



Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Sistemas e Controle de Energia

Microinversor Monofásico para Sistema Solar Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica

Jonas Rafael Gazoli

Campinas, SP

Agosto/2011

Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Sistemas e Controle de Energia

Microinversor Monofásico para Sistema Solar Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica

Jonas Rafael Gazoli

Dissertação de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho

Co-orientador: Prof. Dr. Marcelo Gradella Villalva

Banca Examinadora

Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho (presidente) - (FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. Roberto Zilles - (IEE/USP)

Prof. Dr. Edson Bim - (FEEC/UNICAMP)

Campinas, SP

Agosto/2011

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

G259m Gazoli, Jonas Rafael
Microinversor monofásico para sistema solar
fotovoltaico conectado à rede elétrica / Jonas Rafael
Gazoli. – Campinas, SP: [s.n.], 2011.

Orientadores: Ernesto Ruppert Filho, Marcelo
Gradella Villalva.

Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Geração distribuída de energia elétrica. 2. Geração
de energia fotovoltaica . 3. Energia solar. 4. Eletrônica
de potência. 5. Inversores elétricos. I. Ruppert Filho,
Ernesto. II. Villalva, Marcelo Gradella. III.
Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de
Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título

Título em Inglês: Single-phase micro-inverter for grid-connected photovoltaic systems

Palavras-chave em Inglês: Distributed generation of electricity, Photovoltaic power
generation, Solar energy, Power electronics, Electrical
inverters

Área de concentração: Energia Elétrica

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Roberto Zilles, Edson Bim

Data da defesa: 10-08-2011

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

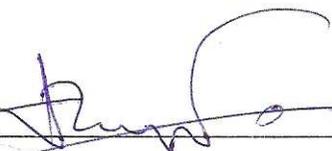
COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Jonas Rafael Gazoli

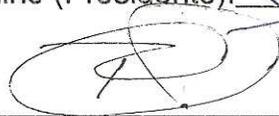
Data da Defesa: 10 de agosto de 2011.

Título da Tese: "Microinversor Monofásico para Sistema Solar Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica".

Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho (Presidente):



Prof. Dr. Roberto Zilles:



Prof. Dr. Edson Bim:



RESUMO

Este trabalho apresenta uma contribuição à pesquisa e ao desenvolvimento de microinversores monofásicos para sistemas fotovoltaicos de energia solar conectados à rede elétrica de baixa tensão. O objetivo principal da pesquisa é apresentar o projeto, a construção e os resultados experimentais de um microinversor eletrônico que processa a energia proveniente de um painel fotovoltaico e faz a conexão deste dispositivo com a rede elétrica. São apresentados estudos teóricos e simulações sobre painéis fotovoltaicos, sobre a modelagem e o controle de conversores eletrônicos e sobre o algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência. São apresentados resultados experimentais obtidos com um microinversor experimental desenvolvido em laboratório, constituído de dois estágios de conversão (CC-CC e CC-CA).

Palavras-chave: Geração distribuída de energia elétrica, energia solar fotovoltaica, eletrônica de potência, inversores elétricos

ABSTRACT

This thesis presents a contribution to research and development of single-phase micro-inverters for low voltage grid-connected photovoltaic systems. The main goal of this research is to present the project, the development and experimental results of an electronic micro-inverter that processes the energy from a photovoltaic panel and connects this device to the main grid. Theoretical studies and simulations on photovoltaic panels are shown, as the modeling and control of the electronic converters and the maximum power point tracking algorithm. Results with an experimental micro-inverter consisting of two stages (DC-DC and DC-AC) are also shown.

Keywords: Distributed generation of electricity, photovoltaic solar energy, power electronics, electrical inverters

“Les hommes ont oublié cette vérité.

Mais tu ne dois pas l’oublier.

Je suis responsable de ma rose.”

*Dedico este trabalho à minha amada esposa, Daniela, em quem
encontrei a plenitude da vida...e à minha mãe, Cida, cujo caráter e
exemplo serão sempre marcantes para mim.*

Agradecimentos

À minha esposa Daniela, por ter compreendido todos os dias nos quais eu voltava para casa de madrugada e cujo apoio me foi fundamental.

À minha família, em especial minha mãe Cida, que sempre incentivou e me apoiou a estudar e ingressar na Unicamp.

Ao Marcelo Villalva, pela amizade e grande ajuda, sem a qual este trabalho não teria acontecido.

Ao Ruppert, que sempre esteve além da figura de um orientador e que sempre me apoiou nas decisões acadêmicas.

Ao Marcos Espíndola, pela amizade e ajuda com os circuitos.

Aos amigos do Laboratório de Eletrônica de Potência da Unicamp, Milton de Oliveira, Alfeu Sguarezi, José Luis Puma e Rodrigo de Marchi, pela ótima convivência e amizade em todos esses anos.

Ao pessoal do laboratório de Eletrônica de Potência da Universidade de Pádua - Itália, em especial ao Giorgio Spiazzi, pelo trabalho desenvolvido em 2009 e que me proporcionou sólidos conhecimentos para realizar esta pesquisa.

Ao Prof. José Antenor Pomilio, pelas valiosas opiniões técnicas.

À Texas Instruments, pela doação do DSP.

À FAPESP, pelo apoio financeiro através dos processos 08/07956-4 e 10/50101-0.

A todos aqueles que direta ou indiretamente contribuíram para que estas folhas estivessem aqui.

Sumário

Lista de figuras	xix
Lista de tabelas	xxvii
Lista de símbolos	xxix
1 Introdução	1
1.1 Apresentação da proposta	1
1.2 Motivação	2
1.3 Panorama da energia elétrica no Brasil	4
1.4 Energia fotovoltaica e geração distribuída	7
1.5 Conclusão	12
2 Conversão de energia solar fotovoltaica	13
2.1 Dispositivos fotovoltaicos	13
2.1.1 Conversão de energia solar	13
2.1.2 A célula solar	16
2.1.3 Princípios físicos de funcionamento	17
2.1.4 Irradiação solar	21
2.2 Modelagem de dispositivos fotovoltaicos	23
2.2.1 Modelo dos dispositivos fotovoltaicos	23
2.2.2 Determinação dos parâmetros dos dispositivos fotovoltaicos	28

2.2.3	Simulação dos dispositivos fotovoltaicos	30
2.3	Sistemas fotovoltaicos	33
2.3.1	Organização dos sistemas fotovoltaicos	33
2.3.2	Sistemas isolados	33
2.3.3	Sistemas conectados	34
2.3.4	Sistemas híbridos	37
2.4	Conclusão	38
3	Requisitos para conversores conectados à rede elétrica	41
3.1	Introdução	41
3.2	Desacoplamento	42
3.3	Rastreamento do ponto de máxima potência - MPPT	45
3.3.1	Condição de múltiplos máximos	48
3.3.2	Perturbação & observação	50
3.3.3	Condutância incremental	52
3.3.4	Controle da correlação de ondulação	53
3.3.5	Fração da tensão de circuito aberto	56
3.3.6	Fração da corrente de curto circuito	56
3.3.7	Reconstrução da curva $I \times V$	57
3.4	Detecção de ilhamento	59
3.5	Sincronismo	60
3.6	Qualidade de energia elétrica	61
3.7	Conclusão	62
4	Topologias de conversores conectados à rede elétrica	65
4.1	Introdução	65
4.2	Conversores integrados aos módulos	67
4.3	Topologia escolhida	74

5	Projeto do estágio CC-CC	77
5.1	Introdução	77
5.2	Princípios de funcionamento	78
5.3	Modelagem de pequenos sinais	80
5.3.1	Modelagem do módulo fotovoltaico	81
5.3.2	Equação de pequenos sinais	82
5.3.3	Análise em malha aberta	86
5.4	Sistema de controle	87
5.4.1	Projeto do controlador	88
5.4.2	Análise em malha fechada	92
5.4.3	Algoritmo de MPPT	93
5.5	Conclusão	96
6	Projeto do estágio CC-CA	99
6.1	Introdução	99
6.2	Princípios de funcionamento	100
6.3	Parâmetros do circuito	101
6.3.1	Transformador	101
6.3.2	Indutor	101
6.3.3	Filtro de saída	102
6.3.4	Resumo	102
6.4	Modelagem de pequenos sinais	102
6.4.1	Equacionamento básico	103
6.4.2	Equações de estado médias	105
6.4.3	Análise em malha aberta	108
6.5	Sistema de controle	109
6.5.1	Controlador proporcional ressonante (P+Res)	111
6.5.2	Discretização do controlador	114

6.5.3	Projeto do controlador	118
6.5.4	Análise em malha fechada	121
6.6	Saturação do transformador	124
6.7	Sincronismo com a rede elétrica	127
6.7.1	Circuito de cruzamento pelo zero	127
6.7.2	Sincronismo com PLL	128
7	Protótipo	133
7.1	Introdução	133
7.2	Organização do sistema	133
7.3	Circuitos	135
7.4	Software	139
7.5	Resultados	140
8	Conclusão	151
A	Diagramas	153
B	Software	165
B.1	Rotina principal	165
B.2	Funções	170
	Referências Bibliográficas	194

Lista de Figuras

1.1	Usinas geradoras de energia elétrica no Brasil em operação. Fonte [1]. . .	4
1.2	Matriz energética brasileira para o setor de eletricidade. Fonte [1].	5
1.3	Usinas geradoras de eletricidade em construção (a) e outorgadas (b). . .	6
1.4	Radiação solar diária - média anual típica em $Wh/m^2 dia$	9
1.5	Potência elétrica acumulada instalada de sistemas fotovoltaicos no mundo.	11
2.1	Esquema básico de uma célula solar. Adaptado de [2].	16
2.2	Imagens de uma célula solar de silício monocristalino (a) e policristalino (b). Fonte [3].	17
2.3	Estrutura de banda de energia em função do momento do elétron.	18
2.4	Circuito equivalente de uma célula solar.	19
2.5	Curva característica da célula solar..	19
2.6	Módulos solares instalados sobre cobertura residencial.	20
2.7	Distribuição espectral do corpo negro e da irradiação solar.	21
2.8	Ângulo que os raios solares fazem com o solo em relação à linha do zênite. Adaptado de [4].	22
2.9	Irradiação global na superfície terrestre. Adaptado de [4].	23
2.10	Irradiação solar diária média mensal. Fonte [4].	24
2.11	Modelo elétrico do painel fotovoltaico com as resistências série e paralelo equivalentes.	25

2.12	Curva característica I x V dos módulos fotovoltaicos destacando os pontos característicos e as regiões de fonte de tensão constante e de corrente elétrica constante. Adaptado de [5].	25
2.13	Curva I x V de uma célula solar para diferentes valores de R_s . As curvas 1, 2 e 3 representam, respectivamente, as resistências série R_{s1} , R_{s2} e R_{s3} . 26	26
2.14	Fluxograma para ajuste iterativo do modelo do módulo fotovoltaico. Adaptado de [6].	29
2.15	Curva I x V do módulo KC130TM fornecida pelo fabricante, na condição de irradiação AM1.5 e $1kW/m^2$. Fonte [7].	30
2.16	Curvas a) I x V e b) P x V para o módulo KC130TM. As curvas referem-se ao resultado obtido para o modelo ajustado e aos dados experimentais disponibilizados pelo fabricante ($T = 25^\circ C$, AM1.5, $1kW/m^2$).	31
2.17	Modelo circuital correspondente à equação (2.12) e utilizado para simulação de módulos fotovoltaicos. Fonte [6].	33
2.18	Simulação do módulo KC130TM utilizando o PSIM 9.0.	34
2.19	Curva I x V do módulo KC130TM utilizando a simulação circuital em comparação com outros métodos.	35
2.20	Organização de um sistema fotovoltaico isolado alimentando cargas em CA.	36
2.21	Organização de um sistema fotovoltaico conectado à rede.	37
2.22	<i>Taiwan Solar Powered Stadium</i> , em Taiwan. Estádio completamente coberto com placas solares e operando conectado à rede.	37
2.23	Vista aérea de um parque gerador fotovoltaico conectado à rede.	38
2.24	Organização de um sistema fotovoltaico híbrido, com baterias e conectado à rede.	39
3.1	Diagrama geral de um sistema PV conectado.	42
3.2	Forma de onda da potência fornecida pelo inversor.	44

3.3	Diagrama geral de um sistema PV conectado com capacitor no elo CC para desacoplamento da energia elétrica.	45
3.4	Curva I x V do módulo KC130TM para diferentes condições de radiação. Fonte [7].	46
3.5	Modelo equivalente de um conversor que realiza o MPPT em um módulo solar e alimenta uma carga genérica.	47
3.6	(a) Arranjo fotovoltaico com módulos associados em série; (b) Curva I x V para dois módulos, um sombreado e outro não; (c) curva P x V do arranjo, com múltiplos pontos de máximo. Fonte [8].	49
3.7	Algoritmo do método perturbação & observação.	50
3.8	Erro do método P&O em determinar o MPP quando há uma mudança brusca na irradiação solar.	51
3.9	Princípios de funcionamento do método dP-P&O.	52
3.10	Algoritmo do método da condutância incremental.	54
3.11	<i>Ripple</i> e derivadas de P_{pv} , V_{pv} e I_{pv} para os casos em que a) $V_{pv} < V_{mp}$ e b) $V_{pv} > V_{mp}$. Fonte [8].	55
3.12	Reconstrução da curva I x V utilizando 4 pontos. Fonte [9].	57
4.1	Inversores monofásicos conectados à rede (a) com um único estágio e (b) com dois estágios.	66
4.2	Emprego do transformador em inversores isolados. (a) Transformador na frequência da rede colocado entre o inversor e a rede. (b) Transformador de alta frequência entre conversores CA-CA. (c) Transformador de alta frequência entre conversores CC-CC.	67
4.3	Topologia 1 - conversor flyback de estágio único e transformador com tap central [10].	68
4.4	Topologia 2 - conversor <i>flyback</i> de estágio único combinado com conversor <i>buck-boost</i> [11].	69

4.5	Topologia 3 - flyback modificado com dois transistores combinado com buck-boost [12].	70
4.6	Topologia 4 - conversor buck-boost com regeneração da energia elétrica armazenada na indutância de dispersão do transformador [13].	70
4.7	Topologia 5 - flyback seguida por estágios retificador e inversor [14]. . .	71
4.8	Topologia 6 - <i>flyback</i> seguido de elo CC e inversor PWM de alta frequência [15, 16].	71
4.9	Topologia 7 - conversor CC série ressonante com inversor PWM de alta frequência [17].	72
4.10	Topologia 8 - conversor Soladin 120 comercializado pela Mastervolt [18].	72
4.11	Topologia 9 - conversor <i>full-bridge</i> seguido de retificador e inversor em alta frequência [19].	73
4.12	Topologia 10 - inversor de três estágios: <i>push-pull</i> em corrente elétrica, conversor <i>boost</i> e inversor operando na frequência da rede [20].	73
4.13	Topologia 11 - conversor CC-CC <i>boost interleaved</i> com 4 células [21]. . .	74
4.14	Topologia escolhida - conversor CC-CC boost interleaved e conversor CC-CA full-bridge.	75
5.1	Topologia utilizada na conversão CC-CC: boost interleaved de quatro células.	78
5.2	Formas de ondas básicas do conversor CC-CC operando no MCC. . . .	79
5.3	Tensão sobre o indutor de uma célula <i>boost</i> durante um período de chaveamento.	80
5.4	Modelo equivalente simplificado para um módulo fotovoltaico.	81
5.5	Modelo linearizado para o módulo fotovoltaico KC130TM.	83
5.6	Topologia utilizada para modelagem de pequenos sinais - detalhe para a célula de chaveamento.	84
5.7	Modelo equivalente utilizando as equações médias.	84

5.8	Circuito utilizado para simular a resposta em frequência do circuito em malha aberta.	87
5.9	Resposta em frequência do circuito em malha aberta.	88
5.10	Sistema de controle do conversor CC-CC: o algoritmo de MPPT gera a referência de tensão e o controlador determina o ciclo de trabalho. . . .	89
5.11	Sistema de controle da tensão v_{pv} em malha fechada.	89
5.12	Ferramenta SISOTOOL do Matlab. Primeira interação para projeto do compensador.	90
5.13	Ferramenta SISOTOOL do Matlab. Segunda interação para projeto do compensador.	91
5.14	Diagrama utilizado na simulação do conversor em malha fechada. . . .	92
5.15	Resposta ao degrau para o sistema em malha fechada.	93
5.16	Diagrama da simulação do algoritmo de MPPT realizada no PSIM. . .	96
5.17	Resposta de simulação do algoritmo de MPPT gerando a referência e o conversor a seguindo.	97
6.1	Topologia do estágio CC-CA.	99
6.2	Forma de onda da tensão no secundário do transformador.	104
6.3	Diagrama utilizado na simulação do conversor para traçar a resposta em frequência.	109
6.4	Resposta em frequência do circuito em malha aberta.	110
6.5	Local das raízes em malha aberta.	111
6.6	Margens de fase e de ganho em malha aberta.	112
6.7	Diagrama de blocos do controle da corrente elétrica de saída do conversor.	112
6.8	Respostas em frequência do compensador P+RES tipo 2 com diferentes valores de ω_c , do compensador PI e do compensador P+RES tipo 1. . .	113
6.9	Comparação das respostas em frequência dos compensadores P+RES tipo 2 discretizado pelo método ZOH e contínuo.	116

6.10	Comparação das respostas em frequência dos compensadores P+RES tipo 1 discretizado e contínuo.	118
6.11	Ferramenta SISOTOOL do Matlab. Primeira iteração para projeto do compensador.	120
6.12	Ferramenta SISOTOOL do Matlab. Segunda iteração para projeto do compensador.	121
6.13	Diagrama utilizado na simulação do conversor em malha fechada. . . .	122
6.14	Resposta do conversor em malha fechada.	124
6.15	Resposta do conversor em malha fechada com compensador PI.	124
6.16	Tensão (200 V/div) e corrente elétrica (2 A/div) no secundário do transformador (5 ms/div horizontal).	125
6.17	Solução utilizada - inserção de uma célula retificadora-inversora operando em 60 Hz.	127
6.18	Circuito simples de <i>Zero Crossing Detection</i> em 60 Hz.	128
6.19	Diagrama geral de um algoritmo de PLL para sistemas monofásicos. . .	129
6.20	Diagrama do gerador de 2 fases utilizado.	129
6.21	Diagrama do controlador de fase utilizado.	130
7.1	Fachada do laboratório onde a pesquisa foi realizada e detalhe do módulo fotovoltaico instalado no telhado.	134
7.2	Bancada e equipamentos utilizados nos testes do microinversor.	135
7.3	Diagrama da organização geral do controle do microinversor.	135
7.4	Circuito de isolamento com optoacoplador analógico.	136
7.5	Circuito de condicionamento e proteção.	136
7.6	Circuito de acionamento isolado para acionamento de transistores. . . .	137
7.7	Montagem final com todos os circuitos: 1 - drivers de acionamento; 2 - microinversor; 3 - condicionamento e proteção; 4 - microcontrolador; 5 - conversor D/A.	138

7.8	Teste com a placa de condicionamento. CH1: tensão da rede elétrica (200V/div). CH2: sensor de tensão (1V/div). CH3: corrente elétrica da rede elétrica (5A/div). CH4: sensor de corrente elétrica (1V/div). . . .	140
7.9	Sinal de corrente elétrica fornecido para o sistema de digitalização. CH3: corrente elétrica da rede elétrica (1A/div). CH4: sensor de corrente elétrica (500mV/div).	141
7.10	Sinal de corrente elétrica digitalizado pelo DSP (670mA/div).	142
7.11	Resposta do sistema de sincronismo com a rede elétrica - PLL. CH1: Tensão da rede elétrica (50V/div). CH2: referência do PLL (100mV/div).	142
7.12	Resposta do sistema de sincronismo com a rede elétrica na presença de harmônicos na tensão. CH1: Tensão da rede elétrica (50V/div). CH2: referência do PLL (100mV/div).	143
7.13	Início da atuação do circuito de PLL - aproximadamente 1 ciclo para sincronizar. CH1: Tensão da rede elétrica (50V/div). CH2: referência do PLL (100mV/div).	144
7.14	Fechamento do relé para conexão com a rede elétrica e atraso entre o sinal elétrico e o efetivo fechamento dos contatos. CH1: Tensão da rede elétrica (50V/div). CH2: referência do PLL (100mV/div). CH4: bobina do relé (5V/div).	145
7.15	Defasagem entre a tensão da rede distorcida e o sinal de referência obtido pelo PLL. CH1: Tensão da rede (50V/div). CH3: referência do PLL (2V/div).	146
7.16	Corrente elétrica de saída do conversor conectado à rede com a referência em fase com a componente fundamental da tensão. CH3: referência do PLL (1A/div). CH4: corrente elétrica de saída do conversor (2A/div). .	147

7.17	Correção do instante em que a ponte inversora de saída é chaveada. CH1: Tensão da rede elétrica (50V/div). CH2: sinal de acionamento da ponte inversora - semi-ciclo negativo (5V/div). CH3: referência do PLL (2V/div).	148
7.18	Potência ativa injetada na rede elétrica: 200W. CH1: Tensão da rede elétrica (200V/div). CH2: corrente elétrica na entrada da parte CA (5A/div). CH4: corrente elétrica injetada na rede elétrica (2A/div).	148
7.19	Corrente elétrica da rede elétrica seguindo a referência. CH2: corrente elétrica injetada na rede elétrica amostrada pelo DSP (2A/div). CH3: referência de corrente elétrica (2A/div).	148
7.20	Busca do ponto de máxima potência - MPPT. CH1: tensão de saída (50V/div). CH2: corrente elétrica de saída (2A/div). CH3: corrente elétrica de entrada (20A/div). CH4: tensão de entrada (15V/div).	149

Lista de Tabelas

2.1	Parâmetros de placa do módulo fotovoltaico KC130TM (AM1.5, $1kW/m^2$).	30
2.2	Parâmetros do modelo da equação (2.4) obtidos pelo algoritmo de ajuste (AM1.5, $1kW/m^2$).	32
3.1	Relações entre G_{Δ} e G para tomada de decisão do algoritmo da condutância incremental.	53
3.2	Condições para reconexão do inversor após uma situação de ilhamento.	60
3.3	Tempos de desconexão na ocorrência de distúrbios de tensão segundo a norma IEC 61727.	60
3.4	Tempos de desconexão na ocorrência de distúrbios de frequência.	61
3.5	Limites para as harmônicas da corrente elétrica de saída I_g do inversor conectado à rede.	62
5.1	Parâmetros de modelagem do módulo fotovoltaico KC130TM.	83
6.1	Parâmetros de projeto do conversor CC-CA.	103

Lista de símbolos

λ	Comprimento de onda da luz
I_o	Corrente elétrica de saturação reversa do diodo
I_{pv}	Corrente elétrica fotoelétrica gerada pela incidência de fótons
ω	Frequência angular da rede
φ	Defasagem entre a corrente elétrica e a tensão da rede
a	Constante de idealidade do diodo
c	Velocidade da luz
E_f	Energia do fóton
G	Condutância instantânea
G	Irradiação solar na superfície do dispositivo
G_n	Irradiação solar nominal
G_{Δ}	Condutância incremental
h	Constante de Planck
I_{mp}	Corrente elétrica de máxima potência do módulo solar

$I_{pv,n}$	corrente elétrica fotoelétrica nas condições nominais de temperatura e irradiação solar
I_{sc}	Corrente elétrica de curto-circuito do módulo solar
k	Constante de Boltzmann
N_p	Número de células solares conectadas em paralelo que formam o módulo solar
N_s	Número de células solares conectadas em série que formam o módulo solar
$P_{max,e}$	Potência máxima experimental do módulo solar
$P_{max,m}$	Potência máxima do modelo do módulo solar
q	Carga elementar do elétron
R_p	Resistência paralela equivalente do módulo fotovoltaico
R_s	Resistência série equivalente do módulo fotovoltaico
T	Temperatura da junção p-n do diodo
T_n	Temperatura nominal
V_t	Tensão térmica do módulo fotovoltaico
V_{mp}	Tensão de máxima potência do módulo solar
V_{oc}	Tensão de circuito aberto do módulo solar
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
d	Ciclo de trabalho das chaves de potência

FFT	Transformada Rápida de Fourier
FP	Fator de potência
HFT	Transformador de alta frequência
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
kWp	Kilowatt-pico
MCC	Modo de condução contínuo
MIC	Conversores integrados aos módulos
MPP	Maximum power point
MPPT	Maximum power point tracking
MTBF	Tempo médio entre falhas
PV	Photovoltaic
THD	Distorção harmônica total
U	Vetor do estado de chaveamento da ponte H

Capítulo 1

Introdução

1.1 Apresentação da proposta

A proposta deste trabalho é pesquisar e desenvolver um conversor eletrônico de potência elétrica para sistema fotovoltaico de geração distribuída para utilização acoplada nos módulos fotovoltaicos com redução na capacitância eletrolítica.

Trata-se de um conversor eletrônico de baixa potência elétrica que utiliza algumas das características do módulo fotovoltaico e que é responsável pela conexão desse módulo à rede pública de energia elétrica. Este conversor é comumente chamado de microinversor, termo que será utilizado neste trabalho para designar esta classe de equipamentos.

Uma das principais contribuições desta pesquisa é a redução dos capacitores eletrolíticos dos circuitos do microinversor. Esta redução permite obter uma vida útil maior para estes equipamentos, requisito fundamental quando se trata de tecnologia para energia renovável.

A redução dos capacitores eletrolíticos de qualquer circuito eletrônico pode ser simplesmente realizada através da sua substituição por capacitores de filme plástico. Isto causaria, entretanto, um aumento injustificável no custo e volume do microinversor.

Assim, esta pesquisa realiza a redução daqueles componentes através de um sistema ativo para diminuição da ondulação da corrente elétrica de entrada do conversor, que proporciona uma redução no valor da capacitância necessária para o microinversor atingir os requisitos de funcionamento, permitindo então a utilização de capacitores de filme.

Neste trabalho, convencionou-se que os termos célula, módulo, painel, sistema solar, conversor, microinversor e seus variantes referem-se sempre à conversão de energia solar fotovoltaica em elétrica.

1.2 Motivação

Uma das motivações deste trabalho é contribuir cientificamente para um maior uso da energia solar fotovoltaica - sistemas PV (*photovoltaic*) - na matriz energética do Brasil. A seção 1.3 apresenta dados sobre a composição desta matriz que alertam para o fato de que as autoridades responsáveis pelo planejamento energético brasileiro até o momento não prevêm o uso desta fonte de energia elétrica, nem mesmo de forma parecida com o que fazem outros países, significativamente mais avançados nesta área.

Além disto há o interesse social. O autor desta pesquisa atuou, assim que concluiu sua graduação, como pesquisador na Universidade de Pádua, Itália, trabalhando com conversores CC-CC (de corrente contínua para corrente contínua) de alto ganho para conexão de módulos fotovoltaicos à rede elétrica. Este trabalho, além de proporcionar novos conhecimentos, promoveu uma visão mais abrangente sobre o enfoque que a União Europeia está tendo em relação às energias alternativas, especialmente a fotovoltaica.

Naqueles países, a pesquisa nesta área possui grande foco nos consumidores residenciais, visando a sua transformação em pequenos fornecedores de energia elétrica. Isto é possível através da instalação de alguns módulos solares fotovoltaicos (neste trabalho chamados simplesmente de módulos) e respectivos microinversores na rede das

residências, fazendo com que cada consumidor reduza a quantidade de energia comprada do sistema elétrico na proporção que a produz. Isto resulta em benefícios para todos os envolvidos na cadeia produtiva de energia elétrica. Entre eles, podemos citar o consumidor, que pode reduzir o valor da conta de energia elétrica, a companhia, que pode diminuir os investimentos na ampliação das redes de transmissão e de distribuição, o governo, que pode diminuir o investimento na construção das usinas convencionais de geração de eletricidade, e o planeta, que deixa de receber mais poluições e resíduos provenientes do aumento na utilização de fontes não limpas de energia elétrica.

Sabe-se que a utilização das energias solar e eólica para a composição da matriz energética de qualquer país não se tornará significativa o suficiente para que os problemas energéticos sejam solucionados, pelo menos a curto e médio prazo. Isto se deve, principalmente, à dependência que os países apresentam em relação ao petróleo, e que provavelmente perdurará por muito tempo.

A utilização destas novas fontes, entretanto, pode diminuir a dependência dos combustíveis fósseis e de outras fontes. No Brasil, por exemplo, a geração de energia elétrica fotovoltaica tem papel fundamental no acesso à energia elétrica de populações não abastecidas pelas redes de distribuição, permitindo que famílias excluídas desta infraestrutura básica possam utilizar pequenas cargas com a energia elétrica gerada na própria localidade. É a geração isolada, não conectada à rede.

Ainda no Brasil, o crescimento da demanda de energia elétrica é suprido na atualidade, principalmente, com a construção de novas hidrelétricas. Acredita-se que nos próximos anos esta realidade não mudará. Este potencial chegará, entretanto, a um limite de utilização tanto tecnológico - devido às distâncias - quanto de disponibilidade energética.

Neste ponto, o papel das energias solar e eólica será importante, pois poderão servir como mecanismos paralelos que diminuam a demanda por outras fontes de energia elétrica. Existe, assim, uma consciência de que elas não serão, mesmo que utopicamente,

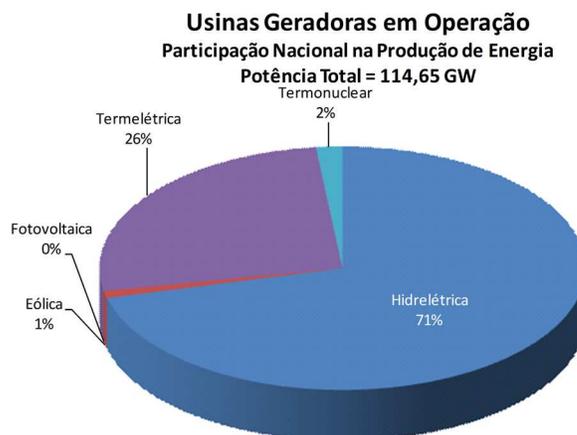


Fig. 1.1: Usinas geradoras de energia elétrica no Brasil em operação. Fonte [1].

as principais fontes de geração de energia elétrica, mas, sim, um suporte para que a matriz energética atual não entre em colapso.

Estes fatores motivaram a realização desta pesquisa, pautada na possibilidade de contribuir para o avanço da tecnologia destes conversores, acreditando-se que, um dia, os consumidores residenciais de energia elétrica brasileiros poderão transformar-se, gradativamente, em pequenos fornecedores desta energia.

1.3 Panorama da energia elétrica no Brasil

O Brasil possui cerca de 2248 empreendimentos de geração de energia elétrica em operação, totalizando uma potência elétrica fiscalizada de 114,65 GW [1], dos quais 72% referem-se a fontes renováveis. A figura 1.1 apresenta a distribuição desses empreendimentos de acordo com o seu tipo.

Este elevado percentual de usinas que se utilizam de fontes renováveis coloca o Brasil em um patamar de destaque comparativamente ao restante do mundo, cujo percentual de utilização dessas energias na matriz energética total - não somente para geração de eletricidade - não ultrapassa 18% [22].

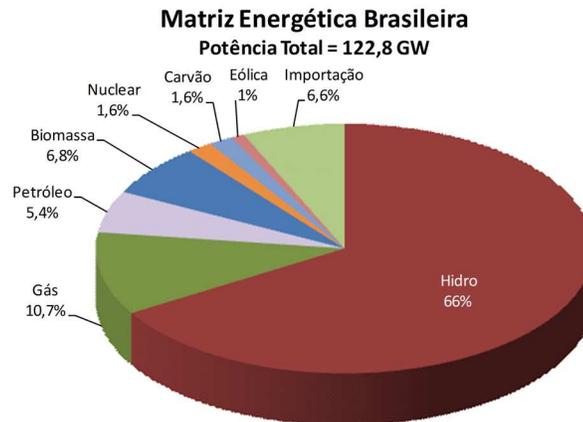


Fig. 1.2: Matriz energética brasileira para o setor de eletricidade. Fonte [1].

Matriz energética é a oferta interna de energia discriminada quanto às fontes e setores de consumo. Apresenta-se na figura 1.2 a matriz energética brasileira para o setor de eletricidade. Dentre as fontes não renováveis, destacam-se o gás e o petróleo, utilizados nas usinas termelétricas.

O petróleo, que é a principal fonte de energia do modelo sócioeconômico atual, ainda estará disponível para exploração no médio prazo, segundo dados das reservas comprovadas avaliadas pelo Conselho Mundial de Energia. No Brasil, sua utilização é predominante no setor de transportes.

A energia nuclear, que no mundo é muito utilizada para geração de energia elétrica, no Brasil representa apenas 1,6% da geração total. A usina de Angra II representa, em potência elétrica nominal, a quantidade de geradores fotovoltaicos conectados à rede na Alemanha que foram instalados somente no ano de 2006. É uma fonte que não está no planejamento energético para expansão no país neste curto prazo.

A energia hidráulica, entretanto, é uma das maiores fontes renováveis de energia, que em 2007 correspondia a 17% da energia renovável de todo o mundo [22]. No Brasil, atualmente é a mais utilizada. O país encontra-se, pode-se dizer, quase totalmente dependente desta energia e ocupa a terceira posição entre os maiores produtores no

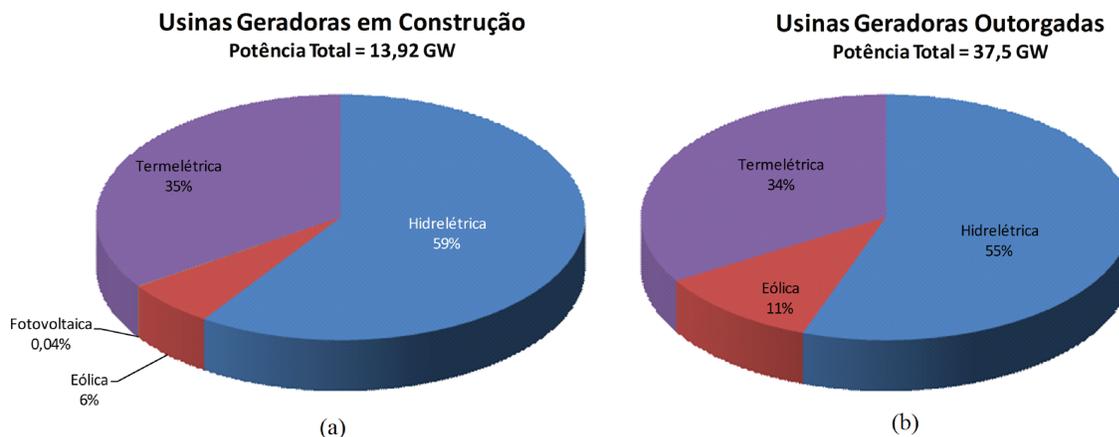


Fig. 1.3: Usinas geradoras de eletricidade em construção (a) e outorgadas (b).

mundo, ficando atrás somente da China e do Canadá [23].

As vantagens de sua utilização estão principalmente no baixo custo operacional em relação ao custo de implantação e a independência em relação aos combustíveis fósseis e não renováveis, tornando-se praticamente insensível às flutuações do preço do petróleo.

A sua maior desvantagem consiste, além do impacto socioambiental causado pela inundação de grandes áreas, na dependência de um regime de chuvas. Esta dependência pôde ser constatada durante o apagão de 2001 [24]. Ainda assim, esta fonte permite uma grande expansão do potencial de geração a partir de duas maneiras: modernização e ampliação das usinas existentes e a instalação de geradores em represas onde não há geração.

Além disto, a energia hidráulica é uma fontes intermitentes de energia, que está sujeita ao regime de chuvas da região em que situa-se a usina, sendo assim uma fonte sem controlabilidade pelo homem.

A matriz energética brasileira encontra-se em expansão segundo a figura 1.3 [1]. Percebe-se tanto no curto quanto no médio prazo um aumento da instalação de usinas termelétricas. As usinas outorgadas mantém a mesma tendência, sendo que há aumento nos empreendimentos eólicos.

Surge, no médio prazo, também, a instalação de usinas eólicas. Esta é a fonte de energia elétrica que cresce mais rapidamente no mundo, cuja previsão de capacidade de geração global para o ano de 2009 foi de 128 GW, 12% maior do que em 2008 [25].

É de grande notoriedade os 0,04% da potência elétrica total das usinas em instalação que se refere à energia fotovoltaica, da primeira usina solar construída no Brasil. Trata-se da usina de Tauá-CE [26] que já está em operação com 1 MW e mais 4 MW previstos.

Segundo estimativas do Conselho Mundial de Energia, se 1% da área terrestre fosse utilizada na geração de energia solar fotovoltaica, a capacidade mundial de geração seria equivalente ao total gerado através de todas as outras fontes [22].

Percebe-se, contudo, que a projeção da matriz energética brasileira não prevê uma significativa utilização da energia fotovoltaica para geração de energia elétrica. Esta característica contrasta com outros países do mundo, nos quais esta fonte demonstra ser de grande interesse tanto da iniciativa privada quanto dos órgãos governamentais.

1.4 Energia fotovoltaica e geração distribuída

Dentre todas as fontes que compõem a matriz energética no Brasil, a fotovoltaica é a que recebe atenção nesta pesquisa. Ela possui representatividade praticamente nula no parque gerador brasileiro: são 5 empreendimentos com potência elétrica de 87 kW oficialmente registrados em operação e 1 empreendimento de 5 MW em implantação. Com exceção da já mencionada usina solar, sua utilização no país se dá praticamente através de sistemas autônomos, em áreas nas quais as redes elétricas não estão disponíveis - tipicamente em comunidades rurais isoladas. O Programa Luz para Todos, implantado pelo Ministério das Minas e Energia desde 2003, é responsável pela implantação de grande parte destes sistemas, permitindo que tais comunidades passem a consumir uma pequena potência elétrica diária - suficiente para agregar um conforto mínimo antes inexistente.

A quantidade de irradiação solar que atinge o planeta anualmente equivale a 7500 vezes o consumo de energia primária de toda a população. Isto significa que se 0,1% desta energia incidente fosse convertida com uma eficiência de 10%, a energia elétrica gerada seria quatro vezes maior que a capacidade mundial total de geração de energia elétrica [22].

No mundo, a demanda por painéis solares tem crescido a uma taxa de 35% ao ano. A consequência foi o aumento do preço dos painéis uma vez que os fabricantes do *wafers* de silício não tem capacidade para acompanhar este aumento da demanda. Os maiores fabricantes de painéis são China, Japão, União Européia e Estados Unidos. Ainda é cedo para afirmar em quanto tempo o Brasil se tornará um detentor de tecnologias para energia solar fotovoltaica e passará a exportar este material, além de implantar uma política regulatória que incentive este tipo de geração. Apesar da incipiência do país nesta área, percebe-se neste ano de 2011 um movimento muito forte partindo da indústria, da academia e dos setores interessados para alavancar o crescimento do mercado fotovoltaico brasileiro.

No Brasil, a capacidade instalada é de cerca de 30 MW, praticamente com totalidade nos empreendimentos isolados, como já exposto. A figura 1.4 apresenta a média anual típica da irradiação solar diária, medida em $Wh/m^2 dia$ [27]. Estes níveis superam aos de muitos daqueles países europeus que estão mais avançados na aplicação da tecnologia fotovoltaica.

A geração distribuída vem recebendo grande investimento em países como Estados Unidos e os da União Européia. Trata-se da geração localizada próxima às unidades consumidoras. As vantagens são: menor custo na transmissão; menores perdas e transferência de parte do investimento para o consumidor. Estes países incentivam este tipo de energia e dentre eles destacam-se a Alemanha e a Itália, que regulamentam a geração distribuída de energia fotovoltaica com tarifação bidirecional, isto é, a energia elétrica excedente que a unidade consumidora injeta na rede é paga pela concessionária

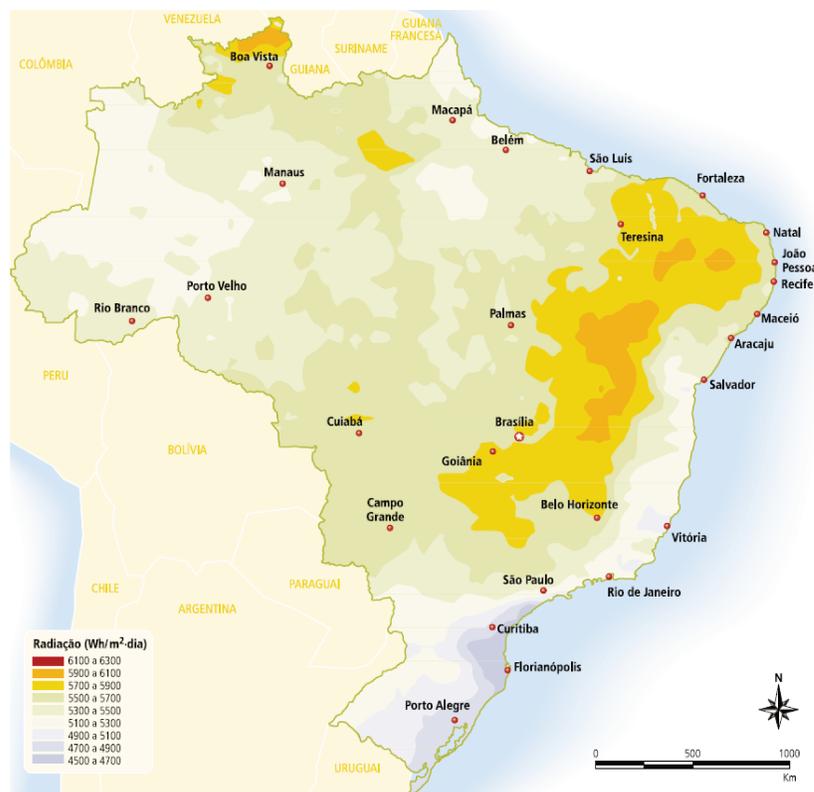


Fig. 1.4: Radiação solar diária - média anual típica em $Wh/m^2 \cdot dia$.

[28, 29, 30], e oferecem incentivo estatal à instalação desses sistemas residenciais.

A geração distribuída de energia fotovoltaica possui um custo inferior aos sistemas isolados pela ausência de baterias, cujo custo gira em torno de 30% do custo do sistema completo. Aquele sistema está em sincronia com cidades cuja curva de demanda de energia elétrica possui seu máximo durante o dia, pois o pico da geração coincide com o pico do consumo.

No Brasil estes sistemas ainda são protótipos e os fatores que limitam o seu crescimento são o alto custo de implantação, pois os módulos fotovoltaicos e os microinversores são importados, e a falta de regulamentação específica. A Alemanha, por exemplo, obriga a concessionária a pagar um valor superior pela energia elétrica injetada na rede através de geração distribuída e que é proveniente de fontes renováveis, em relação à tarifa que é cobrada pela compra da energia elétrica pelo consumidor. Este tipo de estímulo incentiva o investimento por parte dos consumidores e consequentemente

aquece o mercado fotovoltaico.

Os sistemas distribuídos são instalados junto aos consumidores, geralmente com potências da ordem do consumo deste e fornecem parte da energia elétrica consumida, diminuindo a energia elétrica que é comprada diretamente da concessionária. Caso a produção do sistema supere o consumo pela instalação, a energia elétrica é injetada na rede.

É comum a utilização desses sistemas como parte integrante da arquitetura da construção, como, por exemplo, revestindo paredes de edifícios ou telhados de prédios públicos com painéis solares. Além disso, este tipo de sistema permite a instalação em qualquer tipo de edificação, pois é isenta de resíduos, de ruídos e demanda pouco espaço para sua instalação.

A geração distribuída através de sistemas fotovoltaicos é o tipo de geração que mais cresce no mundo e a justificativa, como já apontada, está majoritariamente nos incentivos fiscais e financeiros promovidos pelos países. A figura 1.5 apresenta a potência elétrica instalada acumulada através de sistemas fotovoltaicos, isolados e conectados à rede, no mundo todo [31].

No Brasil havia, até fevereiro de 2011, 51 sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica em operação, a maioria associada à projetos de P&D, totalizando uma potência elétrica instalada de 350 kWp (kilowatt-pico) [31], dentre os quais pode-se citar o convênio entre o Laboratório de Hidrogênio da UNICAMP e a CPFL, com potência elétrica instalada de 7,5 kWp e o prédio de administração do IEE da USP, com potência elétrica instalada de 12 kWp.

A União Europeia preparou uma agenda estratégica de pesquisa em tecnologia para energia solar fotovoltaica [32], com o objetivo de guiar o desenvolvimento tecnológico dos módulos fotovoltaicos e dos componentes eletrônicos, de forma a diminuir o custo de implantação e aumentar a confiabilidade dos sistemas.

Em termos da célula fotovoltaica, o objetivo é desenvolver as células multi-junção

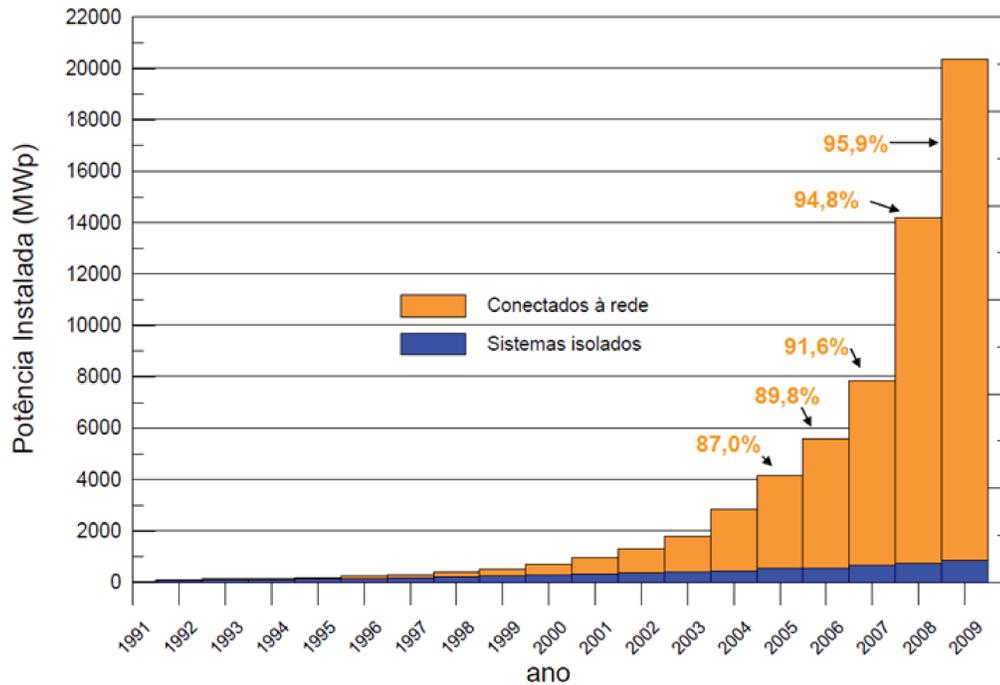


Fig. 1.5: Potência elétrica acumulada instalada de sistemas fotovoltaicos no mundo.

para atingir uma eficiência mínima de conversão de 36% com uma vida útil de 30 anos, com operação satisfatória sob agentes climáticos [32].

Em nível de componentes, a maior prioridade é dada para o desenvolvimento de microinversores, dispositivos de armazenagem e novos desenvolvimentos para aplicações específicas, principalmente módulos integrados. Para os microinversores há três perspectivas: curto, médio e longo prazo.

Em curto prazo, de 2008 a 2013, espera-se que os microinversores tenham um custo entre 0,3 a 0,5 €/W, uma precisão de rastreamento do ponto de MPP sensível a variações menores que 0,2 °C, além de combinar, no mesmo equipamento, toda eletrônica necessária para processar a energia fotovoltaica até entregá-la à rede elétrica devidamente monitorada e de forma segura. Além disso, deseja-se aumentar sua eficiência e vida útil [32].

A médio prazo, de 2013 a 2020, pretende-se que o custo dos microinversores seja menor do que 0,3 €/W, com uma vida útil superior a 30 anos, sem manutenção. Nessa

etapa, deseja-se desenvolver métodos de rastreamento sem sensores para grandes sistemas, com algoritmos de controle avançados de estabilização da rede elétrica. Além disso, conversores híbridos que possam ser utilizados em mais de uma fonte de energia elétrica, como fotovoltaica, eólica e célula combustível, são desejados.

A longo prazo, de 2020 a 2030, espera-se que haja redes baseadas nesses conversores, padronizadas e alimentadas por energia solar fotovoltaica, com avançados algoritmos de controle [32].

Para se obter uma vida útil de 30 anos sem manutenção os conversores precisam ter reduzido tempo médio entre falhas - MTBF (*Mean Time Between Failures*), o que só pode ser atingido se os componentes eletrônicos críticos tiverem sua vida útil aumentada, como os capacitores eletrolíticos. A título de exemplo, um capacitor eletrolítico de alumínio de $1000 \mu\text{F} / 400\text{V}$, trabalhando 8h/dia sob uma temperatura de 70°C pode chegar a ter uma vida útil de apenas 11 anos [33].

Assim, para desacoplar a entrada e a saída dos conversores atingindo uma vida útil alta, deve-se, obrigatoriamente, eliminar os capacitores eletrolíticos. A alternativa é a utilização de capacitores de filme, como exposto da seção 1.1.

1.5 Conclusão

Este capítulo apresentou a proposta de pesquisa deste trabalho e a motivação para isto. Utilizou dados sobre o panorama da geração de energia elétrica no Brasil e sobre energias limpas no mundo todo para apresentar a importância desta pesquisa no cenário mundial da energia solar fotovoltaica, ou seja, eliminação dos capacitores eletrolíticos nos microinversores é um passo importante para se atingir as metas mundiais de pesquisa para os próximos 20 anos no sentido de aumentar o tempo médio entre falhas dos microinversores.

Capítulo 2

Conversão de energia solar fotovoltaica

2.1 Dispositivos fotovoltaicos

2.1.1 Conversão de energia solar

O sol é a maior fonte de energia disponível para a terra. A energia solar chega ao planeta na forma de luz e calor e por muito tempo desejou-se o seu aproveitamento por parte da humanidade, o que somente foi possível a partir da década de 1980, quando níveis satisfatórios de eficiência na geração de energia elétrica foram atingidos [34].

A primeira notícia sobre conversão de energia solar em eletricidade remete a T. J. Seebeck e sua descoberta em 1823 do efeito termoelétrico, capaz de tornar possível a geração de eletricidade a partir de uma junção bi-metálica submetida a uma determinada temperatura. A diferença de tensão que surge nos elementos metálicos depende das características físicas destes elementos e da temperatura em que se encontram. Este efeito é conhecido como Efeito de Seebeck e é o princípio de funcionamento do termopar¹ [36, 37].

¹Dispositivos elétricos com larga aplicação para medição de temperatura. São baratos e podem

E. A. Becquerel continuou os avanços da pesquisa nesta área quando, em 1839, conseguiu gerar eletricidade utilizando o efeito fotoelétrico. Ele utilizou dois eletrodos de platina imersos em uma solução ácida (eletrólito), permitindo que a luz solar incidisse em apenas um dos eletrodos. O processo de geração de energia elétrica tinha uma eficiência inferior a 1% [36].

Um efeito similar utilizando o Selênio foi observado por W. Smith [38] em 1873 e estudado por Adams e Day [39] em 1877. Em 1883, Fritss [40] fabricou a primeira célula solar com este material - uma célula de filme fino com 30 cm^2 de área. Devido à baixa eficiência, o Selênio não pôde ser utilizado na geração de eletricidade, porém, seu uso foi extensivo em sensores de luz, como em medidores de exposição fotográfica, interruptores e sensores óticos, etc, permanecendo por décadas como o único dispositivo de estado sólido utilizado para conversão fotovoltaica.

Mais tarde, em 1905, Albert Einstein solucionou o paradoxo da dualidade onda-matéria da luz descrevendo o efeito fotoelétrico, através do qual a incidência, em determinados materiais, de um fóton ² vibrando acima de uma determinada frequência, possui energia suficiente para extrair um elétron da camada de valência do material [42]. Este trabalho rendeu para Einstein o Prêmio Nobel de Física em 1921 [43].

Este resultado de Einstein foi fundamental para alavancar as pesquisas sobre conversão fotovoltaica, que culminaram no desenvolvimento da célula monocristalina de silício com 6% de eficiência, anunciada por Chapin e Reynold em 1954, marcando o início da era moderna da conversão de energia fotovoltaica [37].

O silício monocristalino possui um baixo índice de absorção de luz, devendo possuir um alto grau de pureza quando se deseja uma eficiência razoável para aplicações de geração de energia elétrica. No fim da década de 1950 foram lançados os primeiros satélites contendo módulos de silício e sua eficiência chegava a 15%.

medir uma vasta gama de temperaturas, podendo ser substituídos sem introduzir erros relevantes. Sua maior limitação é a exatidão, uma vez que erros inferiores a $1 \text{ }^\circ\text{C}$ são difíceis de serem obtidos [35].

²Fóton é uma quantidade de energia que representa a unidade básica da luz e de todas as outras formas de radiação eletromagnética, não possuindo massa ou carga elétrica [41].

Embora o uso do silício monocristalino tenha avançado significativamente nos anos 1980, o seu custo era elevado, impulsionando a pesquisa de outros materiais para a fabricação das células, entre eles o silício amorfo (Si-a), telurídio de cádmio (CdTe) e disseleneto de cobre e índio (CIS), chamados filmes finos. As células de filmes finos permitem criar dispositivos com várias camadas de materiais diferentes, atingindo elevado grau de eficiência devido à capacidade de absorver energia em um espectro maior da luz incidente. Trabalhos como [44, 45] apresentam células com eficiência superior que 40%. A eficiência do silício, entretanto, está limitada a 29% [46]

Entretanto, foi no silício policristalino que chegou-se a um equilíbrio entre custo/eficiência relativamente suficiente para penetração no mercado. O silício policristalino, apesar de menos eficiente que o monocristalino, possui um custo menor.

Os maiores avanços na tecnologia ocorreram na década de 1990, uma vez que a demanda do mercado justificava a produção em massa dos módulos. A capacidade instalada no mundo em 2010 já era maior que 30 GW. Em 2009, esta capacidade era de 22,9 GW, sendo que 70% deste total estava na Europa. Somente Alemanha e Itália lideravam com mais de 50% da capacidade instalada entre todos os países do mundo [47, 29, 30]. Fora da Europa, Japão (11,5%) e Estados Unidos (7,2%) lideravam. O Brasil nem sequer aparece nas estatísticas.

Atualmente há um interesse grande nas células de filmes finos de silício, sem o uso de outros semicondutores, combinando o baixo custo do material devido à sua abundância com a elevada eficiência que as células multi-junção apresentam, além do fato de que não se pode constituir a tecnologia fotovoltaica baseada em materiais raros ou tóxicos [48, 49, 50].

Outro tipo de célula que recentemente recebe atenção das pesquisas é a célula orgânica, que utiliza polímeros e outros tipos de materiais combinados substituindo os semicondutores. Pretende-se que estas células se tornem mais baratas do que as de silício, porém o estágio atual de seu desenvolvimento não permite a produção em escala

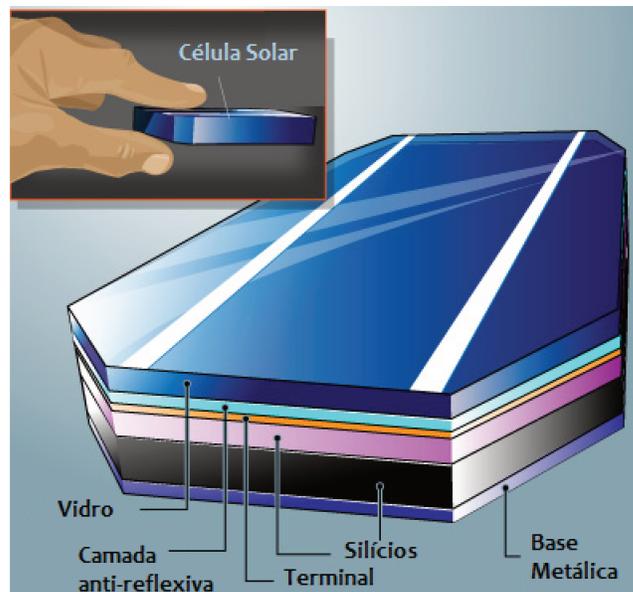


Fig. 2.1: Esquema básico de uma célula solar. Adaptado de [2].

devido à baixa eficiência de conversão [51, 52].

2.1.2 A célula solar

Como visto na seção 2.1.1, semicondutores são utilizados nas células solares modernas devido à sua capacidade de converter luz em eletricidade. Como semicondutor, a unidade básica de uma célula solar é uma junção p-n, ou seja, um diodo com característica de absorção de fótons. Parte da energia absorvida dos fótons é utilizada para separar cargas elétricas positivas e negativas, que são conduzidas para os terminais da célula e, conseqüentemente, da carga [8]. A figura 2.1 apresenta um esquema básico da estrutura física de uma célula solar.

O vidro protege os materiais, enquanto a base metálica e o terminal realizam o contato elétrico do dispositivo. A incidência de luz ocorre nas camadas da célula e a quantidade de luz transmitida para a junção p-n, onde a absorção do fóton ocorre, é ampliada pela camada anti-reflexiva. Os elétrons e as lacunas liberados na absorção do fóton são conduzidos para os terminais da célula através do campo elétrico presente na

junção p-n.

2.1.3 Princípios físicos de funcionamento

Como exposto na seção 2.1.2, a célula solar é um diodo capaz de absorver energia da luz e liberar portadores na junção p-n. A geração destes portadores depende da capacidade de absorção luminosa do material e da irradiação incidente da célula. A capacidade de absorção depende de vários fatores, entre eles a banda de energia (*band-gap*) do semiconductor, a refletância da superfície da célula, a concentração intrínseca de portadores no semiconductor, a mobilidade destes portadores, a taxa de recombinação e a temperatura.

A estrutura da banda de energia de um semiconductor é definida como os estados de energia permitidos que podem ser ocupados por elétrons. A banda de energia E_G é definida como a diferença entre o mínimo da banda de condução e o máximo da banda de valência. A figura 2.3 apresenta um exemplo de estrutura de banda de energia, onde m é o momento do elétron e E é a energia envolvida [8].

A absorção da luz é o processo no qual a energia do fóton é utilizada para excitar um

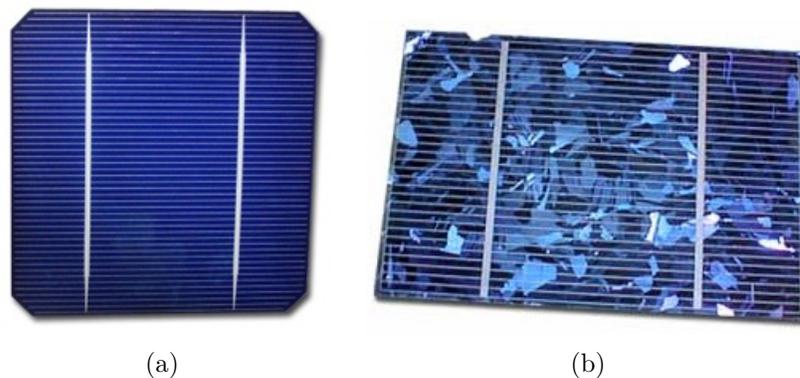


Fig. 2.2: Imagens de uma célula solar de silício monocristalino (a) e policristalino (b). Fonte [3].

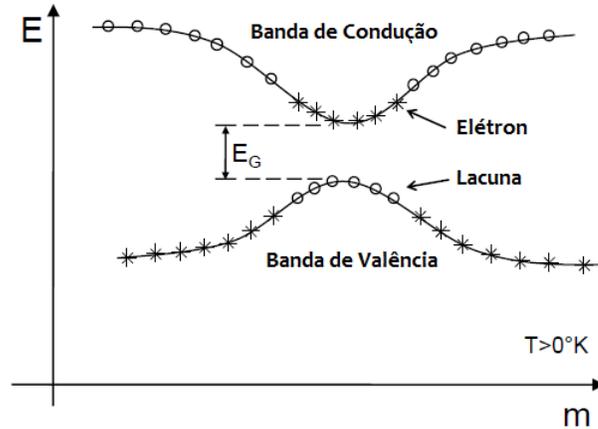


Fig. 2.3: Estrutura de banda de energia em função do momento do elétron.

elétron direto da banda de valência para a banda de condução, deixando uma lacuna. Todas as partículas envolvidas neste processo conservam a sua energia e momento. A energia de um fóton é dada por

$$E_f = \frac{h \cdot c}{\lambda} \quad (2.1)$$

onde E_f é a energia do fóton, h é a constante de Planck, c é a velocidade da luz e λ é o comprimento de onda da luz.

Somente fótons com energia igual à do "bandgap" E_G são capazes de gerar elétrons. Caso a energia seja maior do que a do "bandgap", o excedente é dissipado como calor na estrutura do semiconductor.

O comprimento de onda da luz incidente é, então, uma característica fundamental para determinar a energia convertida na célula. Isto está relacionado com a distribuição espectral da irradiação solar, cujo perfil pode ser comparado ao de um corpo negro perto de 6000 K [53]. A seção 2.1.4 detalhará esta irradiação.

O detalhamento matemático do funcionamento físico das células solares está além do escopo deste trabalho. A descrição matemática completa que leva em conta todos os fenômenos envolvidos é encontrada em [8].

Em conclusão, a célula solar é um diodo cujos portadores livres dependem da in-

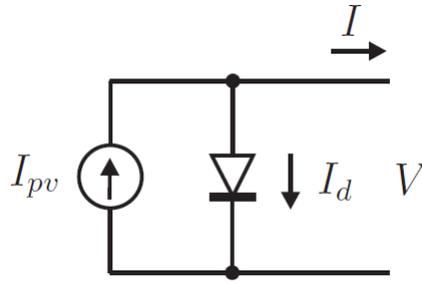


Fig. 2.4: Circuito equivalente de uma célula solar.

cidência de fótons com energia mínima E_G e cujo fluxo de elétrons é uma função da tensão elétrica na junção p-n. Esta característica é equivalente ao circuito da figura 2.4, cuja equação característica é:

$$I = I_{pv} - \underbrace{I_o \left[\exp\left(\frac{qV}{akT}\right) - 1 \right]}_{I_d} \quad (2.2)$$

onde I_{pv} é a corrente elétrica gerada pela incidência dos fótons, I_o é a corrente elétrica de saturação reversa do diodo, q é a carga elementar do elétron [$1.60217646 \cdot 10^{-19} C$], a é a constante de idealidade do diodo, k é a constante de Boltzmann [$1.3806503 \cdot 10^{-23} J/K$] e $T [K]$ é a temperatura da junção p-n do diodo.

A curva característica da célula descrita pela equação (2.2) é a apresentada na figura 2.5 [6]. Trata-se visualmente da subtração entre uma corrente elétrica constante (I_{pv}) e uma corrente elétrica exponencial (I_d), resultando em uma curva que descreve o comportamento corrente elétrica x tensão da célula e cujo formato é o mesmo para

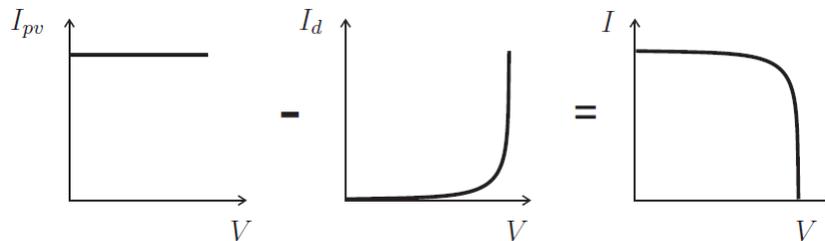


Fig. 2.5: Curva característica da célula solar..



Fig. 2.6: Módulos solares instalados sobre cobertura residencial.

associações de células - os módulos.

Nas aplicações para produção de energia elétrica de que trata este trabalho as células solares não são utilizadas isoladamente, mas sim em arranjos adequados que permitem obter uma tensão maior e uma capacidade de corrente elétrica maior - são os arranjos em série e em paralelo. Estes arranjos são os módulos solares, ou módulos fotovoltaicos, que estão disponíveis no mercado em potências que variam de poucos Watts até algumas centenas de Watts. Os maiores fabricantes desses módulos estão localizados na Alemanha, China, Japão e EUA [8]. A figura 2.6 apresenta uma imagem de módulos solares instalados no telhado de uma residência.

Os módulos também podem ser associados em série e em paralelo, dependendo da potência elétrica e da tensão desejadas. Na associação em série, a tensão dos módulos é somada e a corrente elétrica que flui pelo circuito passa através de todos os módulos. Esta associação tem como desvantagem a interdependência entre os módulos, uma vez que o sombreamento de qualquer área afeta a geração de todos os módulos. Na associação paralela, a corrente elétrica gerada é a soma das correntes em cada painel e a tensão é igual em todos os módulos. Esta associação é menos crítica pois a geração

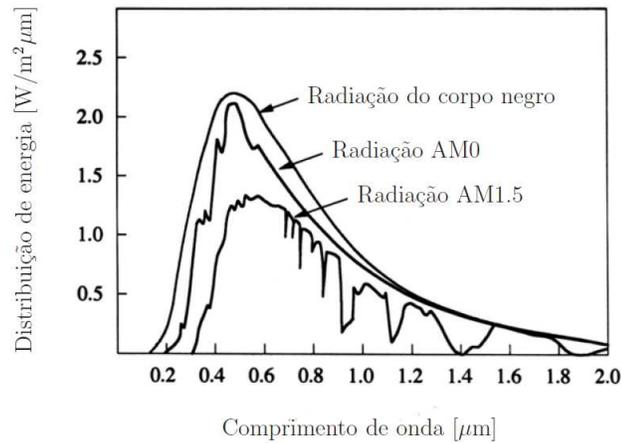


Fig. 2.7: Distribuição espectral do corpo negro e da irradiação solar.

de um módulo não afeta a dos demais.

2.1.4 Irradiação solar

Como introduzido da seção 2.1.2, a distribuição espectral da irradiação solar possui perfil comparado ao de um corpo negro com temperatura perto de 6000 K. O corpo negro emite e absorve radiação eletromagnética em todos os comprimentos de onda com uma distribuição teórica descrita pela equação de Plank, que estabelece a relação entre a distribuição espectral do corpo negro, a temperatura e o comprimento de onda da onda incidente [53]. A figura 2.7 apresenta a distribuição espectral do corpo negro e da irradiação solar no espaço extra-terrestre (AM0) e na superfície da Terra (AM1.5) [6]. Estes índices serão detalhados a seguir.

A irradiação solar é analisada de acordo com a quantidade de atmosfera atravessada pela luz. Esta quantidade pode ser representada pelo índice massa de ar - AM (*Air Mass*) [4]. A Massa de Ar pode ser aproximada pela equação:

$$AM = \frac{1}{\cos\phi} \quad (2.3)$$

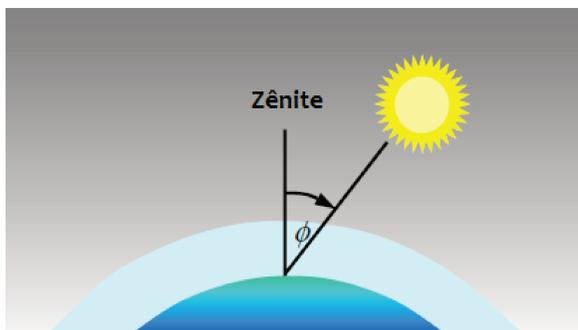


Fig. 2.8: Ângulo que os raios solares fazem com o solo em relação à linha do zênite. Adaptado de [4].

onde ϕ é o ângulo que o sol faz com o zênite, como mostrado na figura 2.8.

A distribuição AM0 corresponde à irradiação solar no espaço, livre da influência atmosférica. A distribuição AM1 corresponde à irradiação quando o sol está posicionado na linha do zênite, ou seja, $\phi = 0^\circ$. Isto significa que os raios solares atravessam a distância equivalente a uma atmosfera até chegar na superfície terrestre.

A distribuição AM1.5 - ou *irradiação global* - corresponde a $\phi = 48,19^\circ$ (referente à América do Norte e Europa Central) e possui uma densidade de potência particular de $1kW/m^2$ [8], sendo utilizada como distribuição de referência para comparar células e módulos solares. É também utilizada como unidade de irradiação solar - denominada *sol*.

A irradiação global é composta pela irradiação direta, irradiação difusa e irradiação albedo, conforme ilustrado na figura 2.9. A irradiação direta é aquela que vem diretamente do sol sem mudança de direção, enquanto a difusa é aquela que sofre interferência de elementos na atmosfera, alterando sua direção e reduzindo sua magnitude. A irradiação albedo refere-se àquela proveniente da reflexão da luz no solo e elementos adjacentes a ele. A porcentagem de irradiação albedo no solo é de aproximadamente 20%, enquanto que na neve é de 80% [4].

A figura 2.10 apresenta a distribuição anual da irradiação solar diária média mensal em três diferentes locais: Fortaleza - Brasil, Kassel - Alemanha e Pitsanulok - Tailândia.

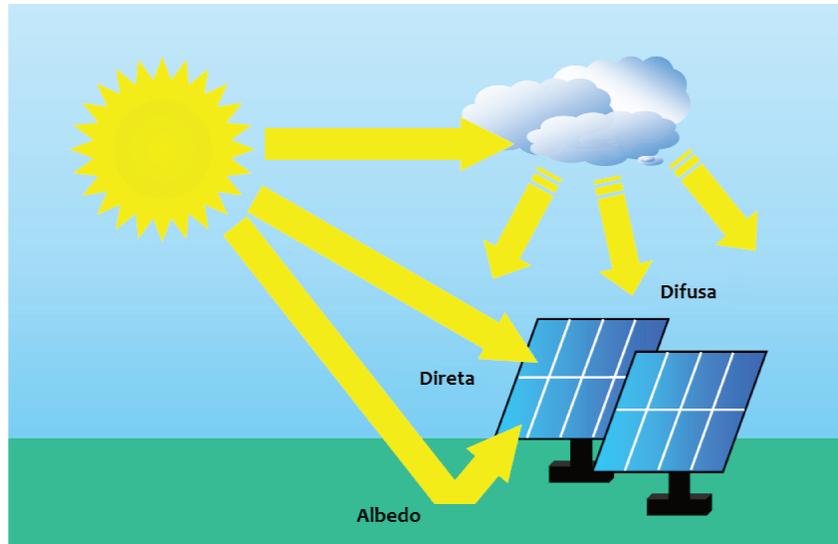


Fig. 2.9: Irradiação global na superfície terrestre. Adaptado de [4].

Percebe-se que a cidade brasileira recebe a maior quantidade de energia solar durante o ano, sendo praticamente o dobro da recebida pela cidade alemã. Este potencial contrasta com a quantidade de potência fotovoltaica instalada na Alemanha, que é a maior do mundo, como já exposto, enquanto que a do Brasil é praticamente nula.

2.2 Modelagem de dispositivos fotovoltaicos

2.2.1 Modelo dos dispositivos fotovoltaicos

A equação (2.2), que descreve o comportamento $I \times V$ da célula solar, foi apresentada na seção 2.1.3. Este modelo leva em consideração o funcionamento de apenas 1 célula, o que nas aplicações de geração de energia elétrica, a que se propõe este trabalho, não é de utilização prática. Empregam-se nestes casos os módulos solares, compostos por N_s células conectadas em série ou N_p células conectadas em paralelo.

A conexão das células nos painéis resultam em resistências elétricas equivalentes que devem ser levadas em consideração no modelo, pois alteram substancialmente a curva $I \times V$ do painel. A figura 2.11 apresenta o modelo elétrico do módulo solar com as

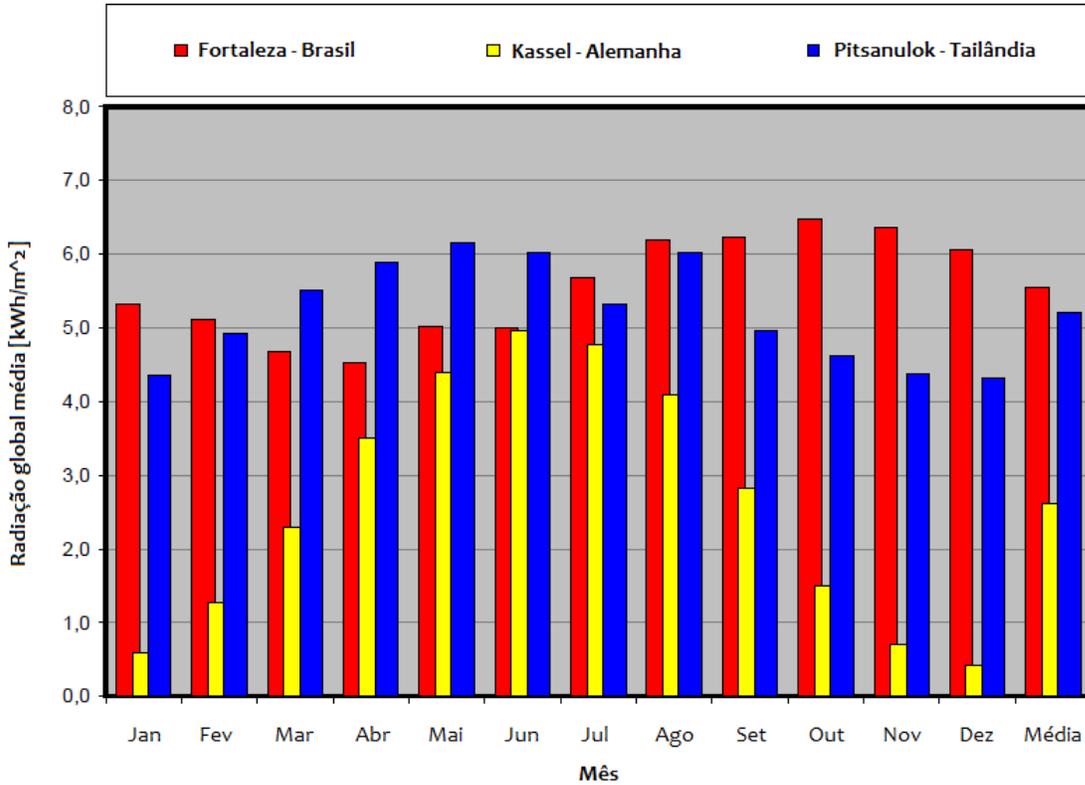


Fig. 2.10: Irradiação solar diária média mensal. Fonte [4].

resistências elétricas equivalentes em série (R_s) e em paralelo (R_p).

A equação característica deste modelo [54] é:

$$I = I_{pv} - I_o \left[\exp\left(\frac{V + R_s I}{V_t a}\right) - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (2.4)$$

onde V_t é a tensão térmica do painel que vale $V_t = N_s k T / q$ para módulos nos quais as células estão conectadas em série. Este modelo é também apresentado na literatura com algumas simplificações [6] ou apresentando maior precisão e aproximação com a realidade [6, 55, 56, 57].

A figura 2.12 apresenta a curva $I \times V$ originada por este modelo. Nela pode-se observar 3 pontos notáveis: corrente elétrica de curto-circuito ($0, I_{sc}$), tensão de circuito aberto ($V_{oc}, 0$) e ponto de máxima potência (V_{mp}, I_{mp}). Também se observa duas regiões distintas: fonte de corrente elétrica constante e fonte de tensão constante. O ponto de

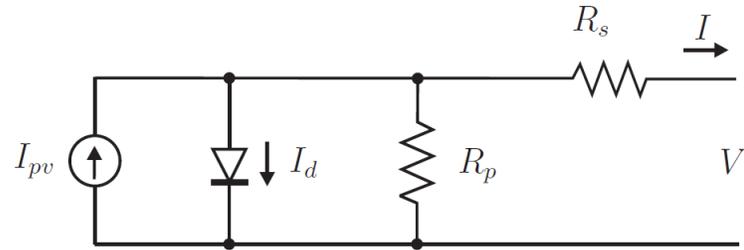


Fig. 2.11: Modelo elétrico do painel fotovoltaico com as resistências série e paralelo equivalentes.

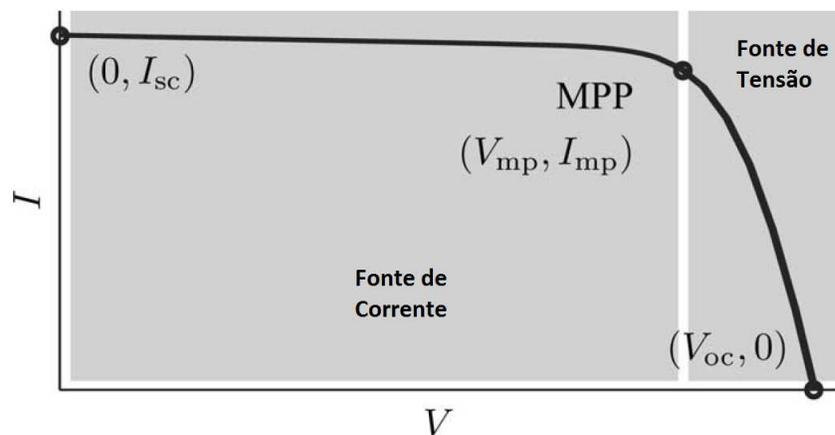


Fig. 2.12: Curva característica $I \times V$ dos módulos fotovoltaicos destacando os pontos característicos e as regiões de fonte de tensão constante e de corrente elétrica constante. Adaptado de [5].

máxima potência - MPP (*Maximum Power Point*) - é o ponto de interesse para operação do módulo solar e será explorado detalhadamente na seção 3.3.

A curva apresentada na figura 2.12 representa a região de polarização direta do módulo solar. Ele pode operar, também, na região de polarização reversa quando estiver associado a mais módulos em série, o que pode ser destrutivo para o dispositivo, uma vez que ocorre dissipação de energia elétrica e a possibilidade de se atingir a tensão de ruptura da célula. Esta situação é frequente quando há sombreamento parcial de conjuntos fotovoltaicos sem utilização de diodos paralelos nos módulos.

Para resolver a equação (2.4) é necessário descrever as variáveis envolvidas, que

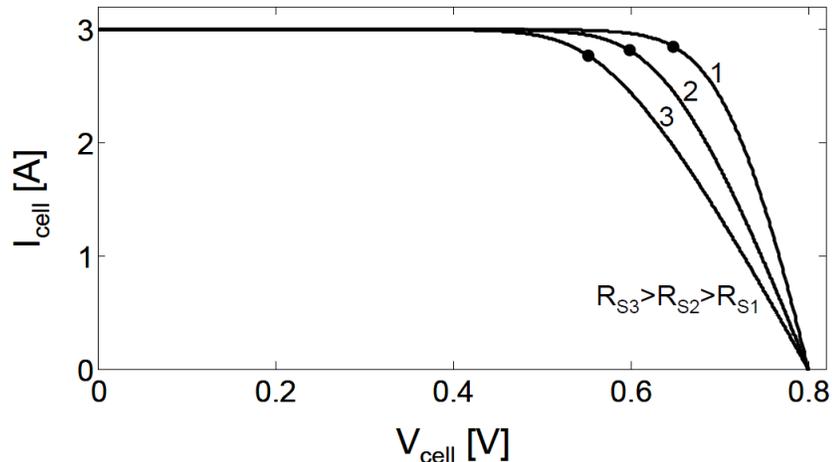


Fig. 2.13: Curva I x V de uma célula solar para diferentes valores de R_s . As curvas 1, 2 e 3 representam, respectivamente, as resistências série R_{s1} , R_{s2} e R_{s3} .

dependem tanto das características internas do dispositivo, como da estrutura da junção p-n das células, e das características externas, como irradiação solar e temperatura.

A corrente fotoelétrica (I_{pv}) das células que compõem o módulo é de difícil determinação e as folhas de dados dos fabricantes especificam apenas a corrente elétrica de curto-circuito (I_{sc}) dos painéis. Alguns autores que simplificam o modelo da figura 2.11 desprezando as influências das resistências elétricas em série e em paralelo e utilizam $I_{pv} = I_{sc}$. Esta aproximação, apesar de facilitar a modelagem dos painéis, não permite uma equivalência exata entre o *MPP* do modelo e do painel real, como pode ser observado na figura 2.13, que apresenta a curva I x V de apenas uma célula solar para três valores distintos de resistência em série (R_s).

A corrente fotoelétrica de uma célula solar é proporcional à irradiação solar (dada em $[W/m^2]$) e varia linearmente com a temperatura [58], segundo a equação:

$$I_{pv} = (I_{pv,n} + K_I \Delta T) \frac{G}{G_n} \quad (2.5)$$

onde $I_{pv,n}$ [A] é a corrente elétrica fotoelétrica nas condições nominais de temperatura e irradiação solar ($T_n = 25^\circ C$ e $G_n = 1000 W/m^2$). K_I é a constante que relaciona

a variação da corrente elétrica em função da temperatura, $\Delta_T = T - T_n$ (onde T é a temperatura de operação e T_n é a temperatura nominal [K, °C]), G [W/m²] é a irradiação solar na superfície do dispositivo e G_n é a irradiação nominal.

A corrente elétrica de saturação reversa do diodo é dada pela expressão:

$$I_0 = I_{0,n} \left(\frac{T_n}{T} \right)^3 \exp \left[\frac{qE_g}{ak} \left(\frac{1}{T_n} - \frac{1}{T} \right) \right] \quad (2.6)$$

onde [59] E_g é a energia de banda proibida do semiconductor (que vale $E_g = 1,12\text{eV}$ para o silício policristalino a 25 °C) e $I_{0,n}$ é a corrente elétrica de saturação reversa nominal e vale:

$$I_{0,n} = \frac{I_{sc,n}}{\exp \left(\frac{V_{oc,n}}{aV_{t,n}} \right) - 1} \quad (2.7)$$

onde a notação X_n refere-se à grandeza X dada nas condições nominais.

Uma alternativa para o cálculo da corrente elétrica de saturação reversa (I_0) foi proposta em [6, 5, 60, 61], levando em consideração os coeficientes K_I e K_V , que relacionam as variações de corrente elétrica e de tensão em função da temperatura. Esta modificação permite ajustar as tensões de circuito aberto do modelo com as tensões do painel real para uma determinada faixa de temperatura e é calculada segundo a expressão (2.8).

$$I_0 = \frac{I_{sc,n} + K_I \Delta_T}{\exp \left(\frac{V_{oc,n} + K_V \Delta_T}{aV_t} \right) - 1} \quad (2.8)$$

Em resumo, o modelo da figura 2.11 é descrito pelas equações (2.4), (2.5) e (2.8). Restam como incógnitas $I_{pv,n}$, $I_{sc,n}$, R_s , R_p e a , que podem ser determinadas iterativamente de forma que o modelo teórico coincida com os dados experimentais da folha de dados dos módulos solares. Não há expressão numérica fechada capaz de determinar o modelo que descreve um determinado módulo, já que os fabricantes não fornecem

aqueles dados [6].

2.2.2 Determinação dos parâmetros dos dispositivos fotovoltaicos

Para determinação das incógnitas e ajuste do modelo descrito na seção anterior, alguns autores propuseram a simplificação de retirar uma das resistências elétricas equivalentes. Outros autores propuseram o ajuste visual da curva I x V teórica a partir de dados experimentais. Ambos os métodos resultam em modelos ruins, que não descrevem o comportamento do módulo solar de forma satisfatória.

O método proposto em [6, 5, 60, 61, 62] utiliza um algoritmo iterativo baseado no fato de que há apenas um par de valores (R_s, R_p) para os quais a potência elétrica máxima do modelo ajustado é igual à potência elétrica máxima experimental fornecida pelo fabricante, ou seja, $P_{max,m} = P_{max,e}$.

Este método realiza, basicamente: a) Cálculo de R_p em função de R_s através da equação (2.9), originada pela manipulação da equação (2.4); b) Cálculo de $I_{pv,n}$ a partir da equação (2.10); c) Cálculo de I_{pv} e I_{sc} através da equação (2.5); d) Resolução do modelo através da equação (2.4). Resultam, desta forma:

$$R_p = \frac{V_{mp} (V_{mp} + I_{mp} R_s)}{V_{mp} I_{pv} - \exp \left[\frac{(V_{mp} + I_{mp} R_s) q}{N_s a k T} \right] V_{mp} I_0 + V_{mp} I_0 - P_{max,e}} \quad (2.9)$$

$$I_{pv,n} = I_{sc,n} \frac{R_p + R_s}{R_p} \quad (2.10)$$

Para o início do processo iterativo são definidos os valores iniciais de $R_s = 0$ e $R_p = R_{p,min}$, dado por (2.11). A figura 2.14 apresenta o fluxograma do processo iterativo

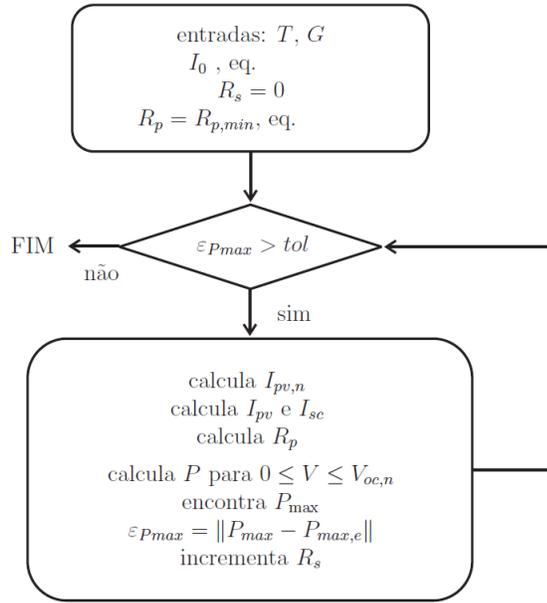


Fig. 2.14: Fluxograma para ajuste iterativo do modelo do módulo fotovoltaico. Adaptado de [6].

completo para o ajuste do modelo do módulo fotovoltaico.

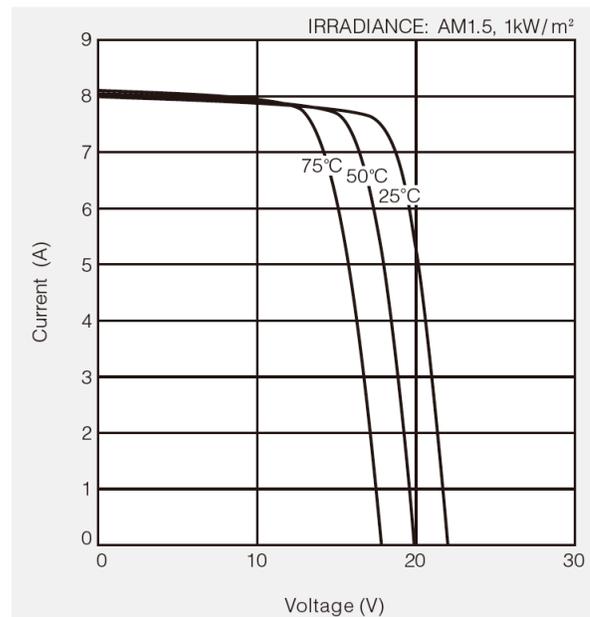
$$R_{p,min} = \frac{V_{mp}}{I_{sc,n} - I_{mp}} - \frac{V_{oc,n} - V_{mp}}{I_{mp}} \quad (2.11)$$

Emprega-se este método para determinação do modelo equivalente do módulo KC130TM [7] fabricado pela Kyocera e disponível no Laboratório de Eletrônica de Potência da UNICAMP. A tabela 2.1 apresenta os dados de placa do módulo que foram utilizados para alimentar o processo iterativo. A figura 2.15 apresenta a curva I x V fornecida pelo fabricante do painel em sua folha de dados, nas condições de irradiação global e para três diferentes temperaturas.

Após a execução do algoritmo e para uma temperatura de 25 °C, obtiveram-se as curvas apresentadas na figura 2.16. Como se pode perceber, o modelo ajustado pelo algoritmo se encaixa muito bem com os dados experimentais, com a vantagem de que utiliza as duas resistências elétricas equivalentes, ignoradas por alguns autores. A tabela

Tab. 2.1: Parâmetros de placa do módulo fotovoltaico KC130TM (AM1.5, $1kW/m^2$).

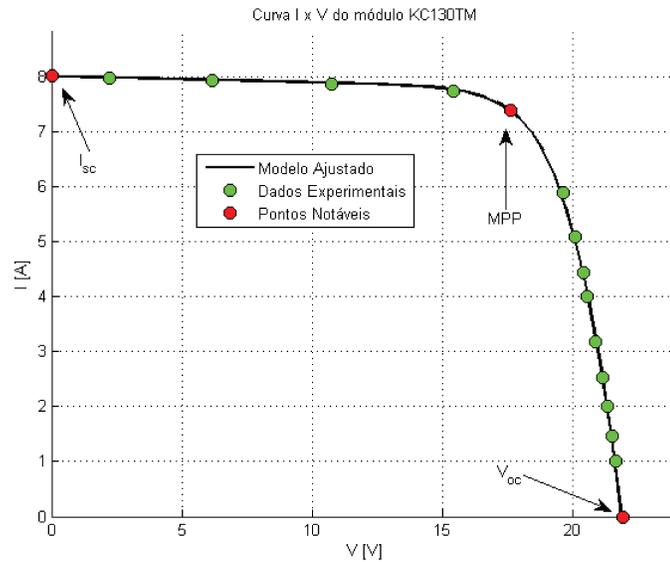
Parâmetro	Valor
V_{mp}	17,6V
I_{mp}	7,39A
V_{oc}	21,9V
I_{sc}	8,02A
K_V	$-8,21 \cdot 10^{-2} V/^{\circ}C$
K_I	$3,18 \cdot 10^{-3} A/^{\circ}C$
N_s	36

Fig. 2.15: Curva I x V do módulo KC130TM fornecida pelo fabricante, na condição de irradiação AM1.5 e $1kW/m^2$. Fonte [7].

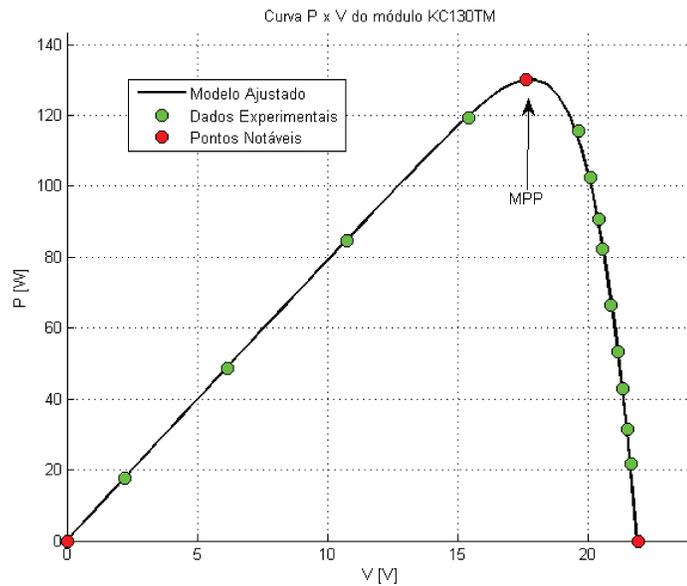
2.2 apresenta os parâmetros do modelo obtidos através do algoritmo.

2.2.3 Simulação dos dispositivos fotovoltaicos

A simulação de um dispositivo fotovoltaico pode ser facilmente realizada utilizando o modelo circuital [5, 60] baseado na equação (2.4), reproduzida em (2.12), destacando-se



(a) h



(b)

Fig. 2.16: Curvas a) I x V e b) P x V para o módulo KC130TM. As curvas referem-se ao resultado obtido para o modelo ajustado e aos dados experimentais disponibilizados pelo fabricante ($T = 25^{\circ}\text{C}$, AM1.5, $1\text{kW}/\text{m}^2$).

Tab. 2.2: Parâmetros do modelo da equação (2.4) obtidos pelo algoritmo de ajuste (AM1.5, $1kW/m^2$).

Parâmetro	Valor
R_p	90,553 Ω
R_s	0,1082 Ω
a	1,3
I_{pv}	8,0296A
$I_{0,n}$	9,8676.10 ⁻⁸ A

os termos que compõem a corrente elétrica do dispositivo:

$$I = I_{pv} - \underbrace{I_o \left[\exp\left(\frac{V + R_s I}{V_t a}\right) - 1 \right]}_{I_d} - \underbrace{\frac{V + R_s I}{R_p}}_{I_{R_p}} \quad (2.12)$$

Percebe-se nesta equação três termos: a) a corrente elétrica fotoelétrica I_{pv} , que é constante para uma dada condição de irradiação e temperatura; b) a corrente elétrica do diodo I_d , que depende da tensão e da corrente elétrica do dispositivo e c) a corrente elétrica que atravessa a resistência elétrica equivalente paralela I_{R_p} , que também depende da tensão e da corrente elétrica do dispositivo. Desta forma, pode-se utilizar o circuito da figura 2.17 em simuladores de circuitos elétricos conhecidos, fazendo com que o simulador calcule a corrente elétrica I_d , a partir da corrente elétrica e tensão do painel solar, a cada passo da simulação.

A figura 2.18 apresenta o diagrama de simulação utilizado no PSIM versão 9.0, enquanto a figura 2.19 apresenta a curva I x V com os resultados do modelo teórico, os dados experimentais, os pontos notáveis e os resultados obtidos pela simulação circuital. Observa-se que a simulação resulta em dados praticamente equivalentes ao do modelo ajustado, validando assim a proposta.

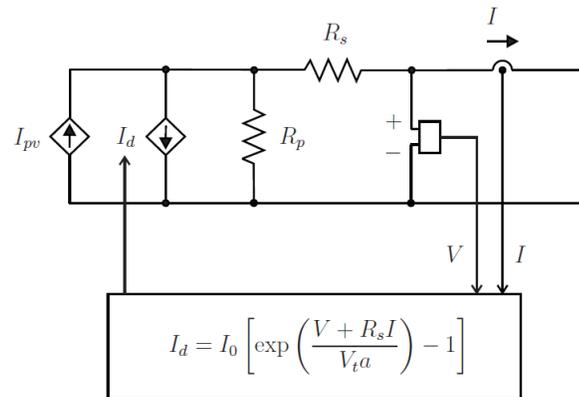


Fig. 2.17: Modelo circuital correspondente à equação (2.12) e utilizado para simulação de módulos fotovoltaicos. Fonte [6].

2.3 Sistemas fotovoltaicos

2.3.1 Organização dos sistemas fotovoltaicos

Os sistemas fotovoltaicos são encontrados basicamente em duas formas: os sistemas isolados e os sistemas conectados à rede elétrica. Os sistemas isolados caracterizam-se por possuírem, minimamente, um módulo solar fotovoltaico, uma bateria ou um conjunto de baterias para armazenar a energia elétrica e um controlador de carga para gerenciar a energia elétrica armazenada na bateria. Quando se necessita de energia elétrica em corrente alternada, utiliza-se, também, um inversor CC-CA para a conversão da corrente contínua da bateria em corrente alternada. Os sistemas conectados não possuem baterias e não há interrupção no fornecimento de energia elétrica para os consumidores.

2.3.2 Sistemas isolados

Este sistema é totalmente dependente da presença da luz do sol para funcionamento, pois a energia elétrica armazenada pela bateria é finita. Além disso, durante a noite o sistema só opera se a bateria estiver carregada. É muito utilizado em localidades onde a energia elétrica não chega através da rede pública de distribuição, como em

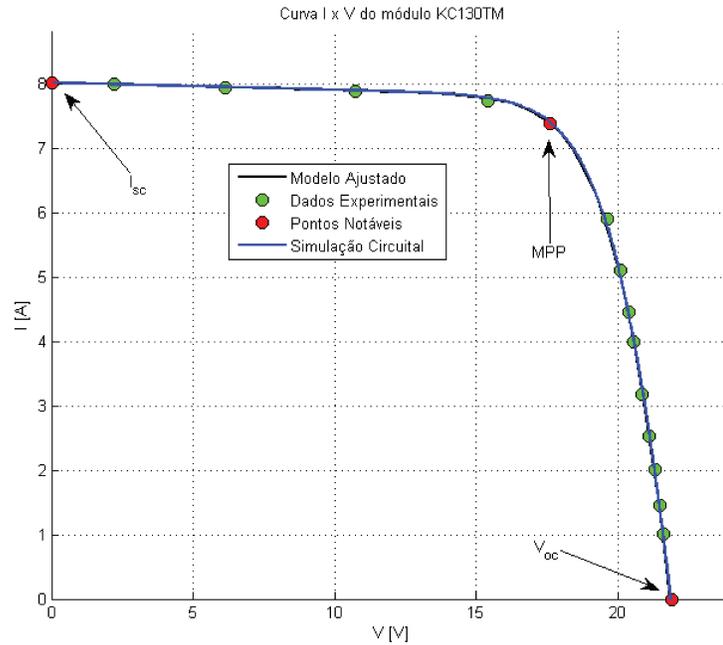


Fig. 2.19: Curva I x V do módulo KC130TM utilizando a simulação circuital em comparação com outros métodos.

inferior ao consumo o fluxo é da rede elétrica para a instalação.

Este sistema possui muitas vantagens em relação ao isolado, entre elas cita-se o fato de que o custo é inferior, visto que as baterias respondem por 30% do custo do sistema completo. Além disso, o fornecimento de energia elétrica não fica na dependência somente da irradiação solar, que sofre variações aleatoriamente dependendo das condições climáticas, afetando significativamente a quantidade de energia elétrica produzida. Também, o investimento total do sistema gerador pode ser reduzido, já que a autosuficiência na produção de energia elétrica através dos geradores fotovoltaicos não é necessária. A figura 2.21 apresenta um diagrama da organização de um sistema conectado à rede.

Os sistemas conectados podem ser utilizados em grandes empreendimentos imobiliários fazendo parte do conjunto arquitetônico, no qual os painéis podem cobrir fachadas ou telhados de prédios industriais e comerciais utilizando os módulos já conhecidos. A figura 2.22 apresenta uma imagem do estádio *Taiwan Solar Powered Stadium*,

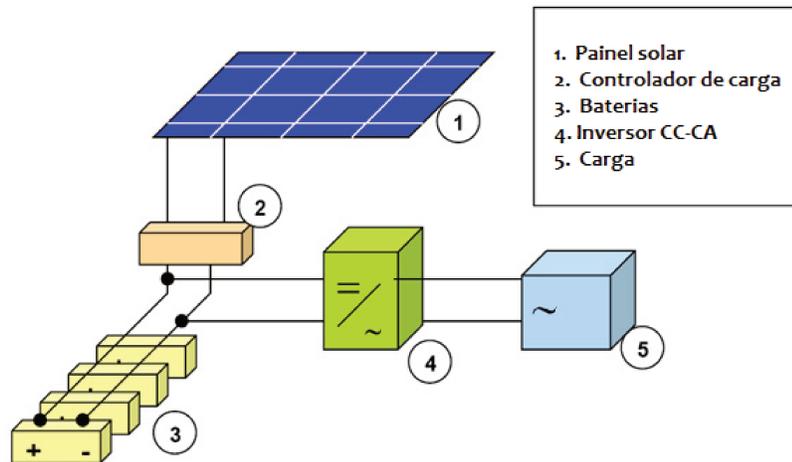


Fig. 2.20: Organização de um sistema fotovoltaico isolado alimentando cargas em CA.

em Twaian, auto-suficiente através da geração de energia fotovoltaica com painéis instalados em toda sua cobertura. São 8 844 módulos com capacidade para gerar 1,14GWh de energia elétrica por ano, quantidade suficiente para que o excedente consiga suprir cerca de 80% da demanda de sua vizinhança.

Uma alternativa para a geração fotovoltaica conectada são os parques geradores de grande potência, como o ilustrado na imagem da figura 2.23. Sua característica é concentrar a geração de energia elétrica e transmiti-la aos centros consumidores através das redes de transmissão. Um fator negativo deste sistema são as perdas ao longo destas linhas, aumentando o tempo de amortização do investimento nestes parques.

Uma segunda alternativa são os microinversores, objetos desta pesquisa. São conversores de pequena potência, geralmente acoplados a um único módulo solar e possuem a característica de gerar energia elétrica diretamente na unidade consumidora, eliminando as perdas por transmissão e distribuição. Os sistemas fotovoltaicos conectados à rede baseados em microinversores proporcionam uma melhora na eficiência de 5% a 25% [63], motivo pelo qual despertam grande atenção das empresas e centros de pesquisa ao redor do mundo.

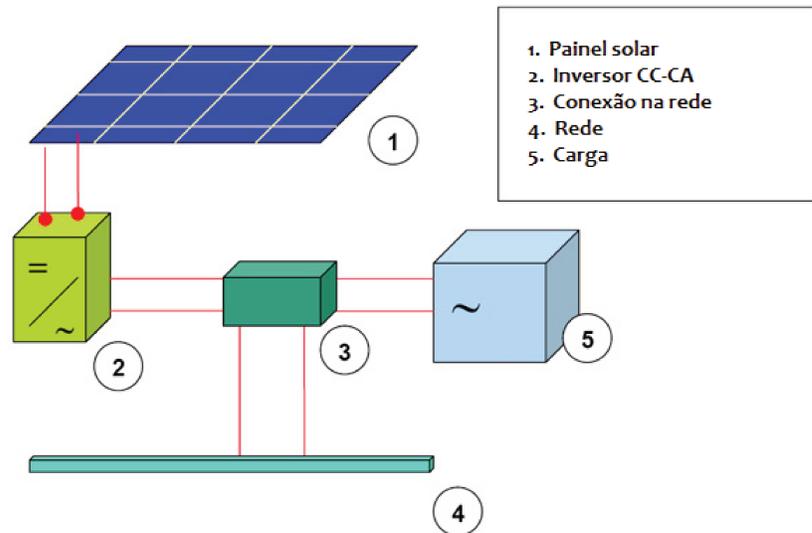


Fig. 2.21: Organização de um sistema fotovoltaico conectado à rede.



Fig. 2.22: *Taiwan Solar Powered Stadium*, em Taiwan. Estádio completamente coberto com placas solares e operando conectado à rede.

2.3.4 Sistemas híbridos

Há ainda o modelo híbrido entre os dois já citados, ou seja, o sistema fotovoltaico que opera conectado à rede elétrica e, em caso em que ela seja desconectada, o sistema é ainda capaz de fornecer energia elétrica devido ao fato de possuir baterias. A figura 2.24 apresenta um diagrama geral de um sistema fotovoltaico híbrido.



Fig. 2.23: Vista aérea de um parque gerador fotovoltaico conectado à rede.

2.4 Conclusão

Neste capítulo apresentou-se uma introdução teórica sobre a conversão de energia solar em energia elétrica, sobre a célula solar e sobre os seus princípios físicos de funcionamento. Apresentou-se, também, uma breve introdução sobre a irradiação solar e os índices que a caracterizam.

Em seguida, mostrou-se a modelagem da célula solar e dos módulos solares. Utilizou-se um método presente na literatura para determinação dos parâmetros de modelo de um módulo fotovoltaico baseado nos dados fornecidos pelo fabricante. Assim, obteve-se o modelo circuital para simulação do módulo e apresentou-se os resultados de simulação para o módulo existente em laboratório.

Por fim, apresentou-se a organização dos sistemas fotovoltaicos e uma breve explanação sobre cada um dos sistemas possíveis, sendo eles: o isolado, o conectado e o híbrido.

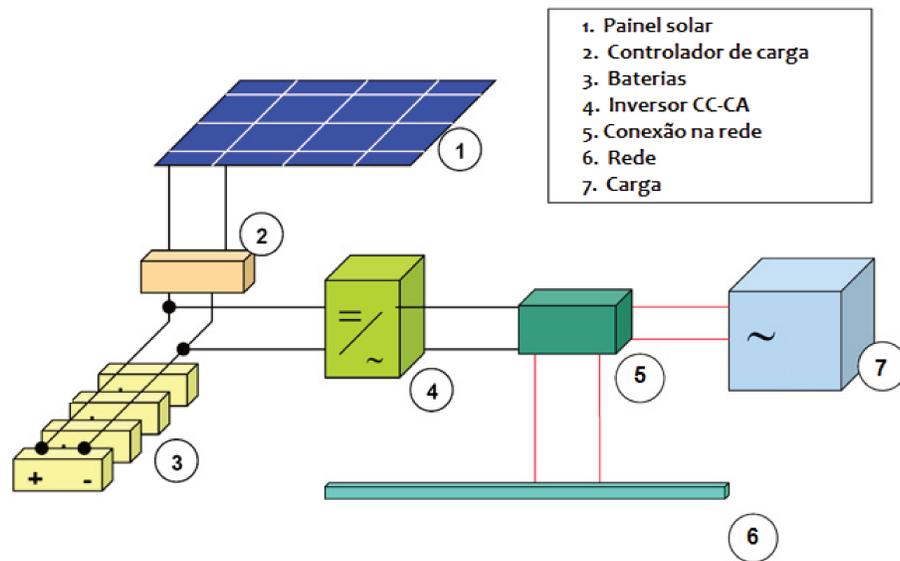


Fig. 2.24: Organização de um sistema fotovoltaico híbrido, com baterias e conectado à rede..

Capítulo 3

Requisitos para conversores conectados à rede elétrica

3.1 Introdução

São muitos os requisitos para a conexão de um microinversor na rede elétrica pública, todos baseados em normas internacionais, uma vez que no Brasil ainda não há documentos estabelecidos. Há um esforço da Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL para que isto mude, haja visto a consulta pública 015/2010 [64].

Esta consulta teve o objetivo de apresentar os principais instrumentos regulatórios utilizados no Brasil e em outros países para incentivar a geração distribuída de pequeno porte, a partir de fontes renováveis de energia elétrica, conectada na rede elétrica de distribuição e receber contribuições dos agentes interessados e da sociedade em geral sobre as questões que o regulador deve enfrentar para reduzir as barreiras existentes.

As principais normas sobre conversores para sistemas PV conectados são redigidas pela IEC (*International Electrotechnical Commission*) e pelo IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*). Algumas delas são [6]:

- IEEE 1547: *Standard for interconnecting distributed resources with electric power*

systems - Padrão para conexão de recursos distribuídos com a rede elétrica.

- IEEE 929-2000: *Recommended practice for utility interface of photovoltaic (PV) systems* - Prática recomendada para conexão com a rede de sistemas fotovoltaicos.
- IEC 61727: *Characteristics of the utility interface* - Características da rede elétrica.
- IEC 62116: *Testing procedure of islanding prevention methods for utility-interactive photovoltaic inverters* - Procedimento de teste de métodos de detecção de ilha-mento para inversores fotovoltaicos conectados à rede elétrica.
- VDE 0126-1-1: *Automatic disconnection device between a generator and the public lowvoltage grid* - Desconexão automática de geradores da rede pública de energia elétrica de baixa tensão.

3.2 Desacoplamento

Os sistemas PV conectados à rede elétrica possuem uma estrutura básica ilustrada na figura 3.1. O inversor CC-CA processa a energia elétrica proveniente do módulo solar em corrente contínua e coloca essa energia na rede elétrica em corrente alternada. A tensão de saída do inversor é definida pela rede elétrica, vista pelo conversor como um barramento infinito.

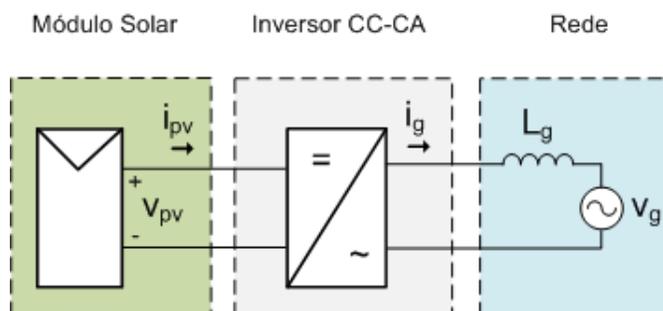


Fig. 3.1: Diagrama geral de um sistema PV conectado.

De forma geral, a tensão e corrente elétrica na saída do inversor são dadas pelas expressões:

$$v_g(t) = V_g \text{sen}(\omega t) \quad (3.1)$$

$$i_g(t) = I_g \text{sen}(\omega t + \varphi) \quad (3.2)$$

onde ω é a frequência angular da rede elétrica e φ é a defasagem entre a corrente elétrica e a tensão da rede elétrica. Fazendo-se com que o fator de potência (FP) na saída do inversor seja unitário, ou seja, $\varphi = 0$, tem-se que a potência elétrica fornecida pelo inversor é

$$p_g(t) = v_g(t) \cdot i_g(t)$$

$$p_g(t) = V_g \text{sen}(\omega t) \cdot I_g \text{sen}(\omega t)$$

$$p_g(t) = \frac{V_g I_g}{2} [1 - \cos(2\omega t)]$$

$$p_g(t) = P_g [1 - \cos(2\omega t)] \quad (3.3)$$

onde $P_g = V_g I_g / 2$. A figura 3.2 apresenta a forma de onda desta potência elétrica. Pode-se ver que é uma onda senoidal com valor médio P_g e que pulsa com o dobro da frequência da rede. Para um dado período finito de tempo, a potência elétrica proveniente do módulo solar é constante. Percebe-se na figura duas regiões de energia elétrica: a região hachurada e a região não hachurada.

A primeira caracteriza-se pelos momentos em que a potência elétrica injetada é

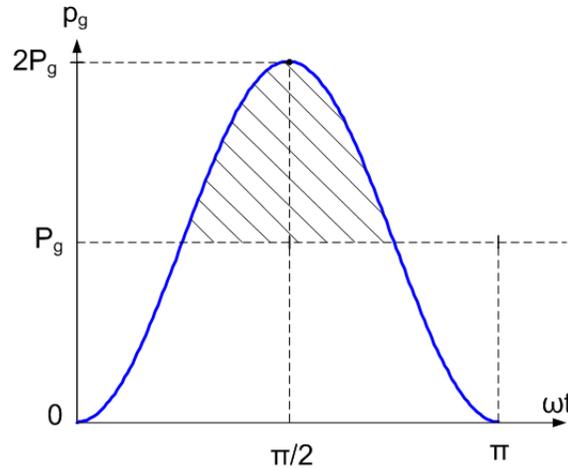


Fig. 3.2: Forma de onda da potência fornecida pelo inversor.

superior ao seu valor médio, enquanto que na segunda a potência elétrica é inferior ao valor médio. Considerando-se um inversor ideal no qual a potência elétrica de entrada é igual à potência elétrica de saída, ou seja, $P_{pv} = P_g$, a área hachurada representa uma demanda por potência elétrica instantânea maior do que a que está sendo produzida pelo módulo solar, enquanto que para a área não hachurada a potência elétrica demandada é inferior à produzida.

Isto significa que é necessária a presença de uma característica desacopladora entre a energia elétrica proveniente do painel solar e a injetada na rede, de forma que não ocorra esta pulsação. Normalmente utiliza-se capacitores para realizar o desacoplamento, que podem ser colocados em paralelo com o módulo ou no circuito do inversor. A figura 3.3 apresenta o diagrama de um sistema PV no qual o conversor CC-CA possui um elo CC com capacitor.

Neste caso, o capacitor se carrega nos momentos em que a potência elétrica injetada na rede está na região hachurada da figura 3.2 e se descarrega durante a outra região, mantendo a potência elétrica média constante e igual a P_g . O valor da capacitância necessária é dado pela equação (3.4) [65], onde P_{pv} é a potência elétrica nominal de entrada no conversor, ω_g é a frequência angular da tensão da rede elétrica, V_{dc} é a

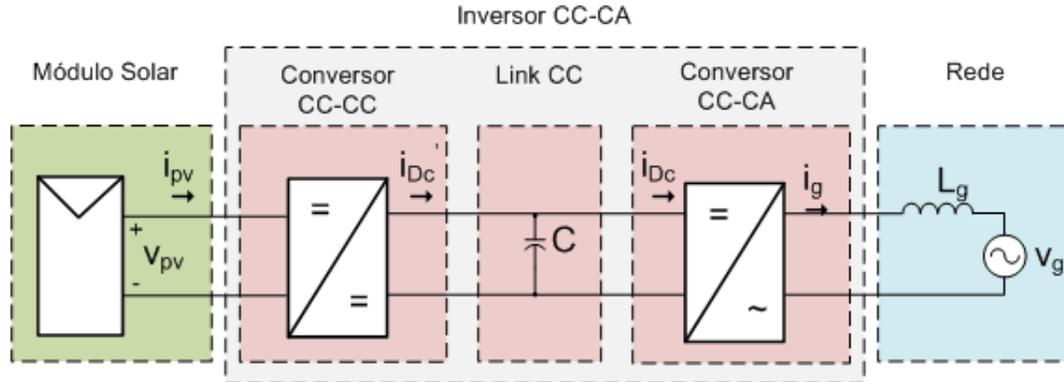


Fig. 3.3: Diagrama geral de um sistema PV conectado com capacitor no elo CC para desacoplamento da energia elétrica.

tensão contínua sobre os capacitores e ΔV_{dc} é a máxima variação de tensão permitida sobre os capacitores.

$$C = \frac{P_{pv}}{2\omega_g V_{dc} \Delta V_{dc}} \quad (3.4)$$

Como já exposto na seção 1.4, a utilização de capacitores eletrolíticos nos inversores para sistemas PV conectados não é interessante. Sua substituição por capacitores de filme é desejada e para isso há a necessidade da diminuição do valor da capacitância.

Para isto, algumas topologias de desacoplamento ativo são citadas na literatura, nas quais um estágio é acrescentado ao conversor. Estas topologias serão exploradas no capítulo 4.

3.3 Rastreamento do ponto de máxima potência - MPPT

Os módulos fotovoltaicos apresentam uma curva de potência elétrica em função da tensão bastante característica, apresentando apenas um ponto de máximo para determinadas condições de corrente elétrica e tensão, denominado ponto de máxima potência e conhecido na literatura internacional por MPP (*maximum power point*). Esta curva

para o módulo KC130TM foi apresentada na figura 2.16 b, enquanto a figura 2.15 apresentou a curva I x V deste módulo, para irradiação global $AM1.5, 1kW/m^2$ e três condições diferentes de temperatura.

Já a figura 3.4 apresenta a curva I x V deste módulo para diferentes condições de irradiação solar a 25 °C. Percebe-se que a potência elétrica gerada pelo módulo é bastante dependente da irradiação solar. Como esta característica varia aleatoriamente durante o dia, o ponto de máxima potência varia de acordo com a irradiação. Dessa forma, faz-se necessário um sistema que fique constantemente rastreando e levando o inversor a operar neste ponto, garantindo sempre que, independentemente da radiação solar, o módulo está transferindo a sua máxima potência elétrica instantânea.

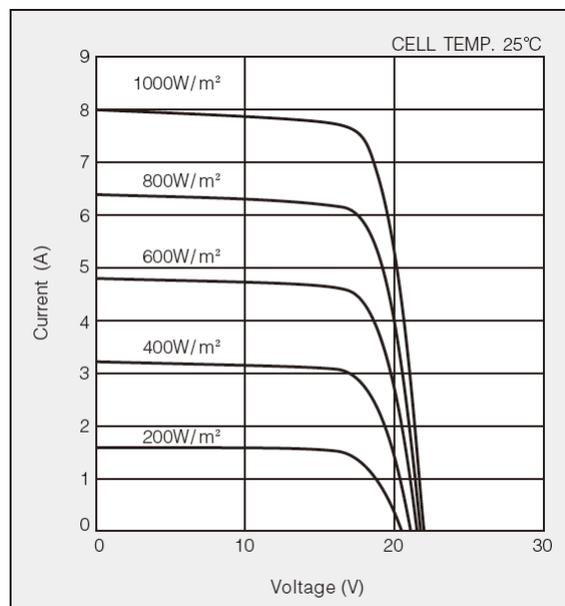


Fig. 3.4: Curva I x V do módulo KC130TM para diferentes condições de radiação. Fonte [7].

Este sistema é chamado de algoritmo para rastreamento do ponto de máxima potência - MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) e é executado pelo conversor conectado ao módulo PV. O conversor atua como uma resistência variável, conforme ilustrado na figura 3.5 [8], cujo valor varia de acordo com as condições ambientais de

forma a garantir que o módulo opere no MPP, seguindo a equação:

$$V_{mp} = R_{MPP} \cdot I_{mp} \quad (3.5)$$

O método calcula qual é a corrente elétrica ou tensão ideais para que o módulo opere no MPP e gera a referência destas grandezas (V_{ref} e I_{ref}) para o conversor.

Existem muitos métodos disponíveis na literatura para se executar o MPPT e uma boa revisão pode ser encontrada em [66, 67], que apresenta 19 deles. Para a escolha de um determinado método existe uma relação entre custo, que está diretamente ligado com a complexidade de implementação do método, e eficiência, relacionada com o rendimento do algoritmo.

De forma geral, para sistemas de baixa potência, para os quais os custos envolvidos com o conversor devem ser pequenos, métodos menos eficientes e mais baratos podem ser empregados. Já para sistemas maiores, onde 1% de eficiência pode representar centenas de Watts perdidos, um método mais eficiente é recomendado, já que o custo relativo entre a sua implementação e o total do conversor pode ser desprezado.

Em relação à estratégia do MPPT pode-se identificar dois principais grupos que classificam cada algoritmo: os métodos exatos e os métodos estimados.

Os métodos exatos perturbam o ponto de operação do sistema e o compara com o ponto anteriormente medido. Isto é realizado repetidamente até que não haja va-

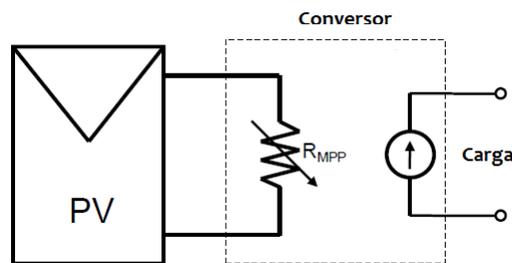


Fig. 3.5: Modelo equivalente de um conversor que realiza o MPPT em um módulo solar e alimenta uma carga genérica.

riação de potência elétrica. Eles rastreiam os pontos de máxima potência reais, embora na prática nunca sejam encontrados, pois as condições ambientais estão em contínua mudança. Para uma dada condição ambiental, entretanto, esses métodos são exatos. Dentre eles, pode-se citar: Perturbação & observação, condutância incremental e correlação de ondulação *ripple correlation*.

Já os métodos estimados rastreiam um ponto nas redondezas do MPP real e assumem esta aproximação. Geralmente são realizados utilizando uma caracterização matemática dos módulos, utilizando seus parâmetros e algumas variáveis medidas. Pode-se citar o método da fração da tensão de circuito aberto, da fração da corrente de curto circuito e o método de reconstrução da curva $I \times V$.

Apresentam-se nas próximas seções estes algoritmos, destacando-se suas características principais. Para uma melhor compreensão de suas limitações, introduz-se, primeiramente, a condição de geração de energia elétrica quando há sombreamento parcial em arranjos de módulos fotovoltaicos.

3.3.1 Condição de múltiplos máximos

Existem determinados sistemas fotovoltaicos nos quais é interessante a utilização de arranjos de múltiplos módulos em série, de forma a obter-se uma tensão V_{pv} elevada. Este esquema é ilustrado na figura 3.6 (a). Dentre as vantagens deste sistema está a maior eficiência do conversor, já que não há a necessidade de elevar a tensão na saída dos módulos. Entretanto, uma desvantagem está na interdependência entre os módulos fotovoltaicos.

Nestes arranjos, a curva de potência elétrica do sistema é composta pela soma das curvas de cada módulo. O algoritmo de MPPT assume que o máximo valor da corrente elétrica do sistema é o máximo valor da corrente elétrica para cada módulo separadamente. Isto é válido para situações normais de irradiação, mas não para condições de sombreamento parcial [8, 68].

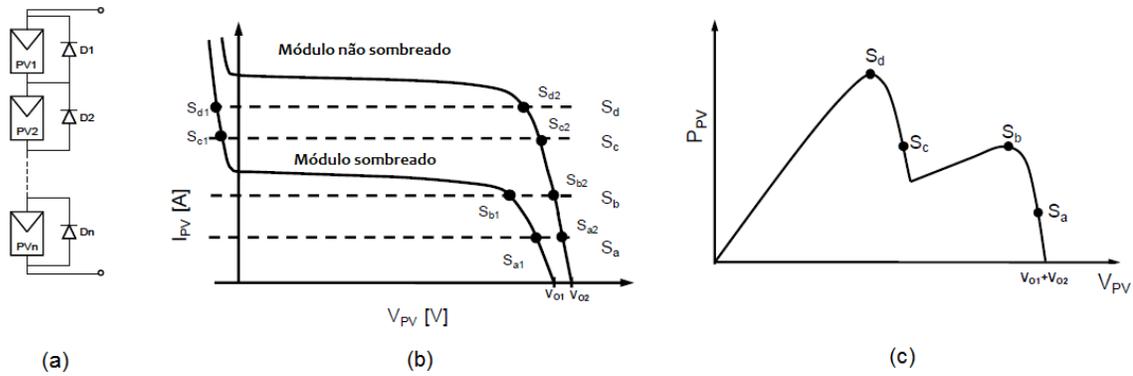


Fig. 3.6: (a) Arranjo fotovoltaico com módulos associados em série; (b) Curva $I \times V$ para dois módulos, um sombreado e outro não; (c) curva $P \times V$ do arranjo, com múltiplos pontos de máximo. Fonte [8].

Quando módulos fotovoltaicos em série são instalados em áreas urbanas há a possibilidade de ocorrer sombreamento parcial, ou seja, alguns módulos não convertem energia elétrica. A figura 3.6 (b) apresenta a curva $I \times V$ para dois módulos do arranjo, um iluminado totalmente e um sombreado.

Como os módulos estão conectados em série, cada ponto da curva $I \times V$ do arranjo é obtida através da intersecção entre a corrente elétrica gerada e a curva $I \times V$ de cada módulo. A figura 3.6 (b) ilustra quatro pontos da corrente elétrica gerada no arranjo, S_a a S_d , enquanto que a figura 3.6 (c) apresenta a curva $P \times V$ do arranjo, obtida pela soma da potência elétrica em cada módulo fotovoltaico.

Como é possível observar na figura 3.6 (c), situações de sombreamento parcial de arranjos em série possuem mais de um MPP e o sistema de rastreamento da máxima potência pode não funcionar. Os métodos exatos de MPPT são os únicos capazes de rastrear o MPP global, enquanto que os métodos estimados não se aplicam, pois podem apontar para um MPP local. Este último fato não chega a ser um problema, uma vez que estes métodos são empregados em sistemas de baixa potência, compostos, geralmente, por poucos módulos.

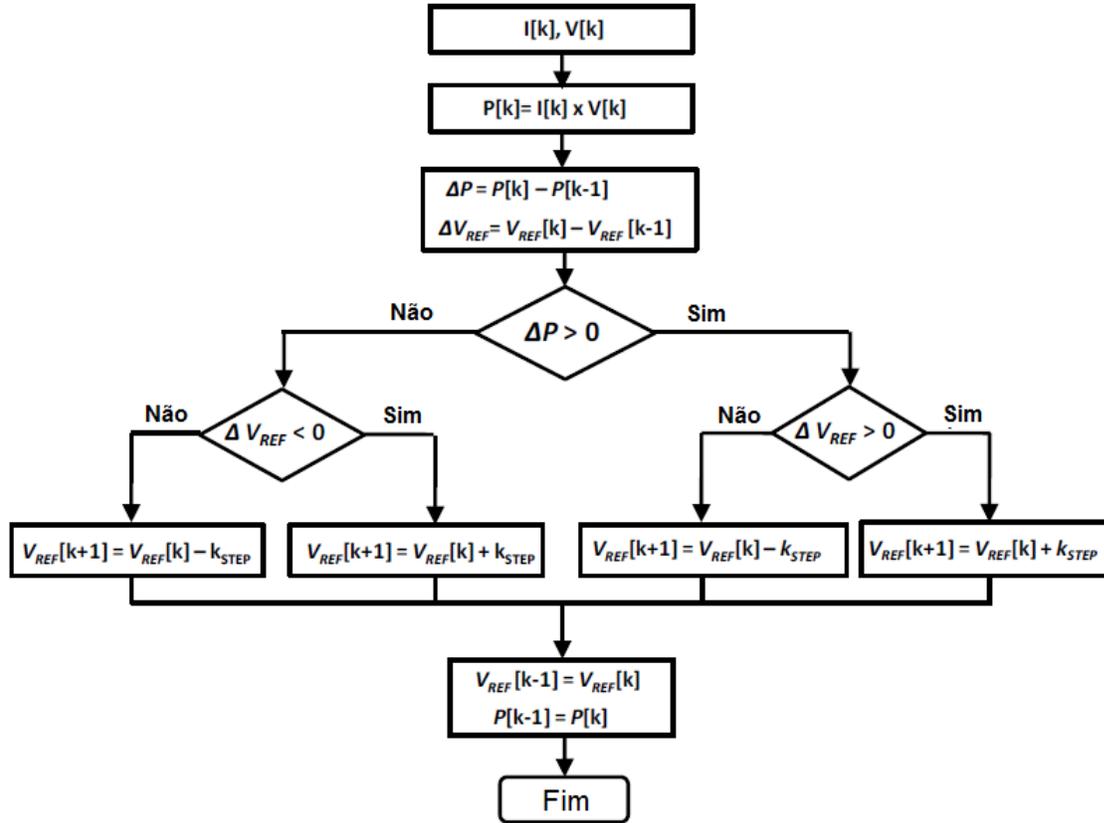


Fig. 3.7: Algoritmo do método perturbação & observação.

3.3.2 Perturbação & observação

O primeiro método exato a ser apresentado é o método de “perturbação & observação” (P&O) [69, 70, 71, 67]. Nele, as perturbações no ponto de operação do sistema são geradas continuamente através da alteração da tensão (V_{ref}) ou da corrente elétrica (I_{ref}) de referência. Estas grandezas são incrementadas ou decrementadas dependendo da comparação entre a potência elétrica medida atual e a medida no instante de tempo anterior à perturbação.

Basicamente, se a potência elétrica aumentar a perturbação deve seguir esta direção, mas, se a potência elétrica diminuir, a perturbação deverá seguir o sentido oposto da próxima execução do algoritmo. A figura 3.7 apresenta o algoritmo deste método. Esta é a maneira conceitualmente mais simples de se realizar o MPPT [6].

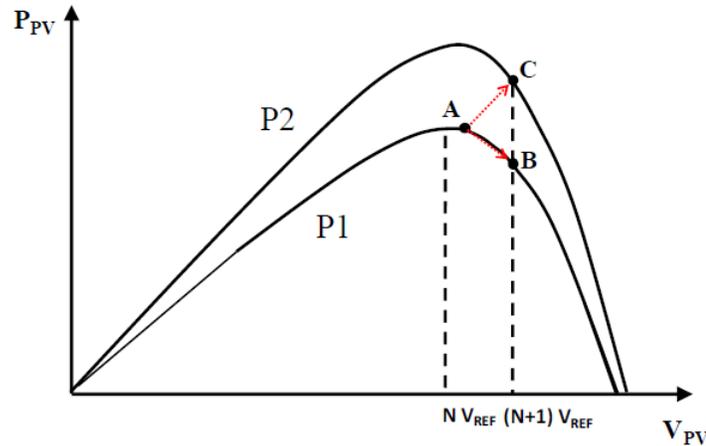


Fig. 3.8: Erro do método P&O em determinar o MPP quando há uma mudança brusca na irradiação solar.

Há uma variação de método P&O que é o “método de *hill climbing*” (HC) em que as perturbações no sistema são inseridas diretamente através do ciclo de trabalho do conversor [66, 72].

O método de P&O possui uma deficiência na determinação do MPP quando ocorre uma mudança brusca das condições de irradiação. A figura 3.8 apresenta duas curvas $P \times V$ de um sistema para dois valores de irradiação solar. O sistema sai da curva P1 e vai para a curva P2 rapidamente. O ponto A na curva P1 é o ponto inicial do algoritmo e, como houve um aumento na potência elétrica, há um incremento na tensão de referência que pode levar o sistema operar no ponto B. Entretanto, como houve aumento na irradiação, o sistema estará operando realmente no ponto C, que não é o MPP da curva P2.

Um melhoramento deste algoritmo é o método dP-P&O [71], capaz de separar o incremento na potência elétrica devido à perturbação do aumento devido à mudança de irradiação. A figura 3.9 apresenta os princípios de funcionamento deste método.

No instante de tempo $N.T$, o valor da potência elétrica (P_K) é medida e o sistema perturbado. No instante $(N+1/2).T$ uma nova medida é realizada (P_X) e a variação da

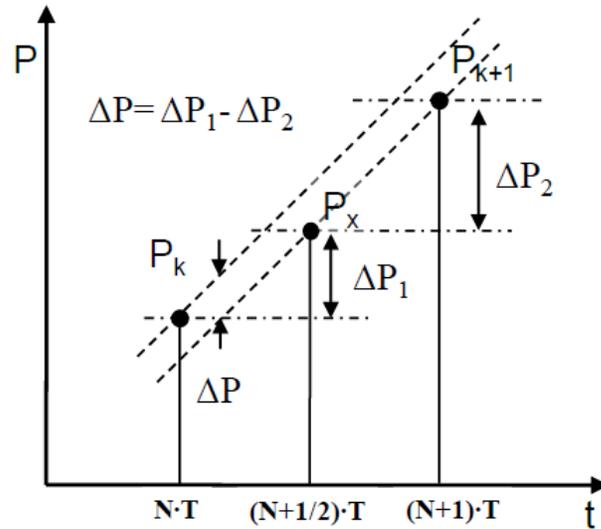


Fig. 3.9: Princípios de funcionamento do método dP-P&O.

potência elétrica ($\Delta P_1 = P_K - P_X$) é armazenada, sem ser realizada nenhuma alteração nas referências de tensão e corrente elétrica.

Uma vez que ocorra uma variação na irradiação solar, uma variação de potência elétrica (ΔP_2) será observada no intervalo $(N + 1/2).T < t < (N + 1).T$. Assim, a variação real de potência elétrica causada pela perturbação do sistema é calculada como $\Delta P = \Delta P_1 - \Delta P_2$. Este método é válido assumindo-se que a irradiação solar varia de forma linear no intervalo considerado.

3.3.3 Condutância incremental

O segundo método exato é o da condutância incremental, no qual a derivada da curva $P \times V$ (condutância) do sistema PV é utilizada para rastrear o MPP. Baseia-se no fato de que no ponto de máxima potência elétrica a derivada de P em relação a V é nula, de acordo com:

$$\left. \frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} \right|_{MPP} = I_{pv} + V_{pv} \cdot \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} = 0 \quad (3.6)$$

Para grandezas discretas, a equação 3.6 pode ser escrita como:

$$\Delta P_{pv}|_{MPP} = V_{pv} \cdot \Delta I_{pv} + I_{pv} \cdot \Delta V_{pv} = 0$$

$$\frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} = -\frac{I_{pv}}{V_{pv}} \quad (3.7)$$

O lado esquerdo da equação 3.7 é chamado de condutância incremental (G_{Δ}) e o lado direito, exceto pelo sinal negativo, é chamado de condutância instantânea (G). Assim, o tabela 3.1 apresenta as relações a serem utilizadas pelo algoritmo para a tomada de decisão. A figura 3.10 apresenta o algoritmo completo do método.

Tab. 3.1: Relações entre G_{Δ} e G para tomada de decisão do algoritmo da condutância incremental.

Relação	Ponto de Operação
$G_{\Delta} = -G$	Exatamente no MPP
$G_{\Delta} > -G$	À esquerda do MPP
$G_{\Delta} < -G$	À direita do MPP

O método da condutância incremental calcula a direção para a qual perturbar o ponto de funcionamento do arranjo fotovoltaico de forma que o MPP seja atingido, podendo determinar se isto realmente ocorreu. É, assim, um método que não é afetado por alterações rápidas na irradiação solar. Entretanto, assim como o método de P&O, ele causa uma perturbação contínua ao sistema, mesmo se o MPP for atingido. Isto gera oscilações ao redor do MPP, levando a perda de eficiência.

3.3.4 Controle da correlação de ondulação

O terceiro método exato é o do controle da correlação de ondulação (RCC) [73, 74]. Este método não perturba o sistema para determinar seu ponto de operação. Ele extrai a informação necessária a partir da ondulação natural a que o módulo fotovoltaico está

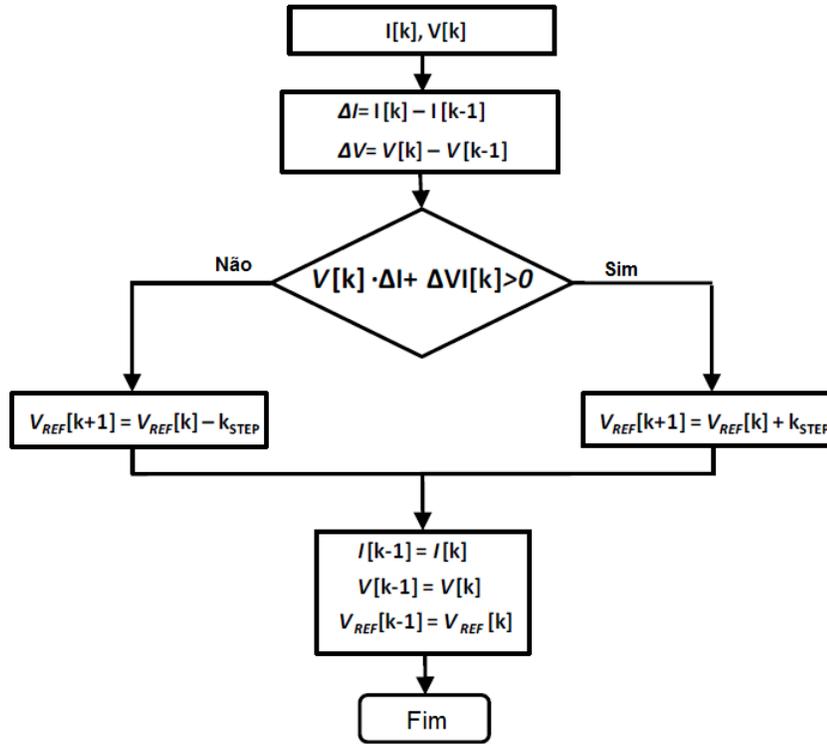


Fig. 3.10: Algoritmo do método da condutância incremental.

sujeito devido ao chaveamento do conversor que realiza o MPPT [8].

A figura 3.11 apresenta a ondulação nas curvas de potência elétrica, tensão e corrente elétrica, além de suas derivadas indicadas por (\cdot) , do módulo fotovoltaico para o caso em que a tensão instantânea seja menor do que V_{mp} e para o caso em que ela seja maior do que V_{mp} . Estas formas de onda são similares para qualquer topologia de conversores CC-CC [8].

Na figura 3.11 pode-se observar que o produto $\dot{P}_{pv} \cdot \dot{V}_{pv}$ é positivo se $V_{pv} < V_{mp}$, negativo se $V_{pv} > V_{mp}$ e, se houver apenas um ponto de máximo, o produto será nulo no MPP.

Em analogia à equação (3.6), pode-se escrever, em termos de variáveis instantâneas:

$$\dot{p}_{pv}(t) \cdot \dot{v}_{pv}(t) = \left[i_{pv}(t) \dot{v}_{pv}(t) + v_{pv}(t) \dot{i}_{pv}(t) \right] \cdot \dot{v}_{pv}(t) \quad (3.8)$$

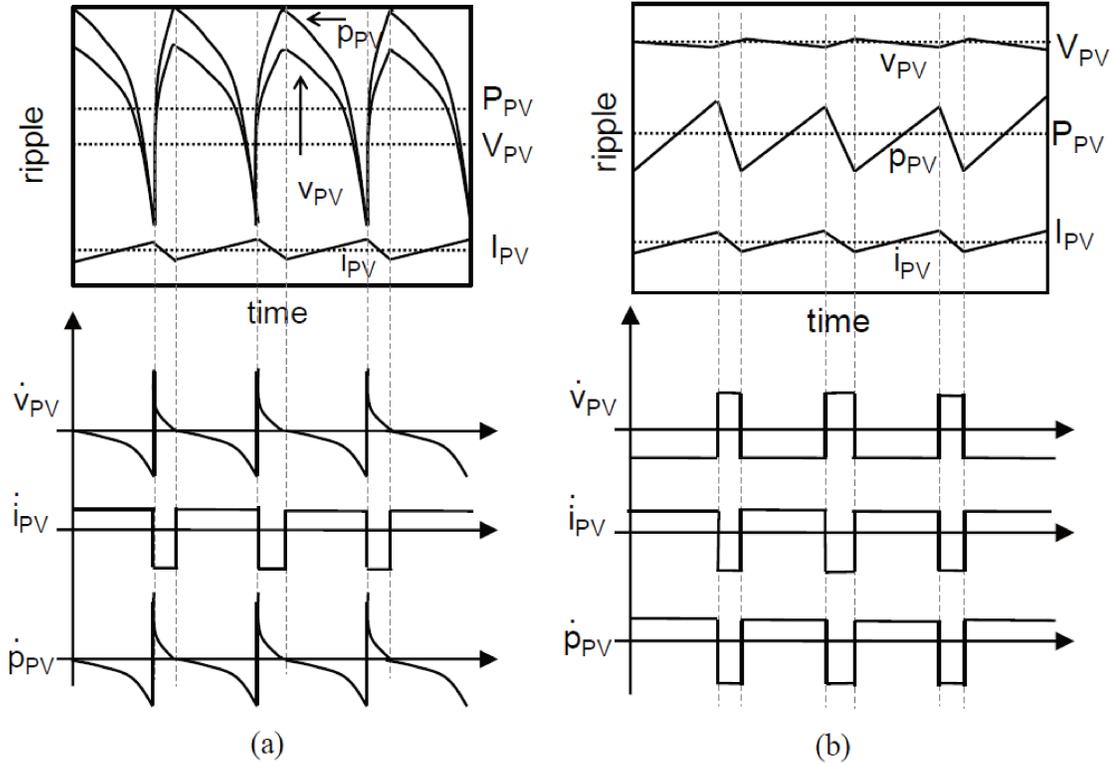


Fig. 3.11: *Ripple* e derivadas de P_{pv} , V_{pv} e I_{pv} para os casos em que a) $V_{pv} < V_{mp}$ e b) $V_{pv} > V_{mp}$. Fonte [8].

Para atingir o MPP basta fazer o lado esquerdo da equação 3.8 nulo. Sendo a grandeza instantânea $v_{pv}(t)$ composta por uma parcela contínua V_{pv} e por uma parcela de *ripple* \tilde{v}_{pv} , pode-se demonstrar que os produtos $\dot{p}_{pv}(t) \cdot \dot{v}_{pv}(t)$ e $\tilde{p}_{pv}(t) \cdot \tilde{v}_{pv}(t)$ contém a mesma informação de fase em relação ao MPP. Assim, o MPPT pode ser executado fazendo-se :

$$\tilde{p}_{pv} \cdot \tilde{v}_{pv} = [I_{pv} \tilde{v}_{pv}(t) + V_{pv} \tilde{i}_{pv}(t)] \cdot \tilde{v}_{pv} = 0 \quad (3.9)$$

O método de RCC pode ser totalmente implementado através de circuitos analógicos utilizando-se filtros passa-alta para separar a informação da ondulação, filtros passa-baixa para separar a informação CC e amplificadores operacionais para realização das multiplicações necessárias [73, 74]. É um método que apresenta rápida convergência e alta eficiência.

3.3.5 Fração da tensão de circuito aberto

O primeiro método estimado é o da fração da tensão de circuito aberto, que utiliza a tensão de circuito aberto para estimar a tensão no MPP. Existe, normalmente, uma relação proporcional entre estas grandezas, dada por [66]:

$$V_{mp} \approx V_{oc}k_v \quad (3.10)$$

onde k_v é uma constante de proporcionalidade que depende das características do dispositivo fotovoltaico.

O valor desta grandeza está, geralmente, entre 0,71 e 0,76 [72, 66] e deve ser determinado empiricamente. Além disto, a tensão de circuito aberto V_{oc} é determinada através de uma medição periódica, desligando-se, para isto, o conversor. Calcula-se, então, o novo ponto de trabalho do sistema.

O fato do valor de k_v ser empírico não garante o trabalho no MPP, além de que os periódicos desligamentos do conversor causam uma perda de energia elétrica. Este método se torna praticamente descartável se for empregado em arranjos com sombreamento parcial [75]. Ademais, a relação da equação (3.10) não é linear na prática.

3.3.6 Fração da corrente de curto circuito

O método da fração da corrente de curto circuito utiliza a relação proporcional entre I_{sc} e I_{mp} , analogamente ao método da seção 3.3.5. É um método mais eficiente do que o da fração da tensão de circuito aberto, pois sua relação, dada por

$$I_{mp} \approx I_{sc}k_i \quad (3.11)$$

é aproximadamente linear. Entretanto, a grandeza k_i não é constante e varia conforme as condições de operação do dispositivo fotovoltaico. Além disto, o método controla a corrente elétrica do módulo, sendo que o mais interessante é controlar a tensão [6].

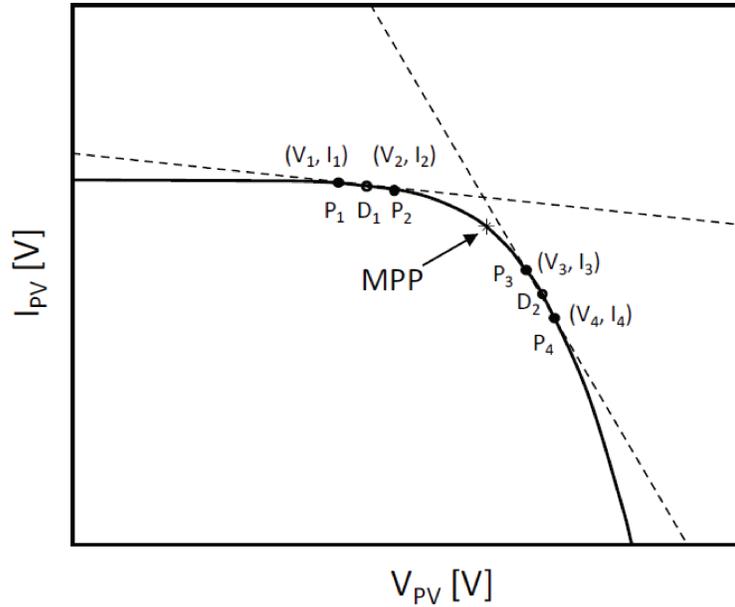


Fig. 3.12: Reconstrução da curva I x V utilizando 4 pontos. Fonte [9].

Estes fatos tornam este método pouco eficiente.

3.3.7 Reconstrução da curva I x V

O terceiro método estimado é mais complexo e trata-se da reconstrução da curva I x V [76, 9] do módulo fotovoltaico dada por (2.4) e rerepresentada abaixo, com a resistência em paralelo R_p ignorada:

$$I = I_{pv} - I_o \left[\exp \left(\frac{V + R_s I}{V_{ta}} \right) - 1 \right] \quad (3.12)$$

A reconstrução da curva I x V pode ser feita de acordo com a figura 3.12. Mede-se quatro pontos de operação do sistema, P_1 a P_4 e os utiliza para derivar os parâmetros característicos da curva utilizando retas tangentes aos pontos D_1 e D_2 . Sendo (V_x, I_x) a coordenada do ponto P_x , os pontos D_1 e D_2 são definidos como:

$$\begin{aligned} D_1 &= (V_{D1}, I_{D1}) = \left(\frac{V_1 + V_2}{2}, \frac{I_1 + I_2}{2} \right) \\ D_2 &= (V_{D2}, I_{D2}) = \left(\frac{V_3 + V_4}{2}, \frac{I_3 + I_4}{2} \right) \end{aligned} \quad (3.13)$$

Calcula-se também a inclinação da reta tangente nesses dois pontos:

$$\begin{aligned} m_{D1} &= \frac{dI_{D1}}{dV_{D1}} \approx \frac{I_2 - I_1}{V_2 - V_1} \\ m_{D2} &= \frac{dI_{D2}}{dV_{D2}} \approx \frac{I_4 - I_3}{V_4 - V_3} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Finalmente, estima-se os parâmetros da curva I x V, ignorando a resistência elétrica série R_s , através das aproximações:

$$\frac{1}{V_t \cdot a} \approx \frac{1}{V_1 + V_2} \ln \left(\frac{m_{D1}}{m_{D2}} \right) \quad (3.15)$$

$$I_o \approx - \frac{V_t \cdot a \cdot m_{D1}}{e^{V_{D1}/V_t \cdot a}} \quad (3.16)$$

$$I_{pv} \approx I_{D1} + I_o \left(e^{V_{D1}/V_t \cdot a} - 1 \right) \quad (3.17)$$

Uma vez estimados os parâmetros, pode-se encontrar o valor ótimo estimado para a corrente elétrica, I_{pv}^* , através do processo iterativo de Newton-Raphson utilizando a equação:

$$\frac{\delta P_{pv}}{\delta I_{pv}} = V_t \cdot a \left[\ln \left(\frac{I_{pv} - I_{pv}^*}{I_o} + 1 \right) - \frac{I_{pv}^*}{I_o \cdot \left(\frac{I_{pv} - I_{pv}^*}{I_o} \right)} \right] = 0 \quad (3.18)$$

Como demonstrado em [9], a distribuição ótima dos pontos P_1 a P_4 é realizada

levando-se em consideração dois pontos em cada lado do MPP e devem ser medidos através de um algoritmo próprio, utilizando incrementos na tensão do módulo e calculando a potência elétrica instantânea para cada um deles. Cada vez que a irradiação se altera, baseado no fato de que a corrente elétrica do módulo sofreu uma certa variação, o algoritmo é executado novamente e a nova curva $I \times V$ obtida.

Uma outra forma para reconstrução da curva $I \times V$ é a utilização de um polinômio de ordem mínima igual a seis [8]. Entretanto, é necessário um esforço computacional grande, sendo necessário o emprego de um processador digital de sinais poderoso para utilização deste algoritmo.

3.4 Detecção de ilhamento

Ilhamento é a condição em que o inversor opera enquanto a rede elétrica está desconectada, o que pode ocorrer em caso de queda de energia elétrica ou parada para manutenção. Durante o ilhamento, o inversor deve ser obrigatoriamente desligado, evitando que os circuitos desenergizados recebam energia elétrica proveniente do sistema fotovoltaico, o que pode ser um risco à segurança de pessoas e de equipamentos.

As normas IEEE 1574, IEEE 929 e IEC 62116 obrigam a desconexão do inversor dois segundos após a detecção do ilhamento, enquanto que a norma VDE 0126-1-1 obriga após cinco segundos.

Após a situação de ilhamento, quando a energia elétrica da rede elétrica já foi restabelecida, o inversor deve voltar a operar. A tabela 3.2 apresenta as condições para reconexão dadas pela norma IEC 61727 e IEE 1547, que estabelecem os limites mínimo e máximo da tensão e frequência para os quais configura-se uma situação normal, além do intervalo mínimo de tempo a ser aguardado após uma situação de ilhamento.

Uma série de métodos para detecção de ilhamento foram propostos na literatura [77], sendo divididos em, de forma geral, passivos, ativos e remotos. Dentre eles pode-se citar

Tab. 3.2: Condições para reconexão do inversor após uma situação de ilhamento.

Norma	Tensão (%)	Frequência (Hz)	Intervalo Mínimo
IEE 1547	$88 < V < 110$	$59,3 < f < 60,5$	-
IEC 61727	$85 < V < 110$	$f_{n-1} < f < f_{n+1}$	3 min

sub/sobre tensão, sub/sobre frequência, detecção de salto de fase na tensão, detecção de desbalanceamento de tensão e distorção harmônica total, medição de impedância, entre outros.

3.5 Sincronismo

Do ponto de vista do inversor, a rede de energia elétrica é vista como um barramento infinito, ou seja, a tensão e a frequência são dadas exclusivamente pela rede. O inversor deve controlar apenas a corrente elétrica injetada.

As normas apresentam valores limite para estas grandezas dentro dos quais o inversor deve operar. Estes limites são diferentes em cada uma das normas IEE 1547, IEC 61727 e VDE 0126-1-1. A tabela 3.3 apresenta os requisitos da tensão conforme a norma IEC 61727. Encontra-se, também, seus respectivos tempos de desconexão.

Tab. 3.3: Tempos de desconexão na ocorrência de distúrbios de tensão segundo a norma IEC 61727.

Faixa de tensão (% do valor nominal)	Tempo de desconexão (s)
$V < 50$	0,1
$50 \leq V \leq 85$	2,00
$110 \leq V \leq 135$	2,00
$V > 135$	0,05

A frequência segue o mesmo padrão da tensão, ou seja, deve ser sincronizada com a da rede e dentro de limites determinados pelas normas. A tabela 3.4 apresenta os intervalos de trabalho do inversor dados pelas normas IEE 1547, IEC 61727 e VDE 0126-1-1.

Tab. 3.4: Tempos de desconexão na ocorrência de distúrbios de frequência.

Norma	Faixa de frequência (Hz)	Tempo de desconexão (s)
IEE 1547	$59,3 < f < 60,5$	0,16
IEC 61727	$f_n-1 < f < f_n+1$	0,2
VDE 0126-1-1	$47,5 < f < 50,2$	0,2

3.6 Qualidade de energia elétrica

Existem alguns requisitos diretamente ligados com qualidade de energia elétrica e segurança que o microinversor conectado à rede elétrica deve respeitar.

Aterramento

Alguns sistemas conectados à rede elétrica devem ter o terminal negativo do módulo fotovoltaico conectado ao terra da instalação. A corrente contínua residual pode ser monitorada, principalmente para os conversores sem transformador isolador. Caso haja fuga de corrente elétrica para a terra, o sistema deve ser desconectado automaticamente.

Injeção de corrente contínua

O inversor pode injetar corrente contínua na rede elétrica caso haja desbalanceamento entre os semiciclos da tensão produzida pelo inversor, ou seja, caso o ciclo de trabalho do conversor seja assimétrico. Esta injeção deve ser monitorada e não pode ultrapassar 0,5% da corrente elétrica nominal segundo a norma IEEE 1547, ou 1% segundo a norma IEC 61727. Esta medição deve ser feita através de uma análise harmônica em FFT (*Fast Fourier Transform* - Transformada Rápida de Fourier), não sendo estabelecido um tempo máximo para desconexão do inversor, caso os limites sejam ultrapassados.

Distorção Harmônica

A distorção harmônica total (TDH - *total harmonic distortion*) da corrente elétrica injetada na rede pelo conversor não pode ultrapassar 5%, além dos limites máximos

para as componentes harmônicas estabelecidos pelas normas IEEE 1547 e IEC 61727, que podem ser encontrados na tabela 3.5.

Tab. 3.5: Limites para as harmônicas da corrente elétrica de saída I_g do inversor conectado à rede.

Harmônica	Limite (% em relação a I_g)
THD	5%
3 ^a a 9 ^a	4%
11 ^a a 15 ^a	2%
17 ^a a 21 ^a	1,5%
23 ^a a 33 ^a	0,6%
acima da 33 ^a	0,3%
harmônicas pares	25% dos limites acima

Fator de potência

As recomendações atuais são para o inversor conectado à rede elétrica apenas injetar nela potência ativa, de forma que o fator de potência deve ser unitário. No futuro espera-se que tanto inversores de grande potência quanto os microinversores possam atuar no sistema de forma a compensar reativos.

Nas implementações práticas, entretanto, é difícil manter o fator de potência unitário, devido às imprecisões dos sensores e atrasos impostos pelo sistema de medição e de processamento. Assim, a norma IEC 61727 estabelece que, para o conversor operando com mais de 10% de sua potência elétrica nominal, o FP deve ter valor mínimo de 0,85, ou ter valor mínimo de 0,90 para inversores operando com mais de 50% da potência elétrica nominal [78], devendo sempre ser indutivo.

3.7 Conclusão

Neste capítulo apresentou-se os requisitos mais importantes para conexão de um inversor para sistema fotovoltaico à rede elétrica, tratando da problemática do desacoplamento de energia elétrica. Apresentou-se também algumas das técnicas mais

conhecidas para rastreamento do ponto de máxima potência dos módulos fotovoltaicos. Por fim, apresentou-se também métodos para detecção de ilhamento, sincronismo e os cuidados com a qualidade de energia elétrica e segurança de pessoas e equipamentos envolvidos no sistema.

Capítulo 4

Topologias de conversores conectados à rede elétrica

4.1 Introdução

As topologias presentes na literatura para inversores monofásicos conectados à rede elétrica podem ser agrupadas de acordo com o número de estágios de conversores, pela presença ou não de transformador e se este transformador opera em alta frequência ou na frequência da rede elétrica.

O número de estágios conversores influencia diretamente no número de chaves semicondutoras de potência utilizadas. Por exemplo, um inversor como o da figura 4.1 a possui apenas um estágio. Este conversor deve realizar, simultaneamente, o MPPT no lado CC e todas as funcionalidades da inversão e conexão com a rede elétrica no lado CA [65].

Este acúmulo de funções em um único conversor permite ter uma estrutura mais compacta em termos de componentes. A desvantagem pode estar no comprometimento da eficiência, pois toda energia elétrica é processada por um único estágio, o que demanda chaves semicondutoras para tensões e correntes elétricas maiores do que quando

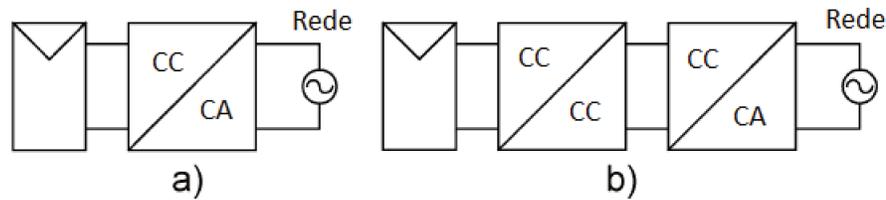


Fig. 4.1: Inversores monofásicos conectados à rede (a) com um único estágio e (b) com dois estágios.

o conversor possui mais estágios. Além disso, há a necessidade de um banco de capacitores concentrado para realizar o desacoplamento da energia elétrica.

Já o conversor da figura 4.1 b possui dois estágios conversores. Esta estrutura permite que o conversor CC-CC realize o MPPT enquanto o conversor CC-CA realiza as funções de inversão e conexão com a rede, permitindo que cada conversor possua chaves adequadas para os níveis de tensão e de corrente elétrica de cada estágio. Além disso, o banco de capacitores pode ser colocado no elo de corrente contínua entre os conversores, sendo possível utilizá-lo em tensão mais elevada, diminuindo o valor da capacitância total.

Apesar deste segundo tipo de topologia possuir mais chaves, uma maior eficiência pode ser atingida, desde que o projeto do circuito leve em consideração adequados níveis de tensão em cada estágio. Além disso, para o objetivo de diminuir a capacitância do inversor, esta topologia é mais conveniente.

A isolação em um inversor através de transformadores pode estar presente ou não. Ela não é necessária para o funcionamento do inversor, mas pode contribuir em alguns aspectos, como a separação entre os aterramentos do módulo fotovoltaico e do circuito inversor, evitando oscilações causadas pela interação entre a capacitância do módulo (geralmente entre 0.1 nF e 10 nF) e a terra.

Além disso, módulos que trabalham com tensão abaixo de 50 V necessitam de um conversor com ganho suficientemente elevado, da ordem de 20, para permitir a síntese

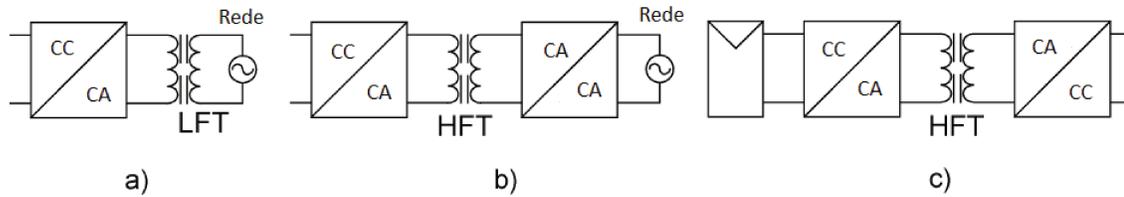


Fig. 4.2: Emprego do transformador em inversores isolados. (a) Transformador na frequência da rede colocado entre o inversor e a rede. (b) Transformador de alta frequência entre conversores CA-CA. (c) Transformador de alta frequência entre conversores CC-CC.

de uma senoide para conexão com 220 V. Para atingir tal ponto sem transformador, a eficiência será prejudicada, além das dificuldades encontradas nesses conversores de alto ganho não isolados, como tensões elevadas nas chaves e diodos de potência. Um exemplo desses conversores pode ser encontrado em [79].

Os conversores isolados podem ter o transformador em três posições distintas, como ilustrado pela figura 4.2. Em a o transformador opera na frequência da rede e faz a conexão desta com o inversor. Em b o transformador opera na frequência de chaveamento em um elo de corrente alternada antes do conversor que faz a conexão com a rede. Já em c o transformador, que também opera em alta frequência, alimenta um conversor retificador.

4.2 Conversores integrados aos módulos

Os conversores integrados aos módulos fotovoltaicos (MIC - *Module integrated converters*) são soluções dedicadas e integradas a um único módulo fotovoltaico, processando a energia elétrica apenas dele. Possuem a vantagem de sempre maximizarem a potência elétrica do painel através do MPPT exclusivo e minimizarem as perdas por transporte da energia elétrica ao longo de cabos. Com o crescimento do mercado fotovoltaico a tendência é a de maior proliferação deste tipo de conversores.

Os MIC necessitam de uma topologia com no mínimo dois estágios e transformador

operando em alta frequência, de forma que seu volume seja reduzido. Além disso, a vida útil do MIC deve ser, no mínimo, igual à do módulo fotovoltaico. Assim, a redução, ou preferencialmente, a eliminação das capacitâncias eletrolíticas, é necessária.

A seguir são apresentadas as topologias mais comumente empregadas na literatura para microinversores conectados à rede elétrica que realizam a conversão CC-CA em um único conversor.

A topologia da figura 4.3 [10] é de um conversor de um único estágio do tipo *flyback* com um transistor e transformador com tap central. Cada enrolamento do transformador é conectado à rede elétrica somente em um semi-ciclo através das chaves S_{AC1} e S_{AC2} , que trabalham na frequência da rede elétrica. Já a chave S_{PV} trabalha em alta frequência e é responsável pelo MPPT e pelo controle da corrente elétrica na saída do conversor. Esta topologia necessita de um grande capacitor de desacoplamento em paralelo com o módulo solar devido ao fato de que a corrente elétrica no primário do transformador é pulsada.

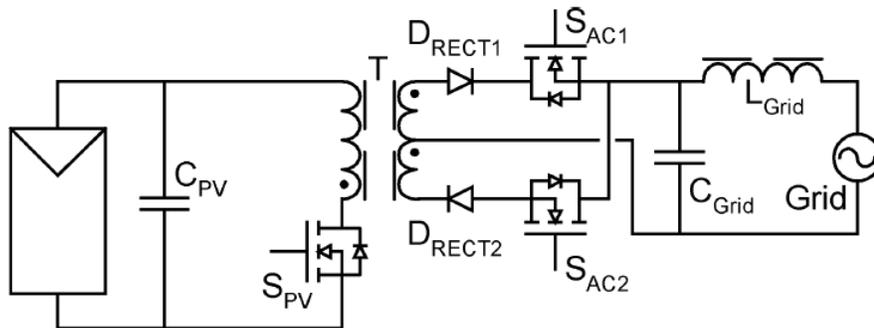


Fig. 4.3: Topologia 1 - conversor flyback de estágio único e transformador com tap central [10].

O conversor da figura 4.4 [11] possui a mesma topologia em *flyback* do conversor anterior combinado com um conversor *buck-boost*, formado pelo capacitor C_{DC} , pela chave S_{DC} e pelo diodo D_{PV} . Esta combinação reduz a capacitância necessária na entrada do conversor, mas produz sobretensões no transistor S_{DC} durante seu desligamento, devido

à indutância de dispersão do transformador. Para solucionar este problema, pode-se utilizar um recortador dissipativo composto por um capacitor, um resistor e um diodo, que absorverão a energia elétrica que provoca a sobretensão na chave. Este recortador, entretanto, interagindo com o circuito *buck-boost*, pode causar mal funcionamento do inversor.

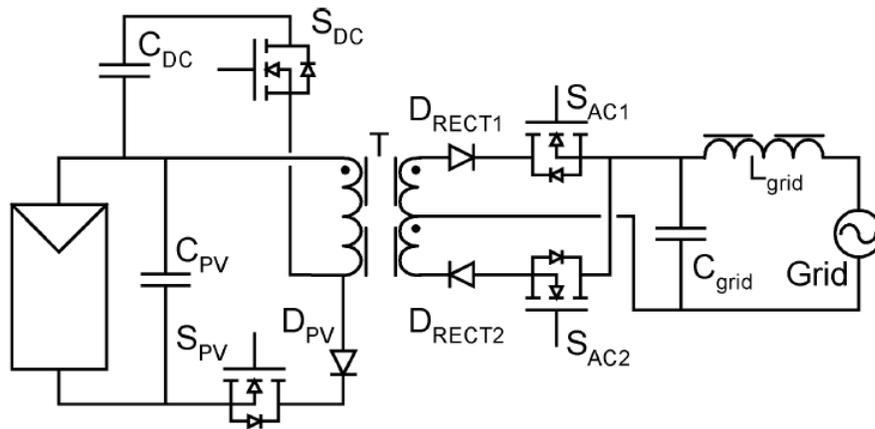


Fig. 4.4: Topologia 2 - conversor *flyback* de estágio único combinado com conversor *buck-boost* [11].

A solução, então, é a modificação inserida na topologia da figura 4.5 [12], que substitui o *flyback* com um único transistor pelo *flyback* com dois transistores. Esta modificação permite a circulação da corrente elétrica através de um caminho alternativo durante os instantes em que na topologia anterior havia sobretensão, justamente pelo desligamento do transistor do *flyback*. Como nesta topologia há dois transistores, cada um deles fica responsável pela energização e pela desenergização do transformador, evitando assim a elevação da tensão nos transistores.

A topologia da figura 4.6 [13] é um conversor *buck-boost* que utiliza parte da energia elétrica armazenada na indutância de dispersão do transformador através dos diodos do corpo dos transistores S_{PV2} e S_{PV3} . O diodo D_{PV} bloqueia a energia elétrica que poderia retornar ao módulo solar. Como este conversor opera no modo descontínuo,

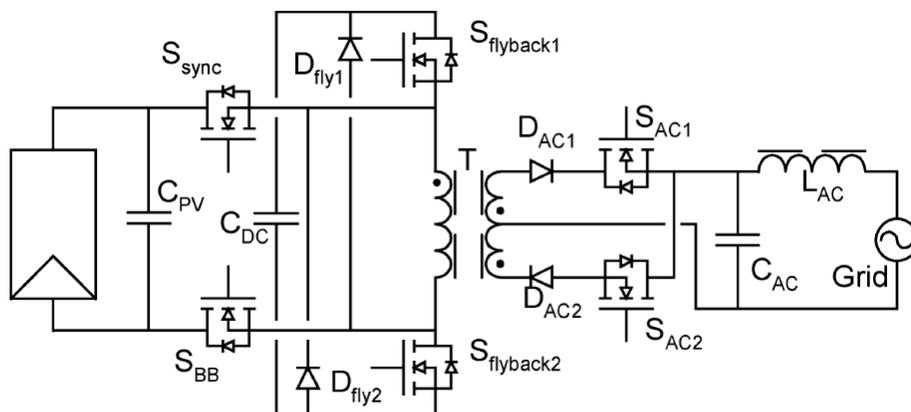


Fig. 4.5: Topologia 3 - flyback modificado com dois transistores combinado com buck-boost [12].

surge a necessidade de inserção de um filtro LC em série com o módulo fotovoltaico de tal forma que, para o módulo, a corrente elétrica não seja pulsada. Este filtro deve possuir uma alta capacitância, somente atingida através do uso de capacitores eletrolíticos.

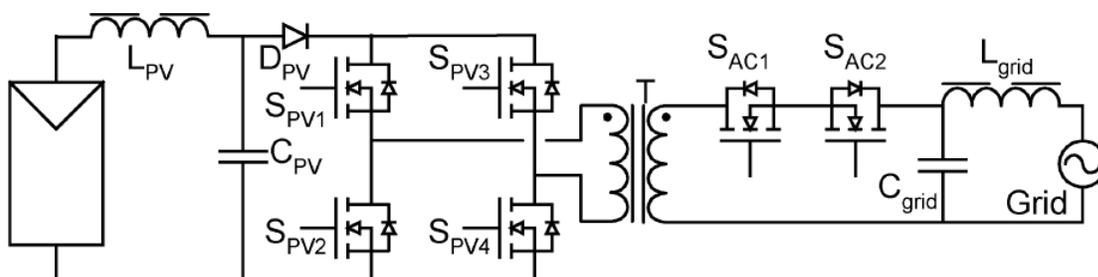


Fig. 4.6: Topologia 4 - conversor buck-boost com regeneração da energia elétrica armazenada na indutância de dispersão do transformador [13].

O conversor da figura 4.7 [14] é do tipo *flyback* seguido por um retificador de meia onda, um filtro capacitivo para o elo de corrente contínua, um filtro LC para diminuir as componentes de alta frequência da corrente elétrica de saída e uma ponte inversora formada por tiristores. A principal característica desse conversor é que ele necessita de elevadas capacitâncias tanto em paralelo com o módulo solar quanto no elo de corrente contínua. Este último, em especial, deve-se ao fato de que o retificador opera em meia-

onda. Além disso, o estágio inversor na saída formado por tiristores apresenta maior dificuldade de controle da corrente elétrica nas proximidades do cruzamento com o zero.

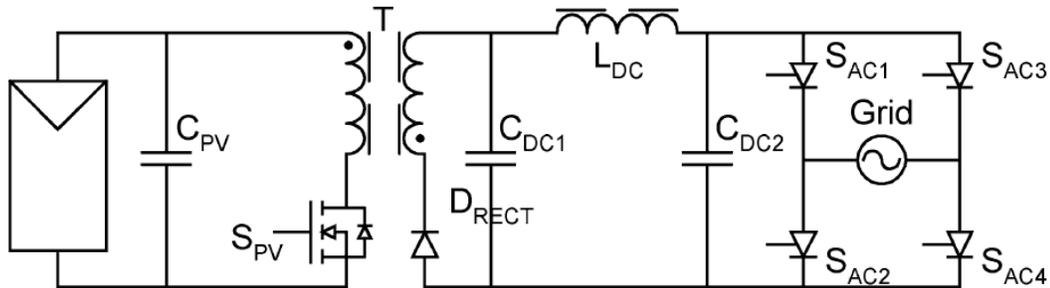


Fig. 4.7: Topologia 5 - flyback seguida por estágios retificador e inversor [14].

A topologia da figura 4.8 [15, 16] é o mesmo *flyback* com elo CC porém seguido por um inversor que opera em PWM de alta frequência para sintetizar a corrente elétrica senoidal. Novamente, este conversor necessita de uma grande capacitância em paralelo com o painel solar.

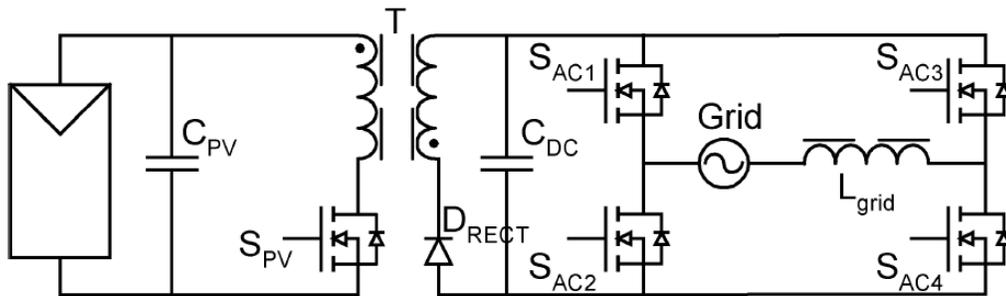


Fig. 4.8: Topologia 6 - *flyback* seguido de elo CC e inversor PWM de alta frequência [15, 16].

A topologia da figura 4.9 [17] trata de um conversor CC-CC série ressonante com inversor operando em PWM de alta frequência na saída. O retificador no enrolamento secundário do transformador opera em onda completa, enquanto o enrolamento primário possui um capacitor em série para eliminar níveis contínuos de tensão em função do padrão de chaveamento e da característica ressonante do conversor CC-CC. O filtro

capacitivo no elo CC é menor em relação às topologias anteriores e a capacitância de entrada no conversor não é necessária.

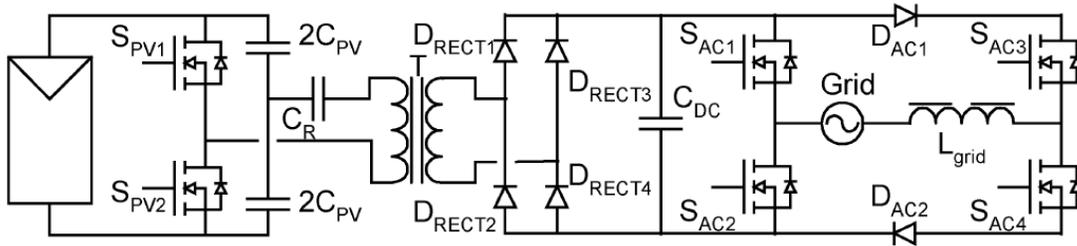


Fig. 4.9: Topologia 7 - conversor CC série ressonante com inversor PWM de alta frequência [17].

A topologia da figura 4.10 trata de um conversor comercializado pela Mastervolt [18] no início dos anos 2000 - o Soladin 120. Trata-se de um conversor push-pull com transformador de alta frequência seguido por retificador de onda completa, indutor para alisamento da corrente elétrica de saída e uma ponte inversora operando em PWM de alta frequência. Para uma potência elétrica nominal de 90 W, o conversor necessita de dois capacitores eletrolíticos de $1000 \mu\text{F}$ em paralelo com o módulo solar para realizar o desacoplamento da energia elétrica.

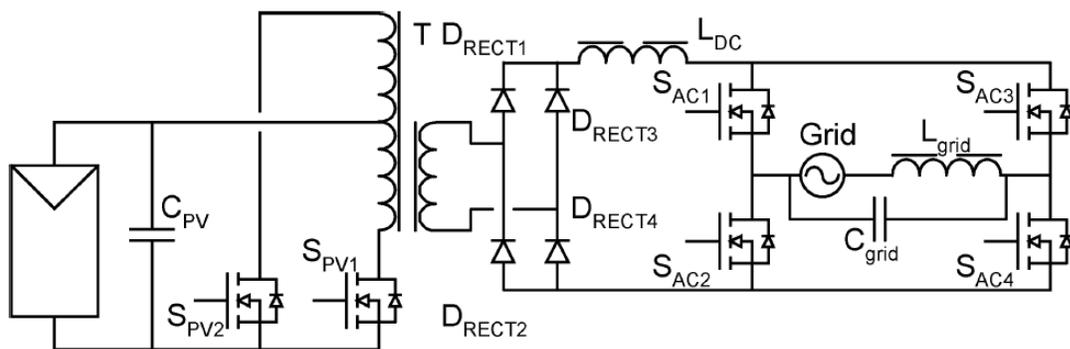


Fig. 4.10: Topologia 8 - conversor Soladin 120 comercializado pela Mastervolt [18].

A topologia da figura 4.11 [19] emprega um conversor *full-bridge* na entrada, um retificador em onda completa acoplado a um inversor que opera em PWM de alta

frequência. Sua principal característica é o grande capacitor necessário no elo CC.

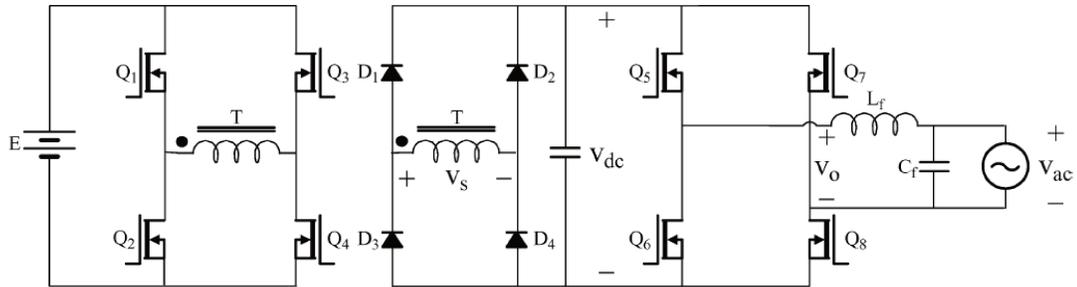


Fig. 4.11: Topologia 9 - conversor *full-bridge* seguido de retificador e inversor em alta frequência [19].

Na figura 4.12 [20] observa-se um inversor de três estágios. Na entrada existe um *push-pull* em corrente elétrica, onde o indutor alisa a corrente elétrica vinda do módulo. A saída do *push-pull* é em tensão contínua que alimenta um estágio *boost*, que modula a corrente elétrica de forma senoidal retificada. Por último, há um estágio inversor operando na frequência da rede.

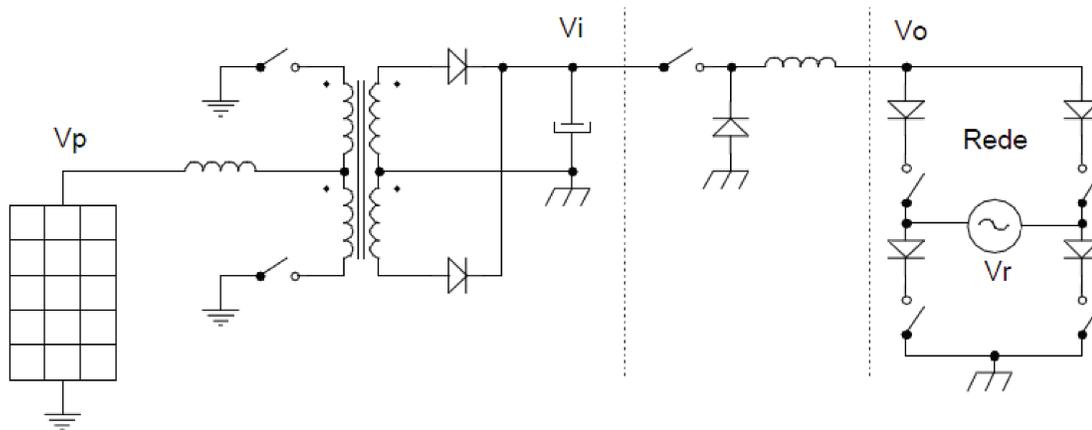


Fig. 4.12: Topologia 10 - inversor de três estágios: *push-pull* em corrente elétrica, conversor *boost* e inversor operando na frequência da rede [20].

A figura 4.13 [21] ilustra um conversor CC-CC do tipo *boost interleaved* com 4 células *boost*. Este conversor tem a capacidade de elevar a tensão do painel com ganhos pequenos e regular a tensão em sua saída, realizando o MPPT do módulo. A grande

vantagem desta topologia é que cada célula *boost* é operada com 90° de defasagem uma da outra, fazendo com que a corrente elétrica de entrada do painel tenha uma pequena ondulação, permitindo a operação do inversor sem capacitor na entrada. Em sua saída pode ser acoplado um estágio CC-CA que realize o controle da corrente elétrica injetada na rede.

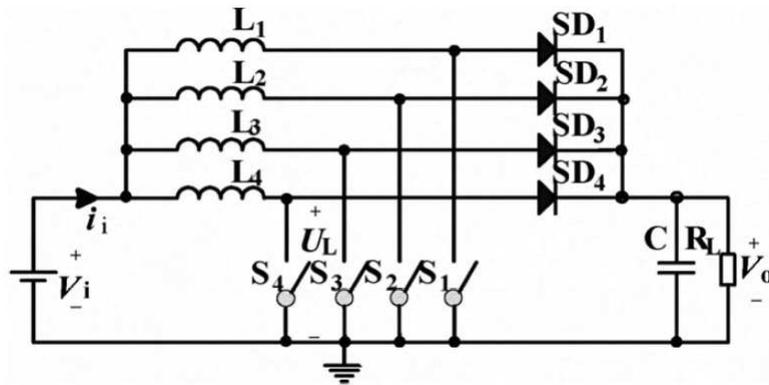


Fig. 4.13: Topologia 11 - conversor CC-CC *boost interleaved* com 4 células [21].

4.3 Topologia escolhida

Para a construção do microinversor conectado à rede elétrica deste trabalho optou-se pela estrutura da figura 4.14 [21]. Trata-se de um conversor CC-CC do tipo *boost interleaved* com 4 células *boost* seguido de um conversor CC-CA *full-bridge* com transformador de alta frequência e filtro L e RC na saída.

O conversor *boost interleaved* permite a eliminação dos capacitores eletrolíticos em paralelo com o módulo fotovoltaico devido à sua corrente elétrica de entrada característica com pequena variação em torno de um valor médio, como será mais bem analisado no capítulo 5. O grande número de chaves de potência (transistores e diodos), e a consequente diminuição da eficiência total do inversor, é justificada pelo benefício da eliminação dos capacitores eletrolíticos e da baixa ondulação na corrente elétrica de

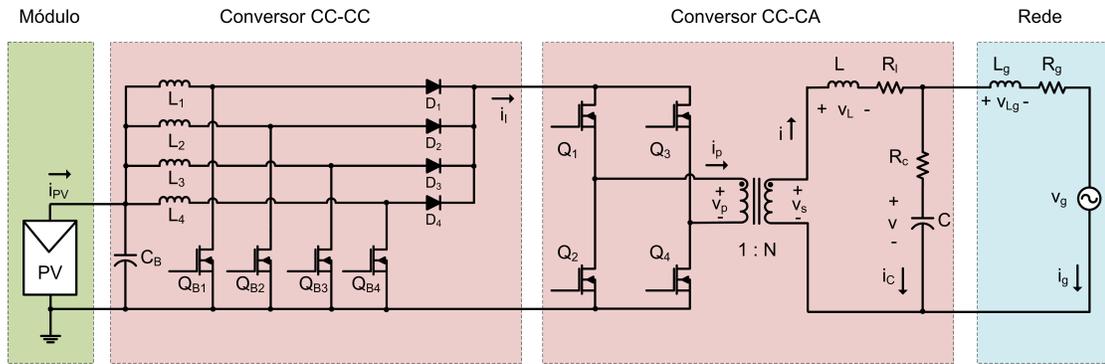


Fig. 4.14: Topologia escolhida - conversor CC-CC boost interleaved e conversor CC-CA full-bridge.

saída do módulo.

O conversor CC-CA *full-bridge* realiza a inversão e injeção da corrente elétrica na rede elétrica. O transformador opera em alta frequência de acordo com a lei de controle necessária para que a corrente elétrica no indutor de saída seja senoidal e em fase com a tensão da rede. O indutor alisa a corrente elétrica, eliminando a ondulação de chaveamento e o filtro RC série diminui a interferência eletromagnética emitida. Este conversor será detalhado no capítulo 6.

Capítulo 5

Projeto do estágio CC-CC

5.1 Introdução

O estágio CC-CC é formado por um conversor do tipo *boost interleaved* com quatro células, conforme ilustrado na figura 5.1. Trata-se de um conjunto de quatro conversores boost conectados de tal forma que a corrente elétrica de entrada possua baixa ondulação [21]. Considera-se, neste capítulo, que a fonte v_{pv} seja constante, assim como a tensão na saída do conversor, V_{dc} . Além disso, todos os componentes são tidos como ideais.

Esta consideração não afeta o funcionamento do conversor tendo como fonte o módulo fotovoltaico pois, para determinada condição ambiental, pode-se dizer que naquele ponto de trabalho a tensão e a corrente elétrica fornecidas pelo módulo são constantes, uma vez que na prática há um capacitor em paralelo com o módulo fotovoltaico. Além disso, para efeitos de modelagem e análise da estrutura do conversor, considerar os efeitos do módulo fotovoltaico é acrescentar detalhes desnecessários. Estes detalhes são levados em consideração no projeto do algoritmo de MPPT, o que é suficiente para que o conversor CC-CC atinja seus requisitos.

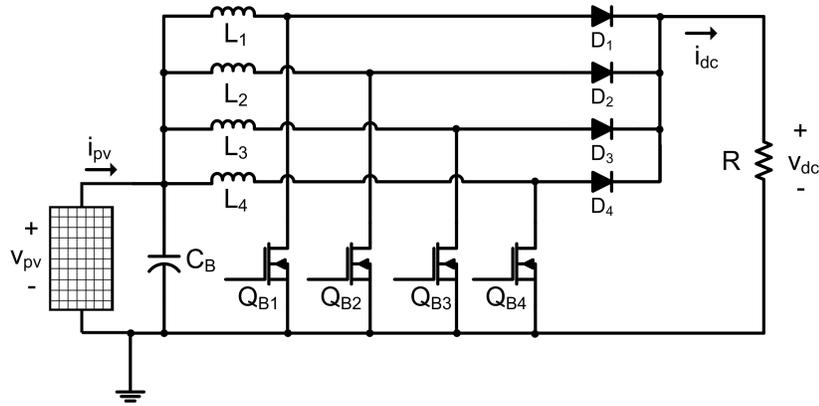


Fig. 5.1: Topologia utilizada na conversão CC-CC: boost interleaved de quatro células.

5.2 Princípios de funcionamento

Neste conversor cada transistor é acionado com 90° de defasagem um em relação ao outro, de forma que cada célula *boost* opera em modo de condução contínuo (MCC) e a corrente elétrica na entrada do conversor possui ondulação muito inferior ao equivalente *boost* de uma única célula. A figura 5.2 apresenta as formas de onda básicas do conversor operando neste modo de condução.

Por conveniência, L_1 , L_2 , L_3 e L_4 são iguais e valem L_B . No instante t_0 (estado **a**) o transistor Q_{B1} é acionado e a corrente elétrica no indutor L_1 começa a crescer com inclinação dada por $di_{L_1}/dt = 3V_{dc}/4L_B$, enquanto os outros três indutores descarregam através dos diodos e da carga, a uma inclinação dada, aproximadamente, por $di_{L_2}/dt = (v_{pv} - V_{dc})/L_B$.

No instante t_1 (estado **b**) todos os transistores estão abertos e os quatro indutores descarregam, através dos diodos e da carga, com uma inclinação dada aproximadamente por $di_{L_1}/dt = (v_{pv} - V_{dc})/L_B$.

Devido à simetria, nos próximos instantes de tempo a análise para os transistores Q_{B2} a Q_{B4} é igual à do transistor Q_{B1} . Assim, os estados **c**, **e** e **g** são iguais ao estado **a**, enquanto os estados **d**, **f** e **h** são iguais ao estado **b**.

O resultado desta operação é a corrente elétrica de entrada i_{pv} com ondulação bem

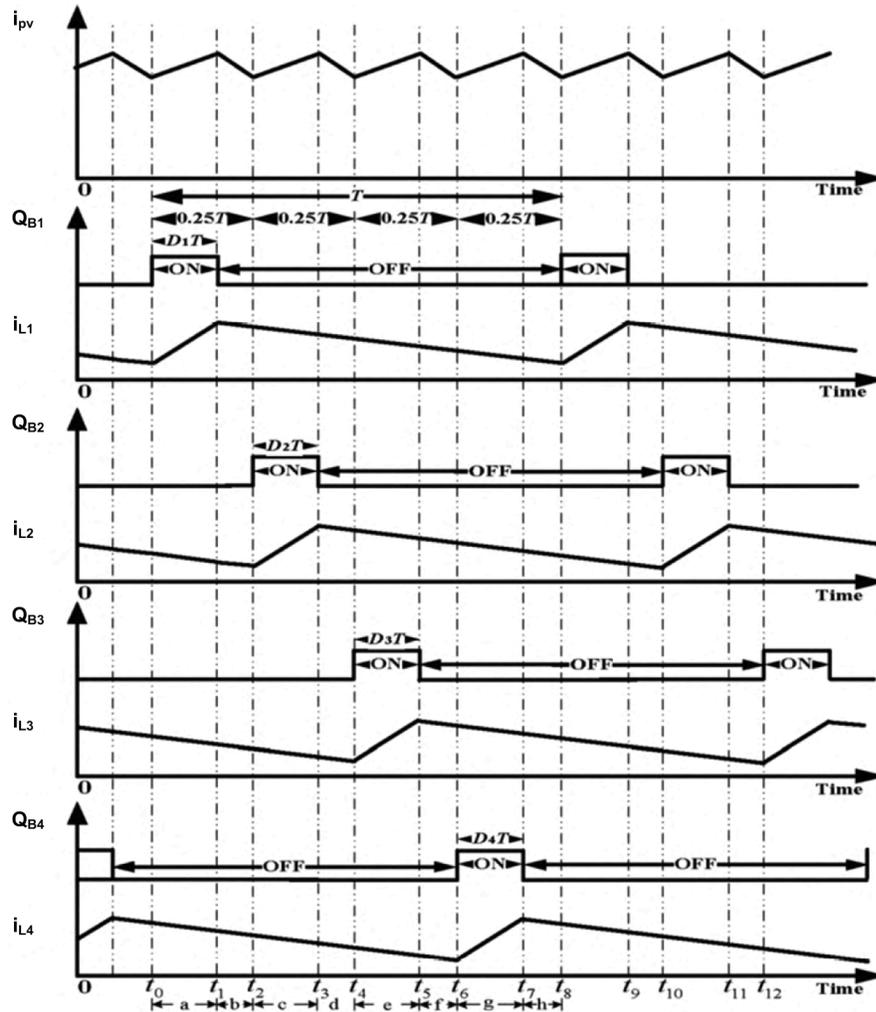


Fig. 5.2: Formas de ondas básicas do conversor CC-CC operando no MCC.

inferior em comparação a uma única célula boost, conforme pode ser verificado na figura 5.2.

Para a análise CC do conversor, pode-se levar em consideração apenas 1 conversor boost, uma vez que, como as quatro células estão associadas em paralelo, a tensão na saída é igual para todas as células e corresponde à tensão V_{dc} na saída do conversor.

A tensão sobre um indutor durante um período de chaveamento é apresentada na figura 5.3. Aplicando-se o balanço de energia, verifica-se que o ganho estático de tensão do conversor em função do ciclo de trabalho das chaves é dado pela equação (5.2), onde $d = D_1 = D_2 = D_3 = D_4$ é o ciclo de trabalho das chaves dado por (5.1), que por uma

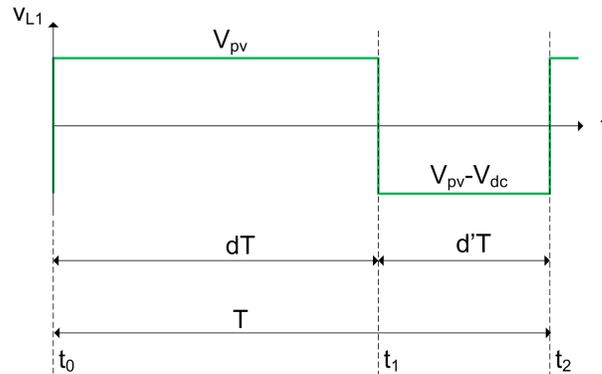


Fig. 5.3: Tensão sobre o indutor de uma célula *boost* durante um período de chaveamento.

questão de simetria é igual para todas e $d' = 1 - d$.

$$d = \frac{t_1 - t_0}{t_2 - t_0} \quad (5.1)$$

$$G_{dc} = \frac{V_{dc}}{v_{pv}} = \frac{1}{1 - d} \quad (5.2)$$

5.3 Modelagem de pequenos sinais

Para a modelagem de pequenos sinais, utiliza-se o método de variáveis médias [80, 81, 82, 83]. Este método consiste, basicamente, de três passos: inserção das variáveis de pequenos sinais nas equações médias do circuito, aplicação da transformada de Laplace e manipulação das equações para se obter a função de transferência desejada.

Para modelar o conversor *interleaved*, basta considerar um conversor *boost* convencional de uma única célula, com um indutor equivalente de indutância de valor quatro vezes menor do que a indutância dos indutores de cada célula *boost* do conversor *interleaved* original.

Esta aproximação garante a equivalência na ondulação da corrente elétrica de en-

trada e, para fins de controle, é suficiente. Para justificá-la, basta considerar que todas as célula *boost* estão em paralelo entre si, pois compartilham a mesma fonte e a mesma carga.

5.3.1 Modelagem do módulo fotovoltaico

Para obtenção de um modelo de pequenos sinais do conversor CC-CC é necessário fazer para um determinado ponto de operação com o módulo fotovoltaico acoplado a ele. Entretanto, a utilização do modelo completo do módulo, que foi apresentado na seção 2.2.1, não é possível por tratar-se de um modelo não linear.

O módulo fotovoltaico precisa ser substituído pelo seu modelo linearizado conforme mostrado na figura 5.4. Trata-se de uma fonte de tensão constante com uma resistência elétrica em série equivalentes e que representam a operação do módulo em apenas um determinado ponto de trabalho.

Este ponto pode ser qualquer um pertencente à curva $I \times V$ do módulo. Neste trabalho utiliza-se o ponto de máxima potência.

A curva $I \times V$ do módulo fotovoltaico foi apresentada na equação (2.4) e é transcrita na equação (5.3). O modelo linear do módulo fotovoltaico é obtido desta equação

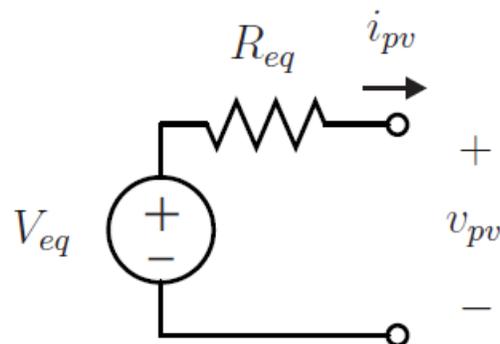


Fig. 5.4: Modelo equivalente simplificado para um módulo fotovoltaico.

usando a reta tangente ao ponto de operação do módulo (MPP).

$$I = I_{pv} - I_o \left[\exp\left(\frac{V + R_s I}{V_{ta}}\right) - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (5.3)$$

A derivada função 5.3, que representa a curva I x V, em relação à V em um determinado ponto (V, I) é dada por:

$$g(V, I) = \frac{\partial I}{\partial V} = -\frac{I_o}{V_{ta}} \exp\left(\frac{V + R_s I}{V_{ta}}\right) - 1 - \frac{1}{R_p} \quad (5.4)$$

O modelo linear descrito pela reta tangente no ponto (V, I) da curva característica do dispositivo e representado pela figura 5.4 é dado por:

$$i_{pv} = (-gV + I) + gv_{pv} \quad (5.5)$$

Os parâmetros R_{eq} e V_{eq} são dados por:

$$R_{eq} = \frac{-1}{g} \quad (5.6)$$

$$V_{eq} = V - \frac{I}{g} \quad (5.7)$$

A figura 5.5 apresenta a curva característica do modelo linearizado para o módulo KC130TM, já modelado na seção 2.2.2. A tabela 5.1 reapresenta os parâmetros deste modelo com a inclusão de R_{eq} e V_{eq} .

5.3.2 Equação de pequenos sinais

Para realizar a modelagem de pequenos sinais, considera-se apenas a fonte de tensão e a resistência elétrica equivalentes do modelo linear do módulo fotovoltaico, o indutor L_r com valor igual a $L_B/4$, o transistor Q_{B1} , o diodo D_1 , o capacitor de saída C_B

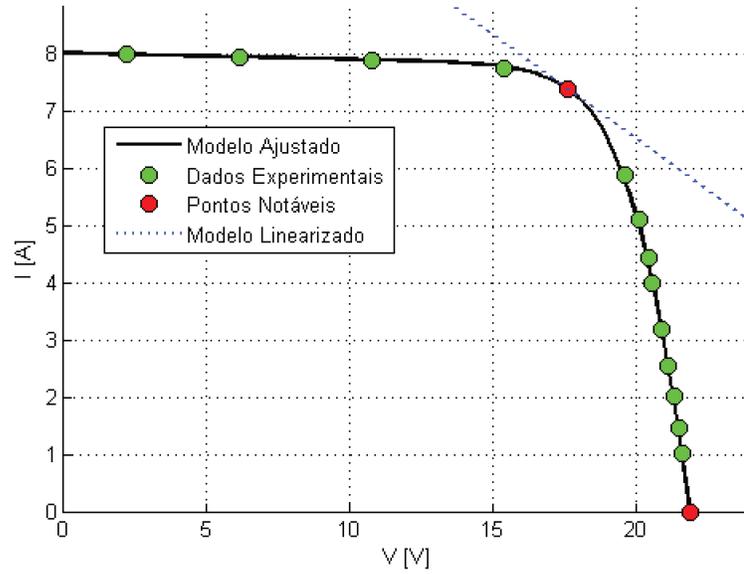


Fig. 5.5: Modelo linearizado para o módulo fotovoltaico KC130TM.

Tab. 5.1: Parâmetros de modelagem do módulo fotovoltaico KC130TM.

Parâmetro	Valor
R_p	$90,553\Omega$
R_s	$0,1082\Omega$
a	1,3
I_{pv}	$8,0296A$
$I_{0,n}$	$9,8676 \cdot 10^{-8}A$
R_{eq}	$2,7553\Omega$
V_{eq}	$37.9619V$

e uma fonte de tensão constante na saída, conforme ilustrado na figura 5.6. Nela, o quadripolo dos terminais 1-2-3-4 representa a célula de chaveamento composta pelo transistor e pelo diodo, que pode ser substituída pelas equações que representam o seu comportamento médio.

Adota-se para a técnica de variáveis médias a notação \bar{x} para o valor médio da variável instantânea $x(t)$, ou simplesmente x , dentro de um período de chaveamento, a notação em maiúsculo X para o valor em regime permanente (CC) da variável e a notação com acento circunflexo \hat{x} para o seu componente de pequenos sinais (CA).

Deve-se, então, escrever as equações médias do quadripolo fazendo-se a média para

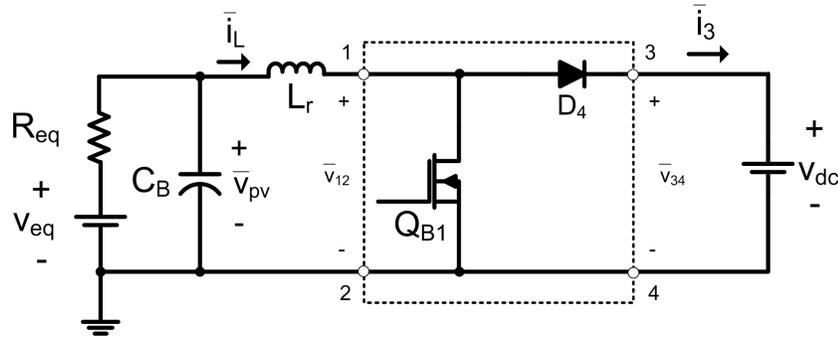


Fig. 5.6: Topologia utilizada para modelagem de pequenos sinais - detalhe para a célula de chaveamento.

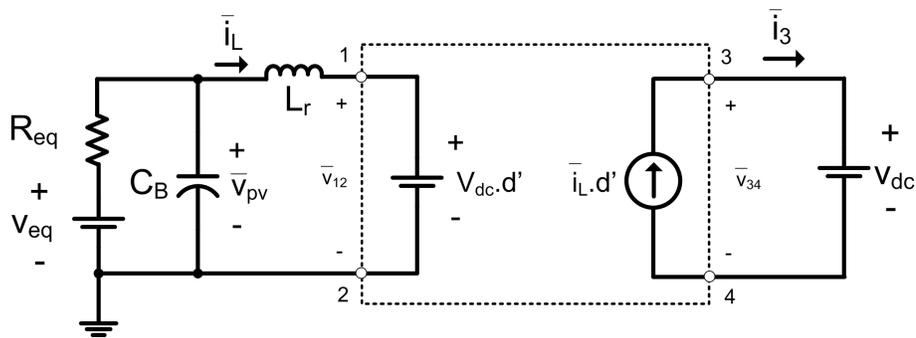


Fig. 5.7: Modelo equivalente utilizando as equações médias.

as grandezas v_{12} , i_1 , v_{34} e i_3 entre os instantes em que a chave está fechada e que está aberta, o que é apresentado na equação (5.8).

$$\begin{cases} \bar{v}_{12} = 0.d + \bar{V}_{dc}.d' = \bar{V}_{dc}.d' \\ \bar{i}_1 = \bar{i}_L \\ \bar{v}_{34} = \bar{V}_{dc} \\ \bar{i}_3 = 0.d + \bar{i}_L.d' = \bar{i}_L.d' \end{cases} \quad (5.8)$$

Pode-se, agora, substituir o quadripolo por um circuito equivalente que tenha o mesmo comportamento médio representado pela equação (5.8). Este circuito é apresentado na figura 5.7.

Com o circuito médio pode-se escrever as equações de estado médias que representam

o conversor. Para a malha no indutor, tem-se:

$$L_r \frac{d\bar{i}_L}{dt} = \bar{v}_{pv} - \bar{V}_{dc} \cdot d' \quad (5.9)$$

Para o nó do capacitor, tem-se:

$$\bar{i}_L = \frac{V_{eq}}{R_{eq}} - \frac{\bar{v}_{pv}}{R_{eq}} - C_B \frac{d\bar{v}_{pv}}{dt} \quad (5.10)$$

Substituindo-se a equação (5.10) em (5.9), obtêm-se:

$$\bar{V}_{dc} \cdot d' = \bar{v}_{pv} + \frac{L_r}{R_{eq}} \frac{d\bar{v}_{pv}}{dt} + L_r C_B \frac{d^2 \bar{v}_{pv}}{dt^2} \quad (5.11)$$

Deseja-se obter a função de transferência entre a tensão de saída do módulo fotovoltaico v_{pv} e a variável de controle d , que é o ciclo de trabalho. Esta função de transferência permitirá realizar o MPPT, controlando a tensão que o módulo fotovoltaico vai fornecer ao conversor. Introduzem-se, então, as variáveis de pequenos sinais necessárias para esta modelagem, dadas em (5.12).

$$\begin{cases} \bar{i}_L = I_L + \hat{i}_L \\ \bar{v}_{pv} = V_{pv} + \hat{v}_{pv} \\ \bar{d} = D + \hat{d} \end{cases} \quad (5.12)$$

Substituem-se as definições de (5.12) na equação (5.11) e, considerando-se que $d' = 1 - d$, obtem-se:

$$\bar{V}_{dc} \cdot (1 - D - \hat{d}) = (V_{pv} + \hat{v}_{pv}) + \frac{L_r}{R_{eq}} \frac{d(V_{pv} + \hat{v}_{pv})}{dt} + L_r C_B \frac{d^2 (V_{pv} + \hat{v}_{pv})}{dt^2} \quad (5.13)$$

Abrindo os termos da equação (5.13), ignorando-se tanto os termos constantes

quanto os termos de segunda ordem, e aplicando-se a transformada de Laplace, tem-se:

$$-V_{dc}\hat{d} = \hat{v}_{pv} + s\frac{L_r}{R_{eq}}\hat{v}_{pv} + s^2L_rC_B\hat{v}_{pv} \quad (5.14)$$

De acordo com equação (5.2), sendo a tensão V_{dc} constante, um aumento em \hat{d} provoca uma diminuição em v_{pv} . Sendo assim, é conveniente aplicar uma transformação de variável sobre a equação (5.14), na qual $\hat{d} = -\hat{d}$.

Por fim, chega-se à função de transferência aproximada entre a tensão de entrada e o ciclo de trabalho do conversor, dada por (5.15).

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_{pv}}{\hat{d}} = \frac{V_{dc}}{s^2L_rC_B + s\frac{L_r}{R_{eq}} + 1} \quad (5.15)$$

5.3.3 Análise em malha aberta

Para verificar a validade da função de transferência (5.15), realizou-se uma simulação em malha aberta utilizando-se o software PSIM. O diagrama da simulação pode ser visto na figura 5.8.

Levantou-se a resposta em frequência utilizando-se a ferramenta ACSWEEP disponível no software, que aplica uma variação no parâmetro de controle (ciclo de trabalho) e mede a amplitude e fase da variável controlada (v_{pv}) para várias frequências.

Esta resposta pode ser vista na figura 5.9. Nela, vê-se tanto a resposta obtida pela simulação, quanto o diagrama de Bode da equação (5.15). Percebe-se que há uma diferença nas respostas em frequências próximas e acima da ressonância, mas antes dela as curvas são praticamente equivalentes.

Considera-se que esta diferença é aceitável a nível de projeto do sistema de controle, uma vez que o modelo teórico foi obtido supondo-se a simplificação de que o circuito *boost interleaved* de quatro células é equivalente a um circuito *boost* convencional com

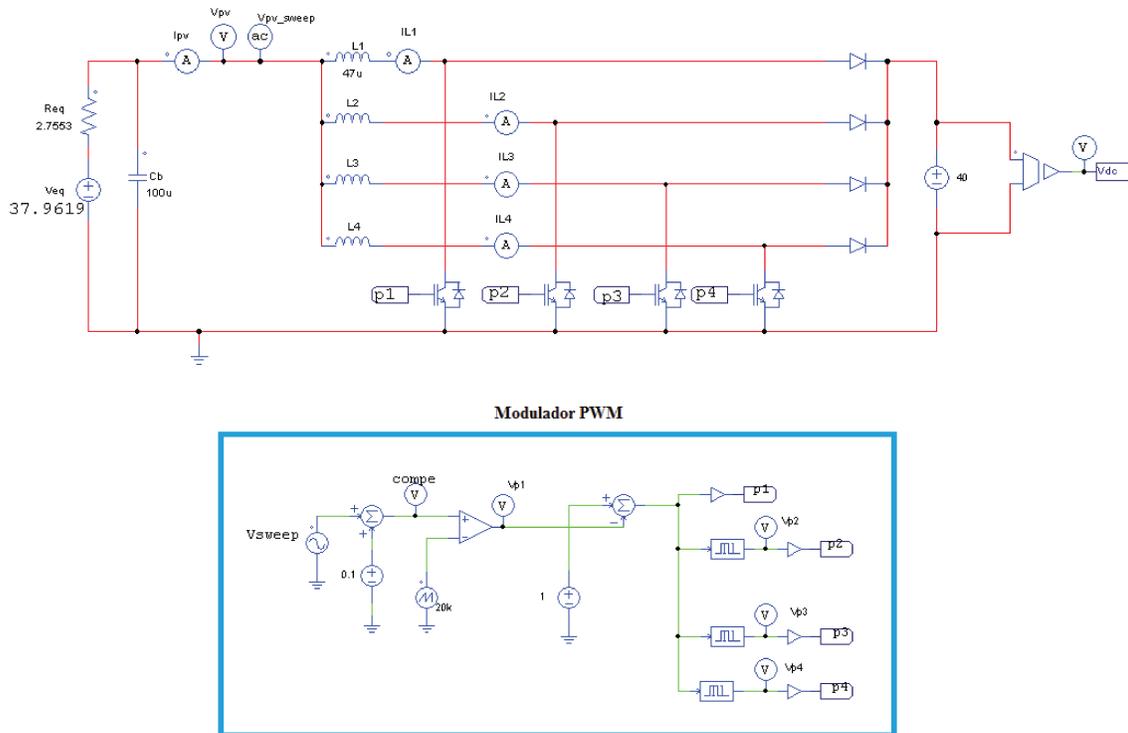


Fig. 5.8: Circuito utilizado para simular a resposta em frequência do circuito em malha aberta.

indutor quatro vezes menor. Esta simplificação permitiu uma modelagem bastante simples para um circuito não tão trivial, o que justifica as diferenças notadas.

5.4 Sistema de controle

O sistema de controle deve chavear o conversor de forma a atingir o ponto de máxima potência do módulo fotovoltaico. Assim, o sistema lê a corrente elétrica e a tensão do módulo, enquanto o algoritmo de MPPT determina a referência da tensão v_{pv} . O controlador gera o ciclo de trabalho e o circuito de PWM chaveia os transistores, controlando a tensão do módulo fotovoltaico. Esse sistema pode ser visto na figura 5.10.

A figura 5.11 apresenta o sistema de controle da tensão v_{pv} em malha fechada. A referência de tensão é fornecida pelo algoritmo de MPPT, que é comparada com a

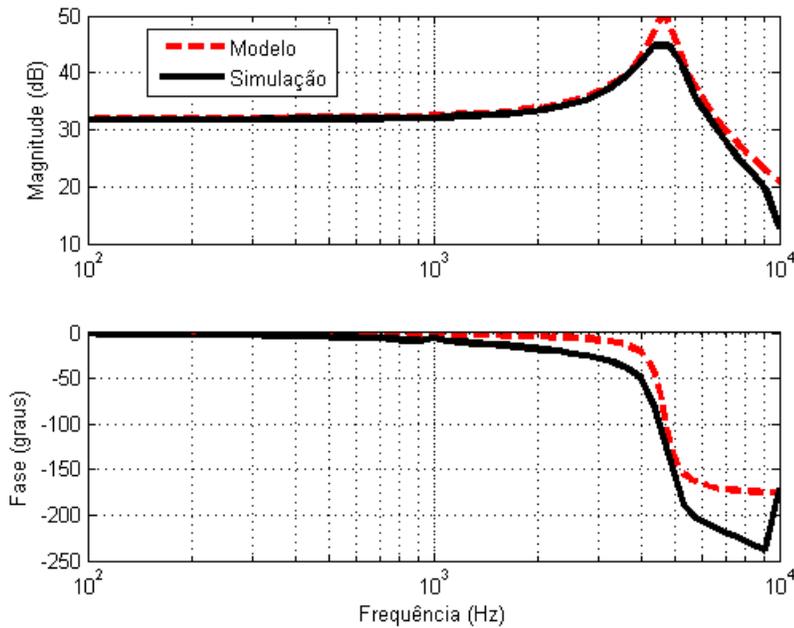


Fig. 5.9: Resposta em frequência do circuito em malha aberta.

tensão instantânea do módulo. O sinal de erro alimenta o compensador $C(s)$, que gera o sinal de controle para o PWM.

5.4.1 Projeto do controlador

O compensador utilizado neste trabalho para realizar o controle da tensão de saída do módulo fotovoltaico é o compensador proporcional-integral (PI), cuja função de transferência é dada por (5.16).

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (5.16)$$

Para o projeto de um compensador linear do tipo PI, consideram-se os critérios de estabilidade clássicos no domínio da frequência [6]. Os utilizados neste trabalho são:

- Frequência de cruzamento

A frequência de cruzamento (*crossover*) é a frequência na qual o ganho de malha

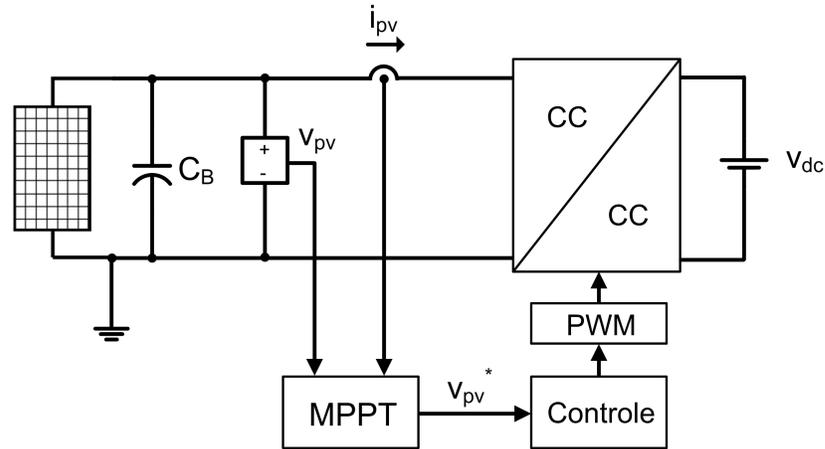


Fig. 5.10: Sistema de controle do conversor CC-CC: o algoritmo de MPPT gera a referência de tensão e o controlador determina o ciclo de trabalho.

aberta do sistema é unitário. Para pequenos sinais ela é igual à largura de banda do sistema em malha fechada. O critério de estabilidade do sistema é posicionar a frequência de cruzamento a um décimo da frequência de chaveamento do conversor [83].

- Margem de fase

A diferença entre o deslocamento de fase na frequência de cruzamento e o deslocamento de 180° é a margem de fase de um sistema, cujo critério de estabilidade é que ela deve ser inferior a 180° . Isto é válido para sistemas que apresentam cruzamento único pelo zero no diagrama de Bode em malha aberta.

- Margem de ganho

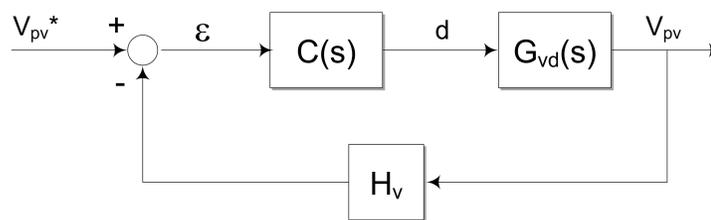


Fig. 5.11: Sistema de controle da tensão v_{pv} em malha fechada.

O sistema deve possuir ganho reduzido nas altas frequências, impedindo que ruídos provenientes do chaveamento sejam propagados para a saída do sistema.

O projeto se iniciou definindo um compensador PI qualquer, por exemplo, $k_p = 0.6$ e $k_i = 10^4$. A função de transferência que representa este compensador é dada por (5.17).

$$C_1 = \frac{0,6.s + 10^4}{s} \quad (5.17)$$

Através da ferramenta SISOTOOL do Matlab pôde-se visualizar a situação do sistema caso este compensador fosse utilizado, conforme mostra a figura 5.12. Claramente trata-se de um sistema instável, com margem de fase igual a $-5,08^\circ$ e largura de banda de 23,3 kHz.

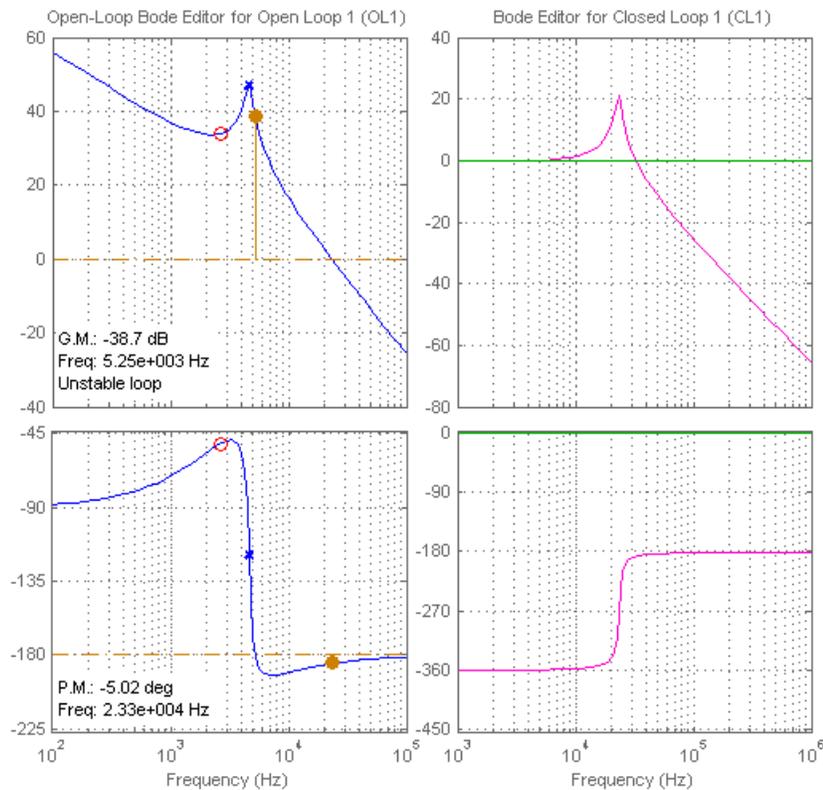


Fig. 5.12: Ferramenta SISOTOOL do Matlab. Primeira interação para projeto do compensador.

Movimentou-se o zero do compensador PI de forma a se obter o sistema da figura 5.13. O sistema ficou estável com margem de fase igual a $32,5^\circ$ e largura de banda igual a 4,83 kHz. Estes valores atingem os requisitos de estabilidade expostos no início desta seção.

A largura de banda está um pouco acima do desejado, o que implica no fato de que o sistema será um pouco mais rápido e susceptível a ruídos. Entretanto, para que a largura de banda ficasse menor seria necessário um compensador de maior ordem. Desta forma, como o compensador projetado estabiliza o sistema e atinge os requisitos de forma boa, optou-se por manter esta largura de banda.

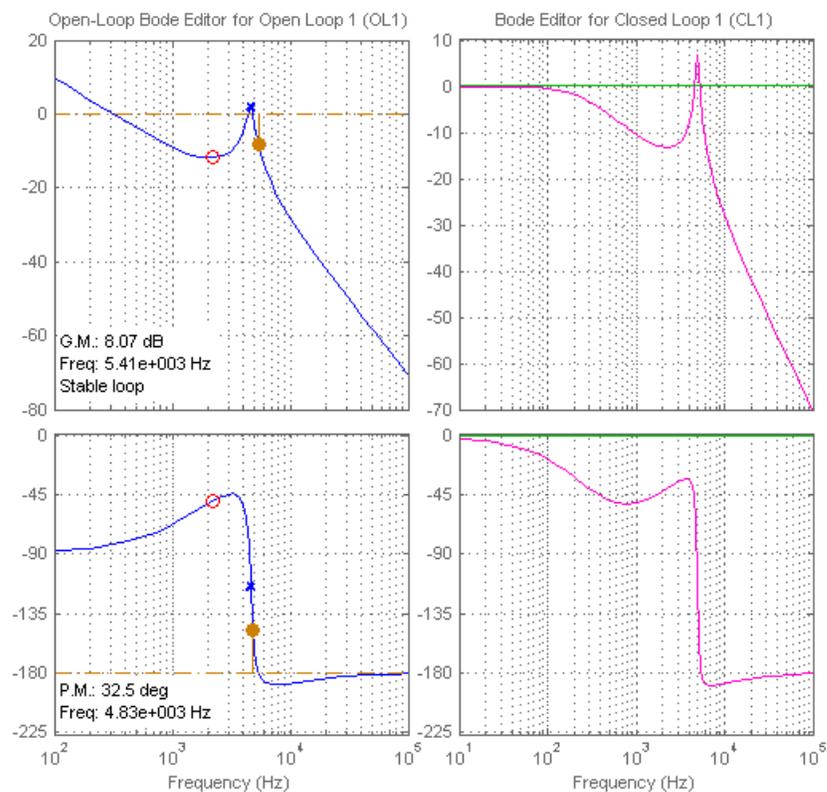


Fig. 5.13: Ferramenta SISOTOOL do Matlab. Segunda iteração para projeto do compensador.

O compensador obtido é o apresentado na equação (5.18). Os parâmetros são $k_p =$

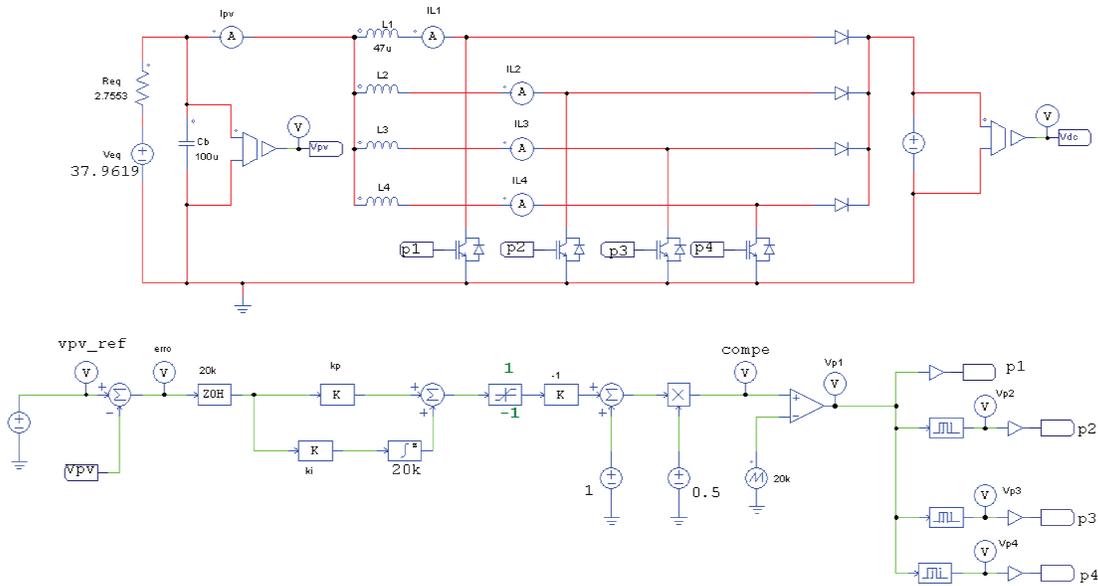


Fig. 5.14: Diagrama utilizado na simulação do conversor em malha fechada.

0,003 e $k_i = 50$.

$$C_2 = \frac{0,003.s + 50}{s} \quad (5.18)$$

5.4.2 Análise em malha fechada

Finalmente, com os ganhos k_p e k_i , pode-se implementar a simulação de malha fechada do conversor. A figura 5.14 apresenta o diagrama utilizado na simulação através do software PSIM.

Na simulação aplicou-se uma referência em degrau, inicialmente para $v_{pv} = 15V$ e em seguida para $v_{pv} = 12V$. A resposta é apresentada na figura 5.15. Nesta simulação, a referência de tensão foi dada isoladamente, entretanto, em condição normal de funcionamento, esta referência é determinada pelo algoritmo de MPPT.

Como este algoritmo opera independentemente do funcionamento do conversor, a simulação isolada das duas etapas é possível e não implica em nenhuma deficiência de análise. É interessante notar que os pontos de teste na simulação são divergentes

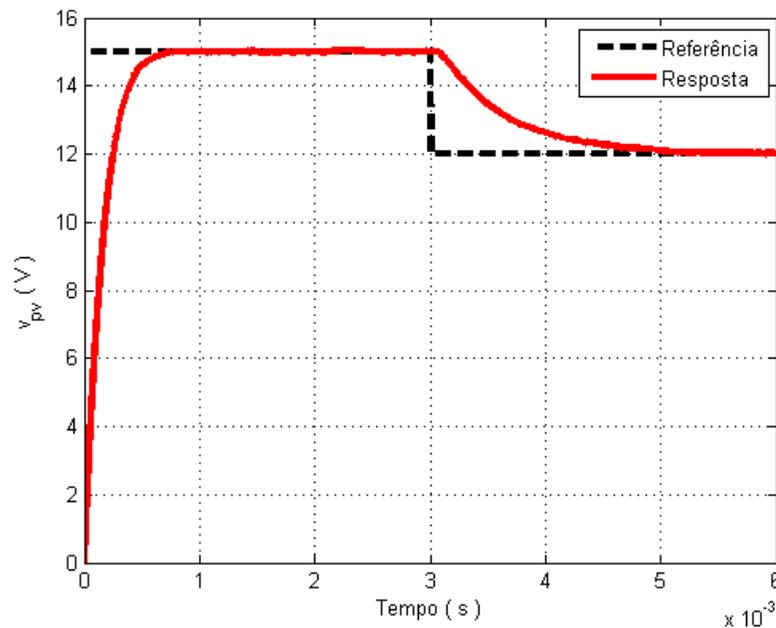


Fig. 5.15: Resposta ao degrau para o sistema em malha fechada.

daquele em que o sistema foi linearizado. Isto é importante para provar que o sistema de controle estabiliza o sistema em pontos fora do MPP.

Ainda sobre a figura 5.15 é conveniente afirmar que o tempo de estabilização da tensão, que aparentemente é longo, refere-se ao período de chaveamento do conversor (20 kHz neste trabalho). Entretanto, deve-se lembrar que a alteração da referência é executada pelo algoritmo de MPPT em uma frequência bem menor que a de chaveamento, o que torna este tempo desprezível.

5.4.3 Algoritmo de MPPT

O algoritmo de MPPT do tipo perturbação e observação já foi apresentado na seção 3.3.2. Nele, as perturbações no ponto de operação do sistema são geradas continuamente através da alteração da tensão ($v_{pv_{ref}}$) ou da corrente elétrica ($i_{pv_{ref}}$) de referência.

Estas grandezas são incrementadas ou decrementadas dependendo da comparação

entre a potência elétrica medida instantaneamente e a medida no instante de tempo anterior à perturbação. Basicamente, se a potência elétrica aumentou, então a perturbação deve seguir esta direção, mas, se a potência elétrica diminuiu, a perturbação deverá seguir o sentido oposto da próxima execução do algoritmo.

Realizou-se uma simulação completa com o algoritmo de MPPT buscando a referência de acordo com a potência máxima do módulo. Nesta simulação, utilizou-se o modelo para dispositivos fotovoltaicos disponível no software PSIM, que permite entrar com os parâmetros de circuito aberto, curto circuito e máxima potência nominais do painel. Este modelo simplificado é bastante eficiente para simulações envolvendo eletrônica de potência e energia fotovoltaica. A figura 5.16 apresenta o diagrama da simulação realizada.

O algoritmo de MPPT foi implementado em linguagem C dentro do bloco uC da simulação. As entradas são a tensão v_{pv} , a corrente elétrica i_{pv} e um sinal de habilitação do bloco que determina a frequência de operação do algoritmo. O código deste bloco é apresentado abaixo.

```
static float vpv, ipv; // tensão e corrente elétrica
static float p[2]; // Vetor de potencia
static float Vref[3]={10,10,10}; // Tensao de referencia
static float Delta_V, Delta_P; // Variação de tensao e de potencia
static float k_step; // Passo incrementar
static float habilita; // Habilita rotina

k_step =0.5;
ipv = x1;
vpv = x3;
habilita = x2;

p[1] = p[0];
p[0] = ipv*vpv;
Delta_P = p[0]-p[1];
Delta_V = Vref[1]-Vref[2];
```

```
Vref[2] = Vref[1];
Vref[1] = Vref[0];

if(habilita == 1){
    if(Delta_P >= 0)
        if(Delta_V >= 0 )
            Vref[0] = Vref[1] + k_step;
        else
            Vref[0] = Vref[1] - k_step;
    else
        if(Delta_V <= 0 )
            Vref[0] = Vref[1] + k_step;
        else
            Vref[0] = Vref[1] - k_step;
}

y1 = Vref[0]; // Nova tensão de referência
```

A figura 5.17 apresenta a simulação deste sistema. Pode-se ver, claramente, que o algoritmo rastreia a máxima potência elétrica disponível no módulo através do fornecimento da tensão de referência e que o conversor, seguindo esta referência e impondo na tensão v_{pv} real, faz com que o sistema módulo e conversor forneça a potência elétrica máxima disponível, que, neste caso, é de 130 W. A ondulação presente na potência elétrica é proveniente da corrente elétrica de i_{pv} .

A condição inicial do algoritmo pode ser ajustada para a tensão de máxima potência, V_{mp} . Nesta simulação, utilizou-se $v_{pv} = 10V$ de forma a comprovar a eficácia do algoritmo em seguir a máxima potência, mesmo porque em situações reais o ponto de trabalho pode ser qualquer um. Assim, o rastreamento do MPP deve ser independente da condição inicial do algoritmo. Vale notar que o tempo que o conversor necessitou para rastrear a máxima potência foi de apenas 10 ms.

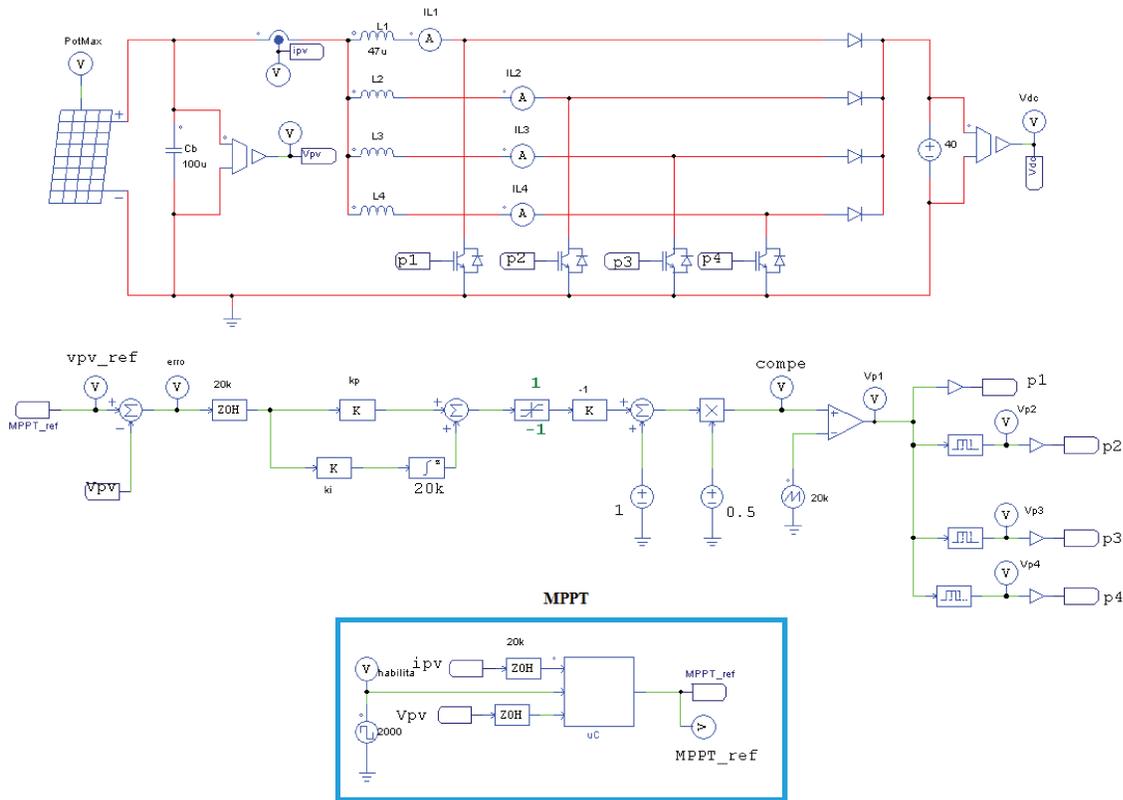


Fig. 5.16: Diagrama da simulação do algoritmo de MPPT realizada no PSIM.

5.5 Conclusão

Este capítulo apresentou o conversor CC-CC utilizado, realizando a sua modelagem de pequenos sinais utilizando o modelo linear do módulo fotovoltaico e a análise CC do conversor.

Para o sistema em malha fechada, projetou-se o compensador PI e apresentou-se todos os diagramas de simulação usando o aplicativo computacional PSIM.

Por fim, simulou-se o algoritmo de MPPT operando juntamente com o conversor para realizar o rastreamento do ponto de máxima potência do módulo fotovoltaico.

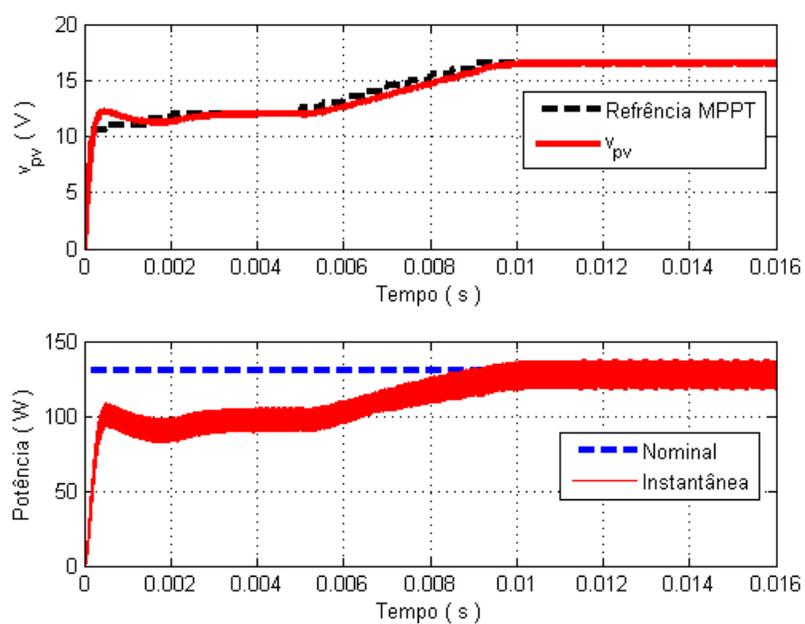


Fig. 5.17: Resposta de simulação do algoritmo de MPPT gerando a referência e o conversor a seguindo.

Capítulo 6

Projeto do estágio CC-CA

6.1 Introdução

Conforme já exposto no capítulo 4, o estágio CC-CA do microinversor é baseado na topologia apresentada na figura 6.1. Trata-se de um conversor em ponte H completa (*full-bridge*) com transformador de alta frequência (HFT) na saída e filtro RC para atenuação de interferências eletromagnéticas.

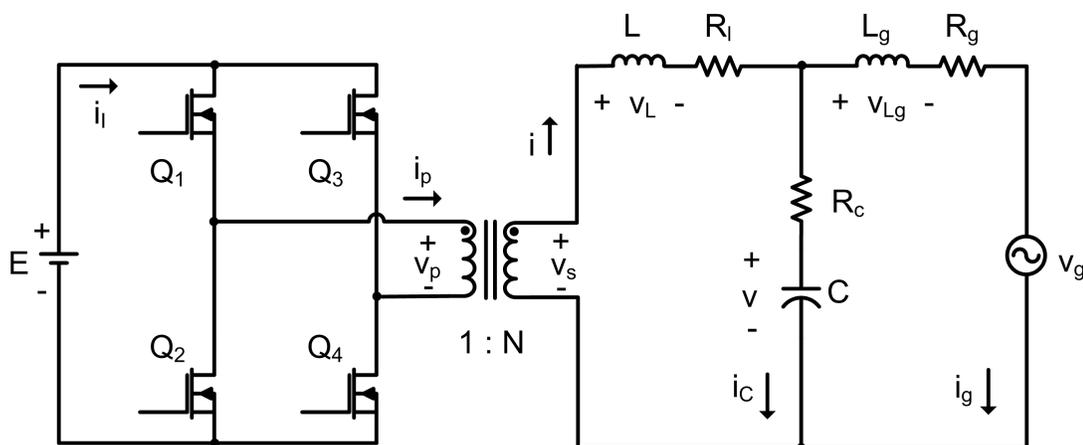


Fig. 6.1: Topologia do estágio CC-CA.

Considera-se, para o projeto deste estágio, que a fonte de tensão na entrada do conversor CC-CA é constante com valor E e fornece a corrente elétrica i_I . As chaves

Q_1 a Q_4 formam a ponte H, i_p é a corrente elétrica no primário do transformador, i é a corrente elétrica em seu secundário e que atravessa o indutor L , que está sob a tensão v_L . As tensões v_p e v_s correspondem, respectivamente, ao primário e ao secundário do transformador, que possui relação de transformação $1 : N$, enquanto a tensão no capacitor é v , que é percorrido pela corrente elétrica i_C . A rede elétrica é representada pela fonte de tensão senoidal ideal v_g e pela indutância L_g , que está sob a tensão v_{Lg} . A corrente elétrica injetada na rede elétrica é i_g e o filtro RC é formado por C e R_c . R_l é a resistência elétrica do indutor de indutância L e R_g é a resistência elétrica do indutor de indutância L_g .

6.2 Princípios de funcionamento

Esta topologia atua como um inversor fonte de corrente elétrica conectado à rede elétrica. As chaves eletrônicas de potência são chaveadas de forma que no secundário do transformador apareça uma tensão com forma de onda quadrada, ora positiva, ora negativa, amplificada pela relação de transformação N . Esta tensão é modulada pelo sistema de controle, de forma que a corrente elétrica injetada na rede siga uma referência desejada.

A referência de tensão é a própria tensão da rede elétrica, escalonada apropriadamente de forma que a potência elétrica de saída do conversor seja adequada à fornecido pelo módulo fotovoltaico. Assim, a corrente elétrica que atravessa o indutor L será senoidal e em fase com a tensão da rede elétrica, porém com conteúdo harmônico proveniente do chaveamento. O filtro passa baixas de primeira ordem, formado por R_c e por C , reduz este conteúdo harmônico para níveis aceitáveis, apresentados na seção 3.6.

6.3 Parâmetros do circuito

Esta seção apresenta os valores dos parâmetros e componentes do conversor CC-CA. A potência elétrica nominal é de 240 W. Assume-se que a tensão de entrada é de 40 V, cuja oscilação de pequeno módulo em torno deste valor não deve atrapalhar o funcionamento geral do conversor.

A tensão eficaz da rede é de 127 V, 60 Hz. Os parâmetros L_g e R_g , utilizados na simulação, são baseados em uma impedância de rede no valor de $0,2 + j0,037 \Omega$, correspondente a uma tomada residencial comum [84], o que resulta em $L_g = 100\mu H$ e $R_g = 0,2\Omega$.

6.3.1 Transformador

A relação de transformação do HFT é selecionada como $N = 7$, de forma que para uma tensão de entrada de 40 V, a tensão disponível na saída do transformador será, em módulo, de 280 V, o suficiente para produzir uma tensão eficaz de 127 V em 60 Hz, sem utilizar um ciclo de trabalho com valor alto. Isto é importante, pois quanto mais o conversor trabalhar com seu ciclo de trabalho em valor médio, menores serão as perdas por chaveamento.

Dessa forma, os parâmetros iniciais do transformador são: potência elétrica nominal de 240 W e relação de transformação de 7.

6.3.2 Indutor

Utilizou-se um indutor de 4mH, que por simulação filtrou a corrente elétrica de saída de forma satisfatória.

6.3.3 Filtro de saída

O filtro de saída é do tipo passa-baixas RC série, formado por R_c e C . Ele atenua os sinais de alta frequência provenientes do chaveamento, diminuindo a interferência eletromagnética.

O projeto do filtro de saída é crítico para o funcionamento do controle da corrente elétrica do conversor. A sua frequência de corte, dada por (6.1), deve ser posicionada em uma frequência maior do que a largura de banda do controle, de forma que o filtro não interfira no projeto do compensador e em uma frequência menor do que a de chaveamento, atenuando os ruídos provenientes deste chaveamento.

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_c C} \quad (6.1)$$

Como a largura da banda é de 1/10 da frequência de chaveamento, como será exposto na seção 6.5.3, escolheu-se posicionar o filtro de saída na frequência de 3,2 kHz.

Escolheu-se, primeiramente, o valor da capacitância C de acordo com a disponibilidade comercial para capacitores de filmes, que foi de $10\mu F$. Assim, de acordo com (6.1), o valor do resistor R_c é 5Ω .

6.3.4 Resumo

A tabela 6.1 apresenta o resumo dos parâmetros de projeto do conversor CC-CA utilizados em todas as simulações, cálculos e implementações deste trabalho.

6.4 Modelagem de pequenos sinais

Esta seção apresenta a modelagem de pequenos sinais do conversor CC-CA. Utiliza-se o método de variáveis médias [80, 81, 82, 83] para obter a função de transferência, que descreve o comportamento da corrente elétrica de saída do conversor em função da

Tab. 6.1: Parâmetros de projeto do conversor CC-CA.

Parâmetro	Descrição	Valor
E	Tensão de entrada	40 V
N	Relação de transformação do HFT	7
L	Indutância do filtro	4 mH
R_l	Resistência da indutância L	0,2 Ω
C	Capacitância do filtro	10 μF
R_c	Resistência série equivalente de C	5 Ω
L_g	Indutância da rede elétrica	100 μH
R_g	Resistência da rede elétrica	0,2 Ω
v_g	Tensão da rede	127 V, 60 Hz
P_o	Potência elétrica nominal	240 W
FP	Fator de potência na saída	1
f_s	Frequência de chaveamento	20 kHz

variável de controle, que é o ciclo de trabalho (d) das chaves de potência.

6.4.1 Equacionamento básico

Para a modelagem do estágio conversor, considera-se que todas as chaves e o transformador são ideais. Considera-se, também, que a frequência de chaveamento é muito maior do que a frequência da rede elétrica, de forma que, durante um período de chaveamento em regime estacionário, a tensão nos indutores e a corrente elétrica nos capacitores são constantes. Considera-se, também, que não há perda de potência na conversão, ou seja, a eficiência é unitária.

As chaves Q_1 e Q_2 são complementares entre si, assim como as chaves Q_3 e Q_4 . Elas permitem três estados possíveis de chaveamento: $U = (1, 0, -1)$. O estado $U = 1$ ocorre quando Q_1 e Q_4 estão fechadas; $U = -1$ ocorre quando Q_3 e Q_2 estão fechadas; e $U = 0$ ocorre quando todas as chaves estão abertas. Neste trabalho, usar-se-á somente os estados $U = (1, -1)$, devido à facilidade de implementação da lei de controle e da análise simplificada do conversor [85].

A tensão no secundário do transformador é dada pela equação (6.2) e representada

na figura 6.2.

$$v_s = N.E.U \quad (6.2)$$

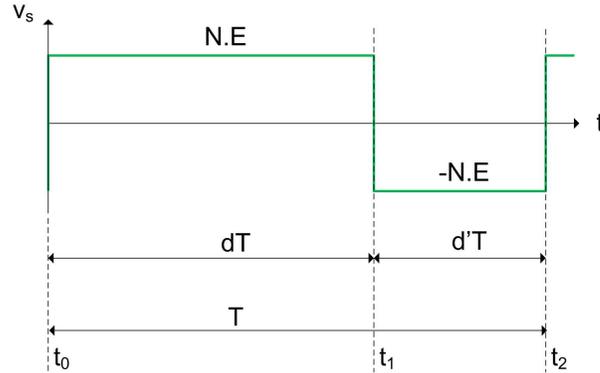


Fig. 6.2: Forma de onda da tensão no secundário do transformador.

As variáveis de estado do sistema são: i , i_g e v . Escrevendo-se as equações do circuito em termos destas variáveis tem-se:

- Para a malha do indutor L :

$$NEU - R_l i - L \frac{di}{dt} = v + R_c C \frac{dv}{dt} \quad (6.3)$$

- Para a malha do indutor L_g :

$$v_g + L_g \frac{di_g}{dt} + R_g i_g = v + R_c C \frac{dv}{dt} \quad (6.4)$$

- Para o nó entre R_l , L_g e R_c :

$$C \frac{dv}{dt} = i - i_g \quad (6.5)$$

Colocando as equações (6.3), (6.4) e (6.5) na forma matricial e após manipulações,

tem-se o modelo de espaço de estados do conversor referido ao secundário do transformador:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i \\ i_g \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c + R_l}{L} & \frac{R_c}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{R_c}{L_g} & -\frac{R_c + R_g}{L_g} & -\frac{1}{L_g} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ i_g \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{NE}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U \quad (6.6)$$

Durante um período de chaveamento a tensão média no secundário do transformador é:

$$v_s = NE.d - NE.d'$$

$$v_s = NE.(2d - 1) \quad (6.7)$$

6.4.2 Equações de estado médias

Escrevendo-se as equações do sistema em variáveis médias, elimina-se as componentes de alta frequência e conserva-se apenas o comportamento natural de baixa frequência do sistema.

Assim, as equações (6.3), (6.4) e (6.5) são reescritas na forma de equações de estado médias:

$$NE(2d - 1) - R_l \bar{i} - L \frac{d\bar{i}}{dt} = \bar{v} + R_c C \frac{d\bar{v}}{dt} \quad (6.8)$$

$$\bar{v}_g + L_g \frac{d\bar{i}_g}{dt} + R_g \bar{i}_g = \bar{v} + R_c C \frac{d\bar{v}}{dt} \quad (6.9)$$

$$C \frac{d\bar{v}}{dt} = \bar{i} - \bar{i}_g \quad (6.10)$$

As variáveis de pequenos sinais, necessárias nesta modelagem, são introduzidas de acordo com a definição 6.11:

$$\begin{cases} \bar{i} = I + \hat{i} \\ \bar{i}_g = I_g + \hat{i}_g \\ \bar{v} = V + \hat{v} \\ \bar{d} = D + \hat{d} \end{cases} \quad (6.11)$$

onde a notação em maiúsculo (I, I_g, V e D) representa o valor em regime permanente (CC) da variável e a notação com acento circunflexo ($\hat{i}, \hat{i}_g, \hat{v}$ e \hat{d}) representa o componente de pequenos sinais (CA).

Aplicando a definição 6.11 e a transformada de Laplace nas equações (6.8), (6.9) e (6.10), obtêm-se, respectivamente, as equações abaixo. Os termos constantes são desprezados, bem como os valores de pequenos sinais da tensão da rede (\hat{v}_g).

Para a equação (6.8):

$$NE(2\hat{d} + 2D - 1) - R_l I - R_l \hat{i} - V - \hat{v} - sR_c C \hat{v} = sL \hat{i}$$

$$2NE\hat{d} - R_l \hat{i} - \hat{v} - sR_c C \hat{v} = sL \hat{i}$$

$$(sL + R_l) \hat{i} = \hat{d}(2NE) - \hat{v}(sR_c C + 1) \quad (6.12)$$

Para a equação (6.9):

$$V_g + \hat{v}_g + sL_g \hat{i}_g + R_g I_g + R_g \hat{i}_g = V + \hat{v} + sR_c C \hat{v}$$

$$\hat{i}_g (sL_g + R_g) = \hat{v} (1 + sR_c C) \quad (6.13)$$

Para a equação (6.10):

$$sC (V + \hat{v}) = I + \hat{i} - I_g - \hat{i}_g$$

$$\hat{i} = sC \hat{v} + \hat{i}_g \quad (6.14)$$

Substituindo-se as equações (6.13) e (6.14) na equação (6.12), obtêm-se:

$$(sL + R_l) \left[\hat{i}_g + sC \hat{i}_g \frac{sL_g + R_g}{1 + sR_c C} \right] = \hat{d} 2NE - \hat{i}_g \frac{sL_g + R_g}{1 + sR_c C} (1 + sR_c C)$$

$$\hat{i}_g \left\{ \frac{(sL + R_l) [1 + sC (R_c + R_g) + s^2 CL_g] + (sL_g + R_g) (1 + sR_c C)}{1 + sR_c C} \right\} = \hat{d} 2NE$$

$$\begin{aligned} \hat{i}_g \left\{ s^3 (LL_g C) + s^2 (R_c LC + R_g LC + R_l L_g C + R_c L_g C) + R_g + R_l + \right. \\ \left. + s (L + R_g R_l C + L_g + R_c R_l C + R_g R_c C) \right\} = \hat{d} 2NE (1 + sR_c C) \end{aligned} \quad (6.15)$$

Por fim, reescrevendo a equação (6.15), a função de transferência para pequenos sinais entre a corrente elétrica de saída e o ciclo de trabalho do conversor CC-CA é dada em (6.16), onde os índices a_0 a a_4 são apresentados em (6.17).

$$G_{i_g d}(s) = \frac{\hat{i}_g}{\hat{d}} = 2NE \frac{sR_c C + 1}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (6.16)$$

$$\begin{cases} a_3 = LL_gC \\ a_2 = C [L (R_c + R_g) + L_g (R_l + R_c)] \\ a_1 = R_l C (R_g + R_c) + R_g R_c C + L + L_g \\ a_0 = R_g + R_l \end{cases} \quad (6.17)$$

6.4.3 Análise em malha aberta

Para os parâmetros da tabela 6.1, a função de transferência para pequenos sinais entre a corrente elétrica de saída e o ciclo de trabalho (6.16) é calculada e apresentada em (6.18).

$$G_{i_{gd}}(s) = \frac{\hat{i}_g}{\hat{d}} = \frac{7 \cdot 10^9 (s + 2 \cdot 10^4)}{(s + 97,6) (s^2 + 5,32 \cdot 10^4 \cdot s + 1 \cdot 10^9)} \quad (6.18)$$

Com a função de transferência para pequenos sinais é possível realizar várias análises do conversor e projetar o sistema de controle, responsável por construir uma corrente elétrica de saída na forma desejada. Entretanto, antes de realizar estas análises, é necessário validar o modelo encontrado para o conversor.

Para isso, utilizou-se uma simulação circuital com o software PSIM, através da ferramenta de varredura em frequência. A figura 6.3 apresenta o diagrama desta simulação. A fonte V_{sweep} introduz perturbações de pequena amplitude dentro de uma faixa de frequências no ciclo de trabalho. Para cada perturbação introduzida, a simulação mede a corrente elétrica de saída, sendo possível estabelecer a resposta em frequência.

O modulador PWM foi construído de forma que o sinal de referência que o alimenta deve estar entre -1 e 1, o que dá uma janela de 2. Como a tensão no secundário do transformador é dada pela equação (6.7), o modulador produzirá tensão positiva para sinais de referência positivos e tensões negativas para sinais de referência negativos.

Além disso, pelo diagrama da figura 6.3, uma variação x no sinal D_{ref} provoca uma variação $x/2$ no ciclo de trabalho do conversor. Assim, é necessário uma correção na

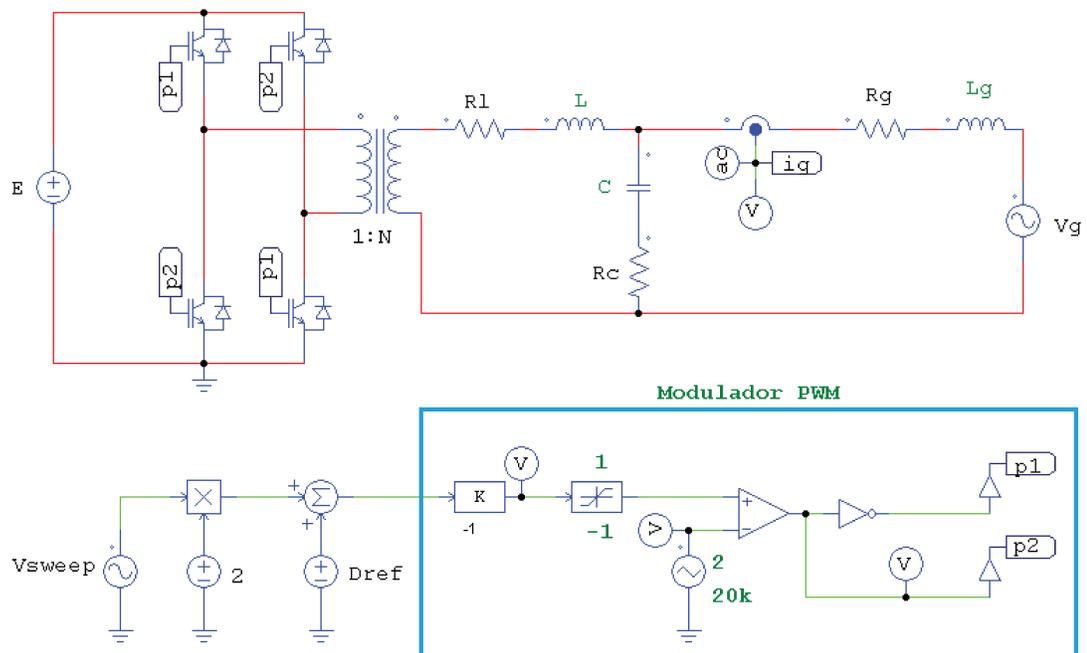


Fig. 6.3: Diagrama utilizado na simulação do conversor para traçar a resposta em frequência.

fonte V_{sweep} através do fator multiplicativo de 2 .

A figura 6.4 apresenta a resposta em frequência em malha aberta do conversor, obtida pela simulação e pelo diagrama de Bode do modelo da equação (6.18), na faixa de frequência entre 10 Hz e 10 kHz. Percebe-se que a modelagem representa fielmente o circuito do conversor. A figura 6.5 apresenta o local das raízes e a figura 6.6 os ganhos de fase e de margem do sistema em malha aberta.

Pelo critério da margem de fase e do posicionamento da frequência de cruzamento [86], percebe-se que trata-se de um sistema estável em malha aberta.

6.5 Sistema de controle

O sistema de controle deve produzir uma corrente elétrica de saída do conversor que esteja em fase com a tensão da rede elétrica, fornecendo uma potência elétrica

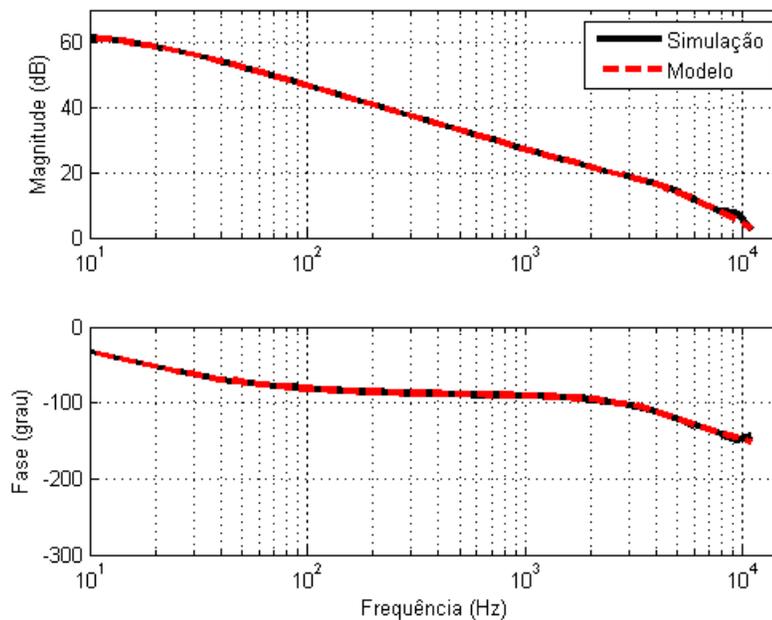


Fig. 6.4: Resposta em frequência do circuito em malha aberta.

compatível com a da entrada do conversor. A figura 6.7 apresenta o diagrama de blocos do sistema de controle a ser projetado, onde i_{ref} é a corrente elétrica de referência, ou seja, o valor de pico da corrente elétrica a ser produzida pelo conversor; C é controlador a ser projetado; G_{id} é a função de transferência do conversor - equação (6.18); e H_i é o ganho do sensor da corrente elétrica de saída.

Existem, na literatura, muitos tipos de controladores para realizar o controle da corrente elétrica de saída de conversores conectados à rede elétrica, entre eles: controladores histerese, lineares, *fuzzy* e redes neurais (dentre estes, os controladores lineares (PID) são os mais simples de implementar e atendem o requisito de controle, motivo pelo qual são os mais utilizados na indústria).

Um controlador linear do tipo proporcional e integral (PI), possui ganho infinito apenas na frequência zero e ganho finito nas demais frequências, o que permite obter erro nulo de regime apenas em variáveis contínuas [6]. Isto significa que o controle de variáveis estacionárias alternadas com este tipo de controlador sempre apresentará erro

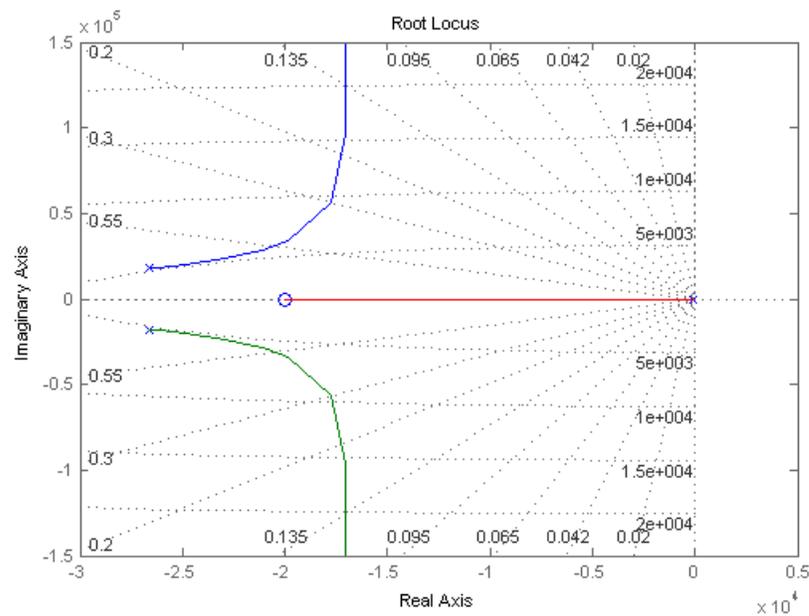


Fig. 6.5: Local das raízes em malha aberta.

de regime, independentemente do ajuste dos parâmetros do controlador.

Além disso, valores contínuos presentes na medida da corrente elétrica de saída devido à imprecisões dos sensores e dos circuitos de condicionamento de sinais, podem saturar o integrador do compensador, deteriorando o desempenho do conversor. Apesar de ser possível remover significativamente a componente contínua das medidas através de filtros, o controle utilizando PI atuando sobre variáveis estacionárias é muito sensível à saturação do integrador.

6.5.1 Controlador proporcional ressonante (P+Res)

Uma alternativa para eliminar os problemas acima mencionados é a utilização de um controlador estacionário com a mesma característica de controladores síncronos, porém sem mudança de variáveis. Isto permite a utilização deste controlador em sistemas monofásicos, onde não haveria possibilidade de mudança de sistema de coordenadas.

O controlador estacionário equivalente ao PI é o proporcional ressonante (P+RES), que proporciona erro de regime nulo em sistemas alternados em coordenadas abc ou $\alpha\beta$,

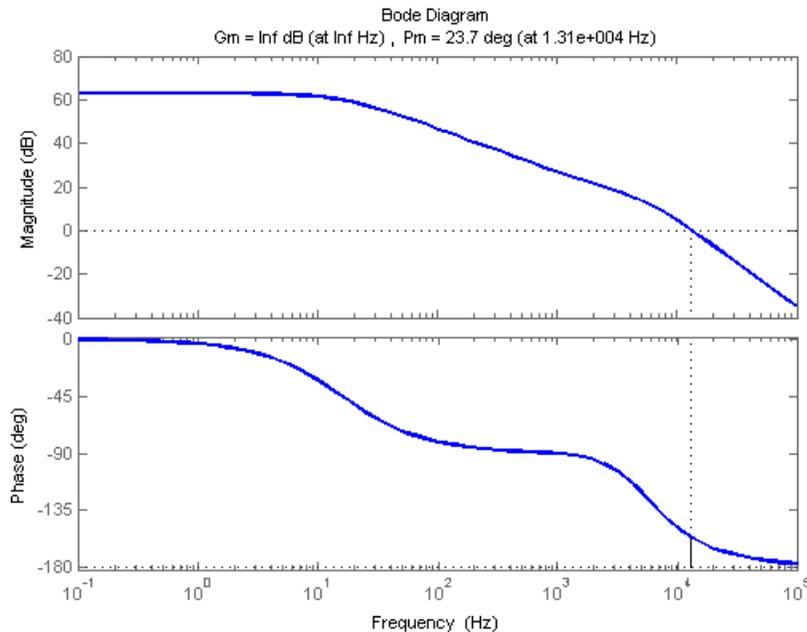


Fig. 6.6: Margens de fase e de ganho em malha aberta.

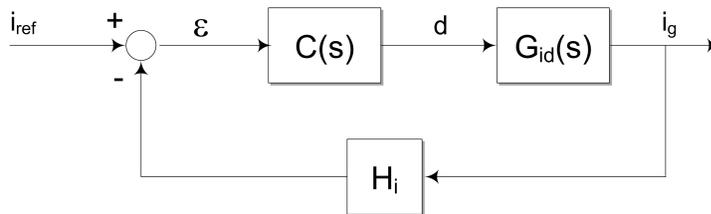


Fig. 6.7: Diagrama de blocos do controle da corrente elétrica de saída do conversor.

o que permite a utilização tanto em sistemas trifásicos, quanto monofásicos. O compensador P+RES atuando em sistemas de variáveis estacionárias, apresenta a mesma resposta em frequência do compensador PI atuando em sistemas de variáveis síncronas [87].

O compensador P+RES tem função de transferência dada por (6.19) e em sua forma aproximada por (6.20) [87], onde k_p é o ganho proporcional, k_i é o ganho integral, ω_c regula a largura da faixa de passagem na ressonância e ω_0 é a frequência angular de ressonância, que, neste trabalho, deve ser igual à da rede. Neste trabalho, estas equações

referem-se aos compensadores do tipo 1 e do tipo 2, respectivamente.

$$C(s) = k_p + \frac{2k_i s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (6.19)$$

$$C(s) = k_p + \frac{2k_i \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (6.20)$$

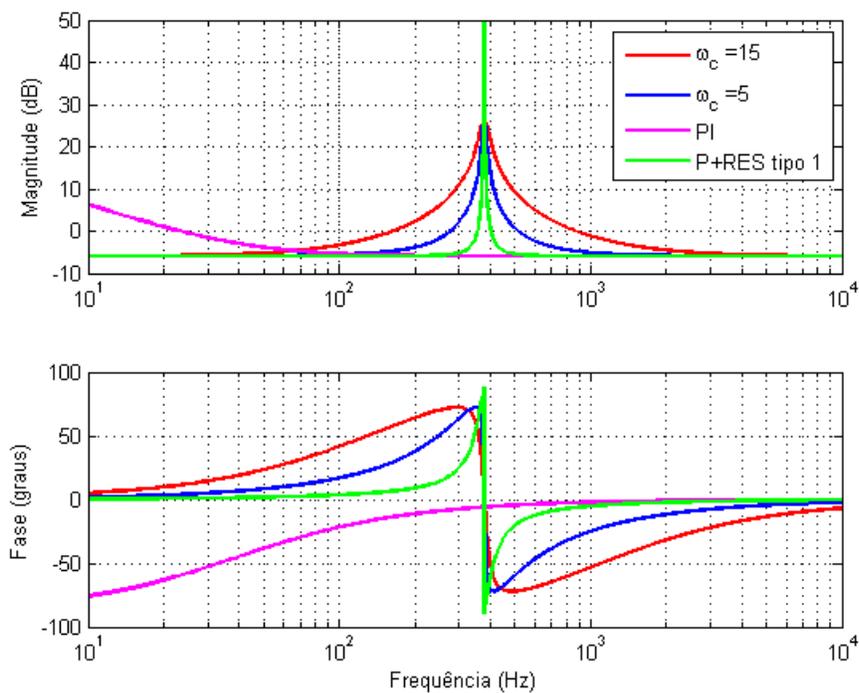


Fig. 6.8: Respostas em frequência do compensador P+RES tipo 2 com diferentes valores de ω_c , do compensador PI e do compensador P+RES tipo 1.

A figura 6.8 apresenta a resposta em frequência destes compensadores, comparando-os com o compensador PI com os mesmos ganhos k_p e k_i .

Primeiramente, o compensador P+RES coincide com o compensador PI para as altas frequências. Além disso, nota-se que o compensador ressonante comporta-se como um filtro passa-faixa sintonizado na frequência da rede, o que lhe confere uma alta imunidade a ruídos.

Na prática, o compensador do tipo 2 possui largura do pico ressonante maior, pro-

porcionando menor sensibilidade a variações de frequência e maior ganho não somente na frequência de ressonante mas também nas adjacentes.

6.5.2 Discretização do controlador

Para implementar o controlador P+RES em sistemas digitais microcontrolados é necessário realizar a discretização de sua função de transferência, obtendo a equação equivalente no domínio discreto em função de z . A seguir será tratada a discretização utilizando a técnica de *zero-order holder* (ZOH) e o método de Tustin.

- **Compensador do tipo 2 - ZOH**

A equação (6.20) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$C(s) = \frac{y(s)}{e(s)} = \frac{k_p s^2 + 2\omega_c(k_p + k_i)s + k_p \omega_0^2}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (6.21)$$

onde $e(s)$ representa o sinal que entra no controlador e $y(s)$ a saída do controlador. Realizando a multiplicação em cruz e aplicando a transformada inversa de Laplace, ou seja, $s^2 y(s) = \ddot{y}(s)$, tem-se:

$$k_p \ddot{e}(s) + 2\omega_c(k_p + k_i)\dot{e}(s) + k_p \omega_0^2 e(s) = \ddot{y}(s) + 2\omega_c \dot{y}(s) + \omega_0^2 y(s) \quad (6.22)$$

Levando a equação (6.22) para o domínio discreto, com k sendo uma determinada amostra, tem-se:

$$k_p \ddot{e}[k] + 2\omega_c(k_p + k_i)\dot{e}[k] + k_p \omega_0^2 e[k] = \ddot{y}[k] + 2\omega_c \dot{y}[k] + \omega_0^2 y[k] \quad (6.23)$$

Aplicando a técnica de discretização *Zero-order hold*, tem-se a aproximação geral dada em (6.24), onde $T_s = 1/f_s$ é o tempo de amostragem e neste trabalho coincide com o período de chaveamento ($50 \mu s$) do conversor CC-CA. As notações $[k - 1]$ e $[k - 2]$

representam, respectivamente, a primeira e a segunda amostras passadas.

$$\begin{cases} \dot{x}[k] = \frac{x[k] - x[k-1]}{T_s} \\ \ddot{x}[k] = \frac{x[k] - 2x[k-1] + x[k-2]}{T_s^2} \end{cases} \quad (6.24)$$

Aplicando a definição (6.24) na equação (6.23), tem-se a função de transferência discreta do compensador P+RES tipo 2, dada por (6.25).

$$C(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (6.25)$$

onde

$$\begin{cases} a_0 = 1 \\ a_1 = -2 - 2T_s \omega_c \\ a_2 = 1 + 2T_s \omega_c + T_s^2 \omega_0^2 \\ b_0 = k_p \\ b_1 = -2k_p + 2T_s \omega_c (k_p + k_i) \\ b_2 = 2T_s \omega_c (k_p + k_i) + k_p (T_s^2 \omega_0^2 + 1) \end{cases} \quad (6.26)$$

- **Compensador do tipo 1 - (ZOH)**

Da mesma forma que feito no ítem anterior, a equação (6.19) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$C(s) = \frac{y(s)}{e(s)} = \frac{k_p s^2 + 2k_i s + k_p \omega_0^2}{s^2 + \omega_0^2} \quad (6.27)$$

Aplicando a transformada inversa de Laplace e levando para o domínio discreto, tem-se

$$k_p \ddot{e}[k] + 2k_i \dot{e}[k] + k_p \omega_0^2 e[k] = \ddot{y}[k] + 2\omega_0^2 y[k] \quad (6.28)$$

Aplicando a definição (6.24) na equação (6.28), tem-se os índices da função de transferência discreta do compensador P+RES do tipo 1:

$$\begin{cases} a_0 = 1 \\ a_1 = -2 \\ a_2 = 1 + \omega_0^2 T_s^2 \\ b_0 = k_p \\ b_1 = -2k_p - 2T_s k_i \\ b_2 = k_p + 2T_s k_i + T_s^2 k_p \omega_0^2 \end{cases} \quad (6.29)$$

A figura 6.9 apresenta uma comparação entre a resposta em frequência do compensador P+RES do tipo 2 discretizado e o respectivo compensador contínuo. Observa-se que ambas as respostas são equivalentes, exceto nas frequências próximas à frequência de amostragem e a partir desta. Isto se deve ao processo de discretização utilizando um período de amostragem finito.

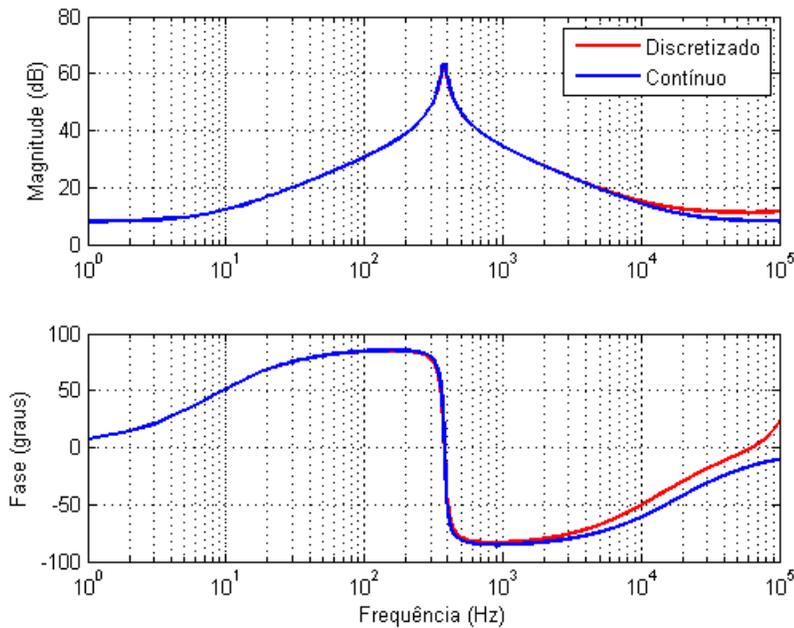


Fig. 6.9: Comparação das respostas em frequência dos compensadores P+RES tipo 2 discretizado pelo método ZOH e contínuo.

- **Compensador do tipo 1 - (Tustin)**

A transformação de Tustin ou transformação bilinear é realizada de acordo com a equação

$$C(z) = C(s) \Big|_{s = \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1}} \quad (6.30)$$

Aplicando a definição (6.30) na equação (6.27), tem-se os índices da função de transferência discreta do compensador P+RES do tipo 1 pelo método de Tustin:

$$\left\{ \begin{array}{l} a_0 = 1 \\ a_1 = 2 - 16/(T_s^2 \omega_0^2 + 4) \\ a_2 = 1 \\ b_0 = k_p + (4T_s k_i)/(T_s^2 \omega_0^2 + 4) \\ b_1 = 2k_p - (16k_p)/(T_s^2 \omega_0^2 + 4) \\ b_2 = k_p - (4T_s k_i)/(T_s^2 \omega_0^2 + 4) \end{array} \right. \quad (6.31)$$

A figura 6.10 apresenta a comparação para o compensadores do tipo 1 discretizados pelos métodos ZOH e Tustin e para o compensador contínuo.

- **Implementação**

O compensador discretizado pode ser interpretado como um filtro digital, cujos coeficientes são obtidos a partir da função de transferência discretizada do sistema. A equação a diferenças do filtro digital que implementa o compensador P+RES é dada, na forma direta transposta IIR (*Infinite Impulse Response*), por

$$y[k] = b_0 e[k] + b_1 e[k-1] + b_2 e[k-2] - a_1 y[k-1] - a_2 y[k-2] \quad (6.32)$$

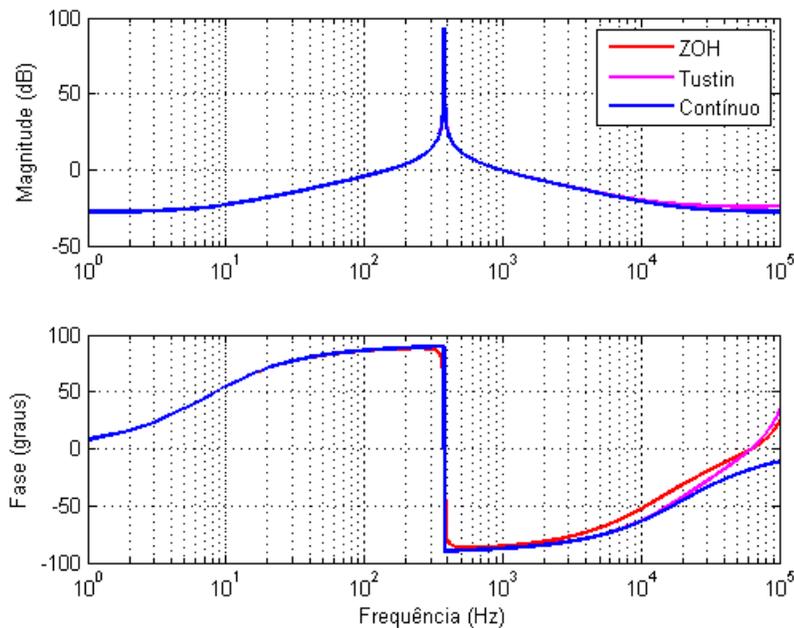


Fig. 6.10: Comparação das respostas em frequência dos compensadores P+RES tipo 1 discretizado e contínuo.

6.5.3 Projeto do controlador

O projeto do compensador P+RES deve fornecer os ganhos k_p e k_i , e no caso do compensador tipo 2 a frequência ω_c . Os dois ganhos podem ser obtidos através do projeto de um controlador PI convencional, dada à equivalência já citada entre o PI e P+RES. A frequência ω_c pode ser escolhida convenientemente de forma que a banda de passagem da ressonância não seja aberta demais, de forma a aceitar muitos ruídos, ou fechada demais, de forma que não realize o controle desejado.

Neste trabalho utiliza-se o compensador P+RES do tipo 1 discretizado pelo método de Tustin, cujos resultados de simulação atingiram bem os critérios de projeto. O ganho do sensor da corrente elétrica de saída é $H_i = 1$.

Para o projeto de um compensador linear do tipo PI consideram-se os critérios de estabilidade clássicos no domínio da frequência [6]. Os utilizados neste trabalho são:

- Frequência de cruzamento

A frequência de cruzamento (*crossover*) é a frequência na qual o ganho de malha aberta do sistema é unitário. Para pequenos sinais ela é igual à largura de banda do sistema em malha fechada. O critério de estabilidade do sistema é posicionar a frequência de cruzamento a um décimo da frequência de chaveamento do conversor [83].

- Margem de fase

A diferença entre o deslocamento de fase na frequência de cruzamento e o deslocamento de 180° é a margem de fase de um sistema, cujo critério de estabilidade é que ela deve ser inferior a 180° . Isto é válido para sistemas que apresentam cruzamento único pelo zero no diagrama de Bode em malha aberta.

- Margem de ganho

O sistema deve possuir ganho reduzido nas altas frequências, impedindo que ruídos provenientes do chaveamento sejam propagados para a saída do sistema.

O projeto se iniciou definindo um compensador PI qualquer, por exemplo, $k_p = 0,01$ e $k_i = 10^4$. A função de transferência que representa este compensador é dada por (6.33).

$$C_1 = \frac{0,01s + 10^4}{s} \quad (6.33)$$

Através da ferramenta SISOTOOL do Matlab pôde-se visualizar a situação do sistema caso este compensador fôsse utilizado, conforme mostra a figura 6.11. Claramente trata-se de um sistema instável, com margem de fase igual a $-37,3^\circ$ e largura de banda de 6 kHz.

Movimentou-se o zero do compensador PI de forma a se obter o sistema da figura 6.12. O sistema ficou estável com margem de fase igual a $46,8^\circ$ e largura de banda

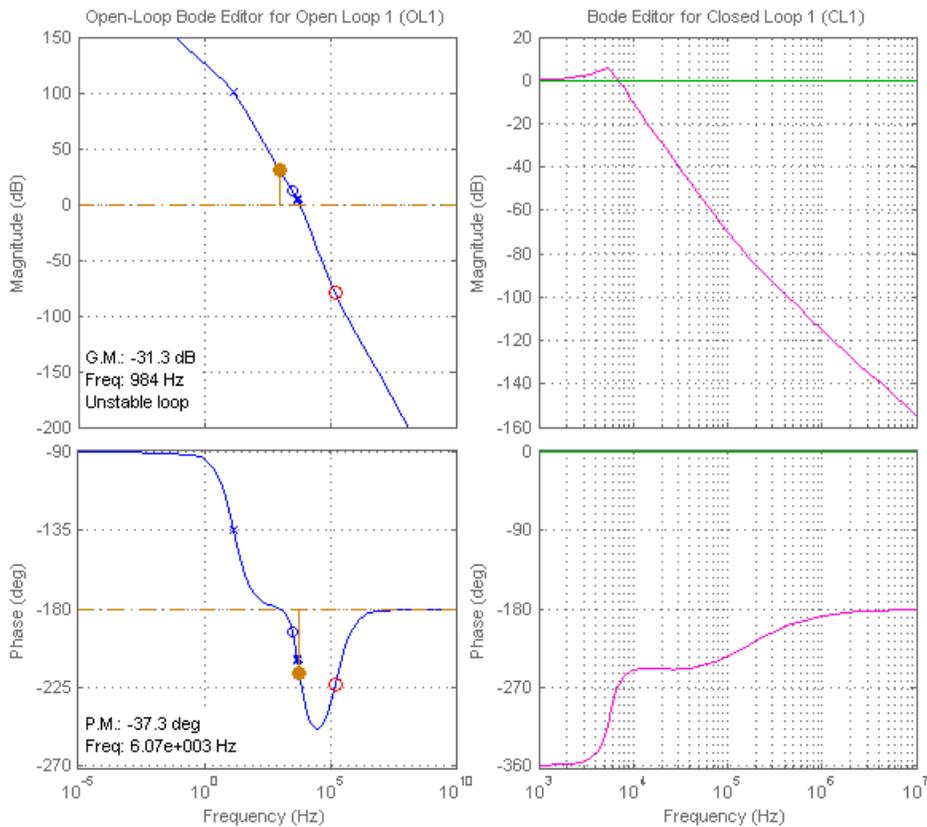


Fig. 6.11: Ferramenta SISOTOOL do Matlab. Primeira iteração para projeto do compensador.

igual a 2 kHz, ou seja, 1/10 da frequência de chaveamento. Estes valores atingem os requisitos de estabilidade expostos no início da seção 6.5.3.

O compensador obtido é o apresentado na equação (6.34). Os parâmetros são $k_p = 0,06623$ e $k_i = 657,1$.

$$C_2 = \frac{0,06623 \cdot s + 657,1}{s} \quad (6.34)$$

Introduziram-se estes ganhos na equação (6.27), obtendo-se a função de transferência

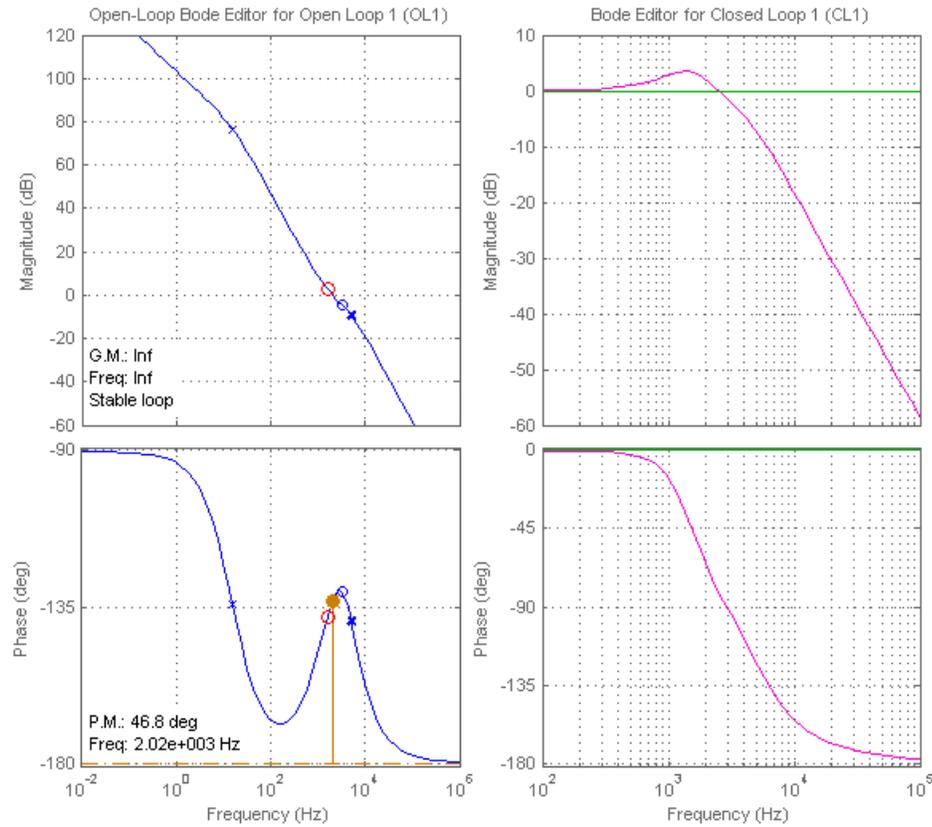


Fig. 6.12: Ferramenta SISOTOOL do Matlab. Segunda iteração para projeto do compensador.

do compensador P+RES:

$$C = \frac{0,06623 \cdot s^2 + 1314 \cdot s + 9413}{s^2 + 1,421 \cdot 10^5} \quad (6.35)$$

6.5.4 Análise em malha fechada

Finalmente, com os ganhos k_p e k_i e o compensador P+RES discretizado conforme exposto na seção 6.5.2 e mostrado na expressão (6.35) pode-se implementar a simulação de malha fechada do conversor. A figura 6.13 apresenta o diagrama utilizado na simulação através do software PSIM.

A referência para a corrente elétrica de saída foi o valor de pico nominal de 2,67A.

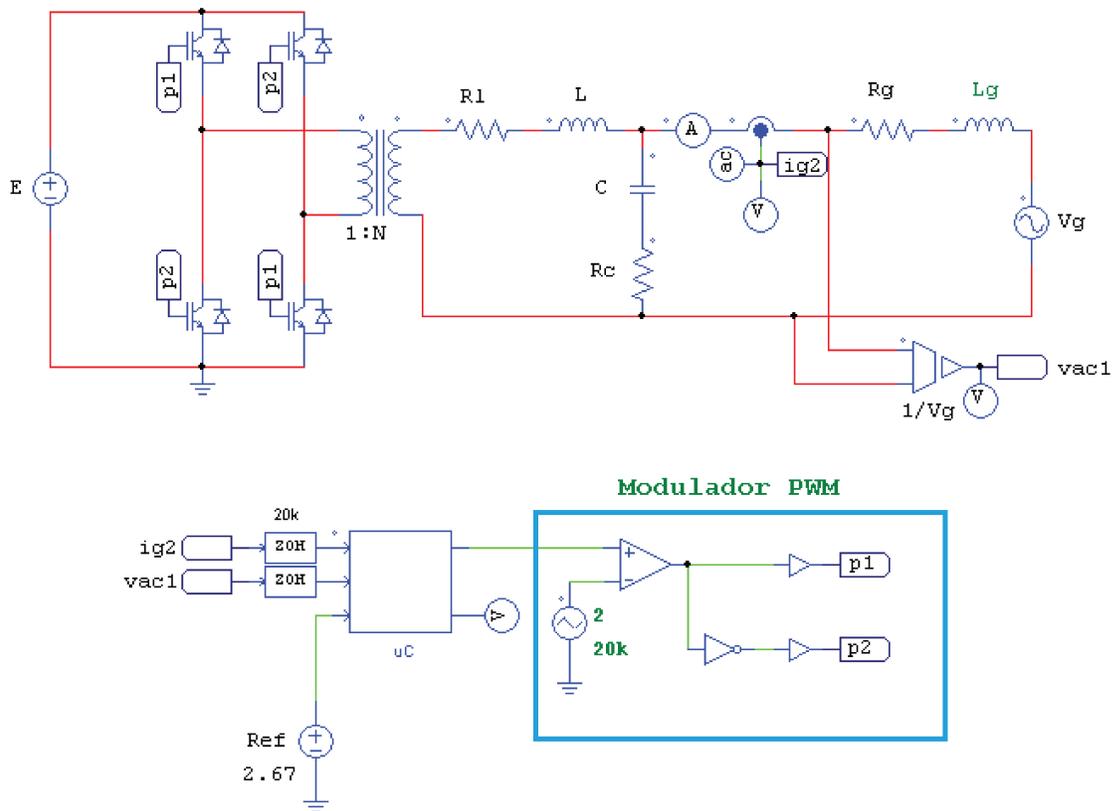


Fig. 6.13: Diagrama utilizado na simulação do conversor em malha fechada.

O bloco uC implementa o compensador em linguagem C como se estivesse dentro de um microcontrolador. As entradas para este bloco são a corrente elétrica de saída e a tensão da rede elétrica - provenientes do conversor A/D do microcontrolador - e o valor de referência para o controlador. O código deste bloco é apresentado abaixo.

```
// x1 = sinal de corrente elétrica
// x2 = sinal de tensão que varia entre -1 e 1
// x3 = referência de corrente elétrica

static float e[3], y[3]; // Vetor de entrada e de saída
static float iref, erro; // referência de corrente elétrica, erro

// Filtro
float a[3], b[3] ;
const float kp = 0.06623;
```

```
const float ki = 657.1;
const float w0 = 377;
const float Ts = 5e-5;

a[0] = 1;
a[1] = 2 - 16/(Ts*Ts*w0*w0 + 4);
a[2] = 1;
b[0] = kp + (4*Ts*ki)/(Ts*Ts*w0*w0 + 4);
b[1] = 2*kp - (16*kp)/(Ts*Ts*w0*w0 + 4);
b[2] = kp - (4*Ts*ki)/(Ts*Ts*w0*w0 + 4);

iref = x2*x3;
erro = iref - x1;

// deslocamento do vetor de erros e de saída
e[2] = e[1];
e[1] = e[0];
e[0] = erro;
y[2] = y[1];
y[1] = y[0];

// calcula saída do compensador
y[0] = b[0]*e[0] + b[1]*e[1] + b[2]*e[2] - a[1]*y[1] - a[2]*y[2];
y1 = y[0];

// Saturação
if (y1 > 1) y1 = 1;
if (y1 < -1) y1 = -1;

// Saída do sinal de referência da corrente elétrica
y2 = iref ;
```

O resultado da simulação pode ser visualizado na figura 6.14. A corrente elétrica de saída do conversor segue a referência perfeitamente, levando cerca de 1/4 de ciclo para sincronizar.

A título de comparação, a figura 6.15 apresenta a corrente elétrica de saída obtida com a utilização do compensador PI da equação 6.34. Percebe-se que há um erro de regime que perdura independentemente do número de ciclos passados. Este erro

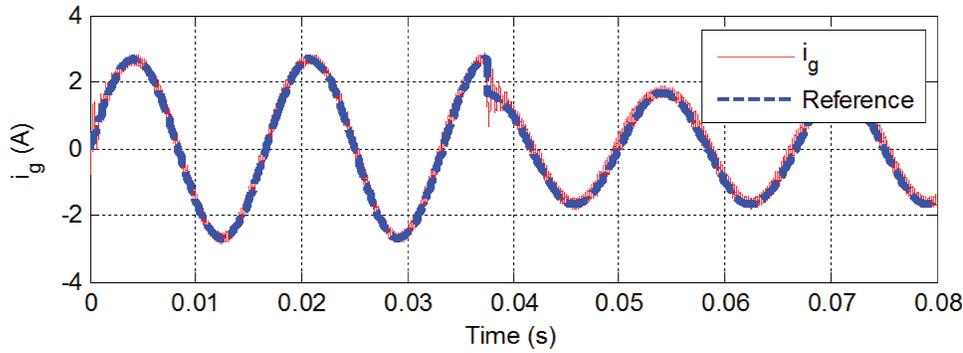


Fig. 6.14: Resposta do conversor em malha fechada.

é inerente ao compensador PI atuando em sistemas CA em variáveis estacionárias, conforme exposto na seção 6.5.1.

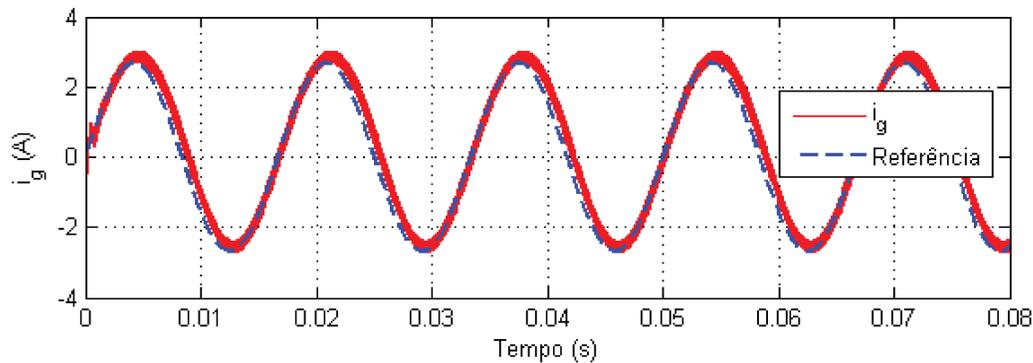


Fig. 6.15: Resposta do conversor em malha fechada com compensador PI.

6.6 Saturação do transformador

Um inconveniente deste sistema de controle é que, para o padrão de chaveamento da figura 6.2, o transformador satura. Este padrão de chaveamento contém um valor médio na tensão que não é nulo durante o período de chaveamento, mas somente durante um período da tensão da rede. Isto se deve ao fato de que o ciclo de trabalho varia senoidalmente, de acordo com a referência do controle.

Esta saturação impede a síntese de uma corrente elétrica senoidal. Uma solução

prática para este problema é a de utilizar um transformador operando na frequência da rede, o que foge do escopo deste trabalho. Uma segunda alternativa é colocar um capacitor em série com o primário do transformador. O efeito disto é a eliminação do valor médio CC em cada período de chaveamento.

O capacitor deve ser projetado de forma que entre em ressonância com a indutância de dispersão do transformador. Uma forma prática de se fazer este projeto é calcular a reatância capacitiva para que, em uma certa frequência acima da frequência da rede e abaixo da frequência de chaveamento, a tensão sobre o capacitor seja 5% da tensão sobre o primário do transformador. Este valor de 5% é uma aproximação pois, para transformadores bem projetados, a indutância de dispersão não deve ser superior a 5% da indutância de magnetização.

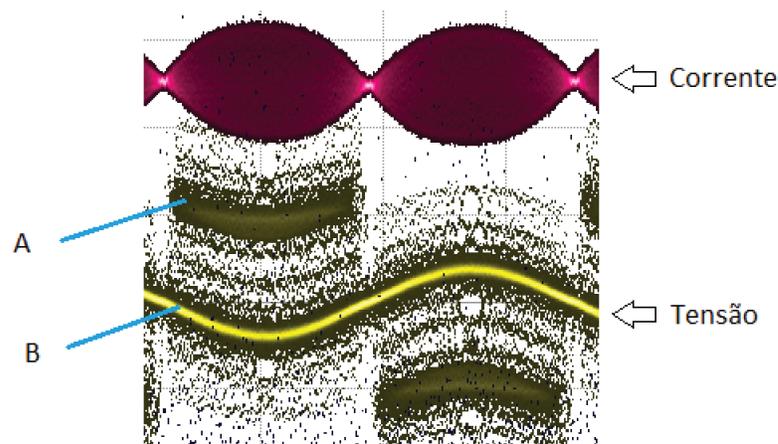


Fig. 6.16: Tensão (200 V/div) e corrente elétrica (2 A/div) no secundário do transformador (5 ms/div horizontal).

A figura 6.16 ilustra a operação do transformador com capacitor em série em seu primário alimentando uma carga puramente resistiva. O controle impresso nesta operação é feito de forma a sintetizar uma senoide na saída do transformador.

Nesta figura pode-se observar o efeito do capacitor, que retira o nível CC em cada período de chaveamento. Isto é notável pelo fato de que, para sintetizar uma senoide,

porção B da onda de tensão, há, em cada semiciclo, a mesma senoide deslocada por um nível CC de sinal contrário ao semiciclo desejado, porção A.

A explicação disto está no fato de que o produto tensão-tempo no primário do transformador deve ser igual tanto para quando a tensão aplicada nele é positiva quanto para quando ela é negativa. Somente assim o transformador não satura. Ou seja, a porção B é mais escura pois há menor tensão por mais tempo sendo aplicada ao transformador, enquanto que na porção A há maior tensão por menos tempo.

O efeito desta operação é uma corrente elétrica que possui um envelope senoidal mas que varia igualmente tanto para cima quanto para baixo, não sendo possível se aplicar um filtro indutivo para extrair a componente fundamental desta corrente elétrica.

A terceira solução para o problema da saturação do transformador é operá-lo realizando um controle da corrente elétrica no primário que desligue os pulsos do chaveamento quando o seu valor atingir o limite a partir do qual o transformador sature. Este sistema possui o grande inconveniente de que até a referência ser atingida a corrente elétrica no primário terá um chaveamento efetivo muito maior do que a frequência de chaveamento do controle, devido ao fato de que a tendência da corrente elétrica é aumentar e saturar o transformador. Após o controle atingir a referência, teoricamente o transformador não saturará, já que a corrente elétrica estará efetivamente controlada.

A quarta solução para este problema, e a que foi utilizada neste trabalho, é a inserção de uma célula retificadora-inversora operando na frequência da rede, conforme detalhe mostrado na figura 6.17.

Esta célula permite que o transformador trabalhe com um padrão de chaveamento simétrico, garantindo o produto tempo-tensão seja nulo durante cada período de chaveamento. Para que isto ocorra, a tensão aplicada no primário do transformador deve ser simétrica em relação ao zero, impedindo que o transformador sature.

Assim, a retificação no secundário do transformador aproveita a porção negativa da tensão que surge naquele enrolamento, o controle continua sintetizando uma corrente

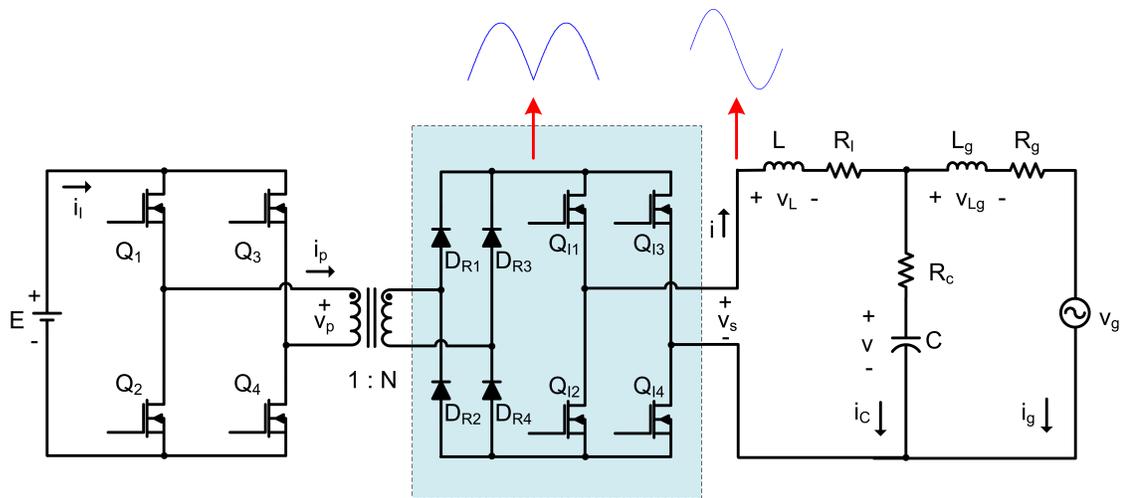


Fig. 6.17: Solução utilizada - inserção de uma célula retificadora-inversora operando em 60 Hz.

elétrica senoidal, porém retificada e a ponte inversora na saída do retificador define o sentido da corrente elétrica em cada semiciclo da tensão da rede, recuperando assim ambos os semiciclos da corrente elétrica.

6.7 Sincronismo com a rede elétrica

O sincronismo com a rede é uma tarefa extremamente importante para ser realizada pelo microcontrolador. Somente um bom sistema de sincronismo garantirá que o fator de potência na saída do conversor será unitário, além de detectar distúrbios na tensão.

6.7.1 Circuito de cruzamento pelo zero

O método mais simples de realizar o sincronismo de um inversor conectado à rede elétrica é através de um circuito para detecção de cruzamento pelo zero da tensão (*Zero Crossing Detector*). A figura 6.18 apresenta um possível circuito que realiza esta tarefa. Nele, um amplificador operacional compara constantemente a tensão com o nível zero e o sinal do respectivo semiciclo é enviado para a saída do circuito.

Este tipo de detecção não é muito eficiente pois dificilmente haverá, na prática, so-

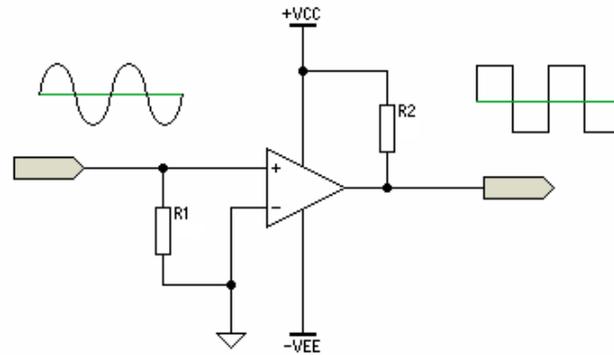


Fig. 6.18: Circuito simples de *Zero Crossing Detection* em 60 Hz.

mente um cruzamento da tensão pelo zero. A rede elétrica é composta de interferências dos mais variados tipos, como harmônicos e ruídos. Estas interferências são propagadas para o circuito de detecção do zero, fazendo-o disparar em mais de um momento. Filtros podem ser utilizados para minimizar estas interferências, mas isto acrescentaria atrasos na resposta que comprometeria o sincronismo. A alternativa é utilizar um algoritmo para rastrear o ângulo instantâneo da tensão.

6.7.2 Sincronismo com PLL

Os algoritmos de PLL (*Phase-Locked Loop*) são muito eficientes para se rastrear uma onda de tensão em um sistema monofásico. Em coordenadas síncronas, utilizando um controlador proporcional-integral, o algoritmo controla a tensão de eixo direto de sua referência interna, mantendo-a sincronizada com a da rede.

A figura 6.19 apresenta o diagrama geral de um algoritmo de PLL para sistemas monofásicos [88, 89], onde v_{in} é a tensão da rede; $\hat{\theta}$, $\hat{\omega}$ e \hat{E} são as estimativas para, respectivamente, o ângulo, a frequência angular e a amplitude da tensão da rede; v_d^s e v_q^s são, respectivamente, a tensão de eixo direto e em quadratura no referencial estacionário.

Em sistemas monofásicos, as tensões de eixo direto e em quadratura no sistema estacionário necessitam ser construídas a partir da tensão da rede. Esta síntese é

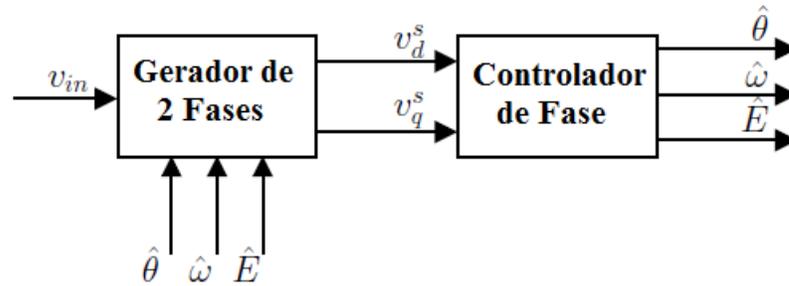


Fig. 6.19: Diagrama geral de um algoritmo de PLL para sistemas monofásicos.

efetuada pelo bloco gerador de duas fases da figura 6.19.

A saída deste bloco alimenta o controlador de fase, responsável por travar a referência interna do PLL com a tensão da rede. Este bloco possui um compensador do tipo PI.

Existem muitas possibilidades para a implementação destes dois blocos e uma boa revisão destes métodos na literatura pode ser encontrada em [89]. A seguir é apresentada a implementação utilizada neste trabalho.

- Gerador de duas fases

O gerador de 2 fases faz a mudança do sistema monofásico para o sistema bifásico em quadratura. Para tanto, as tensões de eixo direto e em quadratura devem ser sintetizadas a partir da tensão instantânea da rede. A figura 6.20 apresenta a implementação utilizada para esta síntese.

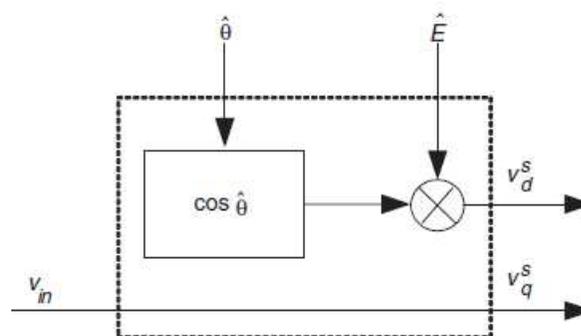


Fig. 6.20: Diagrama do gerador de 2 fases utilizado.

Se a tensão da rede for escrita como $E.\sin(\theta)$, então a tensão de eixo em quadratura é simplesmente o valor instantâneo da tensão da rede enquanto que a tensão de eixo direto é $E.\cos(\theta)$. Para sintetizá-la pode-se utilizar os valores estimados da amplitude e da fase. Assim, as equações do gerador de 2 fases são dadas por (6.36) e (6.37), sendo uma implementação muito simples de ser feita em microcontroladores digitais utilizados atualmente.

$$v_q^s = v_{in} \quad (6.36)$$

$$v_d^s = \hat{E}\cos(\hat{\theta}) \quad (6.37)$$

- Controlador de fase

O controlador de fase é capaz de estimar os valores da amplitude, da fase e da frequência angular da tensão da rede a partir dos valores fornecidos pelo gerador de 2 fases. A figura 6.21 apresenta a implementação utilizando o método do referencial síncrono.

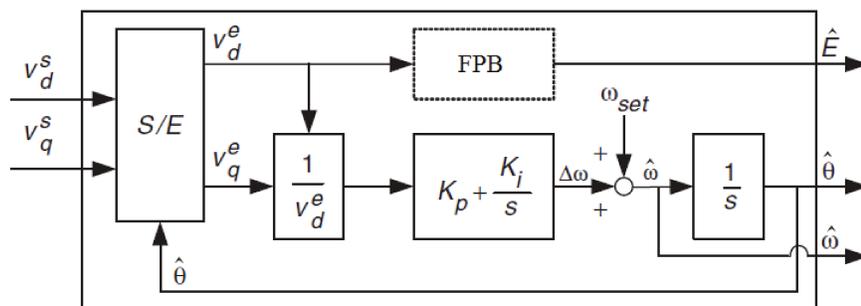


Fig. 6.21: Diagrama do controlador de fase utilizado.

As tensões v_d^s e v_q^s são convertidas para o referencial síncrono utilizando as equações:

$$v_d^e = v_d^s \cos(\hat{\theta}) + v_q^s \sin(\hat{\theta}) \quad (6.38)$$

$$v_q^e = -v_d^s \sin(\hat{\theta}) + v_q^s \cos(\hat{\theta}) \quad (6.39)$$

Se a diferença entre $\hat{\theta}$ e θ for suficientemente pequena, pode-se substituir as equações (6.36) e (6.37) nas equações (6.38) e (6.39), obtendo-se que v_d^e expressa a amplitude estimada \hat{E} e v_q^e expressa o erro do ângulo de fase estimado, de acordo com:

$$v_d^e = E \cos(\hat{\theta} - \theta) \cong E \quad (6.40)$$

$$v_q^e = E \sin(\hat{\theta} - \theta) \cong E(\hat{\theta} - \theta) \quad (6.41)$$

O filtro passa-baixas (FPB) retira eventuais ruídos presentes na tensão e sua saída fornece a estimação da amplitude. O erro do ângulo de fase é então dividido pela amplitude e alimenta o compensador PI, controlando este erro com o objetivo de anulá-lo. A saída do PI é somada à frequência angular de referência e então integrada, fornecendo o ângulo estimado da tensão da rede $\hat{\theta}$.

Capítulo 7

Protótipo

7.1 Introdução

Um protótipo do conversor conectado à rede elétrica foi desenvolvido no Laboratório de Eletrônica de Potência na Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação (LE-PO/FEEC/UNICAMP) da UNICAMP. A figura 7.1 apresenta a fachada do laboratório, na qual pode-se ver o módulo fotovoltaico instalado no telhado. Considerando a localização geográfica do laboratório, o painel foi instalado com inclinação horizontal de 28° e está apontado para o Norte real.

A estrutura utilizada para realização dos testes contou com os seguintes equipamentos: fonte de corrente alternada programável, carga de corrente alternada ativa, simulador de módulo fotovoltaico, variador de tensão alternada, fontes CC, multímetros e osciloscópio. A figura 7.2 mostra a bancada montada e utilizada nesta pesquisa.

7.2 Organização do sistema

O processamento e o controle dos dados foram realizados pelo microcontrolador Texas Instruments TMS320F28335, que recebe os sinais analógicos de tensão e de corrente



Fig. 7.1: Fachada do laboratório onde a pesquisa foi realizada e detalhe do módulo fotovoltaico instalado no telhado.

elétrica da rede elétrica, processa esses dados e realiza o chaveamento dos MOSFET's de forma que a corrente elétrica seja igual à referência interna do microcontrolador. O microcontrolador da Texas Instruments TMS320F28335 é um processador digital de sinais com ponto flutuante de 32 bits disponível no laboratório.

A figura 7.3 apresenta o diagrama geral da organização do sistema de controle do inversor. Basicamente, lê-se a tensão e a corrente elétrica da rede elétrica e de entrada do conversor através de resistores de *shunt* (correntes) e divisores resistivos (tensão). Estes sinais são processados pela placa de condicionamento que realiza tanto a adequação dos níveis de tensão quanto a isolamento.

Os sinais são então adquiridos pelo conversor A/D do DSP na frequência de 20 kHz e em software são injetados na malha de controle do microinversor. O sinal de saída do controle é enviado aos registradores de PWM que geram os pulsos de acionamento.

Uma placa de proteção bloqueia estes pulsos se houver alguma variável física acima dos limites permitidos, necessitando de acionamento manual para reset do sistema. Os sinais gerados pela placa de acionamento são conectados nos terminais de porta e fonte dos transistores.

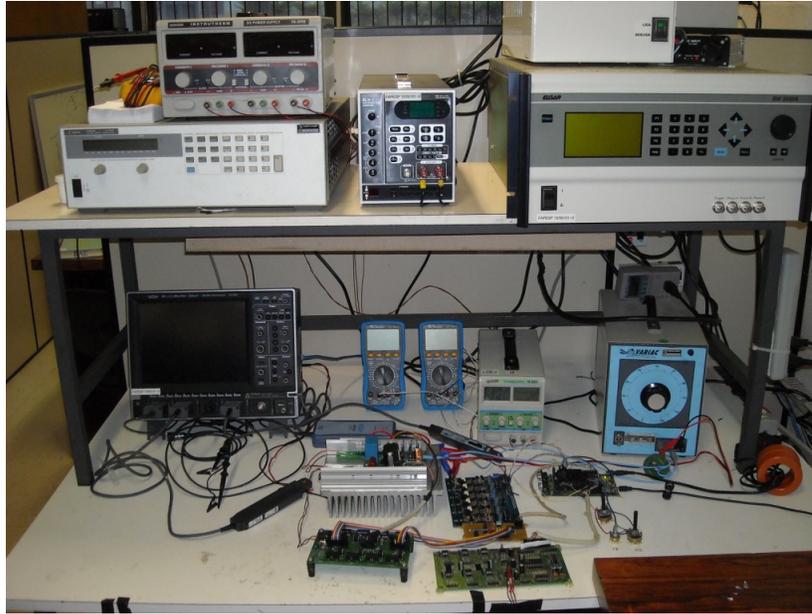


Fig. 7.2: Bancada e equipamentos utilizados nos testes do microinversor.

O microcontrolador controla, através de um pino de saída digital (I/O), a bobina de um relé, que conecta e desconecta mecanicamente e conversor da rede elétrica.

7.3 Circuitos

- Condicionamento de sinais e proteção

A leitura da tensão e da corrente elétrica da rede elétrica é realizada através de

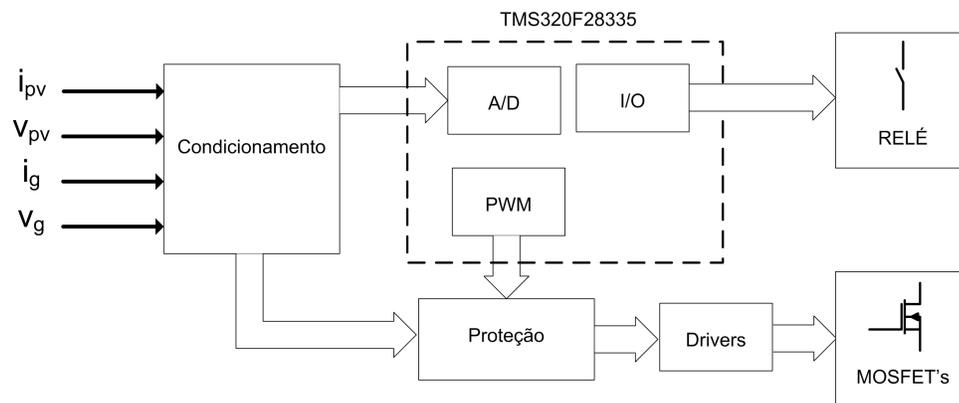


Fig. 7.3: Diagrama da organização geral do controle do microinversor.

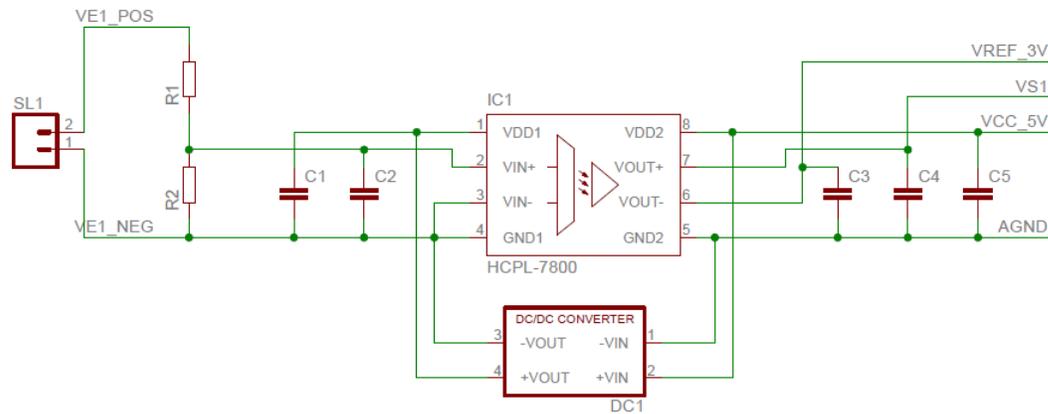


Fig. 7.4: Circuito de isolamento com optoacoplador analógico.

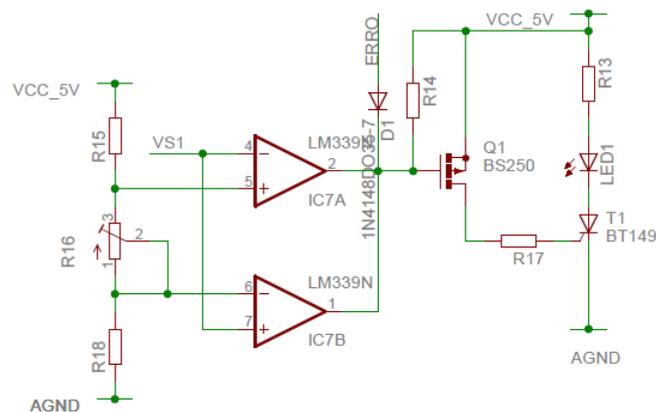


Fig. 7.5: Circuito de condicionamento e proteção.

um divisor de tensão resistivo e de um resistor *shunt*, respectivamente, que alimentam um optoacoplador analógico e isola os sinais de potência dos de controle, conforme figura 7.4. O sinal de saída do optoacoplador passa por um circuito com amplificadores operacionais, conforme figura 7.5, que limita o sinal entre 0 e 3 V que são os níveis aceitáveis pelo DSP, além de fazer a proteção contra sobrecorrente. No circuito da figura 7.4, o resistor R1 deve ser anulado quando a grandeza a ser medida for corrente elétrica.

- **Drivers de acionamento**

A placa de drivers foi projetada para acionar até 8 transistores MOSFET ou IGBT

independentes entre si. Cada canal de driver (figura 7.6) é completamente isolado do outro através de acopladores ópticos com capacidade de acionamento de transistores alimentados por conversores CC-CC de alto desempenho. Isto permite chavear transistores que estejam associados de qualquer forma sem a necessidade de circuitos do tipo *bootstrap* ou similares, além de proporcionar confiabilidade no acionamento e imunidade a ruído através da isolação.

O acionamento é feito através do pulso de PWM gerado pelo microcontrolador. O acionamento (driver) conta com um sinal de *shutdown*, que desabilita a saída sempre que estiver em nível baixo, proveniente da placa de condicionamento e proteção. A saída do acionamento é um pulso de 15 V com a mesma largura do sinal de entrada, porém separado eletricamente dos outros canais. Assim, conecta-se a saída de cada canal do acionamento diretamente aos terminais de porta e fonte de em transistor.

- **Conversor digital/analgico**

Utiliza-se um circuito com conversor digital/analgico (DAC) de quatro canais para monitorar grandezas e variáveis internas do processador digital de sinais (DSP) em tempo real. O circuito é baseado no integrado DAC7625 da Texas Instruments e possui resolução de $732 \mu V$, correspondente a 12 bits. A comunicação com o DSP é em modo paralelo e utiliza 2 bytes de dados.

- **Microinversor**

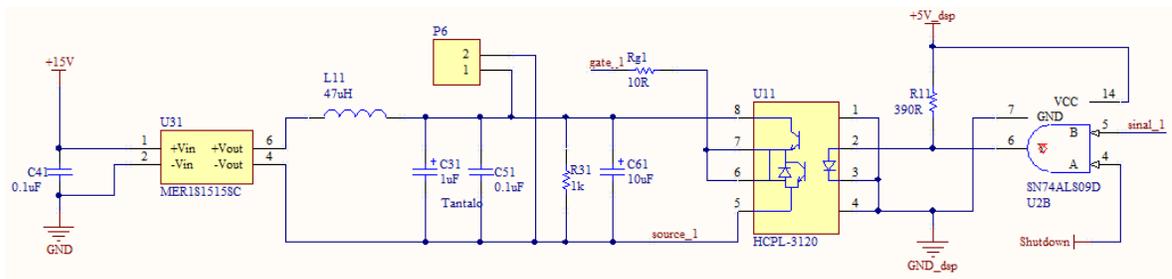


Fig. 7.6: Circuito de acionamento isolado para acionamento de transistores.

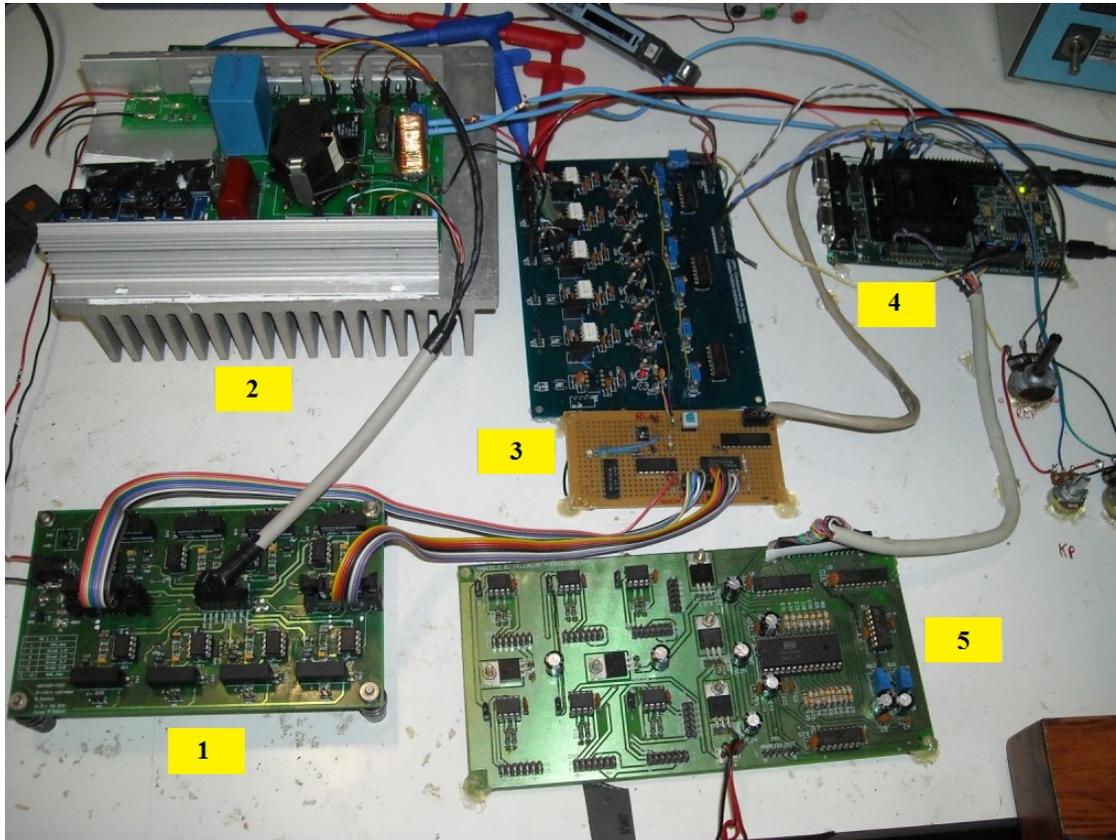


Fig. 7.7: Montagem final com todos os circuitos: 1 - drivers de acionamento; 2 - microinversor; 3 - condicionamento e proteção; 4 - microcontrolador; 5 - conversor D/A.

O chaveamento do conversor é baseado nos transistores MOSFET SPP20N60S5 e IRF520NPBF. O primeiro é do tipo “Cool MOS”, uma nova tecnologia de MOSFET’s de potência desenvolvido pela Infineon, tendo uma capacidade de carga de 20 A/600 V e uma resistência elétrica série de apenas $0,19\Omega$. O segundo tem capacidade de 9 A/100 V e resistência elétrica série de $0,2\Omega$. Todos os capacitores utilizados são de filme. O diagrama completo do circuito de potência é apresentado em anexo.

O transformador de alta frequência foi enrolado utilizando-se o núcleo RM14 da Ferroxcube [90] com material 3C90. Trata-se de um núcleo de alto desempenho e baixa dispersão eletromagnética, ideal para aplicações em eletrônica de potência.

A montagem final com todos os circuitos podem ser visualizada na figura 7.7

7.4 Software

O software do DSP foi escrito em linguagem C e é baseado em interrupções dos temporizadores do PWM, que ocorrem na frequência de chaveamento - 20 kHz. A sequência de execução da rotina principal e da interrupção são apresentadas a seguir.

- **Rotina principal**

1. Inicia o sistema
2. Configura os pinos de I/O
3. Configura o PWM
4. Inicializa variáveis
5. Configura interrupção
6. Inicializa e configura o A/D
7. Calcula o nível de offset dos canais do A/D
8. Habilita interrupção e entra em loop infinito

- **Rotina de interrupção**

1. Lê os canais do A/D e compensa o offset
2. Realiza o PLL da tensão da rede
3. Realiza o MPPT e gera a referência
4. Verifica se há proteção atuada
5. Chaveia a ponte inversora de saída de acordo com o semiciclo da tensão
6. Executa o algoritmo do compensador P+RES

7. Atualiza os registradores do PWM
8. Atualiza o D/A

7.5 Resultados

A seguir são apresentados os resultados experimentais obtidos durante a pesquisa. Os testes foram realizados de várias formas, de acordo com a necessidade. Utilizou-se a fonte CA programável em conjunto com a carga ativa para testar a imunidade a ruído do circuito PLL e o variador de tensão alternada para a conexão com a rede.

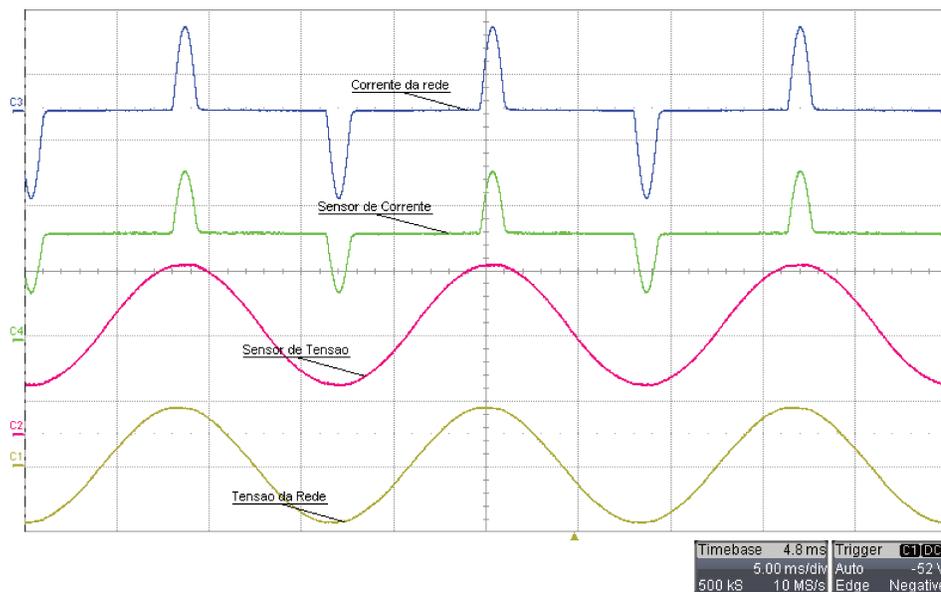


Fig. 7.8: Teste com a placa de condicionamento. CH1: tensão da rede elétrica (200V/div). CH2: sensor de tensão (1V/div). CH3: corrente elétrica da rede elétrica (5A/div). CH4: sensor de corrente elétrica (1V/div).

Como a rede elétrica é bastante distorcida com harmônicas ímpares e ruídos, testar a conexão nela e não em um ambiente de simulação permite verificar efetivamente a capacidade de sincronização do inversor, o que poderá ser comprovado com algumas observações experimentais.

O simulador de módulo fotovoltaico foi utilizado durante os testes de conexão com

a rede, enquanto que o painel propriamente dito foi utilizado para comprovar a eficácia do algoritmo de MPPT.

A figura 7.8 apresenta o teste com a placa de condicionamento de sinal. A fonte programável alimenta a carga ativa, que está programada para trabalhar como fonte de corrente elétrica. Na figura pode-se observar os sinais de corrente elétrica e tensão da rede elétrica e os sinais obtidos pelo circuito de condicionamento (sensor de corrente elétrica e sensor de tensão).

A figura 7.9 apresenta a corrente elétrica e o respectivo sinal do sensor de corrente elétrica, enquanto que a figura 7.10 apresenta este sinal já adquirido pelo DSP, sendo visualizado enquanto variável interna do microcontrolador. Pode-se perceber a boa correspondência entre o sinal real e o sinal digitalizado.

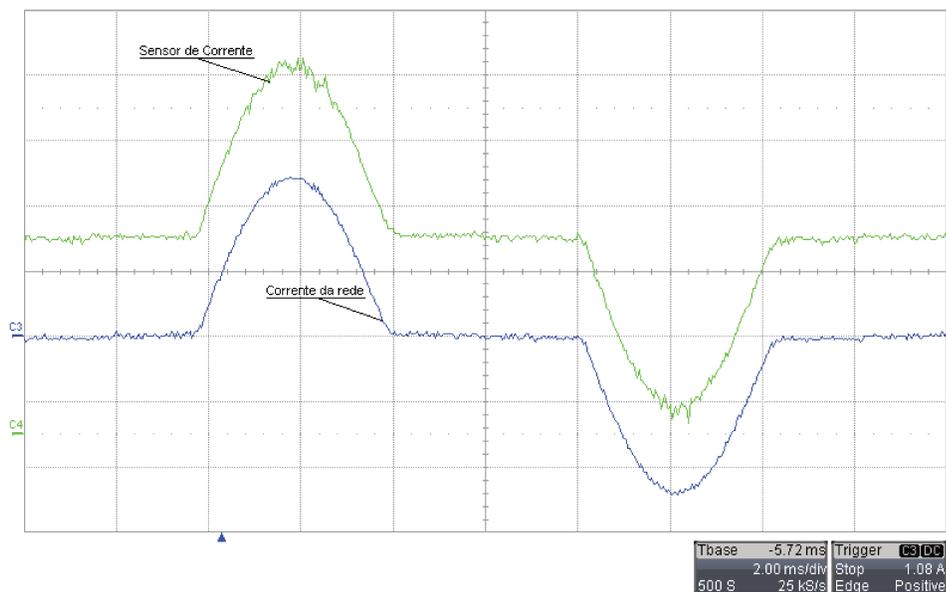


Fig. 7.9: Sinal de corrente elétrica fornecido para o sistema de digitalização. CH3: corrente elétrica da rede elétrica (1A/div). CH4: sensor de corrente elétrica (500mV/div).

A figura 7.11 apresenta a resposta do sistema de sincronismo com a rede elétrica. O canal 1 corresponde à tensão real da rede elétrica enquanto que o canal 2 apresenta a referência interna gerada pelo DSP. Esta referência é obtida através de um algoritmo de

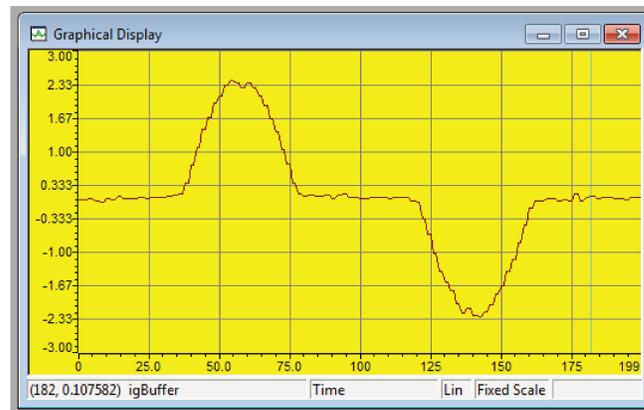


Fig. 7.10: Sinal de corrente elétrica digitalizado pelo DSP (670mA/div).

PLL que a sincroniza com a tensão da rede elétrica. O sinal interno passa pelo conversor D/A para que seja visualizado no osciloscópio. Pode-se perceber que a referência interna está em fase com a tensão, o que é importante para a operação do microinversor.

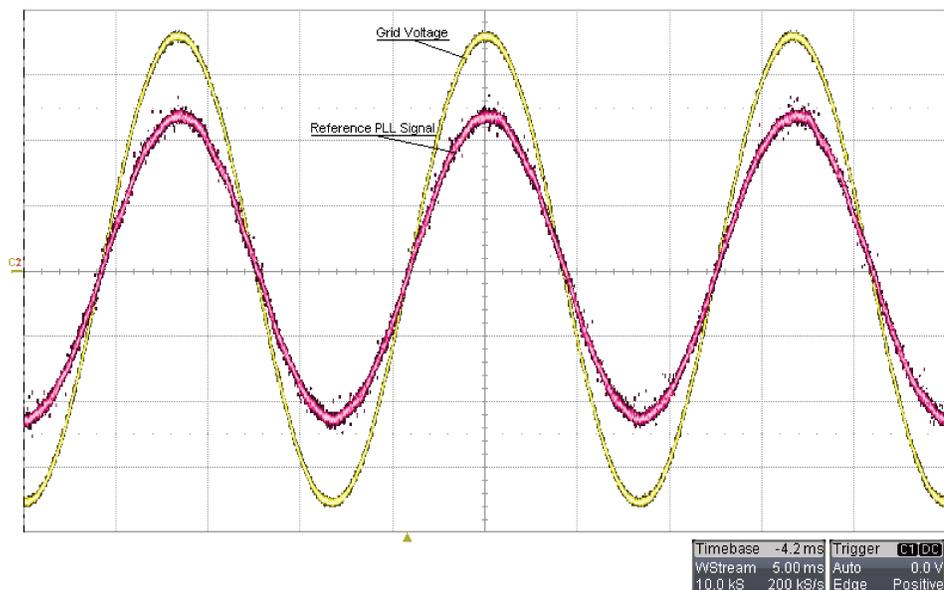


Fig. 7.11: Resposta do sistema de sincronismo com a rede elétrica - PLL. CH1: Tensão da rede elétrica (50V/div). CH2: referência do PLL (100mV/div).

A figura 7.12 apresenta a mesma operação, desta vez com a tensão da rede elétrica degradada pela inserção de componentes harmônicas através da fonte de corrente alternada programável. Pode-se concluir que o algoritmo implementado sincroniza per-

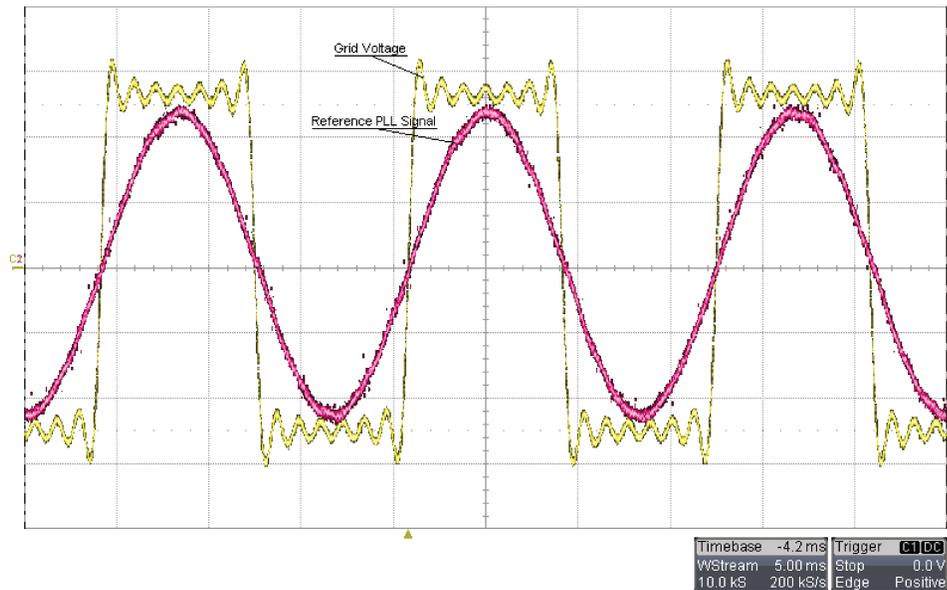


Fig. 7.12: Resposta do sistema de sincronismo com a rede elétrica na presença de harmônicos na tensão. CH1: Tensão da rede elétrica (50V/div). CH2: referência do PLL (100mV/div).

feitamente também na presença de distorções.

A figura 7.13 apresenta o início do sincronismo do PLL, no momento em que a fonte alternada é ligada. A amplitude da tensão da fonte é aumentada linearmente. A partir de aproximadamente 50 V o circuito de PLL é ativado, levando praticamente apenas 1 ciclo da tensão para atingir o sincronismo.

Para completar o sincronismo o inversor deve realizar a conexão física com a rede elétrica, o que é feito através de um relé. A figura 7.14 apresenta o momento em que o sinal digital para acionamento da bobina do relé é ativado, o que é feito alguns milissegundos antes do cruzamento da senoide com o zero, devido ao atraso mecânico dos contatos. Isto é realizado de forma que no momento do efetivo fechamento do contato do relé a tensão da rede elétrica seja nula, evitando sobretensões e interferências, conforme se pode visualizar no detalhe da figura.

Conforme já observado no início desta seção, o teste de conexão diretamente na rede elétrica ao invés de uma rede simulada com o conjunto fonte e carga ativa permite

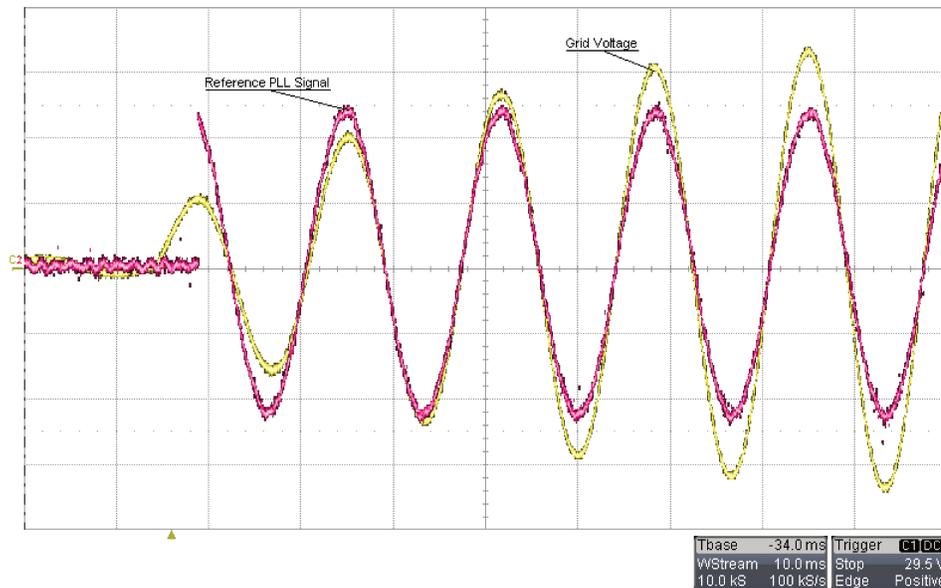


Fig. 7.13: Início da atuação do circuito de PLL - aproximadamente 1 ciclo para sincronizar. CH1: Tensão da rede elétrica (50V/div). CH2: referência do PLL (100mV/div).

analisar se o conversor é capaz de sincronizar e injetar potência ativa mesmo com as distorções e ruídos presentes.

A figura 7.15 apresenta a tensão da rede elétrica obtida pelo variador de tensão alternada (VARIAC), com amplitude reduzida, e o sinal de referência obtido pelo PLL.

Neste caso, a rede elétrica real possui distorções na tensão ocasionadas pela presença de componentes harmônicas. A consequência é que a componente fundamental da tensão está defasada em relação à própria tensão. Sendo assim, como o algoritmo de PLL sincroniza com a fundamental da tensão, a referência gerada por ele também estará defasada em relação ao sinal da rede. Este efeito é evidente na figura 7.15.

Na prática isto significa que topologias que realizam a inversão da polaridade da corrente elétrica da rede elétrica através de transistores, como uma ponte inversora, necessitam de um circuito de detecção de passagem pelo zero, conforme apresentado na seção 6.7. Caso contrário, um algoritmo de PLL sozinho não é capaz de fazer esta detecção.

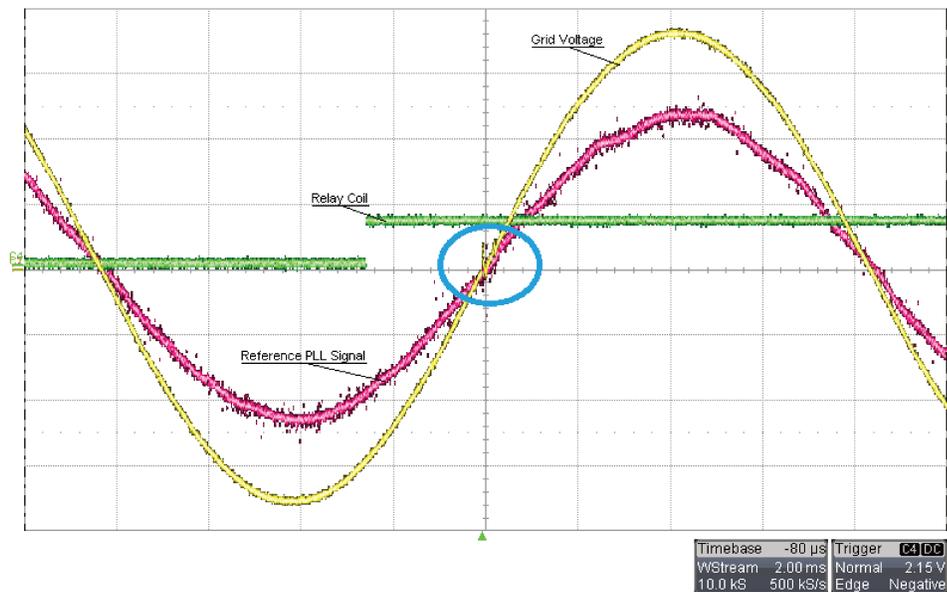


Fig. 7.14: Fechamento do relé para conexão com a rede elétrica e atraso entre o sinal elétrico e o efetivo fechamento dos contatos. CH1: Tensão da rede elétrica (50V/div). CH2: referência do PLL (100mV/div). CH4: bobina do relé (5V/div).

A figura 7.16 apresenta um resultado de conexão à rede elétrica quando a referência de corrente elétrica é gerada pelo algoritmo de PLL e está em fase com a componente fundamental, mas não cruza o zero nos mesmos instantes em que a tensão. A corrente elétrica segue a referência e tem valor eficaz de 860 mA, o que representa uma potência elétrica de 110 W.

Pode-se claramente notar a distorção causada na corrente elétrica nos instantes em que a tensão cruza o zero. Esta distorção se deve ao fato de que a ponte inversora é chaveada com corrente elétrica não nula em uma carga que é majoritariamente indutiva, causando uma sobretensão no sistema que acarreta um conteúdo harmônico elevado. Todo o ruído do chaveamento é propagado pelos condutores e aparece na figura como uma nuvem envolvendo as formas de onda.

Uma solução prática para o problema, porém não robusta, é o deslocamento do sinal que chaveia a ponte inversora de saída do conversor de modo que ela esteja sincronizada com a passagem pelo zero da tensão. Este deslocamento pode ser fixo, baseando em

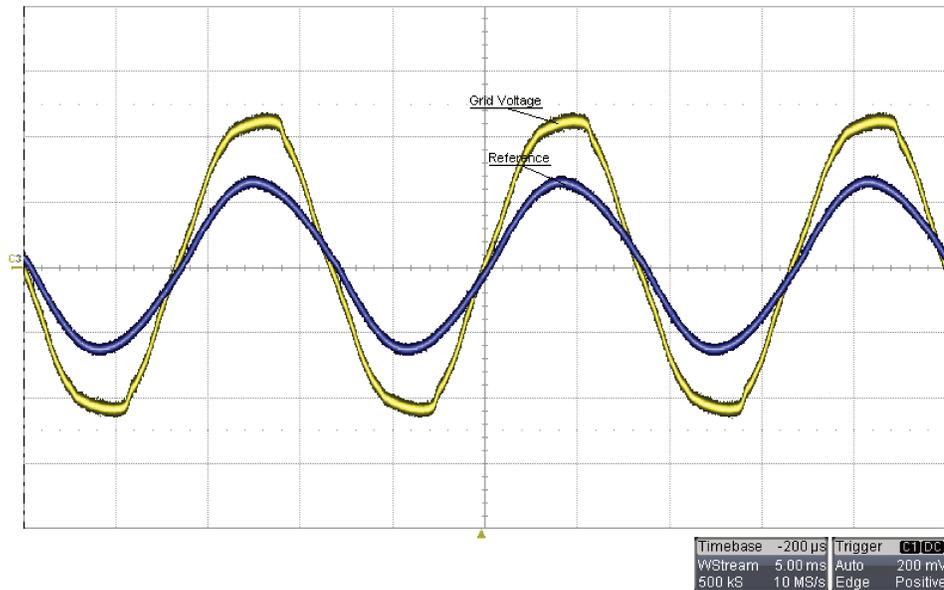


Fig. 7.15: Defasagem entre a tensão da rede distorcida e o sinal de referência obtido pelo PLL. CH1: Tensão da rede (50V/div). CH3: referência do PLL (2V/div).

observações experimentais, como apresentado pela figura 7.17.

Esta solução vale para situações em que a distorção na tensão não sofra grandes variações, como é o caso da rede elétrica do laboratório no qual os testes foram conduzidos. Para uma aplicação comercial que utiliza este tipo de topologia na saída, há a necessidade do emprego de um circuito de cruzamento pelo zero.

Trata-se agora dos resultados de conexão e injeção de potência na rede elétrica. São resultados em malha fechada com o compensador P+RES em regime estacionário.

A figura 7.18 apresenta a tensão e a corrente elétrica na rede elétrica com o conversor injetando 200W de potência ativa, além da corrente elétrica na entrada do estágio CA. Pode-se perceber que a corrente elétrica é senoidal e está em fase com a tensão, possuindo um pouco de distorção reflexo daquela presente na tensão. A corrente elétrica na entrada do estágio CA é também senoidal e oscila com o dobro da frequência da rede elétrica, conforme exposto da seção 3.2.

Já a figura 7.19 ilustra o funcionamento do compensador, que faz com que a corrente elétrica da rede elétrica siga a referência. Nela, são apresentadas a corrente elétrica

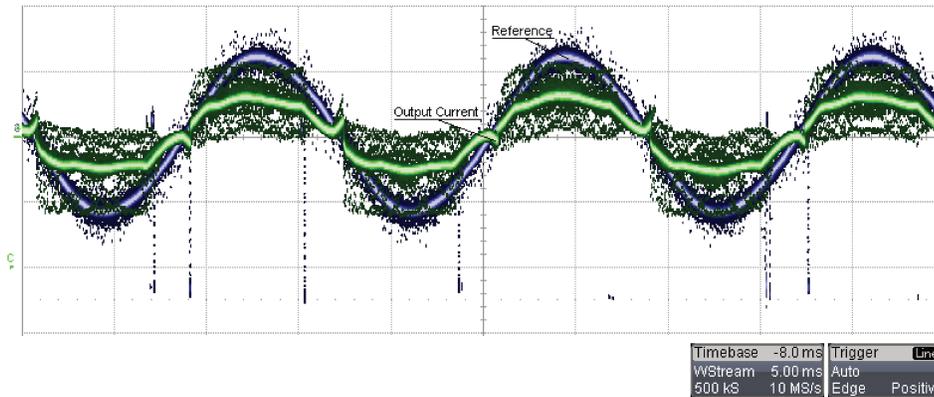


Fig. 7.16: Corrente elétrica de saída do conversor conectado à rede com a referência em fase com a componente fundamental da tensão. CH3: referência do PLL (1A/div). CH4: corrente elétrica de saída do conversor (2A/div).

da rede elétrica amostrada pelo DSP e a referência interna, ambas obtidas através do conversor D/A. Os ruídos presentes na imagem são provenientes do chaveamento e estão sendo conduzidos pelos condutores próximos ao circuito de conversão analógico/digital, não fazendo parte do sinal em si. Pode-se perceber claramente que há uma equivalência de valores entre os dois sinais.

Por fim, a figura 7.20 apresenta a execução do algoritmo de MPPT realizado no dia 15/06/2011 às 14h00 com o módulo solar instalado sobre o telhado do laboratório. A potência elétrica média convertida neste teste foi de 78W. A figura apresenta a corrente elétrica e a tensão do módulo (i_{pv} e v_{pv}), além da corrente elétrica e tensão de saída do estágio CC, após um degrau na potência convertida. Percebe-se que o conversor varia a tensão do módulo de forma que a potência elétrica convertida seja a máxima disponível.

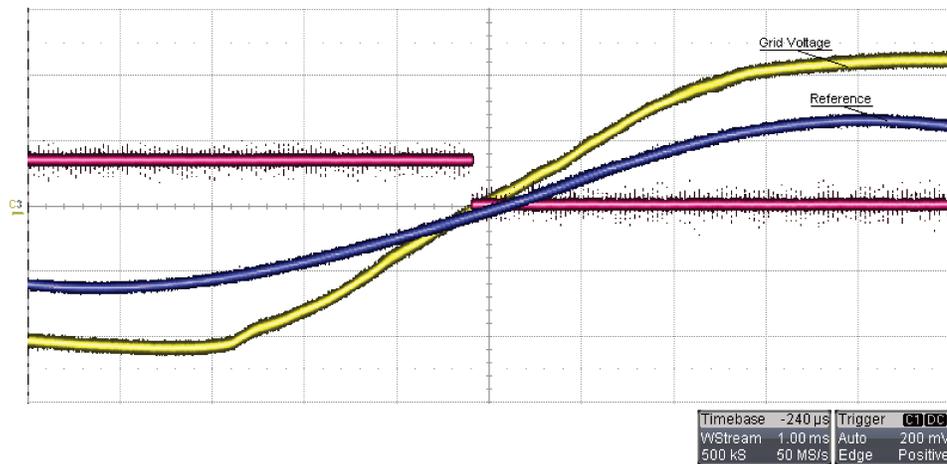


Fig. 7.17: Correção do instante em que a ponte inversora de saída é chaveada. CH1: Tensão da rede elétrica (50V/div). CH2: sinal de acionamento da ponte inversora - semi-ciclo negativo (5V/div). CH3: referência do PLL (2V/div).

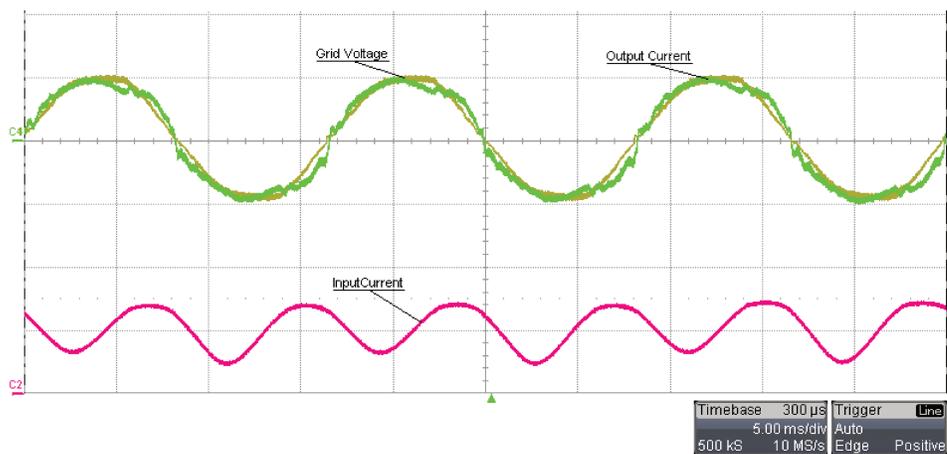


Fig. 7.18: Potência ativa injetada na rede elétrica: 200W. CH1: Tensão da rede elétrica (200V/div). CH2: corrente elétrica na entrada da parte CA (5A/div). CH4: corrente elétrica injetada na rede elétrica (2A/div).

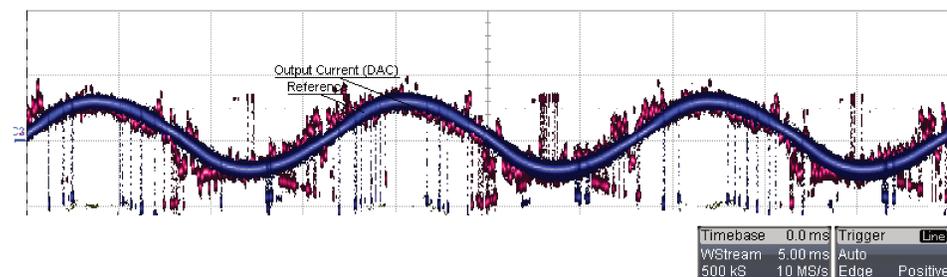


Fig. 7.19: Corrente elétrica da rede elétrica seguindo a referência. CH2: corrente elétrica injetada na rede elétrica amostrada pelo DSP (2A/div). CH3: referência de corrente elétrica (2A/div).

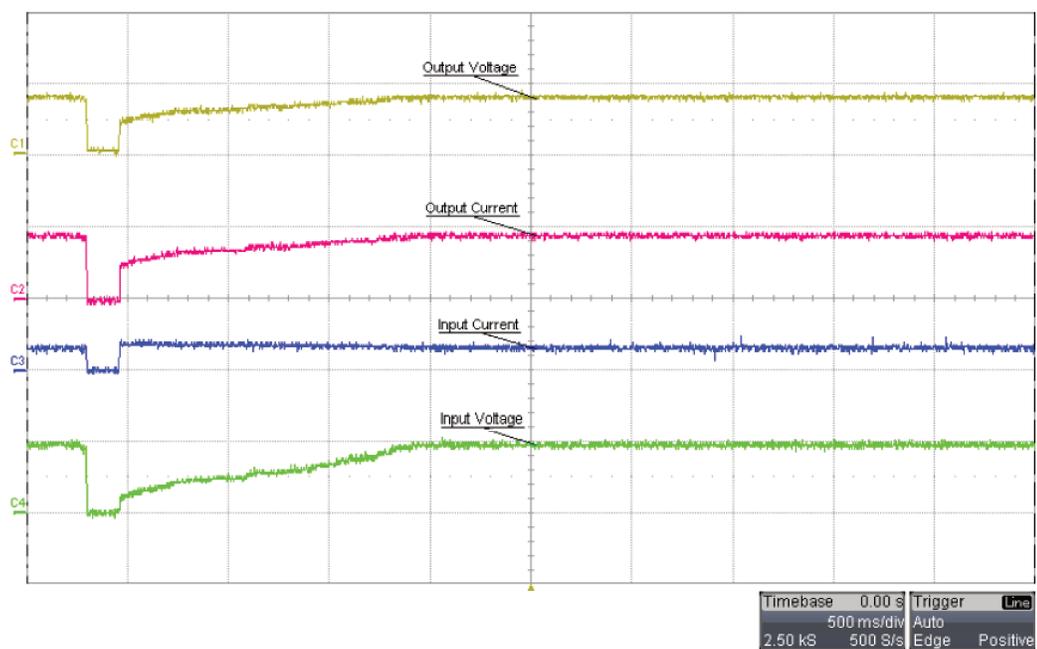


Fig. 7.20: Busca do ponto de máxima potência - MPPT. CH1: tensão de saída (50V/div). CH2: corrente elétrica de saída (2A/div). CH3: corrente elétrica de entrada (20A/div). CH4: tensão de entrada (15V/div).

Capítulo 8

Conclusão

Este trabalho apresentou uma contribuição à pesquisa e ao desenvolvimento de microinversores monofásicos para sistemas fotovoltaicos de energia solar conectados à rede elétrica de baixa tensão, apresentando o projeto, a construção e os resultados experimentais de um microinversor eletrônico construído no laboratório que processa a energia elétrica proveniente de um painel fotovoltaico e faz a conexão deste dispositivo com a rede elétrica.

Apresentou-se inicialmente uma introdução sobre a motivação para esta pesquisa e sobre o panorama atual da geração de energia elétrica no Brasil, situando a energia fotovoltaica e projeções futuras na matriz energética brasileira e mundial em relação à geração distribuída.

Apresentou-se em seguida a teoria básica sobre geração fotovoltaica e a modelagem dos dispositivos, em particular os módulos fotovoltaicos, mostrando uma técnica simples e eficiente para integrar estes dispositivos em simulações computacionais com eletrônica de potência.

Os requisitos de conexão à rede elétrica que os microinversores devem satisfazer foi objeto do capítulo seguinte.

Um resumo sobre as principais topologias para microinversores conectados à rede

elétrica foi apresentado, enfatizando as vantagens e desvantagens de cada topologia e apresentando ao final a estrutura escolhida para esta pesquisa.

Os projetos dos estágios CC-CC e CC-CA foram apresentados nos dois capítulos seguintes, com toda a descrição matemática da análise CC e de pequenos sinais, modelagem, projeto do controle e simulações. O estágio CC-CC escolhido permite a redução da capacitância eletrolítica utilizada no inversor com a diminuição da ondulação na corrente elétrica do módulo fotovoltaico.

Para finalizar, apresentou-se o projeto e resultados experimentais de um protótipo construído em laboratório e que validou a conversão da energia fotovoltaica em energia elétrica aplicada para geração distribuída de baixa tensão e baixa potência elétrica, com um mercado potencial para os consumidores residenciais.

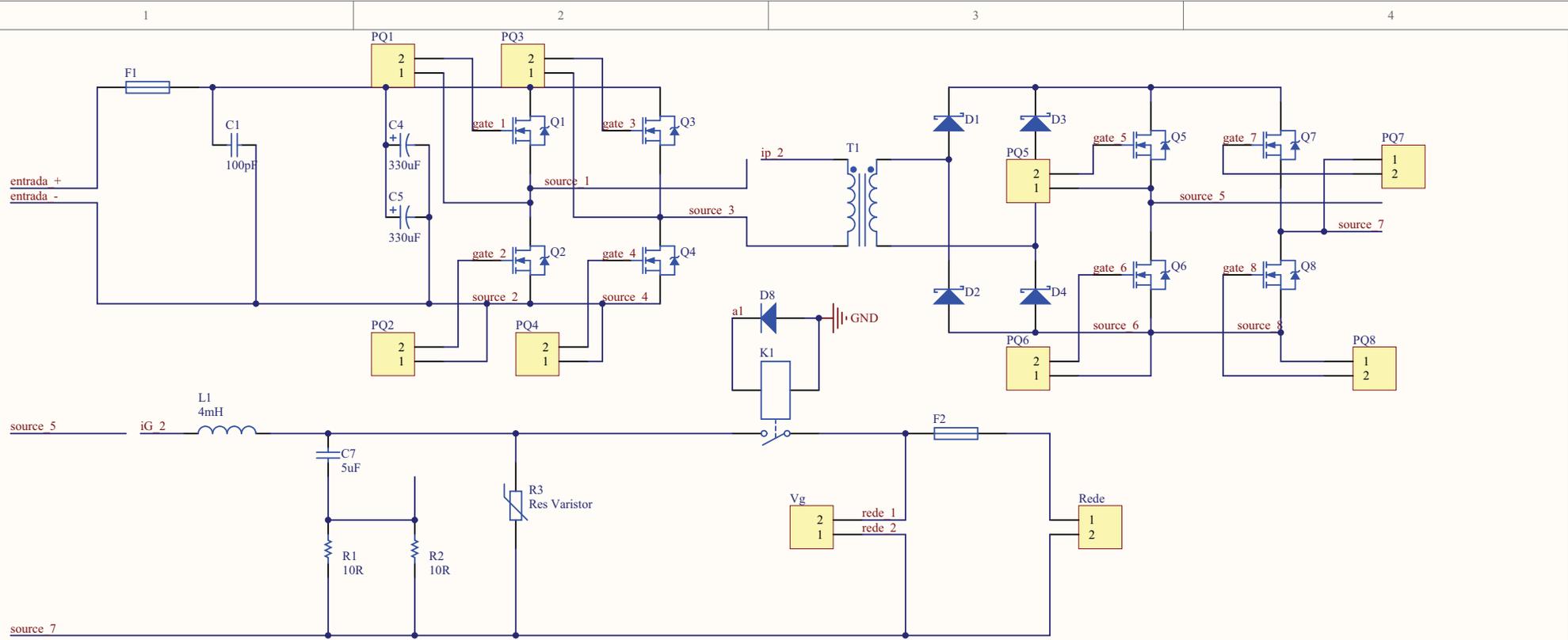
O protótipo injetou na rede uma potência elétrica de pico de 200W com fator de potência muito próximo na unidade, sintetizando uma corrente elétrica senoidal.

Apresenta-se aqui como sugestão para trabalhos futuros o melhoramento dos circuitos de potência, de forma que se possa integrar em uma mesma placa os circuitos de acionamento, a proteção e as chaves de potência. Sugere-se também que um trabalho contemplando a detecção de ilhamento seja desenvolvido, o que não foi possível nesta pesquisa por questão de tempo. Da mesma forma, será interessante um estudo que minimize as perdas de potência elétrica durante o chaveamento do conversor.

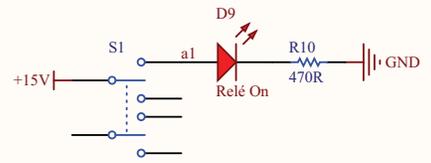
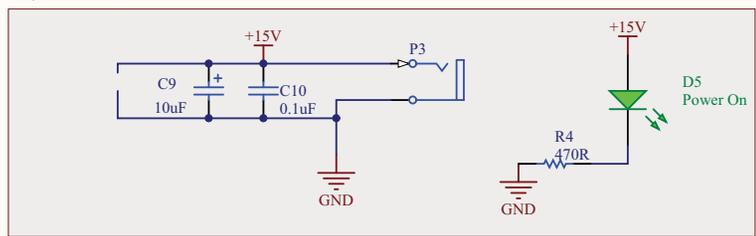
Acredita-se que a maior contribuição deste trabalho está em fornecer estudos e informações para alavancar o mercado de microinversores brasileiros. Esta pesquisa ocorre no momento em que o Brasil sinaliza que será um grande comprador de sistemas fotovoltaicos conectados à rede, e estão acontecendo no país diversos movimentos contribuindo para isto. Sem dúvidas, esta pesquisa tem seus méritos de certo pioneirismo no país.

Apêndice A

Diagramas

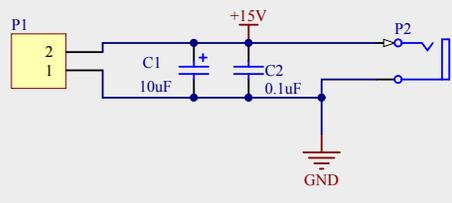


Plug de Alimentação 15V

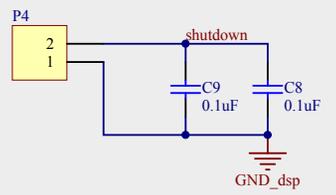
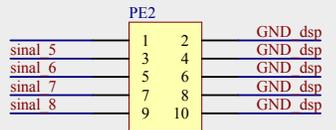
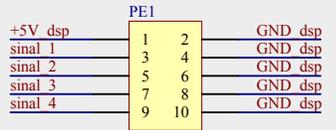


Title		
Size A4	Number	Revision
Date: 26/07/2011	Sheet of	
File: C:\Users\...\Inversor.SchDoc	Drawn By:	

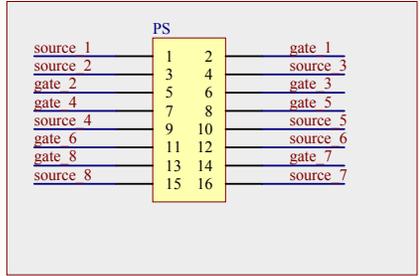
Plug de Alimentação 15V



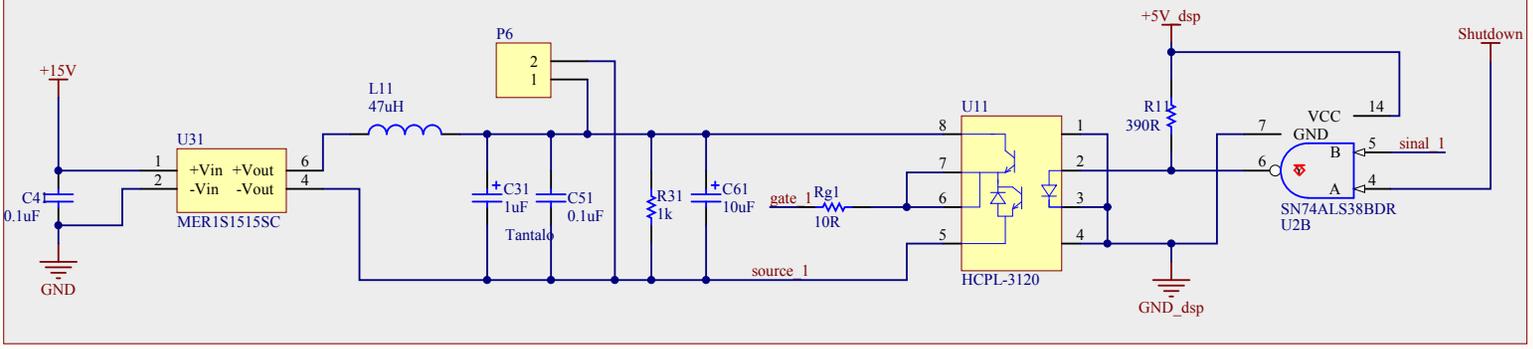
Sinais Digitais



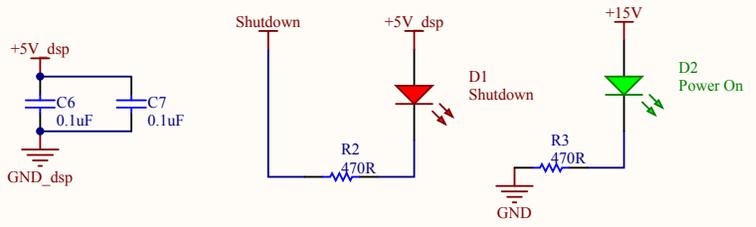
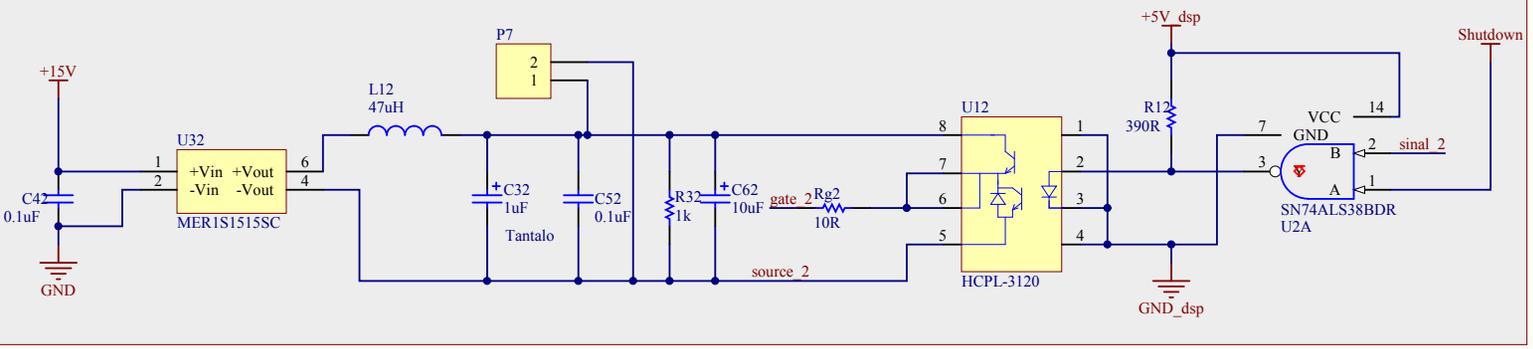
Saídas



Driver - Canal 1

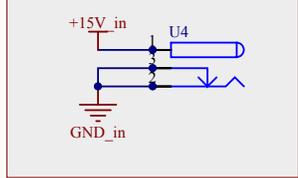


Driver - Canal 2

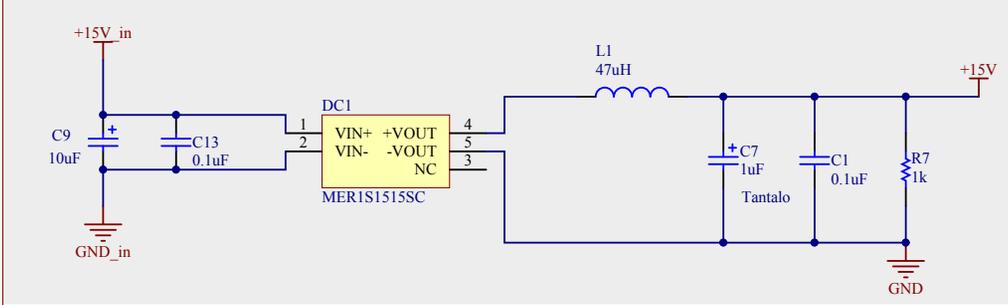


Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	26/09/2011	Sheet of
File:	Sheet1.SchDoc	Drawn By:

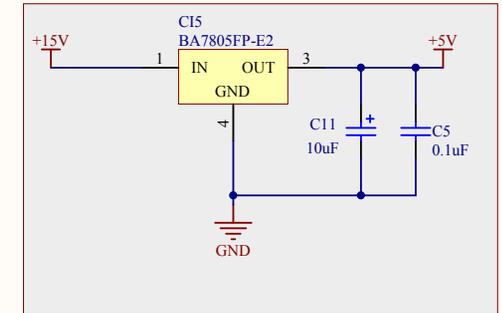
1 Plug de Alimentação 15V



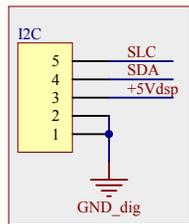
2 Isolação da Alimentação 15V



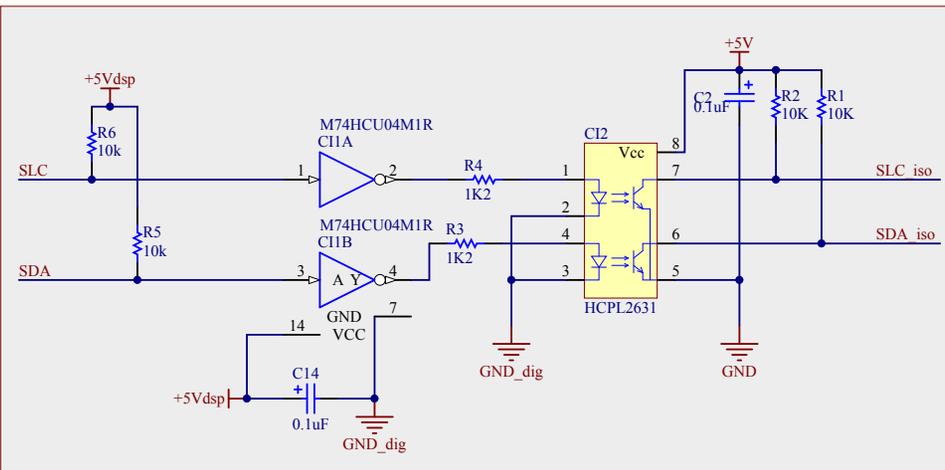
3 Tensão de alimentação 5V para sinais digitais



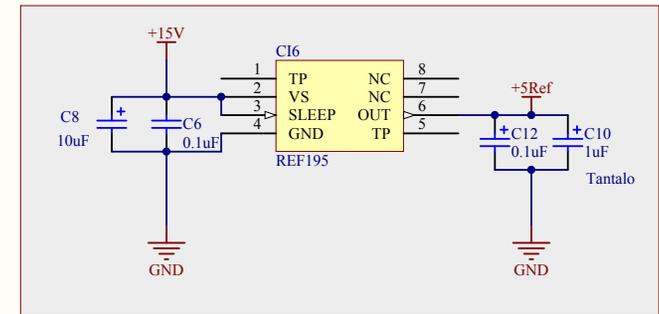
B Conector I2C



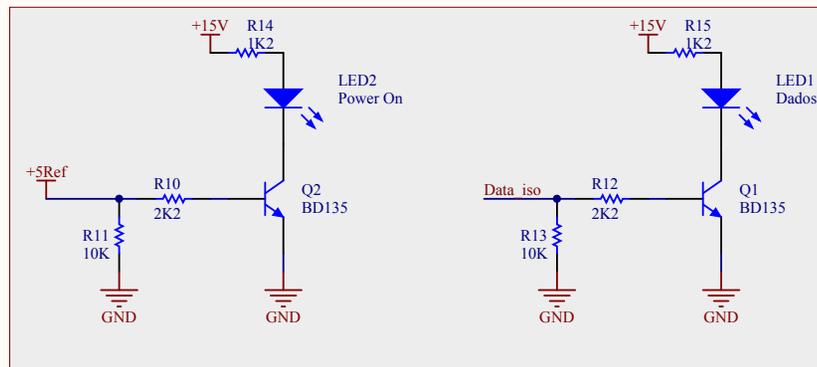
Isolador óptico



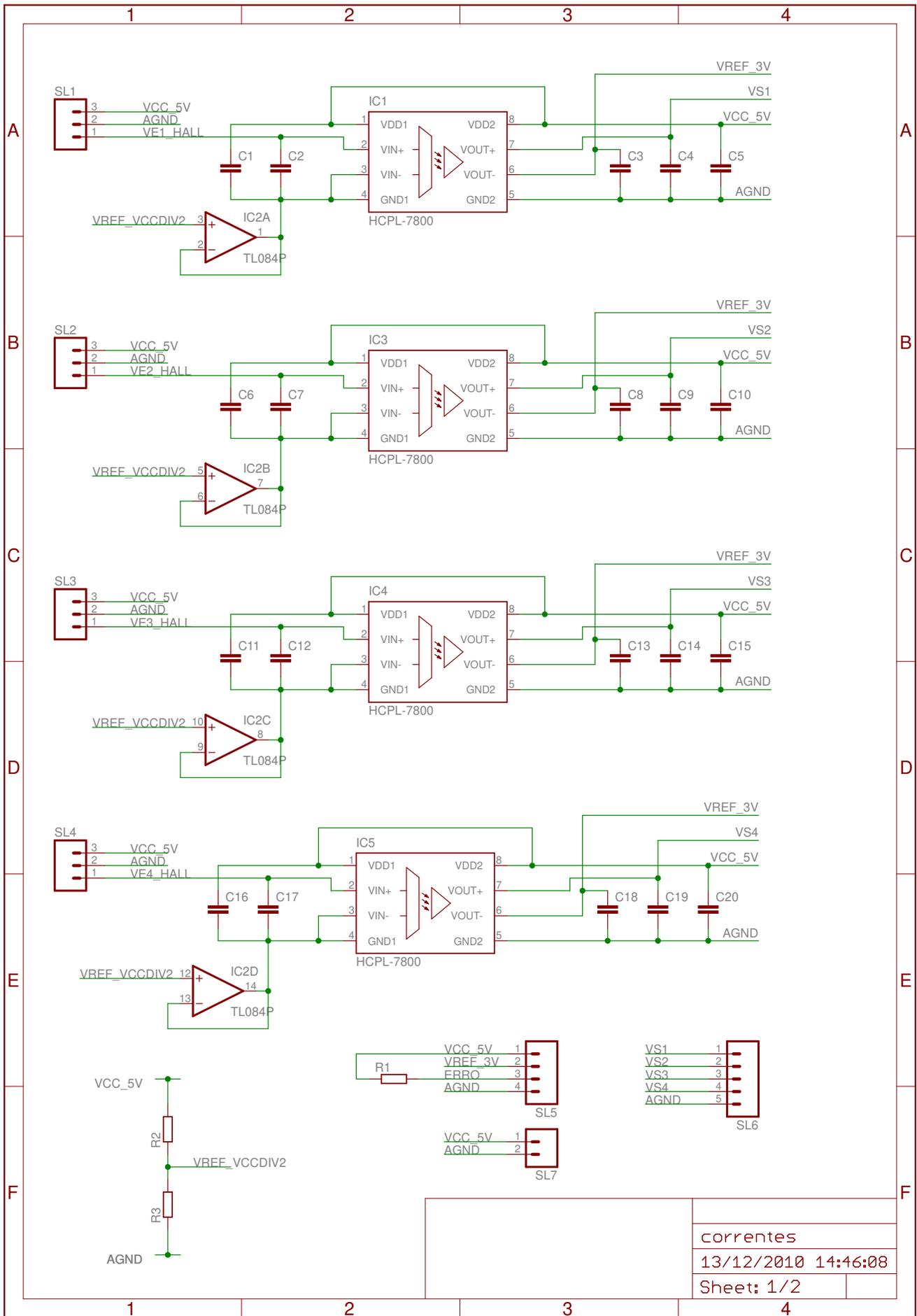
Tensão de Referência 5V para o DAC



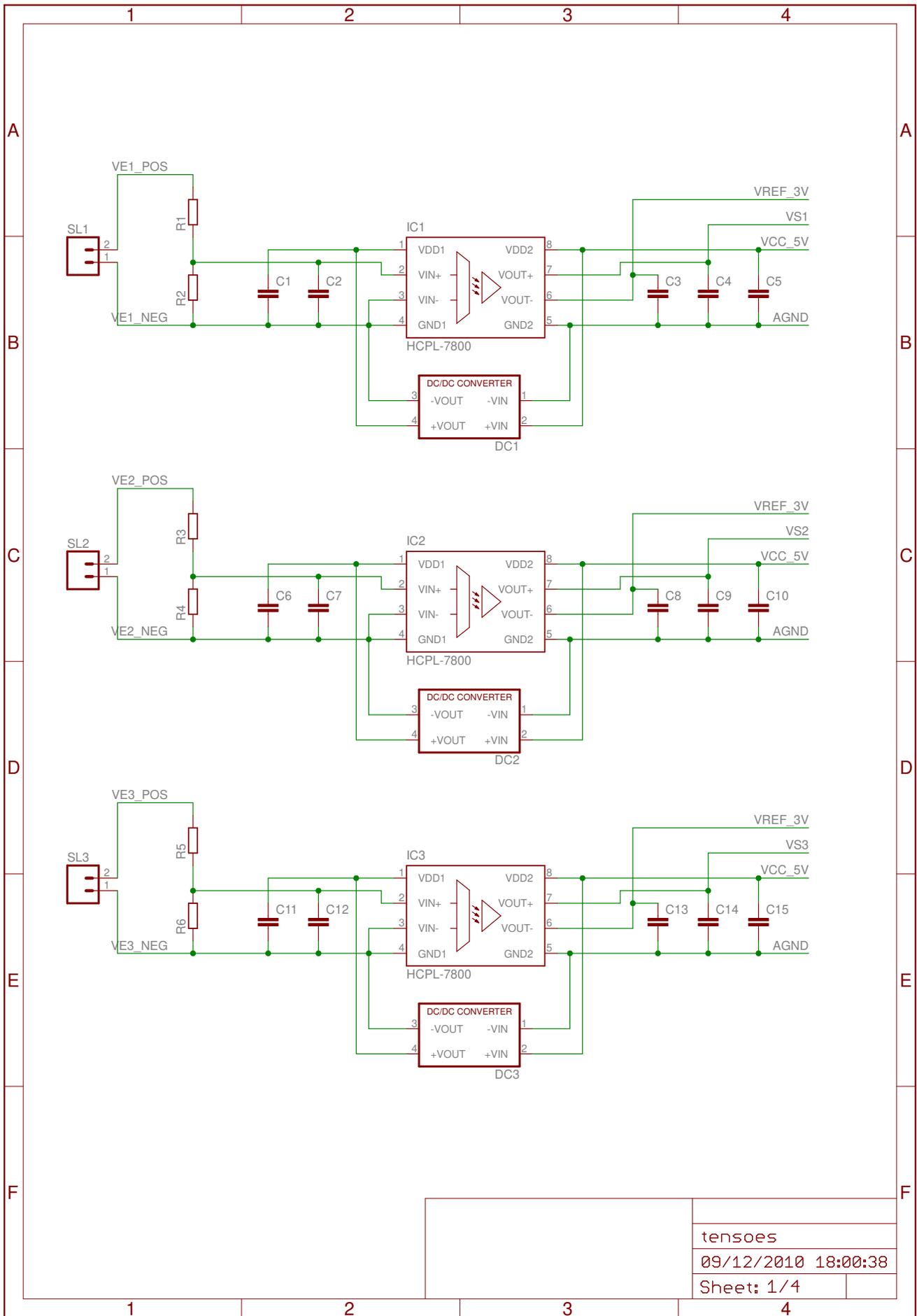
Sinalização

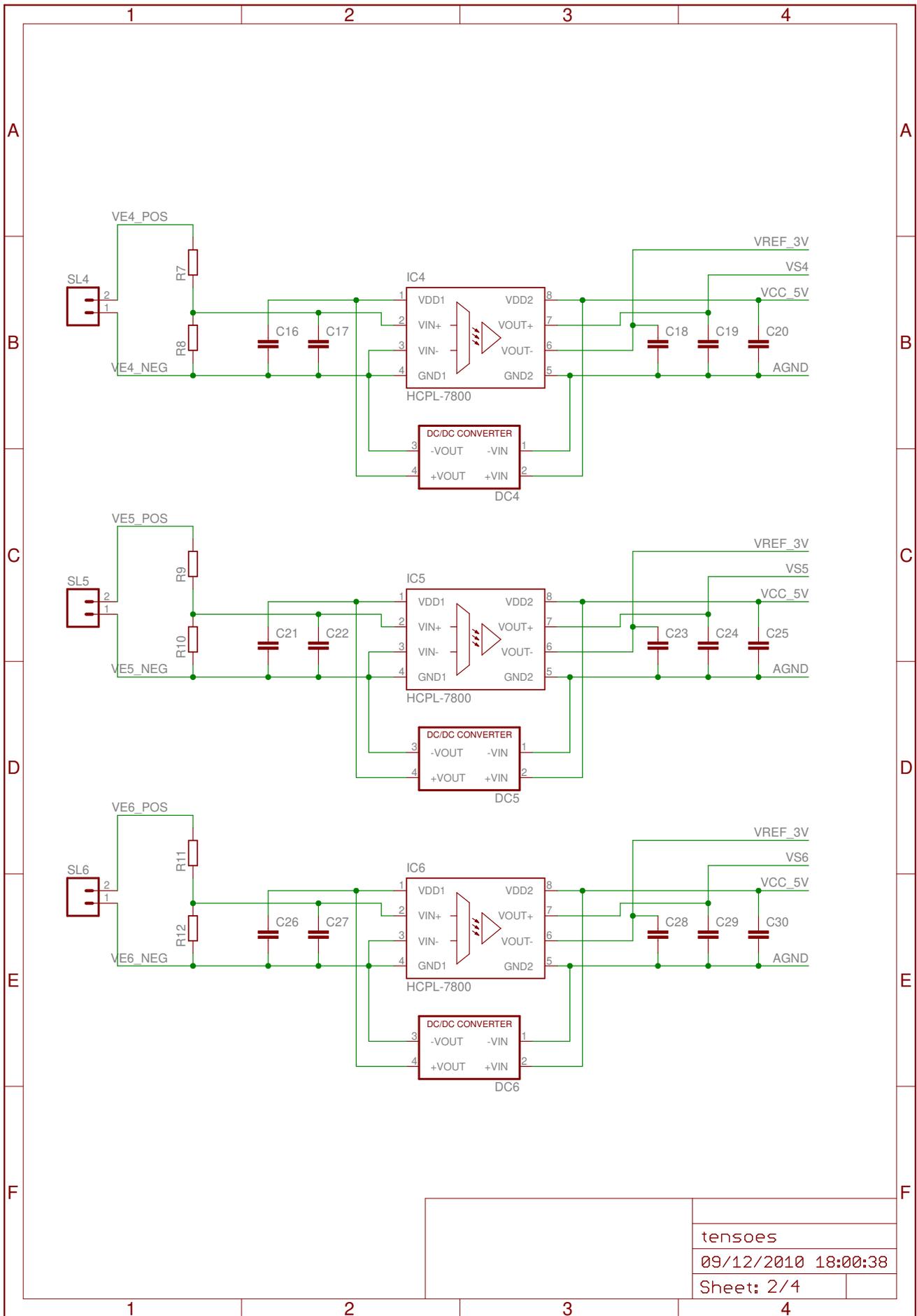


Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	23/09/2011	Sheet of
File:	Sheet1.SchDoc	Drawn By:

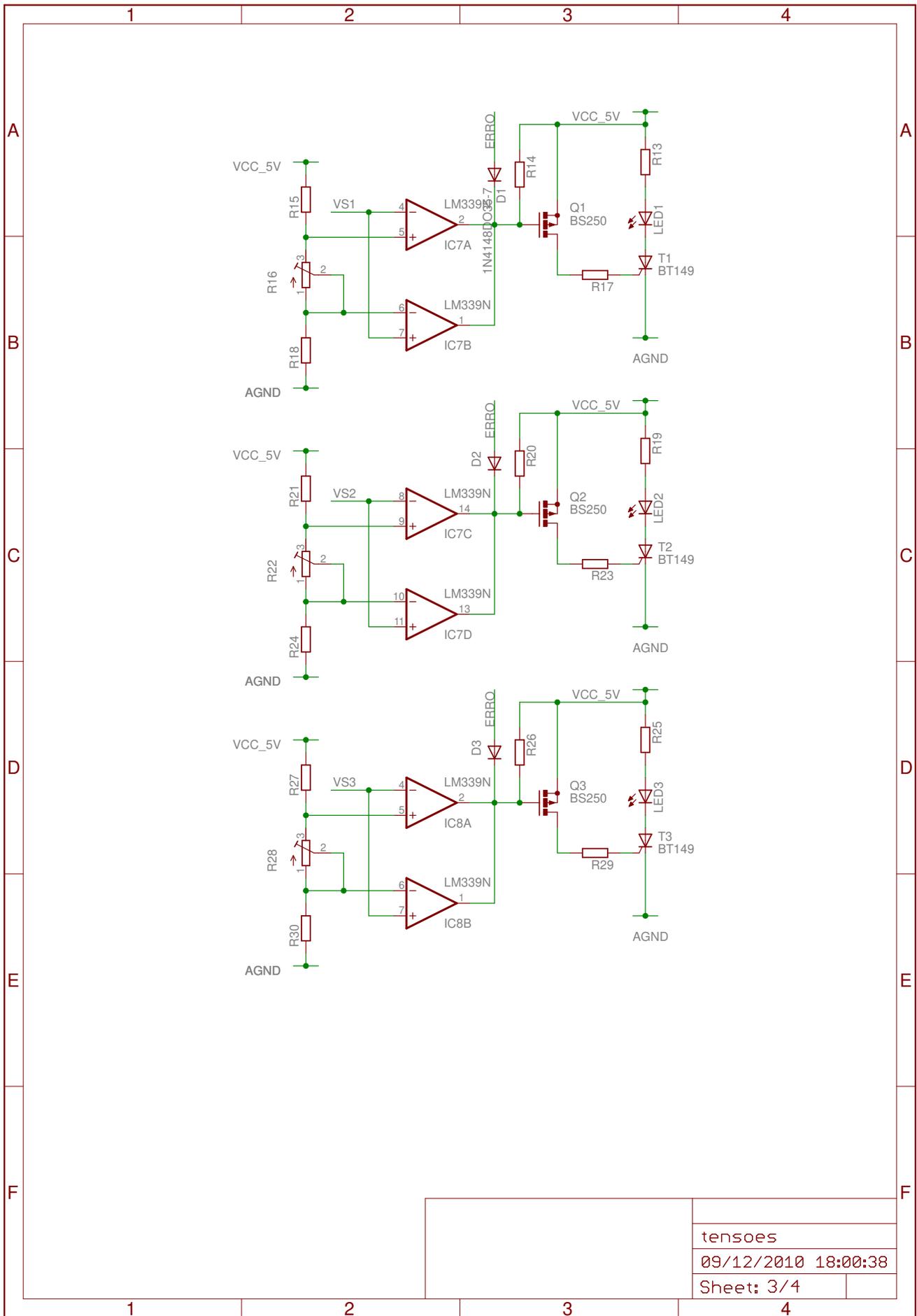


correntes
13/12/2010 14:46:08
Sheet: 1/2

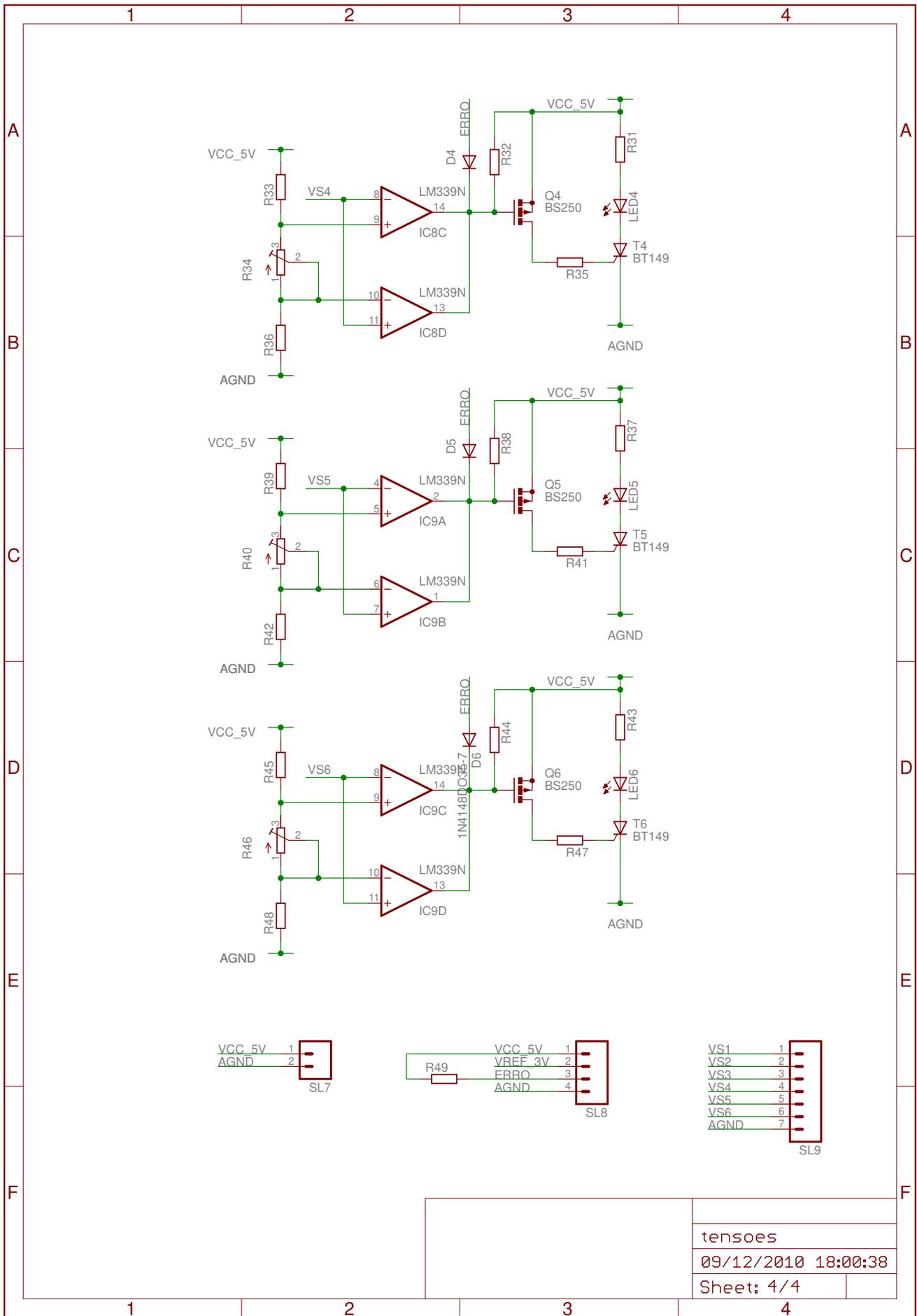


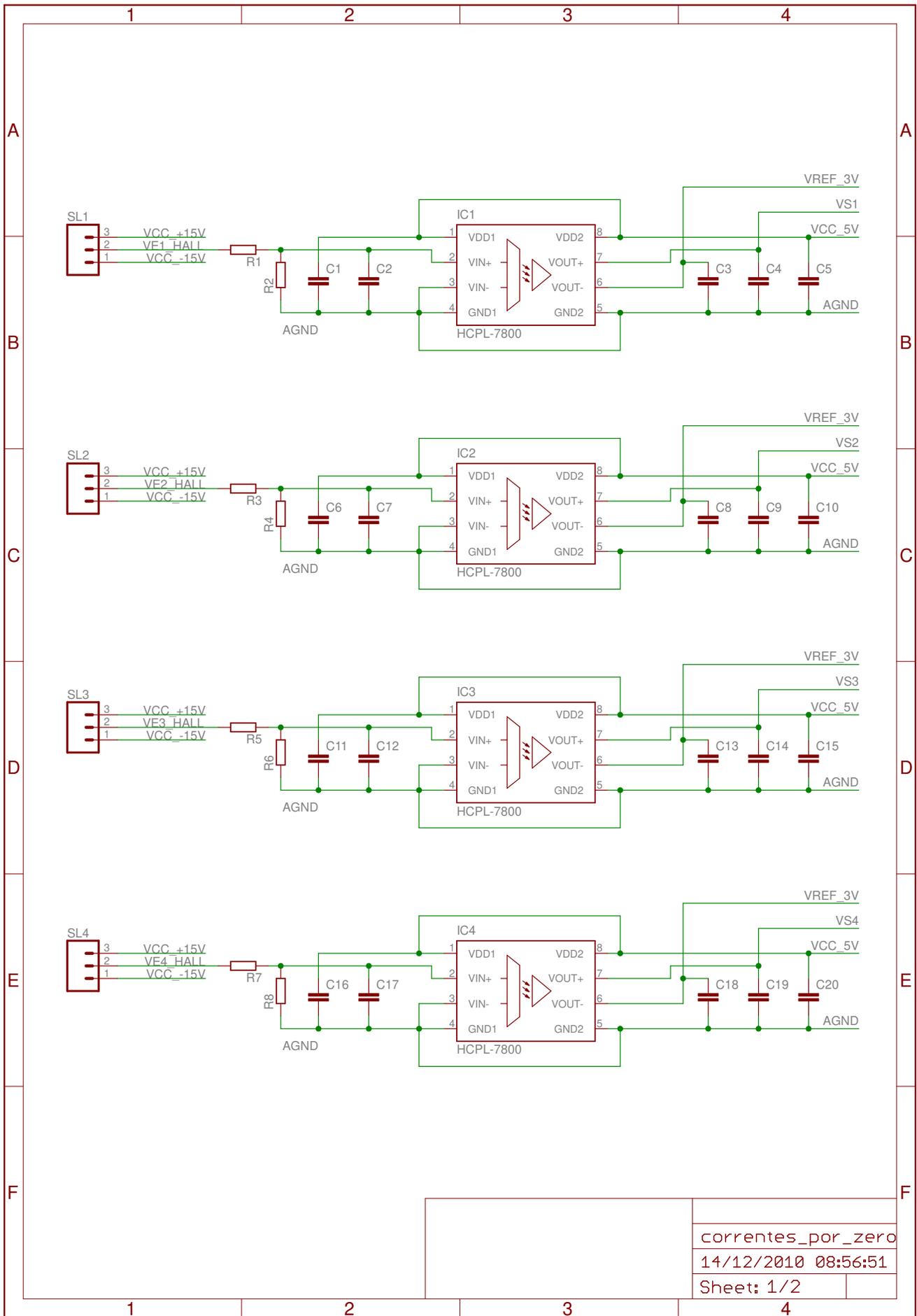


tensoes
09/12/2010 18:00:38
Sheet: 2/4

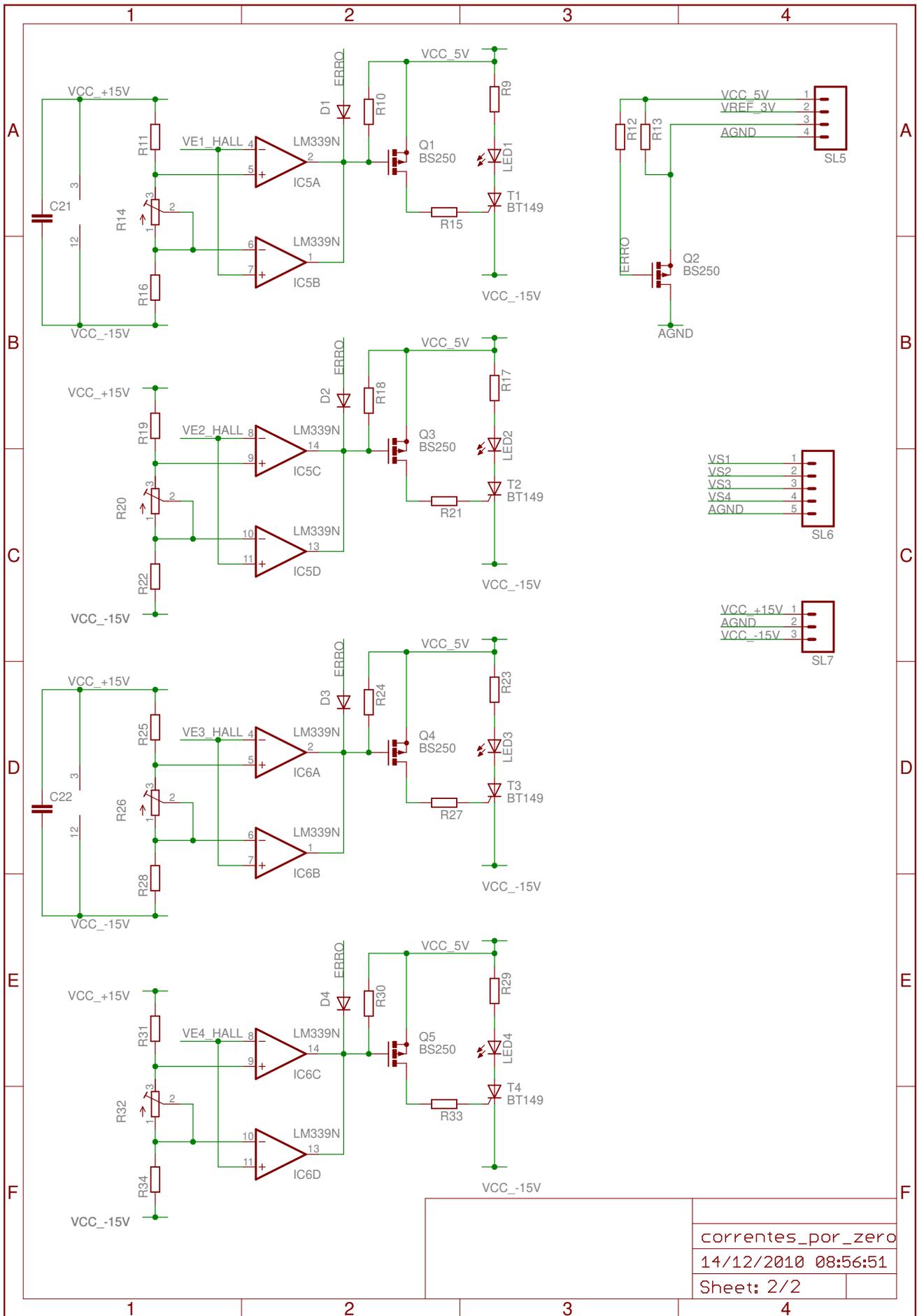


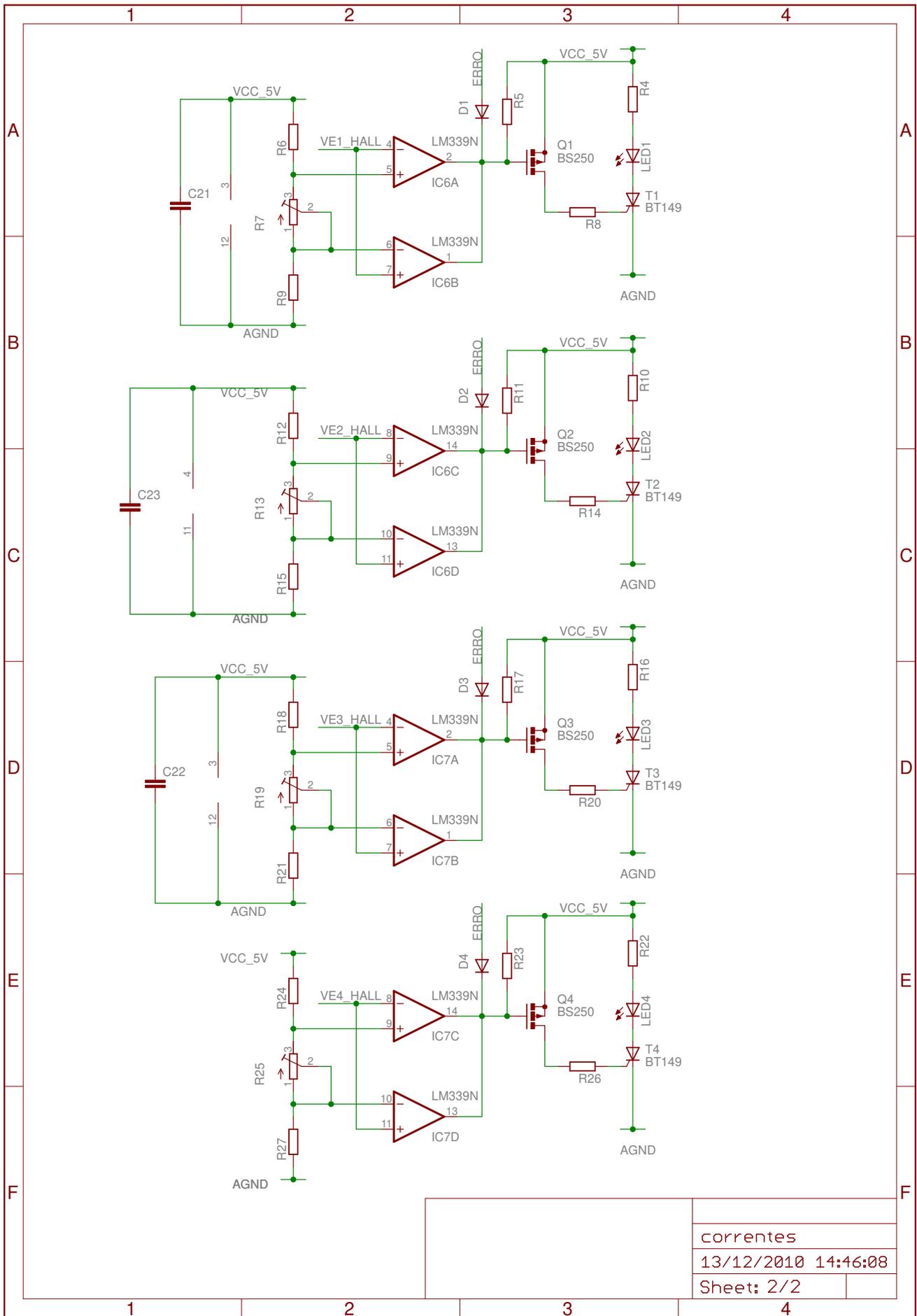
tensoes
09/12/2010 18:00:38
Sheet: 3/4





correntes_por_zero
 14/12/2010 08:56:51
 Sheet: 1/2





correntes
13/12/2010 14:46:08
Sheet: 2/2

Apêndice B

Software

B.1 Rotina principal

```
#include "DSP28x_Project.h" // Inclui arquivos de cabeçalho.
#include "math.h"           // Inclui biblioteca de ponto flutuante.
#include "parametros.h"

// ***** Variáveis

// Estrutura p/ usar com os canais do ADC
Struct_Amostra_ADC ADC_Canal_ig, ADC_Canal_vg;
Uint16 inversor_ligado = 0;
Uint16 i;
extern volatile MMove1_Struct vgMediaMove1, igMediaMove1,
VgOmegaMediaMove1, IgOmegaMediaMove1;
```

```
// *****
```

```
// ***** Interrupções
```

```
interrupt void epwm1_isr(void);
```

```
interrupt void protecaoExt(void);
```

```
// *****
```

```
// Rotina principal
```

```
void main(void)
```

```
{
```

```
    InitSysCtrl();
```

```
    configura_GPIO();
```

```
    InitEPwm1Gpio();
```

```
    InitTzGpio();
```

```
for(i=0;i<N_MMovel;i++){
```

```
vgMediaMovel.Vetor[i] = 0;
```

```
igMediaMovel.Vetor[i] = 0;
```

```
VgOmegaMediaMovel.Vetor[i] = 0;
```

```
IgOmegaMediaMovel.Vetor[i] = 0;
```

```
}
```

```
vgMediaMovel.Index = 0;
```

```
vgMediaMovel.Valor[0] = 0;
```

```
vgMediaMovel.Valor[1] = 0;
```

```
vgMediaMovel.VetorN = 0;
igMediaMovel.Index = 0;
igMediaMovel.Valor[0] = 0;
igMediaMovel.Valor[1] = 0;
igMediaMovel.VetorN = 0;
VgOmegaMediaMovel.Index = 0;
VgOmegaMediaMovel.Valor[0] = 0;
VgOmegaMediaMovel.Valor[1] = 0;
VgOmegaMediaMovel.VetorN = 0;
IgOmegaMediaMovel.Index = 0;
IgOmegaMediaMovel.Valor[0] = 0;
IgOmegaMediaMovel.Valor[1] = 0;
IgOmegaMediaMovel.VetorN = 0;

    DINT;

    InitPieCtrl();

    IER = 0x0000;

    IFR = 0x0000;

    InitPieVectTable();

    EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected registers
    PieVectTable.EPWM1_INT = &epwm1_isr;
    PieVectTable.XINT1 = &protecaoExt;

    EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers

EALLOW;
```

```
SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0;

EDIS;

GpioDataRegs.GPCCLEAR.bit.RELE = 1; //desliga inversor

InitEPwm1Example();
InitEPwm2Example();

EALLOW;

SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;

EDIS;

InitAdc(); // Inicializa Conversor A/D
config_ADC(); // Configura Conversor A/D
CalcOffsetADC(); // Calcula o offset dos canais analógicos

IER |= M_INT1; // Habilita XINT1;
IER |= M_INT3; // Habilita EPWMx_INT

PieCtrlRegs.PIECTRL.bit.ENPIE = 1; // Enable the PIE block
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx4 = 1; // Habilita XINT1
PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx1 = 1; // Habilita EPWM1_INT
PieCtrlRegs.PIEIER2.bit.INTx1 = 0xOFFF; // Habilita EPWMx_TZINT

EALLOW;

EDIS;
```

```
EALLOW;

GpioIntRegs.GPIOXINT1SEL.bit.GPIOSEL = 22; // Xint1 is GPIO0

XIntruptRegs.XINT1CR.bit.POLARITY = 0; // Falling edge interrupt

XIntruptRegs.XINT1CR.bit.ENABLE = 1; // Enable Xint1

EDIS;

EINT; // Enable Global interrupt INTM
ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM

GpioDataRegs.GPCCLEAR.bit.GPIO77 = 1; // Livre
GpioDataRegs.GPCCLEAR.bit.GPIO75 = 1; // Livre
GpioDataRegs.GPCCLEAR.bit.GPIO73 = 1; // Livre
GpioDataRegs.GPCCLEAR.bit.GPIO71 = 1; // Livre
GpioDataRegs.GPCCLEAR.bit.GPIO69 = 1; // Livre

for(;;)
{
asm("        NOP");
if((GpioDataRegs.GPCDAT.bit.CHAVE2) && (inversor_ligado)){
desliga_inversor();
inversor_ligado = 0;
}
if(!(GpioDataRegs.GPCDAT.bit.CHAVE2) && (!inversor_ligado)){
liga_inversor();
}
```

```
inversor_ligado = 1; } }}
```

```
void protecaoExt (void){
```

```
return;
```

```
}
```

B.2 Funções

```
#include "DSP28x_Project.h" // Inclui arquivos de cabeçalho.
```

```
#include "math.h" // Inclui biblioteca de ponto flutuante.
```

```
#include "parametros.h"
```

```
Uint32 saidaDAC;
```

```
extern volatile PLL_Struct vg_PLL;
```

```
extern volatile float32 w0;
```

```
float32 Resto_Teta = 0;
```

```
extern volatile int Protecao_Atuou;
```

```
Uint16 cont_protecao = 0;
```

```
Uint16 Persis_Prot = 0;
```

```
extern const float32 pi, Ts;
```

```
extern MMovel_Struct OmegaMediaMovel;
```

```
float32 ki_PLL = 100;
float32 kp_PLL = 10;

// Instancia funções

void PLLMarcelo (float32 *va_, float32 *vb_, float32 *vc_,
float32 *teta_, int seq,float *wout);
void dacMarcelo(float32 ch1, float32 ch2, float32 ch3,
float32 ch4);
void Protecao();
void PLL(float32 *grandeza, PLL_Struct *variavelPLL,
MMovel_Struct *variavelMMovel);
void MediaMovel(float32 grandeza, MMovel_Struct *structMMovel);
void Calc_RMS(float32 *grandeza, VarRMS_Struct *structRMS);
float32 cPI(struct PImostr *PIx, float32 Ts_PI);
void dac(float32 valor);
void CalcOffsetADC();
void liga_inversor(void);
void desliga_inversor(void);
void config_ADC(void);
void InitEPwm1Example(void);
void InitEPwm2Example(void);
void configura_GPIO(void);

void PLLMarcelo (float32 *va_, float32 *vb_, float32 *vc_,
float32 *teta_, int seq,float *wout)
```

```
{
static      float32    dp=0;
            float32    kp = 25;    //25
            float32    ki = 90;    //90
            float32    temp;
const      float32    Ts = 5e-5;
const      float32    pi = 3.141592653589793;

static      float32    w=0,wi=376.991;
static      float32    ua=0,ub=0,uc=0;

if (seq == -1)
{
*va_ = *va_;
temp = *vc_;
*vc_ = *vb_;
*vb_ = temp;
}

//Cálculo do produto escalar.
dp = *va_ * ua + * vb_ * ub + *vc_ * uc;

//Regulador PI.
wi = wi - dp*ki*Ts;
w = wi - dp*kp;
```

```
//Satura o valor do ângulo w.
if (w > 414.7) w = 414.7; else
if (w < 339.3) w = 339.3;

//Integrador do ângulo teta.
*teta_ = *teta_ + w*Ts;

//Zera o integrador do ângulo teta.
if (*teta_ >= 200*pi) *teta_ = 0;

ua = sin(*teta_);
ub = sin(*teta_+2.094395102393195);
uc = sin(*teta_-2.094395102393195);

if (seq==1)
{
//Calcula os sinais de tensão ortogonais.
//Devolve sinais de tensão unitários sincronizados com a rede.
*va_ = sin(*teta_+pi/2+pi/6+pi);
*vb_ = sin(*teta_+2.09439510239320+pi/2+pi/6+pi);
*vc_ = sin(*teta_-2.09439510239320+pi/2+pi/6+pi);
}
else
if (seq==-1)
{
//Devolve sinais de tensão unitários sincronizados com a rede.
```

```
*va_ = sin(*teta_+pi/2-pi/6+pi);
*vb_ = sin(*teta_-2.09439510239320+pi/2-pi/6+pi);
*vc_ = sin(*teta_+2.09439510239320+pi/2-pi/6+pi);
}

*wout = w;

}

// Rotina para visualização de sinais no DAC externo (INÍCIO)
void dacMarcelo(float32 ch1, float32 ch2, float32 ch3, float32 ch4){

unsigned j;
Uint32  valor;
unsigned dacorder[4] = {0,1,2,3};

struct dacstr  {
    Uint16 rsvd1:16;
    Uint16 dados:12;
    Uint16 canal:2;
    Uint16 LDAC:1;
    Uint16 rsvd2:1; };

union dactype {
```

```
Uint32 all;
struct dacstr bits; };

volatile union dactype dacout;

for (j=0;j<4;j++)
{

    switch (dacorder[j])
    {
        case 0:
            valor = (Uint32) floor(((ch1*0.5+0.5)*4095));
            break;

        case 1:
            valor = (Uint32) floor(((ch2*0.5+0.5)*4095));
            break;

        case 2:
            valor = (Uint32) floor(((ch3*0.5+0.5)*4095));
            break;

        case 3:
            valor = (Uint32) floor(((ch4*0.5+0.5)*4095));
    }

    dacout.bits.LDAC = 1;
```

```
GpioDataRegs.GPBDAT.all = dacout.all;

dacout.bits.canal = dacorder[j];
GpioDataRegs.GPBDAT.all = dacout.all;

dacout.bits.dados=valor;
GpioDataRegs.GPBDAT.all = dacout.all;

dacout.bits.LDAC = 0;
GpioDataRegs.GPBDAT.all = dacout.all;

}

return;
}

// Rotina para visualização de sinais no DAC externo (INÍCIO)

void Protecao(){

//if ( (vgRMS - TENSAO_NOM > LIM_TENSAO ) || (vgRMS - TENSAO_NOM
< (-LIM_TENSAO) ) || (w_estimada - w0 > (2*pi*LIM_FREQ)) ||
(w_estimada - w0 < (-2*pi*LIM_FREQ))){
```

```
if ( (vg_PLL.Omega - w0 > (2*pi*LIM_FREQ)) || (vg_PLL.Omega -
w0 < (-2*pi*LIM_FREQ))){
if(Protecao_Atuou == 0){
Protecao_Atuou = 1;
cont_protecao = 0;
Persis_Prot = 0;
}
}

if(Protecao_Atuou == 1){
cont_protecao++;
// A_sinal_estimada = 0;
}

if(cont_protecao == 50000){
cont_protecao = 0;
// if ( (vgrms - TENSAO_NOM < LIM_TENSAO ) & (vgrms - TENSAO_NOM
> (-LIM_TENSAO) ) & (w_estimada - w0 < (2*pi*LIM_FREQ)) & (w_estimada
- w0 > (-2*pi*LIM_FREQ)) )
if ( (vg_PLL.Omega - w0 < (2*pi*LIM_FREQ)) & (vg_PLL.Omega - w0 >
(-2*pi*LIM_FREQ)) )
Protecao_Atuou = 0;
}

}

// ---- Algoritmo do PLL -----//
```

```
void PLL(float32 *grandeza, PLL_Struct *variavelPLL, MMovel_Struct
*variavelMMovel){

float32 Vd, Vq, Valfa, Vbeta; // Variáveis do gerador de quadratura
float32 V_sin, V_cos;

V_sin = sin(variavelPLL->Teta);
V_cos = cos(variavelPLL->Teta);

// Quadratura *****
Vbeta = *grandeza;
if( variavelPLL->Amplitude >= 0)
Valfa = variavelPLL->Amplitude*V_cos;
else
Valfa = - variavelPLL->Amplitude*V_cos;

// Alfa-Beta to DQ *****
Vd = V_cos*Valfa + V_sin*Vbeta;
Vq = -V_sin*Valfa + V_cos*Vbeta;

if (Vd == 0)
Vd = 1e-5;

// Passa-baixas *****
variavelPLL->FiltroPB[1] = variavelPLL->FiltroPB[0];
```

```
variavelPLL->FiltroPB[0] = (1-0.0099) * variavelPLL->FiltroPB[1]
+ 0.0099*Vd; // Amplitude estimada
if(variavelPLL->Amplitude >= 0) // Pega o sinal da amplitude estimada
variavelPLL->Sinal = 1;
else
variavelPLL->Sinal = -1;
// Cálculo do PI
variavelPLL->PI_e[1] = variavelPLL->PI_e[0];
variavelPLL->PI_e[0] = Vq/Vd;
variavelPLL->PI_mI[1] = variavelPLL->PI_mI[0];
variavelPLL->PI_mI[0] = ki_PLL * Ts * variavelPLL->PI_e[0] +
variavelPLL->PI_mI[1];
variavelPLL->Omega = kp_PLL * variavelPLL->PI_e[0] + variavelPLL->PI_mI[0]
+ w0; // Saída do PI

// Calculo da média de Omega
MediaMovel(variavelPLL->Omega, &(*variavelMMovel));
variavelPLL->Omega = variavelMMovel->Valor[0];

// Dá condições iniciais caso perca a referência
if( (variavelPLL->Omega < (0.7*w0)) || (variavelPLL->Omega > (1.3*w0))){
variavelPLL->Omega = 0.8*w0;
variavelPLL->Teta = 0;
variavelPLL->PI_mI[0] = 0;
}

if ((variavelPLL->PI_mI[1] < -100) || (variavelPLL->PI_mI[1] > 100))
```

```
variavelPLL->PI_mI[1] = 0;

// Integrador *****
variavelPLL->Teta = variavelPLL->Teta + variavelPLL->Omega*Ts;

// Saturar o Teta
if ((variavelPLL->Teta > (1000*pi)) || (variavelPLL->Teta < (-1000*pi)))
{
    variavelPLL->Teta = 0;
    variavelPLL->PI_e[0] = 0;
    variavelPLL->PI_mI[0] = 0;
    // variavelPLL->Omega = 0;
}

if(variavelPLL->Omega < 0)
    variavelPLL->Omega = 0;
}

// ---- Algoritmo do PLL -----//

void MediaMovel(float32 grandeza, MMovel_Struct *structMMovel){

    structMMovel->Vetor[structMMovel->Index] = grandeza;
    structMMovel->Valor[1] = structMMovel->Valor[0];
    // Cuidado, o N_MMovel tá invertido na mão na linha de baixo.
    structMMovel->Valor[0] = structMMovel->Valor[1] + (structMMovel->
    Vetor[structMMovel->Index] - structMMovel->VetorN)*0.005;
    structMMovel->Index = (structMMovel->Index + 1) % N_MMovel ;
}
```

```
structMMovel->VetorN = structMMovel->Vetor[structMMovel->Index];
}

//Função para cálculo do RMS de uma grandeza
void Calc_RMS(float32 *grandeza, VarRMS_Struct *structRMS){

structRMS->Integral = structRMS->Integral + *grandeza * *grandeza;
if (structRMS->contador == 120){
structRMS->RMS = sqrt(structRMS->Integral*0.008333);
structRMS->Integral = 0;
structRMS->contador = 0;
}
structRMS->contador++;
if ((structRMS->RMS > 300) || (structRMS->RMS < 0)){
structRMS->RMS = 0;
structRMS->Integral = 0;
}
}

//----- PI com saturação dinâmica -----//
float32 cPI(struct PIstruct *PIx, float32 Ts_PI){

PIx->prop = PIx->kp * PIx->erro;

if(PIx->prop > 1)
PIx->prop = 1;
if(PIx->prop < -1)
```

```
PIx->prop = -1;

if (abs(PIx->prop) < 1){
PIx->integral += ( PIx->erro * PIx->ki * Ts_PI );
if (PIx->integral > 1.0)
PIx->integral = 1.0;
if (PIx->integral < -1.0)
PIx->integral = -1.0;
}

// saída
PIx->saida = PIx->prop + PIx->integral;

if (PIx->saida > 1)
PIx->saida = 1.0;
if (PIx->saida < -1)
PIx->saida = -1.0;

return PIx->saida;
}

//----- PI com saturação dinâmica -----//

// Função para mostrar sinal no DAC
void dac(float32 valor){

saidaDAC = (Uint32) floor( (valor * 0.25 + 0.3)*1638.4 );
```

```
saidaDAC = saidaDAC << 20;
GpioDataRegs.GPBDAT.all = saidaDAC;

}

// Obtém o Offset dos canais do ADC, lendo 1024 vezes cada um e fazendo
// média simples
void CalcOffsetADC(){

extern volatile Struct_Amostra_ADC ADC_Canal_ig, ADC_Canal_vg;
float32 OffsetADC[2];
int cont1;

// Limpa as variáveis de Offset
for (cont1=0;cont1<2;cont1++){
OffsetADC[cont1] = 0;
}

ADC_Canal_ig.Offset = 0;
ADC_Canal_vg.Offset = 0;

for (cont1=0;cont1<4095;cont1++){
AdcRegs.ADCTRL2.bit.SOC_SEQ1 = 1;           // Star of Conversion SEQ1
DELAY_US(5L);

// Lê os valores em cada canal
OffsetADC[0] = ((float32) (AdcRegs.ADCRESULT0 >> 4)) / 4095 ;
```

```
OffsetADC[1] = ((float32) (AdcRegs.ADCRESULT1 >> 4)) / 4095 ;
```

```
ADC_Canal_ig.Offset += ((OffsetADC[0] - 0.5) * 2)*
```

```
FUNDO_ESCALA_CORRENTE/4095;
```

```
ADC_Canal_vg.Offset += ((OffsetADC[1] - 0.5) * 2)*
```

```
FUNDO_ESCALA_TENSAO/4095;
```

```
AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1;          // Reset SEQ1
```

```
}
```

```
// aguarda cerca de 5ms
```

```
DELAY_US(5000L);
```

```
}
```

```
void liga_inversor (void)
```

```
{
```

```
GpioDataRegs.GPCSET.bit.RELE = 1; //liga inversor
```

```
}
```

```
void desliga_inversor (void)
```

```
{
```

```
    GpioDataRegs.GPCCLEAR.bit.RELE = 1; //desliga inversor
```

```
}
```

```
void config_ADC (void){
```

```
//AdcRegs.ADCTRL1.bit.RESET = 0x1;    // Reset geral do dispositivo.
AdcRegs.ADCTRL1.bit.SUSMOD = 0x0;    // Emulation suspend ignored
AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS = 0x2;    // Acquisition window size
AdcRegs.ADCTRL1.bit.CPS = 0x1;    // Core clock pre-scaler

AdcRegs.ADCTRL1.bit.CPS = 1;        // Divide por 2 o clock do
periférico.
AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN = 1;    // Habilita modo start/stop.
AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_OVRD = 1;

AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC = 1;    // Conversores AD operando
no modo dual.

AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS = 3;    // Core clock divider
AdcRegs.ADCREFSEL.bit.REF_SEL = 0 ; // Set Refernce Voltage
AdcRegs.ADCOFFTRIM.bit.OFFSET_TRIM = 0;// Set Offset Error Correctino
Value
AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN = 0x0; // 0:Start-Stop sequencer mode
AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCBGRFDN = 0x3; // Bandgap and reference
powered up
AdcRegs.ADCTRL3.bit.SMODE_SEL = 0 ; // 1:Simultaneous, 0:Sequential
sampling

AdcRegs.ADCMAXCONV.bit.MAX_CONV1 = 7;
AdcRegs.ADCMAXCONV.bit.MAX_CONV2 = 7;
```

```
AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC = 1;    // 1:Cascaded, 0:Dual sequencer
mode
```

```
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0;
```

```
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x1;
```

```
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x2;
```

```
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV03 = 0x3;
```

```
AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV04 = 0x4;
```

```
AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV05 = 0x5;
```

```
AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV06 = 0x6;
```

```
AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV07 = 0x7;
```

```
AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV08 = 0x8;
```

```
AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV09 = 0x9;
```

```
AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV10 = 0xA;
```

```
AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV11 = 0xB;
```

```
AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV12 = 0xC;
```

```
AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV13 = 0xD;
```

```
AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV14 = 0xE;
```

```
AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV15 = 0xF;
```

```
AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 0x1; // Reset SEQ1
```

```
AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ2 = 0x1; // Reset SEQ1
```



```
void InitEPwm1Example()
{

    // Setup TBCLK
    EPwm1Regs.TBPRD = PERIODO_PWM;           // Set timer period
    801 TBCLKs

    EPwm1Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000;    // Phase is 0
    EPwm1Regs.TBCTR = 0x0000;              // Clear counter

    // Set Compare values
    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 0000;       // Nível de comparação A
    EPwm1Regs.CMPB = PERIODO_PWM;         // Nível de comparação B

    // Setup counter mode
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;    // Contador
    up/down
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Disable phase loading
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;      // Clock ratio to SYSCLKOUT
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 00;

    // Setup shadowing
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO; // Load on Zero
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
```

```
// Set actions
EPwm1Regs.AQCTLA.bit.ZRO = AQ_SET;
EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;

EPwm1Regs.AQCTLB.bit.PRD = AQ_SET;
EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CBD = AQ_CLEAR;

// Interrupt where we will change the Compare Values
EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTSEL = ET_CTR_ZERO;    // Select INT
on Zero
event
//EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTSEL = 2;
EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTEN = 1;                // Enable INT
EPwm1Regs.ETPS.bit.INTPRD = 1;               // Generate INT on
1st event

EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1;
EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCASEL= 1;
EPwm1Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1;

EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCBEN = 1;
EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCBSEL= 1;
EPwm1Regs.ETPS.bit.SOCBPRD = 1;
```

```
EALLOW;
```

```
    EPwm1Regs.TZSEL.bit.OSHT1 = 1;
```

```
    EPwm1Regs.TZCTL.bit.TZA = 0x2;
```

```
    EPwm1Regs.TZCTL.bit.TZB = 0x2;
```

```
    EPwm1Regs.TZEINT.bit.OST = 1;
```

```
EDIS;
```

```
}
```

```
void InitEPwm2Example()
```

```
{
```

```
    // Setup TBCLK
```

```
    EPwm2Regs.TBPRD = PERIOD0_PWM;           // Set timer period 801 TBCLKs
```

```
    EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000;    // Phase is 0
```

```
    EPwm2Regs.TBCTR = 0x0000;               // Clear counter
```

```
    // Set Compare values
```

```
    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 000;        // Set compare A value
```

```
    EPwm2Regs.CMPB = PERIOD0_PWM;          // Set Compare B value
```

```
    // Setup counter mode
```

```
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2; // Count up
```

```
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE;           // Disable phase loading
EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;          // Clock ratio to SYSCLKOUT
EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;

// Setup shadowing
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;     // Load on Zero
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

// Set actions
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;

EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_SET;
EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CBD = AQ_CLEAR;

// Interrupt where we will change the Compare Values
//EPwm2Regs.ETSEL.bit.INTSEL = ET_CTR_ZERO;       // Select INT on Zero event
//EPwm2Regs.ETSEL.bit.INTEN = 1;                  // Enable INT
//EPwm2Regs.ETPS.bit.INTPRD = ET_3RD;            // Generate INT on 3rd event

EALLOW;

EPwm2Regs.TZSEL.bit.OSHT1 = 1;
```

```
    EPwm2Regs.TZCTL.bit.TZA = 0x2;
    EPwm2Regs.TZCTL.bit.TZB = 0x2;

    EPwm2Regs.TZEINT.bit.OST = 1;

EDIS;

}

void configura_GPIO(void){

// Pinos GPIO

// PORTA A: GPIO0 - GPIO15 (MUX1)
// PORTA A: GPIO16 - GPIO31 (MUX2)

// PORTA B: GPIO32 - GPIO47 (MUX1)
// PORTA B: GPIO48 - GPIO63 (MUX2)

// PORTA C: GPIO64 - GPIO79 (MUX1)
// PORTA C: GPIO80 - GPIO 87 (MUX2)

EALLOW;

//Porta B
GpioCtrlRegs.GPBPUD.all = 0x00000000;    // Habilita pullup de todos
```

```
os pinos.
GpioCtrlRegs.GPBMUX1.all = 0x00000000; // Configura como pino de I/O
GpioCtrlRegs.GPBMUX2.all = 0x00000000; // Configura como pino de I/O
GpioCtrlRegs.GPBDIR.all = 0xFFFFFFFF; // Configura como saída

// Porta C
GpioCtrlRegs.GPCPUD.all = 0x00000000; // Habilita pullup de todos
os pinos.
GpioCtrlRegs.GPCMUX1.all = 0x00000000; // Configura como pino de I/O
GpioCtrlRegs.GPCMUX2.all = 0x00000000; // Configura como pino de I/O
GpioCtrlRegs.GPCDIR.all = 0xFFFFFFFFC; // Configura como saída e entrada

// Porta A
GpioCtrlRegs.GPAPUD.all = 0x00000000; // Habilita pullup de todos
os pinos.
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.all = 0x00000000; // Configura como pino de I/O
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.all = 0x00000000; // Configura como pino de I/O
GpioCtrlRegs.GPADIR.all = 0xFFFFFFFF; // Configura como saída

//Algumas configurações de pinos serão sobrescritas pelas rotinas
//de configuração dos pinos de PWM.

EDIS;
}
```


Referências Bibliográficas

- [1] ANEEL. Big - banco de informações de geração. <http://www.aneel.gov.br/15.htm>. Acesso em 10/07/2011.
- [2] Howstuffworks. <http://www.howstuffworks.com>.
- [3] Inc Google. Google images. <http://images.google.com>.
- [4] F. Kininger. Photovoltaic systems technology ss 2003. *Universität Kassel - Kassel, Germany*, 2003.
- [5] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, and E. F. Ruppert. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 24(5):1198–1208, 2009.
- [6] M. G. Villalva. Conversor eletrônico de potência trifásico para sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica. *Universidade Estadual de Campinas*, 2010. Tese de doutorado.
- [7] Kyocera. <http://www.kyocerasolar.com/pdf/specsheets/KC130TM.pdf>. Acesso em 11/01/2011.
- [8] V. V. R. Scarpa. Control of the generated power in photovoltaic systems through the maximum power point locus characterization. *Università degli Studi di Padova*, 2009. Tesi di dottorato.

- [9] J. M. Blanes, A. Garrig, J.A. Carrasco, E. Avila, and E. Maset. Maximum power point estimator for photovoltaic solar arrays. *IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, pages 889–892, 2006.
- [10] N. P. Papanikolaou, E. C. Tatakis, A. Critsis, and D. Klimis. Simplified high frequency converter in decentralized grid-connected pv systems: a novel low-cost solution. *Proc. EPE 03*, 2003.
- [11] T. Shimizu, K Wada, and N. Nakamura. A flyback-type single phase utility interactive inverter with low-frequency ripple current reduction on the dc input for an ac photovoltaic module system. *Proc. IEEE PESC 02*, 3, 2002.
- [12] S. B. Kjaer and F Blaabjerg. Design optimization of a single phase inverter for photovoltaic applications. *Proc. IEEE PESC 03*, 3, 2003.
- [13] M. Nagao and K. Harada. Power flow of photovoltaic system using buck-boost pwm power inverter. *Proc. PEDS 97*, 1:144–149, 1997.
- [14] S Mekhilef, N. A. Rahim, and A. M. Omar. A new solar energy conversion scheme implemented using grid-tied single phase inverter. *Proc. IEEE TENCON 00*, 3:524–527, 2000.
- [15] D. C. Martins and R. Demonti. Grid connected pv system using two energy processing stages. *Conf. Rec. 29th IEEE Photovoltaic Specialists Conf.*, pages 1649–1652, 2002.
- [16] D. C. Martins and R. Demonti. Photovoltaic energy processing for utility connected system. *Proc. IEEE IECON 01*, 2:1292–1296, 2001.
- [17] A Lohner, T Meyer, and A. Nagel. A new panel-integratable inverter concept for grid-connected photovoltaic systems. *Proc. IEEE ISIE 96*, 2:827–831, 1996.

- [18] Mastervolt. Soladin 120, October 2001. <http://www.mastervolt.us/>. Acesso em 25/05/2011.
- [19] Q Li and P Wolfs. A review of the single phase photovoltaic module integrated converter topologies with three different dc link configurations. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23:1320–1333, 2008.
- [20] R. Demonti. Sistema de co-geração de energia a partir de painéis fotovoltaicos. *Universidade Federal de Santa Catarina*, 1998. Tese de Mestrado.
- [21] C. Chunliu, W. Chenghua, and H. Feng. Research of an interleaved boost converter with four interleaved boost convert cells. *IEEE Asia Pacific Conference on Postgraduate Research in Microelectronics & Electronics*, page 396, 2009.
- [22] F. M. Vichi and M. T. C. Mansor. Energia, meio ambiente e economia: O brasil no contexto mundial. *Química Nova*, 32(3):757–767, 2009.
- [23] Internation Energy Agency. *World Energy Outlook 2006*, 2006.
- [24] Wikipedia. Crise do apagão. http://pt.wikipedia.org/wiki/Crise_do_apag%C3%A3o. Acesso em 10/07/2011.
- [25] Global Wind Energy Council. *Global Wind Energy Outlook 2008*, 2008. pg 38.
- [26] <http://www.ebx.com.br/release.php?id=348>. Acesso em 10/07/2011.
- [27] ANEEL. Atlas de irradiação solar no brasil, 1998.
- [28] Greenpeace and EPIA. Solar generation iv - 2007. Technical report, 2007.
- [29] EPIA. Global market outlook for photovoltaics until 2014. 2010. http://www.epia.org/fileadmin/EPIA_docs/public/Global_Market_Outlook_for_Photovoltaics_until_2014.pdf. Acesso em 10/07/2011.

- [30] EPIA. Solar generation 6 - executive summary. 2010. http://www.epia.org/fileadmin/EPIA_docs/documents/Solar_Generation_6_Executive_Summary2.pdf. Acesso em 10/07/2011.
- [31] Roberto Zilles. Aplicações e conexão à rede elétrica, 03 2001. <http://www.nipeunicamp.org.br/inovafv/admin/resources/uploads/robertozilles.pdf>. Acesso em 10/07/2011.
- [32] A strategic research agenda for photovoltaic solar energy technology. *EU Photovoltaic Technology Platform*, 2007.
- [33] Aluminium electrolytic capacitors. application notes td003. Technical report, BHC Components, 2002.
- [34] Alan L. Fahrenbruch and Richard H. Bube. *Fundamentals of Solar Cells*. Academic Press, 1983.
- [35] K. H. J. Buschow. *Encyclopedia of materials: science and technology*. Elsevier, 2001.
- [36] E. Becquerel. On electric effects under the influence of solar radiation. *C. R: Hebd. Seances Acad. Sci.*, page 561, 1839.
- [37] Hans Joachim Möller. *Semiconductors for Solar Cells*. Artech House, 1993. ISBN-13: 978-0890065747.
- [38] W. Smith. Effect of light on selenium during the passage of an electric current. *Nature*, 7:303, 1873.
- [39] W.G. Adams and R.E. Day. The action of light on selenium. In *Proceedings of the Royal Society*, volume A25, page 113, 1877.
- [40] C.E. Fritts. On a new form of selenium photocell. *Proceedings of the American Association for the Advancement of Science*, 33:97, 1873.

- [41] V.V. Kobychiev and S.B. Popov. Constraints on the photon charge from observations of extragalactic sources. *Astronomy Letters*, 31:147–151, 2005.
- [42] Albert Einstein. On a heuristic viewpoint concerning the production and transformation of light. *Annalen der Physik*, 17:132–148, 1905.
- [43] MLA style. The nobel prize in physics 1921. http://nobelprize.org/nobel_prizes/physics/laureates/1921/index.html. Acesso em 31/12/2010.
- [44] World record: 41.1% efficiency reached for multi-junction solar cells at fraunhofer ise. <http://www.ise.fraunhofer.de/press-and-media/press-releases>. Acesso em 02/01/2011.
- [45] Boeing spectrolab terrestrial solar cell surpasses 40 percent efficiency. http://www.boeing.com/news/releases/2006/q4/061206b_nr.html. Acesso em 02/01/2011., 2006.
- [46] Martin A. Green. Third generation photovoltaics: solar cells for 2020 and beyond. *Physica E: Low-dimensional Systems and Nanostructures*, 14:65–70, 2002.
- [47] EPIA. Epia photovoltaic energy barometer, 2008. http://www.epia.org/fileadmin/EPIA_docs/documents/Eurobarometer_184.pdf. Acesso em 10/07/2011.
- [48] M.A. Green. Photovoltaics: coming of age. In *Photovoltaic Specialists Conference*, 1:1–8, 1990.
- [49] Paul A. Basore. Csg-1: Manufacturing a new polycrystalline silicon pv technology. In *Photovoltaic Energy Conversion, Conference Record of the 2006 IEEE 4th World Conference on*, 2:2089–2093.

- [50] Martin A. Green. Thin-film solar cells: review of materials, technologies and commercial status. *Journal of Materials Science: Materials in Electronics*, 18:15–19, 2007.
- [51] Martin A. Green. Recent developments and future prospects for third generation and other advanced cells. In *Photovoltaic Energy Conversion, Conference Record of the 2006 IEEE 4th World Conference on*, 1:15–19, 2006.
- [52] Alex C. Mayer, Shawn R. Scully, Brian E. Hardin, Michael W. Rowell, and Michael D. McGehee. Polymer-based solar cells. *Materials Today*, 10:28–33, 2007.
- [53] Adel S. Sedra and Kenneth C. Smith. *Microelectronic Circuits*. Oxford University Press, 2006.
- [54] H. S. Rauschenbach. *Solar Cell Array Design Handbook*. Van Nostrand Reinhold, 1980.
- [55] J. A. Gow and C. D. Manning. Development of a photovoltaic array model for use in powerelectronics simulation studies. *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, 146:193–200, 1999.
- [56] J. A. Gow and C. D. Manning. Development of a model for photovoltaic arrays suitable for use in simulation studies of solar energy conversion systems. *Proc. 6th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*, pages 69–74, 1996.
- [57] Kensuke Nishioka, Nobuhiro Sakitani, Yukiharu Uraoka, and Takashi Fuyuki. 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*, 2007.

- [58] R. Teodorescu D. Sera and P. Rodriguez. Pv panel model based on datasheet values. *Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pages 2392–2396, 2007.
- [59] S. A. Klein W. De Soto and W. A. Beckman. Improvement and validation of a model for photovoltaic array performance. *Solar Energy*, 80:78–88, 2006.
- [60] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, and E. F. Ruppert. Modeling and circuit-based simulation of photovoltaic arrays. *Brazilian Journal of Power Electronics*, 14:35–45, 2009.
- [61] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, and E. F. Ruppert. Modeling and circuit based simulation of photovoltaic arrays. *Proc. 10th Brazilian Power Electronics Conference*, 2009.
- [62] M. G. Villalva. <http://sites.google.com/site/mvillalva/pvmodel>. Acesso em 11/01/2011.
- [63] PRACHI PATEL. More ac power from solar panels. *Technology Review - MIT*, 18/05/2009.
- [64] ANEEL. Consulta pública 015/2010, Novembro 2010. http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/consulta_publica/detalhes_consulta.cfm?IdConsultaPublica=197. Acesso em 21/01/2011.
- [65] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 41(5):1292–1306, 2005.
- [66] T. Esum and P. L. Chapman. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 22:439–449, 2007.

- [67] D. P. Hohm and M. E. Ropp. Comparative study of maximum power point tracking algorithms. *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, 11:47–62, 2003.
- [68] T. Shimizu, M. Hirakata, T. Kamezawa, and H. Watanabe. Generation control circuit for photovoltaic modules. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 16:293–300, 2001.
- [69] W. J. A. Teulings and J. C. Marpinard. A new maximum power point tracking system. *24th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 833–838, 1993.
- [70] Weidong Xiao, W.G. Dunford, P.R. Palmer, and A. Capel. Application of centered differentiation and steepest descent to maximum power point tracking. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 54:2539–2549, 2007.
- [71] D. Sera, T. Kerekes, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg. Improved mppt method for rapidly changing environmental conditions. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2006.
- [72] M. C. Cavalcanti, K. C. Oliveira, G. M. S. Azevedo, and F. A. S. Neves. Comparative study of maximum power point tracking techniques for photovoltaic systems. *Revista Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, 12:163–171, 2007.
- [73] P. Mydia, P. T. Krein, R. J. Turnbull, R. Reppa, , and J. Kimball. Dynamic maximum power point tracker for photovoltaic applications. *IEEE 27th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 1710–1716, 1996.
- [74] N.D. Benavides, T. ESRAM, and P.L. Chapman. Ripple correlation control of a multiple-input dc-dc converter. *Proc. of Power Electronics Specialists Conference*, pages 160–164, 2005.
- [75] B. Bekker and H.J. Beukes. Finding an optimal pv panel maximum power point tracking method. *7th AFRICON Conference*, 2:1125–1129, 2004.

- [76] W. Xiao, M. G. J. Lind, W. G. Dunford, and A. Capel. Real-time identification of optimal operation points in photovoltaic power systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53:1017–1026, 2006.
- [77] R.S Kunte and Wenzhong Gao. Comparison and review of islanding detection techniques for distributed energy resources. *Power Symposium, 2008. NAPS '08. 40th North American*, page 1, 2008.
- [78] Svein Erik Evju. Fundamentals of grid connected photo-voltaic power electronic converter design. *Norwegian University of Science and Technology*, 2007. Master's thesis.
- [79] G. Spiazzi, P Mattavelli, J. R. Gazoli, R. Magalhaes, and G Frattini. Improved integrated boost-flyback high step-up converter. *IEEE International Conference on Industrial Technology - ICIT*, 2010.
- [80] Slobodan Cuk and R. D. Middlebrook. Modeling, analysis and design of switching converters. *California Institute of Technology*.
- [81] R.D. Middlebrook. Small-signal modeling of pulse-width modulated switched-mode power converters. *Proceedings of the IEEE*, 76:343–354, 1988.
- [82] R. D. Middlebrook and S. Cuk. A general unified approach to modelling switching converter power stage. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 18–34, 1976.
- [83] Robert W. Erickson and Dragan Maksimovic. Fundamentals of power electronics. 2001.
- [84] Xiaoyu Wang and W. Freitas. Impact of positive-feedback anti-islanding methods on small-signal stability of inverter-based distributed generation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2008.

- [85] F. Boudjema, M. Boscardin, P. Bidan, J. C. Marpinard, M. Valentin, and J. L. Abatut. Vss approach to a full bridge buck converter used for ac sine voltage generation. *15th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society. IECON '89*, 1:82–88, 1989.
- [86] Abraham I. Pressman. *Switching Power Supply Design*. McGraw-Hill, 1997.
- [87] D.G. Zmood, D.N.; Holmes. Stationary frame current regulation of pwm inverters with zero steady-state error. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18:814–822, 2003.
- [88] J.-W. Choi, Y.-K. Kim, and H.-G. Kim. Digital pll control for single-phase photovoltaic system. *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, 153(1):40–46, jan. 2006.
- [89] B. Meersman, J. De Kooning, T. Vandoorn, L. Degroote, B. Renders, and L. Vandevelde. Overview of pll methods for distributed generation units. *Universities Power Engineering Conference (UPEC), 2010 45th International*, pages 1–6, 2010.
- [90] Ferroxcube. Rm14 data sheet. <http://www.ferroxcube.com/prod/assets/rm14ilp.pdf>. Acesso em 25/07/2011.