em uma estrutura com duas malhas em cascata. As malhas internas, mais rápidas, controlam as componentes de eixo direto e de quadratura da corrente na rede. as malhas externas, mais lentas, controlam a tensão no barramento cc e a potência reativa na rede elétrica (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2001). A estrutura de controle completa é apresentada na Figura 3.8.

Os termos $\omega_n L_f i_q + V_d$ e $\omega_n L_f i_d$ são compensados por ações *feed-forward*. Utilizando-se a transformada de Laplace é possível obter que:

$$G_{i_d,q}(s) = \frac{i_{d,q}(s)}{v_{rd,rq}(s)} = \frac{1}{L_f s + R_f}. \quad (3.9)$$

As malhas de corrente utilizam controladores PI ajustados pelo método de alocação de polos. Isto resulta nos seguintes ganhos para as malhas internas:

$$k_{p,i_d,q} = 2\pi f_{dq} L_f \quad (3.10)$$

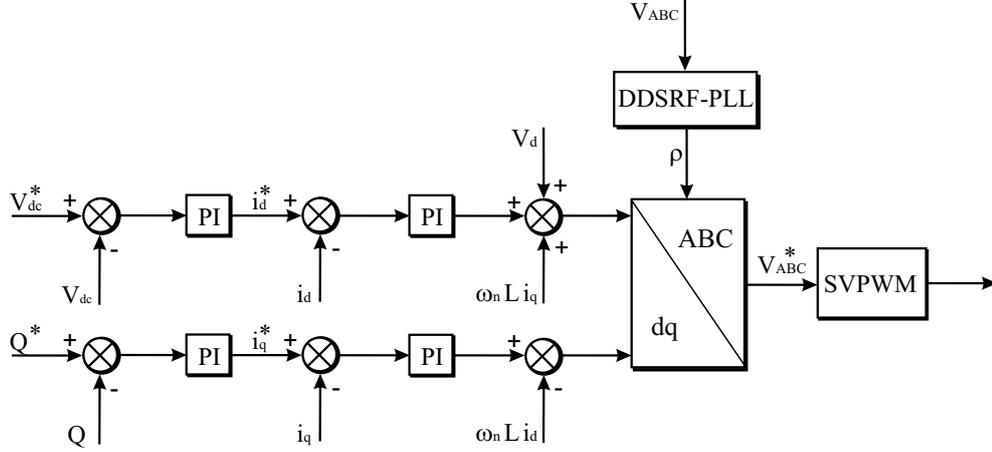


Figura 3.8: Estrutura de controle do retificador PWM.

$$k_{i,i_{d,q}} = 2\pi f_{dq} R_f \quad (3.11)$$

onde f_{dq} é a frequência de corte das malhas de corrente. Seu valor geralmente é limitado uma década abaixo da frequência de chaveamento. Isto permite desprezar, por exemplo, os atrasos gerados pelo conversor, inserção de tempo morto, sensores e etc.

Por sua vez, de acordo com a figura 2.7, a dinâmica do barramento cc é dada por:

$$C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = i_r - i_c \quad (3.12)$$

onde i_r é a corrente retificada e i_c é a corrente que vai para o estágio cc/cc.

O termo i_c comporta-se como uma perturbação e será desprezado. Além disso, desprezando-se as perdas do conversor, pode-se obter que

$$i_r v_{dc} \cong i_r v_{dc}^* = \frac{3}{2} V_d i_d. \quad (3.13)$$

Desta forma, pode-se obter a seguinte função de transferência para o comportamento do barramento cc do retificador:

$$\frac{v_{dc}(s)}{i_d(s)} = \frac{K}{C_{dc}s} \quad (3.14)$$

onde $K = \frac{3}{2} \frac{V_d}{v_{dc}^*}$.

Considera-se que a dinâmica da malha de controle de corrente é suficientemente rápida. Assim, na análise da malha externa, pode-se desprezar sua dinâmica. Utilizando-se um controlador PI, a seguinte função de transferência em malha fechada é obtida:

$$\frac{v_{dc}(s)}{v_{dc}^*(s)} = \frac{(Kk_{p,dc}s + Kk_{i,dc})}{C_{dc}s^2 + Kk_{p,dc}s + Kk_{i,dc}} \quad (3.15)$$

onde $k_{p,dc}$ e $k_{i,dc}$ são os ganhos proporcional e integral da malha de tensão do barramento cc, respectivamente. O ajuste do controlador é realizado pelo método de alocação de polos. Os ganhos do controlador são definidos de forma que ambos os polos da função de transferência em malha fechada do sistema sejam reais. Portanto:

$$k_{p,dc} = \frac{2\pi(f_{dc1} + f_{dc2})C_{dc}}{K} \quad (3.16)$$

$$k_{i,dc} = \frac{4\pi^2 f_{dc1} f_{dc2} C_{dc}}{K} \quad (3.17)$$

onde f_{dc1} e f_{dc2} são as frequências dos polos da malha fechada. Tipicamente estes polos são afastados entre si de uma década e o valor do maior deles deve estar alocado, no mínimo, uma década abaixo da frequência de corte da malha de corrente. Isto garante a adequada operação do controle em cascata.

Já o controle da potência reativa injetada é realizado considerando-se que, na presença da PLL, $V_q = 0$. Desta forma, tem-se que:

$$Q = -\frac{3}{2} V_d i_q \quad (3.18)$$

Desprezando-se novamente a dinâmica da malha interna de corrente e considerando-se um controlador PI, pode-se obter que

$$\frac{Q(s)}{Q^*(s)} = \frac{H(k_{p,Q}s + k_{i,Q})}{(1 + Hk_{p,Q})s + Hk_{i,Q}} \quad (3.19)$$

onde $H = -\frac{3}{2} V_d$. $k_{p,dc}$ e $k_{i,dc}$ são os ganhos proporcional e integral da malha de potência reativa, respectivamente. Utilizando-se alocação de polos,

calculam-se os ganhos como sendo:

$$k_{p,Q} = \frac{2\pi f_{q2}}{2\pi H(f_{q1} - f_{q2})} \quad (3.20)$$

$$k_{i,Q} = 2\pi f_{q1} k_{p,Q} \quad (3.21)$$

onde f_{q1} e f_{q2} são as frequências dos polos da malha fechada. Novamente, estes polos são afastados entre si de uma década e o valor do maior deles deve estar alocado, no mínimo, uma década abaixo da frequência de corte da malha de corrente.

Os parâmetros dos controladores utilizados são apresentados no Apêndice [B](#).

3.4 Modelo dinâmico e projeto dos controladores do CLI

Para o controle do conversor *cc/cc* também é utilizada uma estrutura com duas malhas em cascata: a malha interna, mais rápida, regula a corrente no indutor do conversor. Por sua vez a malha externa, mais lenta, regula a tensão de saída do conversor. Para a operação como simulador de painéis, 2 modos de operação são necessários e descritos a seguir.

- Modo *start-up*: Este modo de controle é responsável por controlar a tensão de saída do simulador quando este está a vazio. Nesta situação, a tensão de referência é a tensão de circuito aberto do arranjo a ser emulado;
- Modo simulador: Nessa situação a malha de tensão é suprimida e a referência de corrente passa a ser calculada a partir da curva I x V do arranjo a ser simulado. Este modo permite a obtenção do comportamento elétrico do painel nos terminais de saída do simulador.

A estratégia de controle é apresentada na Figura [3.9](#). O controle no modo simulador é baseado em uma *look-up table* da curva I x V do arranjo a ser

emulado. Este método apresenta três etapas básicas. Na primeira etapa, são armazenados na memória do processador pontos das curvas $I \times V$ as quais se deseja emular. Neste trabalho são considerados vetores com 50 pontos, visto que este valor mostrou-se adequado para representar as curvas do módulo fotovoltaico utilizado.

Em seguida, a tensão de saída do simulador é medida. Procura-se na tabela dois valores consecutivos na qual o valor de tensão medido esteja entre eles. Na terceira etapa é realizada uma interpolação linear com o valor medido de tensão e os valores da tabela. Este processo resulta no valor da referência de corrente que é utilizada no controle do simulador.

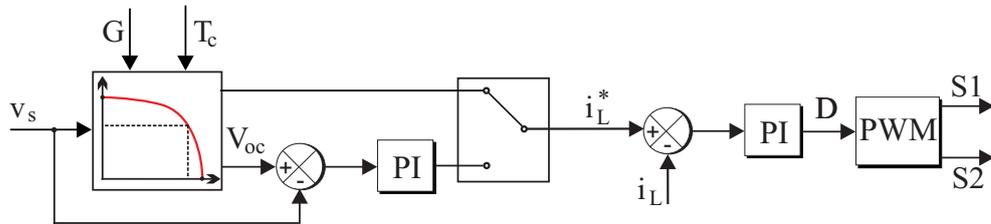


Figura 3.9: Estrutura de controle do conversor simulador.

Para a modelagem do estágio cc/cc, os seguintes pontos são considerados:

- As chaves do conversor operam em complementariedade;
- A tensão do barramento cc do retificador é assumida constante;
- Apenas as perdas ôhmicas no indutor do conversor são consideradas;
- O consumo de potência do inversor sobre teste é modelado por uma resistência em paralelo com uma fonte de corrente, ambos conectados na saída do conversor.

Assumindo estas simplificações, o circuito equivalente do estágio cc/cc é apresentado na Figura 3.10. As equações dinâmicas que descrevem o comportamento não-linear do conversor podem ser escritas na forma matricial:

$$\dot{X} = [A_0 + d(A_1 - A_0)]X + [B_0 + d(B_1 - B_0)]U \quad (3.22)$$

onde d é a razão cíclica do conversor. Por sua vez,

$$A_0 = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}; A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix};$$

$$B_0 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix}; B_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix};$$

$$X = \begin{bmatrix} i_L \\ v_s \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} v_{dc}^* \\ i_{load} \end{bmatrix}.$$

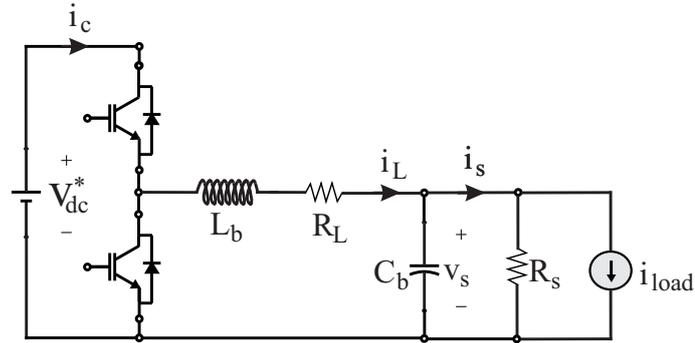


Figura 3.10: Modelo do estágio cc/cc do simulador de painéis.

É importante ressaltar que i_L e v_s são os valores médios da corrente no indutor e da tensão no barramento cc do conversor simulador. Na aplicação proposta, será realizado o controle da corrente do indutor, visto que este estado tem valor médio igual à corrente de saída do simulador em regime permanente. A ação de controle deve ajustar a razão cíclica do chaveamento do conversor. Para a determinação da função de transferência do conversor, um modelo de pequenos sinais é utilizado (ERICKSON, 2004). Desta forma:

$$\begin{cases} d = D_{ss} + \hat{d} \\ X = X_{ss} + \hat{x} \\ U = U_{ss} + \hat{u} \end{cases} \quad (3.23)$$

onde D_{ss} , X_{ss} e U_{ss} são os valores no ponto quiescente da razão cíclica, estados e entradas do modelo. As variáveis \hat{d} , \hat{x} e \hat{u} são pequenas perturbações em torno do ponto de operação. Note que a condição para o modelo de pequenos sinais é que $D_{ss} \gg \hat{d}$, $X_{ss} \gg \hat{x}$ e $U_{ss} \gg \hat{u}$.

Substituindo-se a Equação (3.23) em (3.22) e realizando-se algumas manipulações algébricas, é possível obter que

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}(s) & F_{12}(s) & F_{13}(s) \\ F_{21}(s) & F_{22}(s) & F_{23}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{cc}^* \\ \hat{i}_{load} \\ \hat{d} \end{bmatrix}. \quad (3.24)$$

Note que $F_{13}(s)$ é a função de transferência de interesse e será denominada $G_{id}(s)$. Esta função de transferência é dada por

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{(R_s C_b s + 1)V_{dc}}{R_s L_b C_b s^2 + (L_b + R_L R_s C_b)s + (R_s + R_L)}. \quad (3.25)$$

É possível simplificar a relação (3.25) por:

$$G_{id_{simp}}(s) = \frac{V_{dc}}{L_b s + (R_s + R_L)}. \quad (3.26)$$

A Figura 3.11 apresenta o Diagrama de Bode das funções de transferência $G_{id}(s)$ e $G_{id_{simp}}(s)$. Nota-se que a dinâmica na região das altas e baixas frequências é muito bem representada pela função de transferência aproximada. Desta forma, a relação (3.26) será utilizada no projeto dos controladores. Nota-se que a planta simplificada é de primeira ordem. Portanto, utilizando-se um controlador PI ajustado pelo método de alocação de polos, os ganhos proporcional e integral da malha de corrente são dados por

$$k_{p,i_L} = \frac{2\pi f_L L_b}{V_{dc}} \quad (3.27)$$

$$k_{i,i_L} = \frac{2\pi f_L R_L}{V_{dc}} \quad (3.28)$$

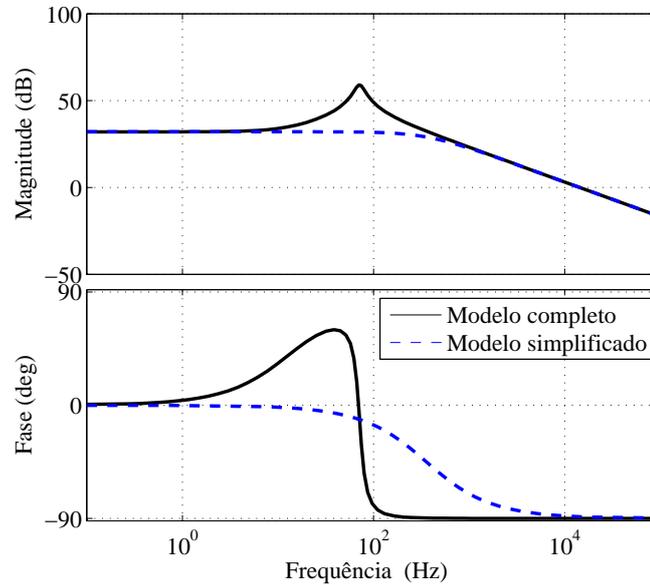


Figura 3.11: Diagramas de Bode das funções de transferência completa e simplificada da malha de corrente do estágio cc/cc.

onde f_L é a frequência de corte da malha de corrente. Seu valor geralmente é limitado uma década abaixo da frequência de chaveamento do conversor.

O efeito da simplificação na resposta ao degrau em malha fechada é apresentado na figura 3.12. A simplificação resulta no aparecimento de um sobressinal na malha de corrente. A malha de corrente apresenta um tempo de assentamento inferior a 5 ms que foi considerado adequado para a aplicação.

A função de transferência que relaciona a corrente no indutor e a tensão no barramento cc do simulador, considerando o simulador a vazio é dada por:

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{v}_s(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{1}{C_b s}. \quad (3.29)$$

Considera-se que a dinâmica da malha de controle de corrente é suficientemente rápida. Assim, pode-se desprezar sua dinâmica na análise da malha externa. Utilizando-se um controlador PI, a seguinte função de transferência

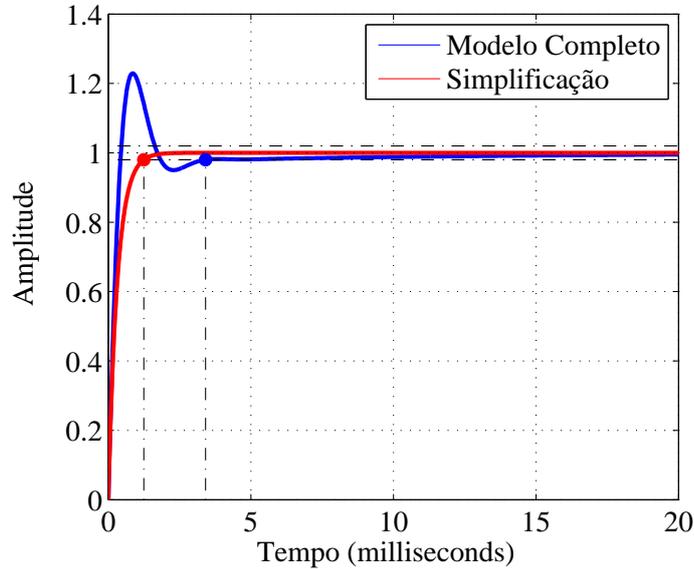


Figura 3.12: Resposta ao degrau em malha fechada da função de transferência completa e simplificada da malha de corrente do estágio cc/cc.

em malha fechada é obtida

$$\frac{v_s(s)}{v_s^*(s)} = \frac{(k_{p,v_s}s + k_{i,v_s})}{C_b s^2 + k_{p,v_s}s + k_{i,v_s}} \quad (3.30)$$

O ajuste do controlador é realizado pelo método de alocação de polos. Os ganhos do controlador são definidos de forma que ambos os polos da função de transferência em malha fechada do sistema sejam reais. Portanto:

$$k_{p,v_s} = 2\pi(f_{v_s1} + f_{v_s2}) \quad (3.31)$$

$$k_{i,v_s} = 4\pi^2 f_{v_s1} f_{v_s2} C_b \quad (3.32)$$

onde f_{v_s1} e f_{v_s2} são as frequências dos polos da malha fechada. Tipicamente estes polos são afastados entre si de uma década e o valor do maior deles deve estar alocado, no mínimo, uma década abaixo da frequência de corte da malha de corrente. Isto é necessário para garantir a operação adequada do controle em cascata.

Deve ser observado que a linearização e o projeto dos controladores considerou o simulador no ponto nominal de operação.

3.5 Metodologia

Para validar a modelagem realizada, foram realizadas simulações em ambiente MATLAB/Simulink R2013a. Os parâmetros do sistema são apresentados no Apêndice B. Foi simulado um arranjo com 11 *strings* de 18 painéis SM48KSM da Kyocera, cujos parâmetros foram estimados no capítulo 2. Tal arranjo resulta em uma tensão de circuito aberto de 397,8 V e uma corrente de curto-circuito de 31,79 A. Os dados das curvas deste arranjo são inseridos em uma *look-up table* que é utilizada no controle de corrente do simulador.

Nas simulações foram consideradas as estruturas necessárias para a inicialização do sistema. De fato, os capacitores do barramento cc do retificador e do conversor a ser testado iniciam-se descarregados. Desta forma, em um primeiro instante são necessários resistores de pré-carga que limitam a circulação de corrente. Esta carga é realizada através dos diodos da ponte retificadora.

Com a pré-carga realizada, o controle do CLR é habilitado de forma a estabilizar a tensão no primeiro barramento cc em 450 V. Após a estabilização desta tensão, inicia-se o controle do CLI e o capacitor de saída do simulador é controlado no valor da tensão de circuito aberto do arranjo. Quando a carga é conectada ao simulador, comuta-se a estratégia de controle.

A próxima seção apresenta os resultados obtidos.

3.6 Resultados de simulação

Esta seção apresenta os resultados da simulação computacional do simulador de painéis solares projetado. São apresentados resultados do *start-up*, operação com carga resistiva, variações na irradiância incidente, sombreamentos não uniformes além de uma comparação com a topologia clássica. Por fim são apresentados resultados do simulador de painéis alimentando um

conversor fotovoltaico.

3.6.1 *Start-up do sistema e controle da tensão de circuito aberto*

O primeiro passo para iniciar a operação do simulador é efetuar a pré-carga do barramento cc do CLR. Em seguida, o controle do CLR é habilitado e a referência da malha de v_{dc} é uma rampa desde o valor atual até o nominal. A finalidade desta metodologia é minimizar os transitórios de corrente na rede elétrica.

Em seguida, o controle do CLI é habilitado e sua tensão de referência é uma rampa desde o valor inicial (supostamente zero) até o valor da tensão de circuito aberto do arranjo a ser emulado. O controle da tensão de circuito aberto é importante, visto que grande parte dos conversores para aplicações fotovoltaicas entram em operação a partir da leitura da tensão de circuito aberto do arranjo. O processo de pré-carga para o sistema é apresentado na Figura 3.13.

Neste ponto, a topologia proposta é comparada com a abordagem convencional. A primeira comparação realizada reside na estrutura de controle. De fato, como apresentado no capítulo 2, grande parte dos trabalhos propostos na literatura não implementam o controle da tensão de circuito aberto do simulador. Desta forma, foram realizadas duas simulações:

- S1: A tensão de circuito aberto é controlada;
- S2: Depois do processo de *start-up*, a malha de tensão é desabilitada e a referência de corrente passa a ser calculada pela *look-up table* da curva do arranjo a ser emulado.

A Figura 3.14 (a) apresenta os resultados obtidos. Observa-se, que sem o controle de tensão, a tensão de saída do simulador de painéis não se mantém estável. Desta forma, esta estratégia é necessária para a inicialização do sistema por questões de segurança e no caso do conversor sob teste falhar.

A segunda comparação reside no fato da maioria dos trabalhos utilizar uma topologia unidirecional em corrente, conforme apresentado no capítulo

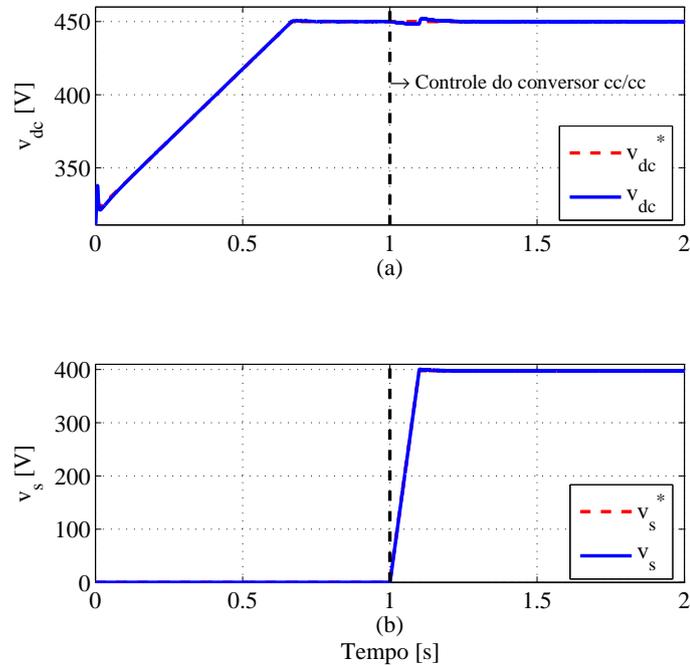
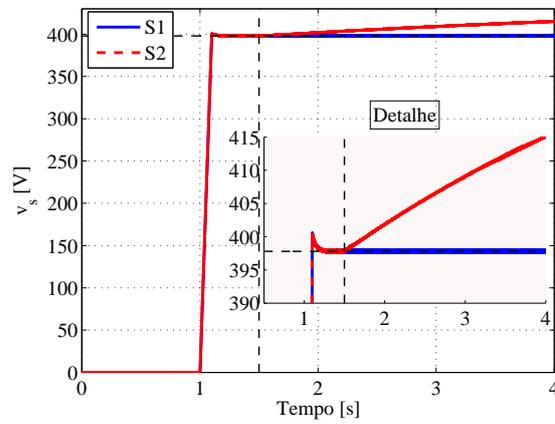


Figura 3.13: Processo de *start-up* do simulador de painéis proposto: (a) Comportamento do barramento cc do retificador; (b) Comportamento da tensão de saída do simulador.

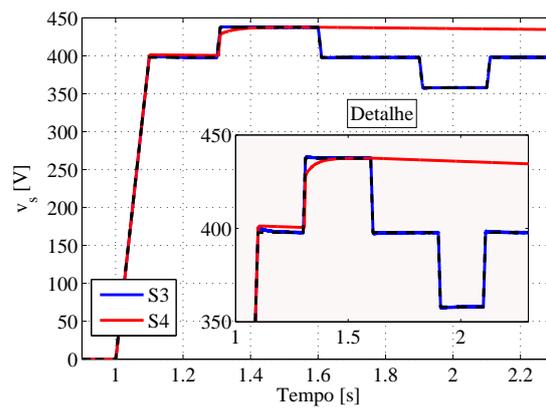
2. Para a comparação da topologia típica com a proposta, foram realizadas duas simulações:

- S3: É utilizada a topologia bidirecional em corrente (proposta deste trabalho);
- S4: É utilizada a topologia unidirecional.

A Figura 3.14 (b) apresenta as respostas das duas topologias durante variações na referência da tensão de circuito aberto. Estas variações são necessárias quando se necessita testar a tensão de *start-up* do conversor fotovoltaico. Como pode ser observado, a topologia unidirecional não pode seguir a referência quando é necessário retirar energia dos capacitores (reduzir a tensão). Na estrutura proposta o sistema é capaz de estabilizar a tensão sem sobressinais e atrasos significativos.



(a)



(b)

Figura 3.14: Comparação da estrutura convencional com a proposta: (a) Estabilização da tensão de circuito aberto; (b) Importância da topologia bidirecional em corrente. A tensão de referência está representada pela linha preta tracejada

Observa-se que a topologia proposta tem vantagens operacionais e maior flexibilidade em termos da estabilização da tensão de circuito aberto, bem como sua variação controlada. Tais fatos justificam a utilização desta topologia na presente dissertação.

3.6.2 *Simulador operando com carga resistiva*

Conforme discutido no capítulo 2, a utilização de cargas resistivas é um teste bastante mencionado na literatura a fim de mudar o ponto de operação do simulador de painéis. Esta estratégia é interessante do ponto de vista de adquirir os pontos de operação em regime permanente. Contudo, a dinâmica da corrente de saída do simulador fica limitada pela dinâmica em malha aberta do capacitor. Assim, apenas para variações lentas a corrente de saída do simulador i_s apresentará uma dinâmica próxima da corrente do indutor i_L .

Foram realizadas duas simulações. A primeira considera o arranjo com irradiância de $1000W/m^2$ e temperatura nos painéis de $25^\circ C$. É considerada na saída do simulador a variação de carga apresentada na Figura 3.15. Até o instante 1,5 segundos o simulador encontra-se sem carga (NL). A resistência da carga é variada em degraus. No instante 3,3 segundos é aplicada um valor de carga que corresponde a máxima potência do arranjo (MPP).

A Figura 3.16 apresenta a dinâmica da tensão e das correntes do conversor simulador. Nota-se que até 1,5 segundos o conversor encontra-se sem carga e, portanto, a tensão de saída do simulador mantém-se na tensão de circuito aberto. Quando a carga de 100Ω é conectada à saída do simulador, a estratégia de controle é comutada. Observa-se que o controle de corrente é capaz de seguir a referência de corrente perante as perturbações de carga.

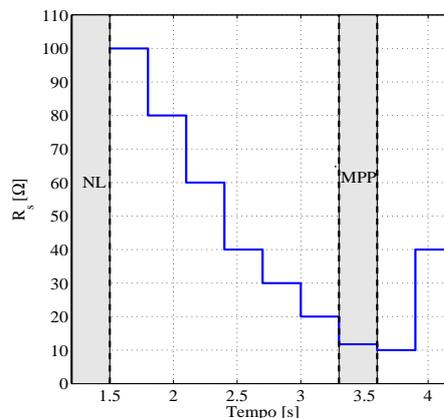


Figura 3.15: Variação da resistência elétrica da carga.

Transitórios mais significativos são observados na região de fonte de corrente (valores de tensão inferiores a de máxima potência). Isto ocorre devido ao fato da tensão de saída estar em malha aberta. Assim, a variação do ponto de operação (que neste caso significa grandes variações de tensão) está atrelada à constante de tempo formada entre a capacitância de saída do simulador e a resistência da carga utilizada no teste. Apesar disso, observa-se em regime permanente que a corrente de saída do simulador é a média da corrente que passa pelo indutor do CLI.

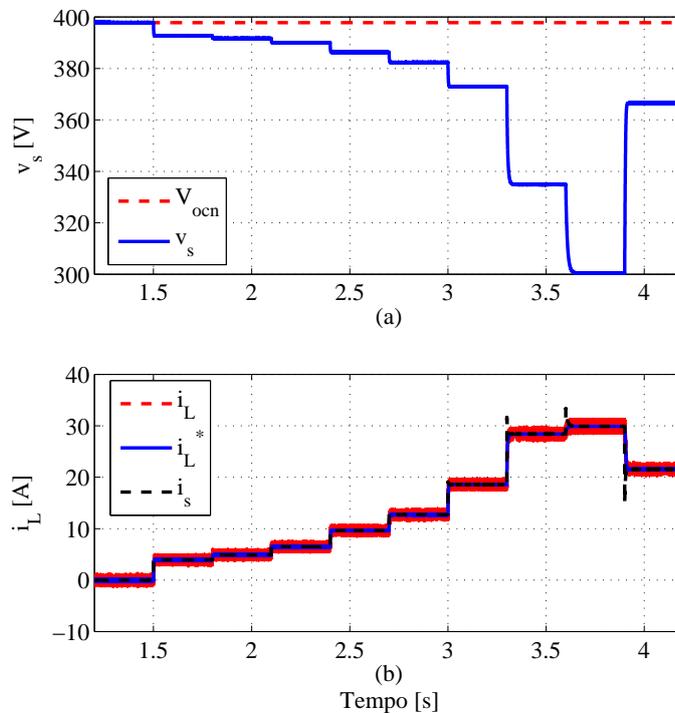


Figura 3.16: Dinâmica do CLI durante variações na resistência da carga: (a) Tensão de saída do simulador; (b) Corrente no indutor, de referência e corrente na saída do simulador.

A Figura 3.17 apresenta a dinâmica da tensão, potências ativa e reativa e corrente na rede elétrica. Quando a carga de $100\ \Omega$ é conectada à saída do simulador, a estratégia de controle é comutada. Observa-se que o controle de corrente é capaz de seguir a referência de corrente perante as perturbações de carga. O barramento cc do CLR apresenta pequenas variações inferiores a 1,5 % do valor nominal. Além disso, observa-se que a potência reativa na

rede elétrica mantém-se próxima a zero, resultando em um fator de potência praticamente unitário.

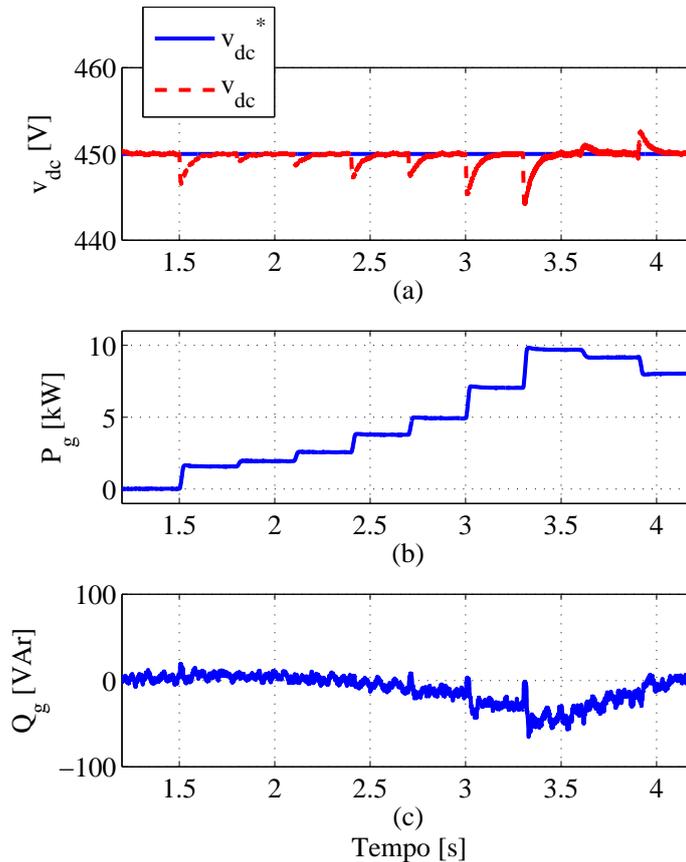


Figura 3.17: Dinâmica do CLR durante variações na resistência da carga: (a) Tensão do barramento cc; (b) Potência ativa drenada da rede elétrica; (c) Potência reativa drenada da rede elétrica.

Na segunda simulação realizada foram consideradas variações de resistência em rampa, a fim de verificar se o simulador é capaz de seguir dinamicamente a curva do arranjo simulado. Além disso, foram incluídas na análise variações na irradiância incidente sobre os módulos e sombreamento parcial. Os perfis de variação de irradiância e carga utilizado são apresentados na Figura 3.18.

As variações de irradiância em rampa consideraram uma *look-up table* com curvas $I \times V$ para diversos valores de irradiância. Para a realização de

sombreamento parcial, o vetor de corrente da *look-up table* foi substituído por um que represente curvas com comportamento análogo à figura 2.4 (b).

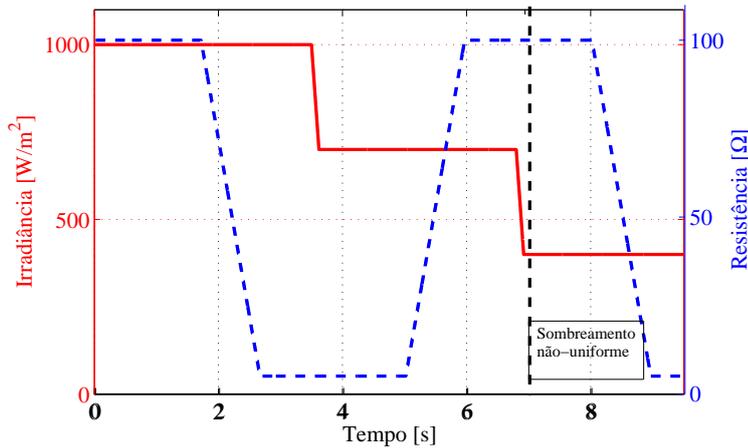


Figura 3.18: Perfil de irradiância e carga simulado.

A Figura 3.19 apresenta o comportamento do CLR. Como pode ser observado, as variações de irradiância e distúrbios perturbam o comportamento da tensão no barramento cc. Contudo as variações são inferiores a 2 % do valor nominal, o que pode ser considerado adequado para a aplicação. O comportamento das potência ativa e reativa na rede elétrica são apresentadas na Figura 3.19 (b). A potência reativa mantém-se regulada em zero, resultando em um fator de potência próximo do unitário.

Por sua vez a Figura 3.20 apresenta o comportamento dinâmico do estágio cc/cc. As mudanças de carga em rampa resultam em mudanças mais suaves dos pontos de operação. A corrente do indutor apresenta um *ripple* que é filtrado pelo capacitor de saída. Observa-se novamente uma dinâmica diferente na corrente de saída, que apresenta pequenos sobressinais.

A Figura 3.21 apresenta a trajetória do simulador de painéis no plano $I \times V$. Pode ser observado que a corrente no indutor segue as curvas $I \times V$ de referência. O sistema inicia a operação no ponto A (Ponto de circuito aberto), muda para o ponto de operação B (variação de carga com irradiância constante), C (variação de irradiância com carga constante), D (variação de carga com irradiância constante) e estabiliza no ponto E (variação de carga para irradiância constante e sombreamento uniforme).

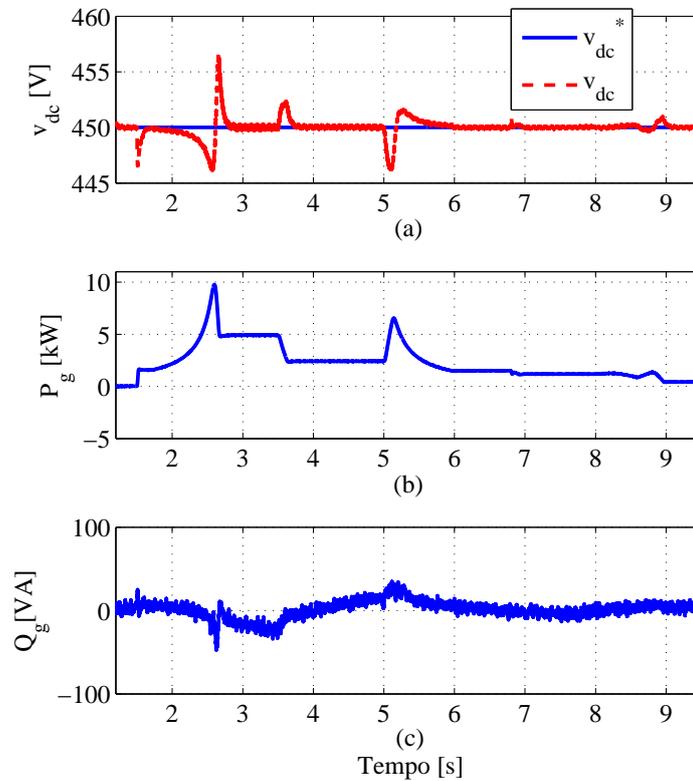


Figura 3.19: Comportamento do CLR durante variação de carga e irradiância: (a) Tensão no barramento cc; (b) Potência ativa drenada da rede elétrica; (c) Potência reativa drenada da rede elétrica.

O transitório observado quando o sombreamento parcial ocorre reflete em um erro de trajetória. Contudo este transiente é rápido e, provavelmente, não teria influência no funcionamento do inversor sob teste.

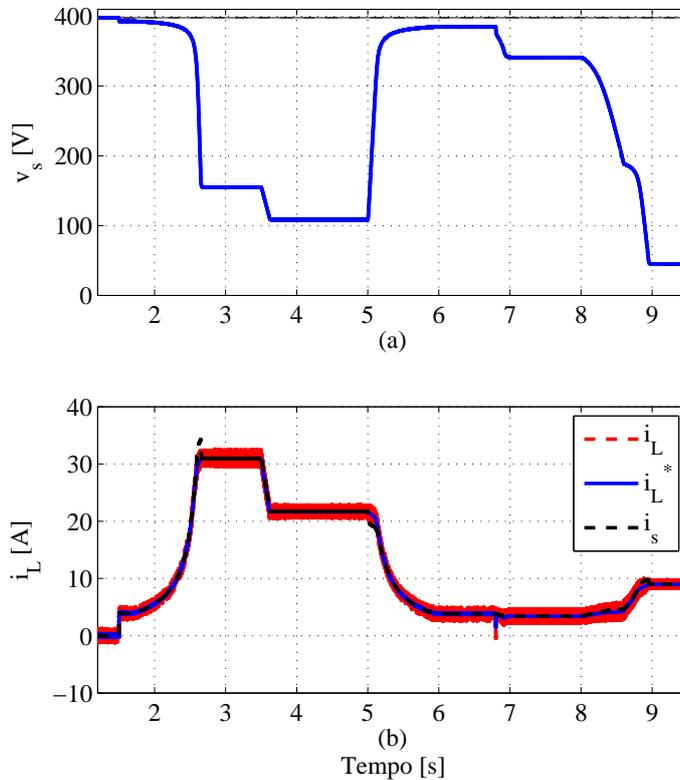


Figura 3.20: Comportamento dinâmico do CLI durante variação de carga e irradiação: (a) Tensão de saída do simulador; (b) Corrente no indutor, de referência e corrente na saída do simulador.

3.6.3 Comportamento do simulador com um conversor fotovoltaico

Com a finalidade de avaliar o comportamento do simulador proposto durante o teste de um conversor, a carga resistiva foi substituída por um inversor fotovoltaico. Foi considerado que o equipamento sob teste pode ser representado por um conversor *boost*, devido ao fato de diversas topologias de inversores fotovoltaicos apresentarem um estágio cc/cc dedicado ao seguimento da máxima potência.

Por simplicidade, as simulações consideraram que o barramento cc de saída do conversor *boost* seguidor de máxima potência comporta-se como

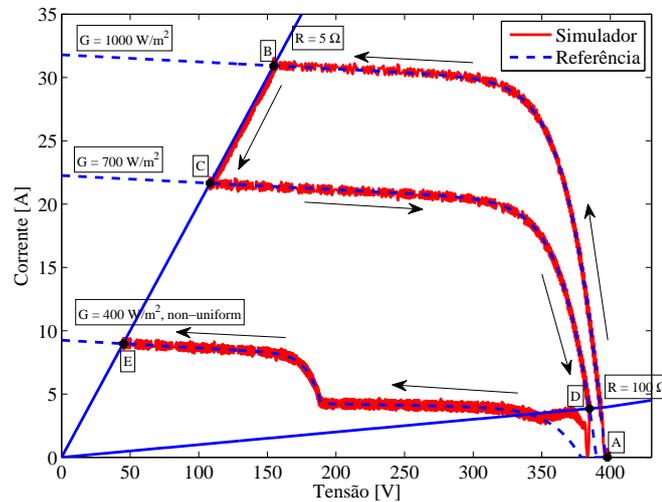


Figura 3.21: Trajetória do simulador de painéis no plano I x V com carga resistiva.

uma fonte de tensão. Isto é válido se o conversor for utilizado em sistemas de armazenamento de energia ou se o conversor cc/ca presente no inversor fotovoltaico controlar o segundo barramento.

A Figura 3.22 apresenta o conversor e sua estrutura de controle. O algoritmo seguidor de máxima potência simulado foi o P&O (Perturba e Observa), utilizado em diversos trabalhos da literatura (SERA et al., 2013). Os parâmetros do conversor simulado são apresentados no Apêndice B.

O perfil de irradiação simulado é apresentado na Figura 3.23 (a). A tensão de saída do simulador (agora imposta pelo conversor sob teste) e as correntes no indutor e de saída são apresentadas nas Figuras 3.23 (b) e (c), respectivamente. Observa-se que essas variáveis mudam de acordo com o nível de irradiação e a ação do MPPT do conversor sob teste.

O comportamento dinâmico do simulador nos planos I x V e P x V é apresentado nas Figuras 3.24 (a) e (b) respectivamente. Observa-se que o conversor sob teste é capaz de seguir o ponto de máxima potência do arranjo simulado. Um maior *ripple* de potência é observado para $400\text{W}/\text{m}^2$, visto que o *ripple* da corrente no indutor se torna mais significativo. Contudo observa-se que o simulador é capaz de emular as características.

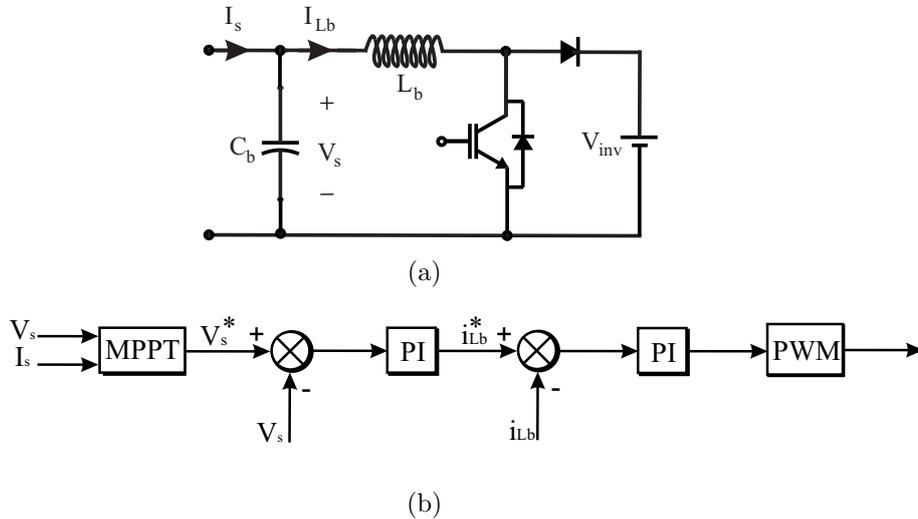


Figura 3.22: Conversor *boost* mppt: (a) Modelo considerando simplificação no barramento cc de saída; (b) Estrutura de controle utilizada.

3.7 Considerações finais

Este capítulo apresentou a modelagem e as estruturas de controle do simulador de painéis proposto. O controle do conversor do lado da rede é realizado em coordenadas síncronas. Por sua vez, o conversor simulador utiliza um controle com dois estágios, permitindo a estabilização da tensão de circuito aberto e operação de acordo com a curva do arranjo fotovoltaico a ser emulado. Ainda foram apresentados detalhes das estruturas de sincronismo, PWM e uma discussão a respeito do projeto dos controladores.

O capítulo finalizou com resultados de simulação computacional. Foi analisado o comportamento do simulador de módulos fotovoltaicos perante variações na irradiância, sombreamentos não uniformes e perturbações na carga. As dinâmicas foram analisadas para cargas resistivas e para um conversor *boost* seguidor de máxima potência. Os resultados apresentados mostraram que a topologia proposta apresenta vantagens operacionais e que é capaz de representar as características do arranjo fotovoltaico. O próximo capítulo apresenta os resultados experimentais obtidos na bancada de testes.

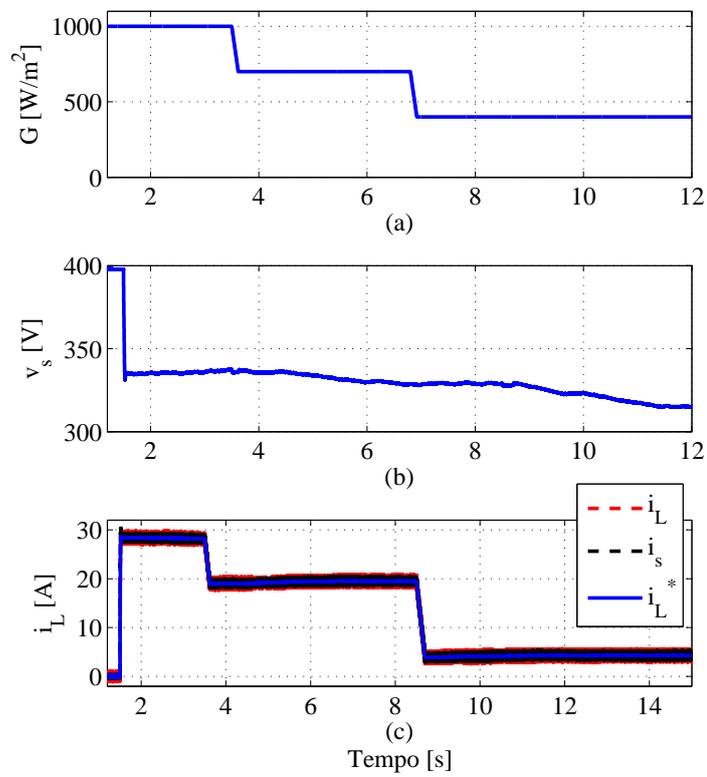
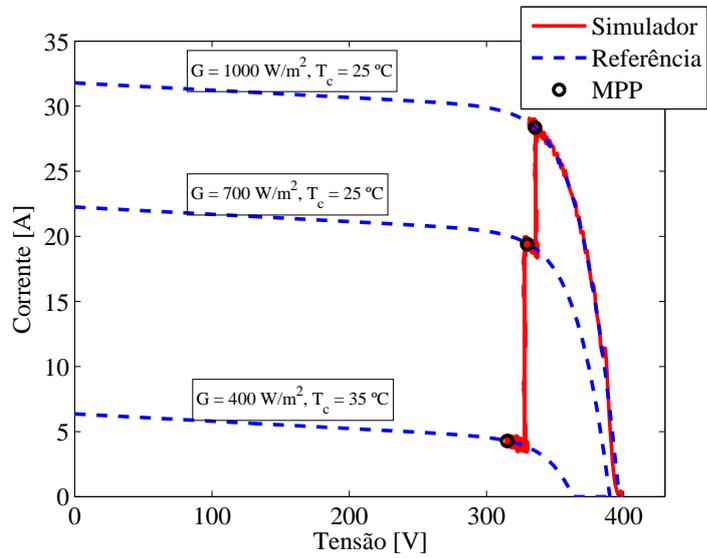
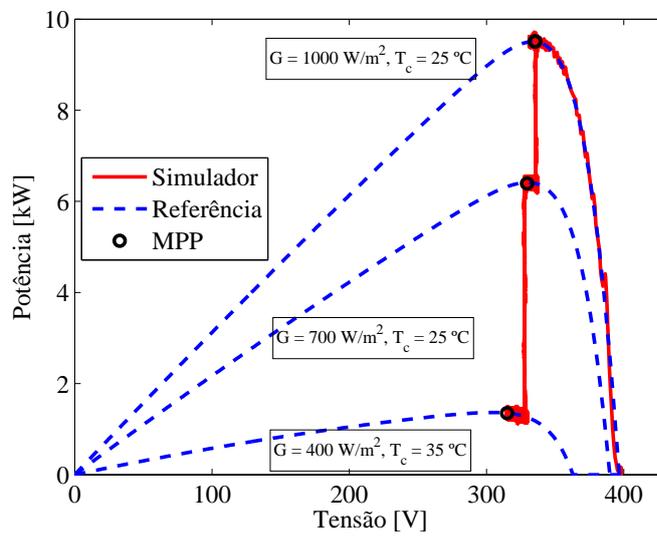


Figura 3.23: Variáveis elétricas do simulador de painéis durante o teste de um conversor seguidor de máxima potência: (a) Irradiância de referência; (b) Tensão na saída do CLI; (c) Corrente no indutor, de referência e corrente de saída do CLI.



(a)



(b)

Figura 3.24: Trajetórias do simulador de painéis durante o teste de um conversor fotovoltaico: (a) Plano I x V; (b) Plano P x V.

Resultados Experimentais

Este capítulo apresenta os resultados experimentais obtidos. Estes resultados foram adquiridos por meio de osciloscópio de 4 canais da Tecktronics. A frequência de aquisição utilizada foi 10 kHz. Para facilitar a apresentação, estes serão divididos em 3 subseções. A primeira delas apresenta a operação do CLR e sua dinâmica perante variações no fator de potência e perturbações na carga. Em seguida, são apresentados resultados do simulador proposto operando com carga resistiva. Ao final do capítulo são apresentados resultados preliminares do teste de um inversor fotovoltaico comercial de 3,1 kW. Os parâmetros do protótipo são apresentados no Apêndice B.

4.1 Operação do CLR

Inicialmente foi implementado a rotina de *start-up* do sistema. Este resultado é apresentado na Figura 4.1. Após o processo de pré-carga do primeiro barramento, o controle do CLR é habilitado (6,2 segundos) e estabiliza a tensão no barramento cc em 420 V. Em seguida, no instante igual a 10 segundos o controle do CLI é iniciado e a tensão na saída é estabilizada na tensão de circuito aberto do arranjo (265,2 V). No instante 16,2 segundos uma carga (resistor de $40\Omega \pm 10\%$) é conectada à saída do simulador e neste mesmo instante a estratégia de controle é comutada para o modo simulador. Considerou-se nesse teste uma irradiância de $1000 W/m^2$.

Para validação da metodologia de controle do CLR, foram realizadas perturbações de potência reativa e ativa no conversor. A Figura 4.2 mostra

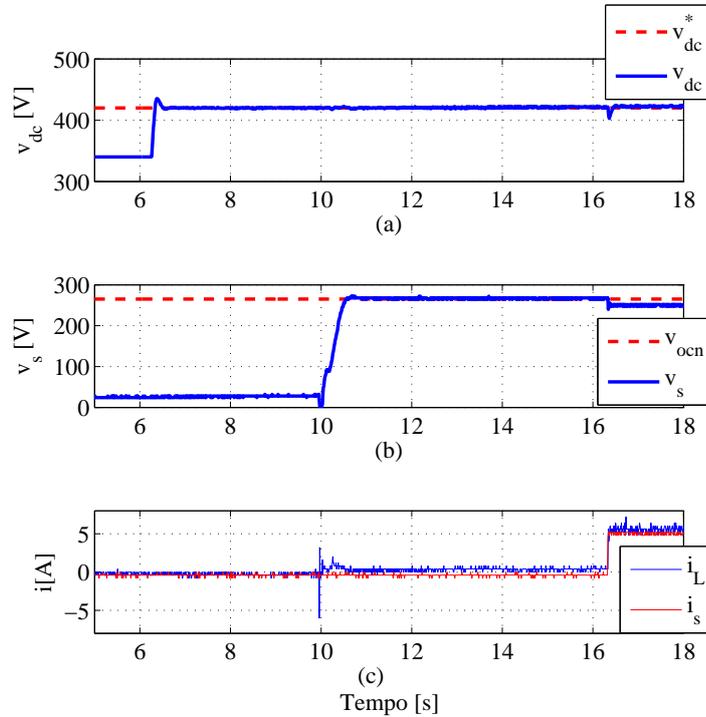


Figura 4.1: Resultado experimental do *Start-up* do protótipo: (a) Tensão no barramento cc do CLR; (b) Tensão cc na saída do simulador; (c) Corrente no indutor e na saída do CLI.

os resultados para um degrau de 10 ampères na malha de corrente reativa do CLR. A Figura 4.2 (a) apresenta a dinâmica da tensão no barramento cc que sofre pouca influência em relação à perturbação inserida. Como pode ser observado na Figura 4.2 (b), as correntes na rede elétrica apresentam-se equilibradas e com amplitude igual à referência.

A Figura 4.2 (c) apresenta o espectro harmônico da corrente na fase A. Observa-se predominância do quinto harmônico. A taxa de distorção harmônica de corrente, considerando-se o espectro até o 50º harmônico, foi de 4,5 %. Os harmônicos obtidos na forma de onda de corrente são (em parte) resultantes da distorção da tensão no ponto de acoplamento comum.

A forma de onda de tensão na fase A do ponto de acoplamento comum é plotada na Figura 4.3 (a). Observa-se um achatamento da forma de onda, caracterizado por harmônicos de baixa ordem. O espectro desta tensão (4.3

(b)) mostra uma componente de quinto harmônico em torno de 3 % da fundamental e uma taxa de distorção harmônica de 3,89 %, justificando parte da distorção observada na corrente.

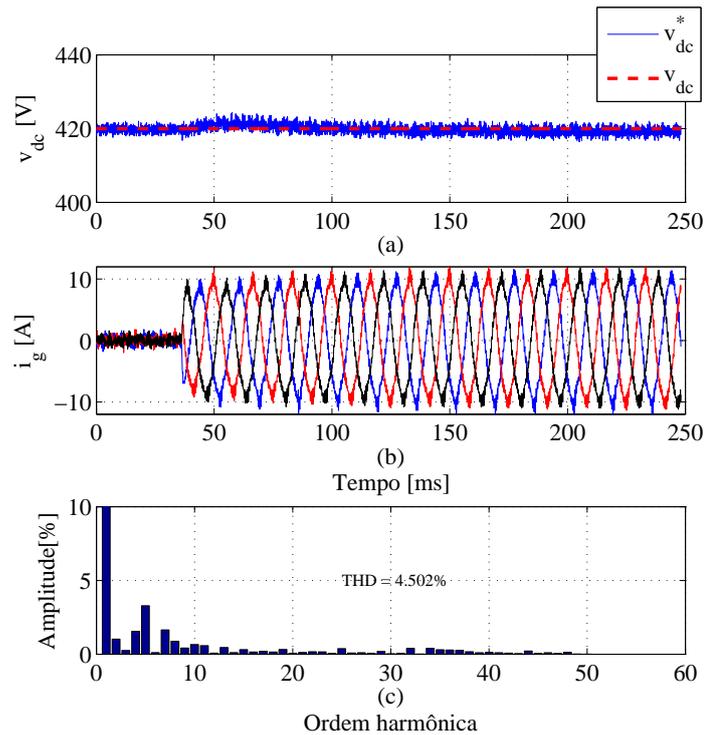


Figura 4.2: Resultado experimental da aplicação de um degrau de 10 ampères de corrente reativa no CLR: (a) Tensão no barramento cc; (b) Correntes trifásicas na rede elétrica; (c) Espectro harmônico e THD da corrente na fase A em regime permanente.

Os resultados para uma perturbação na potência drenada do barramento cc do CLR são apresentadas a seguir. Para a aplicação da perturbação, circulou-se pelo indutor do conversor simulador a corrente ilustrada na Figura 4.4 (a).

Observa-se na Figura 4.4 (b) que o barramento cc do CLR apresentou uma variação inferior a 5 % do valor de referência. Além disso, o tempo de acomodação foi inferior a 270 ms. A Figura 4.4 (c) apresenta a dinâmica na corrente da fase A do conversor, que neste teste atingiu um valor de pico próximo a 10 ampères.

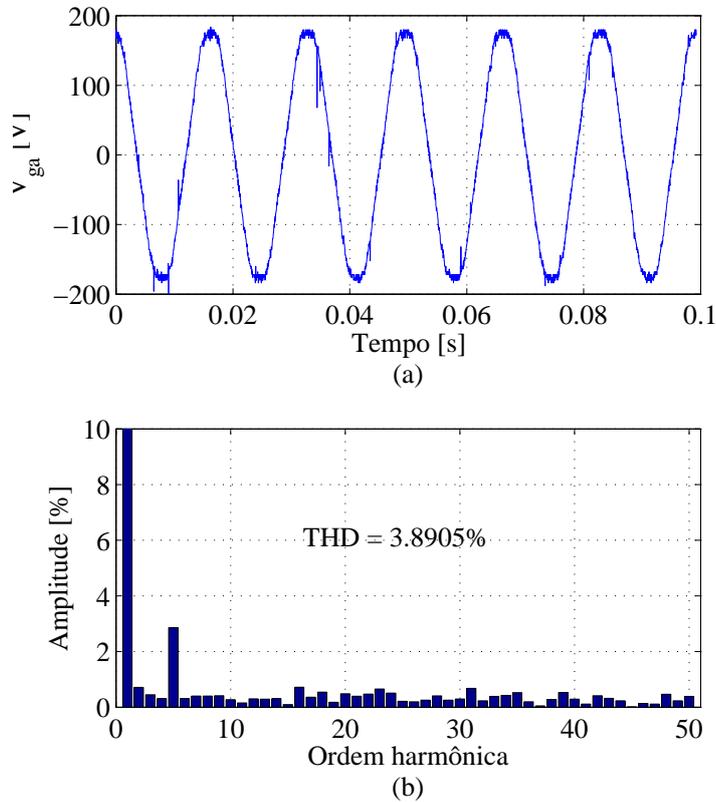


Figura 4.3: Tensão no ponto de acoplamento comum: (a) Tensão na fase A; (b) Espectro harmônico.

4.2 Operação do simulador com carga resistiva

Como comentado no capítulo 3, a utilização de uma carga resistiva é interessante na verificação da capacidade do simulador de seguir os pontos de operação da curva a ser emulada. Foram realizados dois testes: O primeiro considera uma curva $I \times V$ com irradiância e temperatura constantes. São realizadas variações na resistência da carga a fim de modificar o ponto de operação do simulador. O segundo teste consiste em realizar variações na irradiância, mantendo-se a carga constante.

A variação de carga no primeiro teste é realizada utilizando-se o esque-

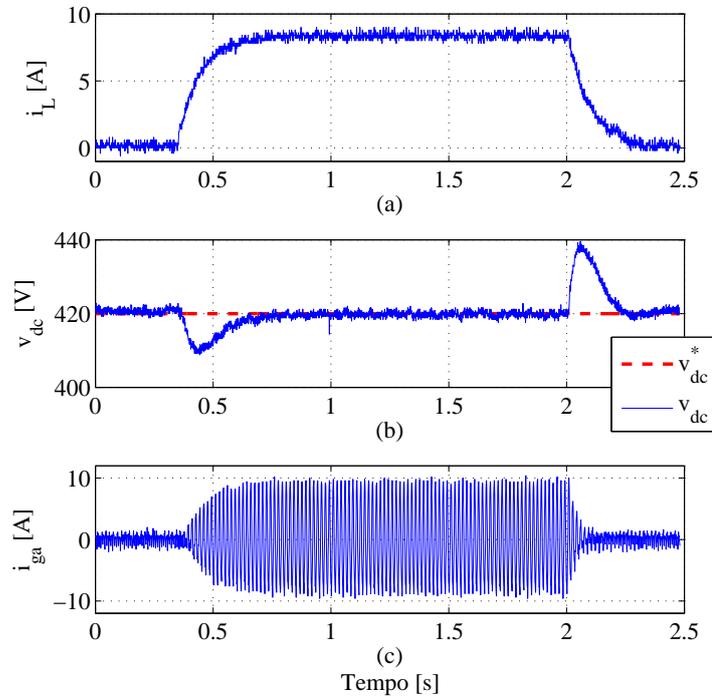


Figura 4.4: Resultado experimental para uma variação na potência de saída no CLI: (a) Corrente no indutor do simulador; (b) Tensão no barramento cc; (c) Corrente na fase A.

mático da Figura 4.5. À medida que as chaves de S1 a S5 são acionadas, é possível realizar variações no valor de resistência equivalente da carga. A tabela 4.1 apresenta os valores de resistência equivalente utilizados nos testes práticos. Deve ser observado que os valores teóricos estão sujeitos a variação devido a dispersão dos resistores ($10\Omega \pm 10\%$) e o aquecimento gerado durante os testes.

Os testes com carga resistiva consideraram um arranjo formado por 3 *strings* de 12 painéis SM48KSM da Kyocera, cujos parâmetros foram estimados no capítulo 2. Isto resulta em um arranjo com uma tensão de circuito aberto de 265,2 V e uma potência máxima de 1,73 kW para uma irradiância de $1000 W/m^2$. O valor de potência representa apenas 17 % da potência nominal do protótipo. Isto se deve ao fato dos resistores utilizados ($10\Omega/500W$) não permitirem um teste com potência mais elevada.

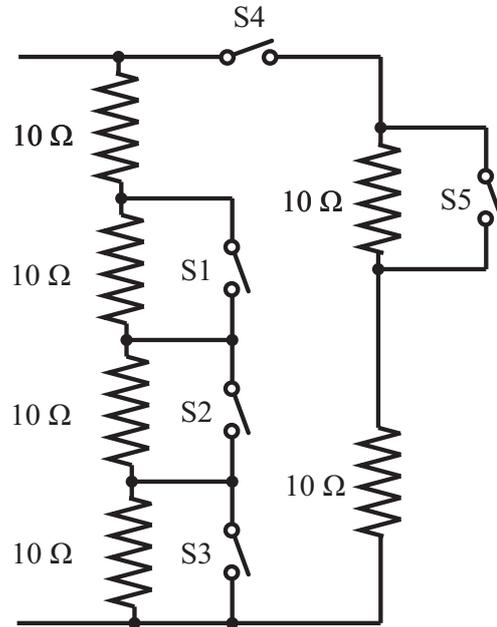


Figura 4.5: Estrutura implementada para realizar as variações de resistência da carga.

Tabela 4.1: Valores de resistência utilizados nos resultados experimentais. Valores igual a zero indicam que a chave está aberta e valores iguais a 1 indicam que a chave está fechada.

S1	S2	S3	S4	S5	Resistência (Ω)
0	0	0	0	0	40
1	0	0	0	0	30
1	1	0	0	0	20
1	1	1	0	0	10
1	1	1	1	0	6,67
1	1	1	1	1	5

A Figura 4.6 apresenta o comportamento dinâmico do simulador perante degraus no valor da resistência da carga. Observa-se na Figura 4.6 (a) o comportamento do barramento cc do CLR. As variações de carga geram perturbações no comportamento da tensão que apresentam variações inferiores a 3 % da tensão nominal. O tempo de acomodação novamente foi inferior a 300 ms.

As dinâmicas das correntes no indutor e na saída do simulador são apresentadas na Figura 4.6 (b). Observa-se um aumento no sobressinal ao passo que o simulador começa a operar na região de fonte de corrente. Isto ocorre devido a maior variação na tensão de saída do simulador, conforme ilustrado na Figura 4.6 (c). Como esta última encontra-se em malha aberta, a dinâmica do simulador fica fortemente dependente desta variação.

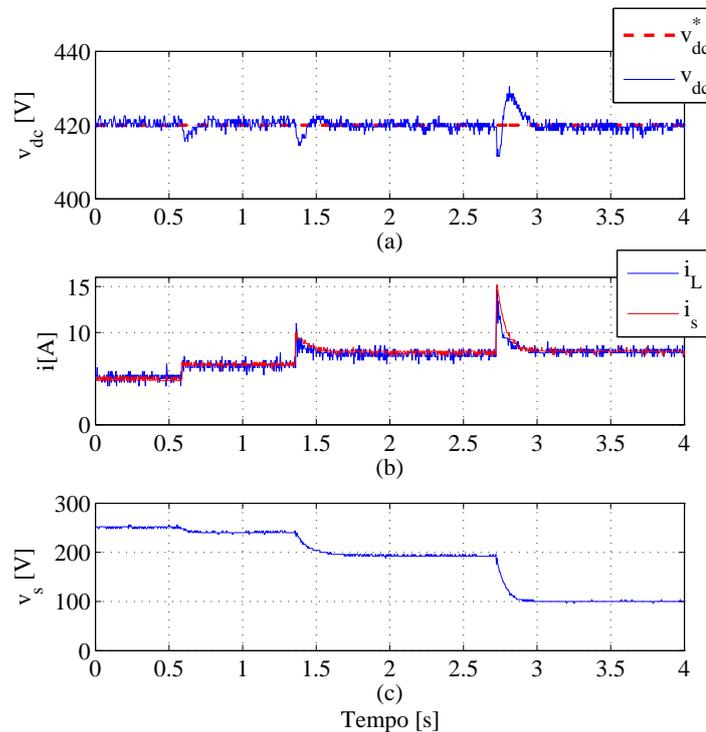


Figura 4.6: Resultado experimental do simulador com carga resistiva: (a) Tensão no barramento cc; (b) Corrente no indutor e na saída do simulador; (c) Tensão na saída do simulador.

As Figuras 4.7 (a) e (b) apresentam os pontos de operação em regime permanente sobre as curvas $I \times V$ e $P \times V$ do arranjo simulado. Nota-se que em regime permanente o simulador é capaz de operar sobre a curva do arranjo. Observa-se que a topologia proposta é capaz de operar em pontos aquém e além do ponto de máxima potência do arranjo.

O segundo teste realizado consistiu na variação da irradiância solar incidente. Foi considerada uma variação em degrau de 1000 para 500 W/m^2 nos

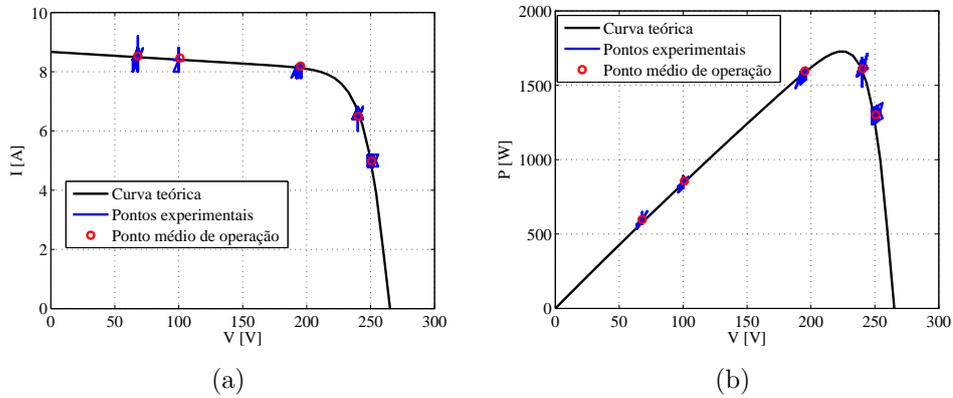


Figura 4.7: Pontos de operação do simulador em regime permanente: (a) Curva I x V ; (b) Curva P x V .

sentidos crescente e decrescente. Os resultados obtidos estão apresentados nas Figuras 4.8 (a) e (b). Pode ser observada uma dinâmica das correntes a ausência de sobressinal, justificada pelo fato de não existir perturbação na carga do conversor. Nesta Figura é possível destacar também o *ripple* na corrente i_L . Este *ripple* é filtrado pela capacitância de saída.

As trajetórias do simulador nos planos I x V e P x V são apresentadas nas Figuras 4.9 (a) e (b) respectivamente. Visto que a carga permanece constante, a trajetória teórica no plano I x V deve descrever uma linha reta (visto que $i = \frac{v}{R}$). Por sua vez, a trajetória teórica no plano P x V deve descrever uma parábola ($p = \frac{v^2}{R}$). Nota-se que as trajetórias obtidas correspondem ao comportamento teórico. As oscilações presentes são função dos *ripples* de tensão e corrente na saída do simulador.

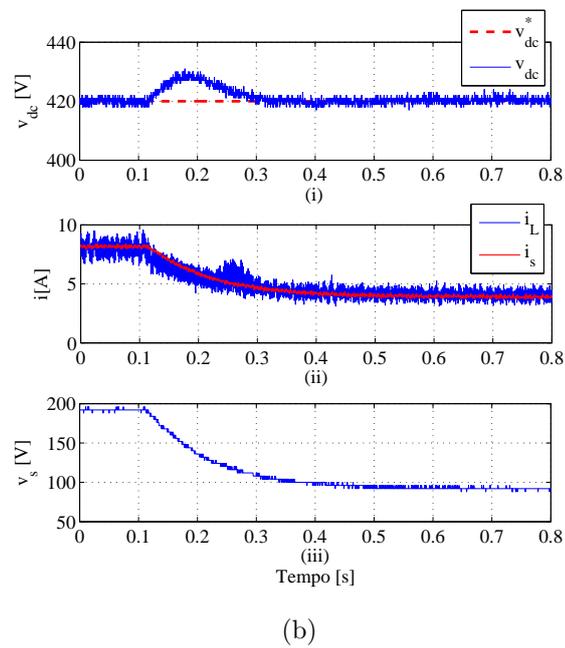
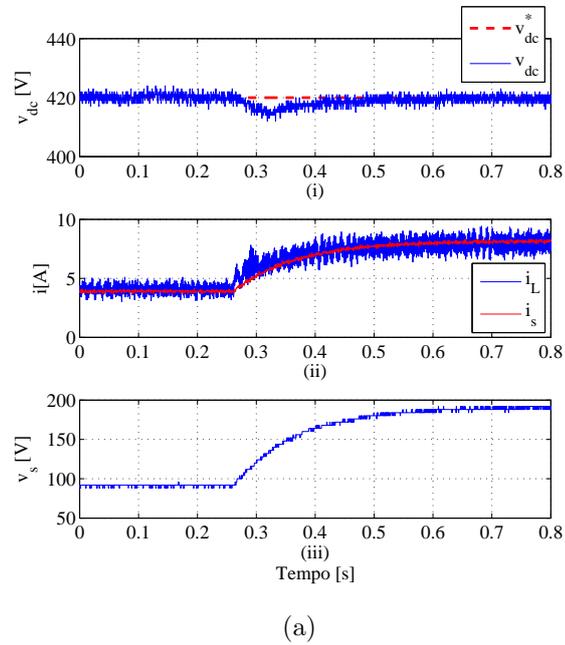


Figura 4.8: Dinâmica do simulador para uma variação de irradiância solar: (a) Degrau positivo - 500 para 1000 W/m^2 ; (b) Degrau negativo - 1000 para 500 W/m^2 .

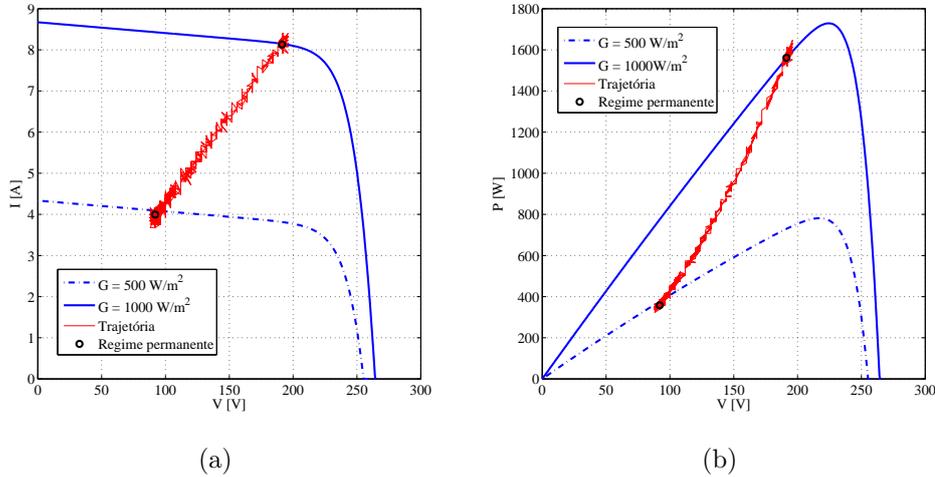


Figura 4.9: Trajetórias dinâmicas do simulador para uma variação de irradiância solar: (a) Plano $V \times I$; (b) Plano $P \times V$.

4.3 Teste do conversor fotovoltaico

Nesta etapa, foi conectado à saída do simulador de painéis um conversor de 3,1 kW cujos parâmetros são apresentados no Apêndice B. Foi considerado um arranjo fotovoltaico com tensão de circuito aberto de 309,4 V e uma potência máxima de 2,7 kW, que corresponde a 4 *strings* de 14 painéis SM48KSM.

Quanto a inicialização, deve-se efetuar a pré-carga do barramento cc do conversor sob teste. Desta forma, o controle da tensão de circuito aberto é realizado com o conversor já conectado à saída do simulador para um valor de 100 V (menor que a tensão de inicialização do conversor sob teste). Em seguida, a referência de tensão é aumentada em rampa até o valor de inicialização do conversor. Quando este valor de tensão é atingido, a estratégia de controle é comutada para o modo simulador.

A Figura 4.10 apresenta os resultados em regime permanente para uma irradiância de 1000 W/m^2 . Observa-se na Figura 4.10 (a) a tensão no ponto de acoplamento comum e a corrente injetada. As Figuras 4.10 (b) e (c) apresentam a tensão e a corrente na saída do simulador de painéis. Observa-se um *ripple* considerável nesta última (em torno de 4 A). Possivelmente a

capacitância de entrada do conversor sobre teste apresenta um valor maior que a capacitância de saída do simulador. Desta forma, grande parte do *ripple* de corrente acaba indo para o capacitor do inversor sobre teste.

Uma possível solução seria o aumento da capacitância de saída do simulador de painéis. De fato, uma maior capacitância teria maior capacidade de absorver o *ripple* de corrente, e portanto melhorar a performance do sistema em regime. Contudo, o aumento desta capacitância influencia também no tempo de resposta do simulador. Outra solução seria utilizar um filtro LCL na saída do conversor, ponto que necessita de uma nova modelagem do conversor e das estruturas de controle. Desta forma, é necessária uma análise mais detalhada que não será discutida neste trabalho.

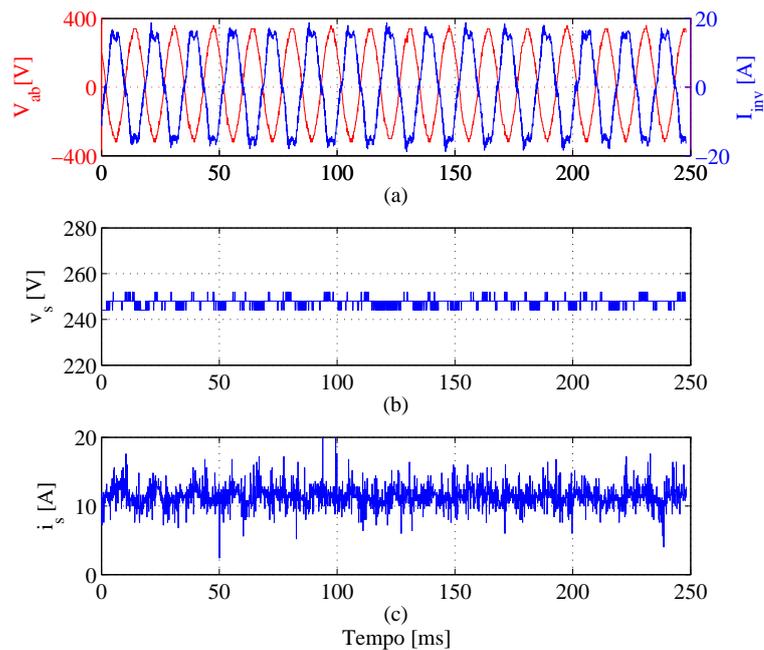


Figura 4.10: Formas de onda do inversor fotovoltaico sob teste em regime permanente: (a) Tensão e corrente na rede elétrica; (b) Tensão no barramento cc; (c) Corrente de saída do simulador.

Em seguida foram realizados testes de variação na irradiância solar de referência. Foi considerada uma variação de 1000 para 500 e depois para 300 W/m^2 nos sentidos crescente e decrescente. As formas de onda do simulador de painéis são apresentadas na Figura 4.11. Observa-se que o barramento

cc do CLR permanece regulado (Figura 4.11 (a)) no valor de 420 V, com variações inferiores a 5 %.

A pequena diferença de *ripple* observada entre a corrente do indutor e a corrente de saída do simulador (Figura 4.11 (b)) é justificada pela diferença de ordem de grandeza das capacitâncias de saída do simulador e de entrada do conversor sob teste. Além disso, observa-se uma dinâmica mais comportada da corrente, com ausência dos sobressinais existentes nas respostas com carga resistiva. Isto ocorre devido ao fato da tensão de saída do simulador (Figura 4.11 (c)) estar sendo controlada pelo inversor sob teste. As variações na tensão de saída do simulador observadas são resultantes da ação do controle do conversor sob teste.

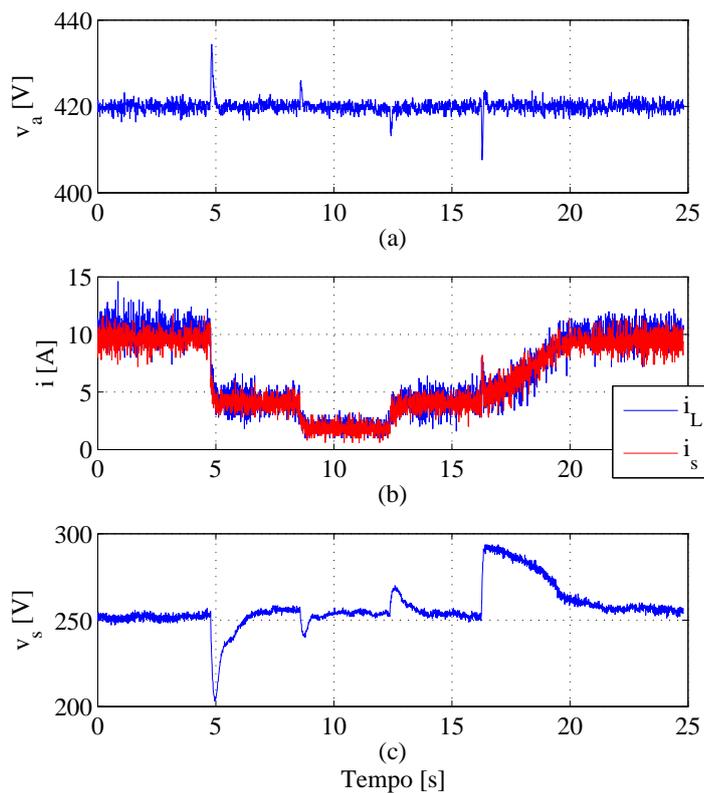


Figura 4.11: Variação de irradiância solar durante o teste de um inversor fotovoltaico: (a) Tensão no barramento cc; (b) Corrente no indutor e na saída do simulador; (c) Tensão na saída do simulador.

As trajetórias do simulador nos planos $I \times V$ e $P \times V$ são apresentadas nas Figuras 4.12 (a) e (b) respectivamente. Foi considerado um filtro média móvel com janela de 10 amostras a fim de eliminar o (ripple) presente na tensão e na corrente de saída. A trajetória 1 representa o comportamento dinâmico para redução da irradiância de referência. A trajetória 2 representa o comportamento dinâmico para aumento na irradiância de referência.

Podem ser observadas as mudanças no ponto de operação e capacidade do conversor sob teste de seguir a máxima potência do arranjo simulado. Deve ser ressaltado que os pontos de operação que não estão sobre a curva estão relacionados com o transitório do controle de corrente do simulador.

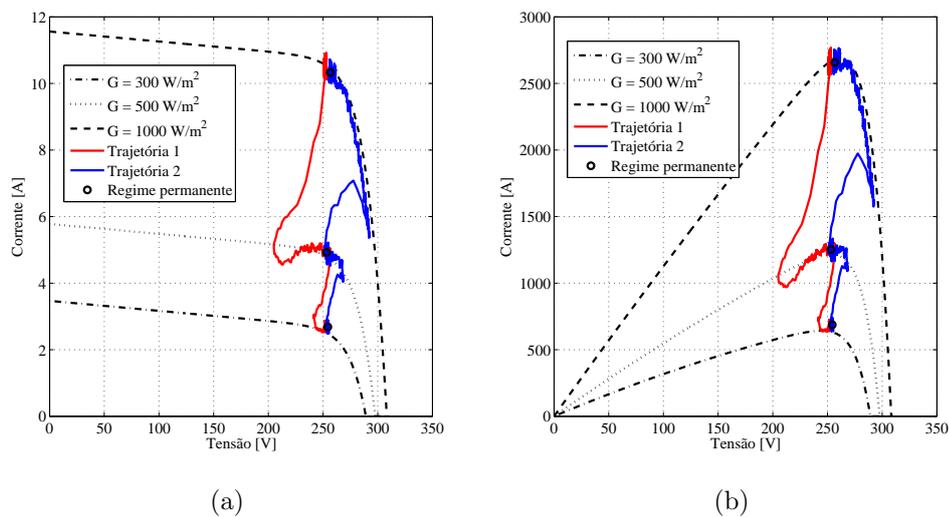


Figura 4.12: Trajetórias dinâmicas do simulador para uma variação de irradiância solar durante o teste de um inversor fotovoltaico: (a) Plano $I \times V$; (b) Plano $P \times V$.

A Figura 4.13 apresenta o espectro da corrente injetada na rede elétrica pelo conversor fotovoltaico para 1000, 500 e 300 W/m^2 . Observa-se um aumento da taxa de distorção com a diminuição da potência processada, visto que há uma redução da componente fundamental da forma de onda. O quinto harmônico é o mais expressivo e uma de suas possíveis causas é a distorção harmônica da tensão no ponto de acoplamento comum. Os harmônicos de outras ordens podem ser provenientes da oscilação da corrente injetada no barramento cc do inversor.

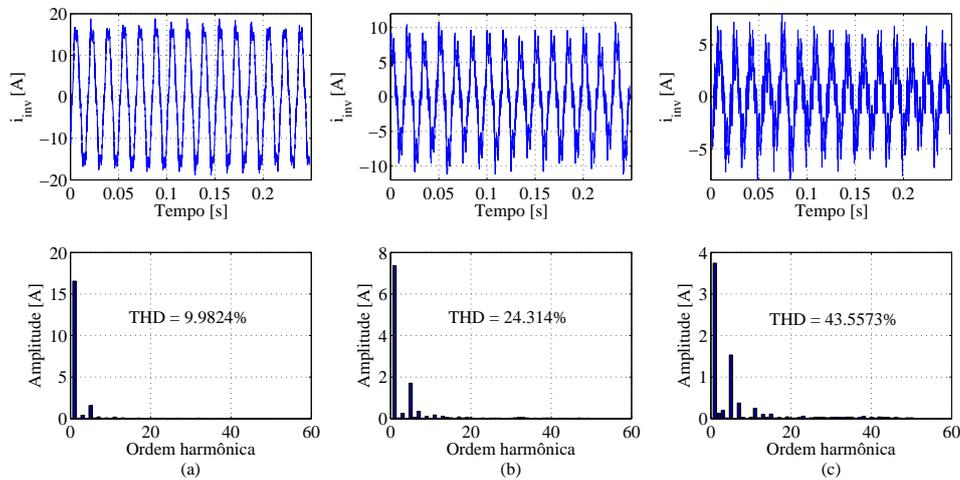


Figura 4.13: Forma de onda e espectro da corrente injetada pelo inversor sob teste: (a) $G = 1000 \text{ W/m}^2$; (b) $G = 500 \text{ W/m}^2$; (c) $G = 300 \text{ W/m}^2$.

O último teste realizado consistiu na avaliação da distorção harmônica do conversor sob teste para diversos níveis de irradiância de referência. A Figura 4.14 apresenta os resultados da variação da taxa de distorção harmônica da corrente injetada em função dos níveis de irradiância solar utilizados. A diminuição da taxa de distorção harmônica de corrente com o aumento da potência processada pode ser justificada pelo aumento da componente fundamental da corrente injetada na rede elétrica.

Quanto aos requisitos exigidos pela legislação brasileira em relação aos simuladores de módulos fotovoltaicos, os resultados obtidos permitem as seguintes conclusões:

- Em relação ao nível de potência, o simulador permitiu o ensaio do inversor comercial de 3,1 kW;
- Em relação ao tempo de resposta, seria necessário aplicar um degrau de tensão nos terminais do simulador que não é possível com um inversor comercial (visto que a referência de tensão não pode ser modificada; Assim, este ponto ainda precisa ser avaliado);
- Em relação a estabilidade, o *ripple* de corrente contribui negativamente, resultando em uma oscilação de potência maior que 1 %. Para contor-

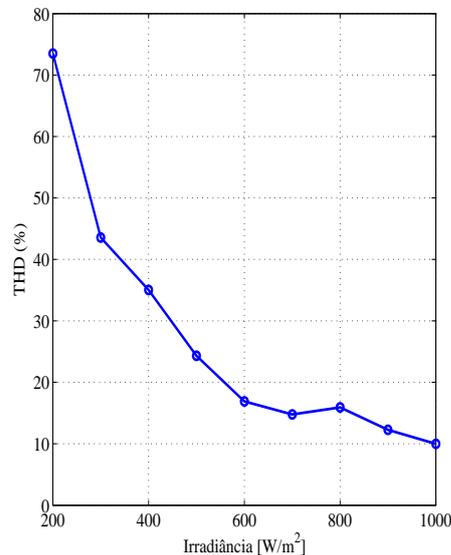


Figura 4.14: Variação da taxa de distorção harmônica da corrente injetada pelo inversor sob teste em função da irradiância de referência do simulador.

nar esse problema, uma primeira solução seria utilizar um capacitor de saída maior no simulador (conforme mencionado anteriormente).

- Em relação ao fator de forma, são necessários testes com outros tipos de curvas para avaliar a performance do equipamento.

4.4 Considerações finais

Este capítulo apresentou os resultados experimentais obtidos. Nota-se que a estratégia de inicialização e controle do simulador de módulos fotovoltaicos sem carga alcançou seus objetivos, permitindo a estabilização da tensão de circuito aberto sem transitórios significativos. O controle do CLR mostrou-se robusto a perturbações na potência drenada do barramento cc e na potência reativa na rede elétrica.

Por sua vez o controle do CLI com cargas resistivas permitiu a operação em vários pontos da curva $I \times V$ do arranjo simulado. Foi possível a operação em pontos aquém e além do ponto de máxima potência do arranjo.

Os testes com o inversor comercial aumentaram consideravelmente o *ripple* de saída do simulador. Apesar disso, foi possível verificar que a trajetória dos pontos de operação do simulador seguiam o comportamento do arranjo simulado. Isto foi verificado para vários níveis de irradiância.

Por fim, foi analisada a taxa de distorção harmônica da corrente injetada pelo inversor comercial. De fato, os altos valores de distorção podem ser provenientes da distorção da tensão da rede e do *ripple* na corrente de saída do simulador de painéis.

O próximo capítulo apresenta as conclusões e as propostas de continuidade da presente dissertação.

Conclusões e propostas de continuidade

Neste trabalho foi apresentada a modelagem e o controle de um protótipo de um simulador de módulos fotovoltaicos para testes de conversores estáticos. O trabalho buscou contribuir mostrando as limitações das abordagens convencionais e propondo uma topologia alternativa com vantagens do ponto de vista operacional. A modelagem matemática e projeto dos controladores foram apresentados, assim como os resultados de simulação e experimentais.

Observou-se que o simulador foi capaz de operar com fator de potência praticamente unitário. A componente considerável de 5º harmônico (3%) na tensão do ponto de acoplamento comum influenciou consideravelmente no espectro harmônico da corrente na rede elétrica, que atingiu uma taxa de distorção harmônica de 4,5%.

Como primeira contribuição importante, pode-se citar a construção do protótipo, que permite que outros estudos e análises possam ser realizadas posteriormente. Em seguida, pode-se citar a metodologia de *start-up* do simulador, que resultou no controle da tensão do circuito aberto e redução dos transitórios de inicialização do protótipo.

Em relação aos resultados apresentados, destacam-se as análises com carga resistiva e os resultados preliminares do teste de um inversor fotovoltaico comercial.

5.1 Testes com carga resistiva

Inicialmente, o simulador de painéis proposto foi testado com cargas resistivas. Este teste permitiu visualizar a capacidade do simulador de representar os pontos da curva em regime permanente. Contudo, o fato da tensão de saída estar em malha aberta limita a velocidade de resposta do simulador e influencia na dinâmica de corrente.

Devido a potência dos resistores utilizados nos experimentos, os testes com carga resistiva foram limitados a um valor máximo de 1,7 kW. Foram realizados testes para variações de carga (em degrau) e variações na irradiância de referência. Foi observado que o simulador de painéis proposto é capaz de representar os pontos de operação do sistema em regime permanente, tanto aquém quanto além da máxima potência do arranjo.

5.2 Testes com inversor comercial

Outra contribuição deste trabalho foram os resultados preliminares do teste de um inversor comercial. Neste experimento, o simulador de painéis proposto foi conectado a um inversor fotovoltaico de 3,1 kW.

Foi observado um aumento considerável no *ripple* da corrente de saída do simulador, ocasionado por uma possível diferença na ordem de grandeza das capacitâncias de saída do simulador e de entrada do inversor sob teste. Este *ripple* pode ser reduzido pelo aumento da capacitância de saída do simulador. Contudo, o aumento desta capacitância pode resultar numa dinâmica mais lenta da corrente de saída. Outra solução seria a utilização de um filtro LCL no conversor cc/cc, que exige de uma modelagem mais refinada do conversor e das estruturas de controle. Portanto, este ponto merece uma análise detalhada.

Apesar disso, foi observado que o simulador foi capaz de representar as características do arranjo fotovoltaico. As trajetórias obtidas nos planos I x V e P x V mostraram também a capacidade do inversor comercial de rastrear o ponto de máxima potência do simulador. Além disso, foi possível analisar a variação da taxa de distorção harmônica do inversor comercial em função dos níveis de irradiância.

As análises realizadas até o momento sugerem que melhorias são necessárias para que o equipamento proposto na presente dissertação esteja de acordo com a legislação vigente. Desta forma, a seguir são apresentadas as propostas de melhoria do protótipo desenvolvido.

5.3 Propostas de continuidade

Como propostas de continuidade deste trabalho, pode-se citar:

- Estudo do aumento da capacitância do barramento cc do simulador ou a utilização de um filtro LCL com a finalidade de reduzir o *ripple* de corrente de saída do simulador;
- Adequação do simulador em relação às normas vigentes. Esta análise inclui a redução do *ripple* e a avaliação do tempo de resposta do simulador perante degraus de tensão e mudanças no fator de forma das curvas de referência;
- Implementação de uma rotina para realizar variações contínuas de irradiância e sombreamentos parciais, possibilitando testes dinâmicos de algoritmos de seguimento de máxima potência;
- Realização de testes em outros conversores para sistemas fotovoltaicos, com topologias e valores de potência mais elevados;
- Implementação das metodologias de testes de conversores propostas nas normas vigentes, como por exemplo avaliação da eficiência do conversor.

Como foi observado, os resultados apresentados demonstraram a capacidade do sistema de representar o comportamento de arranjos fotovoltaicos e testar inversores. As propostas de continuidade são muitas e o autor espera que este trabalho não termine com esta dissertação de mestrado.

5.4 Artigos publicados

A presente dissertação resultou nas seguintes publicações:

- CUPERTINO, A. F.; SANTOS, G. V.; PEREIRA, H. A.; MENDES, V. F. . Modeling and Design of a Flexible Solar Array Simulator Topology. In: Congresso Brasileiro em Eletrônica de Potência, Fortaleza. 2015.
- CUPERTINO, A. F.; SANTOS, G. V.; PEREIRA, H. A.; SILVA, S. R.; MENDES, V. F. . Modeling and Control of a Flexible Photovoltaic Array Simulator. In: International Symposium on Industrial Electronics, Búzios. 2015.
- CUPERTINO, A. F.; MENDES, V. F. ; SILVA, S. R. . Modelagem e Controle de um Simulador de Painéis Fotovoltaicos. In: Congresso Brasileiro de Automática, Belo Horizonte. 2014.

Além disso, foram publicados os seguintes artigos em áreas correlatas ao trabalho:

- PEREIRA, H. ; CUPERTINO, A. F. ; TEODORESCU, R. ; SILVA, S. R. . High Performance Reduced Order Models for Wind Turbines with Full-Scale Converters Applied on Grid Interconnection Studies. *Energies (Basel)*, v. 7, p. 7694-7716, 2014.
- CUPERTINO, A. F. ; PEREIRA, H. A. ; COSTA, W. U. ; SILVA, S. R. . Inversores multifuncionais para sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica. In: V Congresso Brasileiro de Energia Solar, Recife. 2014.
- CUPERTINO, A. F. ; PEREIRA, H. A. ; COSTA, W. U. ; SILVA, S. R. . Multifunctional Inverters Applied In Grid-Connected Photovoltaic Systems. In: Simpósio Brasileiro em Sistemas Elétricos - SBSE, Foz do Iguaçu. 2014.
- LIU, S. Y. ; CUPERTINO, A. F. ; SILVA, S. R. . Origem dos Harmônicos e Inter-harmônicos no Gerador de Indução Duplamente Alimentado. In: Simpósio Brasileiro em Sistemas Elétricos - SBSE, Foz do Iguaçu. 2014.
- SANTOS, G. V.; CUPERTINO, A. F.; MENDES, V. F. SELEME JUNIOR, S. I. . Interconnection and Damping Assignment Passivity-Based Control of a PMSG based Wind Turbine for Maximum Power

Tracking. In: International Symposium on Industrial Electronics, Búzios. 2015.

Referências Bibliográficas

ABINEE. *Propostas para Inserção da Energia Solar Fotovoltaica na Matriz Elétrica Brasileira*. 1. ed. : ABINEE, 2012.

ALMEIDA, P. M. de. *Modelagem e controle de conversores estáticos fonte de tensão utilizados em sistemas de geração fotovoltaicos conectados à rede elétrica de distribuição*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2011.

ANSARI, F. et al. Control of mppt for photovoltaic systems using advanced algorithm epp. In: *Power Systems, 2009. ICPS '09. International Conference on*. 2009. p. 1–6.

BOWER, W.; WHITAKER, C. *Performance Test Protocol for Evaluating Inverters Used in Grid-Connected Photovoltaics Systems*. 1. ed. : SANDIA, 2004.

BUN, L. et al. Development of a real time photovoltaic simulator in normal and abnormal operations. In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. 2011. p. 867–872. ISSN 1553-572X.

BUSO, S.; MATTAVELLI, P. *Digital Control in Power Electronics*. 1. ed. : Morgan Claypool, 2006.

CALUIANU, I. et al. Photovoltaic energy generation under partially shading conditions. In: *Advanced Electromechanical Motion Systems Electric Drives Joint Symposium, 2009. ELECTROMOTION 2009. 8th International Symposium on*. 2009. p. 1–6.

CHAKRABARTY, K.; SINGH, S. Depletion layer resistance and its effect on i v characteristics of fully and partially-illuminated silicon solar cells. *Solid-State Electronics*, v. 39, n. 4, p. 577–581, 1996.

- CHANG, C.-H.; LIN, C.; KU, C.-W. A high efficiency solar array simulator implemented by an llc resonant dc/dc converter. In: *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*. 2010. p. 2603–2609.
- CHIRADEJA, P.; RAMAKUMAR, R. An approach to quantify the technical benefits of distributed generation. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, v. 19, n. 4, p. 764–773, Dec 2004. ISSN 0885-8969.
- CHOWDHURY, S. et al. Modelling, simulation and performance analysis of a pv array in an embedded environment. In: *Universities Power Engineering Conference, 2007. UPEC 2007. 42nd International*. 2007. p. 781–785.
- CRESESEB. *Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos*. 1. ed. : CRESESEB, 2014.
- EPIA. *Global Market Outlook for Photovoltaics 2013*. 1. ed. : EPIA, 2013.
- ERICKSON, D. M. R. W. *Fundamentals of Power Electronics*. : Kluwer Academic Publishers, 2004.
- FAHRENBRUCH, A. L.; BUBE, R. H. *Fundamentals of Solar Cells*. 1. ed. : Academic Press, 1983.
- FINELLI, I. C. *Modelagem e controle de um simulador de painéis fotovoltaicos utilizando conversor buck*. 2014.
- GONZALEZ, S. et al. Pv array simulator development and validation. In: *Photovoltaic Specialists Conference (PVSC), 2010 35th IEEE*. 2010. p. 002849–002852. ISSN 0160-8371.
- GOW, J.; MANNING, C. Development of a photovoltaic array model for use in power-electronics simulation studies. *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, v. 146, n. 2, p. 193–200, Mar 1999.
- HABERLIN, H.; SCHARF, P. New procedure for measuring dynamic mpp-tracking efficiency at grid-connected pv inverters. In: *2009 European Photovoltaic Solar Energy Conference*. 2009. p. 3631–3637.
- HAVA, A.; KERKMAN, R.; LIPO, T. Simple analytical and graphical methods for carrier-based pwm-vsi drives. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 14, n. 1, p. 49–61, Jan 1999. ISSN 0885-8993.
- HOHM, D. P.; ROPP, M. E. Comparative study of maximum power point tracking algorithms. *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, John Wiley & Sons, Ltd., v. 11, n. 1, p. 47–62, 2003. ISSN 1099-159X. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1002/pip.459>>.

HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. *Pulse width modulation for power converters - principles and practice*. 1. ed. : IEEE Press, 2003.

HUSSEIN, K. et al. Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions. *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, v. 142, n. 1, p. 59–64, Jan 1995. ISSN 1350-2360.

JIKE, Z.; SHENGTIE, W. Design and simulation of digital pv simulator based on push-pull forward converter. In: *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2012 Asia-Pacific*. 2012. p. 1–5. ISSN 2157-4839.

KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 33, n. 1, p. 58–63, 1997. ISSN 0093-9994.

KING, D. L. et al. *Performance Model for Grid-Connected Photovoltaic Inverters*. 1. ed. : SANDIA, 2007.

KISH, G.; LEE, J.; LEHN, P. Modelling and control of photovoltaic panels utilising the incremental conductance method for maximum power point tracking. *Renewable Power Generation, IET*, v. 6, n. 4, p. 259–266, July 2012. ISSN 1752-1416.

LASNIER, F.; ANG, T. G. *Photovoltaic Engineering Handbook*. 1. ed. : Adam Hilger, 1990.

LI, J.; WANG, H. A novel stand-alone pv generation system based on variable step size inc mppt and svpwm control. In: *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International*. 2009. p. 2155–2160.

LIMONGI, L. R. et al. Analysis and comparison of phase locked loop techniques for grid utility applications. In: *Power Conversion Conference*. 2007. p. 674–681.

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an lcl-filter based three-phase active rectifier. In: *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*. 2001. v. 1, p. 299–307 vol.1. ISSN 0197-2618.

LIU, H.; HE, M.; YOU, X. Investigation of photovoltaic array simulators based on different kinds of pwm rectifiers. In: *Communications, Circuits and Systems, 2009. ICCAS 2009. International Conference on*. 2009. p. 737–741.

LOPES, L. A. C.; LIENHARDT, A.-M. A simplified nonlinear power source for simulating pv panels. In: *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*. 2003. v. 4, p. 1729–1734 vol.4. ISSN 0275-9306.

MASTROMAURO, R. et al. A single-phase voltage-controlled grid-connected photovoltaic system with power quality conditioner functionality. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 56, n. 11, p. 4436–4444, Nov 2009. ISSN 0278-0046.

MATSUKAWA, H. et al. Dynamic evaluation of maximum power point tracking operation with pv array simulator. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, v. 75, n. 3, p. 537–546, Feb 2003. ISSN 0018-926X.

MEZA, C. et al. Lyapunov-based control scheme for single-phase grid-connected pv central inverters. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, v. 20, n. 2, p. 520–529, March 2012. ISSN 1063-6536.

MOLLER, H. J. *Semiconductors for Solar Cells*. 1. ed. : Artech House, 1993.

NAGAYOSHI, H. et al. Novel pv array/module i-v curve simulator circuit. In: *Photovoltaic Specialists Conference, 2002. Conference Record of the Twenty-Ninth IEEE*. 2002. p. 1535–1538. ISSN 1060-8371.

NISHIOKA, K. et al. Analysis of multicrystalline silicon solar cells by modified 3-diode equivalent circuit model taking leakage current through periphery into consideration. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, v. 91, n. 13, p. 1222–1227, 2007.

OLLILA, J. A medium power pv-array simulator with a robust control strategy. In: *Control Applications, 1995., Proceedings of the 4th IEEE Conference on*. 1995. p. 40–45.

PIAO, Z. G. et al. A study on the pv simulator using equivalent circuit model and look-up table hybrid method. In: *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2013 International Conference on*. 2013. p. 2128–2131.

PIAZZA, M. D. et al. Analytical versus neural real-time simulation of a photovoltaic generator based on a dc-dc converter. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 46, n. 6, p. 2501–2510, Nov 2010. ISSN 0093-9994.

PONNALURI, S.; KRISHNAMURTHY, V.; KANETKAR, V. Generalized system design and analysis of pwm based power electronic converters. In:

Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE. 2000. v. 3, p. 1972–1979 vol.3. ISSN 0197-2618.

PRIYANKA; LAL, M.; SINGH, S. A new method of determination of series and shunt resistances of silicon solar cells. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, v. 91, n. 2-3, p. 137–142, 2007.

PVPS, I. *Management of Storage Batteries used in Stand-Alone Photovoltaic Power Systems*. 1. ed. : IEA, 2002.

RAUSCHENBACH, H. S. *Solar Cell Array Design Handbook*. 1. ed. : Van Nostrand Reinhold, 1980.

RODRIGUEZ, P. et al. Decoupled double synchronous reference frame pll for power converters control. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 22, n. 2, p. 584–592, 2007. ISSN 0885-8993.

RODRIGUEZ, P. et al. New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*. 2006. p. 1–7. ISSN 0275-9306.

SEMIKRON. *Power Electronic System - SEMISTACK*. 2006. Disponível em: <<http://www.semikron.com/>>.

SERA, D. et al. On the perturb-and-observe and incremental conductance mppt methods for pv systems. *Photovoltaics, IEEE Journal of*, v. 3, n. 3, p. 1070–1078, July 2013. ISSN 2156-3381.

SINGH, P. et al. Temperature dependence of i-v characteristics and performance parameters of silicon solar cell. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, v. 92, n. 12, p. 1611–1616, 2008.

SOARES, L. T. F. *Contribuição ao Controle de um Conversor Reversível Aplicado a um Aerogerador Síncrono a Ímãs Permanentes*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2012.

SOTO, W. D.; KLEIN, S.; BECKMAN, W. Improvement and validation of a model for photovoltaic array performance. *Solar Energy*, v. 80, n. 1, p. 78–88, 2006.

SOUZA, M. *Sistema bidirecional de carga de baterias para o FEUP VEC*. Dissertação (Mestrado) — Universidade do porto, 2013.

SPECTRUM, D. *eZdsp F28335 - Technical Reference*. 2003. Disponível em: <http://www.spectrumdigital.com/>.

TIMBUS, A. et al. Evaluation of current controllers for distributed power generation systems. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 24, n. 3, p. 654–664, March 2009. ISSN 0885-8993.

VILLALVA, M.; GAZOLI, J.; FILHO, E. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 24, n. 5, p. 1198–1208, May 2009. ISSN 0885-8993.

VILLALVA, M. G. *Conversor Eletrônico de Potência Trifásico para Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica*. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas, 2010.

WAI, R.-J.; WANG, W.-H. Grid-connected photovoltaic generation system. *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, v. 55, n. 3, p. 953–964, April 2008. ISSN 1549-8328.

YAZDANI, D.; BAKHSHAI, A.; JAIN, P. Grid synchronization techniques for converter interfaced distributed generation systems. In: *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*. 2009. p. 2007–2014.

Transformações de Clark e Park

A transformação de Clark converte um sistema trifásico em coordenadas ABC para um sistema ortogonal bifásico estacionário $\alpha\beta$. As equações (A.1) e (A.2) apresentam as transformações direta e inversa de Clark, respectivamente, onde a variável “x” pode representar uma tensão ou corrente.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix}, \quad (\text{A.1})$$

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}, \quad (\text{A.2})$$

A transformada de Park transporta as variáveis de um referencial estacionário $\alpha\beta$ para um referencial girante dq. As transformações diretas e inversa de Park são apresentadas nas equações (A.3) e (A.4), onde θ é o ângulo entre o referencial estacionário e o referencial girante.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}, \quad (\text{A.3})$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) \\ \text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}. \quad (\text{A.4})$$

A figura A.1 ilustra a representação geométrica das transformações de

Clark e Park.

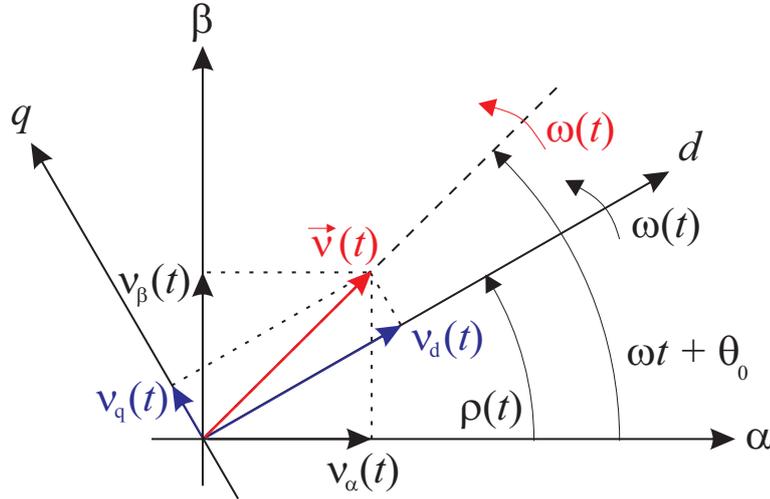


Figura A.1: Representação gráfica das transformações de Clark e Park (ALMEIDA, 2011).

Através das equações A.1 e A.4 é possível escrever uma transformação direta do sistema em coordenadas trifásicas ABC para o referencial síncrono dq. Estas relações são dadas por

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - 120^\circ) & -\text{sen}(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix}, \quad (\text{A.5})$$

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) \\ \cos(\theta - 120^\circ) & -\text{sen}(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta + 120^\circ) & -\text{sen}(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}. \quad (\text{A.6})$$

No controle de conversores estáticos a transformação de Park é interessante, visto que se o referencial for sincronizado com o fasor espacial de tensão da rede, ela transforma as variáveis trifásicas senoidais em valores contínuos, permitindo a utilização de controladores PI convencionais.

Dados do Protótipo

Dados do Conversor Eletrônico

Tabela B.1: Dados do conversor eletrônico.

Parâmetros	Valores
Potência (P_s)	10kVA
Tensão CLR (V_s)	220V
Tensão Barramento CC (V_{dc})	420V
Capacitância Barramento CC (C)	3060 μ F
Frequência de Chaveamento - CLR ($f_{s,CLR}$)	6kHz
Frequência de Chaveamento - CLI ($f_{s,CLI}$)	12kHz
Frequência de amostragem (f_{samp})	12kHz

Dados dos indutores

Tabela B.2: Dados do filtro indutivo do CLR.

Parâmetros	Valores	Características
Indutância (L_f)	4mH	Núcleo de pó-de-ferro
Resistência (R_f)	0,05 Ω	

Tabela B.3: Dados do filtro indutivo do CLI.

Parâmetros	Valores	Características
Indutância (L_b)	$5mH$	Núcleo de pó-de-ferro
Resistência (R_L)	$0,1\Omega$	

Dados do Controle do Conversor do Lado da Rede

Tabela B.4: Ganhos para o controle do CLR.

Parâmetros	Valores
$k_{p,pll}$	$0,989(Vs)^{-1}$
$k_{i,pll}$	$87,91(Vs^2)^{-1}$
$k_{p,i_{d,q}}$	$10,05\Omega$
$k_{i,i_{d,q}}$	$125,67\Omega/s$
$k_{p,dc}$	$0,21\Omega^{-1}$
$k_{i,dc}$	$4,7076\Omega^{-1}/s$
$k_{p,Q}$	$-0,41mV^{-1}$
$k_{i,Q}$	$-0,11V^{-1}/s$

Dados do Controle do Conversor Simulador

Tabela B.5: Ganhos para o controle do CLI.

Parâmetros	Valores
k_{p,i_L}	$0,0449\Omega$
k_{i,i_L}	$260,3034\Omega/s$
k_{p,v_s}	$0,08\Omega^{-1}$
k_{i,v_s}	$0,55\Omega^{-1}/s$

Dados do inversor testado.

Tabela B.6: Dados técnicos do inversor comercial utilizado nos testes.

Parâmetros	Valores
Modelo	Fronius Galvo 3.1-1
Máxima corrente cc	20,7A
Faixa de operação de tensão cc	165 – 440V
Potência	3,1kW
Tensão	230V(1F)

Dados do painel fotovoltaico utilizado.Tabela B.7: Parâmetros do painel modelo SM48KSM ($G_n = 1000W/m^2$; $T_n = 25^\circ C$).

Parâmetros*	Unidade	Valor
V_{oc_n}	V	22,1
I_{sc_n}	A	2,89
V_{mp}	V	18,6
I_{mp}	A	2,59
P_{max_e}	W	48,174
K_i	A/K	$1,6610^{-3}$
K_v	V/K	$-7,010^{-2}$

* (Condições padrão: $G_n = 1000$, $T_n = 25^\circ C$)

Dados do conversor *boost* MPPT simulado.

Tabela B.8: Parâmetros do conversor *boost* MPPT simulado.

Parâmetros	Valores
C_b	$500\mu F$
L_b	$5mH$
f_s	$12kHz$
$f_{a,c}$ *	$12kHz$
$f_{a,mppt}$ **	$40Hz$
V_{inv}	$430V$
$K_{p,I_{Lb}}$	$0,02\Omega$
$K_{i,I_{Lb}}$	$40,97\Omega/s$
K_{p,V_s}	$0,189\Omega^{-1}$
K_{i,V_s}	$53,856\Omega^{-1}/s$

* $f_{a,c}$ é a frequência de amostragem do controle.

** $f_{a,mppt}$ é a frequência de amostragem do algoritmo seguidor de máxima potência.