



Universidade Federal de Campina Grande  
Centro de Engenharia Elétrica e Informática  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

# Contribuição ao estudo do Inversor Multinível em Cascata aplicado a Sistemas Fotovoltaicos Sujeitos a Sombreamentos Parciais

Marcus André Pereira Oliveira

*Tese apresentada à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande, em cumprimento às exigências do Programa de Doutorado em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.*

Área de Conhecimento: Processamento de Energia

Orientador:

Prof. Dr. Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Marcus André Pereira Oliveira, Agosto de 2014

*Aos meus pais Silas e Ligia,*

*à minha amada Monale e à pequena Luíza*

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

*Claude Lévi-Strauss*

# Agradecimentos

Agradeço a Deus pela oportunidade de alcançar mais uma etapa, a conquista de mais um sonho. Agradeço aos meus pais, e à minha esposa pela paciência, por serem meu suporte nas horas mais angustiosas. À Luíza, que mesmo sem ainda se dar conta, trouxe alegrias às minhas noites com seu choro, e aos meus dias com seu sorriso. Às minhas irmãs, cunhados, primos e amigos, sem os quais todo caminho seria muito mais difícil e sem sentido de ser seguido.

Agradeço também aos meus amigos da Coordenação de Indústria do IFTO Campus Palmas, por acreditarem e me substituírem nas aulas sempre que foi necessário. À gestão do IFTO, pelo esforço em capacitar seus docentes através deste programa DINTER UFCG/IFTO. Aos companheiros das lutas na UFCG: Maxwell, Wendell, Mateus, Gérson, Vágner, Abinadabe, Luciano e Gregory. Ao Francisco Canindé, amigo querido que nos deixou no meio da batalha, pois Deus o levou.

Finalmente, agradeço aos professores Cursino, Alexandre, Montiê, Antônio Marcus, Edison Roberto, que apoiaram, criticaram e investiram tempo em me auxiliar. Em especial, ao meu orientador, prof. Maurício, pela disposição em ajudar nas horas certas, compartilhamos esta vitória.



# Índice

Índice . . . . .	v
Índice de Tabelas . . . . .	vii
Índice de Figuras . . . . .	viii
Lista de Símbolos . . . . .	xiii
<b>1 Introdução . . . . .</b>	<b>1</b>
1.1 Geração Fotovoltaica - Contextualização . . . . .	1
1.2 Topologias de sistemas FV conectados à rede . . . . .	4
1.3 Objetivos do trabalho . . . . .	11
1.4 Trabalhos publicados . . . . .	12
1.5 Organização do texto . . . . .	12
<b>2 Inversores multinível . . . . .</b>	<b>14</b>
2.1 Classificação dos inversores multinível . . . . .	15
2.1.1 Classificação das topologias físicas . . . . .	16
2.1.2 Classificação das técnicas de modulação . . . . .	22
2.2 Análise matemática da tensão multinível no CCMLI . . . . .	32
2.2.1 Comportamento harmônico da tensão no CCMLI . . . . .	32
2.3 Considerações finais . . . . .	42
<b>3 Influência da potência oscilatória nas células do CCMLI . . . . .</b>	<b>43</b>
3.1 Ondulação da tensão CC no MIC . . . . .	45
3.2 Potência entregue pelo painel FV sujeito a ondulações no barramento CC . . . . .	52

---

3.3	Rastreamento do ponto de máxima potência do painel sujeito a ondulações no barramento CC . . . . .	57
3.4	Considerações finais . . . . .	59
<b>4</b>	<b>Simulação do CCMLI conectado à rede . . . . .</b>	<b>60</b>
4.1	Considerações sobre a estratégia de sinalização do CCMLI . . . . .	60
4.1.1	Sinalização para processamento centralizado . . . . .	61
4.1.2	Sinalização para processamento distribuído . . . . .	64
4.1.3	Comparação dos modelos de sinalização . . . . .	66
4.2	Ambiente de simulação e resultados . . . . .	67
4.3	Considerações finais . . . . .	73
<b>5</b>	<b>Projeto do CCMLI e resultados experimentais . . . . .</b>	<b>74</b>
5.1	Parâmetros do projeto do CCMLI . . . . .	74
5.2	Plataforma experimental . . . . .	76
5.2.1	Testes iniciais . . . . .	77
5.3	Considerações finais . . . . .	87
<b>6</b>	<b>Conclusões . . . . .</b>	<b>88</b>
6.1	Propostas para trabalhos futuros . . . . .	89
	<b>Referências Bibliográficas . . . . .</b>	<b>91</b>
<b>A</b>	<b>Modelo do painel fotovoltaico . . . . .</b>	<b>104</b>
<b>B</b>	<b>Detalhes do projeto e implementação do CCMLI . . . . .</b>	<b>112</b>
B.1	Diagramas esquemáticos . . . . .	112
B.1.1	Circuito de controle . . . . .	112
B.1.2	Etapa de potência . . . . .	116
B.1.3	Circuito de sincronismo à rede . . . . .	120
B.2	Considerações finais sobre o <i>hardware</i> desenvolvido . . . . .	124

# Índice de Tabelas

4.1	Tabela comparativa do hardware necessário nos controladores. . . . .	66
-----	--	----

# Índice de Figuras

1.1	Evolução da capacidade de geração fotovoltaica instalada no mundo nos últimos anos, em GWp. . . . .	3
1.2	Topologias (a) Centralizada, (b) <i>String</i> , (c) <i>Multi-string</i> , (d) MIC <sup>1</sup> CC-CA em paralelo, (e) MIC CC-CC em série e (f) MIC CC-CA em série. . . . .	6
2.1	Exemplo de tensões produzidas por inversores com 2, 3, 5, 7, 9 e 13 níveis na saída, modulação unitária e fontes CC ideais, comparados a uma referência senoidal ideal. . . . .	15
2.2	Circuitos básicos de inversores de 5 níveis em diferentes topologias (caso monofásico). . . . .	17
2.3	Principais técnicas de modulação <sup>23</sup> aplicadas a inversores multinível. . . . .	23
2.4	Situação 1 - Referência e portadoras triangulares para as modulações (a) LS-PDPWM e (b) PSPWM. Pulsos aplicados às chaves de potência $S_{1x}$ e $S_{3x}$ para (c) e (e): LS-PDPWM, (d) e (f): PSPWM. . . . .	26
2.5	Situação 1 - Tensões dos inversores individuais e tensão na saída do inversor para as modulações LS-PDPWM e PSPWM. Dados: $V_{CC1}=V_{CC2}=V_{CC3} = 21V$ , $f_r = 60Hz$ , $f_c = 3KHz$ . . . . .	27
2.6	Situação 1 - Espectro harmônico típico de um CCMLI com modulações (a) LS-PDPWM e (b) PSPWM. Dados: $f_r = 60Hz$ , $f_c = 3KHz$ . . . . .	28
2.7	Situação 2 (PSPWM) - (a) Referência e portadoras triangulares para a modulação PSPWM. (b) e (c) Pulsos aplicados às chaves de potência $S_{1x}$ e $S_{1x}$ . Dados: $f_r = 60Hz$ , $f_c = 375 Hz$ . . . . .	29
2.8	Situação 2 (PSPWM) - (a) e (b) Pulsos aplicados às chaves de potência $S_{1x}$ e $S_{1x}$ . (c) e (d) Tensões individuais e tensão na saída do CCMLI. (e) Espectro harmônico. Dados: $f_r = 60Hz$ , $f_c = 375 Hz$ . . . . .	30

2.9	(a) Tensão na saída do CCMLI de 9 níveis com tensões ideais, (b) espectro harmônico em visualização tipo “ <i>waterfall</i> ” e (c) $THD_V$ , $WTHD_V$ e $V_{RMS}$ , para índices de modulação $0 \leq M_i \leq 2$ , $i = 1, \dots, 4$ . . . . .	37
2.10	Tensão na saída do CCMLI de 9 níveis com fontes ideais, para diferentes valores de $\bar{M}$ e $\sigma_M$ . . . . .	39
2.11	Comportamento harmônico da tensão na saída do CCMLI de 9 níveis com tensões ideais, para diferentes valores de $\bar{M}$ e $\sigma_M$ . . . . .	40
2.12	$THD_V$ , $WTHD_V$ e $V_{RMS}$ da tensão na saída do CCMLI de 9 níveis com tensões ideais, para diferentes valores de $\bar{M}$ e $\sigma_M$ . . . . .	41
3.1	Tensões, correntes e potências CC e CA de uma célula do CCMLI, considerando uma fonte CC ideal. . . . .	43
3.2	Tensões, correntes e potências CC e CA de uma célula do CCMLI que utiliza um painel fotovoltaico como fonte ativa, operando próximo ao seu MPP. . . . .	44
3.3	CCMLI genérico com $N$ células. . . . .	46
3.4	Referência senoidal e portadora triangular utilizada para geração dos pulsos aplicados às chaves de potência. . . . .	47
3.5	Corrente $I_H$ no barramento CC para diferentes valores de $M_i$ . . . . .	48
3.6	Ganho real x Índice de modulação utilizado no modulador SPWM. . . . .	49
3.7	(a) Tensão na saída de um dos MICs do CCMLI e (b) FFT da tensão no MIC. . . . .	51
3.8	(a) Modelo utilizado para a célula fotovoltaica e (b) Curvas $V \times P$ e $V \times I$ do painel FV. . . . .	52
3.9	Comportamento temporal da tensão, corrente e potência instantâneas e seus valores médios, para diferentes situações de operação com $I_r$ fixo. . . . .	53
3.10	Projeção da potência e corrente sobre as curvas $V \times P$ e $V \times I$ em função da tensão ondulatória, nas regiões em destaque da figura 3.9. . . . .	54
3.11	(a) Potência média e ondulatória do painel para $2f$ e $4f$ . (b) Curva de potência nominal e média do painel, para o caso analisado na figura 3.9. . . . .	55
3.12	Análise da tensão na saída de um CCMLI de 9 níveis submetido a 21 amostras de tensão, tomadas da figura 3.11(a): (a) forma de onda, (b) espectro harmônico e (c) $THD_V$ , $WTHD_V$ e $V_{RMS}$ . . . . .	56

3.13	Ondulação na potência e corrente em função da tensão ondulatória sobre o painel, considerando (a) $V_{MPP}$ nominal e (c) $V_{MPP}$ rastreado pelo método proposto. (b): Detalhes da evolução do rastreamento do novo ponto de máxima potência. . . . .	58
4.1	Diagrama de blocos utilizado para cálculo de (a) $v_{h_i}$ e (b) de cada $v_{h_i}$ , no controlador com processamento centralizado. . . . .	61
4.2	Diagrama de blocos do inversor individual, no controlador com processamento centralizado. . . . .	62
4.3	Número de linhas de sinalização utilizadas nas topologias centralizadas “Tipo 1” e “Tipo 2” propostas por Alonso (Alonso et al., 2003) (e outros). . . . .	63
4.4	Blocos do controle de participação proposto para cada inversor de índice $i$ , $i = 1, 2, \dots, N$ . . . . .	65
4.5	Diagrama lógico da topologia de sinalização para processamento distribuído “Tipo 3”. . . . .	65
4.6	Modelo em <i>Simulink</i> do CCMLI com estrutura de sinalização para processamento distribuído. . . . .	67
4.7	Elementos internos do bloco “inversor” do CCMLI simulado. . . . .	68
4.8	(a) Irradiação solar aplicada ao longo do ensaio, (b) coeficiente de participação calculado, (c) potências médias extraídas dos painéis e (d) tensões eficazes nos MICs. . . . .	69
4.9	Tensão na saída do CCMLI para situação (a) não sombreada e (b) sombreado, espectro harmônico da tensão do CCMLI para situação (c) não sombreada e (d) sombreado. . . . .	70
4.10	(a) Irradiação solar aplicada ao longo do ensaio, (b) coeficiente de participação calculado, (c) potências médias extraídas dos painéis e (d) tensões eficazes nos MICs. . . . .	71
4.11	Tensão na saída do CCMLI para uma condição de sombreamento severo: (a) comportamento temporal, (b) espectro harmônico. . . . .	72
4.12	Projeção das potências instantâneas dos painéis sobre suas curvas $V \times P$ para (a) $t=0.8$ s e (b) $t=1$ s. . . . .	72
5.1	Bancada de ensaios com CCMLI de 9 níveis. . . . .	77

5.2	(a) Tensão medida na saída do CCMLI de 9 níveis sem carga, (b) espectro harmônico e (c) $V_{RMS}$ , $THD_V$ e $WTHD_V$ , para índices de modulação $0.2 \leq M_i \leq 1.7$ , $i = 1, \dots, 4$ . . . . .	79
5.3	Tensão, corrente e potência medidas no painel “2” do CCMLI de 9 níveis sem carga. . . . .	81
5.4	Projeção da potência e corrente medidas no painel 2 sobre as curvas V x P e V x I ( $600 W/m^2$ , $27^\circ C$ ) em função da tensão ondulatória, referente às regiões em destaque da figura 5.3. . . . .	82
5.5	(a) Tensão medida na saída do CCMLI de 9 níveis com carga RL variável, $M_i = 1$ , $i = 1, \dots, 4$ , (b) espectro harmônico e (c) $V_{RMS}$ , $THD_V$ e $WTHD_V$ . . . . .	83
5.6	(a) Irradiação solar aplicada ao longo do ensaio, (b) coeficiente de participação calculado, (c) potências médias extraídas dos painéis e (d) tensão medida nos painéis e de referência. . . . .	85
5.7	Tensão na saída do CCMLI para situação (a) não sombreada e (b) sombreado, espectro harmônico da tensão do CCMLI para situação (c) não sombreada e (d) sombreado. . . . .	86
A.1	Modelos aproximados da célula fotovoltaica. . . . .	105
A.2	Modelo de simulação desenvolvido em <i>Simulink</i> para o painel fotovoltaico. . . . .	109
A.3	Curvas V x I e V x P do painel KC130-TM para: (a) variações de irradiação solar, a $25^\circ C$ e (b) variações de temperatura, a $1000 W/m^2$ . . . . .	110
A.4	(a) Resultados simulados e (b) experimentais de curvas V x P obtidas de 3 painéis KC130-TM em série, sob condições de sombreamentos parciais. . . . .	111
B.1	Diagrama esquemático do circuito de controle do CCMLI desenvolvido. . . . .	113
B.2	(a) Parte superior e (b) parte inferior do layout da PCB de controle do MIC. (c) Visão 3D da face superior e (d) inferior. (e) Foto da face superior e (f) da face inferior da PCB real. . . . .	115
B.3	Diagrama esquemático do circuito de potência do CCMLI desenvolvido. . . . .	116
B.4	Diagrama dos elementos responsáveis pela função <i>bypass</i> dos MICs deste CCMLI. . . . .	118

---

B.5	(a) Parte superior e (b) parte inferior do layout da PCB de potência. (c) Visão 3D da face superior e (d) inferior. (e) Foto da face superior e (f) da face inferior da PCB real. . . . .	119
B.6	Diagrama esquemático do circuito de sincronismo à rede. . . . .	120
B.7	(a) Parte superior e (b) parte inferior do layout da PCB de sincronismo à rede. (c) Visão 3D da face superior e (d) inferior. (e) Foto da face superior e (f) inferior da PCB real. . . . .	123



# Lista de Símbolos

- $MIC$  – *Module Integrated Converter* ou Conversor Integrado ao Módulo
- $CCMLI$  – *Cascaded Cell Multilevel Inverter* ou Inversor Multinível de Células em Cascata
- $f_r$  – Frequência da tensão da rede elétrica comercial
- $f_c$  – Frequência de chaveamento de cada inversor individual
- $f_{conv}$  – Frequência da tensão gerada pelo inversor multinível
- $\theta_{conv}$  – Fase da tensão gerada pelo inversor multinível
- $\theta_r$  – Fase da tensão da rede ou da tensão de referência utilizada
- $v_r(t)$  – Valor instantâneo da tensão da rede ou da tensão de referência utilizada
- $i_r(t)$  – Valor instantâneo da corrente no circuito CA do inversor
- $I_r$  – Valor eficaz da corrente no circuito CA do inversor
- $i_{FV}(t)$  – Valor instantâneo da corrente na saída do painel fotovoltaico
- $I_{FV}$  – Valor médio da corrente na saída do painel fotovoltaico
- $v_{FV}(t)$  – Valor instantâneo da tensão na saída do painel fotovoltaico
- $V_{FV}$  – Valor médio da tensão na saída do painel fotovoltaico
- $\bar{I}_{H_i}$  – Valor médio da corrente da ponte H, pelo lado CC
- $m_i(t)$  – Sinal modulante ou de referência para o modulador SPWM do i-ésimo MIC
- $M_i$  – Índice de modulação ou amplitude do sinal de referência para o modulador SPWM do i-ésimo MIC
- $M_i^r$  – Índice de modulação real ou ganho corrigido da relação entre  $\bar{I}_{H_i}$  e  $(\frac{I_r}{2})$  ou entre  $V_i^f$  e  $V_{OC}$ , no i-ésimo MIC

- $MPP$  – *Maximum Power Point* ou Ponto de Máxima Potência
- $MPPT$  – *Maximum Power Point Tracker* ou Rastreador do Ponto de Máxima Potência
- $V_{OC}$  – *Open Circuit Voltage* ou Tensão em Circuito Aberto do painel
- $V_{MPP}$  – *Maximum Power Point Voltage* ou Tensão no Ponto de Máxima Potência do painel
- $I_{SC}$  – *Short Circuit Current* ou Corrente em Curto Circuito do painel
- $I_{MPP}$  – *Maximum Power Point Current* ou Corrente no Ponto de Máxima Potência do painel
- $DSP$  – *Digital Signal Processor* ou Processador Digital de Sinais

# Resumo

Este trabalho apresenta um estudo teórico e experimental sobre a utilização do Inversor Multinível de Células em Cascata (CCMLI) como interface de potência entre um conjunto de painéis fotovoltaicos e a rede de distribuição comercial. A escolha desta topologia decorre da melhor qualidade da tensão sintetizada pelo sistema multinível, aliado à modularidade de controle obtida pela metodologia de processamento das informações proposta. Embora este tipo de inversor possa ser aplicado em qualquer nível de potência e número de fases, a análise deste texto se restringe a sistemas monofásicos de pequena potência como tipicamente é encontrado em residências ou em outros ambientes de microgeração distribuída. Nestes locais, normalmente situados em zonas urbanas, o conjunto de painéis está sujeito à presença de sombreamentos parciais de curta ou longa duração, diferenças na orientação em relação ao ângulo de irradiação solar ou diferenças entre as características dos painéis utilizados, situações que causam distribuição assimétrica de potência entre os elementos do sistema. Na proposta desenvolvida, tal assimetria é compensada na própria estrutura de comando das chaves de potência, pela atuação individualizada sobre os moduladores das células do inversor. A tensão média de referência a qual o barramento CC de cada célula de potência deve operar é estipulada por um algoritmo MPPT, que busca o maior valor de potência média fornecida pela fonte fotovoltaica. A obtenção da potência maximizada por célula, portanto, leva o sistema operar sempre em seu máximo ponto de transferência global. Uma abordagem sobre a operação dinâmica do inversor conectado à rede também é apresentada, utilizando ambientes de simulação bem como resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo de 9 níveis, desenvolvido segundo a metodologia de controle sugerida. Tais resultados confirmam a qualidade da tensão obtida por este tipo de inversor, bem como a capacidade de se adaptar rapidamente a variações na iluminação incidente sobre os painéis.

**Palavras-chave:** Inversor Multinível, energia fotovoltaica, MPPT, processamento distribuído, sombreamentos parciais, sincronismo com a rede.

# Abstract

This work presents a theoretical and experimental study about Cascaded Cell Multilevel Inverter (CCMLI) as the power interface between a set of photovoltaic (PV) panels and the commercial grid. The choice for this topology results from the higher voltage quality synthesized by the multilevel system, combined with the superior control modularity obtained by the proposed data processing methodology. Although this kind of converter can be applied at any power level and phase number, the analysis inside this thesis is restricted to single-phase small power systems, as typically found in residences or in other distributed microgeneration environments. In these places, usually located in urban areas, the set of panels can be exposed to partial shading with short or long duration, differences in sunlight relative angle orientation or differences between panel's characteristics (panels mismatches), causing asymmetric power distribution between system elements. In this text, such asymmetry is compensated on power switches command structure, by acting on modulation controller of each converter cell. The average reference voltage at each DC link is calculated by a MPPT algorithm which seeks the highest value of average power provided by the PV source. Obtaining the maximized power in each cell carries the entire system to operate on global maximum power point. An approach to dynamic operation of grid connected converter is also presented, using simulation environments and experimental results from a 9 levels prototype, developed according to the suggested control methodology. These results confirms the expected voltage quality at inverter output, as well his capability to adapt readily to irradiation level changes over the panels.

**Keywords:** Multilevel converters, photovoltaic generation, MPPT, distributed processing, partial shading, grid connection.

# 1

## Introdução

### 1.1 Geração Fotovoltaica - Contextualização

A utilização de sistemas fotovoltaicos (FV) conectados à rede elétrica comercial vem ganhando destaque como uma solução viável, do ponto de vista técnico e econômico, para auxiliar os sistemas elétricos atuais com relação à crescente demanda energética das unidades consumidoras. Em linhas gerais, um sistema FV conectado à rede é formado por um conjunto de elementos ativos baseados no efeito fotovoltaico, que é a conversão da irradiação luminosa de fontes primárias como o Sol diretamente em corrente elétrica, além de inversores CC-CA capazes de adequar os níveis de tensão e correntes obtidos às características da rede comercial. A geração de energia elétrica com painéis FV ou “solares”, ao contrário da eólica e de outras fontes primárias, mostra-se economicamente viável em todas as regiões brasileiras, apesar de existirem diferenças quanto ao número médio anual de horas de irradiação solar entre algumas regiões, em virtude de particularidades climáticas (ABINEE, 2012).

Sistemas FV são bastante comuns em redes de geração distribuída (GD), onde fontes ativas de diferentes capacidades, provenientes de matrizes energéticas diversas como hidráulica, térmica e eólica (entre outras), coexistem em determinada região geográfica. A instalação de fontes geradoras complementares na proximidades do(s) local(is) de consumo traz benefícios para a estabilidade e confiabilidade do sistema de transmissão e distribuição principal, permitindo melhor regulação da tensão nos ramais, melhor controle de fator de potência, entre outras vantagens. Contudo, pode demandar um gerenciamento mais complexo do fluxo de

potência em situações onde a oferta e demanda de ativos não ocorre no mesmo momento, em razão da possível intermitência das fontes primárias conforme condições ambientais externas; além da possibilidade de transitórios nas manobras de conexão e desconexão das unidades geradoras ao circuito, entre outros aspectos (Parmar and Yao, 2011).

No cenário brasileiro, o modelo GD vem sendo gradativamente incentivado por meio de recentes políticas aplicadas no setor elétrico, como a resolução nº 482 da Aneel, publicada em 17/04/2012 visando estabelecer as condições gerais para acesso de microgeração e minigeração<sup>1</sup>. A partir deste marco regulatório, espera-se observar a implantação de um número cada vez maior de sistemas de geração distribuída que utilizam fontes primárias como a fotovoltaica. Assim, os micro/miniprodutores de energia ficam autorizados a operar conjuntamente com a concessionária local, injetando ou consumindo potência ativa na/da rede e sendo tarifado apenas pela diferença entre o produzido localmente e recuperado da rede local. Os créditos decorrentes de uma produção superior ao próprio consumo poderão ser compensados em até 36 meses pela unidade produtora ou em outras unidades consumidoras do mesmo titular; este deverá arcar também com eventuais danos ao sistema em virtude de mau uso dos equipamentos, com os custos de adequação do sistema de medição e pelo custo de disponibilidade do sistema, no valor equivalente à tarifa mínima da classe tarifária ao qual se enquadra.

A integração de geradores FV com a rede de distribuição comercial já vem sendo utilizada em diversos países, sobretudo os europeus, que dominam o mercado produtor com cerca de 69,2% de uma produção mundial que ao fim de 2013 já somava aproximadamente 139 GWp. Somente em 2013 houve um acréscimo de cerca de 12,9 GWp na China, que foi o país que mais contribuiu para este crescimento, com 33% do montante mundial acrescido e passou a ser o país com a segunda maior capacidade instalada no mundo. O país com maior capacidade total instalada ainda é a Alemanha, somando 36 GWp. A figura 1.1 ilustra a potência total de sistemas FV conectados à rede em operação no mundo, segundo dados totalizados mais recentes (Secretariat, 2014).

---

<sup>1</sup>Define-se como microgeração distribuída as centrais geradoras cuja potência instalada é menor ou igual a 100 KW, e como minigeração distribuída as centrais geradoras com potência instalada entre 100 KW e 1 MW (ANEEL, 2012).

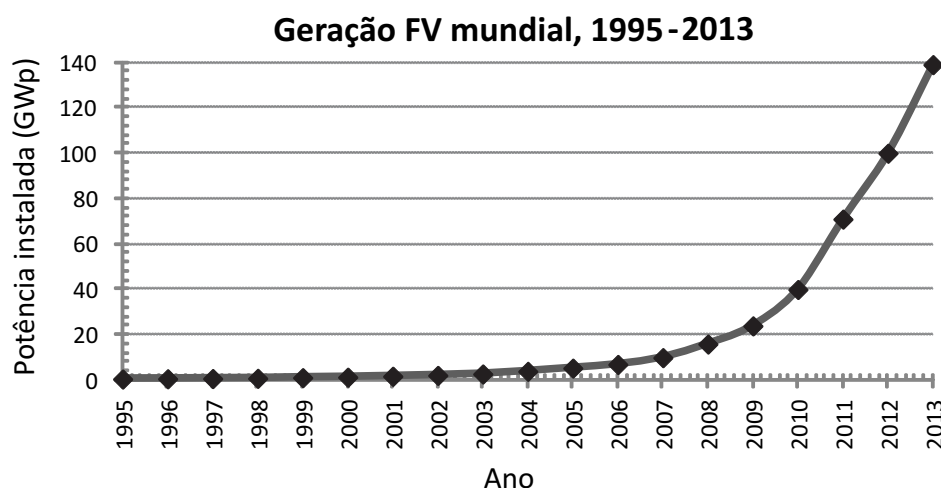


Figura 1.1: Evolução da capacidade de geração fotovoltaica instalada no mundo nos últimos anos, em GWp.

No Brasil, segundo registros da Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL, até o mês de julho de 2014 apenas 164 instalações FV se encontram em operação integrada à rede, com potência outorgada total de 11,28 MWp (ANEEL, 2014). Este valor representa cerca de 0,008% da capacidade total do país que é de aproximadamente 136 GW (considerando todas as fontes como hídrica, térmica, etc), e equivale a menos de 0,01% dos sistemas FV em operação no mundo. No entanto, diversas novas outorgas de usinas FV vêm sendo solicitadas à ANEEL, e conforme sua última totalização disponível (30/11/2011), os sistemas FV deverão passar a representar uma capacidade instalada de 0,785 GWp se completamente implementados (Zilles, 2012).

Dados encontrados em Jannuzzi (Jannuzzi et al., 2009) e Martins (Martins et al., 2009) apontam que a Alemanha, o maior produtor mundial de energia FV, recebe em média 900 KWh/ $m^2$ /ano, enquanto no Brasil o valor médio de irradiação solar recebida é de 1950 KWh/ $m^2$ /ano. Baseado nos valores acima, percebe-se um cenário de grandes possibilidades de crescimento que se apresenta ao investidor interessado em operar no setor energético brasileiro, através de centrais FV de grande, médio ou mesmo pequeno porte. Porém, alguns entraves devem ser primeiramente superados: em primeiro lugar, o alto custo de matérias-primas para a fabricação de painéis e inversores no Brasil, além de uma elevada carga tributária, dificultam a produção em escala e também a competição com os produtos fabricados em outros países, apesar da também elevada tributação de importação incidente. Em segundo lugar, faz-se necessário investimento em pessoal qualificado para planejamento,

montagem e manutenção destas novas instalações. Em terceiro lugar, é preciso maior investimento em pesquisa relacionada a todos os elementos do sistema, desenvolvendo tecnologia nacional relativa a processos de obtenção de materiais semicondutores de grau solar a baixo custo, montagem dos painéis, eficiência de inversores e operação do sistema elétrico. Nos países onde a inserção da geração FV é relevante, observa-se que o maior ou menor sucesso está relacionado com as políticas governamentais de incentivos econômicos aplicadas à cadeia produtiva e de qualificação de pessoal (ABINEE, 2012).

A pesquisa relacionada à geração de energia baseada em sistemas FV conectados à rede possui dois focos principais: o processo de conversão fotovoltaica, tema tratado no Apêndice A deste trabalho, e a conversão do formato e dos valores da tensão produzida para aproveitamento da potência em cargas locais ou para injeção na rede de distribuição, destacada nas seções e capítulos a seguir.

## 1.2 Topologias de sistemas FV conectados à rede

Para a inserção da energia gerada por um sistema FV à rede elétrica comercial, é necessária a adequação das características da tensão e corrente proveniente do(s) painel(is) existentes, o que se faz normalmente por meio de inversores estáticos CC-CA. O comportamento elétrico de um painel FV é o de uma fonte CC especial, com um ponto ótimo de operação denominado MPP (*Maximum Power Point* ou Ponto de Máxima Transferência da Potência gerada), a ser mantido através de algoritmos específicos de controle nos inversores. Inúmeros autores exploram este tema, como por exemplo Barchowsky (Barchowsky et al., 2012) e Tsao (Tsao et al., 2009), que mantêm o foco nas técnicas de busca do MPP em conversores CC-CC preliminares à conversão CC-CA, destacando os algoritmos P&O (*Perturbation-Observation*) e o de condutância incremental. Em outros trabalhos, os autores aplicam os algoritmos MPPT (MPP *Trackers* ou Rastreadores de MPP) diretamente aos inversores CC-CA (Xiao et al., 2012), (Mahendran, 2011), (Shimizu et al., 2003). No presente estudo, a busca pelo MPP será discutida oportunamente no contexto de uma possível multiplicidade de pontos de operação, quando o sistema estiver sob a influência de sombreamentos em uma parcela do conjunto de painéis utilizados.

O sombreamento parcial de um conjunto de painéis é um problema relevante em geradores FV conectados à rede. Esta situação ocorre com frequência em qualquer sistema



desta natureza, especialmente naqueles instalados em áreas urbanas em razão da maior concentração de elementos sombreadores como edifícios ou árvores. Nos diversos trabalhos que tratam do tema, verifica-se como ponto em comum o uso de diferentes técnicas para maximização da potência injetada na rede, com vistas a um menor tempo de retorno do investimento financeiro realizado (Chang et al., 2012),(Salam and Ramli, 2012),(Bifaretti et al., 2012),(Ben-Yaakov et al., 2012),(Zhou et al., 2012). Contudo, é de se destacar outros textos cujos autores, ao tratar deste assunto, se preocupam em abordar também conceitos importantes como a qualidade da tensão e da corrente fornecida pelo inversor (Diong et al., 2012),(Ozdemir et al., 2008).

Aspectos operacionais correlatos à interligação de sistemas FV à rede de distribuição são destacados por outros autores, sendo úteis para apresentar problemas normalmente encontrados em inversores como o abordado neste trabalho. Em Tsukamoto (Tsukamoto et al., 2001) e em Huang (Huang and Pai, 2001), por exemplo, analisa-se o problema do isolamento (ou *islanding*) dos inversores alimentados por painéis, que se torna relevante na medida em que aumenta o número de elementos FV ativos. Nestas situações, falhas de detecção de isolamento da rede podem causar problemas de reconexão ao sistema de distribuição existente, além do risco de danos físicos aos operadores em caso de manutenção. Já em Jimenez (Jimenez et al., 2002), em Ribeiro (Ribeiro et al., 2004) e em Albuquerque (Albuquerque et al., 2010), a discussão é focada principalmente em torno da operação de inversores de médio e grande porte que também exercem função de controle do fator de potência em uma instalação. Uma observação sobre o fluxo de carga devido a um sistema distribuído de maior potência é encontrado em Viawan (Viawan et al., 2006), incluindo considerações sobre perdas em alimentadores; já em Li Guojie (Guojie et al., 2009), analisa-se um sistema fotovoltaico em relação à estabilidade de operação em situações de distúrbios com menor ou maior intensidade na rede elétrica.

Nos sistemas FV conectados à rede, a escolha da topologia adequada para o inversor CC-CA deve se basear em critérios como o número de painéis disponíveis, custos dos elementos, qualidade da tensão e da corrente produzida, eficiência total de conversão e complexidade do gerenciamento. Como sugerido em alguns textos (Venkatesan et al., 2012), (Myrzik and Calais, 2003), (Carbone and Tomaselli, 2011), (Candido, 2010), várias topologias podem ser ilustradas para comparação como as que são apresentadas na figura 1.2.

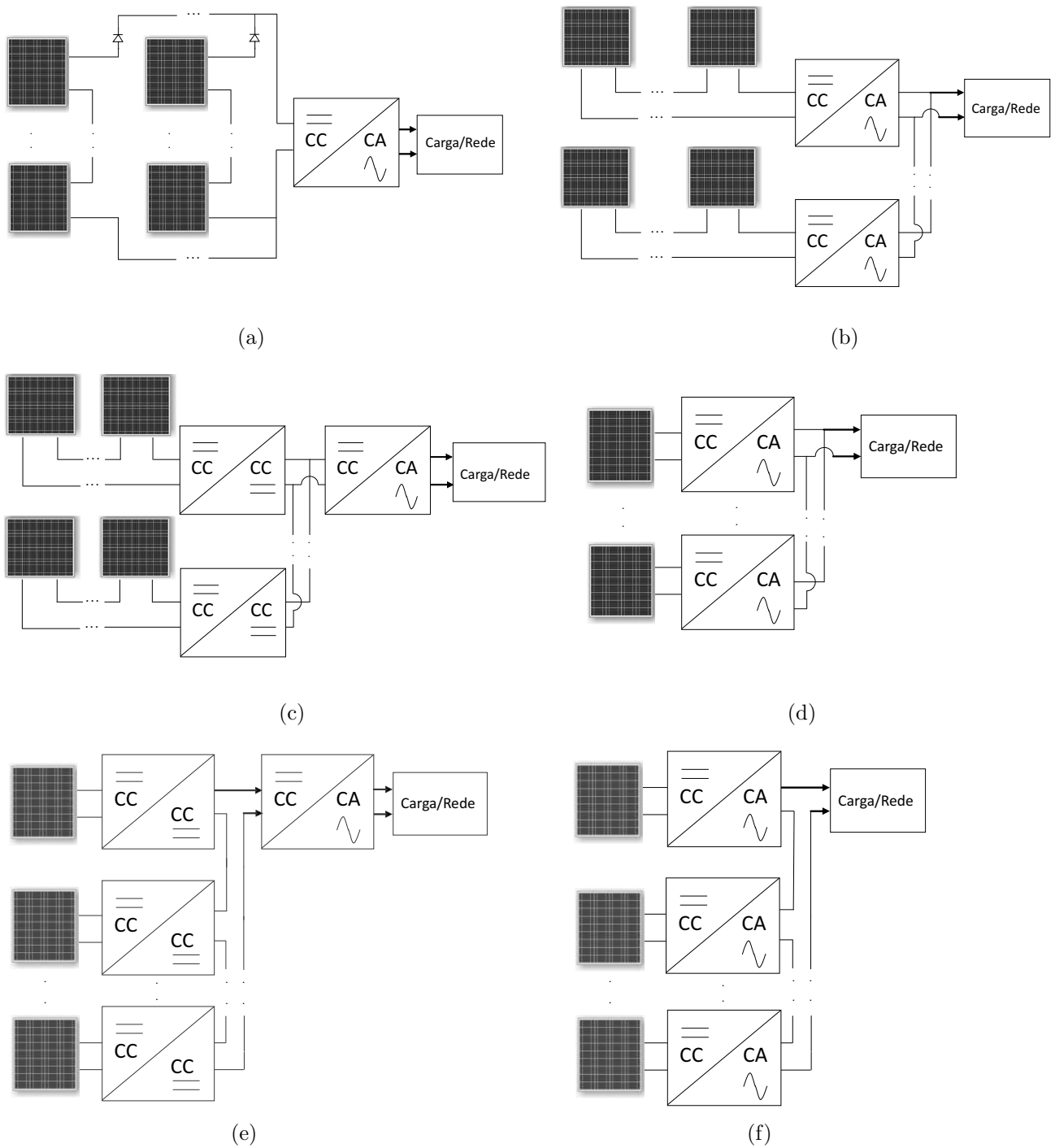


Figura 1.2: Topologias (a) Centralizada, (b) *String*, (c) *Multi-string*, (d) MIC<sup>2</sup> CC-CA em paralelo, (e) MIC CC-CC em série e (f) MIC CC-CA em série.

A estrutura centralizada da figura 1.2(a), com apenas 1 estágio de conversão, era a opção mais comum nos primeiros sistemas FV conectados à rede, das pequenas às grandes instalações (Kjaer et al., 2005). Em sistemas deste tipo, todos os painéis são associados em

<sup>2</sup> *Module Integrated Converter* ou Conversor Integrado ao Módulo: Nomenclatura atribuída a um arranjo onde cada painel possui controle individualizado para maximização da potência gerada.

série e/ou em paralelo formando um único grupo, de forma a alcançar a tensão exigida por um inversor convencional de grande porte que realiza a tarefa de processar toda a energia recebida desta associação. Esta estrutura apresenta o menor custo total entre as apresentadas, mas dificulta a operação ótima do sistema em caso de falha do inversor ou na ocorrência de sombras em parte do conjunto de painéis, o que prejudica a geração de todo o grupo. A opção por subdividir o total de unidades FV disponíveis em conjuntos menores ou “strings”, como nas figuras 1.2(b) ou 1.2(c), surgiu para flexibilizar a operação do sistema, porém com maior custo inicial e um gerenciamento um pouco mais complexo que no caso anterior (Candido, 2010). A figura 1.2(c) representa situações onde as strings são formadas com menor número de painéis que no caso da figura 1.2(b), e portanto tais strings passam a depender de um estágio CC-CC adicional para elevar a tensão disponível, preliminarmente ao estágio CC-CA.

Algumas topologias utilizam controle individualizado das potências extraídas dos painéis, agregando a cada fonte FV uma etapa de potência ou até mesmo o circuito completo necessário para a conexão à rede. Com a utilização destes “MICs”, é possível maximizar a potência entregue à rede por um sistema fotovoltaico quando ocorrem desbalanceamentos na irradiação solar incidente (Zhou et al., 2012), (Dhople et al., 2012). Embora aparentemente mais complexo e com maior custo inicial, este modelo de gerenciamento individualizado por painel oferece modularidade à instalação, maior tolerância a falhas e principalmente proporciona uma solução para integração de módulos FV sujeitos a sombreamentos parciais, com características elétricas desiguais ou instalados em locais com inclinações diferentes como as diversas faces de um telhado residencial.

Diversos fabricantes, como por exemplo a *Enphase*, a *SMA* e a *Enecsys*, têm investido na produção comercial de MICs CC-CA com topologia paralela tal como ilustrado na figura 1.2(d). Tais elementos são conhecidos comercialmente como “*Micro Inverters*” e são dimensionados para operar com baixas potências, quase sempre a de um único painel FV. Com alta modularidade na instalação, MPPT individualizado e gerenciamento independente de outras unidades, esta topologia é bastante utilizada em pequenas instalações como em residências, onde o micro-produtor pode optar por um menor investimento inicial e acrescentar novos módulos conforme a disponibilidade de recursos (O’Callaghan et al., 2012), (De Haan et al., 1994). Contudo, o custo (medido em R\$/Wp ou U\$/Wp) inicial deste tipo de instala-

lação é maior do que o de sistemas centralizados e *string* por causa do preço dos inversores individuais, e assim o ganho real de potência em relação à topologia centralizada deve ser suficiente para não comprometer o tempo de retorno do investimento. Outra limitação deste tipo de arranjo é que cada painel produz uma tensão CC bem abaixo da tensão de pico encontrada na rede elétrica, e assim o MIC deve realizar uma elevação significativa desta grandeza com a utilização de transformadores, conversores CC-CC “*boost*” ou outras soluções similares, sendo que este estágio intermediário pode acrescentar perdas elétricas relevantes e diminuir a eficiência de conversão final do sistema (Yuan and Zhang, 2006). Ainda, como a etapa de conversão CC-CA final utiliza um circuito tradicional, é necessário o projeto de um filtro capaz de limitar a Distorção Harmônica Total das tensões e correntes obtidas, já que inversores convencionais tipicamente inserem harmônicos em larga faixa do espectro de frequências.

Dois outros fatores podem ser determinantes para definir a eventual utilização de MICs em paralelo à rede de distribuição: como discutido em Jinwei (He et al., 2012) e em Yuan (Yuan and Zhang, 2006), a interligação em paralelo de inversores CC-CA com filtros LCL na saída cria condições de ressonância entre os circuitos, especialmente em situações de fornecimento assimétrico de potência entre os MICs que passam a estar sujeitos a sobretensões e sobrecorrentes em seus componentes; e em Timbus (Timbus et al., 2006), neste mesmo contexto, analisa-se o problema da detecção de ilhamento do conjunto de MICs, que apresenta mais difícil solução conforme o aumento do número de MICs em paralelo.

Opção alternativa ao arranjo com MICs CC-CA em paralelo é a topologia de duplo estágio baseada em MICs CC-CC em série como mostrado na figura 1.2(e), conhecida comercialmente como “*Micro Converters*” ou “*Power Optimizers*”. Trata-se de um conversor CC-CC tipo *buck* (ou similar) presente em cada painel, e que mantém sua tensão sob valores determinados por algum algoritmo MPPT. Ao fim, as tensões nas saídas de todos os MICs, colocadas em série, são entregues a um inversor CC-CA central convencional que efetua a conexão com a rede (Chen et al., 2012), (Pilawa and Perreault, 2012), (Cooley and Leeb, 2011). Nesta topologia, é necessário observar um número mínimo e máximo de unidades que podem ser conectadas no sistema, conforme os limites de ganho definidos pelo fabricante para o estágio de conversão CC-CC. Segundo a fabricante SolarEdge (SolarEdge, 2014), o número mínimo e máximo de MICs colocados em série neste esquema são 8 e 25, respectivamente, na qual é possível manter a tensão nos terminais da *string* em um valor constante. Sem a

necessidade de elevação na tensão CC devido à conexão em série dos MICs, a eficiência média de cada conversor CC-CC pode alcançar 98% segundo os manuais técnicos de alguns destes equipamentos. Esta fabricante assegura que o custo proporcional de instalação (R\$/Wp) se torna menor na medida do acréscimo do tamanho da *string* de MICs, diferentemente da opção por *Micro Inverters* onde o custo é mantido em uma taxa fixa e superior a todas as demais topologias. Entretanto, assim como ocorre nos *Micro Inverters*, a necessidade de um inversor CC-CA convencional na saída reduz a eficiência global do conjunto, já que a tensão CA de menor qualidade produzida exigirá filtros mais seletivos para manter a qualidade da tensão e corrente injetada na rede.

Na figura 1.2(f) observa-se uma opção onde MICs CC-CA são ligados em série, reduzindo ou eventualmente eliminando a necessidade de ganhos na tensão CC proveniente do painel, a depender do número de elementos ativos no sistema. A princípio, pode-se associar inversores com diferentes arranjos, como por exemplo em Rodriguez (Rodriguez et al., 2002) onde as etapas de potência de cada MIC são inversores tipo FCMLI associados em série, para obter tensões elevadas na saída a partir de chaves estáticas submetidas a menores tensões individuais<sup>3</sup>. A opção mais usual, no entanto, utiliza circuitos de potência simplificados formados por diversas pontes H, cuja desvantagem é exigir um número maior de fontes CC isoladas. Um arranjo com pontes H em série e que utiliza técnicas de modulação tipo multinível passa a ser chamado Inversor Multinível de Células em Cascata (*Cascaded Cells Multilevel Inverter* ou CCMLI) (Franquelo et al., 2008), (Panagis et al., 2008). Neste formato, é possível reduzir ou eliminar filtros entre o inversor e a rede, já que as tensões sintetizadas na saída possuem menor Distorção Harmônica Total ( $THD_V$ ) do que seria obtido com inversores convencionais; além de outros benefícios como menores perdas nas chaves de potência (Celanovic and Borojevic, 1999).

O CCMLI possui uma estrutura de controle mais complexa e demanda uma rede mínima de comunicação de dados para operar adequadamente. No entanto, sua capacidade de lidar com disponibilidades desiguais de potência nas fontes ativas, aliada à maior qualidade da tensão produzida, justificam sua aplicabilidade real. Esta topologia pode ser classificada como simétrica, onde as tensões CC possuem valores iguais, ou assimétrica, onde as tensões CC são diferentes segundo uma relação pré-estabelecida como por exemplo (1:2:4) ou (1:2:6)

---

<sup>3</sup>Uma descrição mais detalhada sobre vantagens e desvantagens da topologia FCMLI e outras será apresentada no item 2.1.1.

(Manjrekar and Lipo, 1998), (soon Kwon et al., 2010). Uma das vantagens de um CCMLI assimétrico é sua capacidade de produzir uma tensão de saída com maior número de níveis que o CCMLI simétrico, considerando o mesmo número de células de potência. Contudo, a utilização de inversores assimétricos em sistemas contendo painéis FV como fontes CC não é usual, visto que estes possuem tensões aproximadamente iguais quando estão operando em torno do MPP, mesmo sujeitos a diferentes incidências luminosas.

A estrutura de controle das chaves de potência do CCMLI alimentado por painéis FV sob luminosidades distintas é tratada por diversos autores, entre os quais se destaca Alonso (Alonso et al., 2003). No trabalho deste autor, sinais senoidais  $m_i$  ( $i = 1, \dots, N$ ), com amplitude dependente de um fator de proporcionalidade  $\alpha_i$ , são usados como referência nos moduladores PWM para controlar as chaves de potência. Estes fatores são calculados por um controlador de corrente para conexão à rede e um algoritmo MPPT para cada painel. Outros autores (Kouro et al., 2009), (Filho et al., 2010), (Lee et al., 2011), (Yuan and Zhang, 2006), (Rezaei et al., 2011), (Villanueva et al., 2009) também tratam em suas obras de técnicas similares de compensação de sombreamentos parciais através de fatores de proporcionalidade. Estas técnicas são capazes de manter todos os painéis em seus próprios MPPs, mas são desenvolvidos sobre uma estrutura de processamento de dados centralizada que tende a uma implementação mais complexa com relação à sinalização entre os MICs. Em alguns casos, redes de alta velocidade se tornam necessárias, aumentando substancialmente o custo do projeto ou até mesmo inviabilizando sua implementação (Lee et al., 2011), (Loh et al., 2005), (Park et al., 2006), (Laakkonen et al., 2009).

A topologia proposta neste trabalho utiliza um CCMLI simétrico com processamento de informações descentralizado, que lhe confere maior modularidade que opções similares. Neste modelo, cada unidade de conversão CC-CA processa a potência instantânea disponível em seu próprio painel associado, e a tensão total na saída do inversor possui formato multinível composto pela associação série destes diversos inversores, no lado CA. Em trabalhos que antecederam o presente estudo (Oliveira and Correa, 2012), (Oliveira et al., 2013), este inversor foi analisado em ambiente de simulação, mostrando o comportamento esperado em situações dinâmicas de sombreamentos parciais.

### 1.3 Objetivos do trabalho

No contexto da crescente demanda pelo uso de fontes de energia renovável como a solar e da necessidade de seu aproveitamento racional em ambiente de geração distribuída, o objetivo geral do presente estudo é contribuir com soluções de eletrônica de potência e controle para conexão à rede, considerando as particularidades relacionadas a um Inversor Multinível em Castata simétrico alimentado por painéis fotovoltaicos.

Pertinentes à contribuição do trabalho destacam-se ainda os seguintes tópicos:

- desenvolvimento de um modelo de simulação para o painel fotovoltaico, baseado no equacionamento que deriva de seu circuito elétrico equivalente, com flexibilidade de manipulação de seus parâmetros;
- comparação de topologias e técnicas de modulação com aplicabilidade a inversores multinível monofásicos alimentados por painéis fotovoltaicos;
- análise do comportamento de um CCMLI capaz de suportar distribuições assimétricas de potência entre os MICs (como sombreamentos parciais de curta/longa duração, painéis com múltiplas orientações, entre outros), através de ambiente de simulação, definindo os limites de operação onde é possível a máxima transferência da potência do sistema;
- projeto e implementação de um inversor CCMLI monofásico construído com processamento de informação descentralizado, detalhando os principais componentes físicos utilizados tanto na etapa de leitura/processamento de informações como na etapa de potência. Os componentes foram escolhidos tendo como prioridade elementos de baixo custo e de fácil aquisição;
- implementação prática das estratégias de controle anteriormente simuladas, com análise dos resultados experimentais obtidos;

## 1.4 Trabalhos publicados

Durante o período de preparação deste documento, foram publicados e apresentados artigos relacionados ao tema em discussão, nos seguintes eventos:

- Oliveira, M. and Correa, M., *Analysis of grid-tied single phase multilevel inverters powered by photovoltaic panels under partial shading conditions*, in Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2012 3rd IEEE International Symposium on, pages 483 - 486, 2012.
- Oliveira, M. and Correa, M., *Improved Control for Grid-Tie Single-Phase Multilevel Inverter under Partial Shading*, in Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013.

## 1.5 Organização do texto

Contribuições para a aplicação de um Inversor Multinível tipo Cascata a Sistemas Fotovoltaicos são apresentadas neste documento ao longo de seis capítulos.

Além deste primeiro capítulo introdutório, que se dedica a contextualizar o leitor sobre o tema da pesquisa e sua aplicabilidade, o capítulo 2 apresenta conceitos gerais sobre inversores multinível. É possível aqui comparar as vantagens e desvantagens de algumas topologias físicas voltadas a inversores monofásicos e também técnicas de modulação. Uma análise matemática do formato da tensão produzida pelo CCMLI é adaptada da obra de Holmes (Holmes and Lipo, 2003), para auxiliar no entendimento do comportamento harmônico do sinal produzido.

O capítulo 3 aborda os efeitos da oscilação da potência CA sobre a tensão e correntes do barramento CC, de modo a justificar o formato não-ideal da tensão multinível produzida pelo inversor.

No capítulo 4, o comportamento do CCMLI alimentado por painéis FV é analisado em ambiente de simulação, para diferentes situações de irradiação sobre os painéis. Também neste capítulo encontra-se uma discussão sobre topologias de sinalização do CCMLI, onde o esquema proposto será aproveitado tanto pelo ambiente de simulação quanto pelo inversor



implementado em laboratório.

O capítulo 5 é dedicado à descrição dos parâmetros do projeto de um CCMLI monofásico simétrico de 9 níveis, com destaque a uma proposta de topologia de sinalização para o inversor que resulte em maior modularidade do que soluções convencionais. Além disso, apresenta-se os resultados obtidos nesta plataforma experimental.

Finalmente, as conclusões gerais trazidas no capítulo 6 destacam as vantagens e desvantagens da utilização desta topologia com relação à qualidade da tensão produzida e à dinâmica de operação do inversor, além de propostas de estudos futuros utilizando as plataformas de simulação e experimental desenvolvidas.

Complementa este documento, no anexo I, análise matemática do modelo de simulação do painel fotovoltaico, desenvolvido a partir de um circuito elétrico capaz de reproduzir seu comportamento característico de maneira bastante satisfatória. No anexo II, são mostrados maiores detalhes sobre o projeto do CCMLI implementado, construído com componentes de baixo custo e adquiridos no mercado nacional.

# 2

## Inversores multinível

Entre os diferentes tipos de inversores estáticos disponíveis destacam-se os inversores do tipo multinível, por apresentarem vantagens como menor distorção harmônica da tensão e corrente na saída, menor tensão sobre as chaves e melhor eficiência de conversão, apesar da maior complexidade do seu circuito de controle (Rodriguez et al., 2002).

Definições para o termo “multinível” podem ser encontradas nos trabalhos de um grande número de autores. Uma das mais relevantes é a definição dada por Walker (Walker, 1999): “...um circuito onde uma das portas contém múltiplos (mais de dois) valores de tensão ou corrente em pontos bem definidos, enquanto a segunda porta, monofásica ou trifásica, comuta entre estes níveis” (tradução aproximada).

No inversor tipo fonte de tensão (VSI - *Voltage Source Inverter*), a síntese de uma tensão com formato multinível requer a existência de várias fontes de tensão CC, mesmo que tais tensões sejam obtidas por um circuito interno formado por diodos grampeadores ou capacitores flutuantes (Hosseini et al., 2010). A figura 2.1 permite a comparação da forma de onda da tensão na saída de um inversor monofásico tradicional de 2 níveis e de inversores tipo multinível com 3, 5, 7, 9 e 13 níveis, com modulação unitária e fontes CC ideais, além de uma referência senoidal ideal. Observa-se que um formato cada vez mais próximo de uma tensão senoidal será obtido conforme se aumenta o número de níveis.

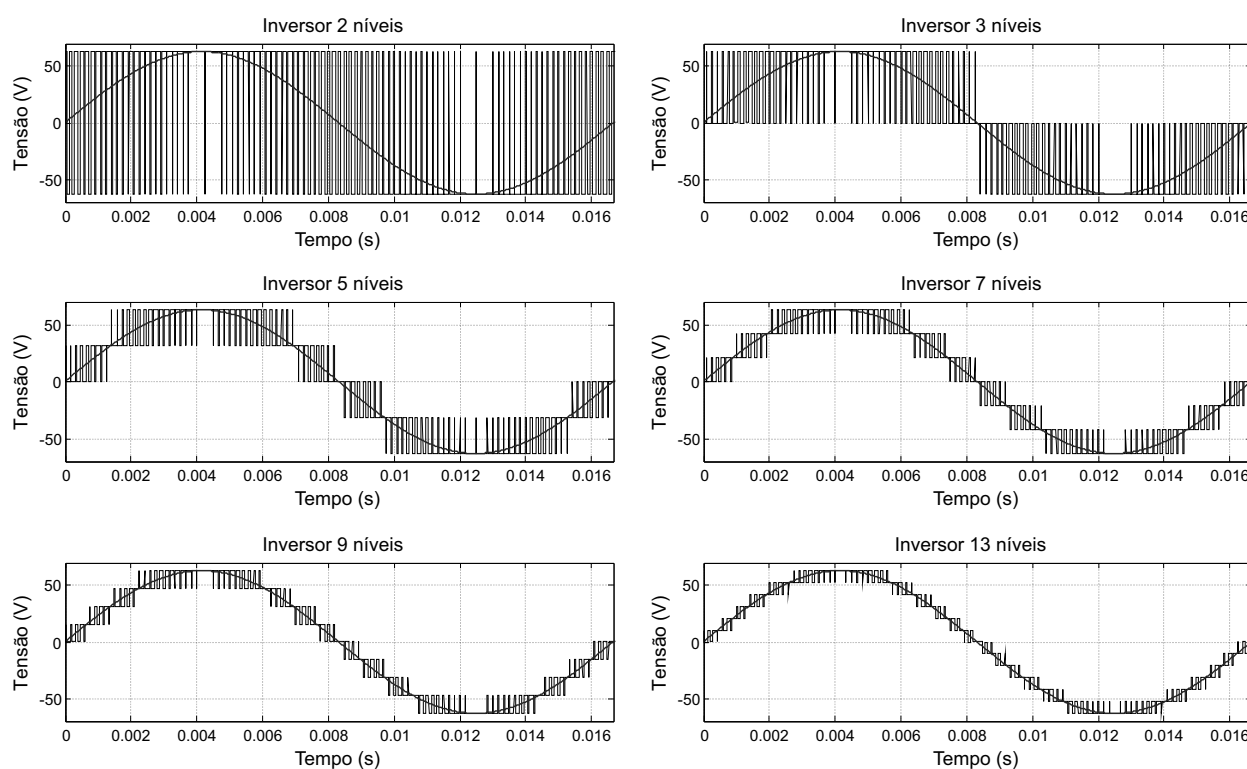


Figura 2.1: Exemplo de tensões produzidas por inversores com 2, 3, 5, 7, 9 e 13 níveis na saída, modulação unitária e fontes CC ideais, comparados a uma referência senoidal ideal.

Neste capítulo serão apresentados conceitos gerais sobre inversores VSI multinível, destacando as topologias mais utilizadas bem como técnicas de controle das chaves de potência destes tipos de circuito. Também serão analisados aspectos como as tensões eficazes e o comportamento harmônico do sinal multinível produzido, utilizando ambiente de simulação, para comparação posterior com resultados experimentais obtidos nos capítulos seguintes.

## 2.1 Classificação dos inversores multinível

O estudo relacionado ao inversor multinível é normalmente realizado considerando os aspectos mais importantes que definem sua forma de funcionamento: as topologias físicas e as técnicas de modulação utilizadas para o controle das chaves de potência (Panagis et al., 2008).

### 2.1.1 Classificação das topologias físicas

Na bibliografia referente a este tema, diversos autores como Rodriguez (Rodriguez et al., 2002), Panagis (Panagis et al., 2008) e Colak (Colak et al., 2011) reúnem os inversores em três categorias principais:

- DCMLI (*Diode Clamped Multilevel Inverter* ou Inversor Multinível com Diodos Grampeadores)
- FCMLI (*Flying Capacitor Multilevel Inverter* ou Inversor Multinível com Capacitores Flutuantes)
- CCMLI (*Cascaded Cell Multilevel Inverter* ou Inversor Multinível com Células em Cascata)

Na figura 2.2 são apresentados os circuitos básicos para inversores monofásicos de 5 níveis nas três topologias listadas. Diante da disponibilidade de apenas uma fonte CC, os demais níveis deverão ser mantidos unicamente com o auxílio de capacitores flutuantes ou diodos grampeadores. Tal situação aumenta a complexidade do controle, e o balanceamento das tensões em tais capacitores nem sempre será possível (Bárceñas, 2002). Além destes, uma grande variedade de topologias físicas podem ser obtidas para a geração de uma tensão com formato multinível, mediante a combinação dos três tipos de arranjo apresentados, pelo uso de fontes CC com tensões distintas ou por combinar diferentes técnicas de modulação, conforme o contexto desejado (Ostojic, 2010). Um exemplo é a topologia SMC<sup>1</sup> citado em Hosseini (Hosseini et al., 2010). Nos itens a seguir, serão apresentados brevemente algumas das vantagens e desvantagens da utilização das topologias DCMLI, FCMLI e CCMLI.

---

<sup>1</sup>“*Stacked Multilevel Converter*” ou Inversor Multinível Empilhado.

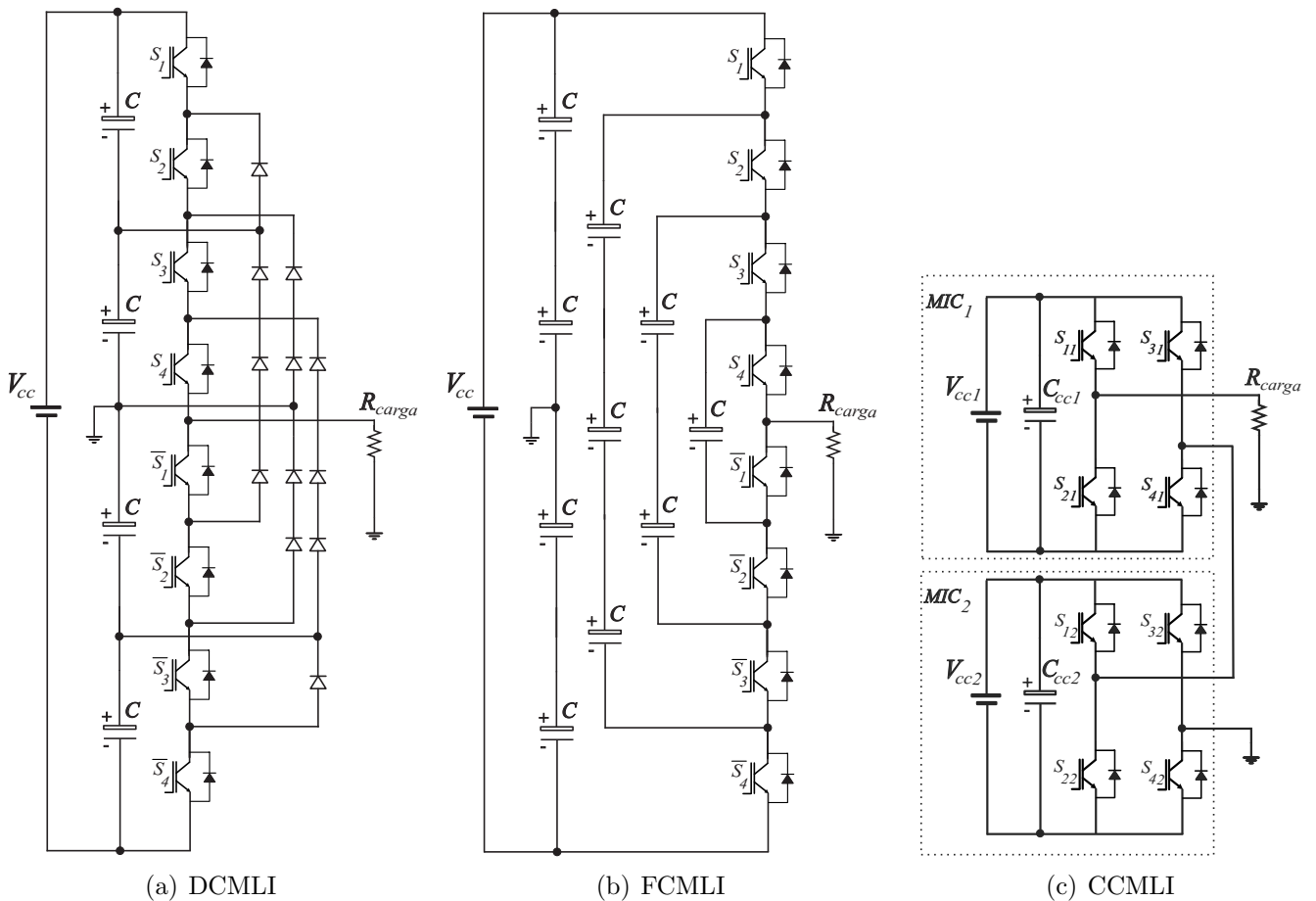


Figura 2.2: Circuitos básicos de inversores de 5 níveis em diferentes topologias (caso monofásico).

### 2.1.1.1 Vantagens e desvantagens das topologias DCMLI, FCMLI e CCMLI

#### 2.1.1.1.1 DCMLI

O primeiro inversor multinível utilizando diodos grampeadores a ser mencionado na literatura é um inversor trifásico de 3 níveis, proposto por Nabae *et al.* em 1981 (Nabae et al., 1981)<sup>2</sup>, cujo circuito pode ser adaptado também para um inversor monofásico como na figura 2.2(a). Para seu funcionamento, a tensão do barramento CC é fracionada por meio de capacitores ligados em série, e a tensão intermediária resultante é aplicada às chaves mais internas do inversor através de diodos de alta velocidade. A manutenção da tensão nos capacitores do DCMLI é um problema relevante, especialmente nos inversores com maior número de níveis, pois o fluxo de potência ativa tende a desbalanceá-los. Por esta razão, em aplicações com alto fator de potência, há uma faixa limitada de valores de índice de

<sup>2</sup>O referido trabalho aborda o NPCMLI (*Neutral Point Clamped Multilevel Inverter* ou Inversor Multinível com Neutro Grampeado), que é um caso particular do DCMLI para 3 níveis.

modulação que permite uma operação estável deste inversor. No entanto, caso exista também fluxo de reativos, o balanceamento pode ser alcançado mais facilmente (Chaudhuri, 2008)<sup>3</sup>.

É possível observar algumas vantagens (✓) e desvantagens (✗) no uso do inversor DCMLI, como (Bárceñas, 2002):

- ✓ um DCMLI pode ser construído com apenas uma única fonte CC, que serve tanto a inversores monofásicos quanto trifásicos;
- ✓ há um baixo stress nas chaves de potência, pois estas estão sujeitas a  $V_{cc}/(n - 1)$  por chave (para  $n$  níveis), permitindo assim operar com tensões CC mais altas que os inversores de 2 níveis;
- ✓ o maior número de níveis resulta em menores valores de  $THD_V$  e  $WTHD_V$ , também em comparação com o inversor de 2 níveis;
- ✗ o fluxo de potência ativa depende da energia armazenada nos capacitores de entrada, e sua manipulação tende a desbalanceá-los, especialmente em um ambiente com maior número de níveis. Para evitar que isto ocorra, algoritmos de balanceamento dos capacitores devem ser adicionados à técnica de modulação escolhida, aumentando a complexidade do controle;
- ✗ a tensão reversa a que cada diodo de grampeamento está sujeito pode chegar ao valor total da tensão CC do barramento. Assim, quando utilizados valores mais elevados de tensão, podem ser necessários vários diodos em série em lugar de apenas um, aumentando o custo e volume do inversor;
- ✗ a quantidade de diodos de grampeamento é igual a  $(n - 1)(n - 2)$  diodos (caso monofásico), podendo chegar assim a números bem elevados. Por exemplo, em um inversor trifásico de 7 níveis serão necessários pelo menos 90 diodos, e para 9 níveis, 168 diodos;
- ✗ a modularidade do inversor é baixa, portanto para aumentar ou diminuir o número de níveis do inversor faz-se necessário um grande número de modificações no circuito.

---

<sup>3</sup>Neste trabalho, pgs. 3 e 44, o autor se refere a fator de potência quando trata do defasamento entre tensão e corrente na saída do inversor (consideradas senoidais); contudo neste caso o correto seria a denominação “fator de deslocamento”. No mesmo sentido, o trabalho de Rafal (Rafal et al., 2011) trata do balanceamento dos capacitores de um NPC conectado à rede contendo tensões distorcidas, que implica em maiores limitações das condições de operação, e maior complexidade de controle.

### 2.1.1.1.2 FCMLI

O inversor FCMLI é uma variação do inversor com diodos grampeadores, e foi proposto na literatura por Meynard e Foch (Meynard and Foch, 1992) inicialmente para um inversor trifásico de 7 níveis similar ao ilustrado na figura 2.2(b) (caso monofásico).

Algumas vantagens e desvantagens do uso de um inversor FCMLI como o da figura 2.2(b) são a seguir listadas (Bárcenas, 2002),(Lega, 2007):

- ✓ assim como ocorre com o DCMLI, o inversor FCMLI monofásico ou trifásico pode ser construído com apenas uma única fonte CC se necessário;
- ✓ comparado ao DCMLI, há uma maior flexibilidade na escolha das combinações de comutação, na medida do aumento do número de níveis, quando aumenta a quantidade de estados redundantes. Assim é possível melhor controle do fluxo de potência ativa e reativa, por meio do balanceamento dos capacitores;
- ✓ apresenta modularidade superior à do DCMLI, e o aumento do número de  $n$  níveis requer apenas a adição de um capacitor e  $2n$  chaves (caso monofásico) (Lega, 2007);
- ✗ é necessário uma “inicialização” dos  $(n - 1) \cdot (n - 2)/2$  capacitores de balanceamento (caso monofásico), ou seja, para poder iniciar a conversão CC-CA, é preciso garantir que os capacitores tenham alcançado a tensão nominal. Isto aumenta a complexidade do controle pela inserção de uma sequência específica na fase de carregamento, e pela necessidade de sensores de tensão adicionais sobre os capacitores;
- ✗ caso o inversor alimente cargas indutivas, podem haver ressonâncias capazes de comprometer a vida útil dos componentes capacitivos;
- ✗ o volume e o custo dos capacitores podem tornar o projeto inviável, conforme o número de níveis e potência do inversor;

### 2.1.1.1.3 CCMLI

A formação da tensão na saída de um CCMLI com  $n$  MICs ou “células”, como na figura 2.2(c), decorre da associação série de inversores de 3 níveis construídos com pontes “H” monofásicas, que podem assumir os valores  $+V_{CC_i}$ , 0 ou  $-V_{CC_i}$ , ( $i = [1, \dots, n]$ ),

sendo  $V_{CC_i}$  a tensão no barramento CC do  $MIC_i$  obtida por meio de uma fonte isolada. Desta forma, a síntese da tensão multinível no inversor ocorre pela soma ou subtração de todas as tensões disponíveis nos barramentos individuais, alcançando valores no intervalo  $\left[ \sum_{i=1}^n -V_{CC_i}, \dots, 0, \dots, \sum_{i=1}^n V_{CC_i} \right]$ . A primeira alusão conhecida ao uso deste tipo de inversor é uma patente americana de 1975 (Baker and Bannister, 1975), sendo desde então bastante utilizado em inversores de média tensão e em sistemas baseados em energias renováveis, onde é mais comum encontrar várias fontes isoladas à disposição (Franquelo et al., 2008), (Malinowski et al., 2010).

Diferentemente das topologias anteriores, a obtenção dos níveis intermediários de tensão necessários à síntese do formato multinível não exige diodos ou capacitores de grampeamento. No entanto, a exigência de fontes ativas independentes pode aumentar o custo total do sistema ou torná-lo inviável em alguns casos.

O CCMLI pode ser construído utilizando fontes com valores iguais ou diferentes, quando será classificado como sendo do tipo simétrico ou assimétrico respectivamente.

Algumas características do inversor CCMLI podem ser descritas:

- ✓ o comando das chaves é mais simples que nos demais inversores, pois como regra geral não há necessidade de pré-balanceamento dos capacitores encontrados nos barramentos CC;
- ✓ a tensão na saída do inversor é simplesmente a soma das tensões de saída de cada ponte H. No entanto, mesmo que a tensão total do inversor seja alta, cada chave de potência estará sujeita apenas à tensão presente na sua própria fonte de alimentação;
- ✓ a modularidade do inversor é alta, e o aumento ou diminuição do número de níveis é feita simplesmente pela inserção ou remoção de células em cascata;
- ✓ há uma considerável tolerância a falhas nos MICs, que podem ser isolados do circuito por elementos como relés convencionais ou de estado sólido (SSR - “*Solid State Relay*”). Desta forma, MICs redundantes podem coexistir na instalação e aumentar a confiabilidade do sistema (Hammond, 2002);
- ✗ somente é possível produzir uma quantidade ímpar de níveis, dada por  $n = 2N + 1$  para o inversor simétrico (fontes CC iguais) onde  $n$  é o número de níveis e  $N$  é o número



de células ativas. Para inversores assimétricos, o número de níveis produzido com as células disponíveis será maior, dependendo da relação entre os valores das tensões disponíveis;

- ✗ um único barramento CC não pode ser compartilhado entre os braços de um inversor trifásico, como ocorre nos inversores de diodo ou capacitor grampeado.

### 2.1.1.2 Comentários sobre a topologia escolhida

Como brevemente já comentado no capítulo introdutório deste trabalho, a comparação de topologias de inversores deve se basear em critérios como: níveis de tensão, corrente e potência desejados na saída além da qualidade da tensão produzida; disponibilidade de recursos para implementação, como número necessário de fontes ativas, limites de operação das chaves estáticas, número de diodos e capacitores no circuito de potência e a demanda por etapas intermediárias elevadoras de tensão. As considerações destacadas referentes aos 3 arranjos apresentados na seção 2.1.1.1 não é exaustiva, e deve ser complementada com outras análises comparativas tais como as realizadas por Colak (Colak et al., 2011), Franquelo (Franquelo et al., 2008) e Rodríguez (Rodríguez et al., 2002). Cita-se também como parâmetros de interesse o número de estágios de conversão necessários, a eventual demanda por transformadores de baixa ou alta frequência entre outros, como facilidade de instalação e manutenção, modularidade, tolerância a falhas e segurança da instalação.

Em uma análise bibliográfica minuciosa, Kouro (Kouro et al., 2010) utiliza dos critérios do parágrafo anterior e apresenta um extenso número de aplicações industriais onde inversores multinível vêm sendo empregados com vantagens sobre sistemas tradicionais, como por exemplo em: aplicações automotivas, tração de trens, amplificadores classe D, STATCOMs, filtros ativos, inversores HVDC, geradores eólicos e sistemas FV. Para este último, que é o foco da presente pesquisa, tal autor aponta que embora crescente, ainda é pequeno o número de inversores tipo multinível utilizados pelo setor produtivo, estando quase sempre restrito às grandes plantas fotovoltaicas que se conectam à rede de distribuição em médias ou altas tensões. Em uma rápida consulta a alguns fabricantes<sup>4</sup>, nota-se de fato uma dificuldade em localizar inversores multinível para conexão de sistemas FV à rede monofásica com pequenas

---

<sup>4</sup>Como resultado desta consulta, cita-se como exemplos os modelos de médias e grandes potências Jema ST-6/././30 KWp, EnerSolis ES10KWp, iMars BG30 KWp e TMEiC Solar Ware 100/250/500/630 KWp, todos estes trifásicos, com topologia multinível não informada.

potências<sup>5</sup>. Como último comentário do citado autor sobre sistemas FV, expõe em resumo que inversores multinível mais “inteligentes” vêm emergindo para aplicações em todas as faixas de potência, especialmente o CCMLI no qual a conveniente associação de *strings* de painéis pode eliminar a necessidade de estágios de elevação CC ou transformadores.

Na perspectiva da maior flexibilidade que o CCMLI apresenta em relação às demais topologias comentadas na seção 2.1.1.1, este arranjo físico passa a ser a opção mais viável para as análises que seguem nos demais capítulos deste trabalho. Sua principal limitação, que é a dependência de fontes isoladas para cada célula do inversor, é atendida pelo fato de se considerar disponível um número suficiente de painéis fotovoltaicos para servir como as fontes CC independentes.

### 2.1.2 Classificação das técnicas de modulação

É também possível classificar os inversores multinível conforme a técnica de modulação utilizada para controle das chaves de potência. De acordo com a natureza a que se destina, o chaveamento pode ocorrer: 1 - na ordem de grandeza da frequência fundamental; 2 - com o uso de técnicas onde os pulsos são modulados por portadoras de alta frequência como *PWM* (*Pulse Width Modulation* ou Modulação por Largura de Pulso); ou 3 - utilizando métodos híbridos (Esfandiari et al., 2009), (Rodriguez et al., 2002), (Chinnaiyan et al., 2007). O primeiro grupo é conhecido por sua simplicidade, confiabilidade e pela capacidade de controlar maiores potências, enquanto o segundo grupo é bem conhecido pela sua melhor qualidade de saída. A figura 2.3 ilustra de forma simplificada esta classificação.

---

<sup>5</sup>O conceito de “pequena potência” adotado é o que define o tipo de conexão do sistema FV à rede de distribuição de baixa tensão, podendo ser monofásico ou trifásico. Segundo a ANEEL (ANEEL, 2012), que definiu as normas gerais de acesso, apenas unidades geradoras com potências instaladas iguais ou inferiores a 10 KWp podem ter acesso à rede na forma monofásica, valor que pode ser modificado por conveniência da concessionária. Em normas específicas editadas posteriormente pelas empresas, é possível encontrar valores distintos: a norma NDU-013 (Energisa, 2012), utilizada pela empresa Energisa para o estado da Paraíba estabelece 14.2 KWp como limite para o acesso à rede com conexão monofásica; já a NTD-18 (Celtins/RedeEnergia, 2012), emitida pela empresa que atende o estado do Tocantins, estabelece 7.5 KWp como limite para o acesso à rede com conexão monofásica. Uma análise comparativa da normatização de outras concessionárias brasileiras pode ser encontrada em Guedes (Guedes, 2014)

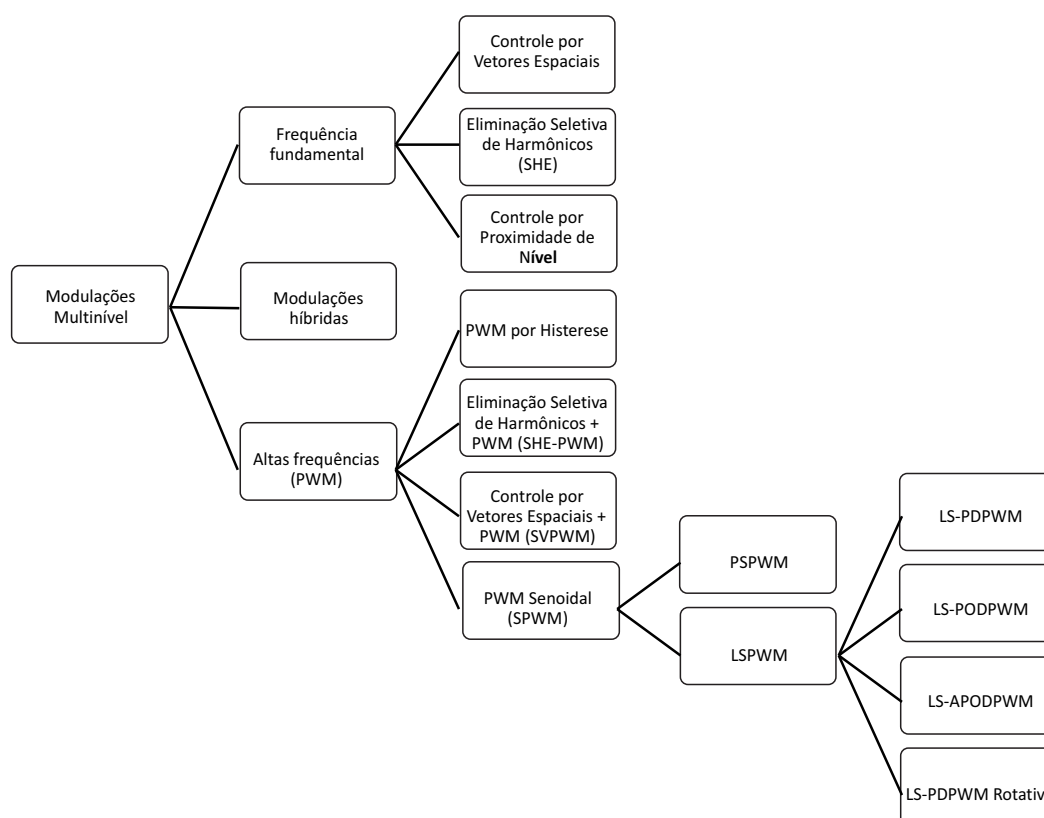


Figura 2.3: Principais técnicas de modulação<sup>67</sup> aplicadas a inversores multinível.

Para inversores em cascata simétricos monofásicos que operam com pequenas e médias potências, como os de interesse desta pesquisa, o grupo de técnicas baseado em alta frequência é o mais indicado, visando tensões na saída com maior qualidade. Neste contexto, dois subgrupos se destacam: as modulações baseadas em SVPWM (“*Space Vector PWM*” ou Modulação PWM por Vetores Espaciais) e as baseadas em SPWM (“*Sinusoidal PWM*”). Visto que o SVPWM é destinado a sistemas polifásicos, será realizada a seguir uma análise comparativa entre duas modulações SPWM aplicáveis a inversores multinível em cascata, o LS-PDPWM e o PSPWM, de modo a obter informações para a escolha da técnica mais indicada para o inversor proposto em estudo.

<sup>67</sup>Os termos LS-PDPWM, LS-PODPWM e LS-APODPWM presentes na figura 2.3 significam, respectivamente, *Level Shifted - Phase Disposition PWM*, *Level Shifted - Phase Opposition Disposition PWM* e *Level Shifted - Alternative Phase Opposition Disposition PWM*, conforme cada par de portadoras triangulares estejam dispostas em fase, em oposição (180°) ou em oposição de forma alternada. A diferença prática entre estas modulações se refere à maior ou menor concentração da parcela de energia do sinal multinível na frequência de chaveamento e suas harmônicas laterais (Hosseini Aghdam et al., 2008).

<sup>7</sup>*Nearest Level Control* (Controle por Proximidade de Nível) e *Hysteresis PWM* (PWM por Histerese) são exemplos de técnicas de modulação em malha fechada, enquanto SHE e SHE-PWM são técnicas onde o cálculo dos pulsos é realizado “*offline*” e armazenado em tabelas, sendo vantajoso em situações de funcionamento previamente conhecidas (Walker, 1999).

### 2.1.2.1 Modulações *Sinusoidal PWM*

Nas modulações baseadas em SPWM, ocorre a comparação de uma ou mais portadoras triangulares de alta frequência com um ou vários sinais de referência senoidal de baixa frequência, conforme o número de fases e de níveis do inversor. O deslocamento das portadoras triangulares pode ser feito em relação à sua amplitude (*Level Shifted PWM* - LSPWM), em relação à sua fase (*Phase Shifted PWM* - PSPWM) ou de formas híbridas.

As modulações baseadas em SPWM utilizadas no CCMLI produzem comportamentos diferenciados entre os MICs, do ponto de vista do formato da tensão produzida. A utilização de uma modulação do grupo LSPWM como por exemplo a LS-PDPWM (*Level Shifted - in Phase Disposition PWM*), cujo perfil de pulsos aplicados às chaves é mostrado nas figuras 2.4(c) e 2.4(e), resulta em um formato de tensão na saída de cada MIC como o da figura 2.5(a) com conseqüente extração não-homogênea das potências das fontes CC utilizadas (Rodriguez et al., 2002); comportamentos semelhantes podem ser verificados nas demais técnicas do grupo LSPWM (Hosseini Aghdam et al., 2008), (Panagis et al., 2008). Desta forma, se a fonte CC possuir limitações quanto à potência gerada (tendo, portanto, um ponto ótimo de operação que garanta a extração máxima desta potência), não haverá garantia de utilização de todas as fontes operando em condições satisfatórias.

Uma possível solução para o problema da extração desigual de potências entre as fontes CC foi apresentada por Bouaziz (Bouaziz et al., 2013), e consiste na modificação controlada das relações entre as amplitudes e deslocamentos verticais das portadoras triangulares de referência originais da figura 2.4(a); deste modo, as chaves de potência permaneceriam ligadas por maior ou menor tempo, controlando a tensão média verificada nos terminais das fontes não-ideais utilizadas e também as potências associadas. Contudo, neste tipo de situação o formato multinível da tensão de saída nem sempre será garantido, podendo causar distorções harmônicas significativas (Malinowski et al., 2010). Outra solução, proposta por Angulo (Angulo et al., 2007), consiste em uma rotação periódica dos níveis das portadoras triangulares dos MICs, de modo que as tensões individuais tenham formato bastante similar e conseqüentemente permita uma extração de potência mais homogênea das fontes, sem prejudicar o formato multinível na saída do inversor. O obstáculo prático à implantação desta técnica denominada “LS-PDPWM rotativa” é a necessidade de uma estrutura de sincronismo

entre os MICs mais complexa.

A modulação PSPWM é mais indicada em ações de maximização da potência e qualidade da tensão gerada pelo CCMLI do que modulações do grupo LSPWM, especialmente quando as fontes ativas possuem comportamentos especiais como por exemplo painéis fotovoltaicos, sujeitos a condições de luminosidade e temperatura diferentes (Franquelo et al., 2008). Utilizando PSPWM, obtém-se naturalmente uma extração bastante homogênea das potências demandadas das fontes, facilitando ações de controle que levem todos os MICs a operarem em torno do seu ponto de máxima eficiência sem afetar significativamente o formato multinível da tensão produzida pelo inversor. Além do diferente perfil de extração de potências, outras vantagens e desvantagens do PSPWM quando comparados com o LS-PDPWM, por exemplo, estão relacionadas ao comportamento harmônico da tensão produzida pelo inversor, como analisado a seguir.

Para uma análise comparativa das técnicas de modulação citadas, um inversor CCMLI monofásico de 9 níveis foi simulado em *Matlab/Simulink*<sup>8</sup> tendo como modelo o circuito ilustrado na figura 2.2(c), porém com 4 MICs. Foram utilizadas fontes ideais  $V_{CC_i} = 21$  V, ( $i=1,\dots,4$ ), uma portadora senoidal com frequência igual à da rede comercial ( $f_r = 60$  Hz) e amplitude unitária como sinal modulante de referência, além de portadoras triangulares de amplitude unitária e frequência mais elevada. Esta ferramenta de simulação permite a comparação das características das modulações LS-PDPWM e PSPWM em duas situações de interesse:

- Situação 1 - Todos os MICs do CCMLI possuem a mesma frequência da portadora triangular:  $f_c = 3$  KHz.

Para as condições apresentadas, as figuras 2.4(a) e 2.4(b) mostram os sinais triangulares e senoidal utilizados nas modulações LS-PDPWM e PSPWM respectivamente, e as figuras 2.4(c) a 2.4(f) mostram os pulsos aplicados às chaves de potência como resultado da comparação lógica entre estes sinais. Os resultados apresentados na figura 2.5 permitem observar as diferenças entre os perfis de tensão nos inversores individuais e a forma de onda da tensão obtida na saída do CCMLI para cada tipo de modulação.

---

<sup>8</sup>*Matlab/Simulink* R2012a, licença n° 704766 para fins acadêmicos, em nome de ifto.edu.br (Instituto Federal do Tocantins) onde o autor exerce suas atribuições profissionais como servidor estável.

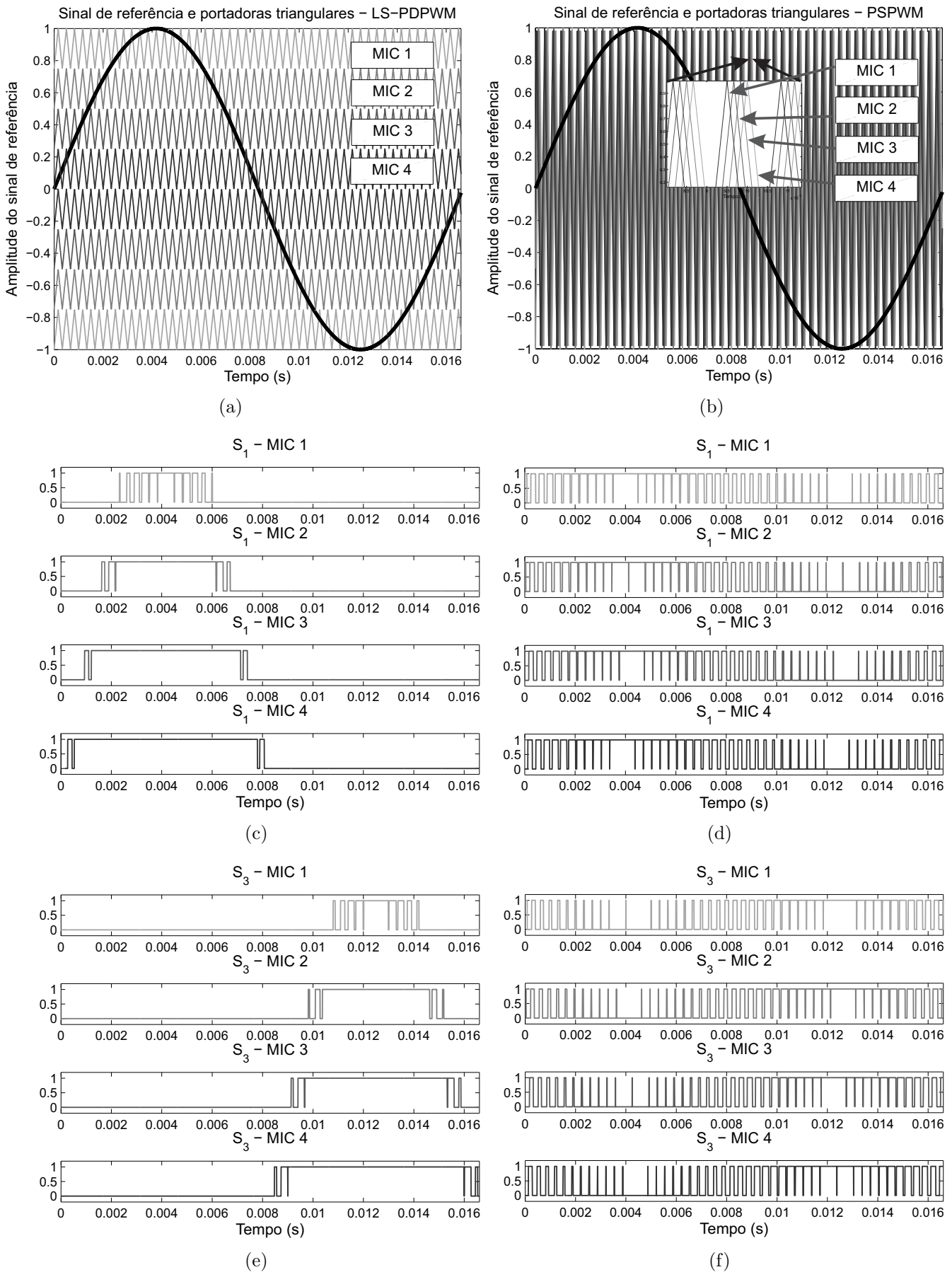
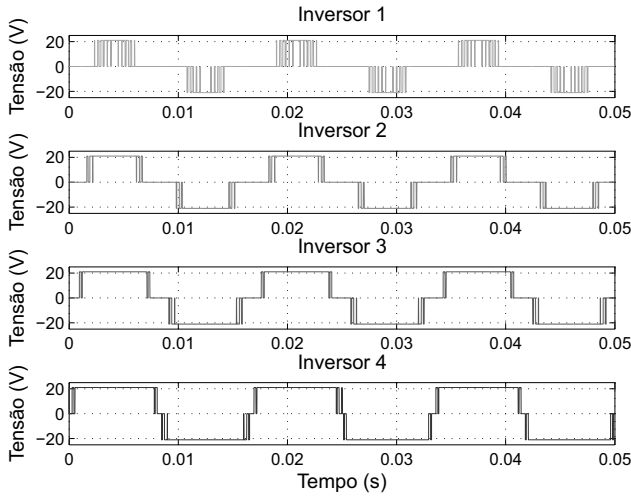
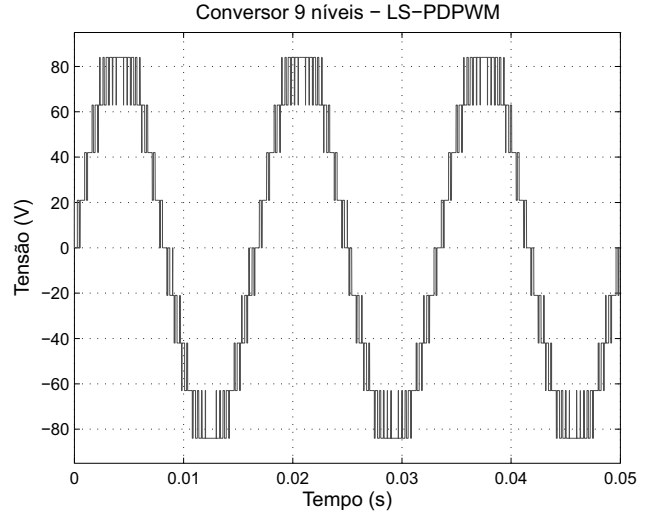


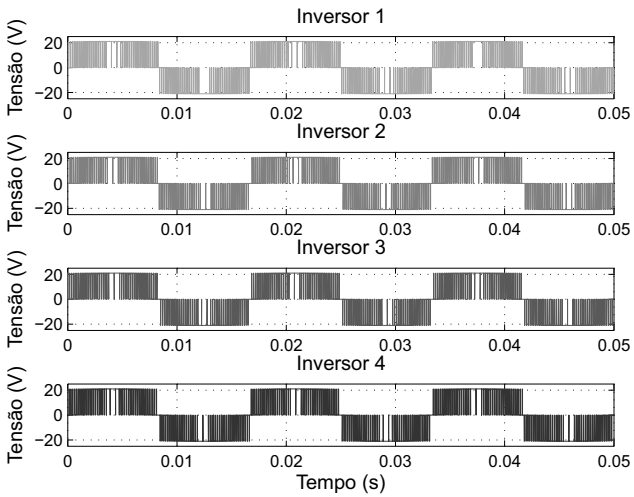
Figura 2.4: Situação 1 - Referência e portadoras triangulares para as modulações (a) LS-PDPWM e (b) PSPWM. Pulsos aplicados às chaves de potência  $S_{1x}$  e  $S_{3x}$  para (c) e (e): LS-PDPWM, (d) e (f): PSPWM.



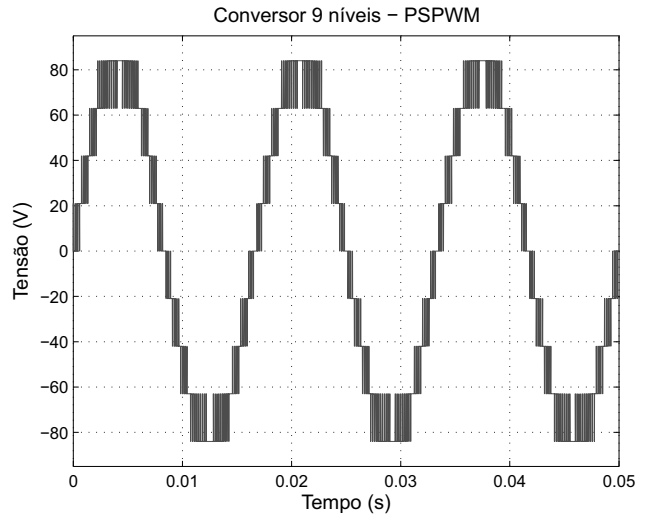
(a) Tensões individuais (LS-PDPWM).



(b) Tensão total (LS-PDPWM).



(c) Tensões individuais (PSPWM).



(d) Tensão total (PSPWM).

Figura 2.5: Situação 1 - Tensões dos inversores individuais e tensão na saída do inversor para as modulações LS-PDPWM e PSPWM. Dados:  $V_{CC1}=V_{CC2}=V_{CC3} = 21V$ ,  $f_r = 60Hz$ ,  $f_c = 3KHz$ .

Os espectros harmônicos das tensões nas figuras 2.5(b) e 2.5(d) são exibidos nas figuras 2.6(a) e 2.8(c) respectivamente. Na modulação LS-PDPWM (figura 2.6(a)), o primeiro grupo de frequências harmônicas está concentrado em torno da frequência de chaveamento adotada para todos os inversores individuais, e este valor independe do número de células do inversor; comportamento similar pode ser observado nas demais modulações do grupo LSPWM (Hosseini Aghdam et al., 2008). No caso da modulação PSPWM (figura 2.8(c)), em razão do deslocamento temporal entre as referências internas, o primeiro grupo de ordens harmônicas está concentrado em torno da  $400^a$  harmônica, ou seja igual a  $2 \cdot N \cdot \frac{f_c}{f_r}$

vezes a fundamental, onde  $N=4$  células,  $f_c=3$  KHz e  $f_r=60$  Hz, sendo portanto diretamente proporcional ao incremento do número de níveis. Esta característica facilita o projeto do filtro de saída, mas as altas frequências envolvidas em um inversor com mais níveis devem ser consideradas no momento da escolha das chaves de potência devido às maiores perdas térmicas.

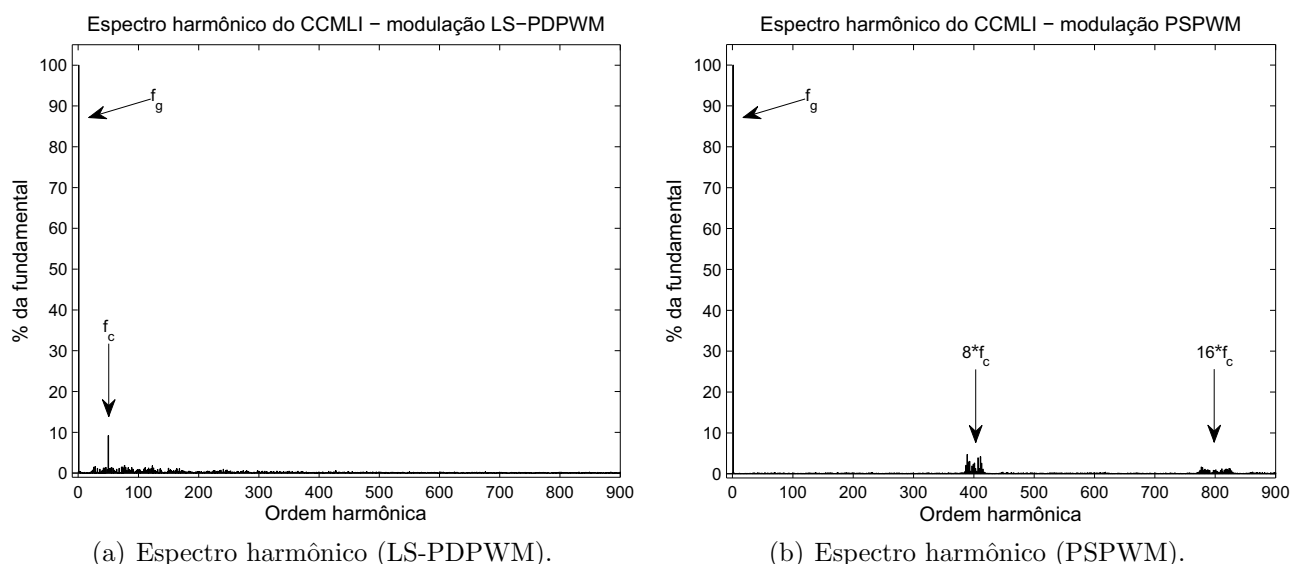


Figura 2.6: Situação 1 - Espectro harmônico típico de um CCMLI com modulações (a) LS-PDPWM e (b) PSPWM. Dados:  $f_r = 60\text{Hz}$ ,  $f_c = 3\text{KHz}$ .

- Situação 2 - MICs com frequência reduzida (modulação PSPWM).

Nesta situação, a frequência de cada MIC sob modulação PSPWM é reduzida em relação àquela aplicada aos MICs com modulação LS-PDPWM. O fator de redução utilizado é  $2 \cdot N$ , para  $N = 4$  MICs ativos, portanto a condição de análise considera  $f_c = \frac{3000}{8} = 375$  Hz.



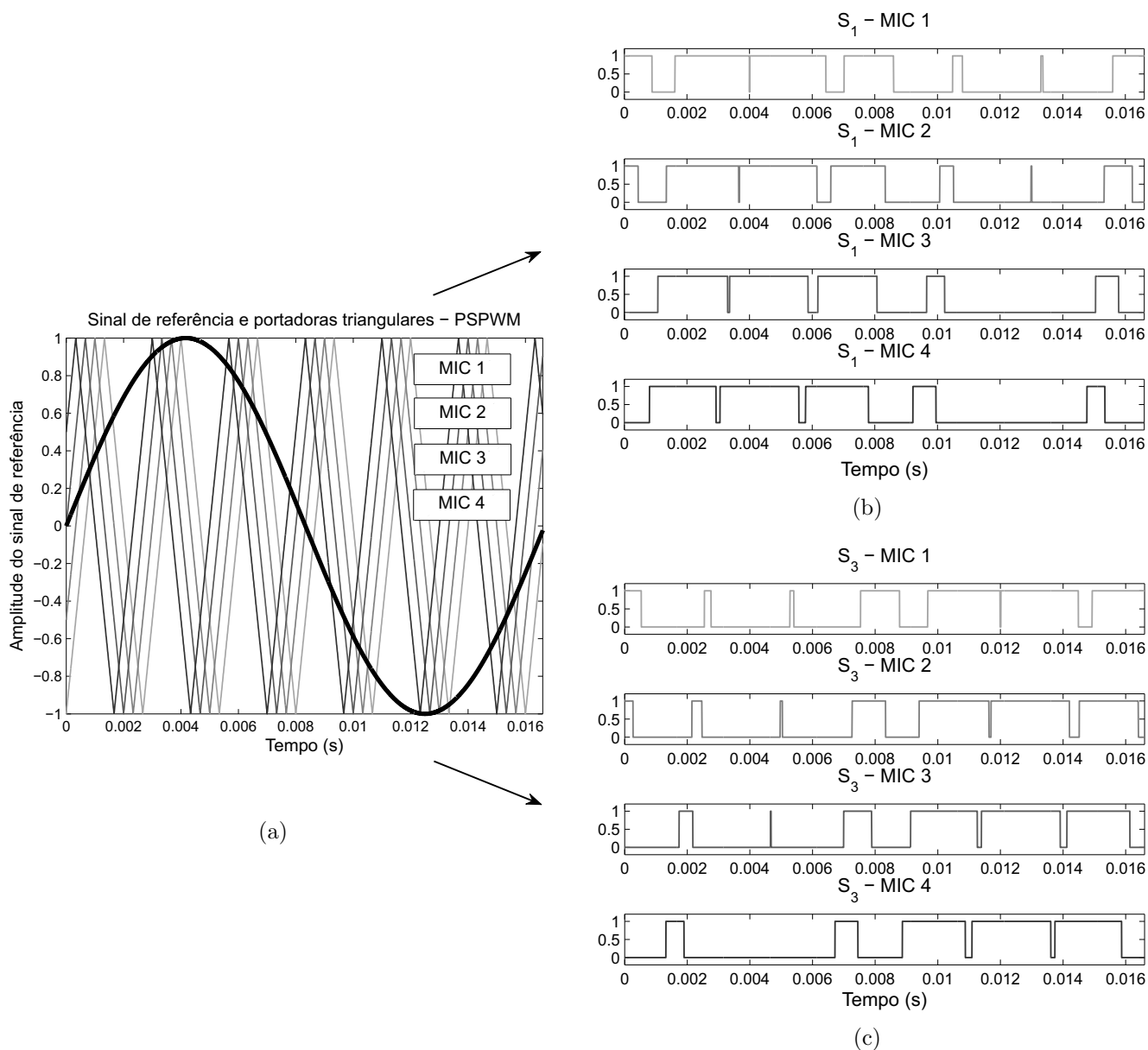


Figura 2.7: Situação 2 (PSPWM) - (a) Referência e portadoras triangulares para a modulação PSPWM. (b) e (c) Pulsos aplicados às chaves de potência  $S_{1x}$  e  $S_{3x}$ . Dados:  $f_r = 60Hz$ ,  $f_c = 375 Hz$ .

A figura 2.7 permite observar o comportamento dos pulsos aplicados às chaves do potência do MIC, resultante da comparação entre a portadora senoidal de referência e portadoras triangulares com frequência reduzida (em relação à situação 1). Comparado ao perfil verificado nas figuras 2.4(d) e 2.4(f), percebe-se uma sensível redução no número de comutações, causando menores perdas por chaveamento nas células. A figura 2.8 mostra as tensões obtidas na saída de cada inversor individual, bem como a tensão total do CCMLI e seu espectro harmônico. Devido à menor frequência de chaveamento individual, o principal grupo harmônico da tensão total do CCMLI está concentrado em torno da mesma frequência de

chaveamento da situação anterior, quando utilizada modulação LS-PDPWM (figura 2.6(a)).

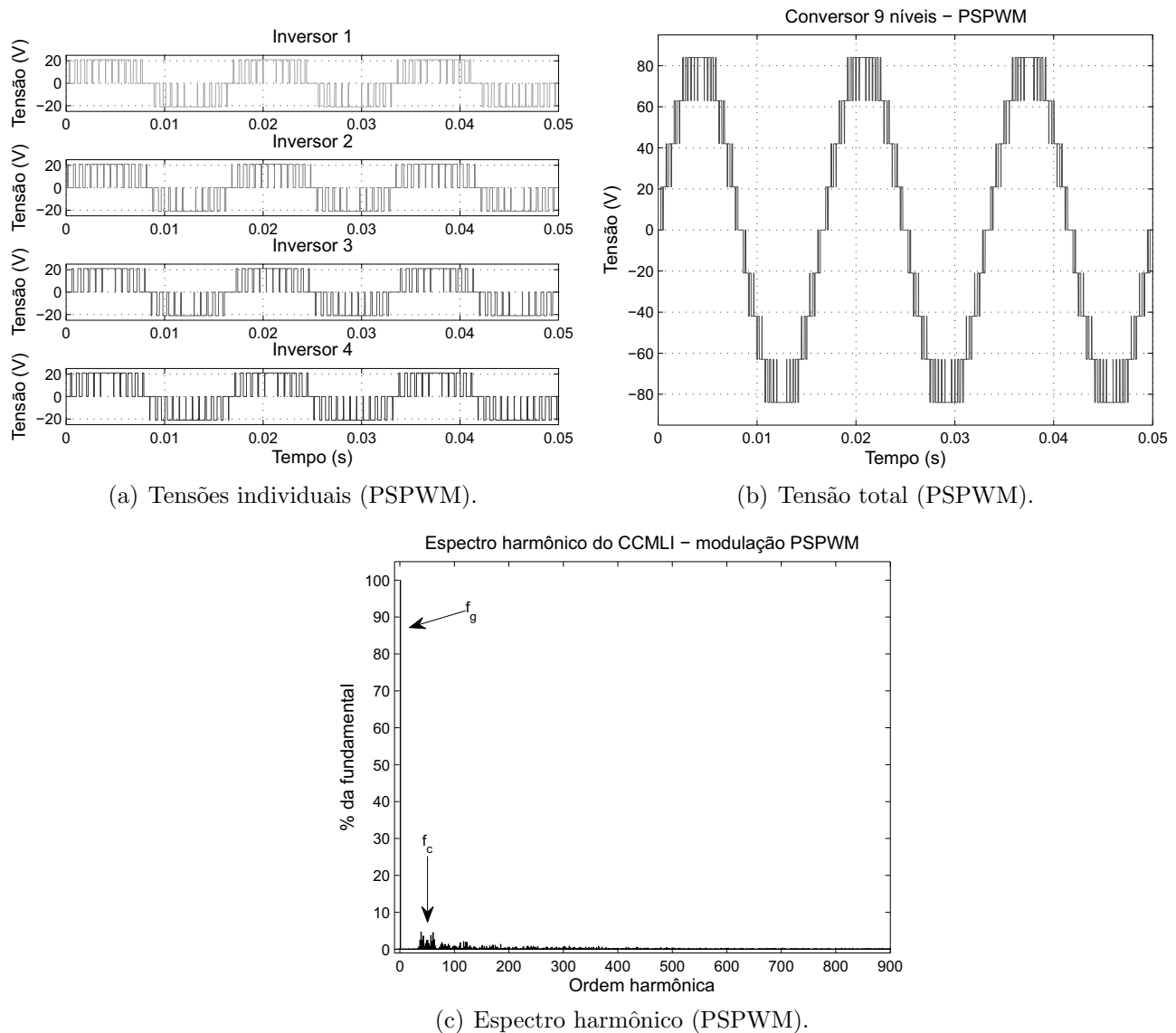


Figura 2.8: Situação 2 (PSPWM) - (a) e (b) Pulsos aplicados às chaves de potência  $S_{1x}$  e  $S_{1x}$ . (c) e (d) Tensões individuais e tensão na saída do CCMLI. (e) Espectro harmônico. Dados:  $f_r = 60Hz$ ,  $f_c = 375 Hz$ .

Em resumo, algumas características das modulações de alta frequência podem ser listadas para melhor comparação:

a) LSPWM:

- grupo de técnicas de modulação com implementação relativamente simples, compatível com qualquer das topologias físicas apresentadas;

- espectro harmônico da tensão de saída concentrado em torno da frequência de chaveamento, independentemente do número de níveis;
- formato bastante distinto das tensões produzidas em cada uma das células do inversor em cascata;
- demanda não-homogênea das potências das diferentes fontes ativas, o que dificulta o controle da tensão nos barramentos CC se utilizadas fontes não-ideais como painéis fotovoltaicos, ou prejudica o formato multinível da tensão produzida.

**b) PSPWM:**

- implementação simples, especialmente em microprocessadores com funções PWM via *hardware*;
- técnica incompatível com a topologia DCMLI e que resulta em uma tensão de baixa qualidade para o FCMLI, mas utilizada como modulação padrão da topologia CCMLI (Barreto et al., 2012),(McGrath and Holmes, 2002);
- espectro harmônico da tensão de saída concentrado em torno do dobro da frequência de chaveamento e do número de níveis;
- demanda homogênea das potências das diferentes fontes CC ativas do circuito, o que facilita o controle da tensão no barramento de fontes não ideais (Kouro et al., 2012).

### 2.1.2.2 Comentários sobre a técnica de modulação escolhida

Como justificado ao longo da seção 2.1.2.1, a modulação PSPWM será utilizada como padrão para simulações e procedimentos práticos das seções e capítulos seguintes deste trabalho, principalmente em virtude da natural extração homogênea de potência das fontes CC, quando estas possuem características iguais. Em situações reais, no entanto, será necessário considerar que com a utilização do PSPWM a frequência de chaveamento vista pela etapa de potência aumenta proporcionalmente com o incremento do número de células do inversor, gerando maiores perdas térmicas nas pontes H. Para contornar este problema, é usual reduzir a frequência de chaveamento utilizada nos inversores individuais, tal como realizado na situação nº 2 da seção anterior, aumentando a eficiência e mantendo ainda uma baixa distorção harmônica total da tensão multinível produzida.

## 2.2 Análise matemática da tensão multinível no CCMLI

### 2.2.1 Comportamento harmônico da tensão no CCMLI

Nas modulações *Sinusoidal* PWM (SPWM) com comutação natural<sup>9</sup> como as citadas neste capítulo, os pulsos aplicados às chaves de potência são obtidos por meio da comparação instantânea de um sinal de referência senoidal  $m(t)$  de baixa frequência com portadoras triangulares  $triang_i(t)$  de frequência mais elevada, definindo desta forma a função discreta  $f_i(t)$  como:

$$f_i(t) = [S_{1i} \cdot S_{4i} - S_{2i} \cdot S_{3i}] \quad (2.1)$$

de modo que as seguintes condições devem ser respeitadas:

$$\text{para } x = 1, \dots, 4 \quad \begin{cases} S_{xi} = 1 & \text{se } m(t) \geq triang_i(t) \\ S_{xi} = 0 & \text{se } m(t) < triang_i(t) \\ S_{1i} \cdot S_{3i} = 0 \\ S_{2i} \cdot S_{4i} = 0 \\ S_{1i} + S_{3i} = 1 \\ S_{2i} + S_{4i} = 1 \end{cases} \quad (2.2)$$

Em uma determinada célula “ $i$ ” do CCMLI, como na figura 3.1, as relações entre as correntes e tensões podem ser descritas como:

$$i_{CC_i}(t) = f_i(t) \cdot i_g(t) \quad (2.3)$$

$$v_i(t) = f_i(t) \cdot V_{CC_i}(t) \quad (2.4)$$

e a tensão na saída do CCMLI será:

$$v_{conv}(t) = \sum_{i=1}^N v_i(t) \quad (2.5)$$

Para avaliar as características da tensão  $v_{conv}(t)$  (e, por extensão, das demais grandezas formadas em função de  $f_i(t)$ ) do ponto de vista de seu comportamento harmônico,

---

<sup>9</sup>Pode-se classificar a comutação de uma modulação SPWM como *natural* ou *regular* (Holmes and Lipo, 2003). Na *natural*, a transição no pulso de saída ocorre no exato instante em que o sinal de referência assume valor superior ou inferior à da portadora triangular, conforme o caso; esta operação pode ser realizada por um simples circuito comparador analógico. Já na *regular*, a comparação entre tais sinais só ocorre em intervalos pré-determinados, exigindo assim no mínimo um circuito tipo *sample-and-hold* adicional. O espectro harmônico resultante da comutação regular concentra mais energia em harmônicas superiores, especialmente para menores frequências de chaveamento (Bowes, 1975). Uma análise mais aprofundada deste tema é encontrada em Walker (Walker, 1999), incluindo particularidades da implementação em microcontroladores denominada *Re-sampled SPWM* ou SPWM superamostrado (tradução livre), a qual é derivada da modulação regular.

recorre-se à análise matemática baseada na série dupla de Fourier, presente nos trabalhos de diferentes autores como Bowes (Bowes, 1975), Jayawant (Jayawant and Sun, 2006), e Holmes (Holmes and Lipo, 2003) entre outros. Este último autor merece destaque em razão do grande detalhamento oferecido, apresentando a descrição analítica do comportamento de várias modulações, como a *Space Vector*, a PSPWM, e as do grupo LSPWM em suas várias sub-formas.

Visto que qualquer sinal com natureza periódica pode ser representado por uma soma infinita de sinais senoidais harmônicos, de diferentes amplitudes e fases, a tensão multinível  $v_{conv}(t)$  pode ser apresentada como na equação 2.6, referente a um inversor de 3 níveis com modulação PSPWM (Holmes and Lipo, 2003).

$$v_{conv}(t) = V_{CC}M_i \cos(2\pi f_r t + \theta_g) + \dots \\ + \frac{4V_{CC}}{\pi} \sum_{x=1}^{\infty} \sum_{\substack{y=-\infty \\ y \neq 0}}^{\infty} \frac{1}{2x} J_{2y-1}(x\pi M) \cos([x+y-1]\pi) \cdot \dots \\ \cos(2x(2\pi f_c t + \theta_c) + [2y-1](2\pi f_r t + \theta_r))$$

na qual  $J_n(x)$  é a função de Bessel<sup>10</sup> de primeiro tipo, de grau  $n$ , dada por

$$J_n(x) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i x^{(2i+n)}}{2^{(2i+n)} i!(n+i)!} \quad (2.6)$$

sendo ainda:  $V_{CC}$  a tensão da fonte CC;  $f_r$  a frequência do sinal modulante  $m(t)$ ,  $\theta_g$  sua fase e  $M$  sua amplitude;  $f_c$  e  $\theta_c$  são respectivamente a frequência da portadora triangular e sua fase.

Na equação 2.6, os termos presentes na primeira linha correspondem à frequência fundamental do sinal modulante, a segunda linha contém as frequências relativas à portadora triangular simétrica utilizada e suas harmônicas naturais, e a terceira linha contém os termos correspondentes às harmônicas laterais da portadora triangular e suas harmônicas naturais (Imran et al., 2006).

O inversor CCMLI baseado em modulação PSPWM equivale a uma série de inversores de 3 níveis onde suas portadoras triangulares estão deslocadas temporalmente, para formar

---

<sup>10</sup>Funções descontínuas, quando decompostas por expansões numéricas como a série de Fourier, apresentam oscilações próximas às descontinuidades cuja frequência aumenta com o incremento do número de termos da série, mas cujas amplitudes não se reduzem completamente. Este efeito é conhecido como Fenômeno de *Gibbs* (Zhu et al., 2011), (De Souza and Watanabe, 2009).

o sinal multinível desejado. Tal fato pode ser observado visualmente pelas figuras 2.5(c) e 2.5(d). A expressão que calcula a defasagem  $\Delta\theta$  entre estas portadoras é:

$$\Delta\theta = \pi \frac{(i-1)}{N} \quad (2.7)$$

na qual  $i$  é o número da célula desejada e  $N$  é o número total de células do inversor.

Em uma análise mais aprofundada, Holmes (Holmes and Lipo, 2003) e McGrath (McGrath and Holmes, 2002) introduzem modificações na equação 2.6 de tal modo que a mesma passe a contemplar também a operação na região de sobremodulação. Esta região é de interesse para inversores como o CCMLI com múltiplas fontes, em razão da possibilidade de estender o limite de tensões eficazes na saída de cada um ou alguns de seus inversores individuais de modo independente sem comprometer a estabilidade do conjunto, embora às custas de alguma perda na qualidade da tensão produzida. Assim, estes autores deduzem um novo formato para a expressão anterior, utilizando componentes associados às harmônicas de baixas frequências que passam a compor o sinal resultante:

$$v_{conv}(t) = \sum_{i=1}^N \frac{V_{cc_i}}{\pi} \left\{ \begin{aligned} & [4\text{sen}\psi_i + M_i(\pi - 2\psi_i - \text{sen}(2\psi_i))] \cos(2\pi f_{r_i} t + \theta_{r_i}) + \dots \\ & + \sum_{x=2}^{\infty} \left[ \frac{4}{[2x-1]} \text{sen}([2x-1]\psi_i) - M_i \left[ \frac{\text{sen}(2x\psi_i)}{x} + \dots \right. \right. \\ & \quad \left. \left. + \frac{\text{sen}(2[x-1]\psi_i)}{[x-1]} \right] \right] \cos([2x-1](2\pi f_{r_i} t + \theta_{r_i})) + \dots \\ & + \sum_{x=1}^{\infty} \sum_{y=-\infty}^{\infty} C_{xy} \cos(2x(2\pi f_{c_i} t + \theta_{c_i}) + [2y-1](2\pi f_{r_i} t + \theta_{r_i})) \end{aligned} \right\} \quad (2.8)$$

no qual

$$C_{xy} = \frac{4}{2y\pi} \left[ J_{2n-1}(y\pi M_i) \cos([x+y-1]\pi) \left[ \pi - 2\psi_i - \frac{\text{sen}(2\psi_i[2x-1])}{[2x-1]} \right] + \dots \right. \\ \left. + \sum_{\substack{k=1 \\ 2k-1 \neq |2x-1|}}^{\infty} \left[ J_{2k-1}(y\pi M_i) \cos([y+k]\pi) \cdot \dots \right. \right. \\ \left. \left. \cdot \left( \frac{\text{sen}(2\psi_i[x+k-1])}{x+k-1} + \frac{\text{sen}(2\psi_i[x-k])}{x-k} \right) \right] \right] \quad (2.9)$$

sendo que a variável  $\psi_i$  é dada por

$$\psi_i = \begin{cases} \cos^{-1}\left(\frac{1}{M_i}\right) & \text{para } M_i > 1 \\ 0 & \text{para } M_i \leq 1 \end{cases} \quad (2.10)$$

e também

$$\begin{aligned}
 V_{cc_i} &= [V_{cc_1} & V_{cc_2} & V_{cc_3} & \dots & V_{cc_N}] \\
 \theta_{c_i} &= [\theta_{c_1} & \theta_{c_1} + \Delta\theta & \theta_{c_1} + 2\Delta\theta & \dots & \theta_{c_1} + N\Delta\theta] \\
 \theta_{g_i} &= [\theta_{g_1} & \theta_{g_1} + \Delta\theta & \theta_{g_1} + 2\Delta\theta & \dots & \theta_{g_1} + N\Delta\theta] \\
 \psi_i &= [\psi_1 & \psi_2 & \psi_3 & \dots & \psi_N]
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

para cada inversor de índice  $i$  dentro do conjunto de  $N$  células do inversor. Nas expressões acima, nota-se que a amplitude do sinal modulante  $M$  assume valores individualizados  $M_i$  conforme a estratégia de controle definida para a síntese do sinal multinível.

A equação 2.8 é uma adaptação da expressão original descrita por Holmes e McGrath, visando se adequar à resposta esperada de um inversor em cascata com fontes CC independentes. Neste novo formato, o ângulo de modulação  $\psi$  e demais variáveis da expressão 2.11 passam a ser vetores, uma vez que é possível que cada uma das  $N$  fontes CC possuam valores distintos entre si, bem como os índices de modulação em cada  $i$ -ésimo MIC.

O valor eficaz da tensão na saída deste inversor, assim como seria para qualquer sinal periódico, pode ser encontrado pela equação geral

$$V_{conv} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_{conv}(t)^2 dt} \tag{2.12}$$

A partir do conhecimento do valor eficaz da tensão e das amplitudes de cada harmônico do sinal produzido  $(V_1, V_2, \dots, V_n)$ , é possível encontrar o valor numérico de duas figuras de mérito importantes para avaliar a qualidade da tensão gerada por um inversor multinível: a Distorção Harmônica Total ( $THD_V$ ) e a Distorção Harmônica Total Ponderada ( $WTHD_V$ ), encontradas respectivamente pelas expressões 2.13 e 2.14.

$$THD_V = \sqrt{\left(\frac{V_{conv}}{V_{1_{RMS}}}\right)^2 - 1} \tag{2.13}$$

$$WTHD_V = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n}\right)^2}}{V_1} \tag{2.14}$$

na qual  $V_1$  é a amplitude da componente fundamental do sinal e  $V_{1_{RMS}}$  é seu respectivo valor eficaz.

A observação do comportamento da tensão na saída em um CCMLI com modulação PSPWM, assim como de seu espectro harmônico e de outras grandezas, foi realizada através da implementação da equação 2.8 em um *script* em *Matlab*, para diferentes situações de

interesse. As figuras 2.9 a 2.12 a seguir referem-se à tensão sintetizada de um inversor de 9 níveis alimentado por fontes ideais onde  $V_{CC1}=V_{CC2}=V_{CC3}=V_{CC4}=21$  V, utilizando a função de Bessel de primeiro tipo com grau  $n = 50$ , e ainda  $f_r = 60$  Hz,  $f_c=3$  KHz,  $\theta_g = 0^\circ$  e  $\theta_{c_i} = 0^\circ$  para  $i = 1, \dots, 4$ .

### 2.2.1.1 Comportamento da tensão no CCMLI com MICs sob modulações uniformes

Os resultados exibidos na figura 2.9 correspondem às formas de onda esperadas para um CCMLI sem carga, onde apenas a formação da tensão multinível é observada. Para isso, os valores de  $M_i$  ( $0 \leq M_i \leq 2$ ) foram aplicados de forma idêntica entre os MICs, assim  $M = M_1 = \dots = M_4$ .



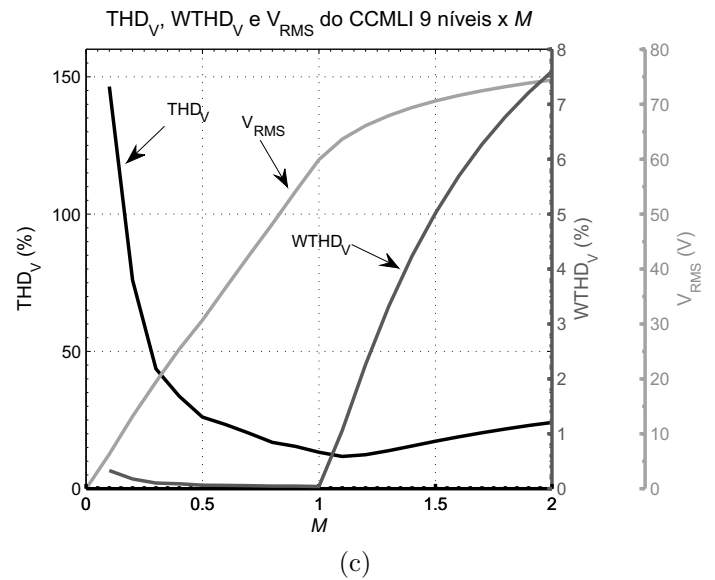
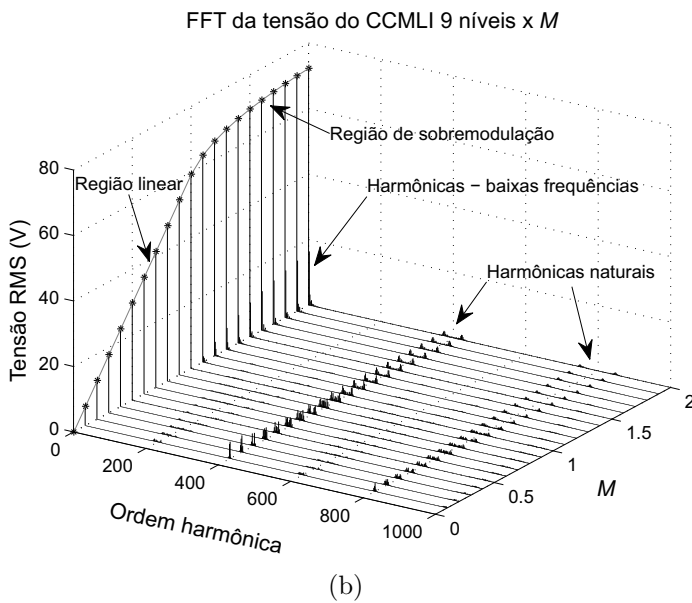
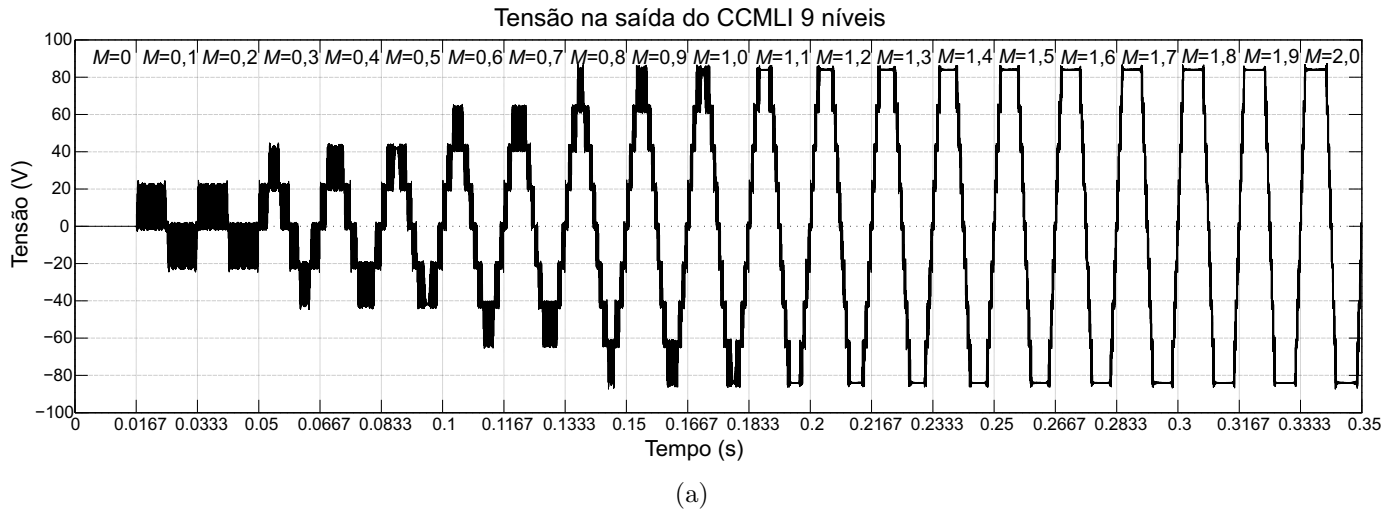


Figura 2.9: (a) Tensão na saída do CCMLI de 9 níveis com tensões ideais, (b) espectro harmônico em visualização tipo “waterfall” e (c)  $THD_V$ ,  $WTHD_V$  e  $V_{RMS}$ , para índices de modulação  $0 \leq M_i \leq 2$ ,  $i = 1, \dots, 4$ .

Desta figura, algumas considerações podem ser destacadas:

- nos períodos com baixos índices de modulação ( $M \leq 0,7$ ), não ocorre a formação completa de todos os níveis em razão do reduzido tempo em que as chaves de potência estão ligadas (consequentemente com menor tensão eficaz produzida), resultando em valores elevados do  $THD_V$  tal como exibidos na figura 2.9(c);
- na região de sobremodulação ( $M > 1$ ), a forma de onda da tensão do CCMLI tende a se aproximar de uma onda quadrada, causando aumento nos valores do  $THD_V$  e principalmente no  $WTHD_V$ , em razão das relevantes amplitudes das harmônicas de baixas frequências. Neste sentido, a maior tensão eficaz produzida será 1,273 vezes

maior que a tensão eficaz obtida para uma modulação unitária, o que ocorrerá para valores de  $M$  tendendo ao infinito (Holmes and Lipo, 2003);

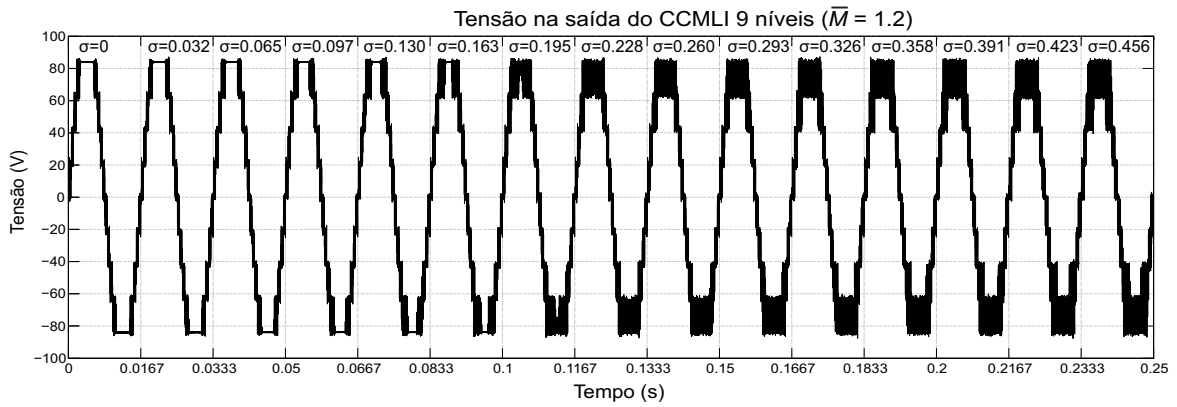
- a operação em sobremodulação não acrescenta novas componentes harmônicas com alta frequência ao CCMLI;
- em razão das características da modulação PSPWM, ocorre o cancelamento das componentes harmônicas na frequência de chaveamento e suas bandas laterais, bem como de algumas de suas múltiplas, restando apenas as proporcionais a  $2N \frac{f_c}{f_r}$  vezes a fundamental ( $N = 4$  para o CCMLI com 9 níveis).

### 2.2.1.2 Comportamento da tensão no CCMLI com MICs sob diferentes pontos de operação

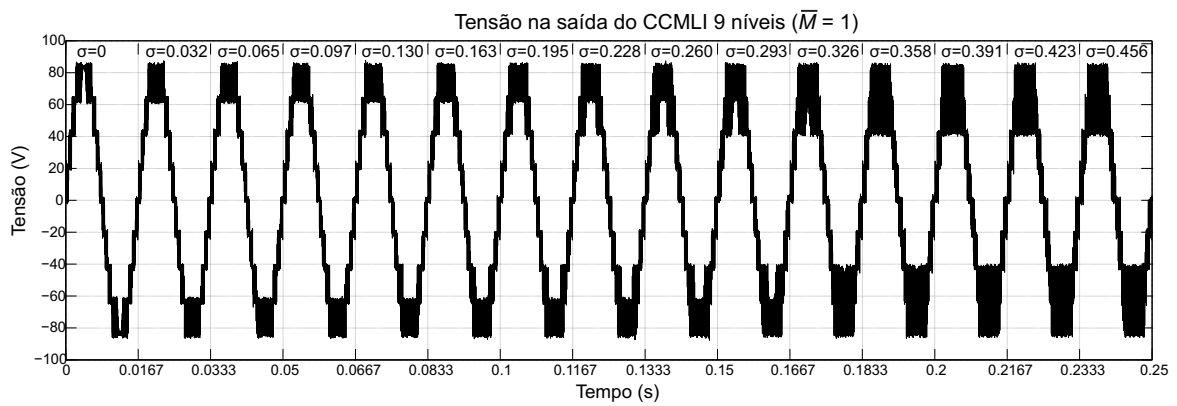
Durante a operação de um CCMLI, pode ser necessário utilizar índices de modulação diferentes para cada MIC conforme a estratégia de controle do inversor, em situações como por exemplo disponibilidades desiguais da potência gerada em cada fonte CC. Este tipo de ação afeta a qualidade da tensão gerada, e pode causar uma variação significativa da tensão eficaz na saída do CCMLI. A homogeneidade da relação entre cada  $M_i$ , ( $i = 1, \dots, N$ ) será analisada do ponto de vista do desvio padrão em torno da média aritmética  $\bar{M}$  dos índices aplicados, sendo calculado por:

$$\sigma_M = \sqrt{\sum_{i=0}^n \frac{M_i - \bar{M}}{N}} \quad (2.15)$$

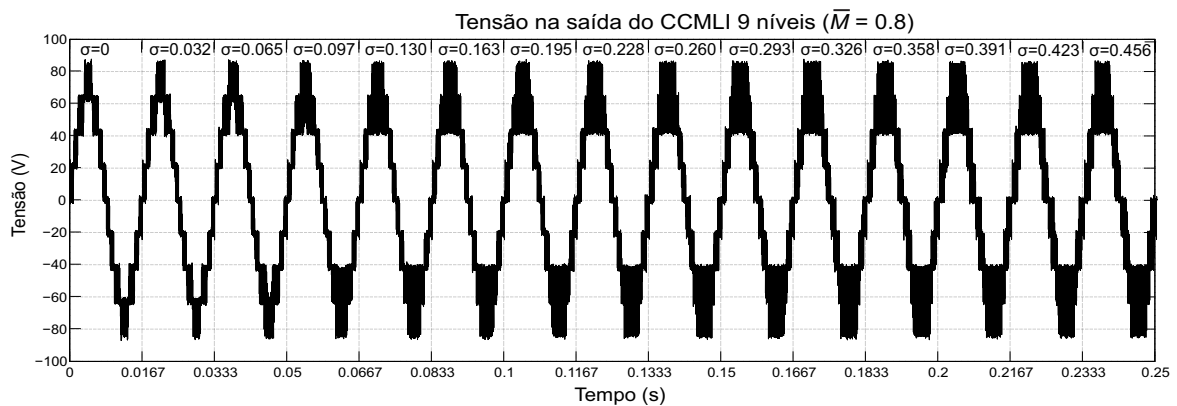
As figuras 2.10 a 2.12 são úteis para analisar os efeitos da variação do índice de modulação entre os MICs, com relação a critérios de qualidade da tensão gerada. Nestas figuras, os valores aplicados aos MICs 1 a 4 do CCMLI, por exemplo para o caso  $\bar{M} = (1 \pm 0.195)$  da figura 2.10(b) são  $M_{1..4} = [1.21; 1.11; 0.89; 0.78]$ . Em outra situação, onde  $\bar{M} = (0.6 \pm 0.326)$  na figura 2.10(d),  $M_{1..4} = [0.95; 0.77; 0.42; 0.24]$ .



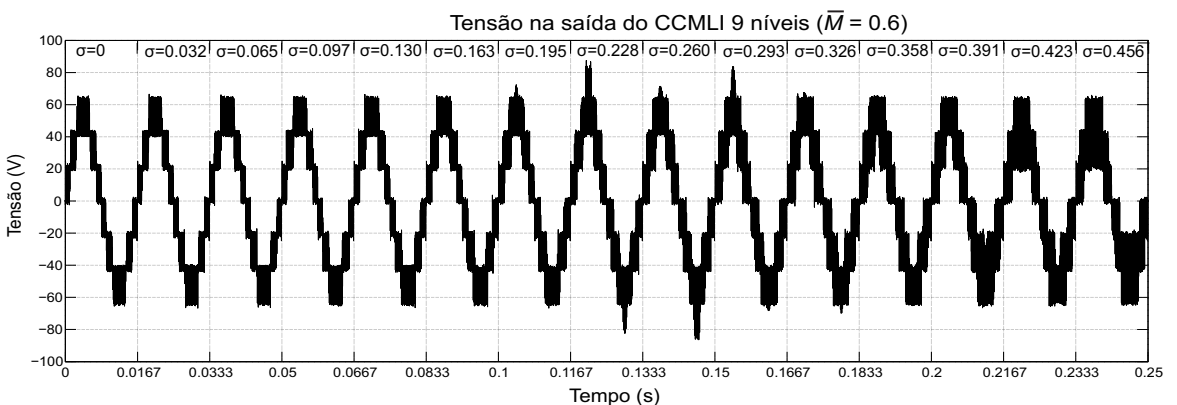
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 2.10: Tensão na saída do CCMLI de 9 níveis com fontes ideais, para diferentes valores de  $\bar{M}$  e  $\sigma_M$ .

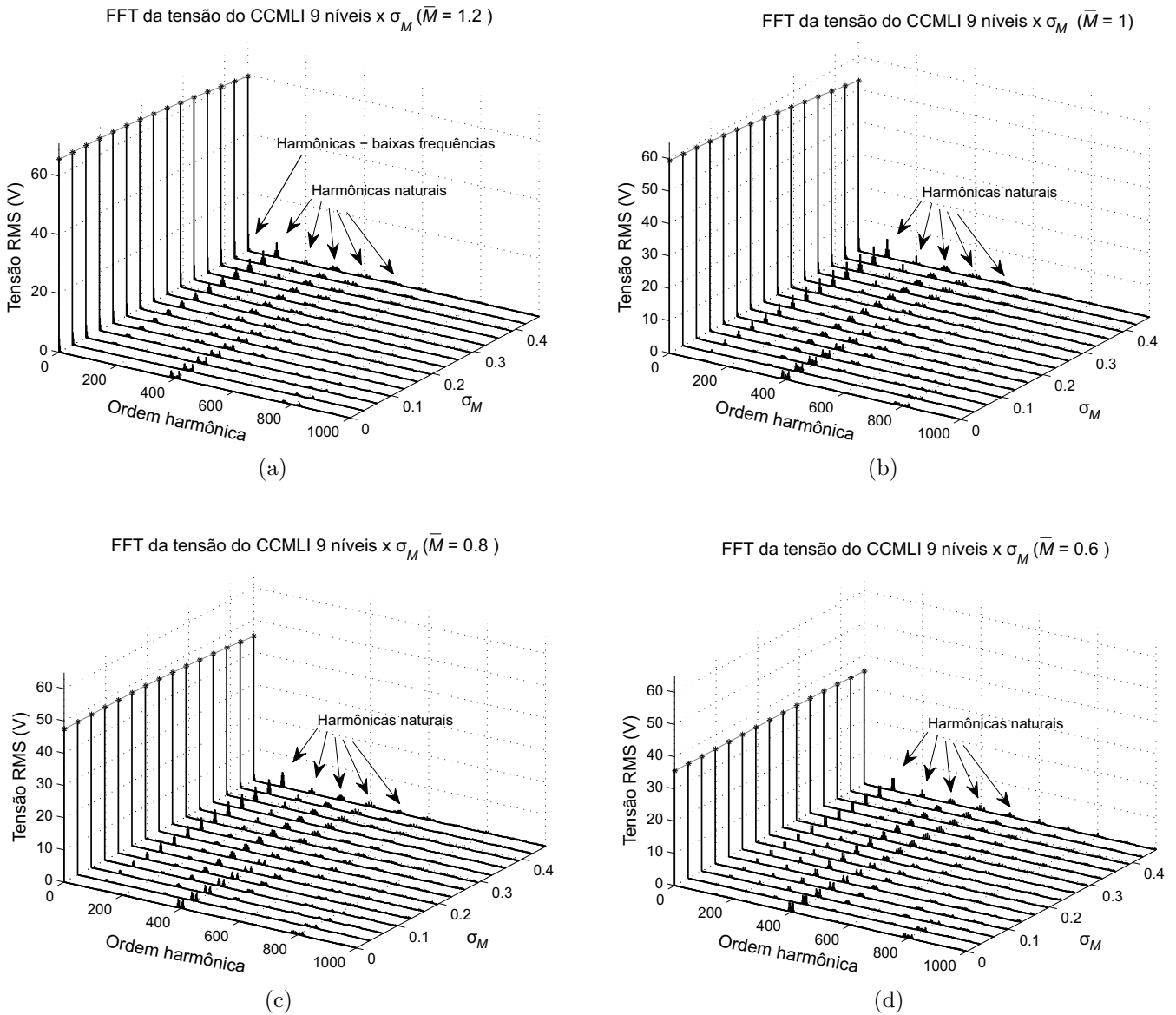


Figura 2.11: Comportamento harmônico da tensão na saída do CCMLI de 9 níveis com tensões ideais, para diferentes valores de  $\bar{M}$  e  $\sigma_M$ .

A figura 2.11 acima mostra como as frequências harmônicas são organizadas, em grupos, conforme mudanças nos índices de modulação entre os inversores do CCMLI. Para  $\sigma_M=0$ , situação na qual todos os valores de  $M_i$  são iguais, a modulação PSPWM (de natureza unipolar) promove o cancelamento de grupos de harmônicas com ordem diferente de  $2 \cdot \frac{f_c}{f_r}$  e múltiplas inteiras. Nos demais casos, onde  $\sigma_M > 0$ , o cancelamento não mais será completo (Holmes and Lipo, 2003)<sup>11</sup>, o que pode incidir em novas considerações sobre filtragem da tensão produzida pelo CCMLI.

<sup>11</sup>Para uma explicação mais detalhada sobre a natureza deste cancelamento, sugere-se a consulta ao capítulo 11 da obra do referido autor.

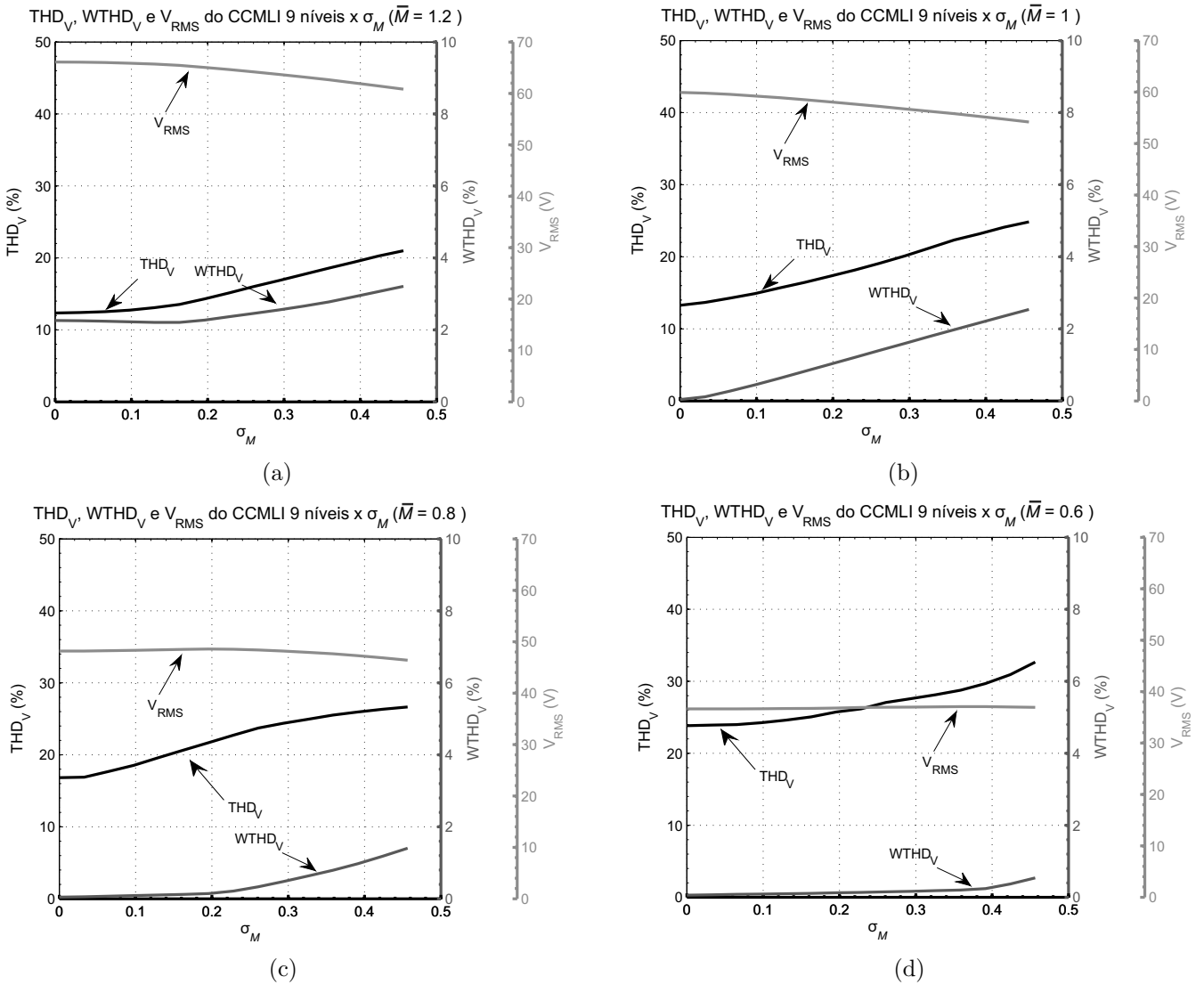


Figura 2.12:  $THD_V$ ,  $WTHD_V$  e  $V_{RMS}$  da tensão na saída do CCMLI de 9 níveis com tensões ideais, para diferentes valores de  $\bar{M}$  e  $\sigma_M$ .

A não-homogeneidade do conjunto de índices de modulação entre os MICs traz também como consequências:

- a visível perda de qualidade da tensão gerada, na medida do aumento do desvio padrão, confirmada pelo aumento dos valores de  $THD_V$  e  $WTHD_V$  na figura 2.12;
- nos casos onde ao menos 1 dos valores de  $M$  estiver na região de sobremodulação, a existência de harmônicas de baixa frequência, como 3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup> ordem, as quais possuem maior peso para o cálculo do valor do  $WTHD_V$ . Nestes casos, ocorrerá também redução do valor da tensão eficaz na saída do inversor.

## 2.3 Considerações finais

As opções listadas neste capítulo apontam que o Inversor Multinível em Cascata (CCMLI) simétrico, utilizando modulação PSPWM, é opção atrativa para utilização em sistemas monofásicos de geração distribuída onde há múltiplas fontes CC disponíveis, como ocorre em sistemas fotovoltaicos. Isto se deve à alta modularidade deste tipo de arranjo físico, característica bastante desejável em um ambiente onde as fontes de energia possuem capacidade de geração limitada. Em relação ao PSPWM, sua utilização proporciona uma distribuição mais homogênea das potências extraídas das fontes CC, em relação a outras modulações do tipo SPWM; esta característica tornará menos complexo o controle das tensões e correntes nas fontes CC, contribuindo também para a manutenção do formato multinível da tensão na saída do inversor.

Pelos resultados obtidos das análises das seções anteriores, observa-se que a qualidade da tensão produzida na saída do CCMLI está relacionada com a manutenção dos valores das tensões CC em valores determinados, e dependerá também dos valores dos índices de modulação ( $M_i$ ) aplicados a cada inversor individual. Considerando fontes CC com tensões iguais ou aproximadamente iguais, os menores valores de  $THD_V$  e  $WTHD_V$  são encontrados em uma faixa (homogênea) de valores de  $M_i$  próximos à unidade, acima da qual a região de sobremodulação permite algum acréscimo na tensão eficaz obtida, porém às custas de grande elevação no  $WTHD_V$  devido à presença de harmônicas de baixa frequência; e para pequenos valores de  $M_i$ , pode haver formação incompleta do número de níveis do inversor, resultando em aumento do  $THD_V$ .

Nos capítulos seguintes, as ações de controle do CCMLI deverão considerar as particularidades de geração dos painéis FV utilizados como fontes ativas, os quais podem estar sujeitos a diferentes perfis de geração em função da iluminação disponível. Nestes casos, diferentes valores de  $M_i$  serão calculados pelo algoritmo MPPT, para manter cada unidade operando em torno do seu ponto de fornecimento máximo de potência.

# 3

## Influência da potência oscilatória nas células do CCMLI

O comportamento da tensão obtida na saída do Inversor Multinível em Cascata (CCMLI) depende do número de células existentes, da técnica de modulação utilizada e das características das fontes CC conectadas aos barramentos de cada ponte H. Caso as fontes utilizadas fossem ideais, a potência CA gerada e entregue à carga ou injetada na rede comercial não exerceria qualquer influência sobre a tensão do barramento CC, mesmo considerando a natureza pulsante da potência no lado CC como na figura 3.1.

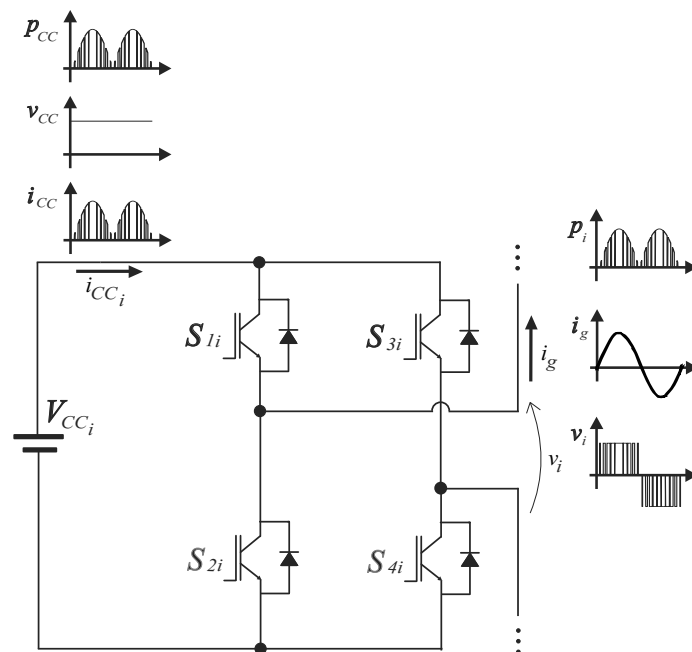


Figura 3.1: Tensões, correntes e potências CC e CA de uma célula do CCMLI, considerando uma fonte CC ideal.

Comportamento ainda similar ao de um CCMLI com fontes CC ideais pode ser esperado de um inversor com fontes reais que entregam apenas uma parcela reduzida de sua capacidade disponível, como ocorre quando a carga CA é pequena ou a capacidade de absorção do ponto de acoplamento com a rede comercial é limitada. Nestes casos, ondulações (“ripple”) na tensão, corrente e potência destas fontes CC podem ser desconsideradas, e a tensão do CCMLI terá comportamento muito próximo ao já apresentado no capítulo 2.

Contudo, em fontes CC que buscam operar fornecendo potências próximas às quantidades máximas disponíveis, a natureza oscilatória da potência pelo lado CA do inversor provoca ondulações significativas nas tensões dos barramentos, quando exigidos maiores valores instantâneos de corrente (Shimizu and Suzuki, 2011),(Stala et al., 2011). Este comportamento é encontrado em diversos tipos de fontes CC, sejam oriundas de conversores CA-CC convencionais (controlados ou não-controlados) ou outras, como fontes renováveis de energia. Painéis fotovoltaicos, por exemplo, demonstram de forma bastante acentuada esta limitação: em regra, haverá um único ponto de operação onde ocorre o fornecimento máximo de potência (MPP), localizado em uma faixa bastante não-linear de sua curva característica. Por este motivo, as tensões, correntes e potências CC e CA em um MIC com este tipo de fonte terão comportamento similar ao mostrado na figura 3.2.

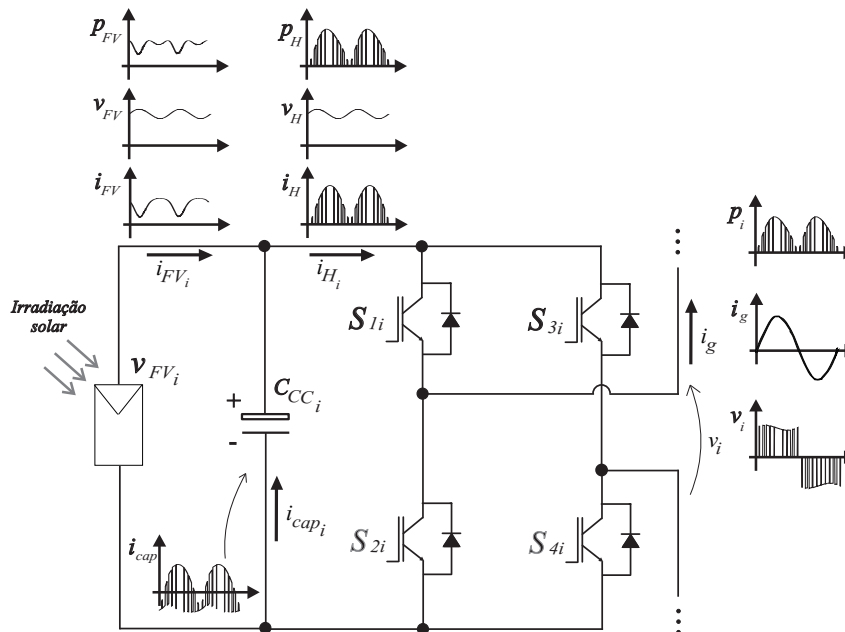


Figura 3.2: Tensões, correntes e potências CC e CA de uma célula do CCMLI que utiliza um painel fotovoltaico como fonte ativa, operando próximo ao seu MPP.

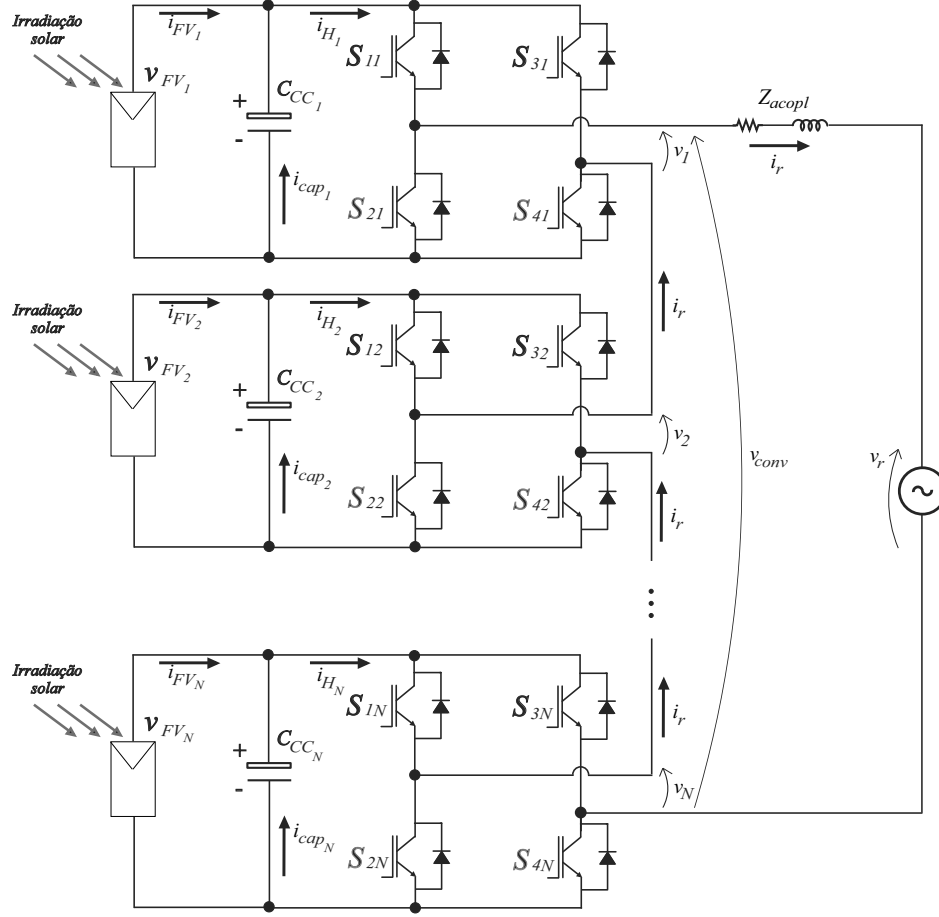


Para minimizar os efeitos indesejados desta oscilação observada na tensão CC, é usual o acoplamento de um elemento armazenador de energia como um capacitor eletrolítico, em paralelo com o barramento CC de cada MIC, contribuindo com o fluxo oscilatório da potência através de ciclos de carga e descarga. Este tipo de capacitor possui limitações relativas à sua durabilidade, especialmente quando sujeito a temperaturas mais elevadas, porém é a solução mais comumente utilizada em razão de seu custo relativamente baixo. Outras soluções podem ser citadas, como a utilização de um elemento indutivo e um conjunto adicional de chaves à ponte H tal como proposto por Shimizu (Shimizu et al., 1997) ou Vitorino (Vitorino and Correa, 2011), ou topologias envolvendo controladores em malha fechada com maior complexidade (Serban and Marinescu, 2010), (Schimpf and Norum, 2010), (Noh et al., 2013).

Neste sentido, o objetivo deste capítulo é descrever como as ondulações observadas nas tensões dos barramentos CC das células influenciam o formato da tensão produzida por um CCMLI conectado à rede, modificando também o valor da potência eficaz no circuito CA. Considerando o painel fotovoltaico como a fonte padrão para as análises, um comportamento não-linear é verificado na ondulação de corrente gerada, ensejando a busca de um novo ponto de operação para o circuito CC, através do algoritmo MPPT, para o fornecimento de maiores valores médios de potência. Para tanto, o painel utilizado como fonte CC nas seções a seguir utilizará o equacionamento deduzido no Apêndice A, o qual é capaz de reproduzir um comportamento bastante similar ao de um painel real em diferentes condições operacionais de temperatura e irradiação incidente.

### 3.1 Ondulação da tensão CC no MIC

Em um CCMLI simétrico alimentado por painéis FV como o da figura 3.3, que é capaz de gerar uma tensão com  $n$  níveis a partir de suas  $N$  células, a potência gerada pelo conjunto de fontes CC é transferida à rede de distribuição e, conseqüentemente, faz circular uma corrente  $i_r$  pelas pontes H existentes.


 Figura 3.3: CCMLI genérico com  $N$  células.

O valor eficaz desta corrente CA, dada por  $I_r^{ef}$ , pode ser determinada através do balanço da potência ativa fornecida pelo CCMLI à rede no Ponto de Acoplamento Comum (PAC):

$$\sum_{i=0}^N P_i^{ef} = P_{tot} = \Re(Z_{acopl})(I_r^{ef})^2 + V_r^{ef}(I_r^{ef}) \quad (3.1)$$

na qual  $Z_{acopl}$  é a impedância do PAC e  $V_r^{ef}$  é a tensão eficaz da rede.

Pela manipulação de 3.1, encontra-se a expressão para o cálculo de  $I_r^{ef}$ , em função da potência gerada:

$$I_r^{ef} = \frac{V_r^{ef} \pm \sqrt{(V_r^{ef})^2 + 4\Re(Z_{acopl})P_{tot}}}{2\Re(Z_{acopl})} \quad (3.2)$$

que somente admite uma solução factível,  $I_r^{ef} \geq 0$ .

Pelo lado CC da ponte H, a corrente  $i_{H_i}(t)$  entregue pelo barramento às chaves possui o formato de uma série de pulsos com uma envoltória de origem senoidal, como sugere a figura 3.2. A tensão CA em 3 níveis na saída de cada MIC também possui formato que segue o padrão dos pulsos aplicados às chaves de potência, que é resultante da comparação

de uma referência senoidal com uma portadora triangular de maior frequência. Como a frequência  $f_c$  da portadora triangular utilizada é muito maior que a frequência  $f_r$  do sinal de referência (tipicamente,  $M_a > 20$  onde  $M_a = \frac{f_c}{f_r}$ ), pode-se considerar que  $\Delta m_i$  tende a zero e assim  $m_i(t)$  não varia significativamente dentro do período da portadora triangular, como se observa na figura 3.4.

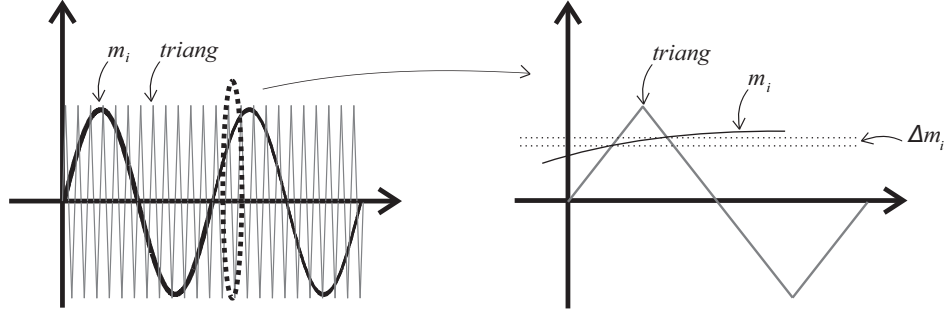


Figura 3.4: Referência senoidal e portadora triangular utilizada para geração dos pulsos aplicados às chaves de potência.

Esta aproximação é suficiente para que a função  $f_i(t)$  das expressões ?? e 2.4 possa ser substituída pelo próprio sinal  $m_i(t)$  (Zygmanski et al., 2011),(Hava et al., 1998) e assim, para operação na região linear onde  $M_i \leq 1$ , as equações citadas podem ser reescritas como:

$$i_{H_i}(t) = i_r(t)m_i(t) = i_r(t)M_i \text{sen}(w_r t + \theta_{conv}) \quad (3.3)$$

$$v_i(t) = v_{FV_i}(t)m_i(t) = v_{FV_i}(t)M_i \text{sen}(w_r t + \theta_{conv}) \quad (3.4)$$

na qual  $M_i$  é a amplitude do sinal de referência aplicado a determinada célula (ou índice de modulação),  $w_r$  é sua frequência angular (em rad/s) e  $\theta_{conv}$  é o ângulo de avanço ou atraso da tensão sintetizada.

Considerando, para uma primeira análise, que a corrente no circuito CA é senoidal  $i_r(t) = I_r \text{sen}(w_r t + \theta_{conv})$ , em que  $I_r = I_r^{ef} \sqrt{2}$  e  $\theta_{conv}$  é o ângulo de avanço ou atraso da corrente em relação à tensão da rede, encontra-se a partir da equação 3.3 um termo médio  $\bar{I}_{H_i}$  e outro que oscila,  $\tilde{i}_{H_i}(t)$  com o dobro da frequência do sinal fundamental:

$$\begin{aligned} i_{H_i}(t) &= M_i \text{sen}(w_r t + \theta_{conv}) I_r \text{sen}(w_r t + \theta_r) = \\ &= \underbrace{\frac{M_i I_r \cos(\theta_{conv} - \theta_r)}{2}}_{\text{termo constante: } \bar{I}_{H_i}} \underbrace{\frac{M_i I_r \cos(2w_r t + \theta_{conv} + \theta_r)}{2}}_{\text{termo oscilante: } \tilde{i}_{H_i}(t)} = \bar{I}_{H_i} + \tilde{i}_{H_i}(t) \quad (3.5) \end{aligned}$$

A figura 3.5 a seguir ilustra o comportamento do termo médio  $\bar{I}_{H_i}$  e dos valores instantâneos da corrente  $i_{H_i}(t)$  entregue pelo barramento CC à ponte H, para diferentes valores de

$M_i$  inclusive na região de sobremodulação, onde o termo  $M_i$  da equação 3.5 exigirá correção posterior. Para a obtenção desta figura, o *script* em *Matlab* criado a partir da equação 2.8 e citado na seção 2.2.1 foi adaptado para seguir a envoltória oscilatória da corrente  $i_{H_i}$ .

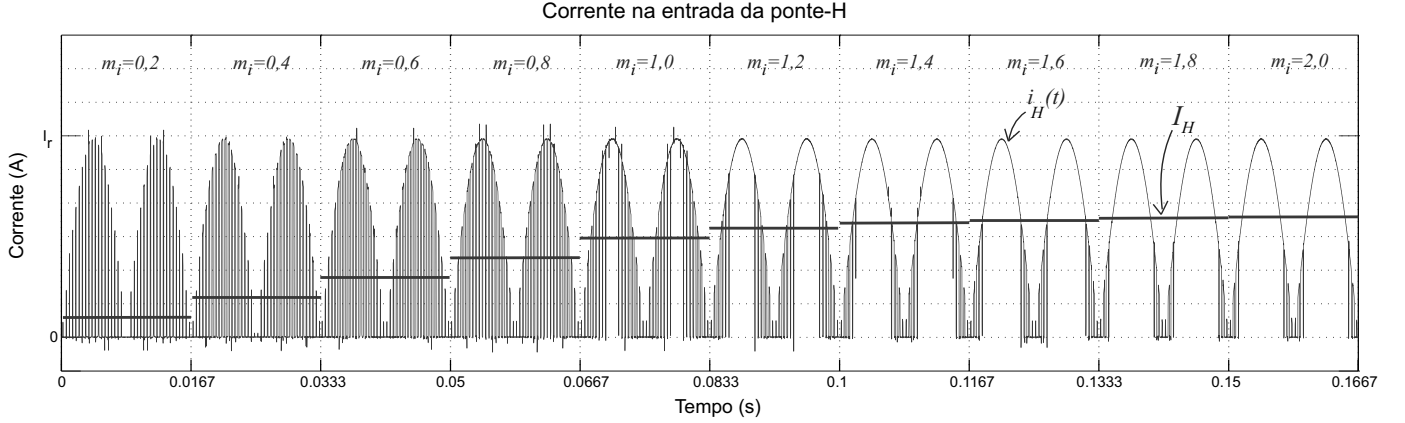


Figura 3.5: Corrente  $I_H$  no barramento CC para diferentes valores de  $M_i$ .

Da expressão 3.5, encontra-se

$$\bar{I}_{H_i} = M_i^r \left( \frac{I_r}{2} \right) \cos(\theta_{conv} - \theta_r) \quad (3.6)$$

na qual  $M_i^r$  representa o ganho real de  $\bar{I}_{H_i}$  em relação a  $(\frac{I_r}{2})$ . Como se observa na figura 3.6, que destaca as regiões de operação linear e de sobremodulação da ponte H, para a operação na região linear o índice de modulação  $M_i$  utilizado pelo modulador SPWM corresponde ao próprio ganho  $M_i^r$ . Contudo, na região de sobremodulação, onde  $M_i > 1$ , o termo  $M_i^r$  apresenta uma relação não-linear em relação ao índice de modulação. Em Holmes (Holmes and Lipo, 2003) encontra-se a formulação que descreve a relação entre  $M_i$  e  $M_i^r$  na região de sobremodulação, desenvolvida a partir da análise do primeiro termo da equação 2.8 e a seguir transcrito:

$$M_i^r = \frac{2}{\pi} \left[ M_i \text{sen}^{-1} \left( \frac{1}{M_i} \right) + \sqrt{1 - \left( \frac{1}{M_i} \right)^2} \right] \quad (3.7)$$

Da equação 3.7 é possível concluir que o maior valor de  $M_i^r$  será alcançado para valores de  $M_i$  tendendo ao infinito, e corresponde a  $\frac{4}{\pi} = 1.273$ . Igual resultado pode ser obtido também através da análise da figura 3.6.

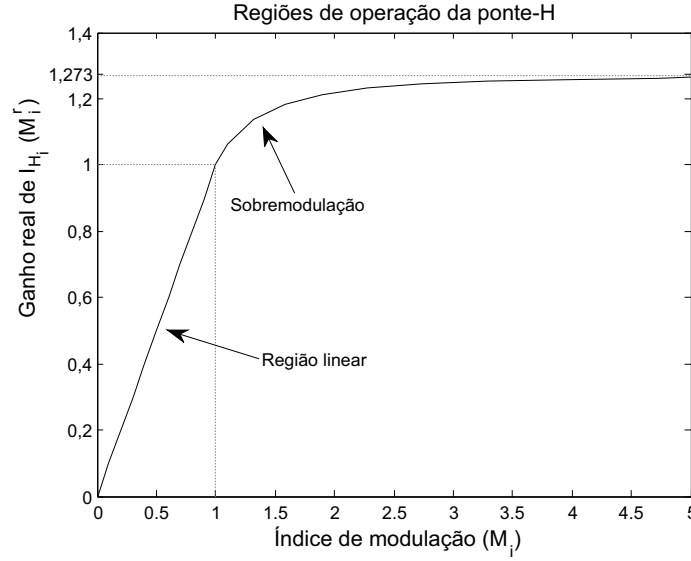


Figura 3.6: Ganho real x Índice de modulação utilizado no modulador SPWM.

Desconsiderando as perdas nas chaves, a potência instantânea vinda do barramento CC para a ponte H será totalmente convertida em potência CA, sendo calculada por:

$$p_{H_i}(t) = p_i(t) = v_i^f(t)i_r(t) = V_i^f \text{sen}(w_r t + \theta_r) I_r \text{sen}(w_r t + \theta_{conv}) \quad (3.8)$$

na qual  $v_i^f(t)$  é a componente fundamental da tensão na saída do MIC,  $v_i(t)$ , sendo  $V_i^f$  sua amplitude<sup>1</sup>. Assim,

$$p_{H_i}(t) = \frac{\overbrace{V_i^f I_r \cos(\theta_{conv} - \theta_r)}^{\text{potência média: } P_{H_i}}}{2} - \frac{\overbrace{V_i^f I_r \cos(2w_r t + \theta_{conv} + \theta_r)}^{\text{termo oscilante: } \tilde{p}_{H_i}(t)}}{2} = \bar{P}_{H_i} + \tilde{p}_{H_i}(t) \quad (3.9)$$

De modo similar ao que ocorre com a corrente  $i_{H_i}(t)$ , a potência  $p_{H_i}(t)$  também é formada por um termo médio  $\bar{P}_{H_i}$ , a ser fornecido pela fonte FV e outro variável  $\tilde{p}_{H_i}(t)$  com o dobro da frequência do sinal fundamental. Conseqüentemente, a quantidade de energia  $e_{H_i}(t) = \bar{E}_{H_i} + \tilde{e}_{H_i}(t)$  transportada pela ponte H em um dado intervalo de tempo também será composta por um termo médio e outro oscilatório (Negroni et al., 2010),(Noh et al., 2013).

O valor médio da energia armazenada no capacitor conectado em paralelo entre a fonte FV e a ponte H é calculado por  $E_{c_i} = 0.5C_i V_{FV_i}^2$ . Para fornecer potência oscilatória à ponte H, o capacitor deverá armazenar também a parcela de energia  $\tilde{e}_{H_i}(t)$  calculada pela integral

<sup>1</sup>As demais harmônicas não são computadas por não contribuírem com potência ativa para a rede, na condição de  $i_r(t)$  senoidal.

da potência oscilatória (em módulo) em um período  $T$ :

$$\tilde{e}_{H_i}(t) = \int_0^T -\frac{V_i^f I_R \cos(2w_r t + \theta_{conv} + \theta_r)}{2} dt = -\frac{V_i^f I_r}{4w_r} \text{sen}(2w_r t + \theta_{conv} + \theta_r) \quad (3.10)$$

Sendo  $\tilde{E}_{c_i}$  a amplitude de  $\tilde{e}_{c_i}(t)$ , encontra-se a relação desta variável com a flutuação da tensão nos terminais do capacitor através da expressão:

$$\tilde{E}_{H_i} = \frac{1}{2} C [(\bar{V}_{FV_i} + \tilde{V}_{FV_i})^2 - \bar{V}_{FV_i}^2] = \frac{V_i^f I_r}{4w_r} \quad (3.11)$$

na qual  $\bar{V}_{FV_i}$  é o valor médio e  $\tilde{V}_{FV_i}$  é a amplitude da componente oscilatória da tensão  $v_{FV_i}(t)$ , respectivamente.

Assim, a partir de 3.11,

$$\tilde{V}_{FV_i} = \sqrt{\bar{V}_{FV_i}^2 - \frac{V_i^f I_r}{2C_i w_r}} - \bar{V}_{FV_i} \quad (3.12)$$

Utilizando a equação 3.4, encontra-se a relação da variável  $V_i^f$  com a tensão do painel:

$$V_i^f = M_i^r \bar{V}_{FV_i} \quad (3.13)$$

Assim a equação 3.12 pode ser expressa por:

$$\tilde{V}_{FV_i} = \sqrt{\bar{V}_{FV_i}^2 - \frac{M_i^r \bar{V}_{FV_i} I_r}{2C_i w_r}} - \bar{V}_{FV_i} \quad (3.14)$$

Da expressão 3.14, é possível verificar que  $\tilde{V}_{FV_i}$ :

- é inversamente proporcional ao valor da capacitância  $C_i$  do MIC, sendo portanto favorável a utilização de capacitores maiores para reduzir a oscilação da tensão. Contudo, o volume e custo destes elementos será um fator limitante no projeto da ponte H e deve ser considerado frente à melhoria esperada;
- é diretamente proporcional à potência gerada pelo painel FV, a qual depende de seus parâmetros elétricos nominais e de condições ambientais instantâneas como temperatura e irradiação.

Visto que  $\tilde{e}_{c_i}(t)$  é uma ondulação com características senoidais, a componente oscilatória de  $v_{FV_i}(t)$  será, portanto,

$$\tilde{v}_{FV_i}(t) = \tilde{V}_{FV_i} \text{sen}(2w_r t + \theta_r) \quad (3.15)$$

Utilizando 3.15, a equação 3.4 pode ser reescrita como:

$$\begin{aligned}
 v_i(t) &= \left[ \bar{V}_{FV_i} + \tilde{V}_{FV_i} \text{sen}(2w_r t + \theta_r) \right] M_i^r \text{sen}(w_r t + \theta_{conv}) = \\
 &= M_i^r \bar{V}_{FV_i} \text{sen}(w_r t + \theta_{conv}) + \dots \\
 &\dots + \frac{1}{2} M_i^r \tilde{V}_{FV_i} \left[ \cos(w_r t + \theta_r - \theta_{conv}) - \cos(3w_r t + \theta_r + \theta_{conv}) \right] \quad (3.16)
 \end{aligned}$$

Na expressão 3.16 existe um termo diretamente proporcional a  $\tilde{V}_{FV_i}$  que se caracteriza por oscilar com o triplo da frequência fundamental, como se observa na figura 3.7 que contém a forma de onda e espectro harmônico da tensão na saída de uma das células de um CCMLI, no qual circula uma corrente  $i_r(t)$ . Para este exemplo, foi considerado que  $\tilde{V}_{FV_i} = 0,1 \cdot \bar{V}_{FV_i}$  e índice de modulação unitário. Este comportamento, comum aos demais MICs, provoca distorção no formato da tensão produzida pelo CCMLI e poderá ser confirmado visualmente nas análises de casos das seções seguintes e nos resultados experimentais do capítulo 5.

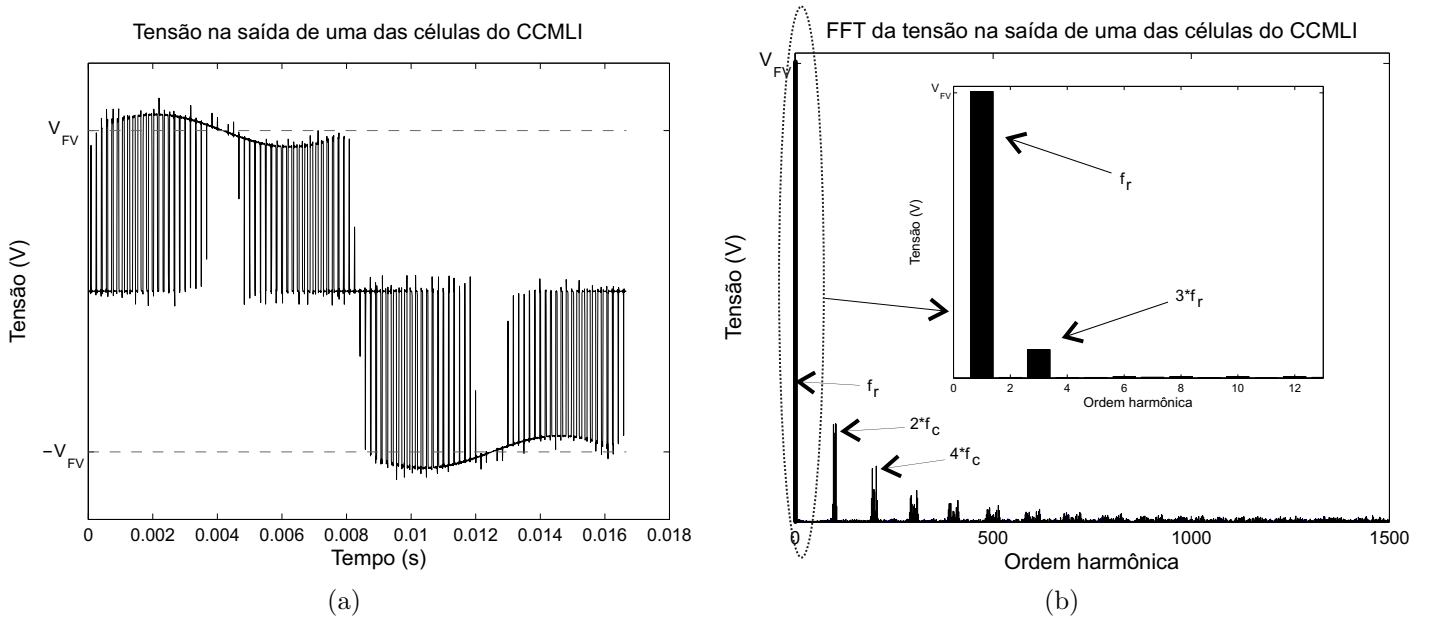


Figura 3.7: (a) Tensão na saída de um dos MICs do CCMLI e (b) FFT da tensão no MIC.

Como consequência da presença de uma 3ª harmônica na tensão do CCMLI, a corrente no circuito CA não é perfeitamente senoidal, pois a impedância de acoplamento entre o inversor e a rede age como filtro apenas para altas frequências. Desta forma, haverá reflexo desta distorção de corrente no circuito CC do MIC.

Neste sentido, será possível observar como a ondulação da tensão CC influenciará a potência média efetivamente extraída do painel, nas análises do itens a seguir.

## 3.2 Potência entregue pelo painel FV sujeito a ondulações no barramento CC

As curvas de transferência  $V \times I$  e  $V \times P$  do painel FV possuem características não-lineares próprias, e diversas metodologias podem ser encontradas para representar matematicamente o formato da tensão e corrente produzida por este tipo de fonte. O modelo adotado utiliza uma fonte de corrente e um diodo como elementos principais para reproduzir a resposta da corrente gerada em função da irradiação e temperatura, além de resistências em série e paralelo para representar perdas nos contatos e perdas internas, respectivamente. A figura 3.8 ilustra o circuito equivalente e as curvas que podem ser geradas através deste modelo. Detalhes adicionais sobre a figura 3.8(a) e o equacionamento decorrente da análise deste circuito serão apresentados no Apêndice A deste texto.

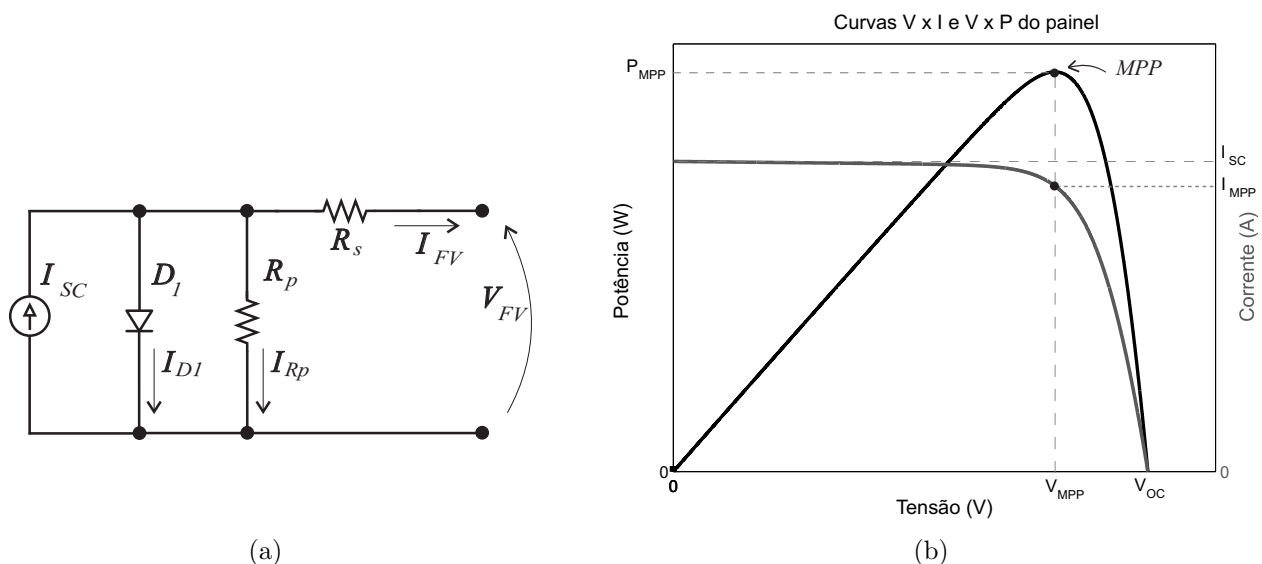


Figura 3.8: (a) Modelo utilizado para a célula fotovoltaica e (b) Curvas  $V \times P$  e  $V \times I$  do painel FV.

Na figura 3.8(b) se destaca o ponto de máxima transferência de potência (MPP) para uma dada condição de temperatura e irradiação solar sobre o painel. Como tais condições ambientais são variáveis, assim como podem variar as características do circuito que recebe a potência gerada, faz-se necessário o uso de algum método de rastreamento (MPPT) para manter a tensão no painel em torno da tensão  $V_{MPP}$ . Diferentes técnicas MPPT podem ser citadas como o “Perturba e Observa” (P & O), o da Condutância Incremental (“*Inc-Cond*”), além de algoritmos baseados em redes neurais, lógica *fuzzy* ou com controladores de ordem fracionária. Todos estes se diferenciam quanto à complexidade de implementação,



tempo de resposta e quantidade de parâmetros de entrada necessários (Arulmurugan and Suthanthiravanitha, 2014),(Karanjkar et al., 2014). Preliminarmente à discussão sobre o algoritmo MPPT a ser adotado, porém, serão apresentadas algumas informações sobre o comportamento da potência do painel na presença de oscilações na tensão do barramento CC do MIC.

A equação A.9 relaciona cada valor instantâneo da tensão  $v_{FV_i}(t) = \bar{V}_{FV_i} + \tilde{v}_{FV_i}(t)$  com a corrente  $i_{FV_i}(t) = \bar{I}_{FV_i} + \tilde{i}_{FV_i}(t)$ , permitindo determinar também o comportamento da potência do painel. Sendo esta uma relação não-linear, a ondulação da corrente e da potência não possuem comportamento aproximadamente senoidal como verificado para a tensão<sup>2</sup>. A figura 3.9 apresenta uma série de situações onde a tensão do painel sofre ondulações que se refletem na corrente e na potência, para comparação com os valores médios de cada período.

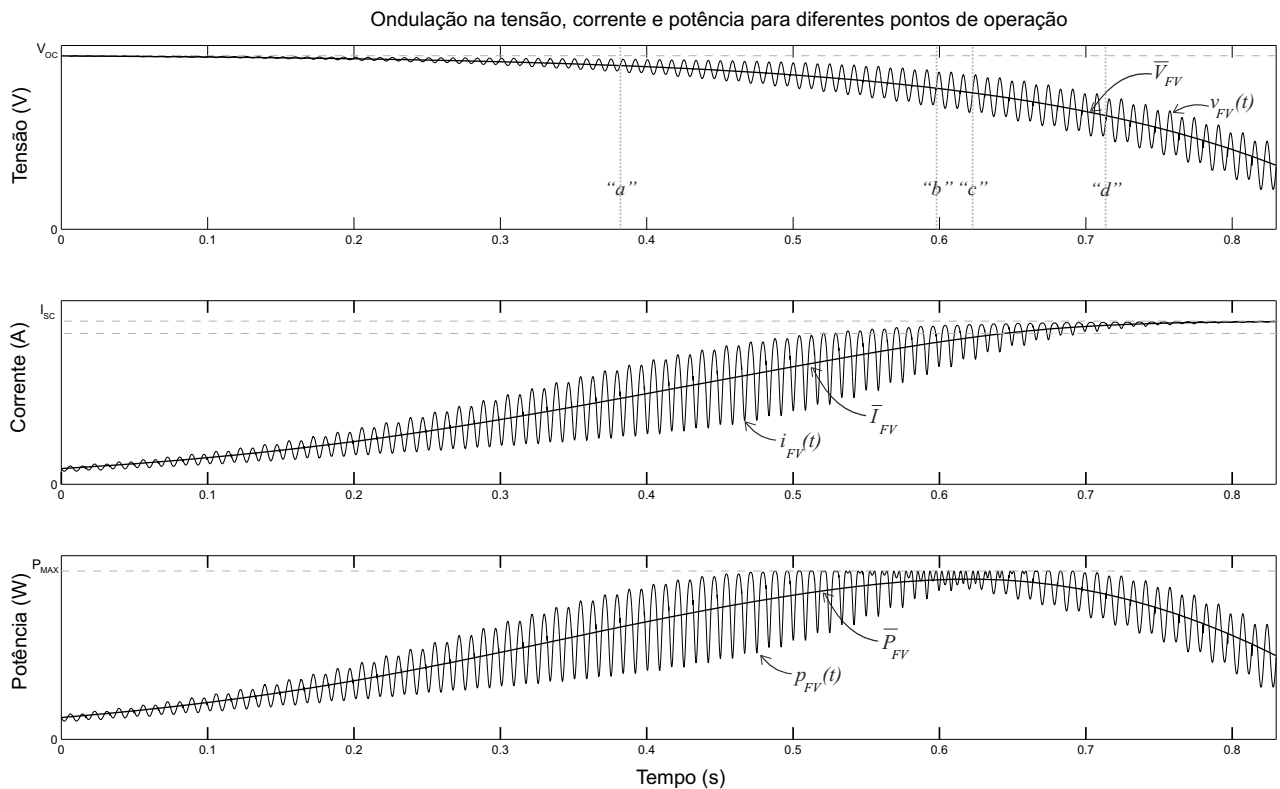


Figura 3.9: Comportamento temporal da tensão, corrente e potência instantâneas e seus valores médios, para diferentes situações de operação com  $I_r$  fixo.

<sup>2</sup>Como analisado na seção 3.1, a corrente do circuito CA pode conter harmônicas de baixa frequência pois a impedância de acoplamento com a rede age como filtro de 1ª ordem, com frequência de corte próxima ao primeiro grupo harmônico associado à frequência de chaveamento. Tais harmônicas na corrente se refletem sobre a tensão do barramento CC, provocando componentes de 4ª e 6ª ordens (e seguintes), porém tipicamente com amplitudes inferiores a 5% da componente em 120 Hz da tensão.

Para a geração da figura 3.9, foram escolhidos 50 valores de tensão  $\bar{V}_{FV_i}$  distribuídos ao longo da curva V x I da figura 3.8(b), e calculados os valores de  $\bar{I}_{FV_i}$  correspondentes. Considerando valores de  $I_r$  e  $C_{cc_i}$  fixo, obteve-se pela equação 3.6 os valores de  $M_i^r$  equivalentes e assim, utilizando a equação 3.14, os valores de  $\tilde{V}_{FV_i}$ .

As figuras 3.10(a) a 3.10(d) mostram a projeção da potência e da corrente sobre as curvas V x P e V x I relativas aos instantes “a” a “d” da figura 3.9 respectivamente, retratando 4 regiões de interesse para análise.

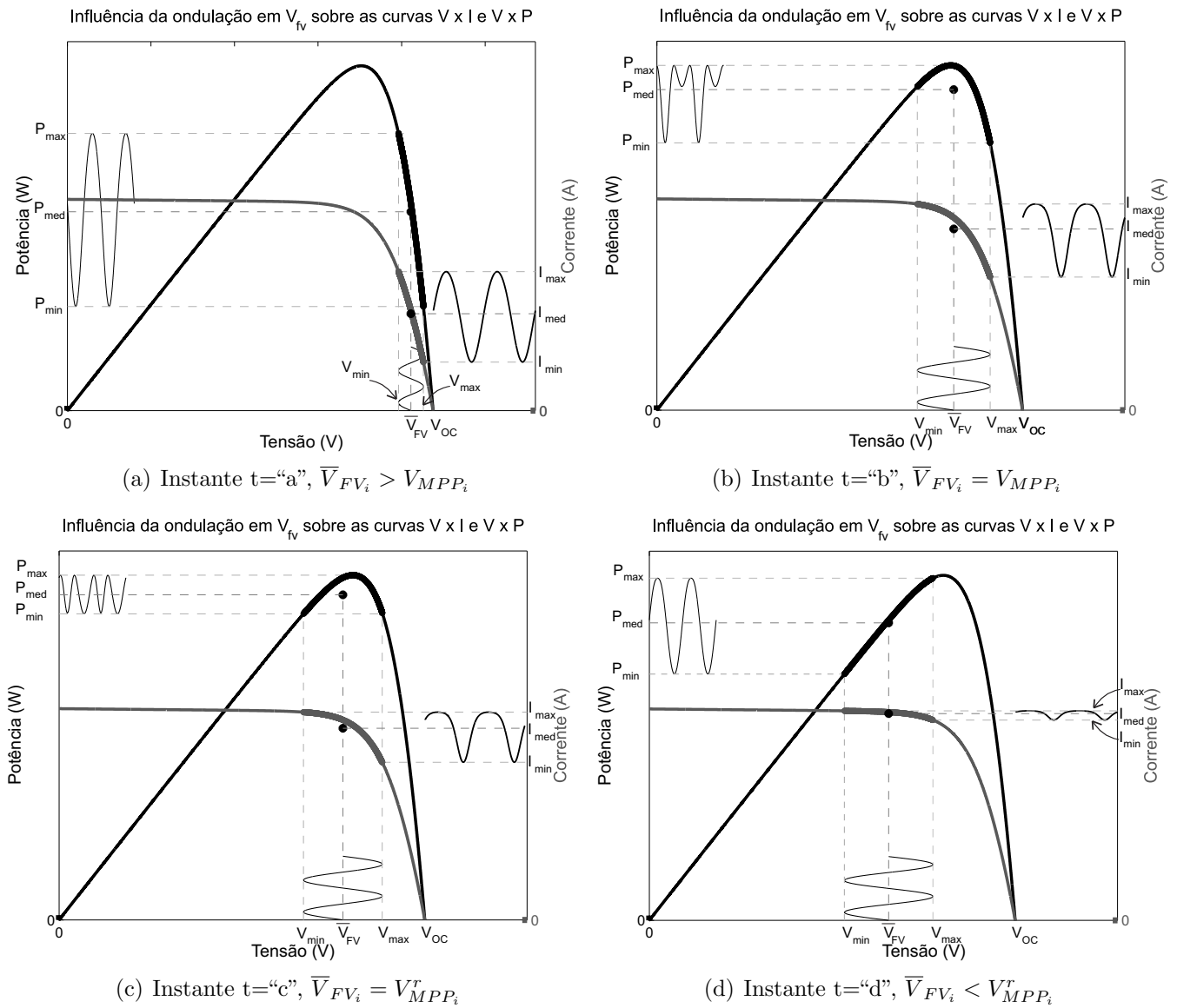


Figura 3.10: Projeção da potência e corrente sobre as curvas V x P e V x I em função da tensão ondulatoria, nas regiões em destaque da figura 3.9.

No instante “a”, o painel opera com o comportamento típico de uma fonte de tensão, no qual grandes variações na corrente pode ocorrer mesmo para pequenas variações de tensão.

O instante “d”, por outro lado, corresponde à região onde seu comportamento passa a ser similar a de uma fonte de corrente, em que pequenas variações na amplitude da corrente resultam em grandes ondulações na tensão. Em ambos os casos, a potência média extraída do painel (ponto em destaque) está bastante distante da sua máxima capacidade real.

No instante “b”, o valor de  $\bar{V}_{FV_i}$  coincide com a tensão  $V_{MPP_i}$  nominal do painel nas condições de análise. É notório que neste caso a tensão ondulatoria faz surgir uma corrente com ondulação bastante assimétrica em relação ao seu valor médio, além de uma componente que oscila em  $4f_r$  e se adiciona à ondulação em  $2f_r$  da potência do painel. No instante “c”, no qual  $\bar{V}_{FV_i} \neq V_{MPP_i}$  (nominal), se destaca a grande redução no valor da componente em  $2f_r$ , levando à predominância do valor com frequência  $4f_r$  na potência. Na figura 3.11(a) a seguir estas informações são confirmadas, onde se apresenta a contribuição do valor médio e das ondulações em  $2f_r$  e  $4f_r$  na potência do painel relativas aos pontos simulados na figura 3.9. Componentes em  $6f_r$ ,  $8f_r$  e superiores, caso existam em razão da reflexão de componentes harmônicas da corrente CA sobre o barramento CC, possuirão amplitudes bastante reduzidas e não serão apresentadas.

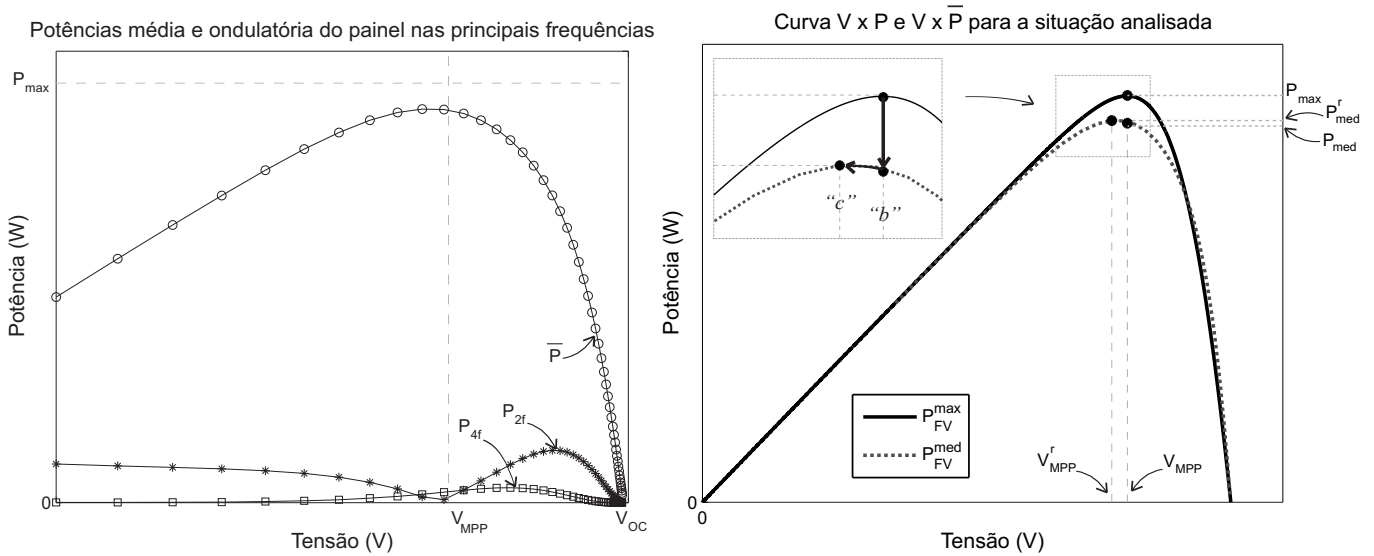


Figura 3.11: (a) Potência média e ondulatória do painel para  $2f$  e  $4f$ . (b) Curva de potência nominal e média do painel, para o caso analisado na figura 3.9.

Em ambos instantes “b” e “c” da figura 3.9, a potência média entregue pelo painel é inferior à potência máxima nominal, sendo que a potência média no instante “c” é maior que em “b”. O rastreamento da tensão MPP real  $V_{MPP_i}^r$ , que ocorre no ponto “c”, será realizado pelo algoritmo MPPT descrito na seção 3.3, levando a um ganho da potência média extraída

do painel em relação à operação na tensão MPP original. Tais resultados também estão presentes na figura 3.11(b), na qual a curva  $V \times \bar{P}_{FV_i}$  possui amplitude inferior à curva  $V \times P$  original do painel.

É oportuno ainda observar como a ondulação CC influencia o comportamento temporal e a qualidade da tensão na saída de um CCMLI simétrico com 4 MICs, onde os painéis foram submetidos de forma homogênea às tensões simuladas da figura 3.9. Para facilitar a visualização, a figura 3.12 apresenta dados simulados relativos a apenas 21 amostras entre as que foram marcadas na figura 3.11(a), as quais estão distribuídos entre os instantes “a” a “d” anteriormente comentados.

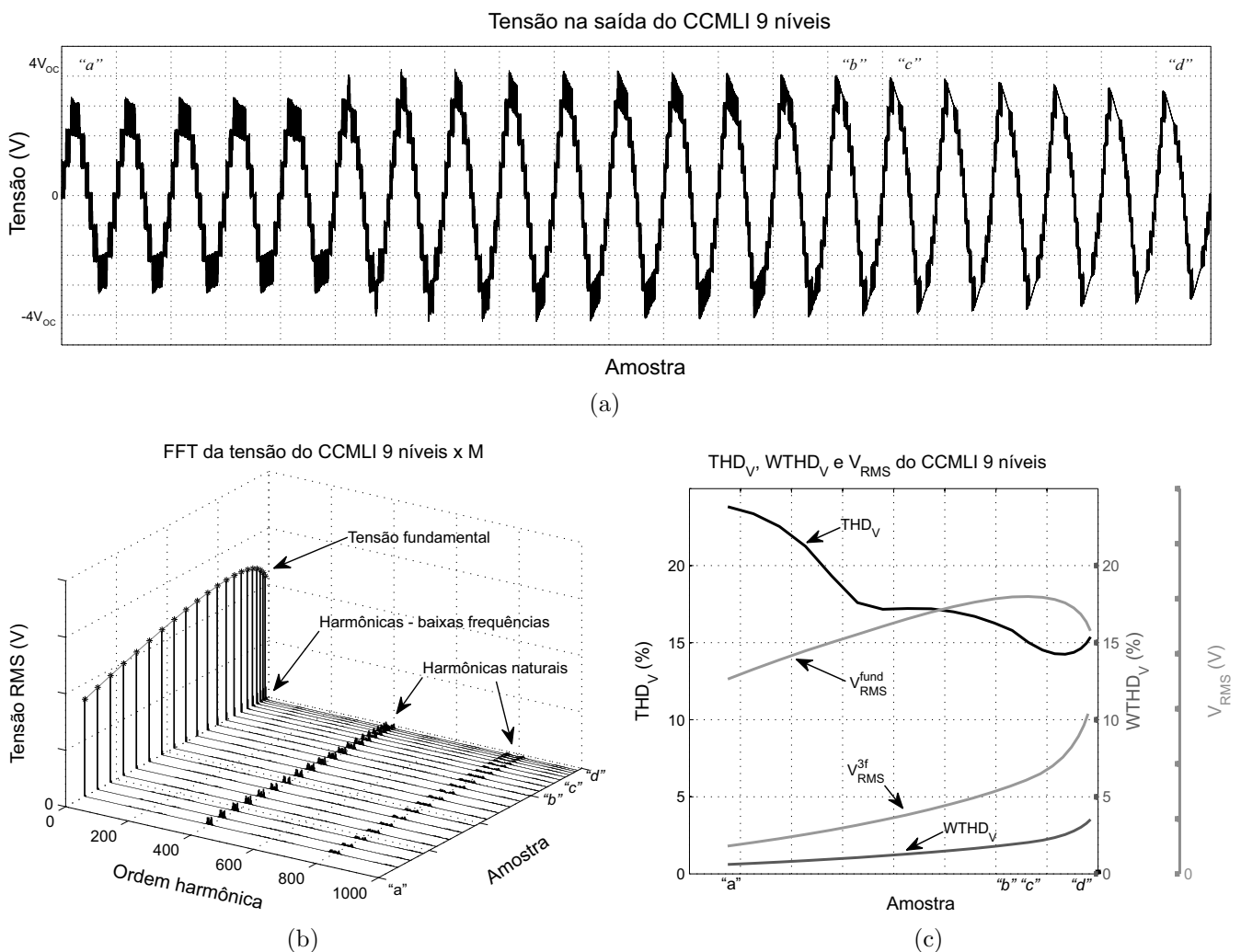


Figura 3.12: Análise da tensão na saída de um CCMLI de 9 níveis submetido a 21 amostras de tensão, tomadas da figura 3.11(a): (a) forma de onda, (b) espectro harmônico e (c)  $THD_V$ ,  $WTHD_V$  e  $V_{RMS}$ .

O ponto mais importante a ser observado nas formas de onda da figura 3.12(a) é a deformação da tensão produzida, especialmente na medida em que as tensões médias dos painéis se reduzem. A figura 3.12(b) é útil para confirmar o comportamento harmônico das frequências mais altas na tensão do CCMLI, como já discutido nas seções 2.2.1.1 e 2.2.1.2; mas em relação às harmônicas de baixa frequência, de difícil visualização nesta escala, recorre-se à figura 3.12(c) onde é possível observar como o valor eficaz da terceira harmônica cresce significativamente, em especial para valores de tensão média no painel inferiores a  $V_{MPP_i}^r$ .

Assim, considerando as características da ondulação na potência do painel apresentadas, passa-se à discussão sobre a técnica de rastreamento do MPP utilizada.

### 3.3 Rastreamento do ponto de máxima potência do painel sujeito a ondulações no barramento CC

Em sistemas como o discutido na seção 3.1, onde a potência FV é entregue a um inversor CC-CA monofásico com ponte H, a presença de ondulação na tensão do painel torna necessária a adaptação da técnica de rastreamento do MPP. Nos estudos sobre esta questão, destaca-se o uso do método RCC-MPPT<sup>3</sup>, proposto inicialmente por Midya (Midya et al., 1996) para conversores CC-CC e posteriormente modificado por Casadei (Casadei et al., 2006) e também por Boonmee (Boonmee and Kumsuwan, 2013), entre outros, visando utilização em inversores CC-CA conectados à rede. Ao contrário de métodos como o P&O, onde é inserido artificialmente uma perturbação na referência de tensão do algoritmo, no RCC as ondulações naturalmente existentes na tensão e na potência entregues pelo painel constituem as perturbações necessárias para permitir o rastreamento do MPP. A condição mais importante para que a busca do MPP seja possível é o conhecimento do período da oscilação, que para o inversor em análise é  $T = 1/(2f_r)$ .

Como se verifica através da figura 3.13, a tensão que possibilita a extração otimizada da potência média do painel pode ser obtida por meio de um procedimento iterativo, onde após determinado número “k” de tentativas encontra-se uma potência oscilatória que contém apenas a componente com frequência  $4f_r$ .

<sup>3</sup>Ripple Correlation Control MPPT ou MPPT com Controle por Correlação de Oscilações.

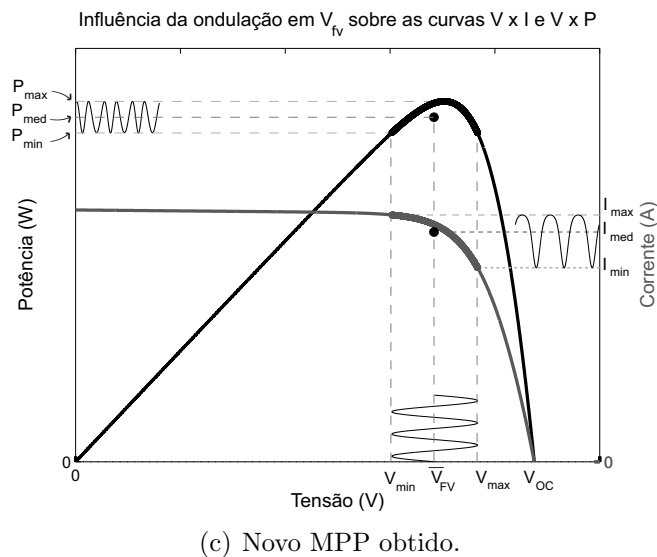
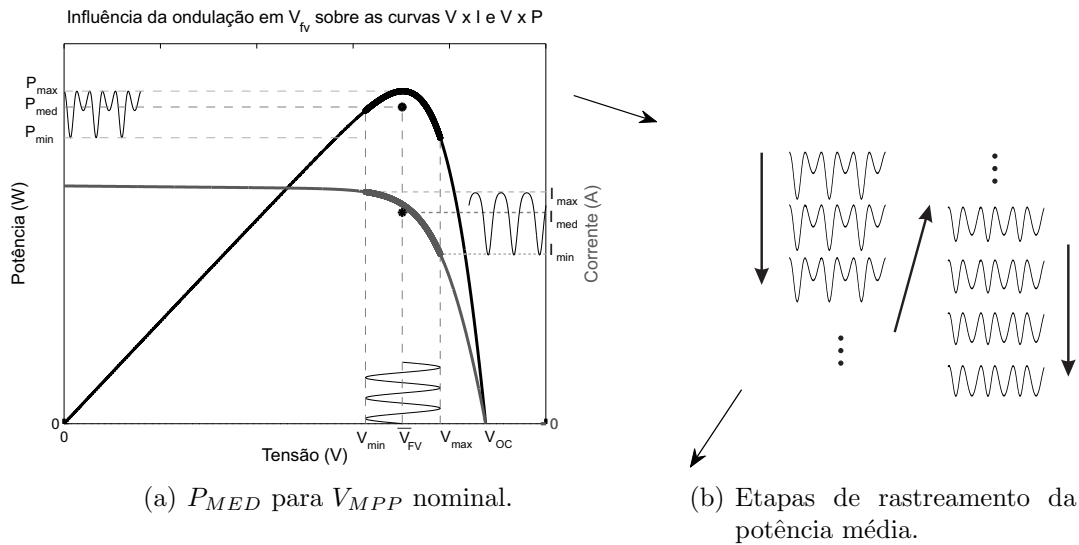


Figura 3.13: Ondulação na potência e corrente em função da tensão ondulatoria sobre o painel, considerando (a)  $V_{MPP}$  nominal e (c)  $V_{MPP}$  rastreado pelo método proposto. (b): Detalhes da evolução do rastreamento do novo ponto de máxima potência.

A equação 2.8, deduzida no item 2.2.1, passa a utilizar a expressão 3.17 em lugar de 2.11, contemplando assim a reflexão oscilatória da potência CA no barramento CC.

$$V_{FV} = [\bar{V}_{FV_1}^k + \tilde{v}_{FV_1}^k(t) \quad \bar{V}_{FV_2}^k + \tilde{v}_{FV_2}^k(t) \quad \dots \quad \bar{V}_{FV_n}^k + \tilde{v}_{FV_n}^k(t)] \quad (3.17)$$

### **3.4 Considerações finais**

Em um CCMLI monofásico onde cada inversor individual é alimentado por uma fonte ativa não ideal como o painel FV, ondulações nas tensões dos respectivos barramentos CC provocam redução nas potências médias entregue pelos MICs a uma carga CA ou à rede. Esta redução de potência é diretamente proporcional à corrente que circula pelo lado CA do circuito e inversamente proporcional ao valor dos capacitores dos barramentos, que atuam para minimizar as ondulações através do armazenamento de parte da energia que oscila no inversor. Outro efeito imediato associado às ondulações nas tensões dos painéis é a degradação da qualidade da tensão gerada na saída do inversor, que passa a apresentar componentes harmônicas de 3<sup>a</sup> e 5<sup>a</sup> ordem principalmente.

Uma adaptação no algoritmo MPPT permite a obtenção de um novo ponto de operação para o painel, distinto da tensão de máxima potência nominal, onde está presente apenas a componente harmônica de 4<sup>a</sup> ordem na potência CC. Esta consideração estará presente nos capítulos seguintes, em estratégias de controle implementadas utilizando ambientes de simulação e experimental, para obter o máximo aproveitamento da potência luminosa incidente sobre os painéis FV.

# 4

## Simulação do CCMLI conectado à rede

O objetivo geral deste capítulo é descrever o ambiente de simulação desenvolvido em *Simulink* para o CCMLI conectado à rede, com o qual será possível avaliar o comportamento temporal do sistema quando houver variações na capacidade de geração das fontes FV.

Anteriormente à discussão sobre os blocos que compõem o CCMLI simulado, será realizada uma abordagem sobre a sinalização e o processamento de informações no inversor. A estrutura proposta aumenta a modularidade do circuito e não somente facilita a implementação o modelo simulado, mas também servirá como parâmetro de projeto do inversor construído em laboratório, tal como descrito no capítulo 5.

### 4.1 Considerações sobre a estratégia de sinalização do CCMLI

A síntese da tensão multinível no CCMLI depende do correto envio dos pulsos de comando às chaves de potência existentes nas pontes H de cada MIC, obedecendo às leis de controle determinadas pela técnica de modulação escolhida. Além da análise sobre características temporais dos pulsos, níveis de tensões e correntes, entre outras que serão discutidas ao longo deste capítulo, é necessário estabelecer critérios para a metodologia de sinalização entre as unidades de comando existentes.



Mesmo diante dos recursos computacionais atuais e das diversas tecnologias de comunicação encontradas em redes de dados industriais, o projeto de um inversor deve buscar a simplicidade quando possível, visando diminuir custos de implantação. Para o caso específico do inversor em cascata, um parâmetro desejável é a modularidade do controle, haja vista a possibilidade de acréscimo ou diminuição de algumas células do circuito sem prejuízo do funcionamento das demais ali existentes.

### 4.1.1 Sinalização para processamento centralizado

O modelo apresentado nesta seção foi proposto por Alonso (Alonso et al., 2003), e adotado em vários outros trabalhos como os de Villanueva (Villanueva et al., 2009), Park (Park et al., 2006) e Kouro (Kouro et al., 2009). Neste esquema, a missão de manter a tensão média de cada barramento CC em torno do MPP real do painel cabe a uma estrutura central de controle que processa informações provenientes de todas as células do CCMLI, para determinar os “coeficientes de proporcionalidade”  $\alpha_i$  aplicados aos moduladores PSPWM.

A equação base descrita por estes autores, que permite o cálculo dos sinais modulantes individuais  $M_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$ , é dada por:

$$M_i = m \cdot \alpha_i = m \cdot \left[ \frac{V_{ht_i}}{V_{FV_i}} \cdot \frac{P_{ref_i}}{P_{tot}} \right] \quad (4.1)$$

onde  $V_{ht_i}$  e  $P_{ref_i}$  são a tensão e a potência de referência, respectivamente, calculadas para o MIC “ $i$ ” e  $P_{tot}$  é a potência total gerada pelas fontes CC do inversor. A obtenção destes valores é realizada através de um controlador com processamento centralizado, segundo o modelo mostrado na figura 4.1.

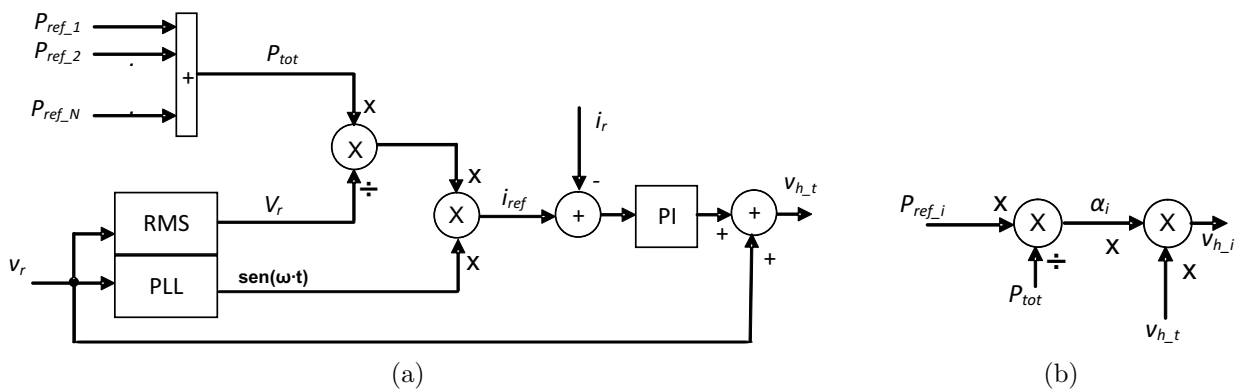


Figura 4.1: Diagrama de blocos utilizado para cálculo de (a)  $v_{h_t}$  e (b) de cada  $v_{h_i}$ , no controlador com processamento centralizado.

Os valores de  $P_{ref_i}$  podem ser calculados na unidade central do controlador (neste texto denominado controlador “Tipo 1”) ou pré-processados na estrutura de controle dos inversores individuais (controlador “Tipo 2”). Sendo todo o processamento das informações centralizado, cada MIC deve enviar apenas as leituras instantâneas de  $v_{FV_i}(t)$  e  $i_{FV_i}(t)$ , recebendo o sinal modulante  $m_i(t)$  correspondente já devidamente ponderado de acordo com a disponibilidade calculada para cada fonte. No entanto, tal procedimento eleva a carga de processamento da unidade de controle central, podendo se tornar inviável sua implementação em um sistema com muitos painéis. Optando-se por uma estrutura um pouco menos centralizadora mas ainda no contexto do modelo deste autor, a própria unidade de comando dos inversores individuais pode se encarregar do pré-processamento de  $P_{ref_i}$ , utilizando a lógica mostrada na figura 4.2.

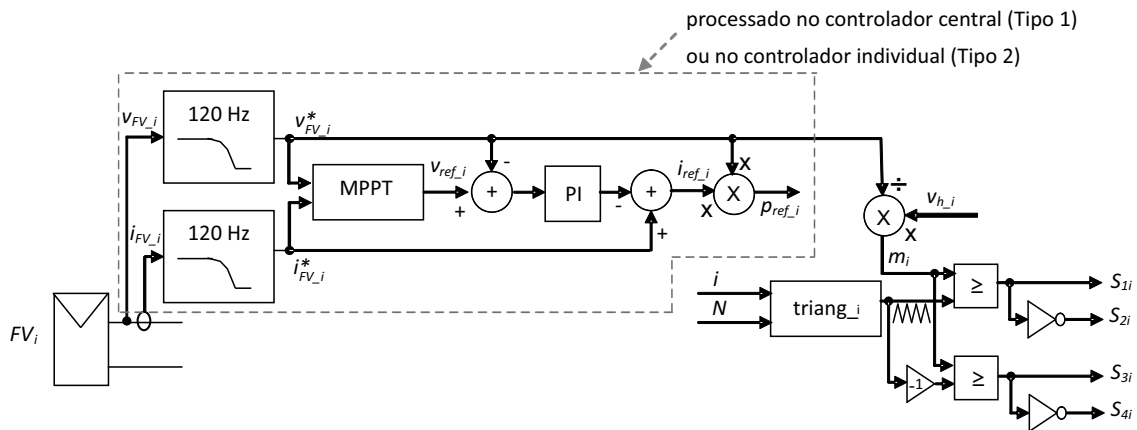
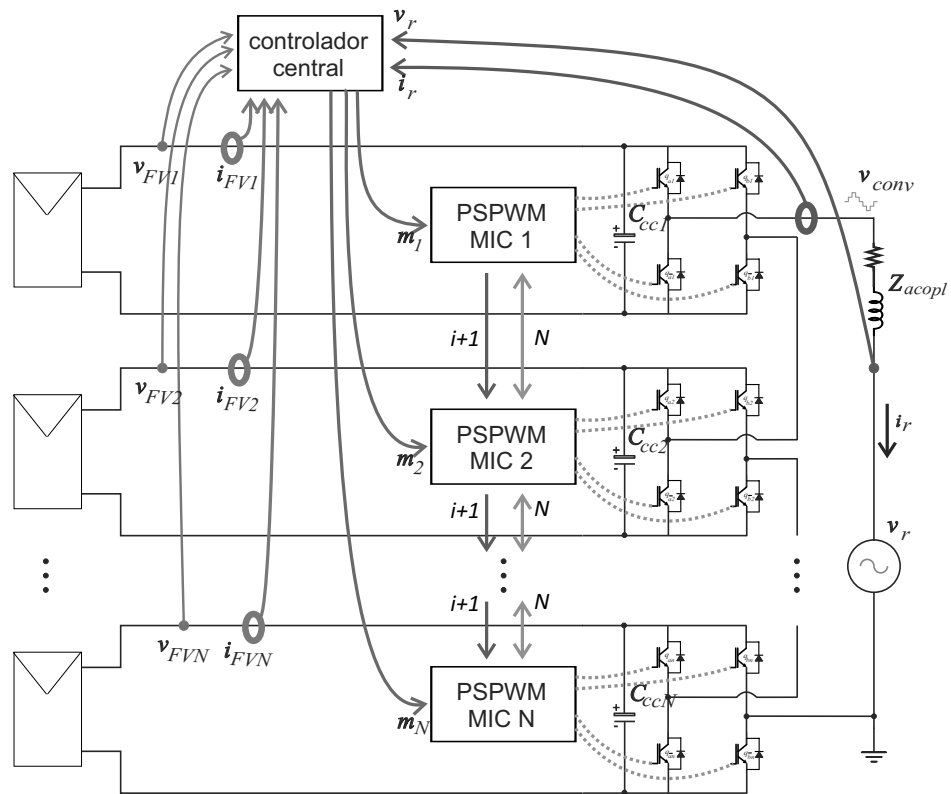
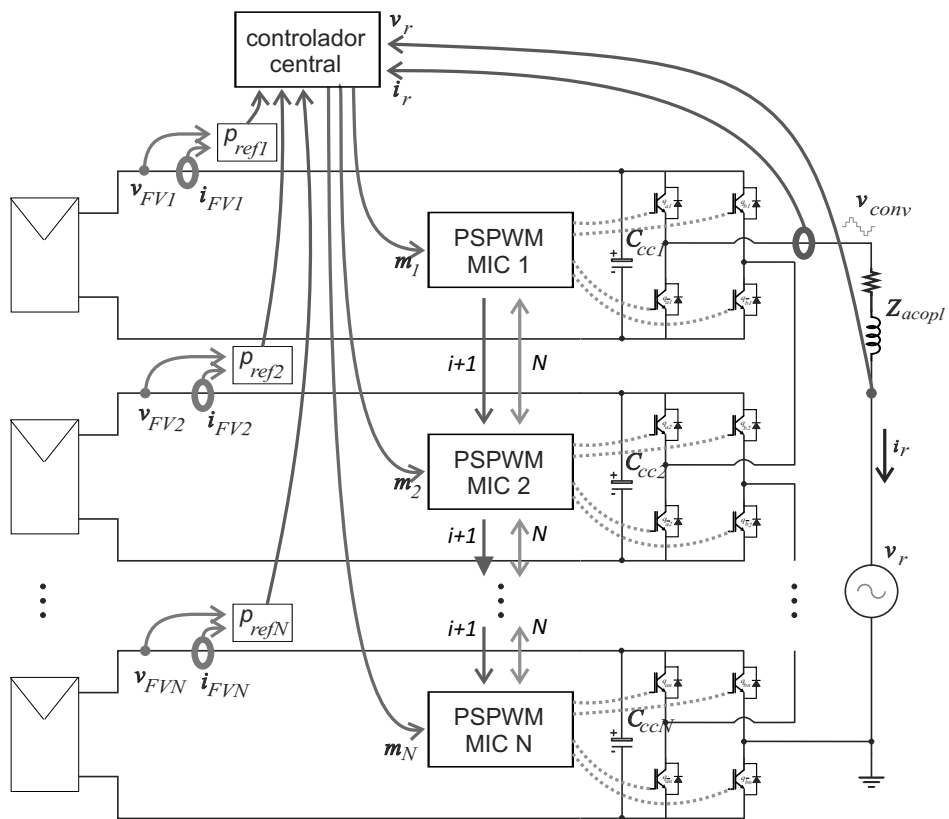


Figura 4.2: Diagrama de blocos do inversor individual, no controlador com processamento centralizado.

As figuras 4.3(a) e 4.3(b) mostram, respectivamente, os diagramas lógicos das topologias de sinalização “Tipo 1” e “Tipo 2” acima comentados, com ênfase nos canais de sinalização envolvidos.



(a)



(b)

Figura 4.3: Número de linhas de sinalização utilizadas nas topologias centralizadas “Tipo 1” e “Tipo 2” propostas por Alonso (Alonso et al., 2003) (e outros).

Pelos resultados apresentados por estes autores em suas respectivas obras, percebe-se que os controladores propostos cumprem com eficiência seus papéis, conferindo respostas rápidas às situações de sombreamentos parciais e/ou variações de temperatura, mantendo cada painel operando em seu respectivo MPP. Apesar destes bons resultados, em uma implementação prática o modelo citado demandaria um tipo de rede de comunicação entre os módulos com razoável complexidade, para permitir o cálculo final dos sinais entregues a cada modulador PSPWM.

Uma discussão mais apropriada sobre sinalização em inversores multinível tipo cascata pode ser encontrada nos trabalhos de Loh (Loh et al., 2005), Park (Park et al., 2006) e Laakkonen (Laakkonen et al., 2009), que utilizam os protocolos SPI, CAN e um esquema em anel baseado em fibra ótica, respectivamente, para a comunicação entre o controlador central e os controladores dos MICs. Mesmo com estes rápidos métodos de sinalização digital, em sistemas com um maior número de painéis a rede lógica necessária pode gerar uma situação de gerenciamento e processamento dos dados inalcançável. Além disso, o número de canais analógicos ou digitais de I/O do microcontrolador ou DSP utilizado para o controle pode exceder o disponível fisicamente.

Na seção seguinte, será proposta uma adaptação deste controlador, de modo que o inversor tenha uma estrutura de sinalização mais simplificada, mantendo igualmente os bons resultados obtidos no caso da estrutura centralizada acima.

#### 4.1.2 Sinalização para processamento distribuído

Para controlar as tensões de cada barramento CC, propõe-se uma nova metodologia de sinalização das informações baseada na que foi apresentada no item anterior. Esta estratégia, avante denominada “Tipo 3”, simplifica a estrutura central de processamento, cabendo a cada MIC calcular um “coeficiente de participação”  $k_i$  proporcional à disponibilidade média de potência no painel, e assim atuar sobre o sinal modulante  $m(t)$  recebido do controlador central de conexão à rede. A figura 4.4 mostra o diagrama de blocos desta implementação, onde as únicas informações de controle que necessitam transitar entre os inversores são: um número referente ao índice  $i$ , para identificar com exclusividade o número do inversor anterior entre os  $N$  inversores ativos, o valor de  $N$  e o sinal modulante  $m$ .

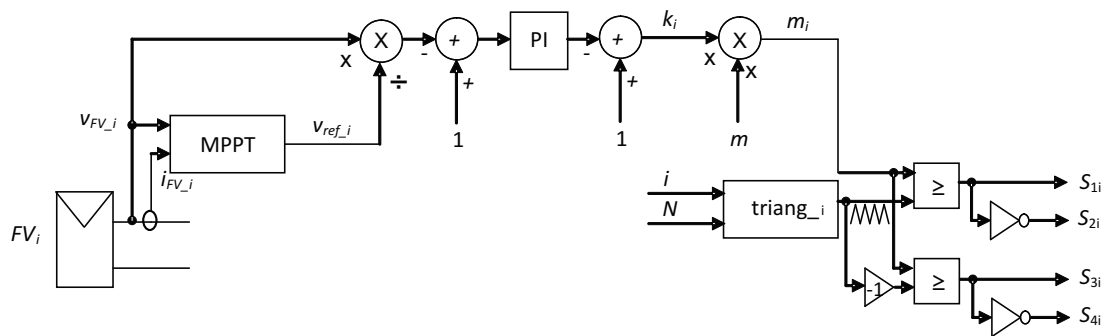


Figura 4.4: Blocos do controle de participação proposto para cada inversor de índice  $i$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$ .

A figura 4.5 mostra o diagrama lógico da topologia “Tipo 3” proposta, com uma sensível redução no número de ligações entre o controlador central e os controladores dos MICs em comparação com aqueles mostrados na figura 4.3.

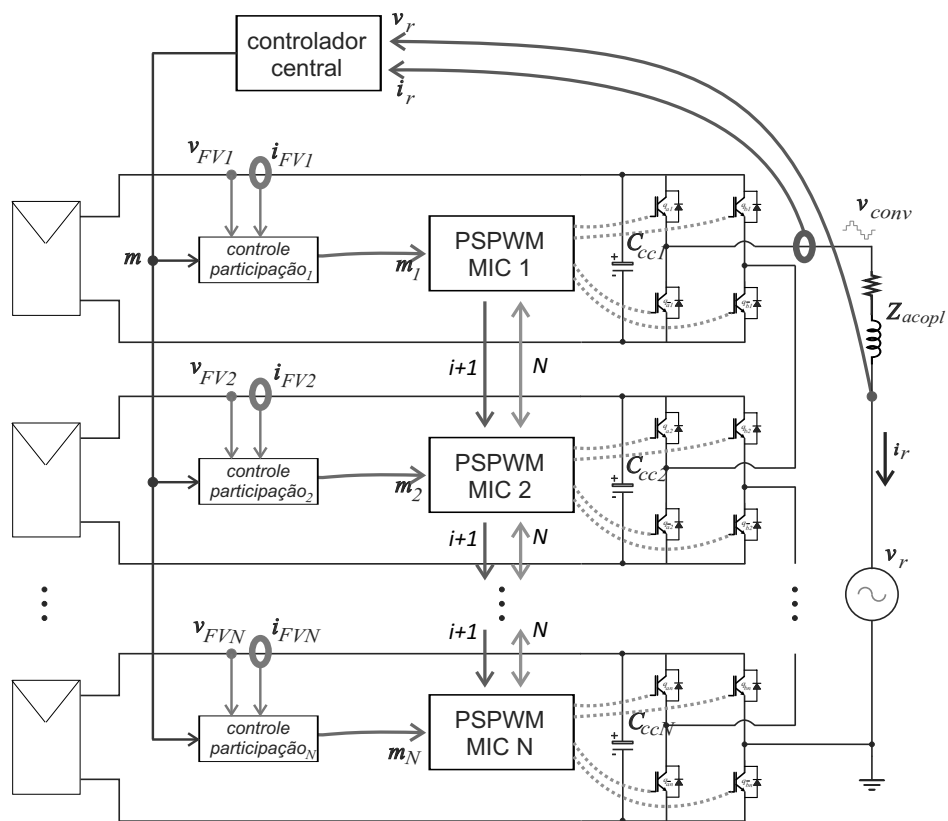


Figura 4.5: Diagrama lógico da topologia de sinalização para processamento distribuído “Tipo 3”.

### 4.1.3 Comparação dos modelos de sinalização

Resultados de simulação permitem observar que o controlador com processamento centralizado consultado e o controlador com processamento distribuído proposto se comportam de maneira muito similar no tocante à tensão multinível gerada e à injeção de potência na rede. No modelo com processamento distribuído, há uma menor rede de sinalização entre o controlador central e os controladores dos inversores individuais. Desta forma, o número de informações a serem manipuladas diminui no controlador central, que passa a exercer apenas as funções de controle da corrente injetada na rede e do algoritmo PLL. Nos controladores individuais, a influência real do acréscimo de processamento dependerá do microcontrolador escolhido; no caso do inversor desenvolvido neste trabalho, não houve necessidade de se recorrer a processadores de maior capacidade em razão das novas tarefas a serem executadas. A principal vantagem deste modelo é o aumento da modularidade do inversor, pois com esta topologia não será necessário alterar o hardware do controlador central se o número de MICs for modificado, especialmente em relação ao número de pinos *I/O* (E/S - Entrada/Saída)<sup>1</sup>.

A tabela 4.1 apresenta resumidamente os requisitos de hardware de cada uma das formas de sinalização citadas nesta seção.

Tabela 4.1: Tabela comparativa do hardware necessário nos controladores.

	Tipo 1	Tipo 2	Tipo 3
painéis utilizados	$N$	$N$	$N$
sensores $V_{DC}$	$N$	$N$	$N$
sensores $I_{DC}$	$N$	$N$	$N$
sensores $V_{AC}$	1	1	1
sensores $I_{AC}$	1	1	1
entradas A/D - controlador conexão à rede	$2(n + 1)$	$n + 2$	2
entradas A/D - controlador dos MICs	1	3	3
sinais de saída - controlador conexão à rede	$N$	$N$	1
demanda de processamento - controlador central	muito alta	alta	baixa
demanda de processamento - em cada MIC	baixo	baixo	média
MPPT por MIC	sim	sim	sim
modularidade do inversor <sup>2</sup>	alta	alta	muito alta

<sup>1</sup>Um exemplo de situação onde o número de pinos *I/O* do microcontrolador foi fator determinante no projeto e implementação de um inversor multinível em cascata pode ser encontrado em Pimentel, (Pimentel, 2011), (Tese de doutorado, pg. 28). Nas palavras deste autor, “O inversor multinível em cascata implementado foi utilizado em um sistema monofásico de distribuição de energia...” “O número de módulos da topologia em cascata assimétrica foi determinado em função da quantidade de pinos de I/O disponíveis no processador digital (DSP de 32 bits e ponto fixo) para controlar os dispositivos semicondutores do estrutura” “Tais fatores determinaram a adoção de 3 módulos para a topologia em cascata assimétrica.”

<sup>2</sup>A comparação da modularidade do CCMLI é comumente realizada em relação ao DCMLI, visto ser esta uma das topologias tradicionalmente mais utilizadas em inversores CC-CA.

## 4.2 Ambiente de simulação e resultados

A figura 4.6 a seguir mostra a implementação de um CCMLI com a estrutura de sinalização Tipo 3 no ambiente de simulação *Simulink*, sendo alimentado por meio de 4 painéis<sup>3</sup> FV que reproduzem o comportamento do modelo *Kyocera KC130-TM*, resultando em uma tensão com até 9 níveis. Outros dados referentes a este modelo simulado são:  $t_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ ,  $C_{CC} = 4700\text{ }\mu\text{F}$ ,  $R_{acopl} = 1\text{ m}\Omega$ ,  $L_{acopl} = 2\text{ mH}$ ,  $f_{PWM} = 2\text{ KHz}$  e  $V_r = 40\text{ V}_{RMS}/60\text{ Hz}$ . Estas características serão as mesmas atribuídas ao inversor real posteriormente, na bancada de testes experimentais desenvolvida.

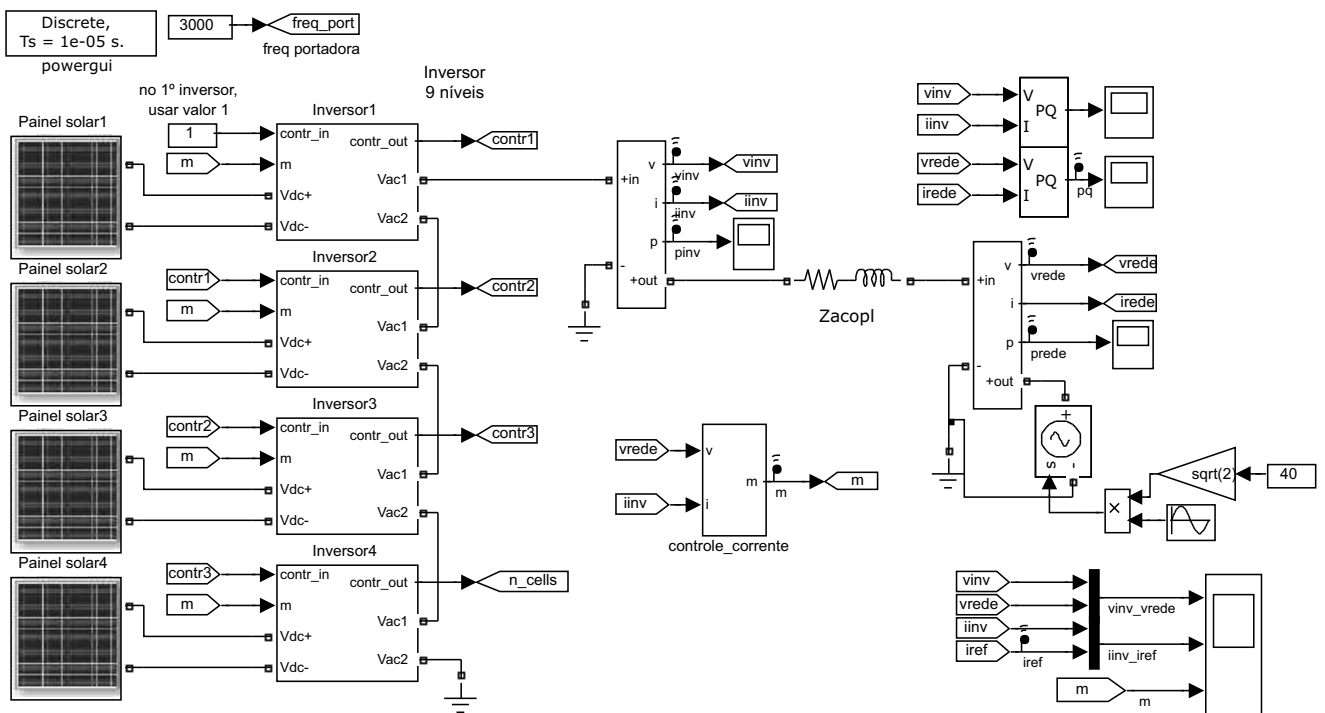


Figura 4.6: Modelo em *Simulink* do CCMLI com estrutura de sinalização para processamento distribuído.

Na figura 4.7, é detalhado o conteúdo interno do bloco denominado “inversor”, mostrado na figura 4.6.

<sup>3</sup>Maiores detalhes sobre o modelo do painel FV implementado em *Simulink* podem ser encontrados no Apêndice A.

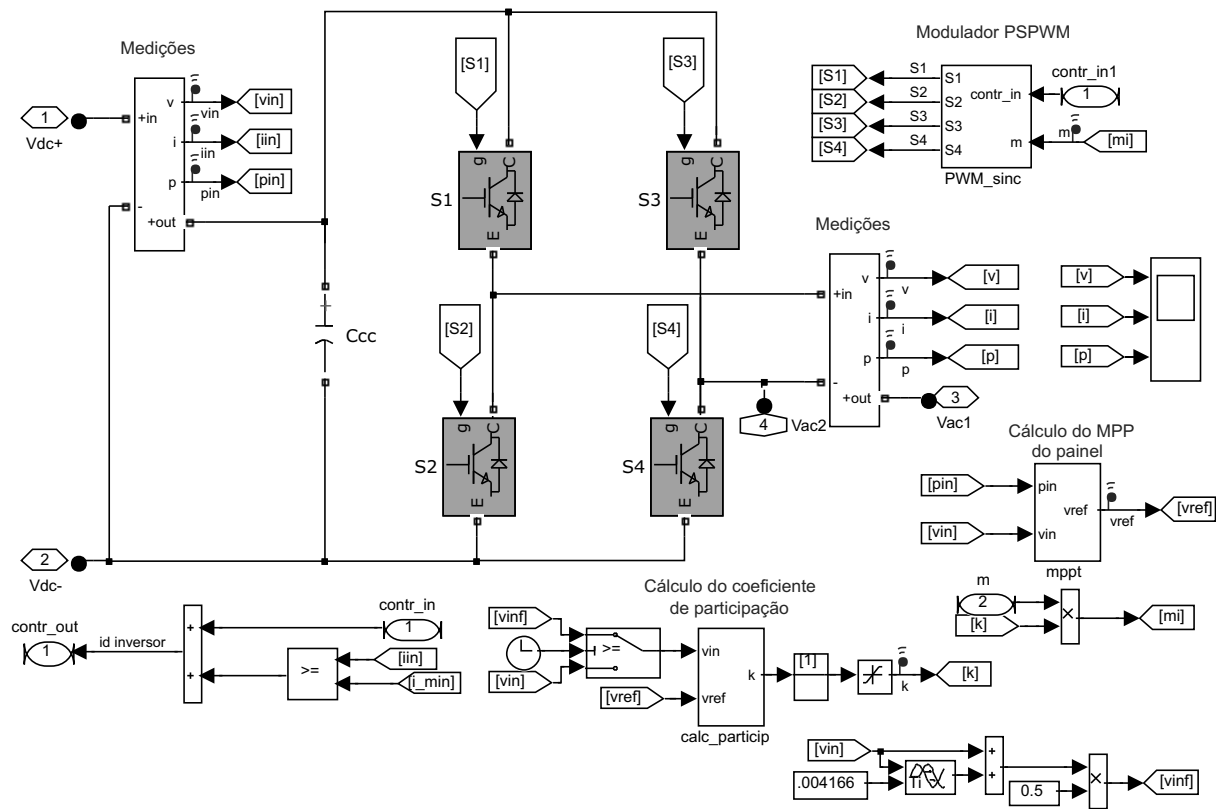


Figura 4.7: Elementos internos do bloco “inversor” do CCMLI simulado.

Com esta plataforma, é possível simular algumas situações de funcionamento onde o CCMLI é “conectado” à rede em  $t=0$  s, incluindo sombreamentos aplicados a 1 ou mais painéis da instalação.

- Situação 1 - Painéis sob irradiação homogênea inicial de  $600 \text{ W/m}^2$ ,  $25 \text{ }^\circ\text{C}$ , onde o painel  $FV_1$  foi sombreado após 0.7 s.

Nesta situação, o perfil de irradiação solar incidente sobre os painéis é exibido na figura 4.8(a), de modo similar ao que ocorre no procedimento experimental apresentado na seção 5.2.1.3. Observa-se pela figura 4.8(b) que no primeiro intervalo desta simulação, onde as irradiações aplicadas são homogêneas, o sistema é capaz de encontrar rapidamente os valores dos coeficientes de participação calculados pelos algoritmos MPPT de cada MIC, e alcança operação estável em um intervalo inferior a 0.2 s. Na ocorrência do primeiro perfil de sombreamento parcial entre as fontes FV, em  $t=0.7$  s, verifica-se que estes coeficientes de participação evoluem na proporção da nova disponibilidade de potência nos painéis, tal



que os MICs cujos painéis possuem maiores irradiações incidentes passam a contribuir com maiores tensões eficazes (vide figura 4.8(d)), compensando o decréscimo da participação dos MICs de menor potência.

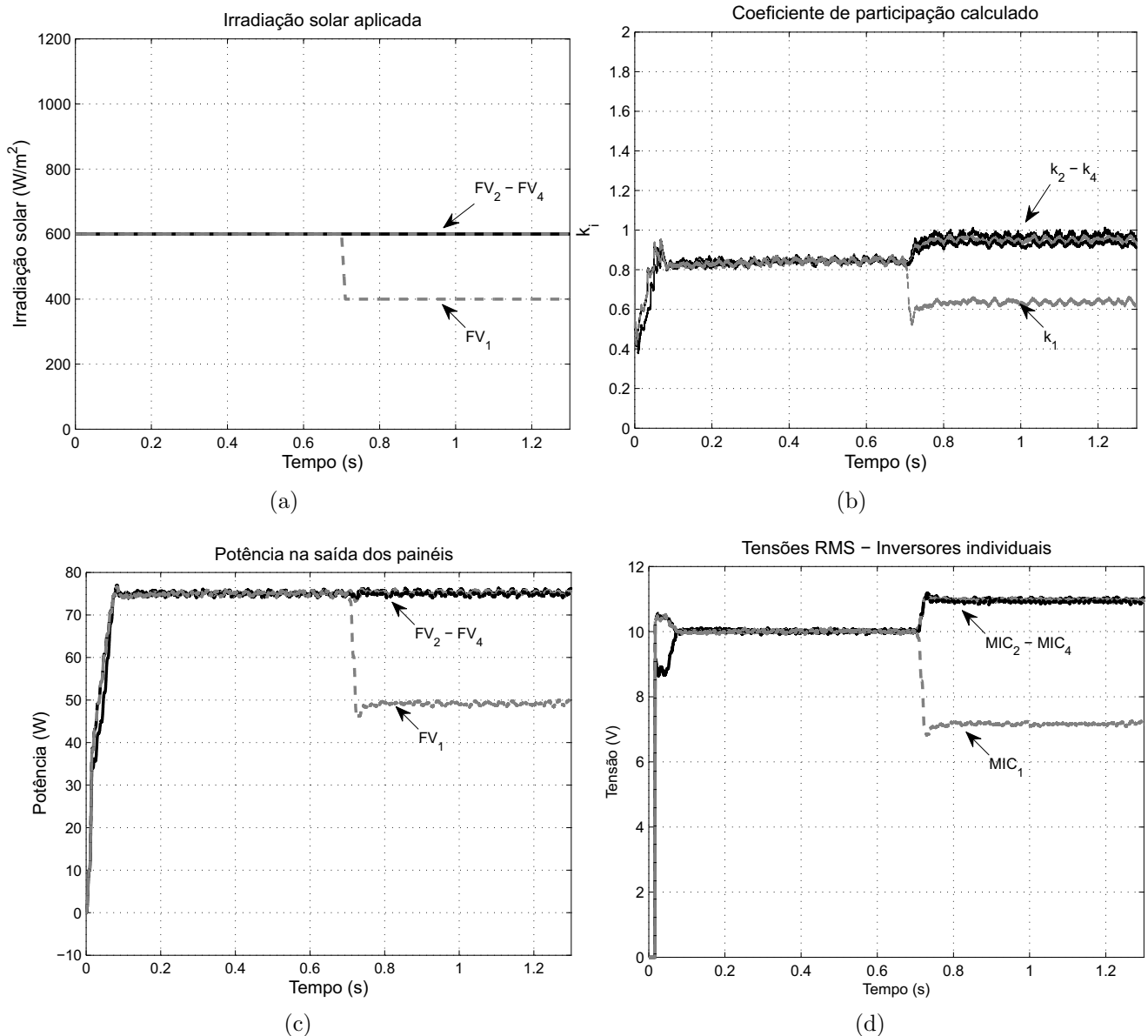


Figura 4.8: (a) Irradiação solar aplicada ao longo do ensaio, (b) coeficiente de participação calculado, (c) potências médias extraídas dos painéis e (d) tensões eficazes nos MICs.

Como se verifica pela figura 4.8(c), as potências médias extraídas dos painéis não sombreados são mantidas constantes, enquanto aquele que sofreu redução na irradiação incidente passa a fornecer menor potência média para o CCMLI, encontrando rapidamente nova condição estável.

Como já previsto na seção 2.2.1.2, a não-homogeneidade de valores de  $k_i$  no CCMLI que ocorre após o sombreamento leva a uma degradação na qualidade da tensão multinível produzida. Isto se confirma pela comparação visual das figuras 4.9(a) e 4.9(b), além de seus espectros harmônicos exibidos nas figuras 4.9(c) e 4.9(d). Nota-se que grupos harmônicos anteriormente cancelados pela natureza da modulação PSPWM passam a contribuir significativamente na formação da tensão, elevando os valores de  $THD_V$  e  $WTHD_V$ .

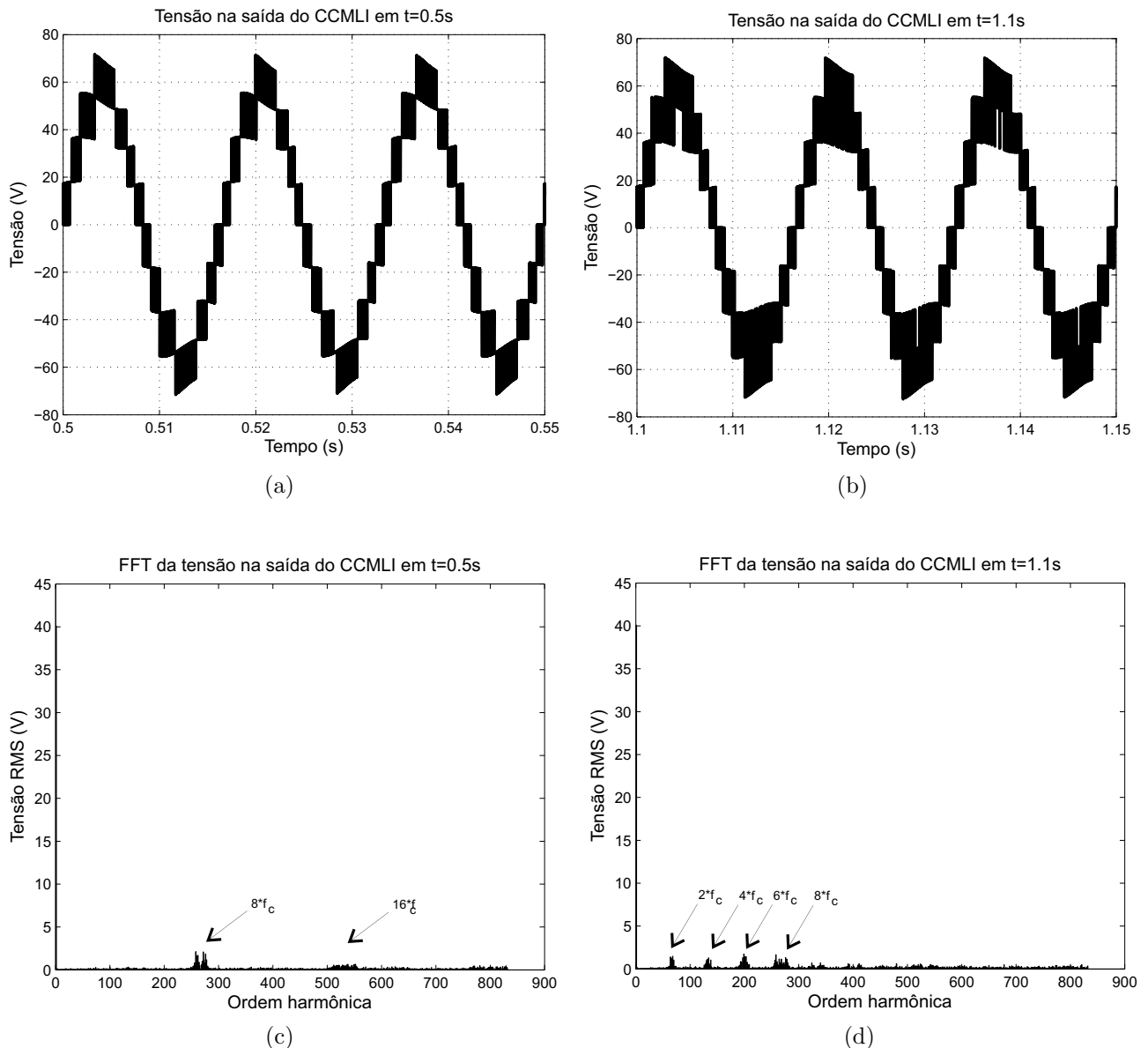


Figura 4.9: Tensão na saída do CCMLI para situação (a) não sombreada e (b) sombreado, espectro harmônico da tensão do CCMLI para situação (c) não sombreada e (d) sombreado.

- Situação 2 - Painéis sob irradiação inicial de  $1000 \text{ W/m}^2$ ,  $25 \text{ }^\circ\text{C}$ , onde os painéis  $FV_2$  a  $FV_4$  sofrem diferentes sombreamentos.

A figura 4.10 apresenta resultados de uma simulação onde o CCMLI sofre a influência de sombreamentos parciais de diferentes intensidades após  $t=0.5 \text{ s}$  e também após  $t=0.9 \text{ s}$ .

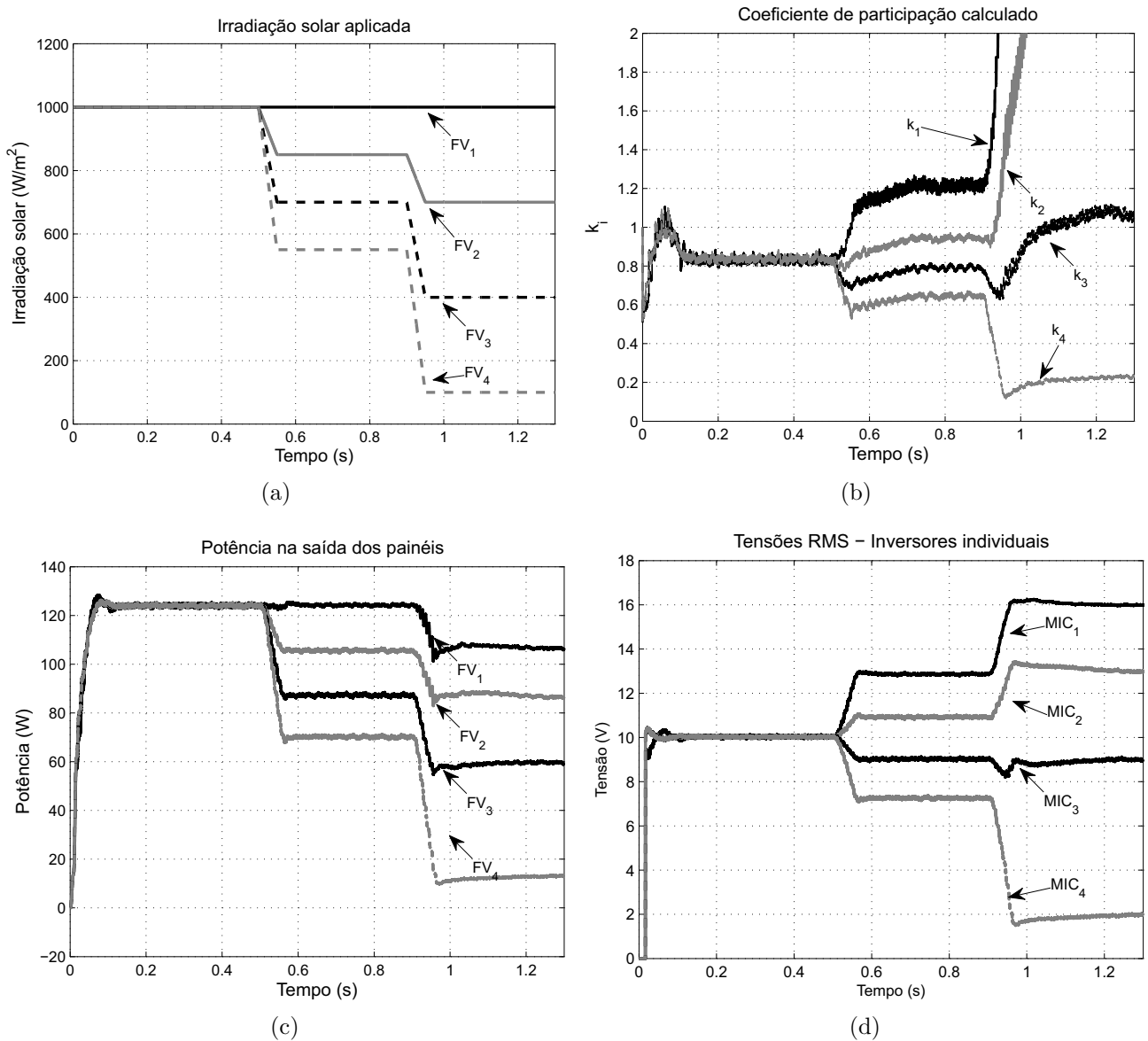


Figura 4.10: (a) Irradiação solar aplicada ao longo do ensaio, (b) coeficiente de participação calculado, (c) potências médias extraídas dos painéis e (d) tensões eficazes nos MICs.

Para  $t < 0.9 \text{ s}$ , que inclui um período não sombreado e outro com perfil de sombreado parcial menos intenso, cada painel encontra-se em pontos de operação definidos pelos algoritmos MPPT, sendo capazes de fornecer os maiores valores de potências médias possíveis.

Após 0.9 s, quando um sombreamento mais severo é aplicado, alguns MICs não conseguem mais estabelecer valores para  $k_i$  que permitam os MICs em questão fornecer máxima potência à rede. Assim, o CCMLI deixa de operar com máxima capacidade.

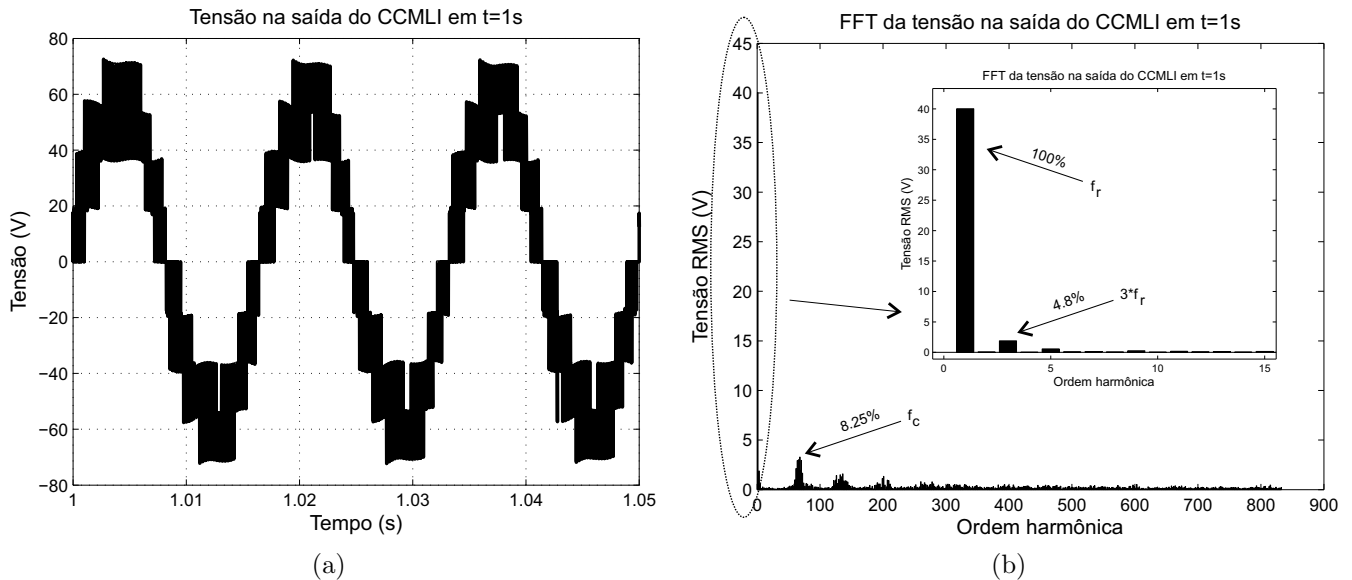


Figura 4.11: Tensão na saída do CCMLI para uma condição de sombreamento severo: (a) comportamento temporal, (b) espectro harmônico.

A visível degradação do formato multinível produzido na tensão do CCMLI (figura 4.11(a)) é confirmada pelo espectro harmônico da figura 4.11(b). Os diferentes valores de  $k_i$ , incluindo a operação de alguns MICs na sobremodulação, contribui para o aumento das amplitudes de harmônicas com baixa frequência.

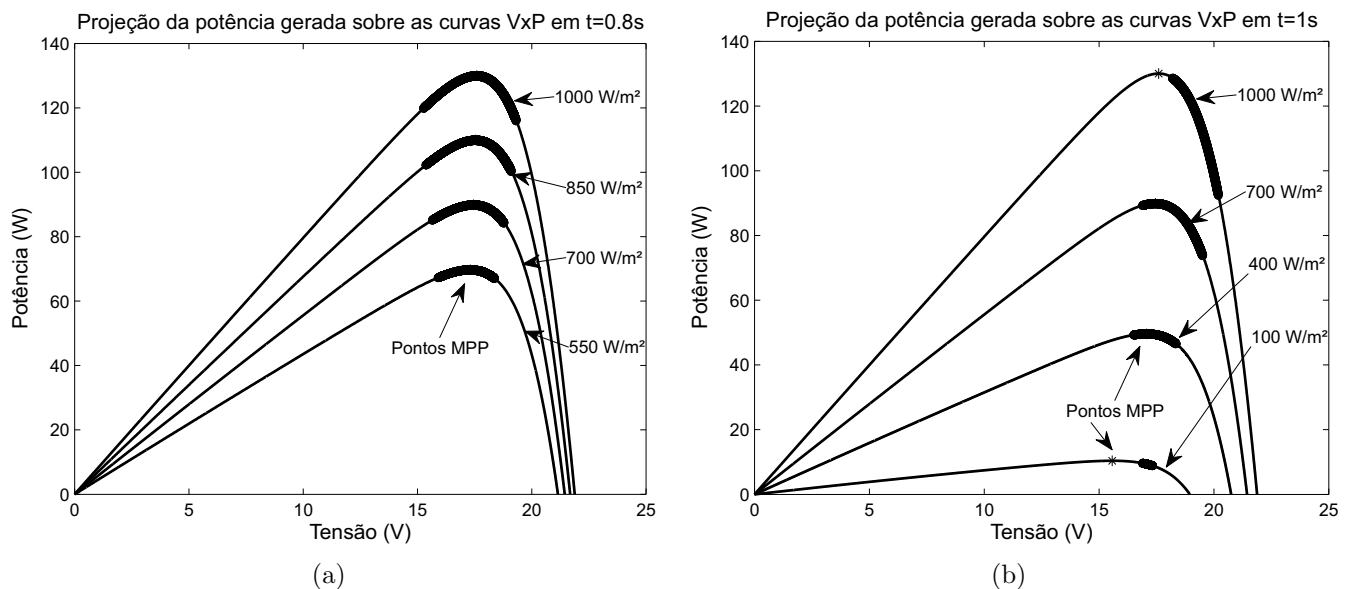


Figura 4.12: Projeção das potências instantâneas dos painéis sobre suas curvas V x P para (a) t=0.8 s e (b) t=1 s.

A figura 4.12 mostra a projeção das potências instantâneas extraídas dos painéis sobre suas curvas  $V \times P$ , nos períodos de sombreamento de menor e maior intensidade analisados. Percebe-se que no primeiro caso, todos os painéis são capazes de operar em torno da máxima potência nominal, enquanto no caso com sombreamento mais intenso esta condição deixa de ser atendida.

### 4.3 Considerações finais

O ambiente de simulação proposto neste capítulo foi desenvolvido como etapa intermediária para analisar o comportamento dinâmico do CCMLI real, o qual será projetado e implementado no capítulo a seguir. Entre as contribuições deste modelo, destaca-se a metodologia de sinalização entre os inversores individuais, que buscam os pontos de operação mais adequados de forma independente das demais células, resultando em maior flexibilidade ao sistema. Além disso, o modelo de painel fotovoltaico desenvolvido no simulador possui exatidão suficiente para reproduzir a resposta dinâmica do inversor em diferentes situações de sombreamento.

# 5

## Projeto do CCMLI e resultados experimentais

O objetivo deste capítulo é apresentar informações sobre o projeto de um Inversor Multinível em Cascata simétrico, monofásico, alimentado por painéis fotovoltaicos, além de resultados obtidos a partir de uma implementação em laboratório com 4 MICs.

Para a construção deste CCMLI, foram considerados dois aspectos relativos a inversores em geral: o processamento da energia (etapa de potência) e o processamento de informações (etapa de comando ou controle). O processamento da energia, realizado nas pontes H dos MICs, obedecerá as condições impostas pela topologia física e técnica de modulação escolhidas, conforme abordado no capítulo 2, sendo limitado pelos elementos reais disponíveis (painéis FV, chaves de potência, etc.). O processamento de informações seguirá o modelo adotado no capítulo 4 e já utilizado em ambiente de simulação, onde a disponibilidade de potência de cada MIC é calculada de forma individualizada e uma rede de comunicação de menor complexidade é utilizada para gerenciamento das unidades ativas.

### 5.1 Parâmetros do projeto do CCMLI

Para obter resultados experimentais que comprovem a funcionalidade da topologia proposta, um CCMLI foi desenvolvido com base nas seguintes premissas:

- utilização de componentes de baixo custo, peso, volume e dimensões reduzidas nas

células de potência para facilitar uma eventual instalação e operação acoplado sob seus respectivos painéis;

- estratégia de controle tolerante a sombreamentos parciais entre os painéis;
- cada célula deve possuir sua própria unidade de processamento independente, diminuindo o número de canais de comunicação entre os MICs e a estrutura responsável pela conexão com a rede elétrica para facilitar o acréscimo/decrécimo de células do inversor mesmo durante sua operação, se necessário.

Buscando atender aos requisitos acima citados, o inversor foi dividido em 3 circuitos com funcionalidades específicas, que são:

- circuito de controle - elemento que deve exercer as seguintes funções:
  - monitoramento das condições operacionais de cada painel fotovoltaico, através de medição de sua tensão e corrente, e consequente cálculo do seu ponto de máxima potência (MPP);
  - comunicação com outros módulos de controle para auto-numeração, através de uma rede de comunicação de baixa velocidade;
  - geração dos pulsos lógicos a serem enviados aos circuitos de comando das chaves de potência, na placa específica;
  - possibilidade de operação lógica inerte, ou seja, dentro de limites especificados pelo algoritmo, o circuito embora ativo pode deixar de exercer influência nos demais elementos do CCMLI. Esta função é especialmente útil quando o painel possui irradiação extremamente baixa e precisar ser desconectado eletricamente do sistema (condição *bypass*), em valores tipicamente abaixo de 10% do seu valor nominal;
- circuito de potência - responsável por:
  - prover o processo efetivo de inversão CC-CA, através de chaves de potência adequadas aos limites de tensão e corrente provenientes de painéis fotovoltaicos com até 250 W;
  - isolamento elétrica entre o circuito de controle, que gera os pulsos PWM, e o circuito de potência;

- alimentação dos elementos lógicos proveniente da tensão do próprio painel fotovoltaico associado;
  - criar condições de comando que permitam operar em modo *bypass*, se necessário.
- circuito de sincronismo e conexão à rede - necessário para atender aos seguintes aspectos:
    - fornecimento da alimentação necessária aos circuitos de controle de cada MIC;
    - utilizando sensores adequados, monitorar as tensões provenientes da rede e do inversor multinível, além da corrente injetada pelo CCMLI;
    - condicionamento dos sinais obtidos através dos sensores, para adequar aos limites exigidos pelo conversor A/D do microcontrolador utilizado ( $0 \sim 5$  V);
    - baseado no sinal da rede elétrica, gerar um sinal senoidal de referência a ser enviado a todos os MICs do CCMLI, cuja amplitude e fase serão objetos de controle do sistema e a frequência do sinal mantida igual à da rede. A geração deste sinal ocorrerá por meio de um PLL de baixa complexidade, implementado via software.

Em razão das características específicas do projeto, optou-se por abdicar de adaptações de soluções comerciais para um desenho completo, tanto das unidades de controle quanto das de potência deste circuito. A desvantagem de desenvolver localmente todas as placas é o maior tempo gasto na elaboração dos circuitos e montagem; contudo, obtém-se um projeto enxuto, de menor custo e com respostas previamente conhecidas, devido à existência de ambientes de simulação utilizados como suporte. Maiores detalhes sobre os componentes escolhidos, esquemas elétricos e imagens das placas confeccionadas encontram-se no apêndice B deste texto.

## 5.2 Plataforma experimental

Para a análise do comportamento do CCMLI de 9 níveis a partir de resultados experimentais, 4 MICs e 1 circuito de conexão à rede foram confeccionados segundo as diretrizes apresentadas no item 5.1 e no apêndice B. Estas unidades foram instaladas em uma bancada no LEIAM/UFCG e ligadas como mostra a figura 5.1.



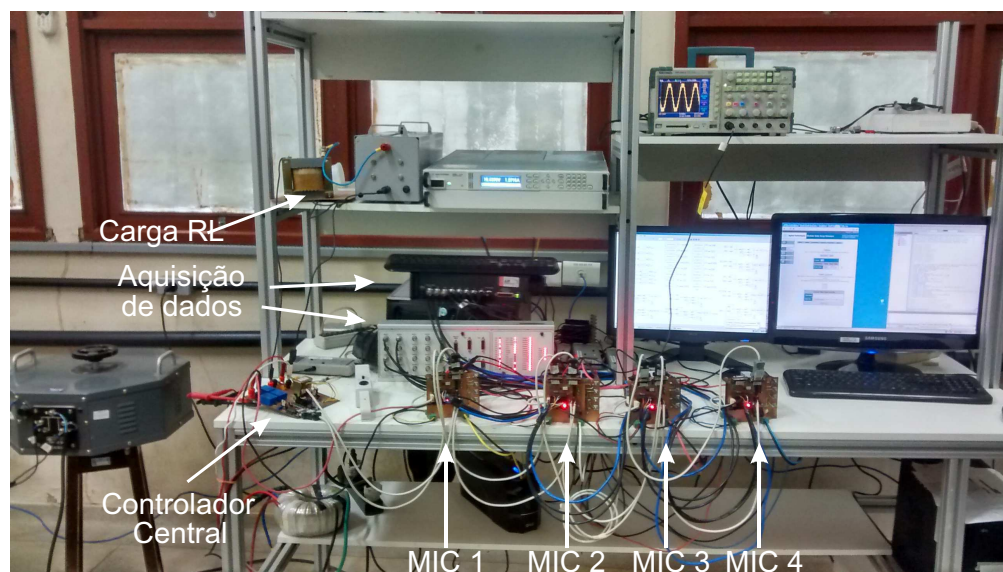


Figura 5.1: Bancada de ensaios com CCMLI de 9 níveis.

Nesta montagem, cada um dos MICs indicados com os n<sup>os</sup> “2”, “3” e “4” do CCMLI estão sendo alimentados por 1 painel fotovoltaico modelo *Kyocera* KC130-TM, instalados na cobertura do prédio do LEIAM/UFCG. O MIC n<sup>o</sup> “1”, por sua vez, é alimentado por um simulador de painel solar modelo E4360A da *Agilent Technologies* configurado com os parâmetros nominais do painel KC130-TM; esta fonte CC especial é capaz de reproduzir com fidelidade o comportamento de um painel real em diversas situações de irradiação luminosa e temperatura, e será essencial em ensaios onde se deseja provocar um sombreamento parcial controlado. Devido ao pequeno número de MICs da montagem, e das tensões relativamente pequenas dos painéis disponíveis, a tensão da rede elétrica foi reduzida para cerca de  $40 V_{RMS}$  por meio de um variômetro monofásico de 7,8 KVA, além de um transformador toroidal de 1000 VA com relação unitária de transformação para realizar isolamento galvânico com a rede e acrescentar proteção a este circuito experimental. Para aquisição dos sinais, foram utilizadas as entradas analógicas e digitais de um controlador de tempo real *dSpace1104*, além de um sistema de aquisição de dados *Wavebook 516E 16bits/1MHz*.

### 5.2.1 Testes iniciais

Os primeiros testes realizados neste inversor foram em malha aberta, para analisar o algoritmo ZCD/PLL, o sincronismo entre os inversores individuais e conseqüentemente a qualidade da tensão multinível produzida. A rede elétrica foi utilizada para a geração do

sinal de referência senoidal compartilhado entre os moduladores SPWM nos MICs, porém a eventual potência proveniente dos painéis fotovoltaicos foi injetada em uma carga RL série, sendo R um resistor variável  $1 \leq R \leq 10 \text{ K}\Omega$  e  $L = 2 \text{ mH}$ . No momento de cada ensaio, foi verificado com o auxílio do traçador de curvas para painéis FV “*Profitest PV*”, fabricado pela empresa *Gossen MetraWatt*, o valor instantâneo da irradiação luminosa e da temperatura nos painéis KC130-TM; tais valores foram utilizados para a geração de tabelas contendo os pontos da curva V x I do painel, no formato exigido pela fonte E4360A.

#### 5.2.1.1 Caso 1 - CCMLI sem carga, $M_i$ variável

A figura 5.2 mostra o comportamento da tensão medida na saída do CCMLI com 9 níveis implementado, para valores de índice de modulação “ $M_i$ ” variando entre 0.2 e 1.7 e aplicados homogeneamente a todos os MICs. Para este ensaio, a irradiação luminosa e a temperatura nos painéis KC130-TM eram aproximadamente  $800 \text{ W/m}^2$  e  $40^\circ\text{C}$ , respectivamente.

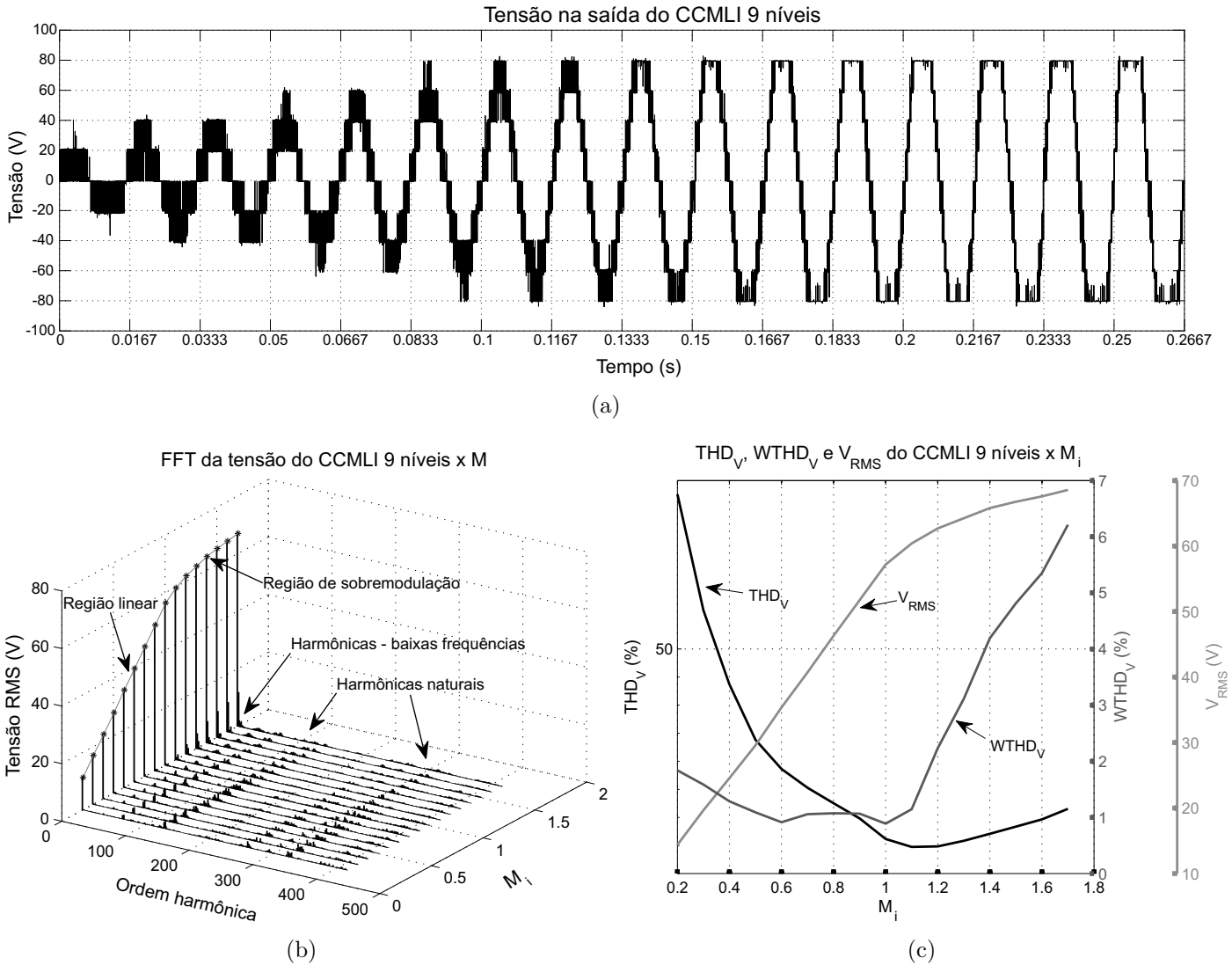


Figura 5.2: (a) Tensão medida na saída do CCMLI de 9 níveis sem carga, (b) espectro harmônico e (c)  $V_{RMS}$ ,  $THD_V$  e  $WTHD_V$ , para índices de modulação  $0.2 \leq M_i \leq 1.7$ ,  $i = 1, \dots, 4$ .

Como não há potência no circuito CA em razão da ausência de carga, não há ondulação nas tensões e correntes dos painéis, e conseqüentemente os resultados mensurados da figura 5.2 são muito semelhantes aos que já haviam sido apresentados na figura 2.9, através do ambiente de simulação desenvolvido para as análises na seção 2.2. Observa-se desta figura que o número de níveis da tensão de saída nem sempre resultará em 9, valor máximo obtido para um CCMLI simétrico com 4 MICs. Para menores valores de  $M_i$ , os períodos em que as chaves de potência de cada MIC ficam ligadas é menor e, uma vez somadas temporalmente suas tensões produzidas, não se sobrepõem a ponto de se combinarem como um novo nível.

Em função de limitações da plataforma experimental, alguns grupos harmônicos próximos à 60<sup>a</sup> e 120<sup>a</sup> harmônica (múltiplas pares da frequência de chaveamento utilizada,  $f_c=2$  KHz) estão presentes no espectro da tensão produzida. As principais causas desta não-idealidade são a baixa resolução e velocidade dos *timers* disponíveis nos microcontroladores utilizados, além de pequenas diferenças nas tensões dos painéis, mesmo quando submetidos às mesmas condições de iluminação.

Pelos resultados da figura 5.2 pode-se também obter informações sobre a qualidade da tensão gerada nesta situação, como a redução da distorção harmônica total da tensão ( $THD_V$ ), alcançando o valor mais baixo para valores de  $M_i$  próximos da unidade. O ( $WTHD_V$ ), que atribui maior peso a harmônicas de menor frequência, tem seu valor rapidamente aumentado na região de sobremodulação, assim como havia sido previsto na discussão da figura 2.9. Também como previsto, o valor eficaz da tensão ( $V_{RMS}$ ), cresce em uma tendência linear para  $M_i \leq 1$ , e de forma não-linear na região onde  $M_i > 1$ .

#### 5.2.1.2 Caso 2 - CCMLI com carga RL variável, $M_i = 1$

Este ensaio, ainda realizado em malha aberta, utiliza índice de modulação unitário em todas as células, e uma carga RL variável é ligada à saída do CCMLI. Com este procedimento, é possível verificar o comportamento das grandezas do painel para diferentes valores de corrente  $I_r$  no circuito CA. A irradiação luminosa e a temperatura nos painéis FV no momento do registro eram aproximadamente  $600 W/m^2$  e  $27$  °C.

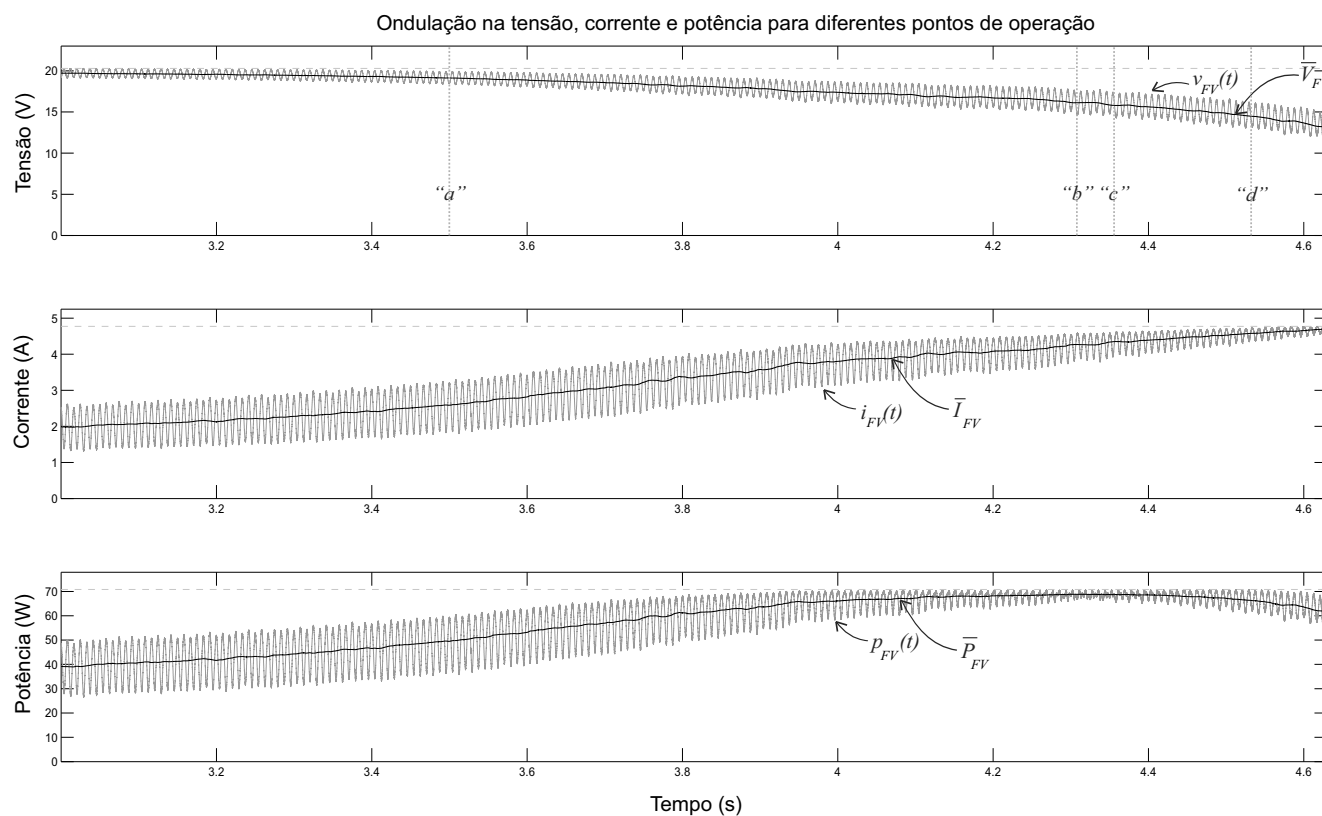


Figura 5.3: Tensão, corrente e potência medidas no painel “2” do CCMLI de 9 níveis sem carga.

De forma similar ao que ocorreu na figura 3.9 da seção 3.2, o crescimento de  $I_r$  modifica o ponto de operação dos painéis, diminuindo o valor de  $\bar{V}_{FV_i}$  e aumentando a ondulação  $\tilde{V}_{FV_i}$ , como se verifica na figura 5.3 que destaca também 4 pontos de interesse para análise subsequente. Na figura 5.4, destaca-se as projeções das oscilações da potência e da corrente sobre as curvas  $V \times P$  e  $V \times I$  do painel “2”, respectivamente, para os 4 valores de  $\bar{V}_{FV_i}$  indicados, além da influência causada à tensão produzida na saída do CCMLI em cada caso.

Nas figuras 5.5(a) e 5.5(b) observa-se a tensão e a corrente na saída do inversor referente a este caso. Para facilitar a visualização, apenas 23 períodos do intervalo adotado na figura 5.3 foram selecionados e agrupados; deste modo, a escala de tempo destas figuras difere da situação original. Como já previsto pela discussão da figura 3.12, o aumento da carga provoca redução da tensão eficaz e aumento significativo do  $THD_V$  e  $WTHD_V$ , o que se confirma pelas figuras 5.5(c) e 5.5(d).

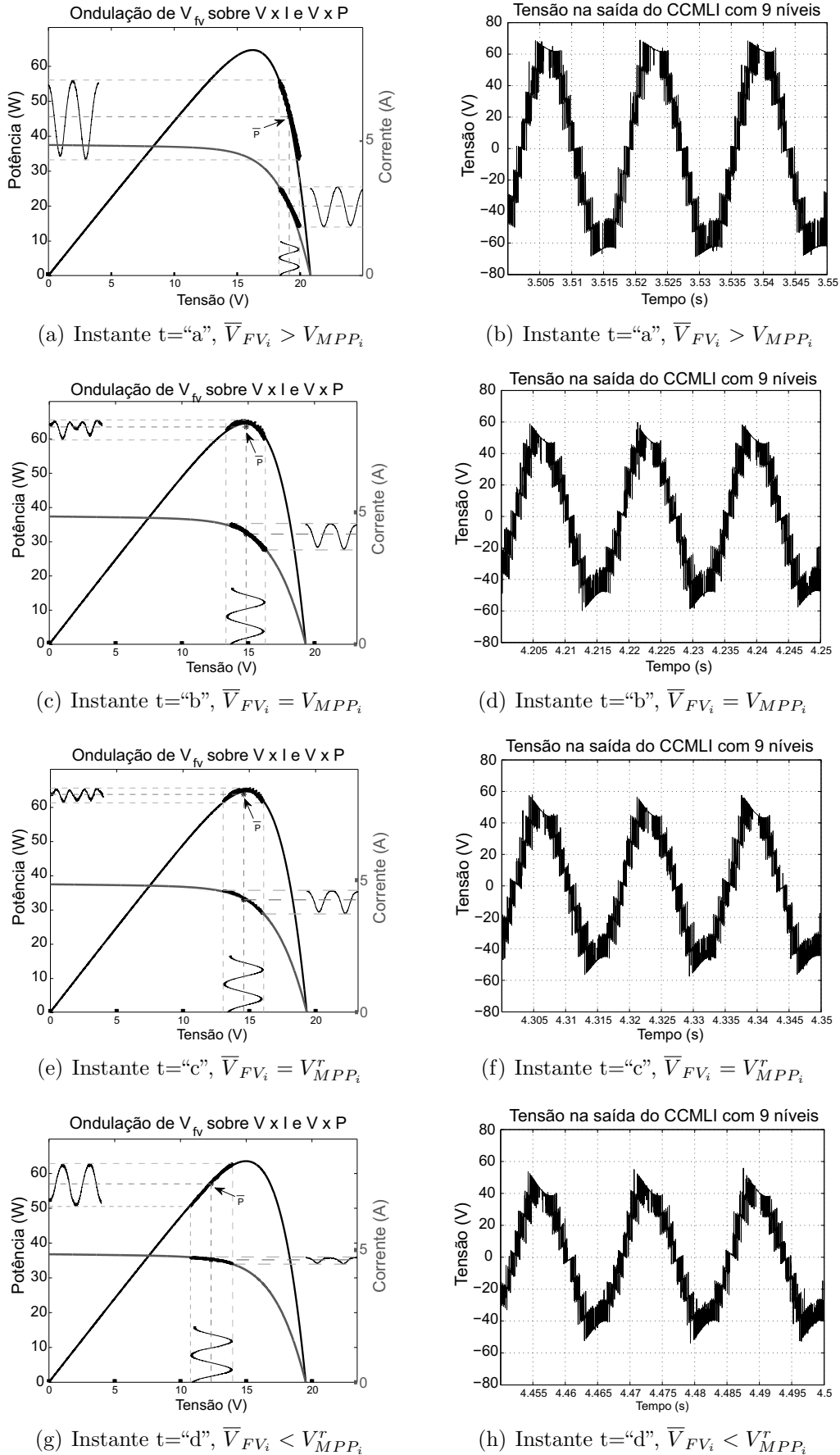
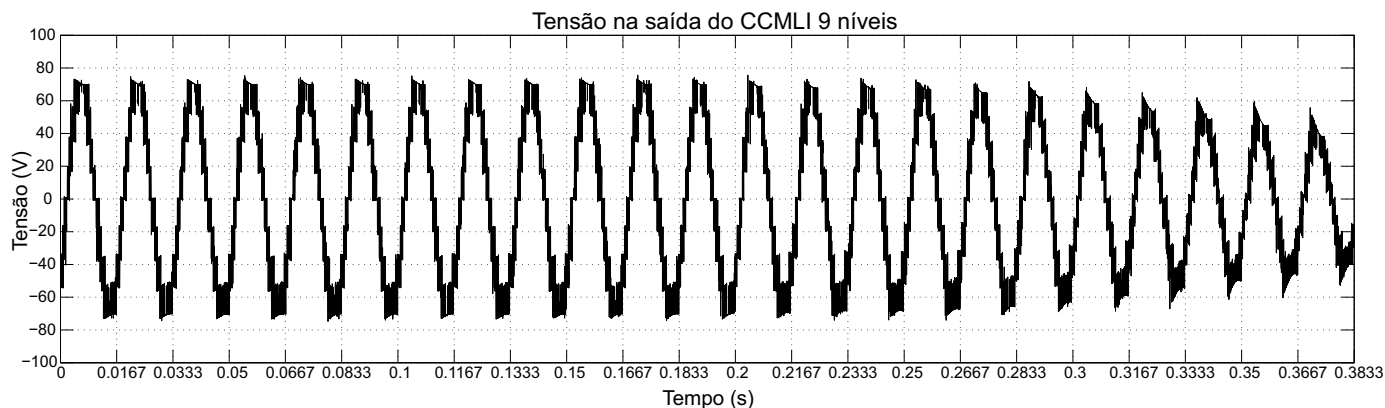
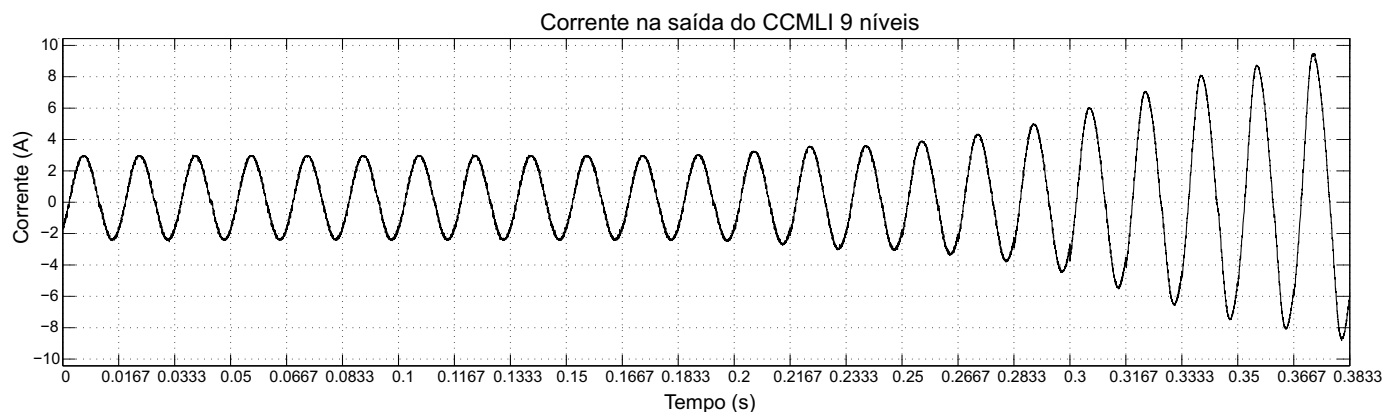


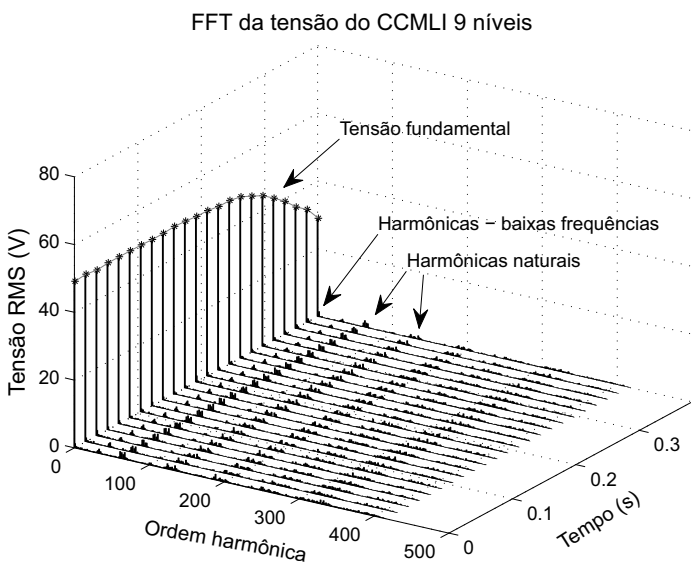
Figura 5.4: Projeção da potência e corrente medidas no painel 2 sobre as curvas  $V \times P$  e  $V \times I$  ( $600 \text{ W/m}^2$ ,  $27 \text{ }^\circ\text{C}$ ) em função da tensão ondulatoria, referente às regiões em destaque da figura 5.3.



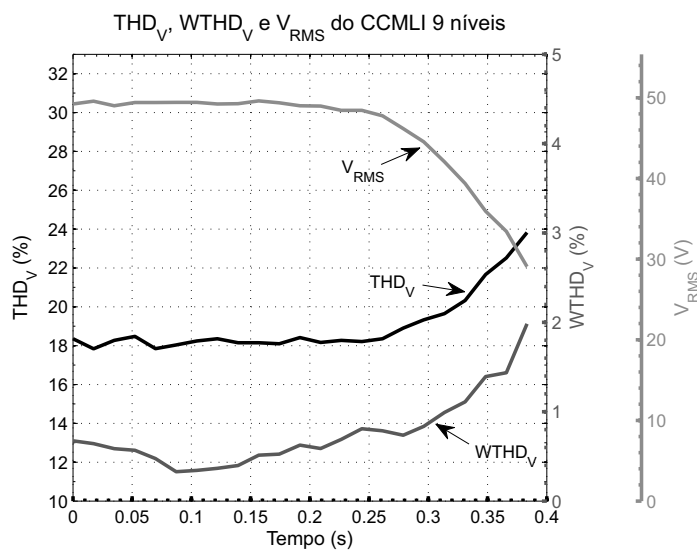
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 5.5: (a) Tensão medida na saída do CCMLI de 9 níveis com carga RL variável,  $M_i = 1$ ,  $i = 1, \dots, 4$ , (b) espectro harmônico e (c)  $V_{RMS}$ ,  $THD_V$  e  $WTHD_V$ .

### 5.2.1.3 Caso 3 - CCMLI sob sombreamento parcial

A seguir, o CCMLI foi submetido a situações similares às analisadas no item 4.2, que utilizava ambiente de simulação. A fonte *Agilent* E4360A, que alimenta 1 dos 4 MICs do CCMLI, permite o armazenamento de diversas tabelas com dados que descrevem as curvas  $V \times I$  do painel KC130-TM, para diferentes condições de iluminação e temperatura. A mudança da tabela ativa, durante o período de funcionamento do inversor, equivale à aplicação de um sombreamento parcial na célula em análise. É possível observar que os coeficientes de participação, na figura 5.6(b), e as potências médias extraídas dos painéis, na figura 5.6(c), se adaptam dinamicamente ao perfil de irradiações aplicado aos MICs (figura 5.6(a)).

Em relação aos resultados mostrados na figura 5.6, é necessário esclarecer que o equipamento utilizado para aquisição de dados não possuía número suficiente de entradas para leitura das tensões e correntes de todos os painéis, limitando algumas leituras a apenas 3 dos 4 MICs do inversor. Além disso, embora a irradiação solar do  $MIC_1$  correspondesse exatamente aos valores apresentados (utilizando a fonte programável), a irradiação aplicada aos painéis 2 a 4 foi assumida aproximadamente  $600 W/m^2$ , baseado na leitura do sensor associado ao medidor *Profitest PV*, da empresa *Gossen MetraWatt*.



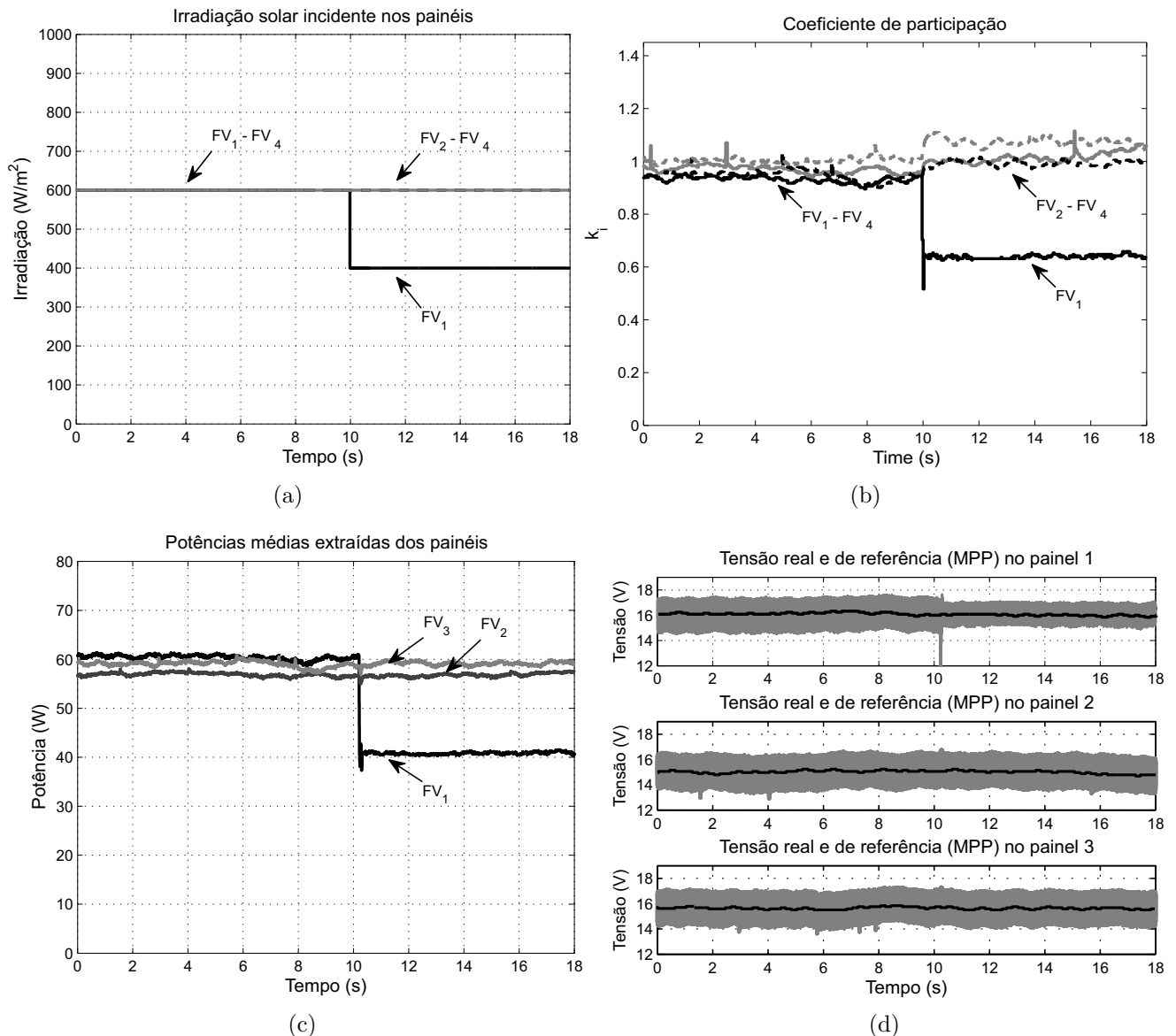


Figura 5.6: (a) Irradiação solar aplicada ao longo do ensaio, (b) coeficiente de participação calculado, (c) potências médias extraídas dos painéis e (d) tensão medida nos painéis e de referência.

Na figura 5.6(b) nota-se que, assim como ocorreu nos resultados obtidos por meio de simulação, os coeficientes de participação dos painéis não-sombreados se modificaram para atender à nova disponibilidade instantânea de potência total. As potências médias dos painéis não-sombreados não sofreram qualquer modificação durante o ensaio, o que se confirma pela tendência da tensão medida do painel em seguir a tensão de referência calculada pelo algoritmo MPPT, na figura 5.6(d). Pequenas diferenças entre os valores das potências entre os painéis 2 e 3 se devem, possivelmente, a diferentes condições de envelhecimento do painel ou assimetria semelhante, tendo sido observado tal fato em outros ensaios não apresentados.

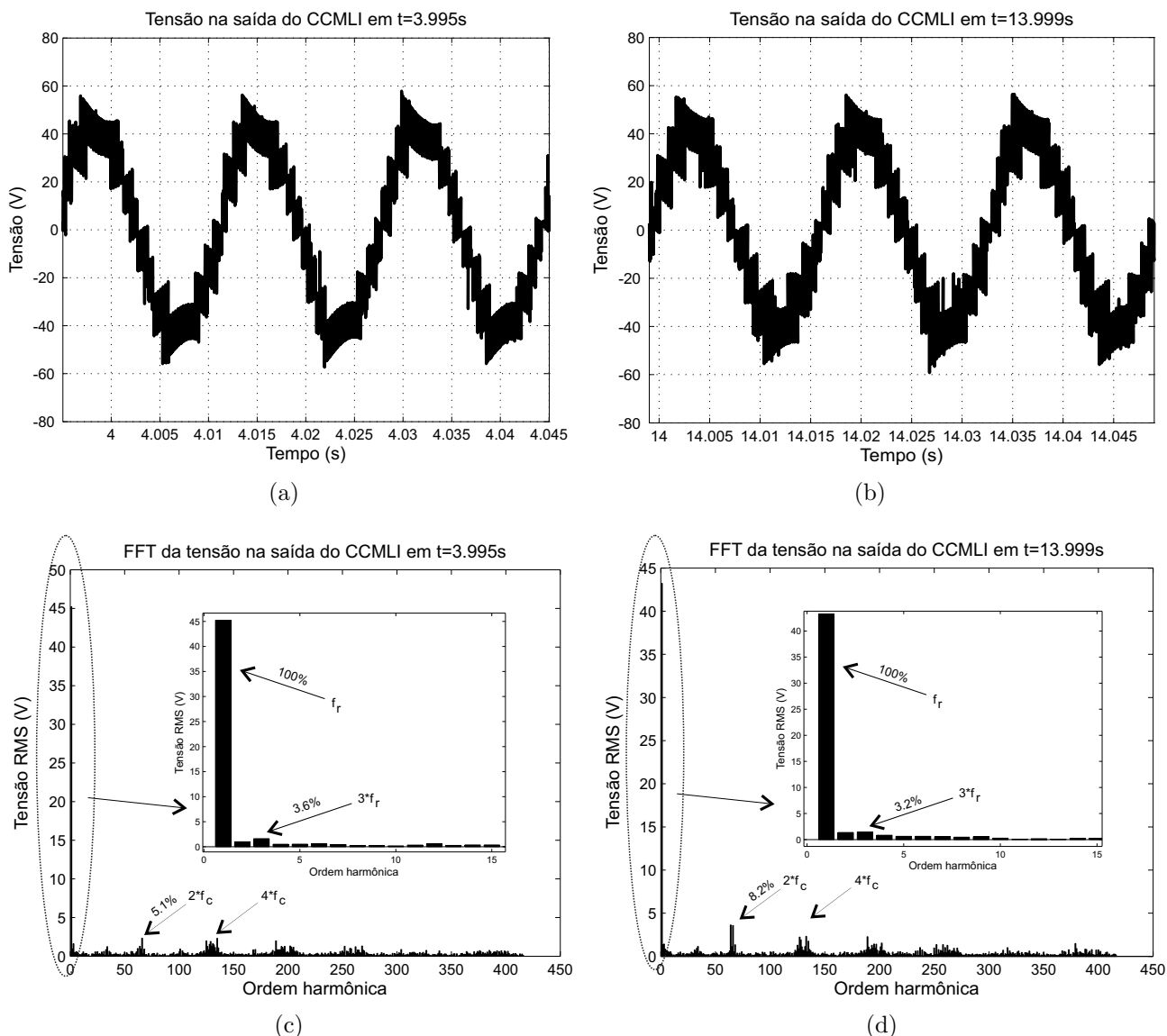


Figura 5.7: Tensão na saída do CCMLI para situação (a) não sombreada e (b) sombreado, espectro harmônico da tensão do CCMLI para situação (c) não sombreada e (d) sombreado.

A figura 5.7(a) apresenta o formato da tensão na saída do CCMLI em um momento antes do sombreado, além de seu espectro harmônico (figura 5.7(c)), para comparação com a tensão e espectro harmônico obtidos após o sombreado em um dos painéis (figuras 5.7(b) e 5.7(d) respectivamente). Na situação sombreada, a maior diferença entre os valores dos coeficientes de participação provoca um aumento na amplitude da componente harmônica situada em  $2 \cdot f_c$ , o que implica em uma tensão com maiores níveis de distorção tal como previsto na seção 2.2.1.2.

### 5.3 Considerações finais

Para a obtenção dos resultados apresentados neste capítulo, foi utilizado um CCMLI de 9 níveis desenvolvido em uma estrutura de processamento de informações descentralizada, que possui como principal vantagem um ganho de modularidade do sistema em relação aos inversores em cascata tradicionais. Neste sistema, os valores dos índices de modulação utilizados nos moduladores PSPWM para controle das chaves foram calculados com a ajuda de um algoritmo MPPT modificado em cada MIC, baseado no rastreamento dos valores das potências médias entregues pelo painel em períodos subsequentes da tensão da rede CA. Os resultados obtidos validam as análises dos capítulos anteriores, realizados em ambientes de simulação utilizando *Matlab/Simulink*, no que diz respeito à qualidade da tensão produzida (mediante os ensaios em malha aberta, seções 5.2.1.1 e 5.2.1.2), e com relação ao comportamento dinâmico de um evento sombreador (ensaio em malha fechada, caso 5.2.1.3).

Devido à utilização de painéis comerciais em 3 dos 4 MICs do CCMLI, não foi possível realizar diferentes combinações de sombreamentos parciais entre estas fontes, de forma similar à situação simulada na figura 4.10. Ainda, em virtude de limitações da plataforma experimental, o CCMLI foi ensaiado sob uma tensão de rede reduzida; contudo, em todos os casos, as respostas foram bastante satisfatórias, indicando que a implementação em maior escala (para adequação à tensão nominal da rede comercial) apontará para a síntese de uma tensão multinível de ainda maior qualidade, mantendo uma resposta dinâmica capaz de se adaptar às diferentes disponibilidades de irradiação luminosa sobre os painéis.

# 6

## Conclusões

Neste trabalho, foi analisado o Inversor Multinível em Cascata simétrico monofásico (CCMLI) visando sua utilização em sistemas fotovoltaicos conectados à rede, em especial naqueles instalados em ambientes sujeitos a sombreamentos parciais entre os painéis. Os sombreamentos, sejam eles de curta ou longa duração, resultam em assimetrias nas potências disponíveis das diferentes fontes CC que compõem o inversor em cascata; assim, faz-se necessário que cada célula do inversor realize uma busca contínua do ponto de operação, de modo a obter máxima transferência da potência de sua fonte FV. Na topologia adotada, os pontos de operação ideais dos painéis são mantidos pela atuação sobre os índices de modulação de cada ponte inversora, eliminando a necessidade de um estágio intermediário no MIC desde que haja um número suficiente de unidades que, postas em série, satisfaça a tensão necessária para conexão à rede (ou outra carga).

Como verificado ao longo das discussões apresentadas nos capítulos 2 e 3, a conexão série das unidades inversoras monofásicas individuais permite a geração de um formato multinível da tensão na saída do inversor, a qual possui valores reduzidos de  $THD_V$  e  $WTHD_V$  em comparação a inversores tradicionais. Uma das limitações relacionadas ao uso de células com inversores monofásicos é a maior influência da potência oscilatória do ramo CA sobre o barramento CC, a qual influencia a qualidade da tensão multinível produzida inserindo componentes de 3ª ordem principalmente (e outras de menor amplitude). Para a faixa de valores de potência na qual o CCMLI analisado é indicado, onde cada MIC é alimentado por um painel comercial de aproximadamente  $200 W_p$ , as baixas tensões de trabalho permi-

tem o uso de capacitores de maior capacidade que mantém volume relativamente reduzido, minimizando a ondulação CC nos barramentos. Outro fator que interfere negativamente na qualidade da tensão é a modificação dos índices de modulação aplicados aos moduladores individuais, o que se faz necessário diante de alterações nas potências disponíveis nas fontes FV; em alguns casos, sob condições de assimetria mais intensa, alguns MICs podem operar na região de sobremodulação para manter a tensão total do CCMLI nos valores necessários para a conexão à rede, provocando o surgimento ou aumento dos valores de componentes harmônicas de baixas frequências.

Além das considerações sobre a qualidade da tensão produzida, foi possível analisar ainda aspectos do comportamento dinâmico do circuito, utilizando as plataformas de simulação e experimental dos capítulos 4 e 5 respectivamente. Os resultados apresentados mostram que o circuito é capaz de se adequar rapidamente a variações súbitas de irradiação luminosa; contudo em situações reais, a variação na potência incidente dependerá de agentes externos que, em geral, possuem dinâmica lenta em comparação à frequência da rede comercial e da taxa de atualização utilizada no algoritmo MPPT (50 ms).

## 6.1 Propostas para trabalhos futuros

Novas contribuições poderão ser acrescentadas em trabalhos futuros, utilizando as plataformas de simulação e experimental anteriormente descritas, tais como:

- construção de um inversor com maior número de MICs, incluindo a opção de organizar as células disponíveis em um arranjo trifásico de maior potência. Nesta configuração, será possível avaliar as consequências de sobreamentos parciais simétricos ou assimétricos entre as fases, bem como técnicas de controle para compensação de desequilíbrios entre tensões e correntes de linha como por exemplo o *neutral shift* (deslocamento de neutro);
- análise deste inversor em uma estrutura de duplo estágio, onde a inclusão de conversores CC/CC de ganho fixo entre o painel e a ponte H de cada MIC permitiria o funcionamento do CCMLI diretamente à rede mesmo com número reduzidos de fontes fotovoltaicas disponíveis. Neste caso, seriam exigidos menores ganhos no estágio

CC/CC se comparado à topologia com MICs paralelos (*Micro Inverters*), e a tensão multinível produzida manteria reduzidos valores de THD e WTHD;

- substituição da rede de sinalização de dados utilizada entre os MICs (RS232), por técnicas sem fio como o *ZigBee*, *bluetooth* ou outra, que possua ou permita o acréscimo de recursos de autonumeração e detecção de conexão/desconexão, aumentando a modularidade do inversor.

# Referências Bibliográficas

- ABINEE (2012). *Propostas para Inserção da Energia Solar Fotovoltaica na Matriz Elétrica Brasileira*. ABINEE - Associação Brasileira da Indústria Elétrica e Eletrônica.
- Albuquerque, F. L., Moraes, A. J., Guimarães, G. C., Sanhueza, S. M., and Vaz, A. R. (2010). Photovoltaic solar system connected to the electric power grid operating as active power generator and reactive power compensator. In *Solar Energy*, volume 84, pages 1310–1317.
- Alonso, O., Sanchis, P., Gubia, E., and Marroyo, L. (2003). Cascaded H-bridge multilevel converter for grid connected photovoltaic generators with independent maximum power point tracking of each solar array. In *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*, volume 2, pages 731 – 735 vol.2.
- ANEEL (2012). Resolução normativa nº 482, de 17 de abril de 2012. <http://www.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf>. Visualizado em 14/08/2014.
- ANEEL (2014). BIG - Banco de Informações de Geração. <http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/GeracaoTipoFase.asp?tipo=12&fase=3>. Visualizado em 02/08/2014.
- Angulo, M., Lezana, P., Kouro, S., Rodriguez, J., and Wu, B. (2007). Level-shifted PWM for cascaded multilevel inverters with even power distribution. In *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*, pages 2373 –2378.
- Arulmurugan, R. and Suthanthiravanitha, N. (2014). Improved Fractional Order VSS Inc-Cond MPPT Algorithm for Photovoltaic Scheme. *International Journal of Photoenergy*.
- Baker, R. H. and Bannister, L. H. (1975). Electric power converter. US Patent 3,867,643.
- Barchowsky, A., Parvin, J., Reed, G., Korytowski, M., and Grainger, B. (2012). A comparative study of MPPT methods for distributed photovoltaic generation. In *Innovative Smart Grid Technologies (ISGT), 2012 IEEE PES*, pages 1–7.

- Barreto, L. H. S. C., Henn, G. A. L., Praca, P. P., Silva, R. N. A. L., Oliveira, D. S., and da Silva, E. R. C. (2012). Carrier-based PWM modulation for THD and losses reduction on multilevel inverters. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*, pages 2436–2441.
- Ben-Yaakov, S., Blumenfeld, A., Cervera, A., and Evzelman, M. (2012). Design and evaluation of a modular resonant switched capacitors equalizer for PV panels. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, pages 4129–4136.
- Bifaretti, S., Iacovone, V., Cina, L., and Buffone, E. (2012). Global MPPT method for partially shaded photovoltaic modules. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, pages 4768–4775.
- Boonmee, C. and Kumsuwan, Y. (2013). Control of single-phase cascaded H-bridge multilevel inverter with modified MPPT for grid-connected photovoltaic systems. In *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, pages 566–571.
- Bouaziz, O., Jaafar, I., and Ben Ammar, F. (2013). Asymmetrical cascaded multilevel converter applied in photovoltaic systems. In *Electrical Engineering and Software Applications (ICEESA), 2013 International Conference on*, pages 1–6.
- Bowes, S. (1975). New sinusoidal pulsewidth-modulated inverter. In *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, volume 122, pages 1279–1285.
- Bárcenas, E. B. (2002). Análisis y desarrollo de un inversor multinivel. Tesis maestro en ciencias en ingeniería electrónica, Centro Nacional de investigación y Desarrollo Tecnológico CINEDET, Morelos, México.
- Candido, D. B. (2010). Desenvolvimento de sistemas estáticos distribuídos - “multi-string”, para aplicação em sistemas fotovoltaicos autônomos. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria - RS, Brasil.
- Carbone, R. and Tomaselli, A. (2011). Recent advances on ac PV-modules for grid-connected photovoltaic plants. In *Clean Electrical Power (ICCEP), 2011 International Conference on*, pages 124–129.
- Casadei, D., Grandi, G., and Rossi, C. (2006). Single-phase single-stage photovoltaic generation system based on a ripple correlation control maximum power point tracking. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 21(2):562–568.



- Celanovic, N. and Borojevic, D. (1999). A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual*, volume 1, pages 535 –541 vol.1.
- Celtins/RedeEnergia (2012). Ntd 18 - Acesso de geração distribuída ao sistema de distribuição da Celtins. <http://www.celtins.com.br/informacoes-uteis/normas-tecnicas>. Visualizado em 21/08/2014.
- Chang, A., Cooley, J., and Leeb, S. (2012). A systems approach to photovoltaic energy extraction. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*, pages 59 –70.
- Chaudhuri, T. (2008). *Cross Connected Multilevel Voltage Source Inverter Topologies for Medium Voltage Applications*. Tese de doutorado, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Lausanne, França.
- Chen, C.-W., Chen, K.-H., and Chen, Y.-M. (2012). Modeling and controller design for a four-switch buck-boost converter in distributed maximum power point tracking PV system applications. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, pages 1663 –1668.
- Chinnaiyan, V., Jerome, J., Karpagam, J., and Suresh, T. (2007). Control techniques for multilevel voltage source inverters. In *Power Engineering Conference, 2007. IPEC 2007. International*, pages 1023 –1028.
- Coelho, R., Concer, F., and Martins, D. (2009). A proposed photovoltaic module and array mathematical modeling destined to simulation. In *Industrial Electronics, 2009. ISIE 2009. IEEE International Symposium on*, pages 1624 –1629.
- Colak, I., Kabalci, E., and Bayindir, R. (2011). Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes. *Energy Conversion and Management*, 52(2):1114 – 1128.
- Cooley, J. and Leeb, S. (2011). Per panel photovoltaic energy extraction with multilevel output dc-dc switched capacitor converters. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*, pages 419 –428.
- Cotfas, D., Cotfas, P., Ursutiu, D., and Samoila, C. (2012). The methods to determine the series resistance and the ideality factor of diode for solar cells-review. In *Optimization of*

- Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, 2012 13th International Conference on, pages 966–972.
- De Haan, S. W. H., Oldenkamp, H., and Wildenbeest, E. J. (1994). Test results of a 130 W AC module; a modular solar AC power station. In *Photovoltaic Energy Conversion, 1994., Conference Record of the Twenty Fourth. IEEE Photovoltaic Specialists Conference - 1994, 1994 IEEE First World Conference on*, volume 1, pages 925–928 vol.1.
- De Souza, L. F. W. and Watanabe, E. (2009). Eliminating Gibbs phenomenon from switching functions for power electronics circuit analysis. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 24(2):970–971.
- DenHerder, T. (2006). *Design and simulation of photovoltaic super system using Simulink*. California Polytechnic State University.
- Dhople, S. V., Bell, R., Ehlmann, J., Davoudi, A., Chapman, P. L., and Dominguez-Garcia, A. D. (2012). A global maximum power point tracking method for PV module integrated converters. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, pages 4762–4767.
- Diong, B., Dofflemyer, L., Xiao, B., Tolbert, L. M., and Filho, F. (2012). Hybrid single-phase multilevel inverters as renewable energy interfaces considering THD, modularity and capacitor recharging. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, pages 1540–1547.
- Energisa (2012). Critérios para a conexão de acessantes de geração distribuída ao sistema de distribuição da energisa - conexão em baixa tensão. <http://www.energisa.com.br/Documents/ndu/ndu013.pdf>. Visualizado em 21/08/2014.
- Esfandiari, E., Bin Mariun, N., Marhaban, M., and Zakaria, A. (2009). Fundamental of an efficient and reliable staircase multilevel inverter for photovoltaic application. In *Sustainable Alternative Energy (SAE), 2009 IEEE PES/IAS Conference on*, pages 1–8.
- Filho, F., Cao, Y., and Tolbert, L. (2010). 11-level cascaded H-bridge grid-tied inverter interface with solar panels. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, pages 968–972.
- Fraas, L., Avery, J., Minkin, L., Huang, H.-X., and Uppal, P. (2011). Portable concentrated sunlight power supply using 40% efficient solar cells. *Photovoltaics, IEEE Journal of*,

- 1(2):236–241.
- Franquelo, L., Rodríguez, J., Leon, J., Kouro, S., Portillo, R., and Prats, M. (2008). The age of multilevel converters arrives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*.
- Guedes, G.; Cunha, M. S. T. (2014). Estudo dos critérios necessários para conexão dos sistemas fotovoltaicos conectados à rede e proposta dos critérios necessários para conexão dos SFVCR com *backup* de energia. Trabalho de conclusão de curso, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba-PR, Brasil.
- Guojie, L., Ruan, S., and Choi, S. (2009). A photovoltaic damping system for suppressing power system oscillation. In *Control and Automation, 2009. ICCA 2009. IEEE International Conference on*, pages 1681 –1686.
- Hammond, P. (2002). In *Enhancing the reliability of modular medium-voltage drives*, volume 49, pages 948 – 954.
- Hava, A., Kerkman, R., and Lipo, T. (1998). Carrier-based PWM-vsi overmodulation strategies: analysis, comparison, and design. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 13(4):674–689.
- He, J., Li, Y. W., Bosnjak, D., and Harris, B. (2012). Investigation and resonances damping of multiple PV inverters. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*, pages 246–253.
- Holmes, D. and Lipo, T. (2003). *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. IEEE Press Series on Power Engineering. John Wiley & Sons.
- Honsberg, C. and Bowden, S. (2006). Measuring ideality factor. <http://pveducation.org/pvcdrom/characterisation/measurement-of-ideality-factor>. Visualizado em 20/09/2013.
- Hosseini, S. H., Khoshkbar Sadigh, A., and Sabahi, M. (2010). New configuration of stacked multicell converter with reduced number of DC voltage sources. In *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), 5th IET International Conference on*, pages 1 –6.
- Hosseini Aghdam, M., Fathi, S., and Gharehpetian, G. (2008). Analysis of multi-carrier PWM methods for asymmetric multilevel inverter. In *Industrial Electronics and Applications, 2008. ICIEA 2008. 3rd IEEE Conference on*, pages 2057–2062.

- Huang, S.-J. and Pai, F.-S. (2001). Design and operation of grid-connected photovoltaic system with power-factor control and active islanding detection. In *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, volume 148, pages 243 –250.
- Imran, S. M. S., Mazumder, R. K., and Aditya, S. K. (2006). Designing imbricated cells multilevel inverter using naturally sampled sine-triangle PWM. In *Electrical and Computer Engineering, 2006. ICECE '06. International Conference on*, pages 481–484.
- Jannuzzi, G. M., Varella, F. K. O. M., and Gomes, R. D. M. (2009). Sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica no brasil: Panorama da atual legislação. In *Relatório apresentado à ProCobre.*, Campinas-SP.
- Jayawant, S. and Sun, J. (2006). Double-integral Fourier analysis of interleaved pulse width modulation. In *Computers in Power Electronics, 2006. COMPEL '06. IEEE Workshops on*, pages 34 –39.
- Jimenez, H., Calleja, H., and Cardenas, V. (2002). Grid-connected PV system with power-factor correction capability. In *Power Electronics Congress, 2002. Technical Proceedings. CIEP 2002. VIII IEEE International*, pages 247 – 252.
- Karanjkar, D., Chatterji, S., Shimi, S., and Kumar, A. (2014). Real time simulation and analysis of maximum power point tracking (MPPT) techniques for solar photo-voltaic system. In *Engineering and Computational Sciences (RAECS), 2014 Recent Advances in*, pages 1–6.
- Khalifa, A. and El-Saadany, E. (2010). Control of three phase grid connected photovoltaic power systems. In *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2010 14th International Conference on*, pages 1 –7.
- Kjaer, S., Pedersen, J., and Blaabjerg, F. (2005). A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 41(5):1292–1306.
- Kouro, S., Fuentes, C., Perez, M., and Rodriguez, J. (2012). Single DC-link cascaded H-bridge multilevel multistring photovoltaic energy conversion system with inherent balanced operation. In *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pages 4998–5005.
- Kouro, S., Malinowski, M., Gopakumar, K., Pou, J., Franquelo, L., Wu, B., Rodriguez, J.,

- Perez, M., and Leon, J. (2010). Recent advances and industrial applications of multilevel converters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 57(8):2553–2580.
- Kouro, S., Wu, B., Moya, A., Villanueva, E., Correa, P., and Rodriguez, J. (2009). Control of a cascaded H-bridge multilevel converter for grid connection of photovoltaic systems. In *Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE*, pages 3976–3982.
- Laakkonen, T., Naumanen, V., Luukko, J., and Ahola, J. (2009). Universal control scheme for power electronics building-block-based cascaded multilevel inverters. In *Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE*, pages 931–936.
- Lee, J., Min, B., Kim, T., Cha, H., Yoo, D., and Yoo, J. (2011). High efficiency grid-connected multi string PV pcs using H-bridge multilevel topology. In *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*, pages 2557–2560.
- Lega, A. (2007). *Multilevel Converters: Dual Two-Level Inverter Scheme*. Tesi di Dottorato, Università di Bologna, Bologna, Italia.
- Loh, P. C., Holmes, D., and Lipo, T. (2005). Implementation and control of distributed PWM cascaded multilevel inverters with minimal harmonic distortion and common-mode voltage. In *Power Electronics, IEEE Transactions on*, volume 20, pages 90–99.
- Mahendran, K. (2011). Advanced cascaded multilevel inverter for PV cell renewable energy system employing incremental conductance MPPT algorithm. In *Recent Advancements in Electrical, Electronics and Control Engineering (ICONRAEeCE), 2011 International Conference on*, pages 367–370.
- Malinowski, M., Gopakumar, K., Rodriguez, J., and Perez, M. (2010). A survey on cascaded multilevel inverters. In *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, volume 57, pages 2197–2206.
- Manjrekar, M. and Lipo, T. (1998). A generalized structure of multilevel power converter. In *Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1998. Proceedings. 1998 International Conference on*, volume 1, pages 62–67 Vol.1.
- Martins, F. R., Pereira, E. B., Abreu, S. L. d., and Colle, S. (2009). Brazilian atlas for solar energy resource: Swera results. In Goswami, D. and Zhao, Y., editors, *Proceedings of ISES World Congress 2007*, pages 2651–2655. Springer Berlin Heidelberg.

- Matos, F. B. (2006). Modelamento computacional de células fotovoltaicas baseado nas propriedades físicas dos materiais. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia-MG, Brasil.
- McGrath, B. and Holmes, D. (2002). Sinusoidal PWM of multilevel inverters in the overmodulation region. In *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, volume 2, pages 485 – 490 vol.2.
- Meynard, T. and Foch, H. (1992). Multilevel conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. In *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE*, pages 397 –403 vol.1.
- Midya, P., Krein, P., Turnbull, R., Reppa, R., and Kimball, J. (1996). Dynamic maximum power point tracker for photovoltaic applications. In *Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record., 27th Annual IEEE*, volume 2, pages 1710–1716 vol.2.
- Myrzik, J. M. A. and Calais, M. (2003). String and module integrated inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems - a review. In *Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna*, volume 2, pages 8 pp. Vol.2–.
- Nabae, A., Takahashi, I., and Akagi, H. (1981). A new neutral-point-clamped PWM inverter. In *Industry Applications, IEEE Transactions on*, volume IA-17, pages 518 –523.
- Negroni, J., Biel, D., Guinjoan, F., and Meza, C. (2010). Energy-balance and sliding mode control strategies of a cascade H-bridge multilevel converter for grid-connected PV systems. In *Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on*, pages 1155–1160.
- Noh, Y.-s., Kim, M.-n., Kim, J.-g., Won, C.-Y., and Jung, Y.-C. (2013). Analysis and design of decoupling capacitor for single phase flyback-inverter with active power decoupling circuit. In *Industrial Electronics (ISIE), 2013 IEEE International Symposium on*, pages 1–6.
- O’Callaghan, L., McKeever, M., and Norton, B. (2012). A simulation analysis of photovoltaic AC module integrated converters in parallel, under controlled edge shading conditions. In *Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 2012 11th International Conference on*, pages 699 –705.
- Oliveira, M. and Correa, M. (2012). Analysis of grid-tied single phase multilevel inverters

- powered by photovoltaic panels under partial shading conditions. In *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2012 3rd IEEE International Symposium on*, pages 483–486.
- Oliveira, M. A., Correa, M. B., and Vitorino, M. A. (2013). Improved control for grid-tie single-phase multilevel inverter under partial shading. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE*, pages 2961–2966.
- Ostojic, D. (2010). *A multilevel converter structure for grid-connected PV plants*. Tesi di Dottorato, Università di Bologna, Bologna, Italia.
- Ozdemir, E., Ozdemir, S., Tolbert, L., and Ozpineci, B. (2008). Fundamental frequency modulated multilevel inverter for three-phase stand-alone photovoltaic application. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, pages 148–153.
- Panagis, P., Stergiopoulos, F., Marabeas, P., and Manias, S. (2008). Comparison of state of the art multilevel inverters. In *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, pages 4296–4301.
- Park, Y.-M., Yoo, H.-S., Lee, H.-W., Jung, M.-G., Lee, S.-H., Lee, C.-D., Lee, S.-B., and Yoo, J.-Y. (2006). A simple and reliable PWM synchronization phase-shift method for cascaded H-bridge multilevel inverters based on a standard serial communication protocol. In *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*, volume 2, pages 988–994.
- Parmar, D. and Yao, L. (2011). Impact of unbalanced penetration of single phase grid connected photovoltaic generators on distribution network. In *Universities' Power Engineering Conference (UPEC), Proceedings of 2011 46th International*, pages 1–8.
- Pilawa, R. C. and Perreault, D. J. (2012). Sub-module integrated distributed maximum power point tracking for solar photovoltaic applications. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, pages 4776–4783.
- Pimentel, S. P. (2011). *Sistema Monofásico de Geração Distribuída baseado em Inversor Multinível*. Tese de Doutorado, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP, Brasil.

- Prieb, C. W. M. (2002). Desenvolvimento de um sistema de ensaio de módulos fotovoltaicos. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre-RS, Brasil.
- Rafal, K., Bobrowska-Rafal, M., Piasecki, S., and Jasinski, M. (2011). Coordinated control of grid-connected three-level npc converter under distorted grid voltage. In *Industrial Electronics (ISIE), 2011 IEEE International Symposium on*, pages 1011–1016.
- Rezaei, M., Farhangi, S., and Iman-Eini, H. (2011). Enhancing the reliability of single-phase CHB-based grid-connected photovoltaic energy systems. In *Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), 2011 2nd*, pages 117 –122.
- Ribeiro, R., Barbosa, O., Lima, A., Jacobina, C., da Silva, E., and Braga, E. (2004). A multifunction power quality utility for connecting cogeneration systems to the power mains. In *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE*, volume 3, pages 1469 – 1474 vol.3.
- Rodriguez, J., Lai, J.-S., and Peng, F. Z. (2002). Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. volume 49, pages 724 – 738.
- Salam, Z. and Ramli, M. Z. (2012). A simple circuit to improve the power yield of PV array during partial shading. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, pages 1622 –1626.
- Schimpf, F. and Norum, L. (2010). Effective use of film capacitors in single-phase PV-inverters by active power decoupling. In *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pages 2784 –2789.
- Secretariat, R. (2014). Renewables 2014 global status report. [http://www.ren21.net/Portals/0/documents/Resources/GSR/2014/GSR2014\\_full%20report\\_low%20res.pdf](http://www.ren21.net/Portals/0/documents/Resources/GSR/2014/GSR2014_full%20report_low%20res.pdf). Visualizado em 02/08/2014.
- Serban, I. and Marinescu, C. (2010). Active power decoupling circuit for a single-phase battery energy storage system dedicated to autonomous microgrids. In *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*, pages 2717–2722.
- Shimizu, T., Fujioka, Y., and Kimura, G. (1997). DC ripple current reduction method on a single phase PWM voltage source converter. In *Power Conversion Conference - Nagaoka 1997., Proceedings of the*, volume 1, pages 237–240 vol.1.



- Shimizu, T., Hashimoto, O., and Kimura, G. (2003). A novel high-performance utility-interactive photovoltaic inverter system. In *Power Electronics, IEEE Transactions on*, volume 18, pages 704 – 711.
- Shimizu, T. and Suzuki, S. (2011). Control of a high-efficiency PV inverter with power decoupling function. In *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*, pages 1533 –1539.
- SolarEdge (2014). Solaredge power optimizer module add-on. <http://www.solaredge.com/files/pdfs/products/power-optimizers/se-power-optimizer-ao-datasheet.pdf>. Visualizado em 13/08/2014.
- soon Kwon, C., kyun Choi, W., Hong, U.-T., Hyun, S.-H., and soon Kang, F. (2010). Cascaded H-bridge multilevel inverter using trinary DC sources. In *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2010 International Conference on*, pages 52–55.
- Stala, R., Koska, K., and Stawiarski, L. (2011). Realization of modified ripple-based MPPT in a single-phase single-stage grid-connected photovoltaic system. In *Industrial Electronics (ISIE), 2011 IEEE International Symposium on*, pages 1106–1111.
- Timbus, A., Teodorescu, R., Blaabjerg, F., and Borup, U. (2006). Online grid impedance measurement suitable for multiple PV inverters running in parallel. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE*, pages 5 pp.–.
- Tsai, H. L., Tu, C. S., and Su, Y. J. (2008). Development of generalized photovoltaic model using *matlab/simulink*. In *Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science 2008 - WCECS 2008*.
- Tsao, P., Sarhan, S., and Jorio, I. (2009). Distributed max power point tracking for photovoltaic arrays. In *Photovoltaic Specialists Conference (PVSC), 2009 34th IEEE*, pages 002293 –002298.
- Tsukamoto, O., Okayasu, T., and Yamagishi, K. (2001). Study on islanding of dispersed photovoltaic power systems connected to a utility power grid. In *Solar Energy n° 6*, volume 70, pages 505–511.
- Venkatesan, M., Rajeswari, R., and Keerthivasan, K. (2012). A survey of single phase grid connected photovoltaic system. In *Emerging Trends in Science, Engineering and Tech-*

- nology (*INCOSET*), *2012 International Conference on*, pages 404–408.
- Viawan, F., Vuinovich, F., and Sannino, A. (2006). Probabilistic approach to the design of photovoltaic distributed generation in low voltage feeder. In *Probabilistic Methods Applied to Power Systems, 2006. PMAAPS 2006. International Conference on*, pages 1–7.
- Villalva, M., Gazoli, J., and Filho, E. (2009). Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 24(5):1198–1208.
- Villanueva, E., Correa, P., Rodriguez, J., and Pacas, M. (2009). Control of a single-phase cascaded H-bridge multilevel inverter for grid-connected photovoltaic systems. In *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, volume 56, pages 4399–4406.
- Vitorino, M. and Correa, M. (2011). Compensation of dc link oscillation in single-phase vsi and csi converters for photovoltaic grid connection. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, pages 2007–2014.
- Walker, G. R. (1999). *Modulation and Control of Multilevel Converters*. Doctorate thesis, The University of Queensland, Queensland, Australia.
- Xiao, B., Shen, K., Mei, J., Filho, F., and Tolbert, L. M. (2012). Control of cascaded H-bridge multilevel inverter with individual MPPT for grid-connected photovoltaic generators. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, pages 3715–3721.
- Yuan, X. and Zhang, Y. (2006). Status and opportunities of photovoltaic inverters in grid-tied and micro-grid systems. In *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International*, volume 1, pages 1–4.
- Zhangbo, Y., Qifen, L., Qunzhi, Z., and Weiguo, P. (2009). The cooling technology of solar cells under concentrated system. In *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International*, pages 2193–2197.
- Zhou, H., Zhao, J., and Han, Y. (2012). PV balancers: Concept, architectures, and realization. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, pages 3749–3755.
- Zhu, H., Ding, M., and Li, Y. (2011). Gibbs phenomenon for fractional Fourier series. *Signal Processing, IET*, 5(8):728–738.

- Zilles, R. (2012). Workshop “inovação para o fortalecimento do setor de energia solar fotovoltaica no brasil”. Laboratório de Sistemas Fotovoltaicos, Instituto de Eletrotécnica e energia. Universidade de São Paulo.
- Zue, A. and Chandra, A. (2006). Grid connected photovoltaic interface with VAR compensation and active filtering functions. In *Power Electronics, Drives and Energy Systems, 2006. PEDES '06. International Conference on*, pages 1–6.
- Zygmanowski, M., Grzesik, B., and Michalak, J. (2011). Power conditioning system with cascaded H-bridge multilevel converter - DC-link voltage balancing method. In *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, pages 1–10.

# A

## Modelo do painel fotovoltaico

O estudo sobre a conversão da energia luminosa diretamente em corrente elétrica não é recente, sendo um dos seus marcos o ano de 1839 quando Edmundo Becquerel verificou que alguns materiais metálicos geravam pequenas correntes quando expostos à luz. Posteriormente, em 1894, Charles Fritts utilizou placas de Selênio com camadas de ouro muito finas para obter a primeira “célula fotovoltaica” semicondutora, que é a unidade básica da maioria dos painéis fotovoltaicos atuais. A eficiência desta conversão pioneira, contudo, era inferior a 1% (Matos, 2006). Com a evolução da pesquisa sobre os materiais, nos dias atuais é possível encontrar facilmente no mercado painéis construídos a partir de células fotovoltaicas com custo relativamente baixo e elevada vida útil esperada (acima de 20 anos), porém com eficiência na conversão em torno de apenas 15%. Células solares de múltiplas junções também vem sendo testadas em painéis contendo lentes concentradoras de luz e alguns fabricantes oferecem soluções com eficiência de aproximadamente 40% (Fraas et al., 2011), apesar da dificuldade adicional de resfriamento da célula quando exposta ao calor intenso decorrente da concentração do feixe luminoso (Zhangbo et al., 2009).

Para o estudo desenvolvido em ambientes de simulação no capítulo 3, relativo ao aproveitamento da energia convertida por um conjunto de painéis fotovoltaicos, foi implementado um modelo matemático capaz de reproduzir o comportamento que seria encontrado em painéis reais, mesmo quando submetidos a diferentes condições operacionais. Entre tais condições, as mais relevantes são as variações de temperatura percebida pelos painéis e as mudanças nos perfis de irradiação solar recebida, provocadas por sombreamentos parciais de curta ou

longa duração.

Uma junção  $p-n$  constitui a base da célula fotovoltaica, e possui comportamento especial. Devido aos níveis de dopagem aplicados aos elementos semicondutores, a incidência da luz possibilita o surgimento de um fluxo de elétrons quando da existência de um circuito fechado, fenômeno denominado “efeito fotovoltaico”. Assim, é compreensível que seu modelo elétrico equivalente contenha o comportamento de uma fonte de corrente e de um diodo representando os mecanismos de difusão dos elétrons tal como na figura A.1(a), sendo esta uma aproximação preliminar razoável utilizada pela literatura (Prieb, 2002). Um segundo modelo (figura A.1(b)) inclui uma resistência em série  $R_s$ , associada às perdas nos contatos do material semiconductor com o ponto de fornecimento da energia produzida à carga, sendo utilizado com resultados mais satisfatórios (DenHerder, 2006). Opção mais comum é o modelo da figura A.1(c) ((Coelho et al., 2009),(Khalifa and El-Saadany, 2010)), que inclui uma resistência fictícia associada a perdas por correntes parasitas, em paralelo com a fonte de corrente ideal. Modelos ainda mais complexos podem ser encontrados por exemplo em Matos (Matos, 2006), que explora um maior número de parâmetros para a célula FV a partir de aspectos químicos e mecânicos do material semiconductor.

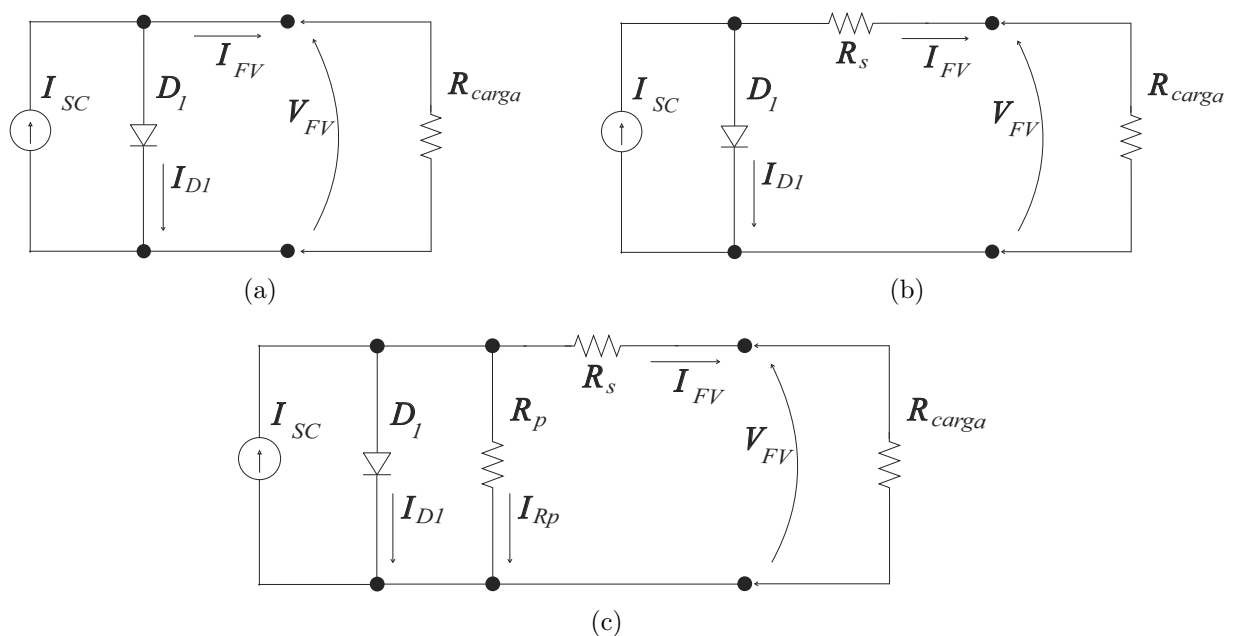


Figura A.1: Modelos aproximados da célula fotovoltaica.

no qual:

$I_{SC}$ : máxima corrente gerada na célula, também chamada corrente em curto-circuito (A);

$I_{D1}$ : corrente associada aos ramos do diodo fictício  $D_1$  (A);

$R_s$  : resistência total série associada aos contatos elétricos da célula ( $\Omega$ );

$R_p$  : resistência paralelo associada a perdas ôhmicas da célula ( $\Omega$ );

$V_{FV}$  : tensão nos terminais da célula (V).

Para o equacionamento matemático do circuito descrito serão considerados os efeitos da temperatura, da intensidade da insolação recebida, e fatores associados ao material utilizado na fabricação da célula. Partindo-se do modelo da figura A.1(c), encontra-se a expressão inicial para  $I_{FV}$ :

$$I_{FV} = I_{SC} - I_{D1} - I_{Rp} \quad (\text{A.1})$$

no qual  $I_{FV}$  é a corrente fornecida pela célula,  $I_{Rp}$  é a corrente no ramo do resistor  $R_p$  dada por

$$I_{Rp} = \frac{(V_{FV} + R_s I_{FV})}{R_p} \quad (\text{A.2})$$

e  $I_{D1}$  é a corrente no diodo  $D_1$ , cujo valor pode ser obtido pela equação de Shockley para o diodo:

$$I_{D1} = I_{01} \left( e^{\left( \frac{(V_{FV} + R_s I_{FV}) q}{m k T_K} \right)} \right) \quad (\text{A.3})$$

na qual:

$I_{01}$  : corrente de saturação reversa em  $D_1$  (A);

$T_K$  : temperatura em °K (Kelvin);

$k$  : constante de Boltzmann ( $1,381 \cdot 10^{-23}$  J/K);

$q$  : carga do elétron ( $1.602 \cdot 10^{-19}$  C);

$m$  : parâmetro “fator de idealidade” em razão de  $D_1$ , dependente da natureza do material.

Como células individuais produzem tensões muito baixas, da ordem de 0,5 V a 0,6 V, em painéis fotovoltaicos comerciais tais células são associadas em série. Assim, o valor de  $R_s$  representa a resistência total e  $V_{FV}$  representa a tensão total do painel com  $N$  células. Com estas considerações, e substituindo A.2 e A.3 em A.11, obtém-se:

$$I_{FV} = I_{SC} - I_{01} \left( e^{\left( \frac{(V_{FV} + R_s I_{FV}) q}{N \cdot m \cdot k \cdot T_K} \right)} \right) - \frac{(V_{FV} + R_s I_{FV})}{R_p} \quad (\text{A.4})$$

O fator de idealidade  $m$  não é constante sobre toda a faixa de tensões geradas (Cotfas

et al., 2012), (Honsberg and Bowden, 2006), mas pode ser calculado com satisfatória exatidão a partir do conhecimento dos dados do painel pela expressão (?):

$$m = \frac{1}{N} \cdot \frac{V_{max_{ref}} - V_{oc_{ref}}}{\frac{k \cdot T_{ref}}{q} \ln \left( 1 - \frac{I_{max_{ref}}}{I_{sc_{ref}}} \right)} \quad (\text{A.5})$$

na qual:

$T_{ref}$  : temperatura de referência da célula (298,16 °K);

$V_{MPP_{ref}}$  : tensão à máxima potência do painel, na temperatura de referência da célula;

$I_{MPP_{ref}}$  : corrente à máxima potência do painel, na temperatura de referência da célula;

$V_{OC_{ref}}$  : tensão de circuito aberto do painel, na temperatura de referência da célula;

$I_{SC_{ref}}$  : corrente de curto-circuito do painel, na temperatura de referência da célula.

Estendendo a análise, deve ser levado em consideração que a corrente de curto-circuito  $I_{SC}$  e a corrente de saturação reversa conjunta  $I_0$  também variam com a mudança da incidência luminosa ou da temperatura (Tsai et al., 2008), (Zue and Chandra, 2006), segundo:

$$I_{SC} = (I_{SC_{ref}} + K_i \cdot (T - T_{ref})) \cdot \left( \frac{\lambda}{\lambda_{ref}} \right) \quad (\text{A.6})$$

e

$$I_0 = I_{0_{ref}} \cdot \left( \frac{T}{T_{ref}} \right)^3 \cdot e^{\left( \frac{(V_{FV} + R_s I_{FV}) \cdot q}{N \cdot m \cdot k} \cdot \left( \frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T} \right) \right)} \quad (\text{A.7})$$

na qual (Khalifa and El-Saadany, 2010):

$$I_{0_{ref}} = \frac{I_{SC_{ref}} + K_i \cdot (T - T_{ref})}{\frac{(V_{OC_{ref}} + K_v \cdot (T - T_{ref})) \cdot q}{N \cdot m \cdot k \cdot T_{ref}} - 1} \quad (\text{A.8})$$

e também:

$K_i$  : coeficiente de variação de corrente de curto-circuito em função da temperatura (A/°K);

$K_v$  : coeficiente de variação da tensão de circuito aberto em função da temperatura (V/°K)

medidos segundo os métodos e condições estabelecidos nas normas NBR12136/MB3477;

(Prieb, 2002)

$\lambda$  : irradiação solar que atinge a célula em dado instante (W/m<sup>2</sup>);

$\lambda_{ref}$  : irradiação solar de referência (1000 W/m<sup>2</sup>);

$T$  : temperatura da célula em dado instante, em °K (Kelvin).

Com estas considerações, a equação que descreve o modelo da célula será dada por:

$$I_{FV} = I_{SC} - I_0 \left( e^{\left( \frac{(V_{FV} + R_s I_{FV})q}{NmkT} \right)} - 1 \right) - \frac{(V_{FV} + R_s I_{FV})}{NR_p} \quad (\text{A.9})$$

ou, em termos de  $V_{FV}$ :

$$V_{FV} = \frac{NmkT}{q} \ln \left( \frac{1}{I_0} (I_{SC} - I_{FV} - \frac{V_{FV} + R_s I_{FV}}{NR_p}) + 1 \right) - R_s I_{FV} \quad (\text{A.10})$$

Para a solução da equação A.9 foi utilizado o método iterativo de Newton, no qual  $I^{k+1} = I^k - \frac{f(I, V)}{f'(I, V)}$  até que a diferença entre duas iterações consecutivas  $\Delta I = I^{k+1} - I^k$  seja menor que determinada tolerância ou número de iterações (DenHerder, 2006), (Villalva et al., 2009). Os valores de  $f(I, V)$  e  $f'(I, V)$  são dados por:

$$f(I, V) = I_{SC} - I_0 \left( e^{\left( \frac{(V_{FV} + R_s I_{FV}^k)q}{NmkT} \right)} - 1 \right) - \frac{(V_{FV} + R_s I_{FV}^k)}{NR_p} - I_{FV}^k \quad (\text{A.11})$$

$$f'(I, V) = -I_0 \frac{R_s q}{NmkT} \left( e^{\left( \frac{(V_{FV} + R_s I_{FV}^k)q}{NmkT} \right)} - 1 \right) - \frac{R_s}{NR_p} - 1 \quad (\text{A.12})$$

A implementação da expressão A.9 em ambiente *Matlab/Simulink* é mostrada na figura A.2:



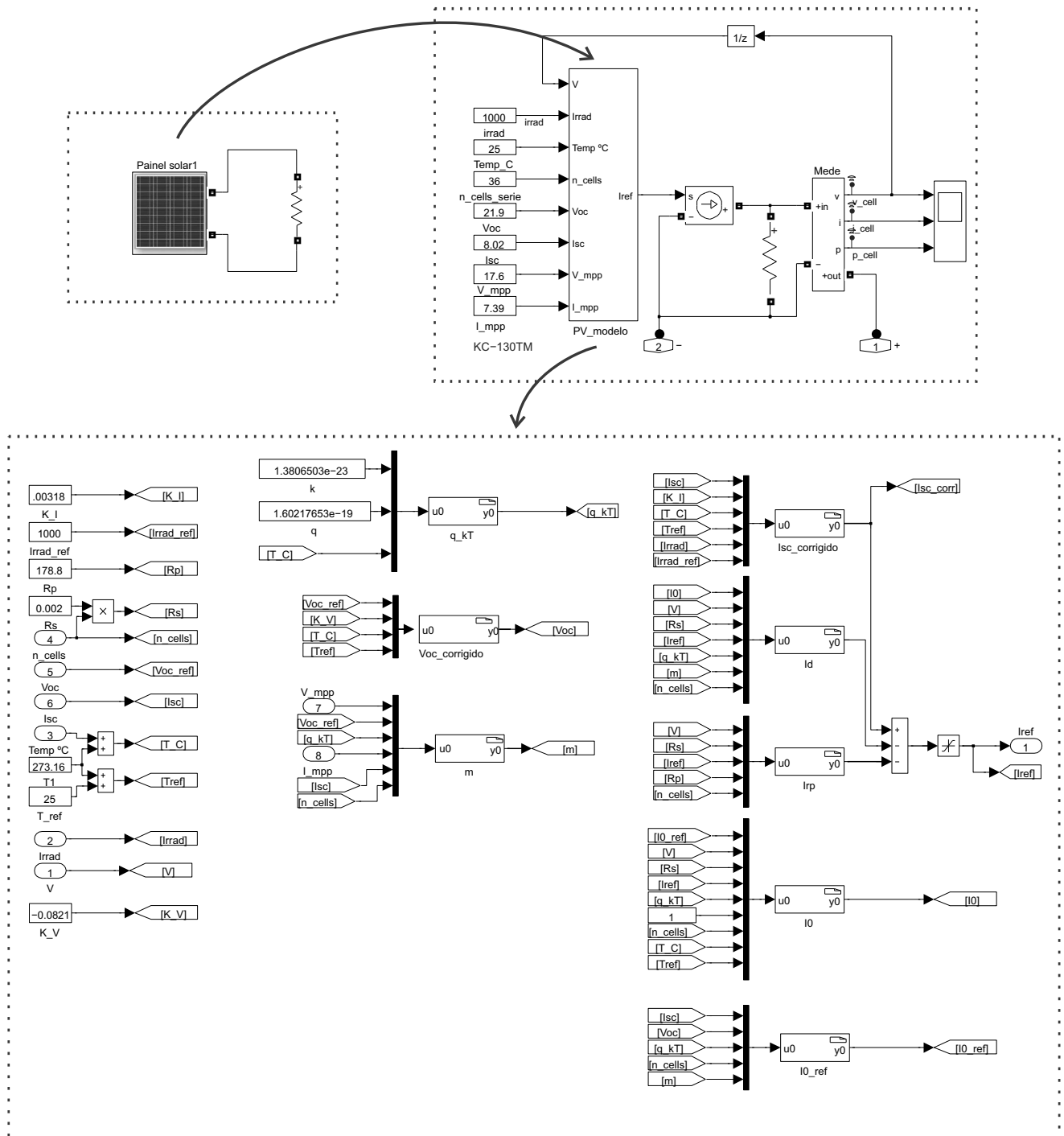


Figura A.2: Modelo de simulação desenvolvido em *Simulink* para o painel fotovoltaico.

O *Simulink* possui em sua biblioteca interna blocos representando diodos, fontes, resistores e até mesmo uma célula solar. No entanto, a escolha pela implementação completa do modelo descrito neste capítulo justifica-se pela completa liberdade de edição de todos os parâmetros de um painel em tempo de execução, o que não era possível nos blocos originalmente encontrados.

A boa qualidade do modelo pode ser comprovada através das respostas mostradas na figura A.3, que correspondem às curvas  $V \times I$  e  $V \times P$  obtidas para um painel *Kyocera* KC130-TM a partir de seus dados de placa, em diferentes situações de temperatura e irradiação incidentes.

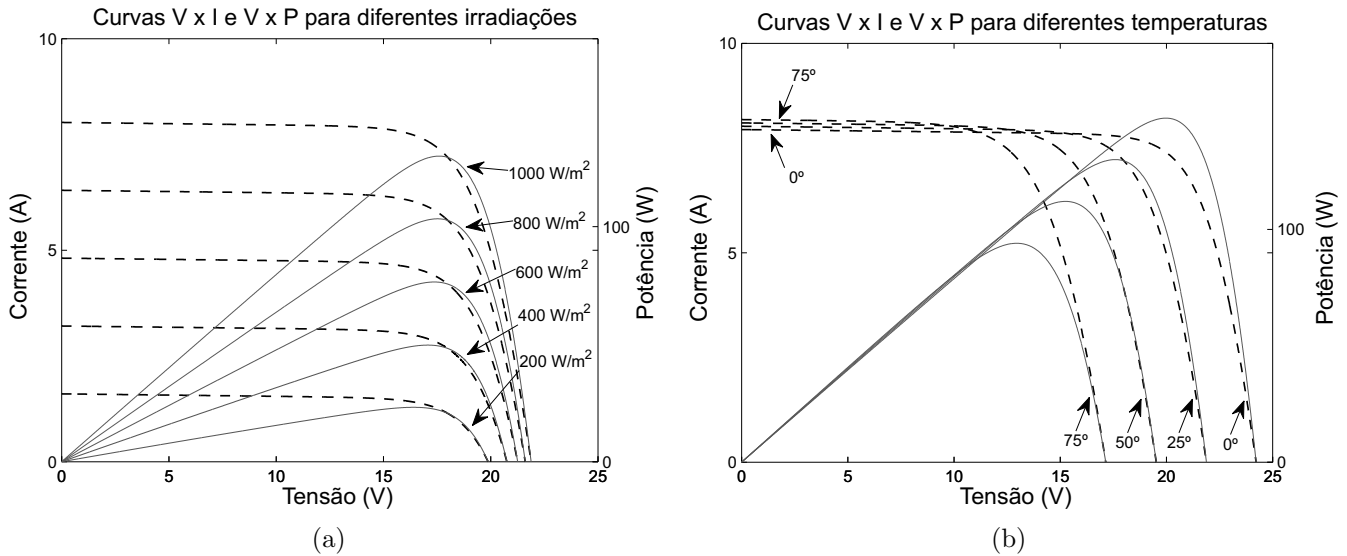


Figura A.3: Curvas  $V \times I$  e  $V \times P$  do painel KC130-TM para: (a) variações de irradiação solar, a 25 °C e (b) variações de temperatura, a 1000  $W/m^2$ .

Outra forma de confirmar a qualidade do modelo desenvolvido para o painel fotovoltaico é comparando-o com resultados experimentais obtidos em situações de sombreamentos parciais. Este tipo de evento ocorre, independentemente da topologia do inversor, em instalações com uma maior quantidade de painéis devido à significativa área de cobertura necessária. Assim, estão sujeitos à influência de objetos moventes como nuvens ou projeções de prédios próximos, entre outros, que causam assimetria na potência produzida em cada módulo solar. Em regra, algoritmos convencionais de rastreamento do ponto de máxima potência do painel (MPP *Trackers* ou MPPTs) tendem a falhar na busca pelo ponto correspondente ao máximo global, muitas vezes mantendo o sistema em pontos de operação não otimizados chamados máximos locais.

Para a análise da figura A.4, 3 painéis KC130-TM disponíveis fisicamente no telhado dos laboratórios do LEIAM/UFMG foram ligados em série e aplicados perfis diferentes de sombreamentos parciais; e de modo similar, os disponíveis no ambiente simulado para uma comparação qualitativa. Os resultados experimentais da figura A.4(a) foram coletados com o medidor *Profitest PV*, da empresa *Gossen MetraWatt*, enquanto os obtidos através do

modelo de simulação podem ser vistos na figura A.4(b).

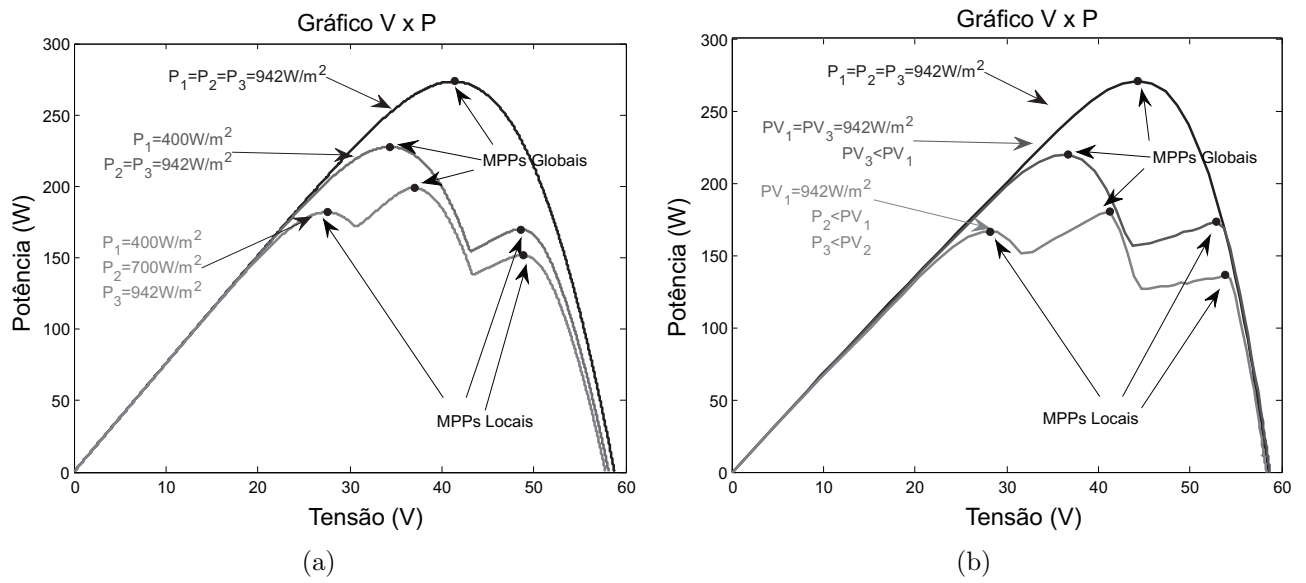


Figura A.4: (a) Resultados simulados e (b) experimentais de curvas V x P obtidas de 3 painéis KC130-TM em série, sob condições de sombreamentos parciais.

# B

## Detalhes do projeto e implementação do CCMLI

Passa-se a apresentar detalhes adicionais aos que foram expostos no capítulo 5, relativos ao projeto e implementação real de um CCMLI com processamento distribuído e alimentado por painéis fotovoltaicos, cuja potência ativa total gerada poderá ser injetada na rede de distribuição comercial.

### B.1 Diagramas esquemáticos

Para a implementação real do CCMLI exibido na figura 5.1 do capítulo 5, foi necessária a elaboração de 3 unidades distintas, conforme sua função no inversor. Assim, as seções seguintes apresentam os diagramas esquemáticos dos circuitos projetados, detalhes adicionais sobre os critérios para escolha dos componentes utilizados e informações sobre as funcionalidades destes circuitos.

#### B.1.1 Circuito de controle

Trata-se da unidade de comando presente em cada MIC, realizando leituras dos valores instantâneos da tensão e corrente provenientes do painel FV, e calculando os pulsos a serem entregues às chaves de potência. A figura B.1 mostra com mais detalhes os elementos desta etapa do inversor, com seus componentes principais. Para a criação deste e dos

demais esquemáticos deste apêndice, foi utilizado o editor/simulador de circuitos eletrônicos *Isis/Proteus*.

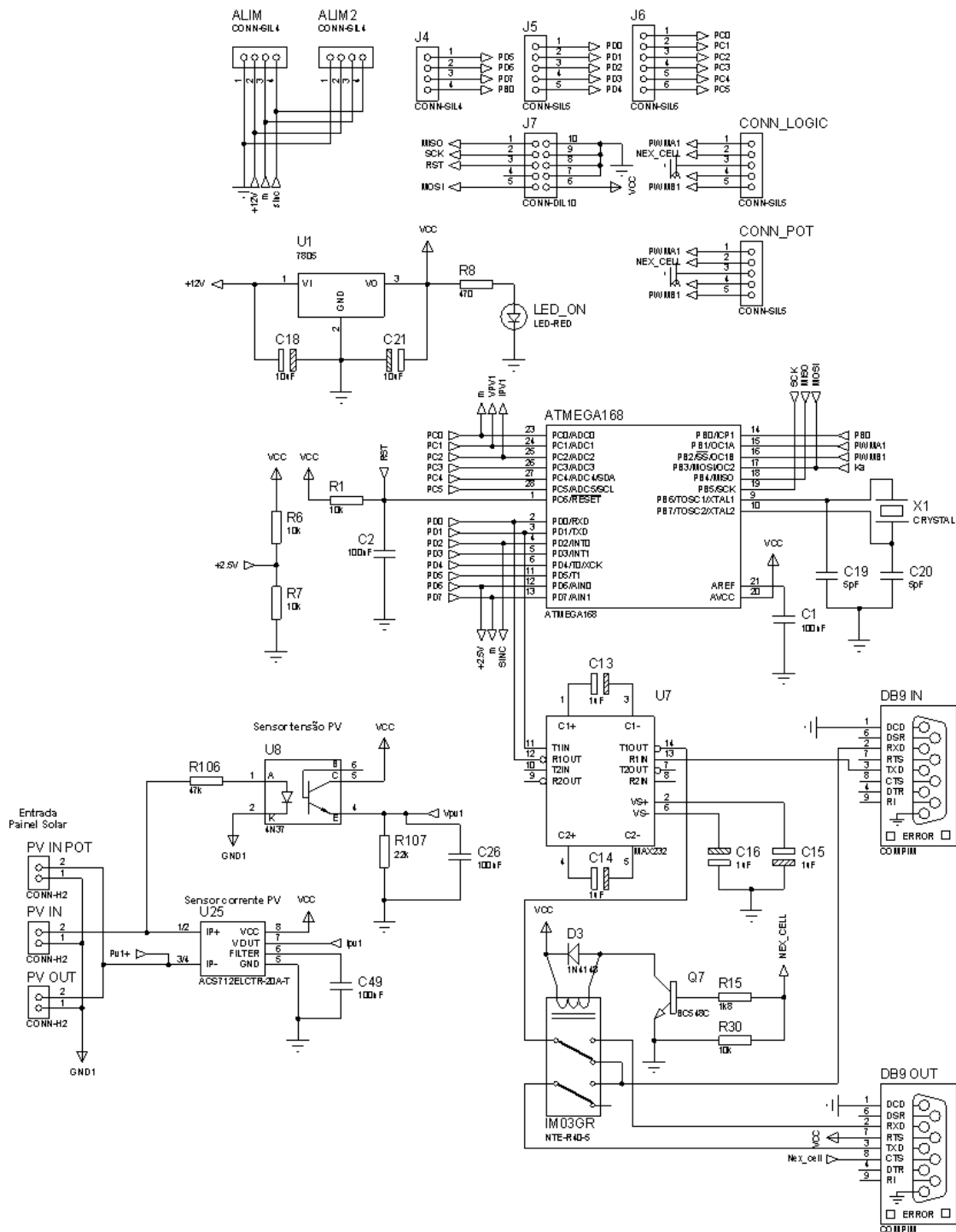


Figura B.1: Diagrama esquemático do circuito de controle do CCMLI desenvolvido.

Dentre as inúmeras opções de componentes existentes no mercado, foram escolhidos os seguintes elementos principais:

- microcontrolador *Atmega168* - MCU RISC de baixo custo, 8 bits, 6 canais PWM independentes, 6 A/Ds de 10 bits, comparador analógico *on chip*, Timer “*watchdog*”, 2 Timers de 8 bits, 1 Timer de 16 bits, 16 KB Flash, 1KB RAM, USART, SPI, I<sup>2</sup>C, instrução de multiplicação via hardware, capacidade máxima de processamento igual a 20 MIPS;
- sensor de corrente ACS712ELCTR-20A-T - Sensor de efeito Hall,  $I_{max} = 20$  A, frequência de operação 0-80 KHz, isolamento de até 2,1  $KV_{RMS}$ , alimentação 0-5  $V_{CC}$ , saída 0-5  $V_{CC}$ ;
- sensor de tensão baseado em opto acoplador 4n25, com resistores dimensionados para operação em sua região linear de transcondutância;
- driver para comunicação serial MAX232;
- cristal de 16 MHz, para melhor estabilidade na geração do *clock* do processador (útil para circuitos com Timer) e aumento da velocidade em relação ao *clock* gerado internamente pela MCU (8 MHz);
- relé DPDT miniatura IM03GR, para auxiliar a interligação lógica da rede de dados serial.

Por fim, a figura B.2(a) e a figura B.2(b) mostram respectivamente o layout das faces superior e inferior da PCB desenvolvida no aplicativo *Ares/Proteus*. Este aplicativo permite também uma concepção artística em 3D dos componentes, vistos na figura B.2(c) e na figura B.2(d), para comparação com a placa real, após a soldagem dos componentes, nas fotos da figura B.2(e) e da figura B.2(f).

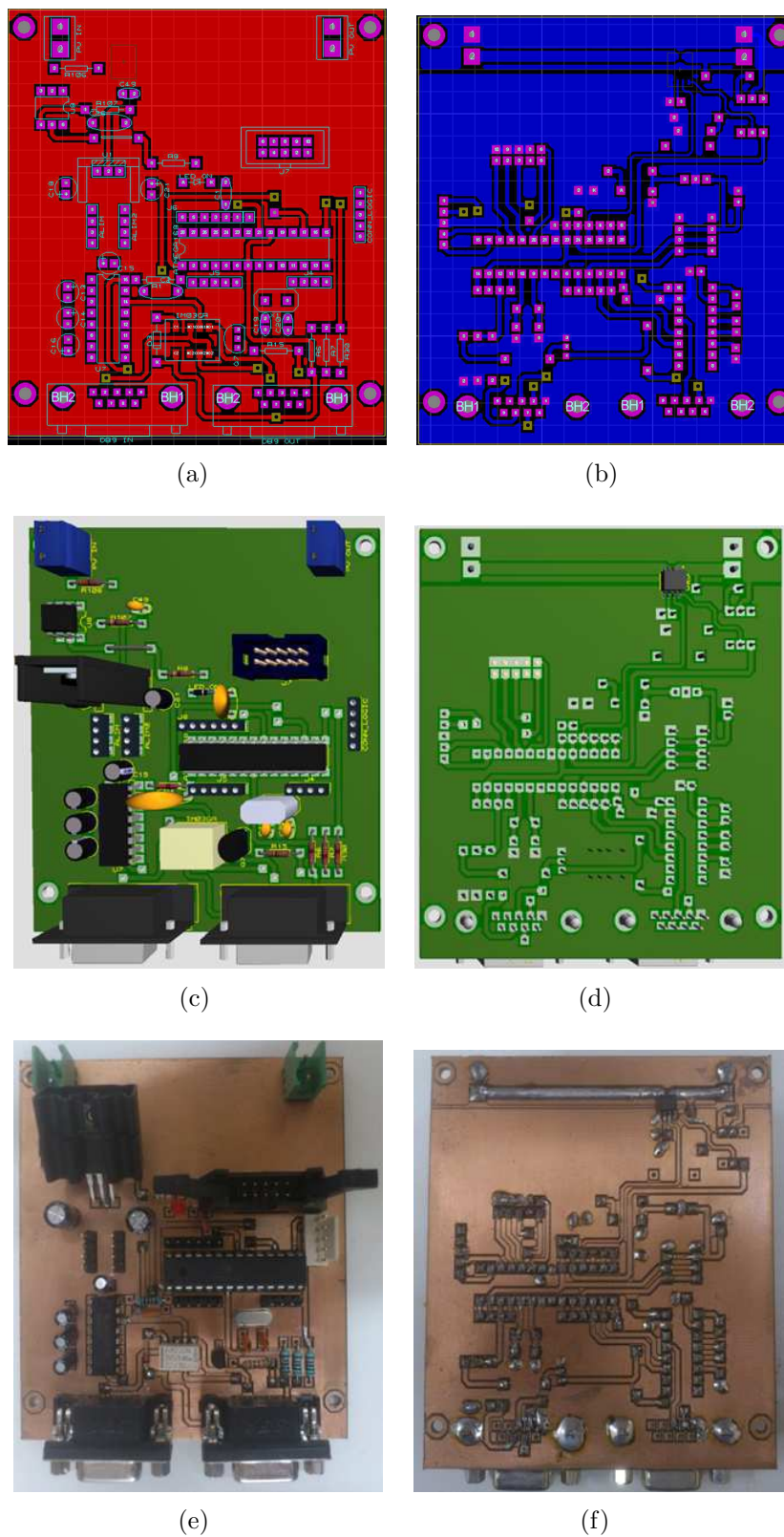


Figura B.2: (a) Parte superior e (b) parte inferior do layout da PCB de controle do MIC. (c) Visão 3D da face superior e (d) inferior. (e) Foto da face superior e (f) da face inferior da PCB real.

### B.1.2 Etapa de potência

Este circuito tem como objetivo essencial receber os pulsos provenientes da unidade do comando do MIC, para realizar o chaveamento da tensão do painel FV associado. A figura B.3 mostra com mais detalhes seus componentes principais.

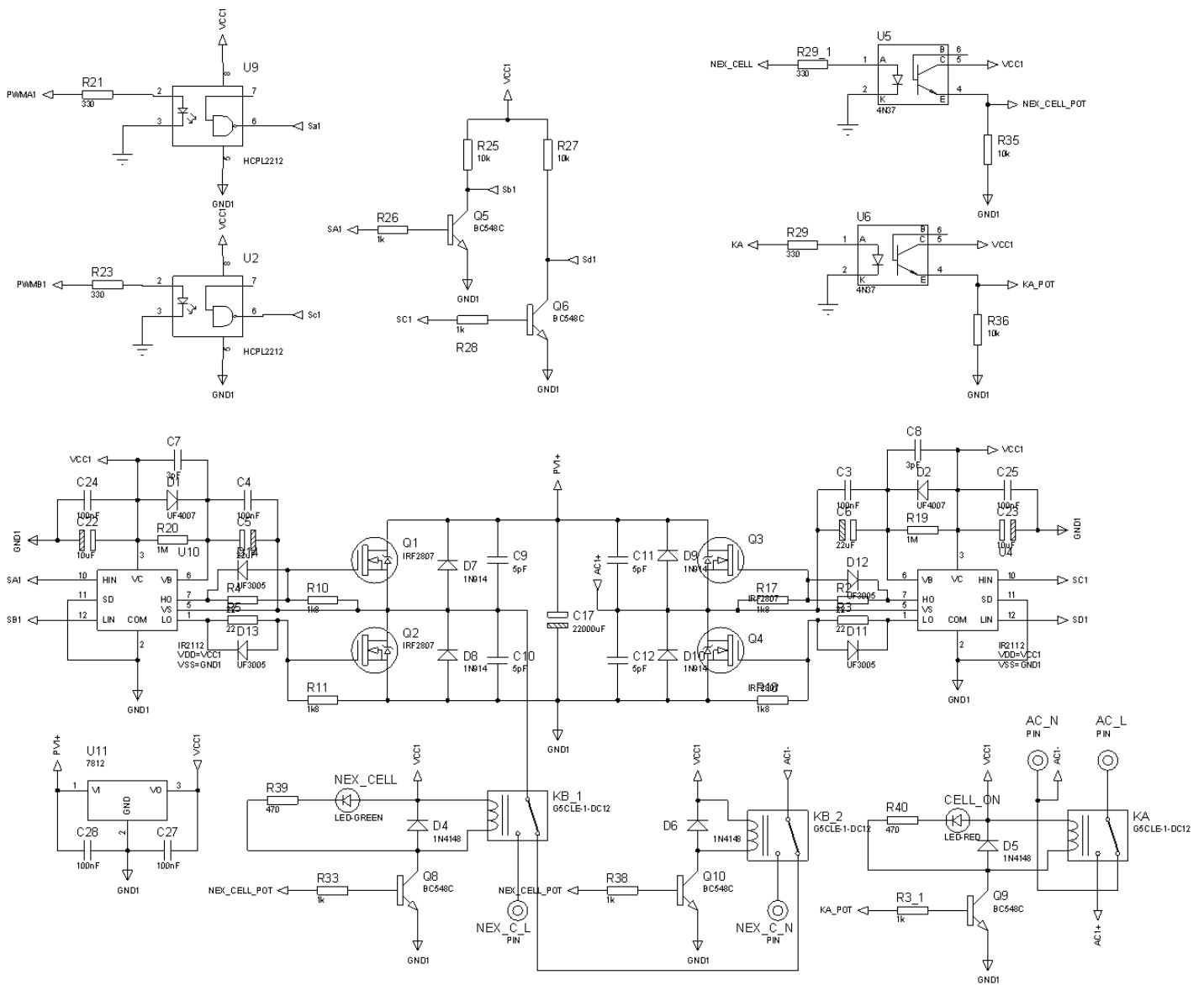


Figura B.3: Diagrama esquemático do circuito de potência do CCMLI desenvolvido.

Para a confecção desta placa foram escolhidos os seguintes componentes, facilmente encontrados no mercado:

- IRF530 - MOSFET com  $I_{Dmax} = 14 \text{ A}$ ,  $V_{DSmax} = 100 \text{ V}$ ,  $R_{DSon} = 0,16 \Omega$ ;



- IR2112 - driver para circuitos que necessitam operação *bootstrap*,  $V_{max} = 600$  V;
- HCPL-2212 - opto acoplador de alta velocidade, 5 Mbps, atraso de propagação de 150 ns, alimentação 4,5 a 20  $V_{CC}$ ;
- LM7812 - regulador de tensão linear de uso geral;
- UF4007 - diodo Skotchky para operação *bootstrap*;
- capacitor eletrolítico 4700  $\mu$ F x 35 V ou 22000  $\mu$ F x 35 V, selecionável por chave mecânica;
- JS1-12V-F - relés para PCB SPCO, uso geral, bobina em 12  $V_{CC}$ , 10 A;

O modo de passagem livre (“*bypass*”) foi adicionado ao layout da PCB projetada através de relés com opções “NF” (normalmente fechado) e “NA” (normalmente aberto) tradicionais, como sugere o esquema da figura B.4 que inclui também o circuito básico dos MICs envolvidos. O comando lógico dos relés  $K_a$  é feito pela unidade de controle do MIC, que pode permitir seu fechamento em situações de falha da unidade, isolando-o eletricamente dos demais elementos do CCMLI. Nestas condições, o algoritmo da unidade de controle altera automaticamente a numeração dos MICs remanescentes para a nova configuração multinível, calculando os ângulos corretos do modulador PSPWM. A capacidade de operação deste CCMLI mesmo sob condições de falta em uma ou mais células do circuito aumenta grandemente sua confiabilidade, se a falta puder ser compensada pelos elementos restantes.

Os relés  $K_b$  da figura B.4 permitem que novas células sejam acopladas ao circuito, mesmo em operação. Também neste caso o algoritmo do circuito de controle está apto a corrigir automaticamente a numeração de todos os MICs, permitindo o cálculo correto dos ângulo das portadoras triangulares no modulador. O relé  $K_{acopl}$  encontra-se fisicamente na placa de conexão à rede descrita no item B.1.3, e tem a função de permitir o acoplamento do CCMLI à rede apenas se as condições de sincronismo estiverem satisfeitas.

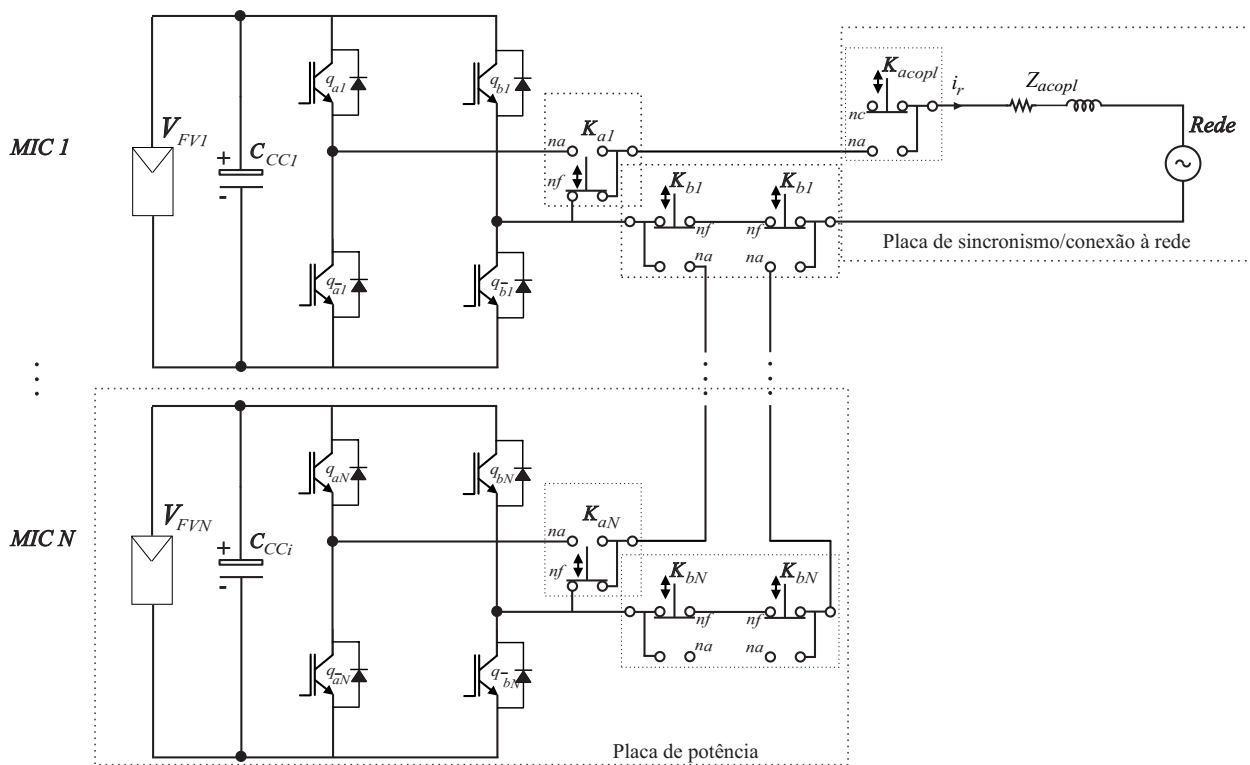


Figura B.4: Diagrama dos elementos responsáveis pela função *bypass* dos MICs deste CCMLI.

Nas figuras B.5(a) e B.5(b) são apresentados os layouts das faces superior e inferior da placa confeccionada, que possuem tamanho compatível com a PCB de controle do MIC para que possam ser montadas bem próximas, formando um conjunto de dimensões reduzidas. A visualização preliminar em 3D e as fotos da montagem realizada, face superior e inferior, podem ser vistas nas figuras B.5(c) a B.5(f).

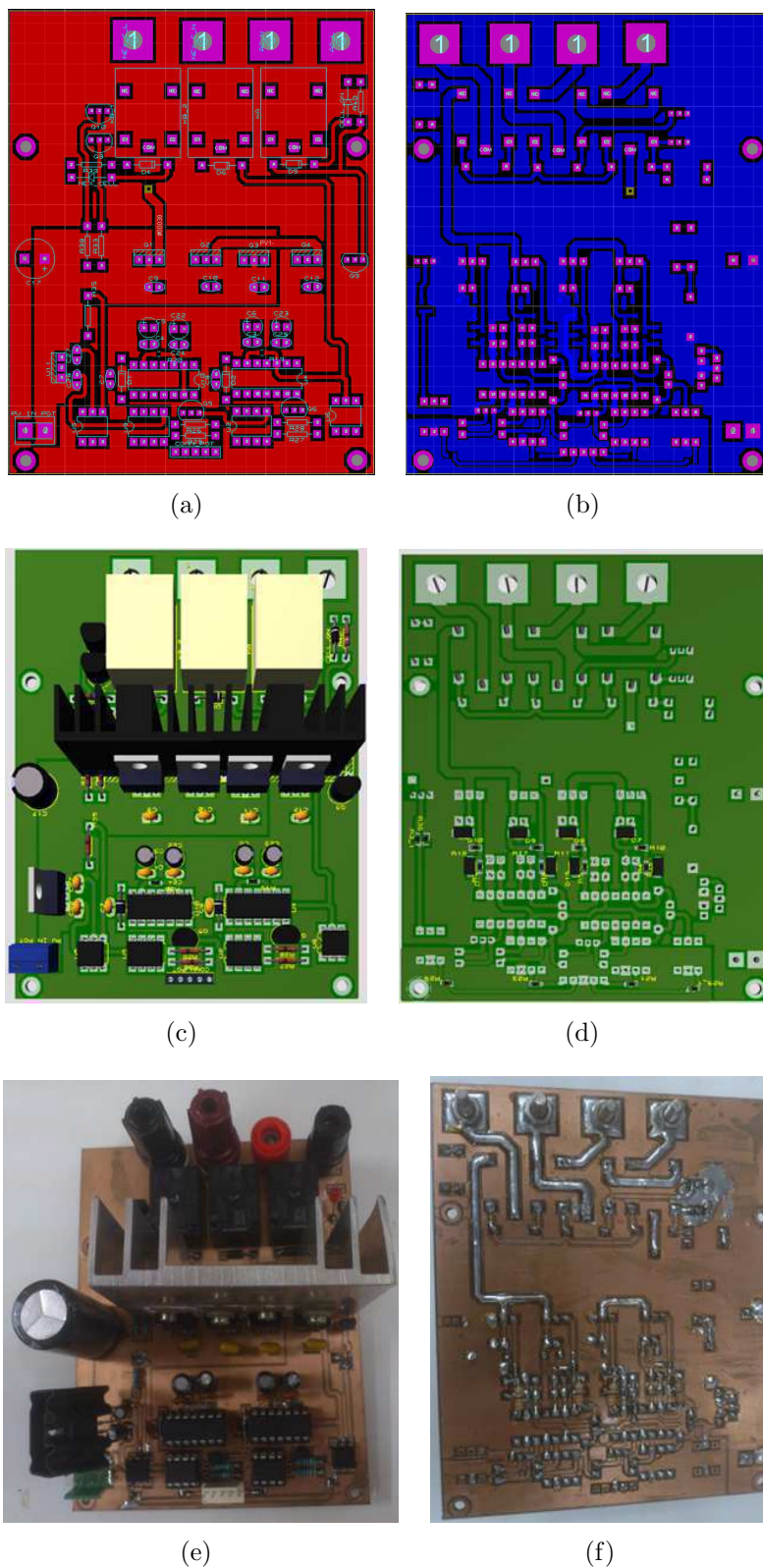


Figura B.5: (a) Parte superior e (b) parte inferior do layout da PCB de potência. (c) Visão 3D da face superior e (d) inferior. (e) Foto da face superior e (f) da face inferior da PCB real.

### B.1.3 Circuito de sincronismo à rede

Esta unidade é responsável principalmente pelo algoritmo PLL e monitoramento da corrente injetada pelo CCMLI na rede comercial. Seu circuito está mostrado na figura B.6.

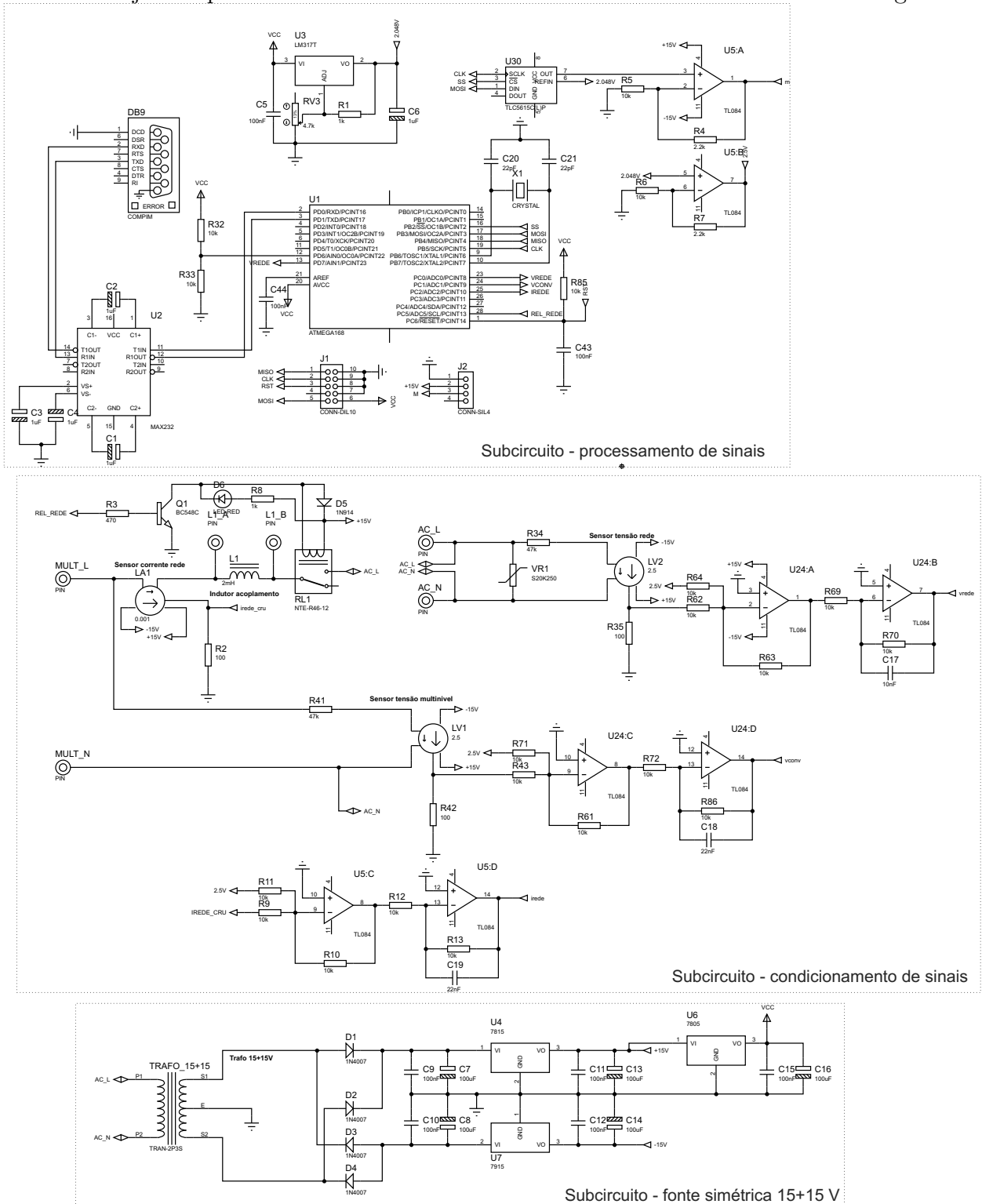


Figura B.6: Diagrama esquemático do circuito de sincronismo à rede.

Para o projeto desta unidade foram escolhidos os seguintes elementos:

- microcontrolador *Atmega168*, cujas características foram citadas por ocasião da descrição da placa de controle do MIC;
- LV20-P - sensor de efeito Hall para tensão,  $V_{max} = 500 V_{RMS}$ ,  $I_{OUTmax} = 10 mA$ ;
- LA25-NP - sensor de efeito Hall para corrente,  $I_{max} = 25 A_{RMS}$ ,  $I_{OUTmax} = 10 mA$ ;
- TL084 - AmpOp de uso geral, 4 unidades por encapsulamento;
- TLC5615 - conversor D/A de 10 bits, comunicação SPI;
- MAX232 - driver para comunicação RS232;
- transformador 220/12+12  $V_{RMS}$ , 500  $mA_{max}$ ;
- reguladores de tensão 7812, 7912, 7805 e LM317;
- JS1-12V-F - relé para PCB SPCO, uso geral, bobina em 12  $V_{DC}$ , 10 A.

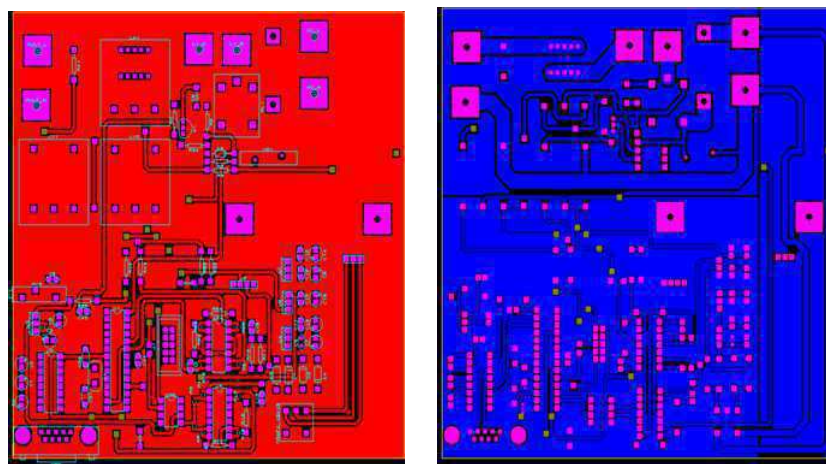
O subcircuito de condicionamento de sinais, mostrado na figura B.6, utiliza os sensores de efeito Hall citados para a medição da tensão da rede, da tensão do CCMLI e da corrente que será injetada na rede ou outra carga. Para tanto, as tensões nas saídas destes sensores devem ser adequadas aos limites exigidos pelo conversor A/D do microcontrolador; este condicionamento é obtido pelos AmpOps ali existentes, que aplicam um *offset* de 2,5 V aos sinais que originalmente variavam entre [-2,5;2,5] V.

No subcircuito de processamento da informação, o microcontrolador *Atmega168* utiliza os sinais previamente condicionados para gerar o sinal de referência controlado em amplitude e fase pelo algoritmo de controle, mas cuja frequência é obtida do sinal da rede elétrica por meio de um PLL/ZCD.

O PLL (*Phase Locked Loop* ou Elo Travado em Fase) do tipo ZCD (*Zero Crossing Detection* ou Detecção por Cruzamento de Zero) é um método de baixa complexidade indicado para casos onde a rede possui comportamento próximo do ideal, com baixo  $THD_V$  e pequenas variações na frequência; contudo, quando a tensão comercial não possuir tal qualidade, outros métodos PLL devem ser investigados conforme a capacidade de processamento do

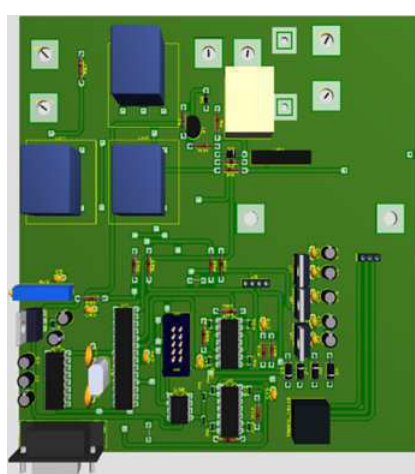
controlador utilizado. No PLL/ZCD, o sinal resultante da leitura da tensão da rede é inserido em um comparador analógico interno ao microcontrolador, que gera uma interrupção a cada passagem pelo zero do sinal. Em seguida, um contador gera um valor proporcional ao período entre dois eventos *Zero Crossing* consecutivos; deste número encontra-se o passo a ser dado entre duas leituras de uma tabela que gera o sinal senoidal. O valor lido desta tabela é, finalmente, enviado ao conversor D/A por meio do barramento SPI disponível.

Assim como nas sessões anteriores, os layouts das faces superior e inferior desta placa encontram-se nas figuras B.7(a) e B.7(b). A visualização preliminar e as fotos da montagem, face superior e inferior, se encontram nas figuras B.7(c) a B.7(f).

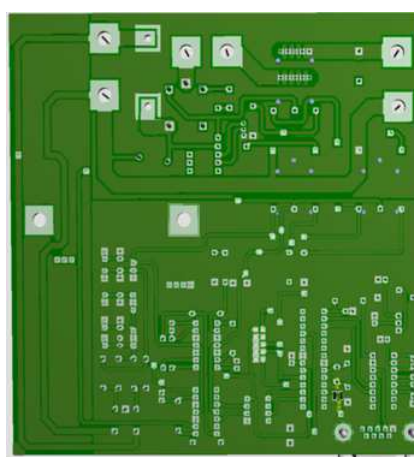


(a)

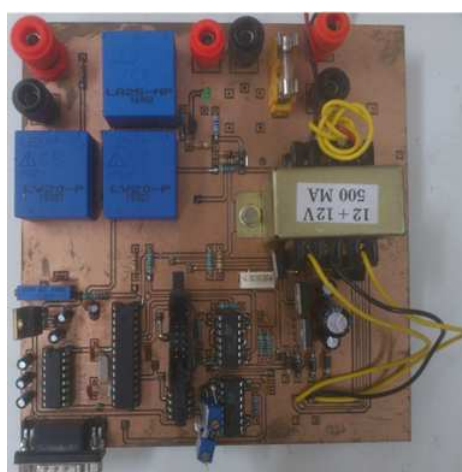
(b)



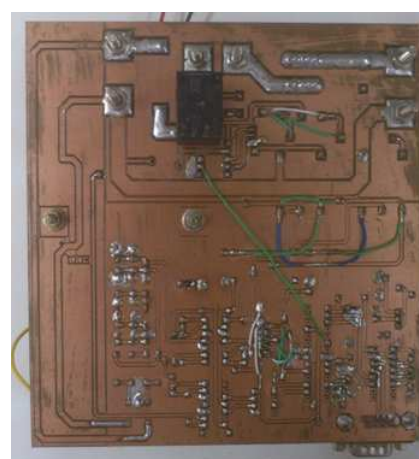
(c)



(d)



(e)



(f)

Figura B.7: (a) Parte superior e (b) parte inferior do layout da PCB de sincronismo à rede. (c) Visão 3D da face superior e (d) inferior. (e) Foto da face superior e (f) inferior da PCB real.

## B.2 Considerações finais sobre o *hardware* desenvolvido

A alta modularidade dos circuitos que formam o CCMLI projetado neste trabalho permite a obtenção de combinações diversas, como arranjos trifásicos e configurações híbridas. Em futuras versões destes layouts, sugere-se realizar uma revisão em relação aos conectores e cabeamento utilizados, para facilitar a ligação deste inversor a elementos que não fazem parte do conjunto. Outras melhorias podem ser propostas, como a inserção de displays gráficos para mostrar informações instantâneas das grandezas monitoradas nos MICs. A opção pela comunicação de dados através de redes sem fio autoenumeráveis como o *Zigbee* também poderá ser avaliada oportunamente, reduzindo o número de linhas físicas entre os MICs e conferindo ainda maior modularidade ao sistema.