

**“Júlio de Mesquita Filho”**

**Faculdade de Engenharia - Campus de Ilha Solteira  
Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica  
Laboratório de Eletrônica de Potência - LEP**

Moacyr Aureliano Gomes de Brito

**Inversores Integrados Monofásicos e Trifásicos para Aplicações  
Fotovoltaicas: Técnicas para obtenção de MPPT, detecção e  
proteção de ilhamento, sincronização e paralelismo com a rede de  
distribuição de energia elétrica**

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira – FEIS/UNESP – como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Automação.

**Ilha Solteira.  
2013.**

Moacyr Aureliano Gomes de Brito

**Inversores Integrados Monofásicos e Trifásicos para Aplicações  
Fotovoltaicas: Técnicas para obtenção de MPPT, detecção e  
proteção de ilhamento, sincronização e paralelismo com a rede de  
distribuição de energia elétrica**

Tese submetida à Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira –  
FEIS/UNESP – como parte dos requisitos exigidos para a  
obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador

**Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin**

**Ilha Solteira.  
2013.**

FICHA CATALOGRÁFICA

Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

B862i Brito, Moacyr Aureliano Gomes de.  
Inversores integrados monofásicos e trifásicos para aplicações fotovoltaicas: técnicas para obtenção de mppt, detecção e proteção de ilhamento, sincronização e paralelismo com a rede de distribuição de energia elétrica / Moacyr Aureliano Gomes de Brito. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2013  
220 f. : il.

Tese (doutorado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2013

Orientador: Carlos Alberto Canesin  
Inclui bibliografia

1. Inversores integrados. 2. Técnicas de Mppt. 3. Conexão à rede.  
4. Ilhamento.



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

### CERTIFICADO DE APROVAÇÃO


**TÍTULO:** Inversores Integrados Monofásicos e Trifásicos para Aplicações Fotovoltaicas: Técnicas para obtenção de MPPT, detecção e proteção de ilha, sincronização e paralelismo com a rede de distribuição de energia elétrica

**AUTOR:** MOACYR AURELIANO GOMES DE BRITO

**ORIENTADOR:** Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN

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

  
Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN  
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

  
Prof. Dr. FALCONDES JOSE MENDES DE SEIXAS  
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

  
Prof. Dr. GUILHERME DE AZEVEDO E MELO  
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

  
Prof. Dr. JOÃO BATISTA VIEIRA JUNIOR  
Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Federal de Uberlândia

  
Prof. Dr. LUIZ CARLOS DE FREITAS  
Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Federal de Uberlândia

Data da realização: 25 de junho de 2013.

À Deus.

À minha amada esposa e aos meus queridos pais.

"Embora ninguém possa voltar atrás e fazer um novo começo, qualquer um pode começar agora e fazer um novo fim."

Chico Xavier

"Conhecimento não é aquilo que você sabe, mas o que você faz com aquilo que se sabe."

Aldous Huxley

## **Agradecimentos**

À Deus pela vida e por colocar em meu caminho todas as pessoas e condições necessárias para o meu desenvolvimento pessoal e profissional.

À meus pais, Moacyr de Brito e Alice Gomes dos Santos de Brito, sempre presentes, que me incentivaram durante toda a jornada, me fazendo acreditar que tudo é possível quando se tem fé e força de vontade.

Ao Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin pela confiança em mim depositada e por não medir esforços para disponibilizar e adquirir itens fundamentais para o êxito da pesquisa. Ainda pelo incentivo incessante pela produção de artigos científicos de qualidade.

Ao amigo Leonardo Poltronieri Sampaio pela oportunidade de desenvolvermos o inversor Boost CSI monofásico e pela implementação da interface gráfica para o gerenciamento dos emuladores de painéis solares. Ao amigo Luigi Galotto Junior pela oportunidade de realizarmos todos os testes experimentais e refinamentos necessários no inversor integrado Buck-Boost Tri-State monofásico e pela oportunidade de realizarmos diversas simulações dos inversores integrados monofásicos no ambiente MatLab/Simulink®. Ao amigo José Carlos Peña pela oportunidade de desenvolvermos o inversor Buck-Boost integrado monofásico. Ao amigo Marcos Gutierrez Alves pela oportunidade de desenvolvermos um projeto de pesquisa e de desenvolvimento de um inversor solar para a empresa WEG e pela fundamental ajuda durante os aprimoramentos de programação para o funcionamento do inversor Trifásico Integrado Buck-Boost Tri-State. Ao amigo e Prof. Dr. Guilherme de Azevedo e Melo pelas contribuições durante diversas discussões acerca dos resultados experimentais.

À minha querida esposa, Eliana da Costa Alvarenga de Brito, por entender que a ausência foi necessária para o meu aprimoramento profissional e pelo constante incentivo, ainda maior, quando as dificuldades se sobressaiam às conquistas.

À minha irmã Deise Gomes de Brito e à minha avó Olívia Alves Gomes pelo carinho e pela alegria demonstrada, sempre que eu alcançava um objetivo.

Aos Profs. Dr. Henrique Braga e Dr. Fernando Soares dos Reis pelas importantes e significativas contribuições quando da presença na banca de qualificação de doutorado.

Aos Profs. Dr. Falcondes José Mendes de Seixas, Dr. Guilherme de Azevedo e Melo, Dr. Luis Carlos de Freitas e Dr. João Batista Vieira pelas importantes e significativas contribuições quando da presença na defesa desta tese de doutorado.

Ao funcionário Valdemir Chaves e ao amigo Rodrigo Nunes pelo auxílio durante a usinagem dos dissipadores para a implementação dos protótipos.

À FAPESP (Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo) pelo apoio financeiro concedido, possibilitando o desenvolvimento deste trabalho e permitindo a participação em congressos.



## Resumo

Esta proposta de tese se baseia na necessidade atual e tendência mundial na busca por sistemas cada vez mais eficientes e que se baseiem em fontes de energia alternativas menos poluentes, renováveis e que produzam pouco impacto ambiental. Desta forma, são desenvolvidos sistemas de geração de energia elétrica de pequeno porte baseado em painéis solares fotovoltaicos. Com o intuito de aumentar o rendimento e a densidade de potência dos sistemas, são apresentadas novas estruturas de inversores monofásicos e trifásicos integrados para aplicação como sistemas isolados e/ou conectados à rede de distribuição em corrente alternada (CA), operando como sistemas de geração distribuídos. Os inversores integrados são apresentados com o intuito de substituir os usuais sistemas de conversão de energia a duplo estágio. Incorporado aos inversores integrados são implementados métodos e dispositivos para extração da máxima potência possível dos painéis fotovoltaicos (algoritmo de MPPT), aumentando assim o aproveitamento de energia advinda destes painéis. Além disso, em virtude da necessidade de conexão segura destes sistemas à rede de distribuição de energia elétrica em corrente alternada, são realizadas análises e a implementação de métodos de sincronismo com a rede de CA em baixa tensão; além da análise e síntese de métodos híbridos para detecção e gestão do efeito de ilha, a fim de garantir a segurança do sistema. O controle dos conversores e as técnicas de MPPT, gestão e detecção de ilha, bem como de sincronismo com a rede em CA são implementadas de forma digital, com o objetivo de propiciar maior flexibilidade na concepção das lógicas de controle adequadas às aplicações propostas. Finalmente, destaca-se que o trabalho trouxe contribuições significativas para a melhoria na implementação dos algoritmos de MPPT P&O e IC, que foram denominados de P&O e IC baseados em PI. Também foram apresentadas as etapas de integração para a obtenção de novas famílias de inversores integrados monofásicos e trifásicos, destacando a inovação das topologias ZETA/Cuk integradas. Ainda, destaca-se que esta é a primeira tese que apresenta os inversores tri-state trifásicos em conexão com a rede de distribuição de energia elétrica. Inversores estes que foram dotados de uma inovação no controle e em sua modulação, que leva ao controle independente entre entrada e saída, facilitando a busca do MPPT e a injeção de potência na rede elétrica.

**Palavras-Chave:** Conversão fotovoltaica. Inversores integrados. MPPT. Ilha e sincronismo.

## Abstract

This work is based on the actual necessity and world tendency for high-efficiency systems based on renewable energy sources which are less pollutant and produces little environmental impact, and, for this purpose, it is developed some photovoltaic electrical generation systems to operate as a small distribution generation system (DG). With the purpose to increase efficiency and power density, new single-phase and three-phase integrated inverter topologies are presented for operating as stand-alone and/or grid-connected systems. The main idea of these inverters is the replacement of the conventional two-stage cascaded solutions. Main maximum power point tracking techniques are implemented and tested in order to increase energy utilization. Furthermore, because of safe-operation grid connection necessities this work presents analysis and implementation of active and hybrid anti-island detection techniques and synchronization methods with the AC low voltage grid. The converters control system and MPPT techniques, anti-island detection and management system together with the synchronization are implemented digitally, with the purpose of increasing flexibility for the overall control circuitry. Finally, this work has presented significant contributions regarding the P&O and IC based on PI MPPT techniques and has presented the integration procedures in order to obtain new families of single and three-phase inverters. Moreover, this is the first thesis that has presented the tri-state three-phase inverters injecting power into the grid. These inverters have innovations at its control and modulation that permit the input to output decoupling, making these inverters attractive to interface renewable energy sources as photovoltaics.

**Keywords:** Photovoltaic energy conversion. Integrated inverters. MPPT. Island and grid-synchronization.

## Lista de Figuras

Figura 1- Características de um painel fotovoltaico para uma condição fixa de temperatura e irradiação solar. (a) Curva corrente versus tensão. (b) Curva potência versus tensão. ....	28
Figura 2 - Esboço de um sistema PV conectado à rede.....	36
Figura 3 - Exemplo de zona de não detecção (NDZ) para os métodos de sub e sobretensão e sub e sobrefrequência. ....	37
Figura 4 - Extensão do zero de corrente usado no método AFD.....	39
Figura 5 - Diagrama básico do PLL. ....	42
Figura 6 - Conversor Boost CC-CC. ....	45
Figura 7 - Circuito elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica.....	46
Figura 8 - Modelo de simulação em ambiente MatLab/Simulink® para o painel fotovoltaico. ....	48
Figura 9 - Modelo em espaço de estados médio do conversor Boost. ....	49
Figura 10 - Modelo do método da Tensão Constante.....	50
Figura 11 - Fluxograma do método P&O.....	51
Figura 12 - Modelo implementado em Matlab/Simulink® para simulação do método P&O..	51
Figura 13 - Fluxograma do método da Condutância Incremental. ....	52
Figura 14 - Modelo implementado para simulação do método IC.....	52
Figura 15 - Modelo de simulação do método Beta.....	53
Figura 16 - Modelo de simulação do método da Oscilação do Sistema.....	53
Figura 17 - Modelo de simulação do método da Correlação de Ripple. ....	53
Figura 18 - Modelo de simulação do método da Temperatura.....	54
Figura 19 - Característica de potência do PV. (a) Para diferentes níveis de radiação e (b) Sob diferentes níveis de temperatura. ....	55
Figura 20 - Resposta de potência usando os melhores algoritmos de MPPT.....	56
Figura 21 - Fator de rastreamento dos métodos. ....	57
Figura 22 - Comparação da ondulação de tensão do painel no MPP. ....	58
Figura 23 - Comparação da busca do MPP a partir da potência mínima. ....	59
Figura 24 - Arranjo experimental para teste dos algoritmos de MPPT.....	60

Figura 25 - Comportamento dinâmico dos algoritmos de MPPT. (a) Degrau negativo (200W-100W); (b) Degrau positivo (100W-200W); (c) Inicialização (0W-200W). Escalas: Tensão (20V/div); Corrente (5A/div); Potência (100W/div) e Tempo: (a) e (b) (20ms/div) e (c) (200ms/div). .....	61
Figura 26 - Inicialização do Método da Correlação. Potência (100W/div); Tensão (20V/div); Corrente (5A/div) e Tempo (20ms/div).....	62
Figura 27 - Interface gráfica amigável ao usuário: Ponto de operação fixo.....	62
Figura 28 - Interface gráfica amigável ao usuário: Perfis de potência variáveis.....	63
Figura 29 - Energia extraída utilizando os métodos Vcte, P&O e Beta e IC baseado em PI...	64
Figura 30 - Energia extraída aplicando perfil de potência similar ao diário. ....	65
Figura 31 - Energia extraída aplicando perfil de potência similar ao diário e aquisição usando o osciloscópio. Formas de onda da direita supõe uso de rastreador solar. ....	65
Figura 32 - Modelo para testes dos algoritmos de Anti-Ilhamento. ....	70
Figura 33 - Estratégia de injeção de potência ativa em sincronismo com a rede. ....	70
Figura 34 - Alteração no controle para injeção de potência reativa. ....	71
Figura 35 - Alteração no PLL para o método AFD.....	72
Figura 36 - Alteração na saída do PLL para o método SMS.....	73
Figura 37 - Alteração na saída do PLL para o método SFS. ....	73
Figura 38 - Modelo para teste do algoritmo SVS.....	74
Figura 39 - Modelo para teste do método de medição de impedância. ....	75
Figura 40 - Efeito após ilhamento para potência gerada igual à potência consumida.....	76
Figura 41 - Efeito após ilhamento para potência gerada maior do que a potência consumida.	76
Figura 42 - Efeito após ilhamento para potência gerada menor do que a potência consumida. .....	76
Figura 43 - Mudança de frequência após desconexão da rede. ....	77
Figura 44 - Curva do algoritmo e da carga local em função da frequência.....	78
Figura 45 - Mudança de frequência após desconexão da rede. ....	78
Figura 46 - Curva do algoritmo e da carga local em função da frequência.....	79
Figura 47 - Mudança de frequência após desconexão da rede. ....	79
Figura 48 - Mudança de frequência após desconexão da rede. ....	80
Figura 49 - Redução do valor RMS de tensão até a detecção pelo algoritmo. ....	80
Figura 50 - Tecnologia de único conversor centralizado para aplicação com múltiplos painéis PVs.....	83
Figura 51 - Principais estratégias de conversores.....	85

Figura 52 - Possibilidades de conversores com o uso de transformadores. ....	87
Figura 53 - Esquema sem transformador.....	88
Figura 54 - Característica de saída dos conversores para operação isolada. ....	89
Figura 55 - Característica de saída dos conversores para operação isolada e conectada. ....	89
Figura 56 - Característica de saída dos conversores para operação em conexão com à rede...	90
Figura 57 - Etapas para a integração dos estágios Boost e inversor.....	92
Figura 58 - Controle no modo corrente para o inversor Boost.....	93
Figura 59 - Ábaco da variação da razão cíclica em função de $\omega t$ , para cada $\alpha$ específico .....	94
Figura 60 - Etapas para a integração dos estágios Buck-Boost e inversor.....	95
Figura 61 - Ábaco da variação da razão cíclica em função de $\omega t$ , para cada $\alpha$ específico .....	96
Figura 62 - Inversor monofásico Boost Tri-State.....	97
Figura 63 - Etapas para a integração dos estágios Cuk e inversor. ....	98
Figura 64 - Família de inversores integrados monofásicos.....	99
Figura 65 - Família de inversores integrados trifásicos.....	99
Figura 66 - Modelo de simulação para a associação do conversor elevador mais inversor VSI monofásico.....	102
Figura 67 - Modelo de simulação para o controle e modulação para o conversor Boost.....	102
Figura 68 - Modelo de simulação para o controle e modulação do inversor VSI monofásico .....	103
Figura 69 - Modelo de Simulação do Inversor Boost Integrado monofásico.....	104
Figura 70 - Modelo de simulação para o controle e modulação do inversor Boost Integrado monofásico.....	104
Figura 71 - Corrente injetada na rede com os conversores avaliados. ....	105
Figura 72 - Detalhe das correntes para os inversores. ....	106
Figura 73 - Rastreamento do MPP pelos conversores.....	107
Figura 74 - Inversores trifásicos a duplo estágio (a) VSI (b) NPC 3 níveis.....	109
Figura 75 - Formas de onda de corrente injetadas na rede. ....	109
Figura 76 - Formas de Onda para o NPC três níveis. (a) Corrente injetada (b) Tensão de linha antes do filtro. ....	110
Figura 77 - Formas de onda para o inversor boost. (a) Corrente no indutor. (b) Correntes injetadas na rede. ....	110
Figura 78 - Formas de onda para o inversor buck-boost. (a) Corrente no indutor. (b) Correntes injetadas na rede. ....	110

Figura 79 - Formas de onda para o inversor boost de 3 estados. (a) Corrente no indutor. (b) Correntes injetadas na rede.....	111
Figura 80 - Formas de onda para o inversor buck-boost de 3 estados. (a) Corrente no indutor. (b) Correntes injetadas na rede. ....	111
Figura 81 - Rampa de injeção de corrente na rede (a) Boost Integrado de 3 estados. (b) Boost Integrado .....	112
Figura 82 - Conversores Integrados Implementados.....	112
Figura 83 - Principais formas de onda para o Inversor Boost Integrado.....	113
Figura 84 - Análise de um degrau de carga aplicado ao Inversor Boost Integrado.....	114
Figura 85 - Principais formas de onda do Inversor Buck-Boost .....	114
Figura 86 - Principais formas de onda do Inversor Ćuk.....	115
Figura 87 - Resposta ao degrau de Carga.....	115
Figura 88 - Principais formas de onda do Inversor Zeta .....	116
Figura 89 - Resposta ao degrau de Carga.....	116
Figura 90 - Partida dos conversores de 3 estados. (a) Boost; (b) Buck-Boost. Tensão de Saída em Azul e Corrente no Indutor em Verde. Escalas: Tensão (100V/div); Corrente (10A/div); Tempo (100ms/div). ....	117
Figura 91 - Principais formas de onda do Conversor Boost de 3 estados no modo isolado. Escalas: Tensão (200V/div); Corrente (15A/div); Tempo (10ms/div).....	117
Figura 92 - Principais formas de onda do Conversor Buck-Boost de 3 estados no modo isolado. Escalas: Tensão (200V/div); Corrente (15A/div); Tempo (10ms/div). .	118
Figura 93 - Tensões de saída do conversor Buck-Boost de 3 estados. Tensão do conversor em verde (100V/div) e Tensão da rede em azul (100V/div); Tempo (10ms/div). ....	118
Figura 94 - Tensões de saída, Corrente injetada na rede e potência instantânea. Tensão da rede em azul (100V/div), Corrente injetada (2A/div) e potência instantânea na rede (100VA/div); Tempo (20ms/div).....	119
Figura 95 - Formas de onda para operação simultânea em stand-alone e grid-tied. Tensão da rede em verde (100V/div), Corrente injetada em rosa (2A/div), tensão do conversor em azul (100V/div) e corrente na carga local (2A/div); Tempo (20ms/div).....	119
Figura 96 - Formas de onda para a desconexão do conversor da rede de distribuição em CA. ....	120
Figura 97 - Formas de onda para a reconexão automática do conversor à rede.....	120

Figura 98 - Formas de onda da corrente no indutor Buck-Boost ( $I_{BB}$ ), na entrada do conversor ( $I_{in}$ ) e no painel fotovoltaico ( $I_{PV}$ ).....	121
Figura 99 - Inversor Integrado Boost Tri-State operando conectado a rede. ....	123
Figura 100 - Etapas de operação do Inversor Integrado Boost Tri-State. ....	124
Figura 101 - Modulação espacial para os inversores VSI e CSI.....	125
Figura 102 - Cálculo das projeções baseadas no setor 1. ....	126
Figura 103 - Diagrama de blocos da modulação proposta (a); Exemplo de implementação dos pulsos de gate (b). ....	127
Figura 104 - Modelo da modulação em ambiente Matlab/Simulink®.....	127
Figura 105 - Detalhe da tensão refletida no barramento CC.....	130
Figura 106 - Ganho estático para diferentes combinações de $D_1$ e $D_2$ .....	131
Figura 107 - Ganho estático para diferentes combinações de $D_1$ e $D_{null}$ . ....	131
Figura 108 - Ganho estático real considerando as perdas no indutor.....	132
Figura 109 - Esboço das principais correntes no Inversor.....	134
Figura 110 - Estimativa das Perdas para alguns Semicondutores. ....	135
Figura 111 - Esboço das principais correntes no Inversor VSI Trifásico.....	136
Figura 112 - Estimativa das Perdas para alguns Semicondutores. ....	136
Figura 113 - Comparação entre as melhores eficiências do CSI e do VSI trifásicos.....	137
Figura 114 - Comparação entre as melhores eficiências com duas topologias de filtros para o VSI.....	137
Figura 115 - Diagrama de blocos simplificado para o conversor.....	138
Figura 116 - Diagrama de blocos para o controle no modo conectado. ....	139
Figura 117 - Esboço das transformadas no referencial síncrono.....	140
Figura 118 - Circuitos Equivalentes. ....	141
Figura 119 - Inversor Integrado Buck-Boost Tri-State operando conectado à rede.....	145
Figura 120 - Etapas de operação do Inversor Integrado Buck-Boost Tri-State.....	146
Figura 121 - Ganho estático para diferentes combinações de $D_1$ e $D_2$ .....	148
Figura 122 - Ganho estático para diferentes combinações de $D_1$ e $D_{null}$ . ....	148
Figura 123 - Ganho estático real considerando as perdas no indutor.....	149
Figura 124 - Esboço das principais correntes no Inversor.....	150
Figura 125 - Estimativa das perdas para alguns Semicondutores. ....	151
Figura 126 - Comparação entre as melhores eficiências com duas topologias de filtros para o VSI.....	151
Figura 127 - Diagrama de blocos simplificado para o inversor Buck-Boost .....	152

Figura 128 - Tensões e correntes na carga local durante degrau de carga. ....	154
Figura 129 - Correntes injetadas na rede com rampa de inicialização. ....	154
Figura 130 - Detalhe da corrente injetada na rede. ....	154
Figura 131 - Tensões nos capacitores de saída. ....	155
Figura 132 - Deslocamento angular entre as tensões da fase "a" do capacitor e da rede. ....	155
Figura 133 - Corrente no indutor de acumulação. ....	156
Figura 134 - Potência drenada do PV ....	157
Figura 135 - Corrente injetada na rede. ....	157
Figura 136 - Modelo de Simulação incluindo o Painel Fotovoltaico. ....	158
Figura 137 - Arranjo experimental para os testes com o inversor. ....	159
Figura 138 - Detalhes da implementação do inversor. ....	159
Figura 139 - Verificação dos sinais de controle digitais referentes à modulação do inversor. .....	160
Figura 140 - Sinais referentes aos tempos de curto, transferência e mantém. ....	161
Figura 141 - Modulação em alta frequência. ....	161
Figura 142 - Pulsos de gate para o acionamento das chaves do inversor. Amarelo: Chave $S_p$ ; Verde: Chave $S_1$ ; Vermelho: Chave $S_5$ e Rosa: Chave $S_4$ . ....	162
Figura 143 - Principais formas de onda para o inversor Buck-Boost. Ciano: Corrente no indutor (5A/div); Amarelo: Tensão na fase "a" (medida no sensor LEM - 4,7V representam 180 Vpico); Verde: Corrente na fase "a" (5A/div) e Vermelho: Corrente na fase "c" (5A/div). Tempo: 10ms/div. ....	164
Figura 144 - Principais formas de onda para o inversor Buck-Boost. Ciano: Corrente no indutor (5A/div); Amarelo: Tensão na fase "a" (medida no sensor LEM - 4,7V representam 180 Vpico); Verde: Corrente na fase "a" (5A/div) e Vermelho: Corrente na fase "b" (5A/div). Tempo: (10ms/div). ....	164
Figura 145 - Principais formas de onda para o inversor Buck-Boost. Ciano: Corrente no indutor (5A/div); Amarelo: Tensão na fase "a" (medida no sensor LEM - 4,7V representam 180 Vpico); Verde: Corrente na fase "a" (5A/div) e Vermelho: Corrente na fase "b" (5A/div). Tempo: (10ms/div). ....	165
Figura 146 - Formas de onda para as correntes trifásicas de saída do inversor Buck-Boost. Verde: Corrente na fase "a" (2A/div), Vermelho: Corrente na fase "b" (2A/div) e Rosa: Corrente na fase "c" (2A/div) Tempo: (10ms/div). (a) até (f): potência de saída aproximada em watts. ....	166



Figura 147 - Detalhe do sistema de medição baseado no analisador de qualidade de energia Fluke. ....	167
Figura 148 - Fasores de tensão e de correntes trifásicos. ....	167
Figura 149 - Distorção harmônica total de tensão para cada fase. ....	168
Figura 150 - Distorção harmônica total de corrente para cada fase. ....	168
Figura 151 - Degraus de corrente aplicados ao indutor Buck-Boost. Vermelho: corrente sobre o indutor; Roxo: tensão de saída da fase 'a'. Verde e marrom: corrente na fase 'a' e 'b'. Tempo: 200ms/div.....	169
Figura 152 - Degraus de tensão na saída do Inversor. Vermelho: corrente sobre o indutor Buck-Boost; Roxo: tensão de saída da fase 'a'. Verde e marrom: corrente na fase 'a' e 'b'. Tempo: 500ms/div.....	169
Figura 153 - Partida e desligamento suaves do inversor. ....	170
Figura 154 - Curva da eficiência experimental do inversor. Em vermelho: destaque para as medições apresentadas na Fig. 149.....	170
Figura 155 - Algumas eficiências medidas com o sistema Fluke 435 I .....	171
Figura 156 - Interface gráfica para utilização do TerraSAS. Potência máxima testada de 2kW .....	171
Figura 157 - Arranjo experimental para os testes de conexão.....	172
Figura 158 - Detalhe da implementação experimental. Detalhe para o sistema de medição no ponto de conexão com a rede elétrica.....	172
Figura 159 - Sincronização do inversor instantes antes da conexão à rede. (a) Vermelho: Tensão da rede da fase "a"; Rosa: Tensão no capacitor AC da fase "a".(b) Vermelho: Tensão da rede da fase "a"; Rosa: Tensão no capacitor AC da fase "a"; Azul: Corrente no indutor de entrada e Amarelo: Corrente na Carga Local.....	173
Figura 160 - Injeção de potência na rede. Correntes nas fases "a", "b" e "c". Fase "a" em verde, fase "b" em vermelho e fase "c" em rosa. Tensão na rede em amarelo....	174
Figura 161 - Correntes injetadas na rede.....	175
Figura 162 - Deslocamento angular entre as formas de onda da tensão do capacitor da fase "a" em verde e da rede para a fase "a" em amarelo. ....	176
Figura 163 - Tensão da rede da fase "a" juntamente com a corrente injetada na rede para a fase "a" e tensão da fase "a" do capacitor juntamente com a corrente na carga local.....	176
Figura 164 - Medição do fator de potência (a) e da taxa de distorção harmônica (b), para a potência de 740W. ....	177

Figura 165 - Medição do fator de potência (a) e da taxa de distorção harmônica (b), para a potência de 1kW. ....	177
Figura 166 - Medição do fator de potência (a) e da taxa de distorção harmônica (b), para a potência de 1,3kW. ....	177
Figura 167 - Esquemático da Placa de Potência.....	197
Figura 168 - Esquemático da Placa de Potência - Circuitos de ataque de Gate. ....	198
Figura 169 - Esquemático da Placa de Sensoreamento Parte 1-2.....	199
Figura 170 - Esquemático da Placa de Sensoreamento Parte 2-2.....	200
Figura 171 - Esquemático da Fonte Auxiliar.....	201
Figura 172 - Programação do inversor buck-Boost tri-state.....	218
Figura 173 - Tela para controle em tempo real do inversor buck-Boost tri-state.....	219
Figura 174 - Esquemático da Placa de Potência - Inversor Buck-Boost Tri-State.....	220

## Lista de Tabelas

Tabela 1 - Parâmetros elétricos do painel em estudo. ....	54
Tabela 2 - Parâmetros do conversor boost utilizado para simulação. ....	55
Tabela 3 - Principais características dos algoritmos de MPPT. ....	66
Tabela 4 - Principais características dos algoritmos de anti-ilhamento. ....	81
Tabela 5 - Comparativo entre as topologias testadas. ....	108
Tabela 6 - Decodificação dos setores do hexágono.....	128
Tabela 7 - Codificação para seleção do tempo de chaveamento. ....	128
Tabela 8 - Codificação para seleção dos estados de chaveamento do inversor Boost Tri-State. .....	129
Tabela 9 - Codificação para seleção dos estados de chaveamento do inversor Buck-Boost..	146
Tabela 10 - Decodificação para seleção dos estados de chaveamento .....	161
Tabela 11 - Características elétricas da associação dos painéis. ....	163
Tabela 12 - Projeto indutor Buck-Boost LB.....	193
Tabela 13 - Projeto do indutor de rede. ....	194
Tabela 14 - Projeto do indutor de rede - prevendo aumento de potência.....	195
Tabela 15 - Perdas nos semicondutores.....	196
Tabela 16 - Código em C.....	202
Tabela 17 - Código em VHDL para a seleção dos pulsos de chaveamento. ....	212

## Lista de Abreviaturas

PV	Painel fotovoltaico
GDEE	Geração distribuída de energia
MPP	Ponto de máxima potência
PMAX	Máxima potência disponível
PMMP	Energia extraída pelo algoritmo de MPPT
MPPT	Rastreador do ponto de máxima potência
$V_{MPP}$	Tensão no ponto de máxima potência
$V_{OC}$	Tensão de circuito aberto
STC	Condição atmosférica padrão
ISC	Corrente de curto circuito
P&O	Perturbação e observação
Mod P&O	Perturbação e observação modificado
IC	Condutância incremental
Mod IC	Condutância incremental modificado
D Cte	Método da razão cíclica constante
V Cte	Método da tensão constante
IA	Inteligência artificial
PCC	Ponto comum de acoplamento de carga
NDZ	Zona de não detecção
NPC	Neutral point clamped
DHT	Distorção harmônica total
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
PI	Proporcional-integral
RLC	Carga de resistores, indutores e capacitores em paralelo
FPGA	<i>Field programm gate array</i>
DSC	<i>Digital signal controller</i>
SMS	<i>Slip-mode frequency shift</i>
AFD	<i>Active frequency drift</i>

SFS	<i>Sandia frequency shift</i>
SVS	<i>Sandia voltage shift</i>
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
DFT	<i>Discrete fourier transform</i>
FC	<i>Fuel Cell</i>
FR	Fator de rastreamento
RMS	Valor eficaz
VSI	<i>Voltage source inverter</i>
CSI	<i>Current source inverter</i>
SVM	<i>Space vector modulation</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
RB-IGBT	Reversing blocking IGBT
MCC	Modo de condução contínuo
SEPIC	Single ended primary inductance converter

## Lista de Símbolos

$q$	Carga do elétron
$\eta$	Fator de qualidade da junção do painel
$T$	Temperatura
$T_r$	Temperatura de referência
$N_s$	Quantidade de células fotovoltaicas em série
$k$	Constante de Boltzmann
$R_s$	Resistência série do PV
$R_p$	Resistência paralela do PV
$V_{PV}$	Tensão do PV
$I_{PV}$	Corrente do PV
$V$	Tensão de uma célula fotovoltaica
$I$	Corrente de uma célula fotovoltaica
$I_{rr}$	Corrente de saturação reversa de referência
$I_{ph}$	Fotocorrente
$\alpha_T$	Coefficiente de temperatura da célula
$P_{sun}$	Intensidade de radiação solar
$E_G$	Energia de banda proibida
$I_{SC}$	Corrente de curto-circuito por célula
$V_{OC}$	Tensão de circuito aberto por célula
$\Delta P$	Variação de potência ativa
$\Delta Q$	Variação de potência reativa
$\Delta V$	Variação de tensão
$L_B$	Indutor do conversor boost CC-CC
$S_B$	Chave do conversor boost CC-CC
$D_B$	Diodo do conversor boost CC-CC
$C_B$	Capacitor do conversor boost CC-CC
$R_L$	Carga resistiva
$f_s$	Frequência de chaveamento
$f(x)$	Função matemática
$f'(x)$	Derivada primeira de uma função matemática

$f_q(t)$	Função de chaveamento para o conversor boost
$Q_f$	Fator de qualidade
$f$	Frequência da rede
$R$	Resistência da carga em paralelo
$L$	Indutância da carga em paralelo
$C$	Capacitância da carga em paralelo
$P$	Potência ativa
$P_{in}$	Potência de entrada
$P_{out}$	Potência de saída
$V_{carga}$	Tensão na carga em paralelo
$Ch_f$	Fração de corte do método AFD
$T_z$	Tempo de corrente nula
$T$	Período da rede
$\theta$	Ângulo de fase do método SMS
$\theta_{max}$	Ângulo máximo para o desvio
$f_{pll}$	Frequência de saída do PLL
$f_{max}$	Frequência máxima admissível
$C_f$	Fração de corte do método SFS
$cf_0$	Fração de corte inicial do método SFS
$k$	Ganho do método SFS
$D_n$	Diodo da associação série de múltiplos PVs
$BF$	Transformador de baixa frequência
$AF$	Transformador de alta frequência
$V_{in}$	Tensão de entrada
$L_b$	Indutor de acumulação de energia
$L_2$	Indutor intermediário de acumulação de energia
$S_b$	Chave controlada
$D_b$	Diodo
$C_b$	Capacitor de barramento CC
$S_{1-12}$	Interruptores operando como chaves eletrônicas
$D_{1-6}$	Diodos de retorno de corrente
$L_o$	Indutor de saída
$C_o$	Capacitor de saída

$C_2$	Capacitor de acumulação intermediário
$V_{dc}$	Tensão contínua de alimentação
$S_{bb}$	Chave principal do inversor monofásico Buck-Boost
$L_{bb}$	Indutor de acumulação do inversor monofásico Buck-Boost
$S_c$	Chave principal do inversor monofásico Cuk
$L_c$	Indutor de acumulação do inversor monofásico Cuk
$C_c$	Capacitor de acumulação intermediário do inversor Cuk
$S_z$	Chave principal do inversor monofásico Zeta
$L_z$	Indutor de acumulação do inversor monofásico Zeta
$C_z$	Capacitor de acumulação intermediário do inversor Zeta
$S_s$	Chave principal do inversor monofásico SEPIC
$L_s$	Indutor de acumulação do inversor monofásico SEPIC
$C_s$	Capacitor de acumulação intermediário do inversor SEPIC
$L_{s2}$	Indutor de acumulação intermediário do inversor monofásico SEPIC
$L_{ac}$	Indutor de rede
$L_a$	Indutância da fase a da rede
$L_b$	Indutância da fase b da rede
$L_c$	Indutância da fase c da rede
$C_{ac}$	Capacitor de rede
$C_a$	Capacitância da fase a da rede
$C_b$	Capacitância da fase b da rede
$C_c$	Capacitância da fase c da rede
$V_{ac}$	Tensão da rede
$E_a$	Tensão da fase a da rede
$E_b$	Tensão da fase b da rede
$E_c$	Tensão da fase c da rede
$E_d$	Tensão de eixo direto da rede
$E_q$	Tensão de eixo em quadratura da rede
$VC_a$	Tensão na fase a do capacitor de rede
$VC_b$	Tensão na fase b do capacitor de rede
$VC_c$	Tensão na fase c do capacitor de rede
$V_{ref}$	Tensão de referência
$k_v$	Ganho do sensor de tensão
$k_i$	Ganho do sensor de corrente



$V_{out}$	Tensão de saída
$D$	Razão cíclica
$D_1$	Razão cíclica principal
$D_2$	Razão cíclica secundária
$C_i(s)$	Compensador de corrente
$C_v(s)$	Compensador de tensão
$G_{id}$	Planta de corrente em função de $D$ para o inversor Boost
$G_{vi}$	Planta de tensão em função da corrente para o inversor Boost
$S_{aux}$	Chave auxiliar do inversor boost tri-state
$\omega_s$	Velocidade angular síncrona
$\omega$	Velocidade angular
$T_a$	Tempo de chaveamento do vetor principal
$T_b$	Tempo de chaveamento do vetor secundário
$T_{null}$	Tempo de roda livre
$ V $	Módulo da tensão
$V_p$	Tensão de pico da rede
$I_p$	Corrente de pico da rede
$I_o$	Corrente de saída
$V_o$	Tensão de saída refletida no barramento CC
$P_o$	Potência de saída trifásica
$V_{Linha}$	Tensão de linha da rede
$L_B$	Indutor de acumulação dos inversores trifásico
$R_{LB}$	Resistência do indutor de acumulação dos inversores trifásicos
$\Delta I_{LB}$	Varição da corrente no indutor de acumulação dos inversores trifásicos
$\Delta V_{ca}$	Varição da tensão no capacitor de rede
$R_o$	Resistência aparente de carga
$f_{Nyq}$	Frequência de Nyquist
$f_a$	Frequência de amostragem
$IS1_{avg\_T}$	Corrente média no período de chaveamento
$IS1_{avg\_f_{rede}}$	Corrente média no período de rede
$IS1_{rms\_T}$	Corrente RMS no período de chaveamento
$IS1_{rms\_f_{rede}}$	Corrente RMS no período de rede
$V_\alpha$	Tensão no eixo alfa
$V_\beta$	Tensão no eixo beta

$V_o$	Tensão de sequência zero
$V_d$	Tensão de eixo direto
$V_q$	Tensão de eixo de quadratura
$n$	Rendimento

## Sumário

<b>1 Revisão Bibliográfica Geral.....</b>	<b>27</b>
<b>2 Avaliação dos Principais Métodos de MPPT.....</b>	<b>45</b>
<b>3 Avaliação dos Principais Algoritmos de Anti-Ilhamento.....</b>	<b>69</b>
<b>4 Avaliação das Principais Topologias de Conversores para Aplicação com PVs.....</b>	<b>83</b>
<b>5 Inversores Trifásicos Integrados Tri-State.....</b>	<b>123</b>
<b>6 Conclusões e Trabalhos Futuros.....</b>	<b>179</b>
<b>Referências.....</b>	<b>182</b>
<b>Apêndice A - Produção de Artigos Científicos.....</b>	<b>188</b>
<b>Apêndice B - Projeto do Inversor Buck-Boost Tri-State Trifásico .....</b>	<b>192</b>
<b>Apêndice C - Códigos de Programação.....</b>	<b>202</b>
<b>Apêndice C - Desenho PCI.....</b>	<b>220</b>

# Capítulo 1

## Revisão Bibliográfica Geral

---

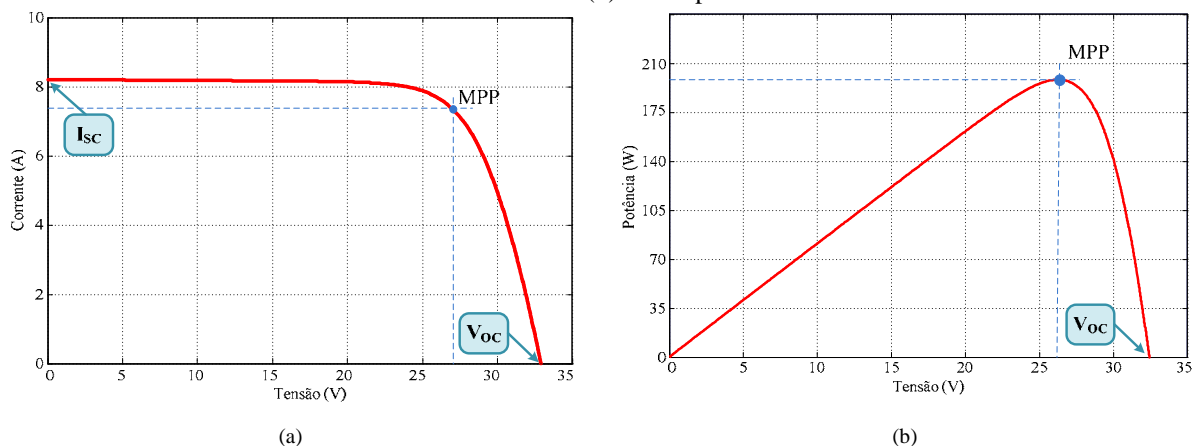
---

A crescente demanda energética aliada à possibilidade de redução da oferta de combustíveis convencionais, junto com a crescente preocupação com a preservação ambiental, tem impulsionado pesquisas e desenvolvimento de fontes de energia alternativas menos poluentes, renováveis e que produzam pouco impacto ambiental. Dentre as fontes alternativas, a energia elétrica proveniente dos painéis solares (PVs) tem tido um grande destaque à nível mundial, tanto nas pesquisas como em incentivos governamentais. Além é claro da grande quantidade de empresas interessadas no desenvolvimento de soluções cada vez mais competitivas na área de inversores solares. Isso decorre do potencial que a energia solar proporciona, já que se apresenta como a fonte de energia natural mais útil, uma vez que é livre, abundante, não poluente, distribuída ao longo da Terra e participa como fator primário de todos os outros processos de obtenção de energia (AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - ANEEL, 2003; KNON et al., 2006; CHA; LEE, 2008). Além disso, apesar dos fenômenos de reflexão e absorção dos raios solares pela atmosfera, estima-se que a energia solar incidente sobre a superfície da terra seja da ordem de dez mil vezes maior do que o consumo energético mundial (CENTRO DE PESQUISAS DE ENERGIA ELÉTRICA - CEPEL, 2000). Neste contexto, o conceito de geração distribuída de energia elétrica (GDEE), transformou-se numa possibilidade técnica real e atual, estimulando diversas pesquisas e normatizações em todo o mundo.

Em relação ao Brasil, este possui excelentes níveis de radiação solar, pois está localizado numa faixa de latitude na qual a incidência de radiação solar é muito superior à verificada no restante do mundo, colocando o país em vantagem com relação aos países mais desenvolvidos no que tange à possibilidade de utilização da energia solar fotovoltaica. Apenas para exemplificar este potencial, a Alemanha, que é um dos países desenvolvidos que mais utilizam energia solar, este apresenta índices de radiação solar bem inferiores aos do Brasil. Em sua região mais favorecida tem-se aproximadamente 1,4 vezes menos radiação solar do que na região menos favorecida do Brasil (SALAMONI; RÜTHER, 2007).

Apesar de todas as vantagens apresentadas pela geração de energia através do uso dos painéis fotovoltaicos, a eficiência da conversão de energia é atualmente baixa e o custo inicial para sua implantação ainda é considerado muito elevado; e desta forma, torna-se necessário a utilização de técnicas de extração da máxima potência possível (*MPPT – Maximum Power Point Tracking*) destes painéis, para se obter máxima eficiência em operação (DESAI; PATEL, 2007; ESRAM; CHAPMAN, 2007; PANDEY et al., 2007; FARANDA et al., 2008; LAIRD et al., 2008; JAEN et al., 2008). Considerando-se um único PV, é necessário salientar que há apenas um ponto de máxima potência (*MPP – Maximum Power Point*), e este varia de acordo com as condições climáticas e de temperatura (DESAI; PATEL, 2007; FARANDA et al., 2008). Os painéis fotovoltaicos apresentam características elétricas não lineares de tensão versus corrente, conforme exemplificado na Figura 1(a), as quais variam de acordo com o nível de radiação solar e de temperatura e que tornam a extração desta máxima potência uma tarefa complexa, considerando-se variações meteorológicas. Para superar este problema, vários métodos para extração da máxima potência têm sido propostos na literatura (DESAI; PATEL, 2007; ESRAM; CHAPMAN, 2007; PANDEY et al., 2007; FARANDA et al., 2008; JAEN et al., 2008). Como exemplo, têm-se os métodos da Tensão Constante, da Tensão de Circuito Aberto, de Curto-Circuito por Pulsos, da Perturbação e Observação, da Condutância Incremental, *Hill Climbing*, Beta, Correlação de Ripple, Oscilação do Sistema e os métodos baseados em temperatura e também em inteligência artificial.

Figura 1- Características de um painel fotovoltaico para uma condição fixa de temperatura e irradiação solar. (a) Curva corrente versus tensão. (b) Curva potência versus tensão.



Fonte: Próprio autor.

O método da Tensão Constante utiliza resultados empíricos, indicando que a tensão no MPP ( $V_{MPP}$ ) é da ordem de 70 à 80% da tensão em circuito aberto ( $V_{oc}$ ) do painel fotovoltaico para a condição atmosférica padrão (STC). Entre os diversos pontos de MPP (variando-se as condições atmosféricas), a tensão nos terminais do módulo varia muito pouco,

mesmo quando a intensidade da irradiação solar se altera. Assim, assegurando-se que a tensão no módulo permaneça constante é possível operar próximo do MPP. Este método requer apenas um sensor de tensão e algoritmos simples, como exemplo o uso de uma malha de controle em tensão com referência fixa; contudo o valor de potência extraída nunca é o MPP verdadeiro e diferentes dados devem ser adotados para cada região geográfica, tornando este método pouco utilizado. Apesar da pouca aplicabilidade, este método funciona muito bem com níveis de insolação bastante reduzidos, e desta forma, pode ser combinado com outros métodos de MPPT para melhorar a eficiência global do sistema (YU et al., 2002; JAIN; AGARWAL, 2007 a; FARANDA et al., 2008).

O método da Tensão de Circuito Aberto é baseado em observações de que a tensão no MPP é sempre muito próxima a uma porcentagem fixa de  $V_{OC}$ , e além disso, a relação entre  $V_{MPP}$  e  $V_{OC}$  deve ser obtida de forma empírica para cada tipo de painel a ser usado e sob diferentes condições de irradiação e temperatura. De posse desta constante de proporcionalidade, é necessário medir periodicamente  $V_{OC}$ , uma vez que se altera com mudanças climáticas, a fim de obter  $V_{MPP}$ . Isto é realizado inserindo um interruptor estático em série com o painel fotovoltaico, desligando o conversor momentaneamente, o que leva a perdas temporárias de energia e maior complexidade do circuito. Uma alternativa é usar células piloto de menor potência com as mesmas características dos painéis, a fim de se obter  $V_{OC}$  (ENSLIN et al., 1997; ESRAM; CHAPMAN, 2007; FARANDA et al., 2008).

Com relação ao método de Curto-Circuito por Pulsos, o MPP é obtido através de um conversor estático controlado em corrente, com uma corrente de referência proporcional à corrente de curto-circuito ( $I_{SC}$ ) do PV. Esta constante de proporcionalidade, como nos métodos descritos anteriormente, é obtida empiricamente e sob várias condições de temperatura e irradiação, também para cada tipo de painel. Este método requer a determinação recorrente de  $I_{SC}$ , a qual é obtida através da inserção de um interruptor estático em paralelo com o PV. Nota-se que no instante do curto-circuito, a tensão nos terminais do painel fotovoltaico é nula, e, portanto, não se extrai energia do painel. Neste método também se aumenta o número de componentes e seu custo, além da perda de energia que não é desejável (NOGUCHI et al., 2002; ESRAM; CHAPMAN, 2007; FARANDA et al., 2008).

Já o método da Perturbação e Observação (P&O) opera periodicamente incrementando ou decrementando a tensão de saída terminal do PV e comparando a potência obtida no ciclo atual com a potência do ciclo anterior. Caso a tensão varie e a potência aumente, o sistema de controle muda o ponto de operação naquela direção; caso contrário, muda o ponto de operação na direção oposta. Este método é considerado padrão para se obter alta eficiência.

Este método necessita de sensores de tensão e de corrente para o cálculo da potência do PV. Além disso, a tensão terminal do PV é sempre alterada e quando o painel opera no MPP ocorrem oscilações na potência de saída em torno do seu valor máximo, o que resulta em perdas de potência (HUSSEIN et al, 1995; ESRAM; CHAPMAN, 2007; PANDEY et al., 2007; FARANDA et al., 2008; JAEN et al., 2008). Os métodos de P&O podem ser divididos em P&O clássico, otimizado e de três pontos. O P&O clássico opera com perturbações fixas; em relação ao método otimizado, uma média de diversas amostras de potência é usada para ajustar dinamicamente a magnitude da perturbação; já no P&O de três pontos, são usados três pontos distintos da curva potência versus tensão, para determinar a direção e magnitude da próxima perturbação. Em Laird et al, 2008 é apresentada uma modificação do P&O clássico, onde a magnitude da perturbação é aumentada quando o sistema se encontra longe do MPP e quando o algoritmo encontra o MPP, a amplitude da perturbação é reduzida. Este algoritmo usa passo variável e consegue resposta rápida, além de minimizar a oscilação de potência no MPP.

O método da Condutância Incremental (*Incremental Conductance - IC*) é baseado no fato de que a inclinação da curva de potência do painel solar é nula no MPP, positiva à esquerda e negativa à direita (vide Figura 1(b)). Este método busca o MPP da mesma forma que o método P&O (LISERRE et al., 2010), também usa dois sensores, um de corrente e outro de tensão, mas não é necessário calcular a potência do painel e uma vez alcançado o MPP, as perturbações são encerradas até que se observem alterações na corrente do painel. Desta forma, não ocorrem oscilações na potência do PV e o passo de incremento determina a velocidade do método (WASYNEZUK, 1983; ESRAM; CHAPMAN, 2007; PANDEY et al., 2007; FARANDA et al., 2008; JAEN et al., 2008; LAIRD et al., 2008). Também pode ser usado passo variável para melhorar a eficácia deste método. Contudo, com este método é bem improvável de se obter exatamente o MPP, e uma pequena margem de erro é considerada satisfatória nos algoritmos práticos (LAIRD et al, 2008). Este método também é muito utilizado pela sua eficácia e apresenta bom desempenho diante de variações rápidas das condições meteorológicas (PANDEY et al, 2007; FARANDA et al., 2008). Em Yu et al. (2002) e Faranda et al. (2008) comenta-se que uma melhoria neste método pode ser obtida com a combinação com o método da tensão constante. Se a irradiação solar está 30% abaixo do nível de irradiação nominal usa-se o método da tensão constante, caso contrário, usa-se o método IC. Consegue-se assim uma melhoria na eficácia do rastreamento da máxima potência do PV; entretanto, é necessário adicionar sensor de radiação, o que torna o método dispendioso.

O método *Hill Climbing (HC)* se baseia na relação entre a razão cíclica do conversor estático e a potência do PV, onde o gráfico potência versus razão cíclica apresenta a forma de uma colina. O ponto de máxima potência pode ser obtido forçando que a derivada da potência em relação à razão cíclica seja nula. Isto é obtido comparando periodicamente o nível de potência atual com a potência anterior, aumentando ou diminuindo a razão cíclica do conversor. Desta forma, a razão cíclica é alterada até que se atinja o MPP. Este método é bem simples, entretanto, pode se tornar confuso caso haja mudanças bruscas nas condições meteorológicas, levando o conversor a buscar o MPP na direção contrária. Ademais, é difícil encontrar bom desempenho tanto em regime permanente quanto em transitórios, e a obtenção de um valor de incremento para a razão cíclica nem sempre é óbvio (TEULINGS et al., 1993; ESRAM; CHAPMAN, 2007; JAEN et al., 2008). Em Pandey et al. (2007), apresenta-se um método também baseado na variação da razão cíclica do conversor, verificando que no ponto de inflexão da curva tensão versus razão cíclica o PV opera em potência máxima. Utiliza-se uma função simples onde a potência é proporcional a variação de tensão tornando o algoritmo de MPP também simples. Apesar de obter boa eficiência, o método é sensível a ruídos para a avaliação da função objetivo.

Já o método Beta consiste na aproximação do ponto de máxima potência por meio do equacionamento de uma variável intermediária  $\beta$ , sendo esta variável destacada pela equação (1).

$$\beta = \ln(I_{PV} / V_{PV}) - c.V_{PV} \quad (1)$$

Onde  $c = (q/(\eta.k.T.Ns))$  é uma constante que depende da carga do elétron ( $q$ ), fator de qualidade da junção do painel ( $\eta$ ), da constante de Boltzmann ( $k$ ), da temperatura em Kelvin ( $T$ ) e da quantidade de células fotovoltaicas em série ( $Ns$ ). Conforme as condições de operação do painel mudam o valor da variável  $\beta$  no ponto ótimo permanece quase constante. Desta forma,  $\beta$  pode ser continuamente calculada utilizando a tensão e a corrente do painel e realimentado em uma malha fechada convencional com referência constante (JAIN; AGARWAL, 2004, 2007 a).

Em relação ao método da Oscilação do Sistema, este se baseia nos princípios da máxima transferência de potência e utiliza as oscilações para determinar o ponto ótimo de operação. No ponto ótimo a razão entre a amplitude da oscilação e o valor médio da tensão é constante. A sua implementação é caracterizada basicamente pela utilização de filtros, tendo como grande vantagem a necessidade exclusiva da medição da tensão do painel e a sua implementação pode ser feita apenas com o emprego de circuito analógicos. O método da



Correlação de Ripple é muito semelhante ao da Oscilação, e, também se baseia nos princípios da máxima transferência de potência e utiliza as oscilações para determinar o ponto ótimo; neste caso, este verifica as oscilações na potência através de filtros passa-alta, necessitando dos sensores de tensão e de corrente para o posterior cálculo da potência do PV (HO et al., 2004; CASADEI et al., 2006; JAIN; AGARWAL, 2007 a).

Em relação ao método da Temperatura, este aproveita as funcionalidades do método da Tensão Constante e atualiza o valor da tensão do ponto de máxima potência através de uma correção nesta variável usando um sensor de temperatura de baixo custo acoplado à superfície do PV. Esta correção é interessante uma vez que a tensão no MPP varia com a mudança de temperatura. Como este método rastreia a tensão do PV e a correção dada pelo sensor de temperatura é lenta, devido a inércia do sistema, este mantém alta rastreabilidade com pouca oscilação no ponto de máxima potência, além de simplicidade de implementação (PARK; YU, 2004; COELHO et al., 2010).

Métodos baseados em Inteligência Artificial (IA), como a lógica *Fuzzy*, apresentam normalmente três estágios de operação. O primeiro é denominado de *Fuzzification*, em que as variáveis de entrada, normalmente o erro e a sua derivada, são convertidas em variáveis lingüísticas através de uma função de interpretação. A segunda é baseada numa tabela de regras, determinando a lógica de saída do controle. A terceira é denominada de *Defuzzification*, onde a saída é convertida de variável lingüística para uma variável numérica usando a função de interpretação. Este método pode trabalhar com entradas imprecisas, não necessita de um modelo matemático rigoroso e também pode trabalhar com não linearidades. Além disso, funciona bem com variações climáticas, mas a eficácia deste método está intrinsecamente ligada à experiência do projetista, que deve escolher de forma adequada o método de cálculo do erro e ser hábil na montagem da tabela de regras (WILAMONSKI; XIANG, 1993; SIMOES et al., 1998; ESRAM; CHAPMAN, 2007).

Outro método baseado em IA, a rede neural, usa estratégias que o cérebro humano emprega para aprender e se adaptar a fim de obter o MPP nos painéis fotovoltaicos. As redes neurais comumente têm três camadas, sendo a entrada, a camada oculta e a saída. O número de nós em cada camada é dependente do projetista. No que se refere aos painéis fotovoltaicos, a entrada pode ser os parâmetros dos painéis, tais como  $V_{OC}$  e  $I_{SC}$ , ou ainda parâmetros climáticos como temperatura e irradiação. A saída é normalmente constituída por um ou mais sinais de referência, como por exemplo, a razão cíclica de controle do conversor estático, para que este opere no MPP. O quão próximo o ponto de operação está do MPP depende do algoritmo usado na camada oculta e do treinamento que a rede recebe. As ligações entre os

nós recebem pesos e para a correta definição do MPP, estes pesos devem ser cuidadosamente determinados através de um processo de treinamento, onde o PV é testado durante certo tempo e os padrões entre entrada e saída são armazenados. Diferentes painéis fotovoltaicos apresentam características diferentes; desta forma, a rede é treinada para um painel em específico e ainda, treinada periodicamente devido às mudanças meteorológicas a fim de apresentar boa eficiência. Além disso, o envelhecimento dos painéis também demandará o retreinamento da rede (HIYAMA et al., 1995; XIAOFENG et al., 2002; ESRAM;CHAPMAN, 2007).

Dentre os diversos métodos para localização do ponto de máxima potência, levando-se em consideração custo (quantidade de sensores, componentes, cálculo computacional) e eficiência gerada (proximidade do MPP), os métodos P&O e IC modificados, Beta, Temperatura e Correlação de Ripple se destacam (JAIN; AGARWAL, 2007 a; FARANDA et al., 2008).

Uma das grandes vantagens que o uso da energia gerada pelos painéis fotovoltaicos apresenta é o atendimento a comunidades isoladas. No Brasil 15% da população não possui acesso à energia elétrica. Coincidentemente, esta parcela da população vive em regiões onde o atendimento por meio da expansão do sistema elétrico convencional é economicamente inviável. Trata-se de núcleos populacionais dispersos e pouco densos, típicos das regiões Centro-Oeste, Nordeste e Norte (PINHEIRO, 2007). Como o sistema dos painéis é modular, aumentando-se a carga aumenta-se também a quantidade de painéis a fim de suprir a demanda. Além disto, um sistema típico PV apresenta baixos custos de manutenção e vida útil longa (BALAGUER et al., 2008).

A conexão de forma descentralizada de sistemas de painéis solares com a rede elétrica de distribuição de energia elétrica permite o alívio de alimentadores de distribuição, reduz as perdas de distribuição e pode diminuir o pico de demanda de certas instalações nos momentos de pico de consumo de energia, onde o custo da energia é elevado. Ainda, o proprietário do sistema pode vender a energia excedente a preços incentivados e através de contratos de longo prazo (MARTINS et al., 2009).

O fato do sistema fotovoltaico ser conectado diretamente à rede elétrica dispensa a necessidade do uso de armazenadores de energia. Sem esse componente, o custo do sistema diminui significativamente e permite uma melhoria no desempenho do mesmo, uma vez que aumenta-se a energia disponibilizada na saída do sistema (BALAGUER et al., 2008).

Inicialmente, o elevado custo da energia advinda dos painéis fotovoltaicos pode ser facilmente absorvido pelos grandes centros urbanos e ainda, a maioria das grandes cidades

brasileiras apresenta picos de demanda de energia durante o horário diurno e no verão, onde a incidência de radiação solar é intensa (MARTINS et al., 2009). O alto preço da energia fotovoltaica deve diminuir de modo que os sistemas fotovoltaicos poderão se tornar concorrentes da energia hidroelétrica no Brasil. O custo da energia advinda dos painéis fotovoltaicos se igualaria ao custo da energia provida da rede de energia a partir de 2020 em algumas regiões do país, caso existam programas de incentivo à aplicação desta fonte, com foi realizado na Alemanha (SALAMONI; RÜTHER, 2007).

Uma grande vantagem ambiental dos sistemas fotovoltaicos é a redução das emissões de gás carbônico (CO<sub>2</sub>) que os mesmos permitem. De acordo com Wolfsegger; Stierstorfer, 2007, em 2030, a taxa de redução anual de emissões de CO<sub>2</sub> devido a utilização de PVs deve estar em torno de 1 bilhão de toneladas/ano, o equivalente às emissões totais da Índia no ano de 2004, ou às emissões de 300 usinas termelétricas a carvão. Além disso, em 2040 é previsto que 28% da energia consumida no mundo venha de painéis solares.

Devido à necessidade de operação com a rede de distribuição, um sistema inversor é necessário para converter a energia proveniente dos painéis, que é contínua, em alternada, para ser injetada de forma adequada e com índices de qualidade na rede de distribuição.

Para se realizar a conexão do sistema à rede é necessário tomar certas precauções tais como a previsão de ilhamento e sincronização. O fenômeno de ilhamento para um sistema de geração distribuída é definido quando o mesmo continua a alimentar as cargas locais na ausência da rede de alimentação (BOWER; ROPP, 2002; IEEE SCC21, 2003; CHOE et al., 2006; BALAGUER et al., 2008; CIOBOTARU et al; 2008). Ou seja, o sistema além de alimentar as cargas especificadas para o mesmo, supre energia para as demais cargas conectadas à rede, resultando em problemas operacionais devido à incapacidade de geração local, dentre outros até mais graves. Embora a probabilidade de ocorrência deste efeito seja extremamente baixa, normas que versam sobre a interconexão de sistemas fotovoltaicos à rede requerem métodos eficazes para detectar o ilhamento, tais como IEEE 929-2000, IEEE 1547 e UL1741 (CIOBOTARU et al., 2008). A norma IEEE 1547 (IEEE SCC21, 2003) especifica as características de operação, segurança, testes e manutenção em sistemas de geração distribuída, com capacidade de até 10MVA no PCC (ponto comum de acoplamento de cargas), interligados ao sistema de potência no nível de tensão primária ou secundária, incluindo os seguintes capítulos:

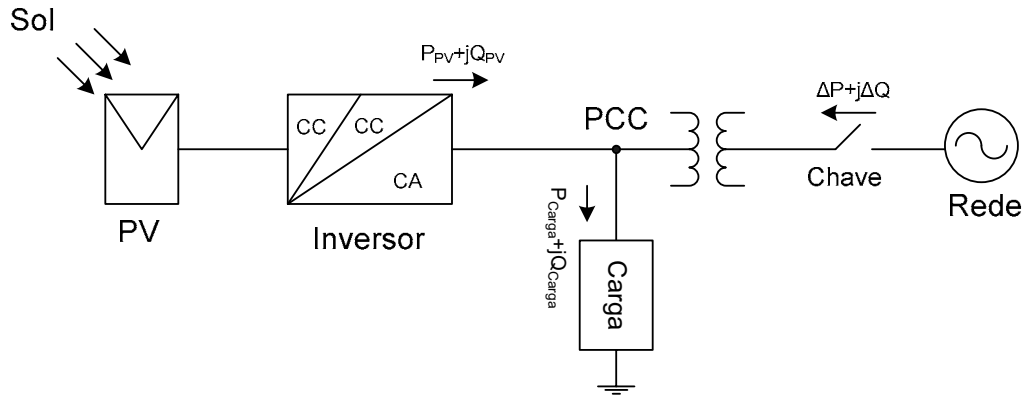
- ✓ Requisitos Gerais
- ✓ Qualidade de Energia
- ✓ Ilhamento
- ✓ Resposta às Condições Anormais de Operação
- ✓ Especificações de Testes e Requisitos de Projeto
- ✓ Avaliação da Instalação
- ✓ Testes Rotineiros Periódicos

Durante o ilhamento problemas de segurança, qualidade de energia e confiabilidade podem ocorrer (BOWER; ROPP, 2002; BALAGUER et al., 2008). A rede de energia não consegue mais controlar a tensão e a frequência durante o ilhamento, criando a possibilidade de danificar equipamentos dos consumidores em uma situação onde a rede não tem mais o controle. Este efeito pode criar uma situação de muito perigo para operários de linhas de distribuição ou até mesmo para pessoas comuns, uma vez que uma parte da rede de distribuição continua energizada mesmo desconectada da rede principal. Ainda, a reconexão da rede durante um ilhamento pode danificar equipamentos e até o sistema de geração distribuída, por causa de uma conexão fora de fase. Além disso, o ilhamento pode interferir com a restauração do serviço pela rede (BOWER; ROPP, 2002).

Em virtude da necessidade clara da detecção de ilhamento pelo sistema de geração distribuído baseado em painéis fotovoltaicos, diversos métodos de detecção de ilhamento têm sido propostos na literatura (BOWER; ROPP, 2002; DE MANGO et al., 2006; ROPP et al., 2006; BALAGUER et al., 2008). Eles são divididos, basicamente, em métodos passivos e ativos residentes no inversor, ativo residente na rede e baseados em comunicação entre a rede e o inversor (BOWER; ROPP, 2002).

Os métodos ditos passivos se baseiam na detecção de uma anormalidade na amplitude, frequência ou fase da tensão no ponto de acoplamento comum entre o inversor e a rede quando em ilhamento. Desta forma, cessam a conversão de energia quando ocorrem mudanças a partir de condições normais especificadas (BOWER; ROPP, 2002; BALAGUER et al., 2008). Os métodos passivos mais utilizados são os métodos de detecção de anormalidades na tensão e na frequência da rede, deslocamento de fase e de detecção de harmônicos de tensão. Um esboço de um sistema PV conectado à rede é apresentado na Figura 2.

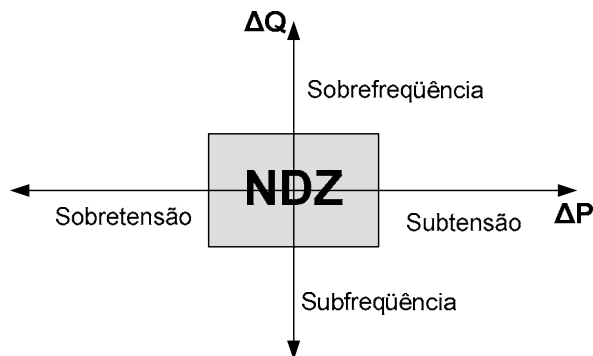
Figura 2 - Esboço de um sistema PV conectado à rede.



Fonte: Próprio autor.

O método de detecção de sub ou sobretensão, bem como os de detecção de sub ou sobrefrequência, são proteções inerentes que o sistema inversor dos painéis fotovoltaicos possui, onde o mesmo cessa o fornecimento de energia à rede caso a amplitude ou frequência da rede esteja fora dos limites especificados. Esses métodos de proteção servem como métodos de detecção de ilhamento uma vez que a tensão ou frequência se alterará se houver diferença entre a potência de saída do inversor e a potência consumida pela carga. Este método é simples de ser implementado e ainda é necessário como proteção em qualquer sistema deste tipo; além disso, os outros métodos de detecção de ilhamento se baseiam nestes princípios. Contudo, se a potência consumida pela carga é aproximadamente a potência gerada pelo sistema PV, quando a rede for desconectada, não haverá alterações na tensão no PCC e com isto, o ilhamento não será detectado (BOWER; ROPP, 2002; DE MANGO et al., 2006; BALAGUER et al., 2008; CIOBOTARU et al., 2008). Para avaliar a eficácia de cada método para detecção de ilhamento pode-se lançar mão da avaliação das zonas de não detecção (*NDZ – Non detection zones*), que podem ser compostos pela energia que a carga recebe ou injeta na rede (DE MANGO et al., 2006; CIOBOTARU et al., 2008). Este método possui uma NDZ elevada e ainda é considerado insuficiente. Um exemplo de NDZ é apresentado na Figura 3.

Figura 3 - Exemplo de zona de não detecção (NDZ) para os métodos de sub e sobretensão e sub e sobrefrequência.



Fonte: Bower e Ropp (2002).

Na Figura 3, os eixos x e y representam as variações de potências ativa e reativas em relação às potências nominais do sistema, que quando alteradas não acarretam em mudanças significativas nos parâmetros da tensão na carga local, o que, conseqüentemente, leva à ineficácia na detecção do efeito de ilhamento.

Já o método de deslocamento de fase monitora a fase entre a tensão de saída do inversor e sua corrente de saída para verificar mudanças bruscas. Essa mudança brusca indica que a tensão nos terminais do inversor não é mais sustentada e foi alterada em fase para corresponder a fase da carga local. Se o erro de fase é maior do que um determinado valor o controle desliga o inversor. Este método requer algoritmos simples, bastando alterar o circuito PLL (detector de fase) para desenergizar o inversor quando se estabelecer o erro de fase. Este método não altera a qualidade no fornecimento de energia, não impacta a resposta transitória do sistema; contudo é extremamente complexo saber o valor de erro exato para detectar o ilhamento sem causar problemas de chaveamentos indesejáveis na rede e, além disso, este método possui grande NDZ (BOWER; ROPP, 2002; DE MANGO et al., 2006; BALAGUER et al., 2008).

Em relação ao método de detecção de harmônicos, este é baseado no monitoramento da distorção harmônica total (DHT) da tensão no PCC e desliga o inversor quando esta DHT excede um valor pré-estabelecido. Na situação de ilhamento, as harmônicas de corrente produzidas pelo inversor fluirão para a carga, a qual possui uma impedância muito maior do que a da rede fazendo com que a DHT da tensão no PCC se eleve, sendo fácil de detectar a DHT de tensão no inversor. Entretanto, é difícil saber o ponto ideal para prover a proteção contra o ilhamento, não é possível o seu uso com múltiplos inversores e ainda, não há detecção quando a potência da carga se iguala a potência do inversor e quando a carga é predominantemente linear (BOWER; ROPP, 2002; JANG; KIM, 2004; DE MANGO et al., 2006; BALAGUER et al., 2008).

Os métodos ativos residentes no inversor foram propostos com o intuito de diminuir a NDZ que os métodos passivos apresentam. Estes introduzem certos distúrbios e monitoram a resposta para determinar se a rede, com sua frequência, tensão e impedâncias estáveis, ainda está conectada. Se esta reduzida perturbação é capaz de afetar os parâmetros da tensão no PCC, o circuito ativo desliga o inversor (DE MANGO et al., 2006; CIOBOTARU et al., 2008). A seguir são apresentados alguns métodos ativos para detecção de ilhamento que mais se destacam.

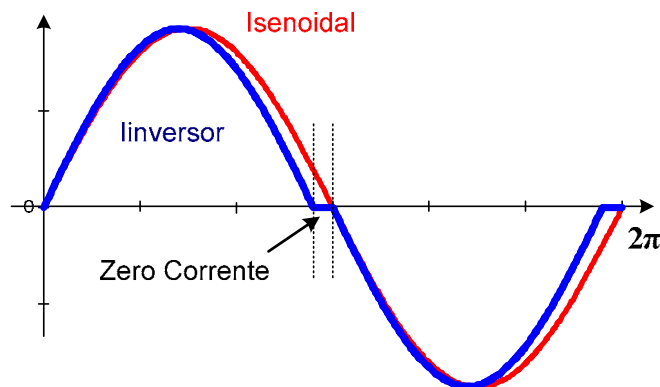
O método ativo da medição de impedância procura detectar mudanças na impedância de saída do inversor que ocorre quando a rede de distribuição de baixa impedância é desconectada. A medição da impedância de carga é realizada através do monitoramento da derivada da tensão em relação à derivada de corrente ( $dv/di$ ). Neste método, podem ser acoplados diversos inversores desde que sincronizados; todavia, este método é impraticável, já que uma determinada impedância mínima deve ser considerada, onde abaixo desse valor considera-se que a rede esteja sempre conectada (BOWER; ROPP, 2002; BALAGUER et al., 2008).

Já o método de medição de impedância em uma frequência específica, ou método do sinal injetado, torna-se mais eficaz que o método anterior, uma vez que introduz na rede uma corrente harmônica em uma frequência específica diferente da frequência de rede, e quando a rede é desconectada, essa frequência pode ser observada na tensão no PCC. Caso a potência do inversor seja igual a da carga não ocorre NDZ, mas múltiplos inversores podem causar interferências e falsas desconexões; além disso, é difícil determinar o nível mínimo de impedância para a situação de ilhamento, resultando em desligamentos e religamentos do inversor (BOWER; ROPP, 2002; TIMBUS et al., 2004; BALAGUER et al., 2008).

Outro método ativo, denominado *Slip-Mode Frequency Shift* (SMS) usa realimentação positiva para desestabilizar o sistema PV quando a rede não está presente. A fase entre a corrente e tensão de saída do inversor não é controlada para ser sempre nula, mas sim uma função da frequência da tensão no PCC. Este método possui pequena NDZ, apresenta boa eficiência com múltiplos inversores, e uma pequena modificação no PLL é requerida. Contudo, podem ocorrer problemas pelo alto ganho da malha de realimentação, o que deixa o inversor com problemas de transitórios e de qualidade de energia. Ademais, podem surgir problemas com cargas de alto fator de qualidade e com frequência de ressonância perto da frequência de rede (BOWER; ROPP, 2002; TIMBUS et al., 2004; LOPES; HUILI, 2006; BALAGUER et al., 2008).

O método ativo *Active Frequency Drift* (AFD) introduz distorções na forma de onda de corrente injetada na rede a qual tende a acelerar ou desacelerar a frequência da tensão na ausência de rede. Há uma limitação no tamanho do deslocamento em frequência imposto para manter a DHT em nível menor do que o especificado. Na aproximação mais comum, injeta-se uma corrente com frequência um pouco maior do que a frequência de rede, onde os cruzamentos em zero da corrente são estendidos para que as frequências coincidam, vide Figura 4. Caso haja falta de rede, a frequência da tensão tende a seguir a frequência da corrente e o deslocamento de frequência é detectado. Este método apresenta uma degradação da qualidade da potência de saída do inversor e aumento das emissões eletromagnéticas devido à distorção na forma de onda de corrente. Podem ser usados múltiplos inversores desde que sincronizados, mas este método não se mostra muito eficaz na detecção de ilhamento (BOWER; ROPP, 2002; DE MANGO et al., 2006; LOPES; HUILI, 2006; BALAGUER et al., 2008).

Figura 4 - Extensão do zero de corrente usado no método AFD.



Fonte: Bower e Ropp (2002).

Outro método ativo, *Sandia Frequency Shift* (SFS), é uma extensão do AFD e se utiliza realimentação positiva na sua implementação, onde o tempo de corrente nula não é mais fixo e sim uma função do erro na frequência de rede. O tempo de corrente nula aumenta ou diminui proporcionalmente ao erro na frequência determinada na rede. Com essa melhoria, reduz-se o NDZ, mas ainda o problema de qualidade de energia é evidente devido à distorção na forma de onda de corrente. A vantagem deste método, como também do AFD é verificar a frequência no PCC, uma vez que na presença da rede, este parâmetro é difícil de ser alterado (BOWER; ROPP, 2002; JOHN et al., 2004; DE MANGO et al., 2006; BALAGUER et al., 2008).

O método ativo denominado *Sandia Voltage Shift* (SVS) também é uma extensão do método AFD onde se procura verificar alterações na amplitude da tensão no PCC. Este método também apresenta redução da qualidade de energia e apresenta redução na potência



do inversor durante alguns instantes, saindo do ponto de máxima potência, já que tenta reduzir a tensão no PCC ao injetar menos potência. A sua eficiência é aumentada quando implementado em conjunto com o método SFS (BOWER; ROPP, 2002; DE MANGO et al., 2006; XIAOYU et al., 2007; BALAGUER et al., 2008).

Outro método ativo, *Frequency Jump*, insere zonas mortas na corrente de saída, não em todo ciclo, onde a frequência da corrente é alterada de acordo com um padrão pré-estabelecido. Na ausência de rede a tensão apresentará este padrão. Quanto mais sofisticado este padrão for mais efetivo será o sistema para a detecção do ilhamento, isto para o caso de um único sistema PV, para o caso de múltiplos sistemas é necessário sincronismo (BOWER; ROPP, 2002; DE MANGO et al., 2006; BALAGUER et al., 2008).

Ainda em relação aos métodos ativos, agora em nível de rede, este considera a inserção de uma impedância de baixo valor, usualmente um capacitor, que pode ser o mesmo utilizado para a correção do fator de deslocamento, instantes após a rede ter sido desconectada. A adição desta impedância torna a detecção do ilhamento bem mais fácil, minimizando muito a NDZ. Contudo, há um elevado custo na implantação desta técnica, já que cada ramo passível de ilhamento deve conter seu capacitor e ainda conexões para comunicação (KITAMURA et al. 1994; BOWER; ROPP, 2002; DE MANGO et al., 2006).

A fim de eliminar totalmente a NDZ dos métodos ativos, são propostos os métodos baseados em comunicação entre a rede e o sistema inversor, entretanto, estes métodos são os mais dispendiosos economicamente (BOWER; ROPP, 2002).

Um método que usa comunicação é o método baseado no envio e recebimento de sinais de comunicação de baixa energia através da rede elétrica; como a linha é usada como canal de comunicação fica fácil testar a sua continuidade. Para compor este método, um transmissor e receptores devem ser conectados à rede, onde o transmissor deve ser conectado no final da linha de rede e os receptores no final da rede do usuário. Este método não apresenta NDZ, não altera a qualidade de energia no fornecimento, suporta a adição de vários sistemas PV, porém seu custo é elevado (BOWER; ROPP, 2002; ROPP et al., 2006; BALAGUER et al., 2008).

Um outro método baseado em comunicação é obtido pelo sinal produzido por desconexão da rede, onde a rede de distribuição não é utilizada. A chave seccionadora da linha de distribuição é dotada de um pequeno transmissor que envia para o sistema de geração distribuído um sinal de desconexão. Podem ser usadas redes de telefonia, sinal de microondas; entretanto, este sinal deve ser contínuo a fim de não influenciar em falsos desligamentos. Este método auxilia na coordenação de dispositivos na rede e também na

energização da linha. O custo deste método é elevado uma vez que pode ser necessário a inserção de diversos repetidores de sinal e transmissores devem ser inseridos em todas as chaves (série ou paralela) que possam levar a possíveis ilhamentos (BOWER; ROPP, 2002; BALAGUER et al., 2008).

Dentre os métodos apresentados, os métodos ativos residentes no inversor, podem ser considerados uma boa opção na detecção do efeito de ilhamento, uma vez que os métodos baseados em comunicação são excessivamente dispendiosos, enquanto que os métodos passivos apresentam grandes zonas de não detecção. É necessário salientar que nenhum método trabalhará de forma plena para quaisquer sistemas e sob quaisquer situações e a escolha de um método dependerá das características do sistema. Dessa forma, também é válida a combinação de técnicas ativas com técnicas passivas, ditas híbridas, onde a técnica passiva detecta ilhamento quando ocorrem grandes mudanças nos parâmetros do sistema, e, a ativa é inicializada apenas quando as mudanças nos parâmetros do sistema são pequenos para serem detectados com as técnicas passivas. Contudo, a associação destas técnicas aumentam o tempo para a detecção do ilhamento (MAHAT et al., 2008).

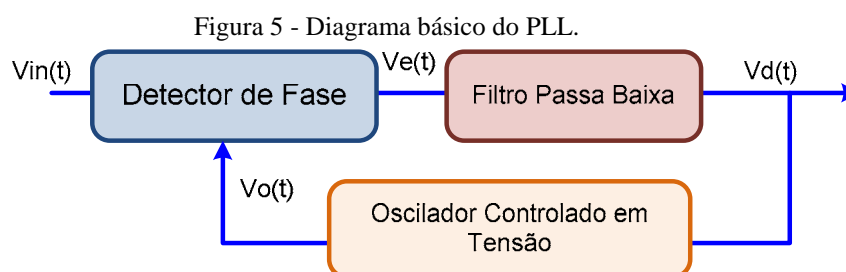
Obviamente, considerando-se a reduzida capacidade de geração dos sistemas distribuídos, quando comparados com os sistemas de geração e distribuição em corrente alternada (CA) convencionais, deve-se observar determinadas condições para seu acoplamento à rede em CA, considerando-se a redução de transitórios e problemas operacionais resultantes. As seguintes condições devem ser observadas para o sincronismo - instante da conexão - com sistemas monofásicos e trifásicos em CA:

- ✓ As magnitudes das tensões (rede e GDEE) devem ser iguais;
- ✓ As frequências das tensões (rede e GDEE) devem ser as mesmas;
- ✓ A defasagem entre as tensões (rede e GDEE) deve ser nula.

Para realizar o sincronismo com a rede de CA podem ser usadas técnicas baseadas em algoritmos PLL (*Phase-Locked Loop*), DFT (*Discrete Fourier Transform*) e métodos baseados nos Filtros de Kalman (HSIEH; HUNG, 1996; MCGRATH et al., 2005; CARDOSO et al., 2006; CHOI et al., 2006; PÁDUA et al., 2007 a, 2007 b; SANTOS FILHO et al., 2008).

Os algoritmos PLL podem ser considerados como dispositivos que fazem com que um sinal acompanhe outro; mantendo um sinal de saída em sincronização com um sinal de entrada de referência em frequência bem como em fase. Isto é realizado de tal forma que o erro de fase entre a referência e o sinal de saída se reduza a um erro mínimo. Apesar das

diferenças encontradas nos algoritmos PLL, estes são derivados de uma estrutura padrão, a qual pode ser dividida em três seções principais, que são o detector de fase, o filtro passa-baixa e o oscilador controlado em tensão (Figura 5); sendo este último responsável pelo sinal que será comparado com o sinal de entrada no detector de fase. As principais diferenças encontradas estão concentradas no detector de fase, que é geralmente não linear. Dependendo do sistema e do tipo de controle usados, para a utilização do PLL é necessário o emprego de outro algoritmo para o cálculo da amplitude da componente fundamental, devendo este, ser robusto o suficiente para lidar com tensões distorcidas. Os ganhos do controlador PI, inerente à sua estrutura, são diretamente relacionadas à resposta dinâmica e eficácia do sistema; desta forma, é necessária certa precaução para se obter boa filtragem e resposta rápida (HSIEH; HUNG, 1996; CARDOSO et al., 2006; SANTOS FILHO et al., 2008).



Fonte: Bower e Ropp (2002).

A DFT é uma técnica de filtragem digital que é normalmente utilizada para calcular o espectro de um sinal. Entretanto, uma ação de filtragem pode ser utilizada extraindo do sinal apenas a componente na frequência desejada, usando uma formulação recursiva para o algoritmo da DFT. Para a utilização desta técnica é necessário utilizar uma taxa de amostragem proporcional à frequência fundamental da rede, ou alterar a janela para o cálculo correto da DFT. Isto pode ser obtido corrigindo a janela de amostragem para contemplar o período de rede ou adicionar um ganho de fase para cancelar o erro de fase produzido pela DFT recursiva, compensando o erro de fase em todo o ciclo de rede. Os algoritmos de DFT apresentam reduzidos tempos para convergência e uma excelente característica de filtragem; entretanto, as dinâmicas da estimação de frequência não são suaves, uma vez que são atualizadas todo o ciclo (MACGRATH et al., 2007 a; PÁDUA et al., 2007 a, 2007 b).

Em relação ao filtro de Kalman, este é baseado no método dos mínimos quadrados onde a modelagem do sistema é realizada via variáveis de estado. Este filtro estima o estado do sistema interpretando-o como um processo estocástico, com conseqüente tratamento estatístico. Uma vantagem deste método é a sua habilidade em lidar com sistemas lineares corrompidos por incertezas e prover excelentes estimativas para o regime permanente, além

de poder lidar com sinais contendo harmônicos e ruídos de medições; além disto, nesta técnica não é necessário adicionar detectores de amplitude ou realizar normalizações nas medições da tensão. Entretanto, a dinâmica de cálculo da frequência não é suave e seu desempenho pode ser deteriorado se os distúrbios nos sinais de entrada aumentarem significativamente (CARDOSO et al., 2006; PÁDUA et al., 2007 b).

Em relação aos métodos descritos, os algoritmos recursivos para cálculo da DFT são ótimas opções quando há preocupações com relação ao tempo de convergência e à capacidade de filtragem do método; já os algoritmos PLL são recomendados quando a estimação de frequência é necessária em cada passo discreto ou quando se necessita de uma maior simplicidade na implementação; a importância dos algoritmos baseados nos filtros de Kalman são justificados já que não necessitam de nenhuma técnica complexa adicional para identificar amplitude, frequência ou fase da tensão de rede. Estes algoritmos se apresentam como interessantes alternativas para a realização de sincronismo com a rede de CA (CARDOSO et al., 2006).

Há situações em que o dispositivo fornecedor de energia elétrica não atende as especificidades dos aparelhos elétrico-eletrônicos em corrente alternada, como é o caso do painel fotovoltaico e da célula a combustível (FC - Fuel Cell), que fornecem uma tensão contínua em seus terminais de saída. Além disso, tipicamente, a tensão eficaz para diversas aplicações residenciais/comerciais apresenta uma amplitude muito maior do que a tensão média de saída das fontes alternativas tipo PV e FC.

Para superar este problema, uma técnica muito utilizada é a de associar um conversor CC-CC elevador com um inversor fonte de tensão (VSI) (WALKER; SERNIA, 2004). A grande utilização do VSI é devido à simplicidade de projeto e implementação, uma vez que este conversor é inerentemente estável, apresentando comportamento similar ao conversor Buck (VILLALVA; FILHO, 2008).

Por outro lado, a associação em cascata do conversor elevador com o inversor apresenta um rendimento menor do que aqueles das estruturas individuais, devido à multiplicação dos rendimentos de cada estágio (KJAER et al., 2005), além de elevar peso, volume e custo. Uma alternativa seria o uso de uma estrutura integrada (elevador+inversor) que além de oferecer um rendimento maior, emprega menor quantidade de componentes, reduzindo custos e aumentando a densidade de potência da estrutura, aumentando a eficiência do sistema de geração distribuído - GDEE (JAIN; AGARWAL, 2007(b)).

Desta forma, a presente pesquisa terá como base o estudo das topologias de conversores integrados, sendo eles monofásicos e trifásicos, com conexão à rede de distribuição de energia elétrica em baixa tensão, considerando técnicas de anti-ilhamento, sincronização e de MPPT.

O presente trabalho apresenta no capítulo 2 a avaliação dos principais métodos de MPPT evidenciados na literatura, considerando modelos em ambiente MatLab/Simulink® e a implementação em laboratório dos melhores métodos, os quais foram resumidos na introdução geral. No capítulo 3 são apresentadas as simulações dos principais algoritmos de anti-ilhamento considerando o caso mais crítico definido pelas normas IEEE e UL, que considera a alimentação de uma carga ressonante RLC no ponto de acoplamento de carga (PCC). No capítulo 4 é apresentado um estudo das principais topologias monofásicas e uma descrição das topologias trifásicas para aplicação com os painéis fotovoltaicos, assim como os requisitos necessários que o conversor fotovoltaico deve apresentar. Neste capítulo é apresentada a integração de estágios e alguns dos inversores integrados obtidos. Além disso, são apresentados os principais resultados da implementação em laboratório de alguns inversores integrados para demonstrar a viabilidade da presente pesquisa. No capítulo 5 apresenta-se o projeto completo dos inversores integrados Trifásicos Boost e Buck-Boost Tri-State, com foco na análise experimental do inversor integrado Trifásico Buck-Boost Tri-State alimentando tanto cargas locais quanto injetando potência ativa na rede de distribuição de energia elétrica em CA. Já no capítulo 6 são apresentadas as principais conclusões e sugestões para a continuidade da pesquisa.

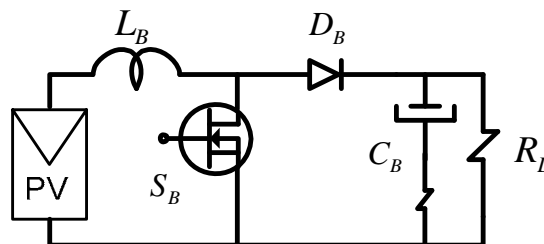
# Capítulo 2

## Avaliação dos Principais Métodos de MPPT

---

Neste capítulo serão avaliados os principais algoritmos de MPPT evidenciados na literatura (DESAI; PATEL, 2007; ESRAM; CHAPMAN, 2007; JAIN; AGARWAL, 2007 a; PANDEY et al., 2007; FARANDA et al., 2008; LAIRD et al., 2008; JAEN et al., 2008), através de modelos em ambiente MatLab/Simulink®, utilizando um conversor Boost CC-CC, Figura 6, para representar uma carga variável e controlada. É realizada a modelagem do painel fotovoltaico e apresentado o modelo do conversor CC-CC a partir de seu modelo em espaço de estados médio. São apresentadas comparações entre os diversos algoritmos no que se diz respeito à quantidade de sensores, dificuldade de implementação, quantidade de energia extraída e suas respostas dinâmicas, levando à escolha das melhores alternativas para a obtenção de MPP dos painéis fotovoltaicos. Ademais, um conversor Boost CC-CC controlado digitalmente por um dispositivo dSPACE ACE1104 foi implementado para verificar experimentalmente os melhores métodos.

Figura 6 - Conversor Boost CC-CC.

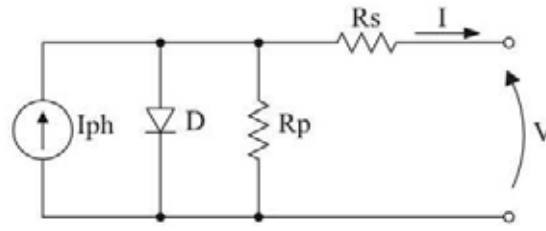


Fonte: Próprio autor.

### 2.1 – Modelo Matemático do Painel Fotovoltaico

O circuito equivalente de uma célula fotovoltaica é apresentado na Figura 7, onde o modelo mais simples pode ser representado por uma fonte de corrente em anti-paralelo com um diodo, e, as não idealidades são representadas pelas inserções das resistências série ( $R_s$ ) e paralela ( $R_p$ ) (CASARO; MARTINS, 2008).

Figura 7 - Circuito elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica.



Fonte: Casaro e Martins (2008).

A obtenção de um modelo de simulação parte do equacionamento básico representado pela equação (2), onde o desenvolvimento e posterior programação do modelo foram baseados no trabalho apresentado em Casaro e Martins, 2008.

$$I = I_{ph} - I_r \cdot \left[ e^{\frac{q \cdot (V + I \cdot R_s)}{\eta \cdot k \cdot T}} - 1 \right] - \frac{V + I \cdot R_s}{R_p} \quad (2)$$

Onde:

- V, I - Tensão e corrente nos terminais de saída da célula fotovoltaica.
- $I_{ph}$  - Fotocorrente;
- $I_r$  - Corrente de saturação reversa da célula;
- $R_s, R_p$  - Resistência série e paralela da célula;
- q - Carga do elétron,  $1,6 \times 10^{-19}$  C;
- $\eta$  - Fator de qualidade da junção p-n;
- k - Constante de Boltzmann,  $1,38 \times 10^{-23}$  J/K;
- T - Temperatura ambiente, K.

Os parâmetros  $I_{ph}$  e  $I_r$  são dependentes da corrente de curto-circuito por célula ( $I_{sc}$ ) e de seu coeficiente de temperatura ( $\alpha_T$ ), da temperatura de referência (T - 298K), intensidade de irradiação solar ( $P_{sun}$ ), corrente de saturação reversa de referência ( $I_{rr}$ ), energia de banda proibida (1,1eV), e, são dadas pelas equações de número (3) e (4).

$$I_{ph} = \left[ I_{sc} + \alpha_T (T - T_r) \right] \cdot \frac{P_{sun}}{1000} \quad (3)$$

$$I_r = I_{rr} \cdot \left( \frac{T}{T_r} \right)^3 \cdot e^{\left[ \frac{q \cdot E_G}{\eta \cdot k} \left( \frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right) \right]} \quad (4)$$

A obtenção do parâmetro  $I_{rr}$  é feita sob condições de teste padrão, conhecido como *Standard Test Conditions* (STC), onde  $P_{sun} = 1 \text{ kW/m}^2$  e  $T_r = 298 \text{ K}$ , e, ainda sabe-se que quando

a corrente do painel é nula  $I=0$ , a tensão de saída é a tensão de circuito aberto ( $V_{oc}$ ). Desta forma, a corrente  $I_{rr}$  é dada por (5).

$$I_{rr} = \frac{I_{sc} - \frac{V_{oc}}{R_p}}{e^{\left[\frac{q \cdot V_{oc}}{\eta \cdot k \cdot T_r}\right]} - 1} \quad (5)$$

A equação (2) pode ser modificada de forma a apresentar uma raiz nula quando a corrente  $I$  se tornar a corrente real do circuito, sendo agora, a equação (6) uma função da própria corrente.

$$f(I) = I_{ph} - I - I_r \cdot \left[ e^{q \cdot (V + I \cdot R_s) / \eta \cdot k \cdot T} - 1 \right] - \frac{V + I \cdot R_s}{R_p} \quad (6)$$

A corrente  $I$ , com valor inicial nulo, é utilizado em um processo iterativo que aproxima a equação (6) de sua raiz, sendo obtido através do método de Newton-Rhapson, o qual busca o zero da função diferenciável através do cálculo da tangente em um ponto e sua posterior intersecção ao eixo das abscissas, sendo este ponto de intersecção o novo ponto de partida para a nova iteração. O método de Newton, na forma matemática, é apresentado em (7), onde  $n$  indica a  $n$ -ésima iteração do algoritmo e  $f'(x_n)$  a derivada da função  $f$  em  $x_n$ .

$$x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)} \quad (7)$$

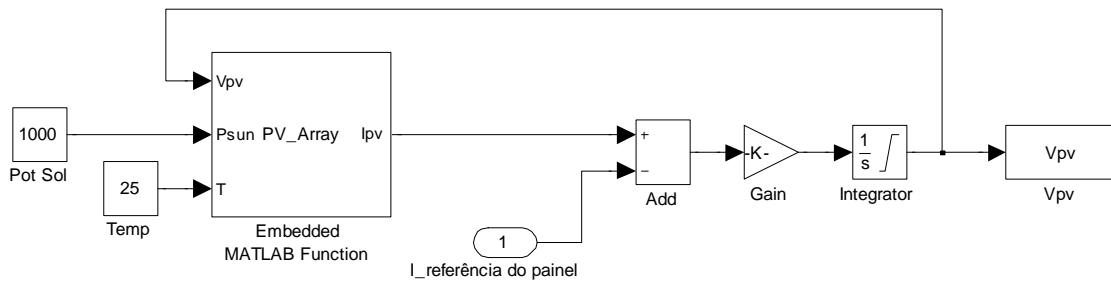
Desta forma, a derivada de (6) é dada por (8):

$$f'(I) = -1 - I_r \cdot \left[ e^{q \cdot (V + I \cdot R_s) / \eta \cdot k \cdot T} \right] \cdot \frac{q \cdot R_s}{\eta \cdot k \cdot T} - \frac{R_s}{R_p} \quad (8)$$

De posse do equacionamento apresentado, foi criado um modelo de simulação no ambiente MatLab/Simulink®. A Figura 8 mostra como foi utilizado o bloco para a aplicação do painel como fonte de tensão, onde um integrador e um bloco de ganho foram utilizados para representar a capacitância que armazena a corrente injetada pelo painel. O simulador apresenta como entradas a irradiação solar e a temperatura.



Figura 8 - Modelo de simulação em ambiente MatLab/Simulink® para o painel fotovoltaico.



Fonte: Próprio autor.

## 2.2 – Modelo do Conversor Boost via Espaço de Estados

Optou-se por simular o conversor na forma de equações por espaço de estados, em virtude de uma maior rapidez para o processamento. As variáveis de estado escolhidas, para a montagem do modelo, são a corrente no indutor boost ( $L_B$ ) e a tensão sobre o capacitor de saída ( $C_B$ ).

O conversor é considerado operando no modo de condução contínua, não são considerados parâmetros intrínsecos dos componentes e os interruptores são considerados ideais. Para as duas etapas de funcionamento, são calculadas a tensão no capacitor de saída e a corrente no indutor de entrada. Cria-se uma função de chaveamento  $f_q(t)$ , que assume dois valores distintos, ora zero (0) quando o transistor está bloqueado e um (1) quando em condução. O valor médio de  $f_q(t)$  sobre um período de comutação é denominado de razão cíclica ( $D$ ).

Para a primeira etapa de funcionamento, a tensão no indutor e a corrente no capacitor são dadas por (9) e (10) (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; RASHID, 2001).

$$V(t) = L_B \frac{dI_{LB}(t)}{dt} \Rightarrow \frac{dI_{LB}(t)}{dt} = \frac{V_{in}(t)}{L_B} \quad (9)$$

$$I_C(t) = C_B \frac{dV_{CB}(t)}{dt} \Rightarrow \frac{dV_{CB}(t)}{dt} = -\frac{V_{CB}(t)}{R_L \cdot C_B} \quad (10)$$

Para a segunda etapa de funcionamento, obtém-se (11) e (12) (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; RASHID, 2001).

$$V(t) = L_B \frac{dI_{LB}(t)}{dt} \Rightarrow \frac{dI_{LB}(t)}{dt} = \frac{V_{in}(t) - V_{CB}(t)}{L_B} \quad (11)$$

$$I_C(t) = C_B \frac{dV_{CB}(t)}{dt} \Rightarrow \frac{dV_{CB}(t)}{dt} = \frac{I_{LB}(t)}{C_B} - \frac{V_{CB}(t)}{R_L \cdot C_B} \quad (12)$$

Somando-se a equação (9) com a equação (11), a equação (10) com a equação (12) e inserindo a função  $f_q(t)$ , obtêm-se as equações de números (13) e (14).

$$\frac{dI_{LB}(t)}{dt} = \frac{V_{in}(t)}{L_B} f_q(t) + \left[ \frac{V_{in}(t) - V_{CB}(t)}{L_B} \right] (1 - f_q(t)) \quad (13)$$

$$\frac{dV_{CB}(t)}{dt} = \frac{-V_{CB}(t)}{R_L \cdot C_B} f_q(t) - \left[ \frac{I_L(t)}{C_B} - \frac{-V_{CB}(t)}{R_L \cdot C_B} \right] (1 - f_q(t)) \quad (14)$$

Simplificando as expressões (13) e (14), obtêm-se as expressões (15) e (16).

$$\frac{dI_{LB}(t)}{dt} = \frac{1}{L_B} [V_{in}(t) - (V_{CB}(t))(1 - f_q(t))] \quad (15)$$

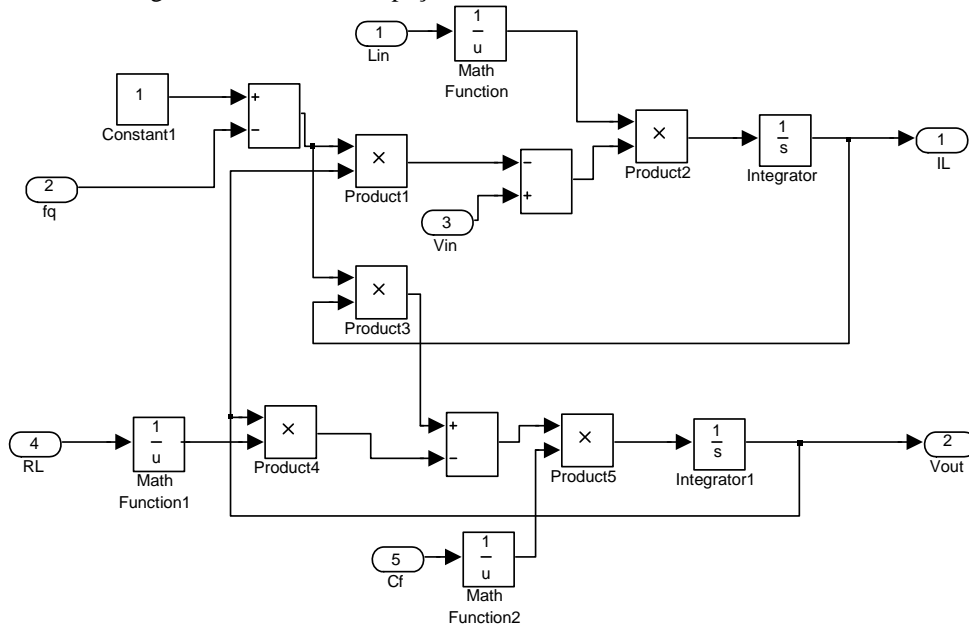
$$\frac{dV_{CB}(t)}{dt} = \frac{1}{C_B} \left[ (I_L(t))(1 - f_q(t)) + \frac{-V_{CB}(t)}{R_L} \right] \quad (16)$$

A tensão de saída é a mesma do capacitor, assim tem-se a equação (17).

$$V_{out}(t) = V_{CB}(t) \quad (17)$$

De posse das equações de números (14) à (17) pôde-se desenvolver o modelo em espaço de estados médio para simular o conversor Boost CC-CC no ambiente MatLab/Simulink®, representado pela Figura 9.

Figura 9 - Modelo em espaço de estados médio do conversor Boost.



Fonte: Próprio Autor.

## 2.3 – Modelo dos Algoritmos de MPPT

Assim como o próprio modelo médio do Conversor Boost, todos os algoritmos de MPPT são modelados com auxílio da ferramenta computacional Matlab/Simulink®. Na sequência, estes modelos estão discutidos e apresentados.

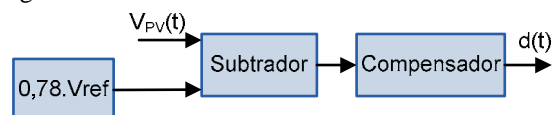
### 2.3.1 – Razão Cíclica Fixa

A resistência de carga para a simulação deste método foi ajustada para prover 200 watts de potência na razão cíclica de 0,73; sendo a potência de 200watts a potência máxima do painel.

### 2.3.2 – Tensão Constante

Foi escolhido o valor de 78% da tensão de circuito aberto para simular o método da tensão constante. O algoritmo deste método é uma malha fechada em tensão convencional, onde o erro entre a tensão de referência e a tensão mensurada no painel serve de entrada para um compensador, que assim dita o comportamento da razão cíclica do conversor. Este modelo está representado através da Figura 10.

Figura 10 - Modelo do método da Tensão Constante.

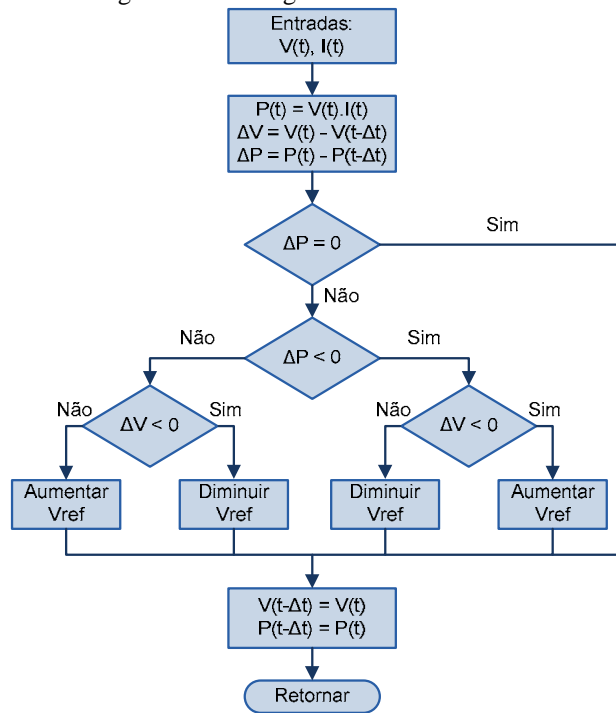


Fonte: Próprio Autor.

### 2.3.3 – Perturbação e Observação (P&O)

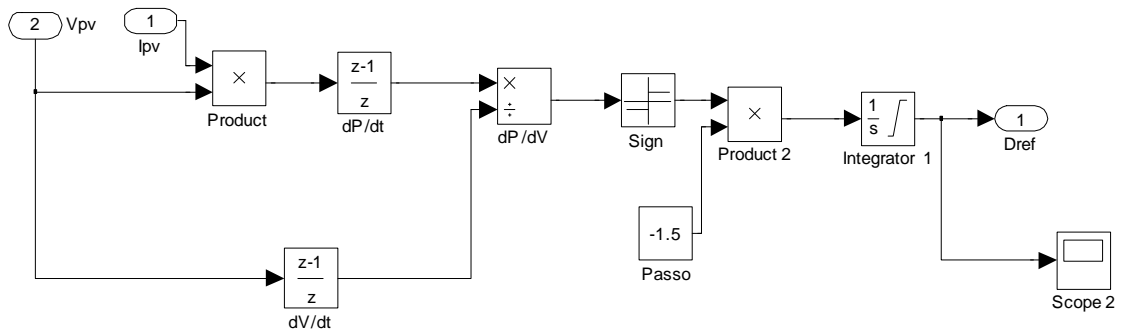
O fluxograma básico do método é apresentado na Figura 11, enquanto que o modelo MatLab/Simulink® está apresentado na Figura 12.

Figura 11 - Fluxograma do método P&O.



Fonte: Jain e Agarwal (2007).

Figura 12 - Modelo implementado em Matlab/Simulink® para simulação do método P&O.

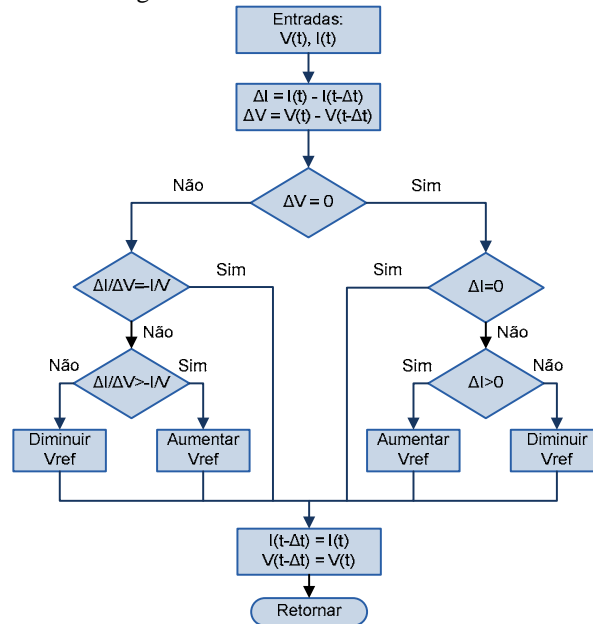


Fonte: Próprio Autor.

### 2.3.4 – Condutância Incremental (IC)

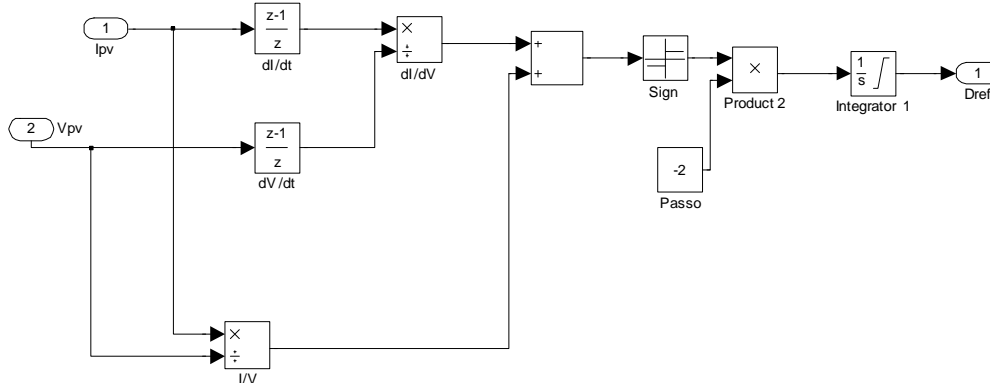
O fluxograma básico do método IC é apresentado na Figura 13; já seu modelo de simulação implementado no ambiente Matlab/Simulink® pode ser visualizado na Figura 14.

Figura 13 - Fluxograma do método da Condutância Incremental.



Fonte: Jain e Agarwal (2007).

Figura 14 - Modelo implementado para simulação do método IC.



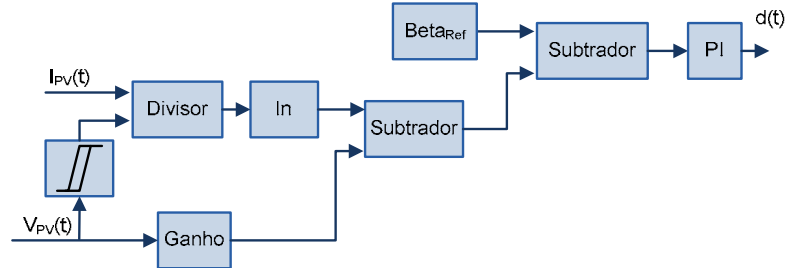
Fonte: Próprio autor.

Como potencial do trabalho, o método IC pode ser implementado considerando a utilização de um controlador PI convencional a fim de otimizar a busca do ponto de máxima potência. Assim, a malha fechada composta pelo controlador busca igualar a condutância incremental a zero, o que ocorre sempre no ponto de máxima potência. O algoritmo IC com esta modificação foi denominado de IC baseado em PI.

### 2.3.5 – Método Beta

O modelo de simulação do método Beta está apresentado na Figura 15.

Figura 15 - Modelo de simulação do método Beta.

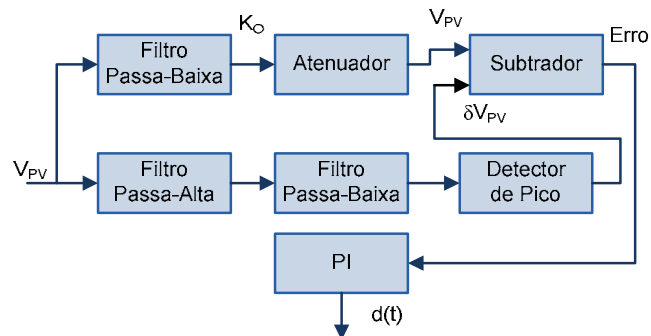


Fonte: Jain e Agarwal (2007).

### 2.3.6 – Oscilação do Sistema

O modelo deste método está apresentado na Figura 16.

Figura 16 - Modelo de simulação do método da Oscilação do Sistema.

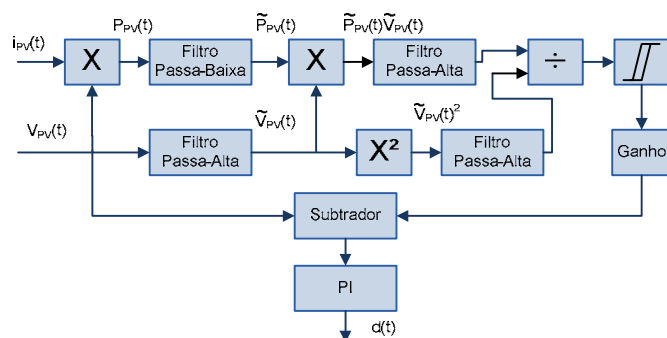


Fonte: Jain e Agarwal (2007).

### 2.3.7 – Correlação de Ripple

O modelo de simulação do método da Correlação de Ripple está apresentado na Figura 17.

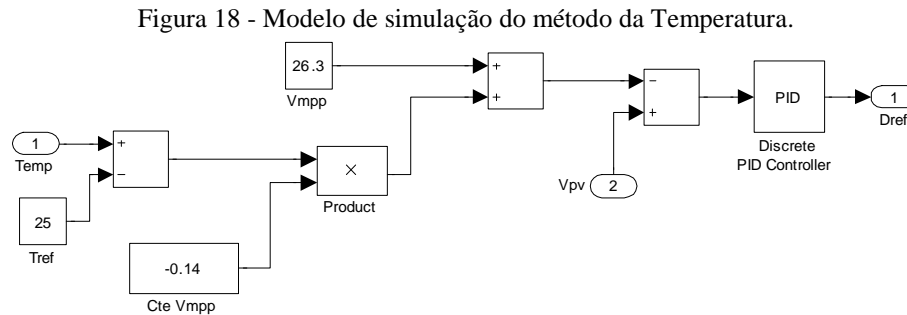
Figura 17 - Modelo de simulação do método da Correlação de Ripple.



Fonte: Jain e Agarwal (2007).

### 2.3.8 – Método da Temperatura

O modelo de simulação do método da Temperatura está apresentado na Figura 18.



Fonte: Próprio autor.

## 2.4 – Resultados de Simulação

### 2.4.1 – Painel Fotovoltaico

As características elétricas principais do painel fotovoltaico em estudo estão apresentadas na Tabela 1.

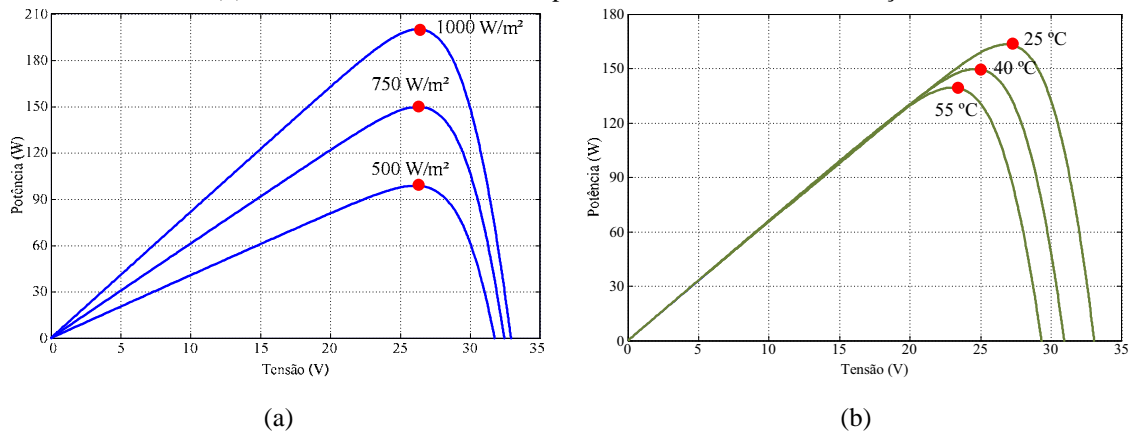
Tabela 1 - Parâmetros elétricos do painel em estudo.

Potência Máxima	$P_{\max} = 200\text{Wp}$
Tensão no MPP	$V_{\text{MPP}} = 26,3\text{V}$
Corrente no MPP	$I_{\text{MPP}} = 7,61\text{A}$
Tensão de Circuito Aberto	$V_{\text{oc}} = 32,9\text{V}$
Corrente de Curto-Circuito	$I_{\text{sc}} = 8,21\text{A}$
Coefficiente de Temperatura de Isc	$\alpha = 3,18 \times 10^{-3} \text{A}/^\circ\text{C}$

Fonte: Próprio autor.

Na Figura 19 são apresentados os gráficos de potência versus tensão do painel fotovoltaico em questão, considerando-se variações de irradiação solar e temperatura, respectivamente. As curvas apresentam características não lineares e são fortemente influenciadas pelas condições climáticas.

Figura 19 - Característica de potência do PV. (a) Para diferentes níveis de irradiação considerando temperatura fixa de 25°C e (b) Sob diferentes níveis de temperatura considerando a irradiação de 1000W/m<sup>2</sup>.



Fonte: Próprio Autor.

## 2.4.2 – Algoritmos de MPPT

Os algoritmos foram implementados em plataforma MatLab/Simulink®, e, os principais resultados de simulação estão apresentados na seqüência. O modelo médio do conversor CC-CC boost foi utilizado para simular a variação de carga controlada, de acordo com o item 2.2, e, foi adicionada uma oscilação no modelo médio para representar o efeito do ripple de corrente no indutor. Os parâmetros do conversor utilizado estão detalhados na Tabela 2.

Tabela 2 - Parâmetros do conversor boost utilizado para simulação.

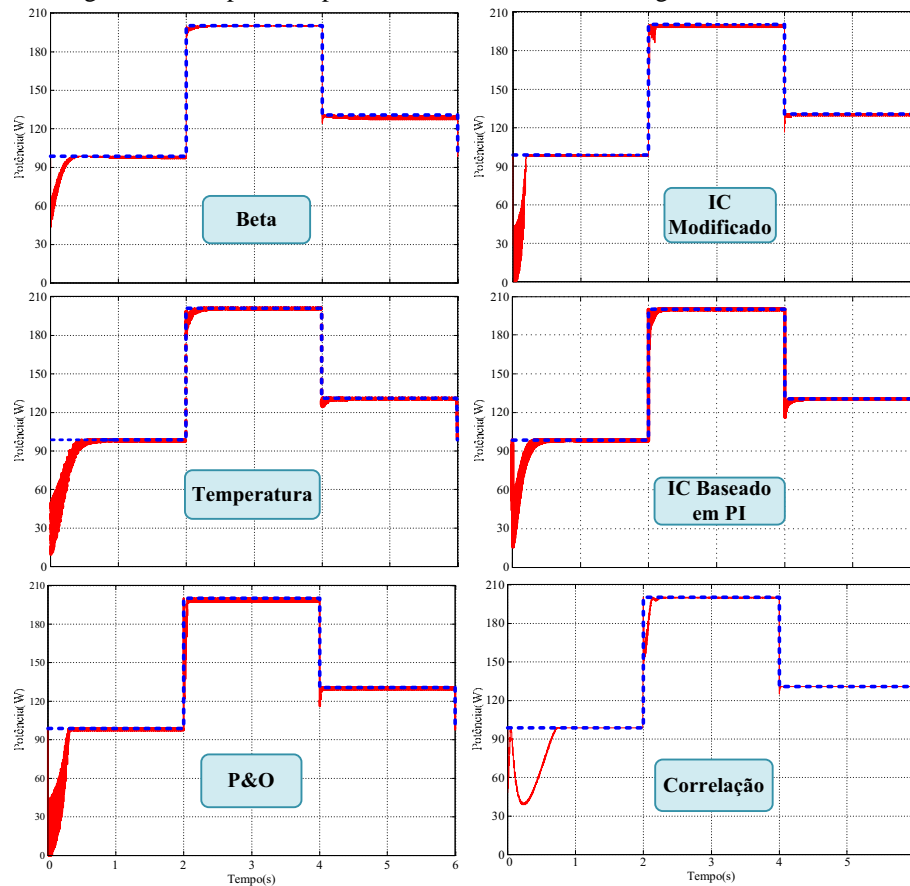
Indutância	$L_B = 2,5\text{mH}$
Capacitância	$C_B = 36\mu\text{F}$
Frequência do conversor	$f_s = 10\text{kHz}$
Resistência de Carga	$R_L = 50\Omega$

Fonte: Próprio autor.

Todos os ensaios foram feitos considerando as mesmas variações de temperatura e incidência de irradiação com degraus positivos e negativos. Na Figura 20 apresentam-se as respostas dos melhores algoritmos de MPPT simulados, onde a referência de potência máxima é destacada na linha azul (tracejada), e, o gráfico em vermelho (contínuo) é a potência extraída do painel.



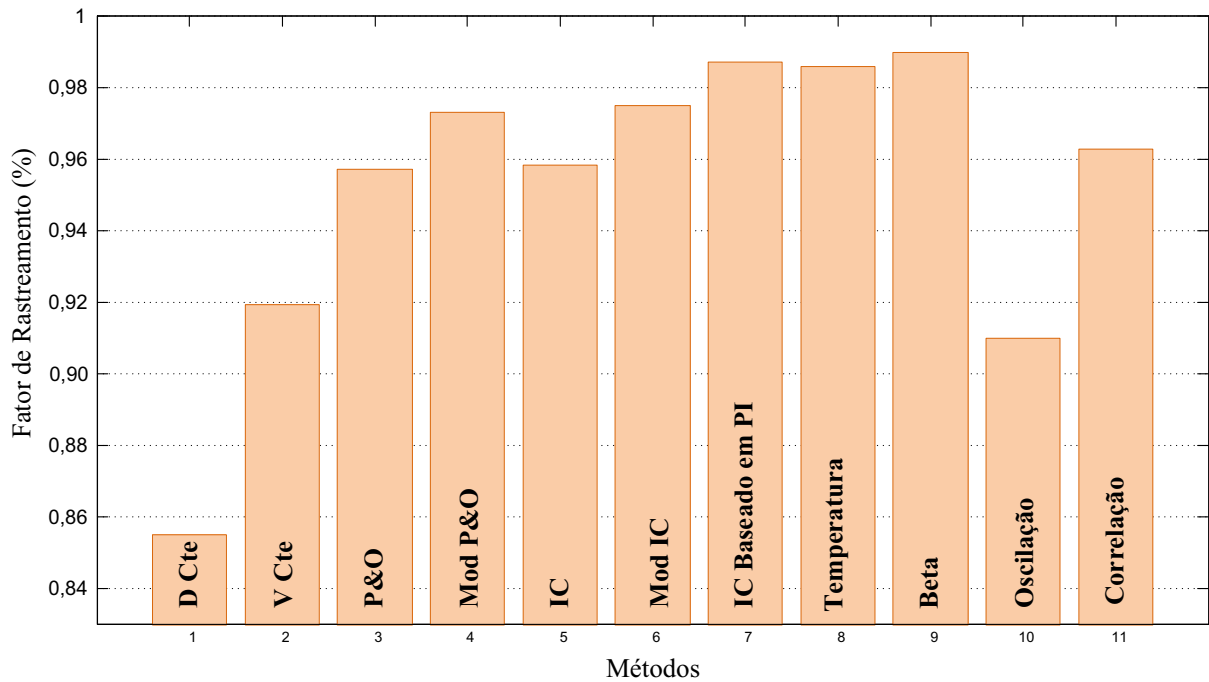
Figura 20 - Resposta de potência usando os melhores algoritmos de MPPT.



Fonte: Próprio autor.

Com o objetivo de comparar e adequar apropriadamente cada algoritmo de acordo com a aplicação torna-se necessário estipular medidas de desempenho para que possam ser utilizados critérios de comparação. Além das medidas típicas de respostas dinâmicas, também há métricas adicionais que são utilizadas nestes casos. Como a energia transmitida é essencial para a utilização do PV como fonte de energia, uma medida muito importante é o fator de rastreamento (FR - que trata do percentual de energia disponível que foi convertida) (ESRAM; CHAPMAN, 2007; JAIN; AGARWAL, 2007). O ripple de tensão em regime permanente também é de vital importância, pois há um limite de *ripple* para que o painel permaneça efetivamente no ponto máximo. Outros fatores como a facilidade de implementação, número de sensores e custo também são desejáveis. A avaliação do percentual de energia rastreada é apresentada na Figura 21.

Figura 21 - Fator de rastreamento dos métodos.

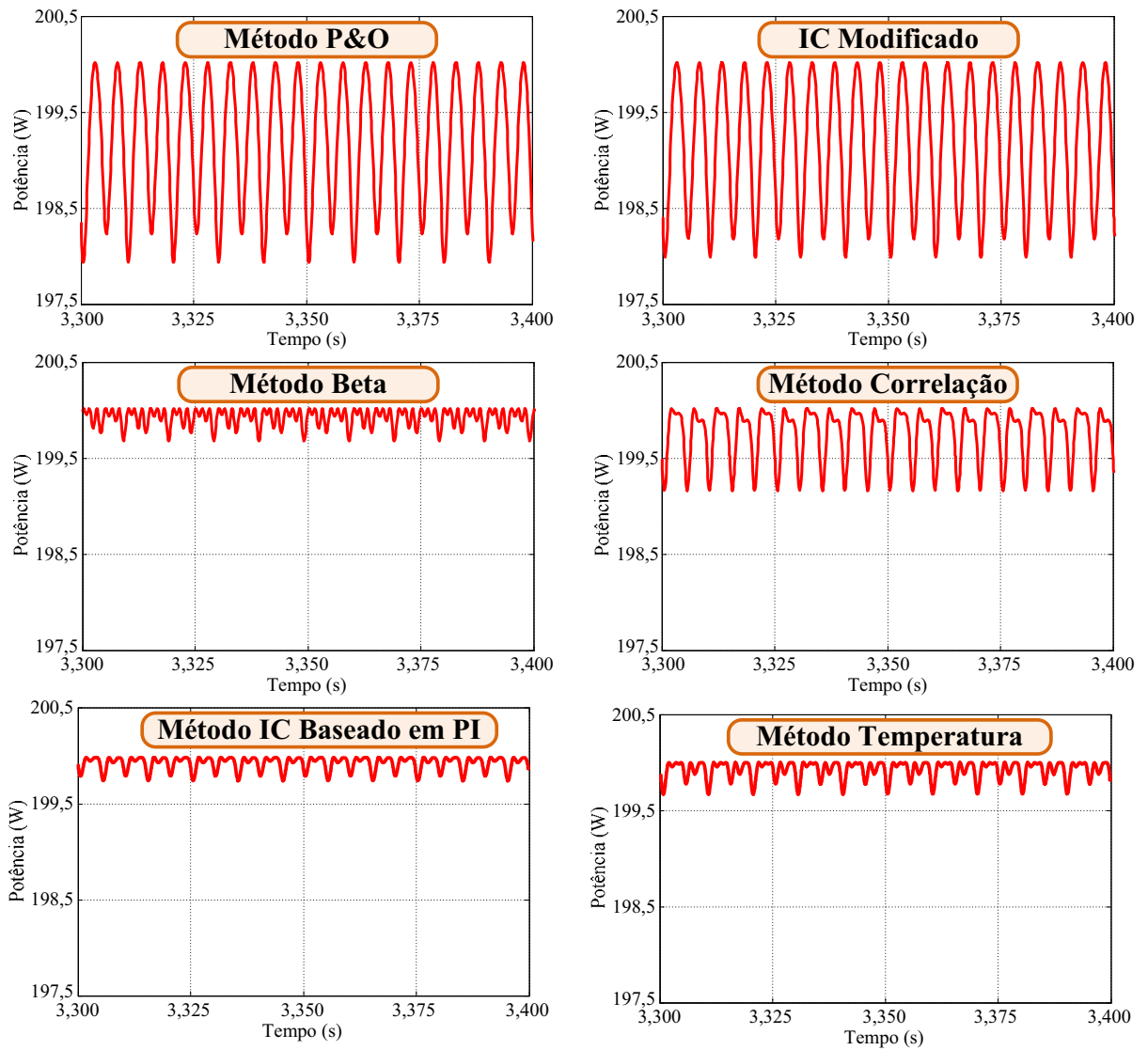


Fonte: Próprio autor.

De acordo com os dados da Figura 21 pôde-se verificar que os métodos P&O e IC modificados, Correlação de Ripple, Temperatura e Beta se destacam, sendo o método Beta o que consegue extrair a maior quantidade de energia do PV, sendo da ordem de 98,8%, considerando-se a aplicação da curva de potência apresentada na Figura 20.

A comparação da ondulação em regime permanente, da potência extraída, pode ser verificada na Figura 22, onde os métodos Beta, IC baseado em PI e Temperatura se destacam, por terem a menor ondulação em regime permanente, tendo o método Beta a menor ondulação.

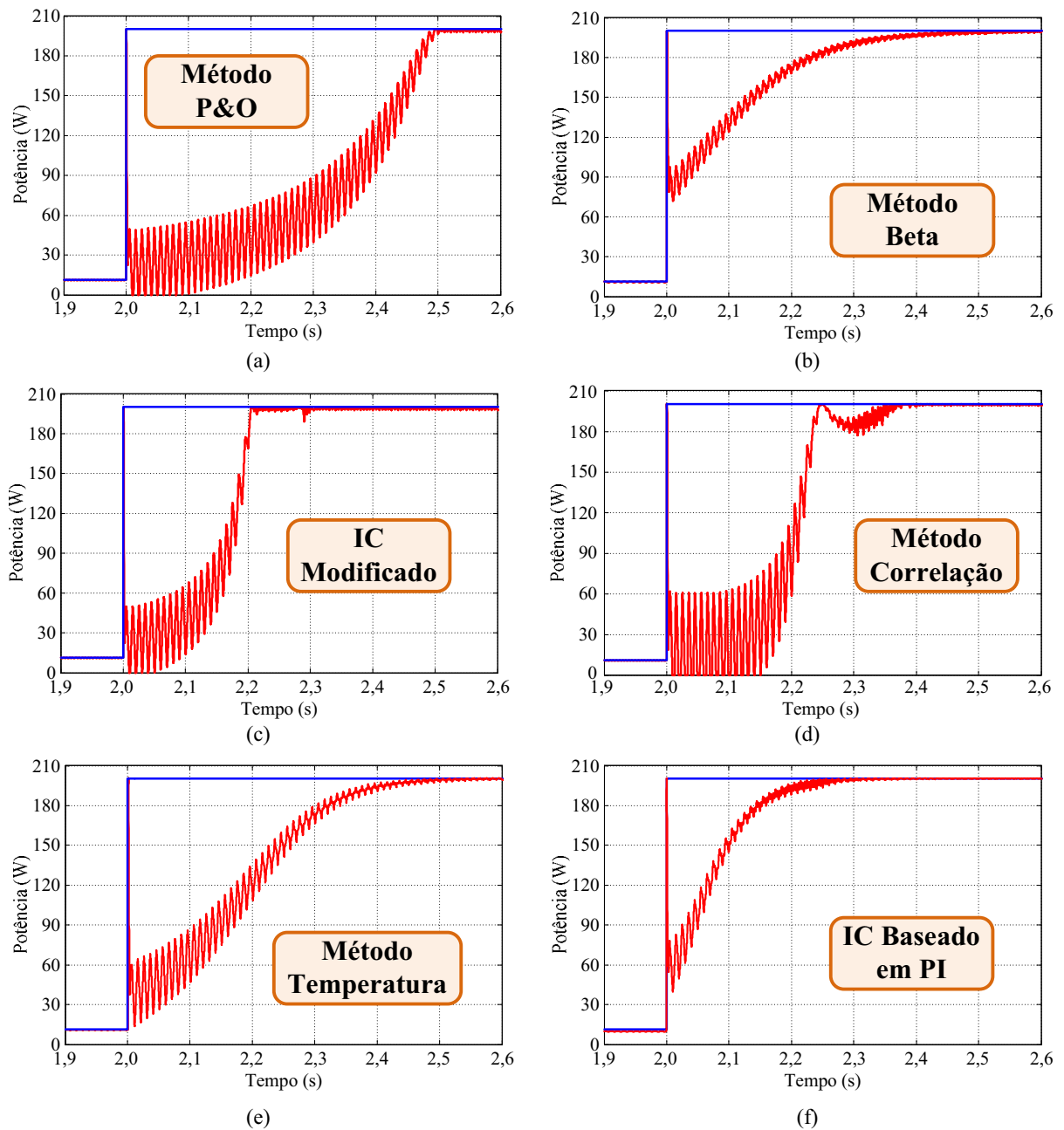
Figura 22 - Comparação da ondulação de tensão do painel no MPP.



Fonte: Próprio autor.

Os métodos de MPPT também devem ser comparados com relação à sua resposta dinâmica, ou seja, como se comportam quando a potência no painel é mínima e rapidamente alterada para a condição nominal. Apenas para teste, o degrau resultante de potência varia instantaneamente de 10W para 200W, e, pode ser avaliado através da Figura 23.

Figura 23 - Comparação da busca do MPP a partir da potência mínima.



Fonte: Próprio autor.

De acordo com os resultados apresentados na Figura 23, se verifica que os métodos Beta, IC modificado e IC baseado em PI se destacam, sendo o método IC modificado o que apresenta menor tempo para alcançar o regime, tempo da ordem de 0,2 s.

Apenas para destacar, os métodos IC e P&O apresentaram os mesmos índices de qualidade, uma vez que se baseiam no mesmo princípio de busca de MPPT, que é  $dP/dV$  nulo no MPP (LISERRE et al., 2010).

## 2.4 – Resultados Experimentais

O arranjo experimental desenvolvido em laboratório para testar os algoritmos de MPPT é apresentado na Figura 24. Este arranjo consiste de um conversor Boost CC-CC, osciloscópio, microcomputador, fontes para emulação de painéis fotovoltaicos e do sistema de controle digital.

Figura 24 - Arranjo experimental para teste dos algoritmos de MPPT.

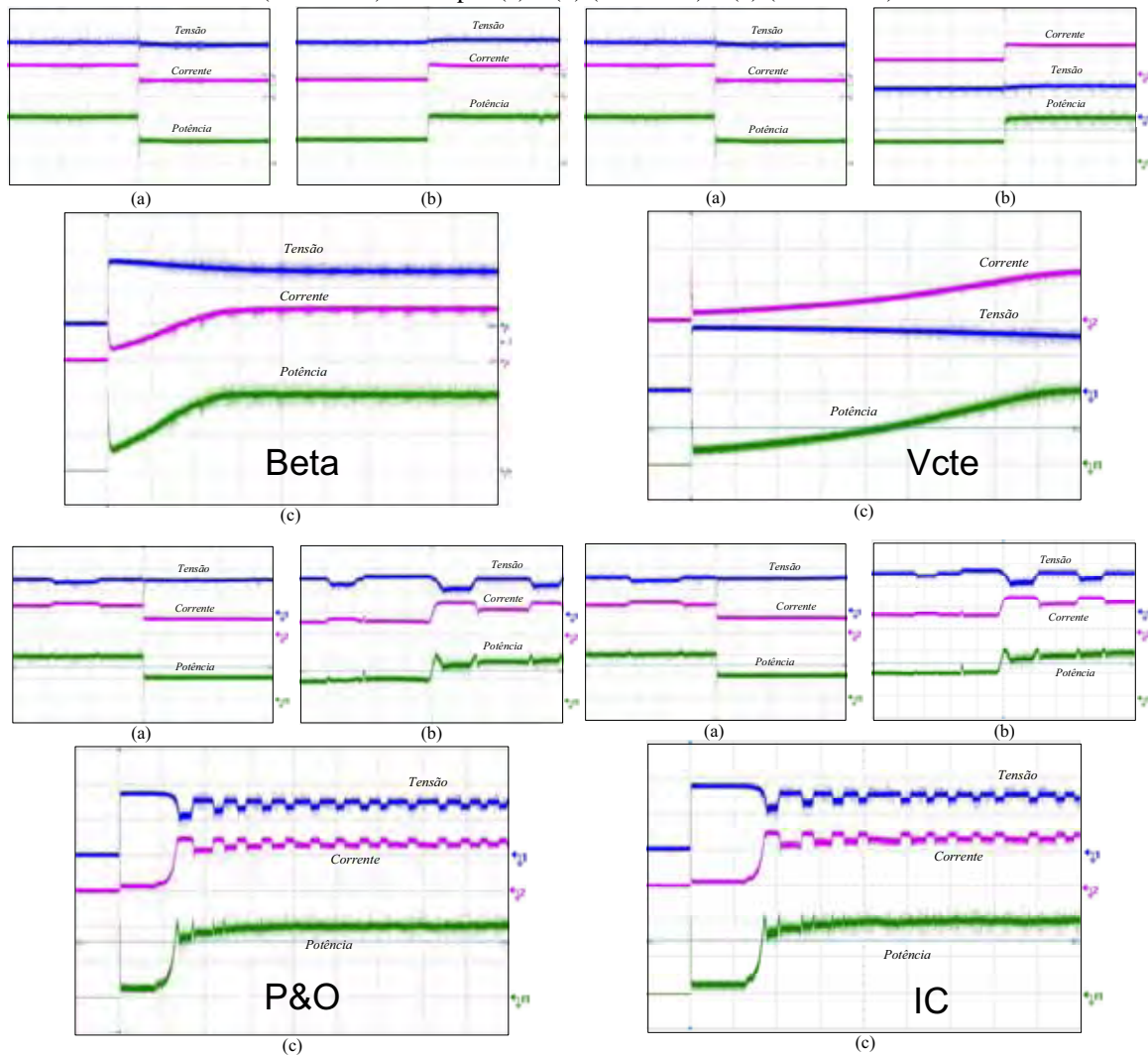


Fonte: Próprio autor.

Todos os algoritmos de extração da máxima potência foram implementados de forma digital na plataforma dSPACE ACE1104, a qual possui um DSP TMS320F240 dedicado, e os principais resultados obtidos estão apresentados nesta seção. Os degraus de irradiação solar e de temperatura são configurados usando emuladores de painéis solares da Agilent (E4350B) através do microcomputador. O conversor Boost CC-CC opera com frequência de chaveamento em 50kHz enquanto que o sistema de controle possui taxa de amostragem fixa de 10kHz.

É possível verificar as respostas dinâmicas dos métodos Beta, Tensão Constante, P&O e IC na Figura 25. De acordo com as respostas dinâmicas, estes métodos apresentaram bom desempenho. Todos os algoritmos alteraram a potência terminal do PV em menos de 20ms quando submetidos a uma mudança instantânea de potência, isto quando a potência alterada variou de 100W para 200W e vice-versa. Apenas o método da Tensão Constante apresentou uma inicialização ruim, sendo a inicialização do método considerada como o tempo gasto para atingir a potência nominal a partir da potência mínima. Este tempo foi da ordem de 1,6 segundos. Em relação ao método Beta, este apresentou um bom tempo de inicialização, sendo este da ordem de 0,5 segundos. De acordo com os resultados experimentais, os métodos P&O e IC se destacaram com relação a sua inicialização; contudo, as constantes perturbações em regime permanente dos métodos P&O e IC representam perdas adicionais de potência.

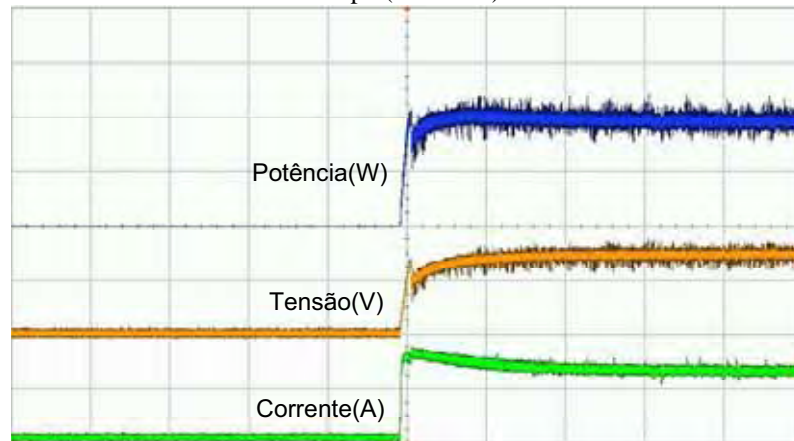
Figura 25 - Comportamento dinâmico dos algoritmos de MPPT. (a) Degrau negativo (200W-100W); (b) Degrau positivo (100W-200W); (c) Inicialização (0W-200W). Escalas: Tensão (20V/div); Corrente (5A/div); Potência (100W/div) e Tempo: (a) e (b) (20ms/div) e (c) (200ms/div).



Fonte: Próprio autor usando osciloscópio infiniium.

Dentre os algoritmos avaliados, o método da Correlação de Ripple apresentou o melhor tempo de inicialização, i.e., tempo da ordem de 50ms para alcançar o regime permanente a partir do estado nulo. Este comportamento dinâmico pode ser verificado através da Figura 26. Este método foi sintonizado para apresentar seu melhor desempenho, e esta inicialização é possível uma vez que este método pode apresentar desempenho dinâmico muito próximo da frequência de chaveamento, mas sendo sempre limitada pelos ganhos dos controladores do conversor.

Figura 26 - Inicialização do Método da Correlação. Potência (100W/div); Tensão (20V/div); Corrente (5A/div) e Tempo (20ms/div).



Fonte: Próprio autor usando osciloscópio infiniiium.

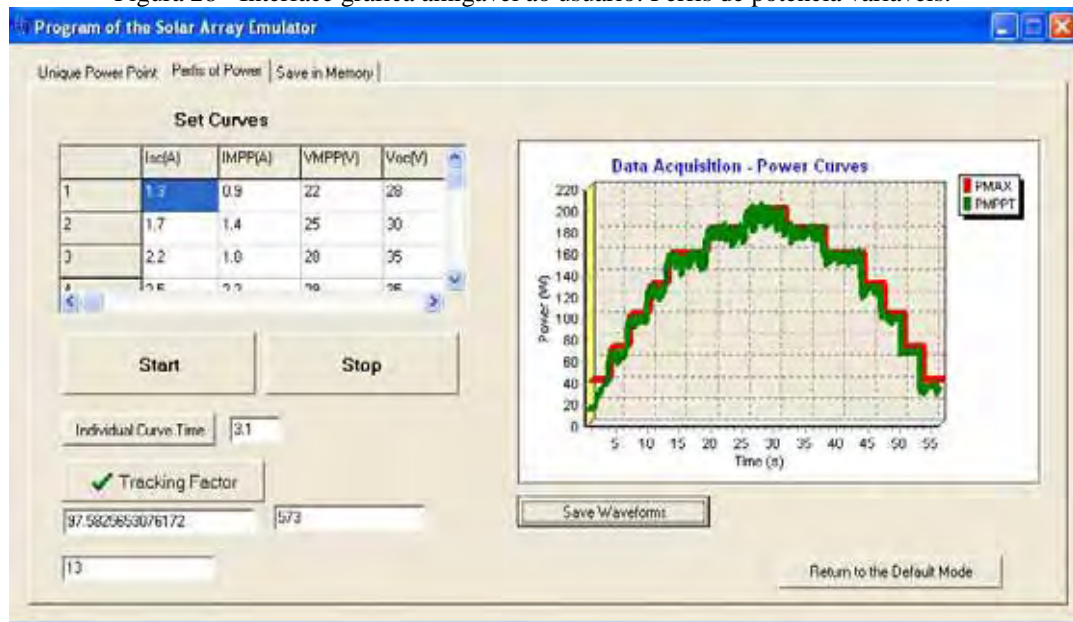
Com o intuito de facilitar a validação experimental e o cômputo do fator de rastreamento (FR), um sistema de gerenciamento e de aquisição de dados foi implementado na plataforma C++ Builder. A interface gráfica amigável ao usuário pode ser visualizada na Figura 27 e na Figura 28. Com este sistema é possível programar os emuladores de painéis solares de forma remota com degraus de irradiação e de temperatura formando curvas ou perfis de potência. A possibilidade de programar curvas de potência de acordo com a necessidade do usuário facilita os testes dos algoritmos de MPPT para diferentes regiões com diferentes níveis de insolação e de temperatura. A comunicação entre o microcomputador e os emuladores foi feita com o protocolo GPIB-USB.

Figura 27 - Interface gráfica amigável ao usuário: Ponto de operação fixo.



Fonte: Próprio autor.

Figura 28 - Interface gráfica amigável ao usuário: Perfis de potência variáveis.



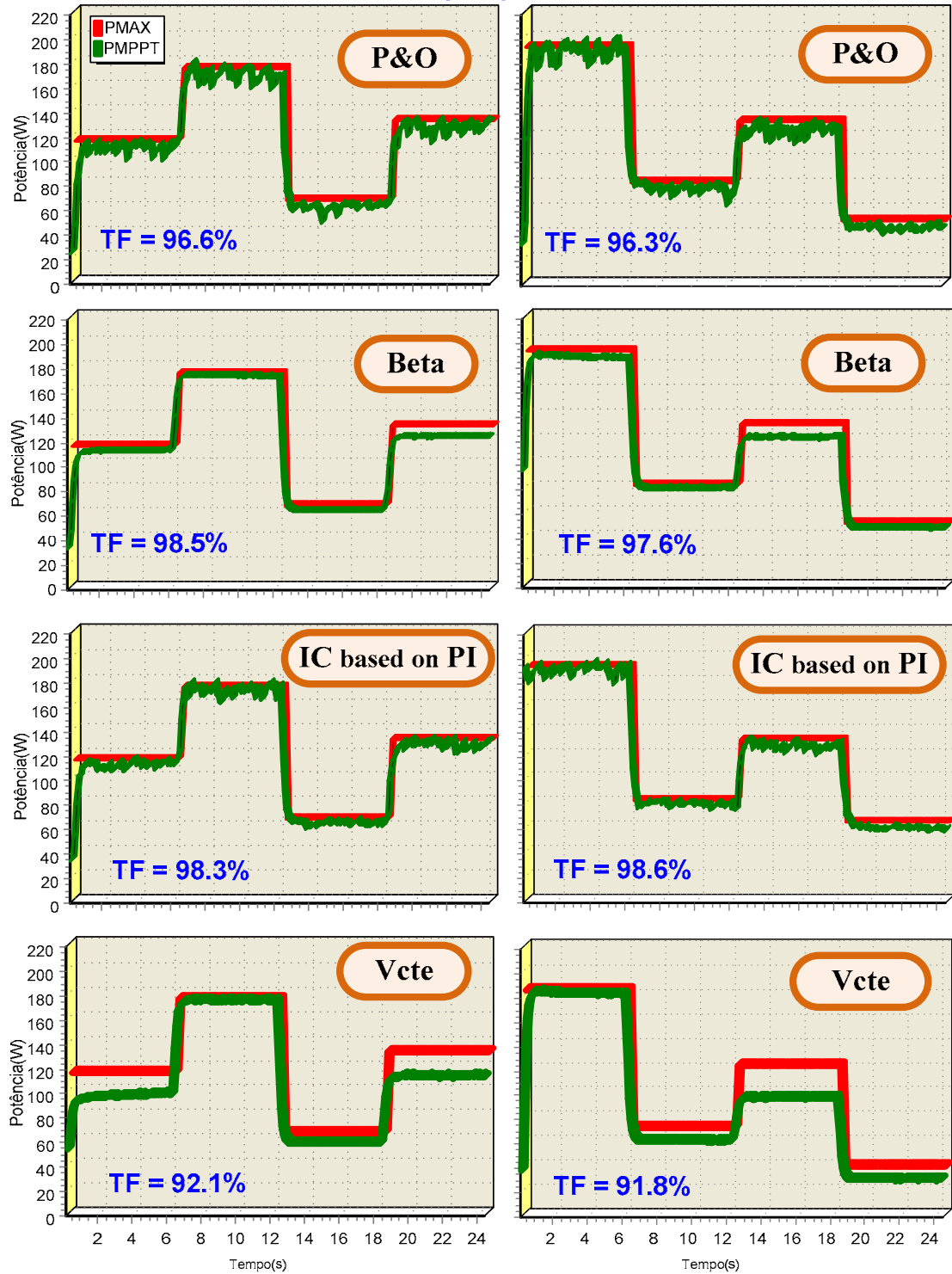
Fonte: Próprio autor.

A avaliação da potência extraída do painel pode ser observada na Figura 29, para os métodos analisados, onde PMAX representa a máxima potência disponível e PMPPT representa a energia que foi extraída pelo algoritmo de MPPT. Um perfil de insolação diário típico foi aplicado como mostrado na Figura 30 e na Figura 31, e uma boa resposta a este perfil representa um maior ganho com relação ao estudo da capacidade de extração de energia frente a condições reais. A idéia foi simular as características diárias entre os horários das 6 da manhã às 6 da tarde. Finalmente, a Tabela 3 resume as principais características de cada método de MPPT avaliado. Durante os testes experimentais, o algoritmo P&O também foi implementado utilizando um controlador digital PI desenvolvendo o algoritmo P&O baseado em PI. Como potencial do trabalho e de forma análoga ao IC baseado em PI, o algoritmo P&O baseado em PI apresenta resultados mais interessantes com relação ao maior fator de rastreamento e reduzidas oscilações em regime permanente. Desta forma, este algoritmo também foi submetido ao mesmo perfil de irradiação e os resultados podem ser verificados pela Figura 30 e pela Figura 31. O maior fator de rastreamento pode ser explicado uma vez que o controlador digital utiliza passos de incremento para a razão cíclica maiores quando o PV está longe do MPP, e quando é atingido, estes passos são reduzidos minimizando as perdas e oscilações em regime permanente, sendo, portanto, um método adaptativo.



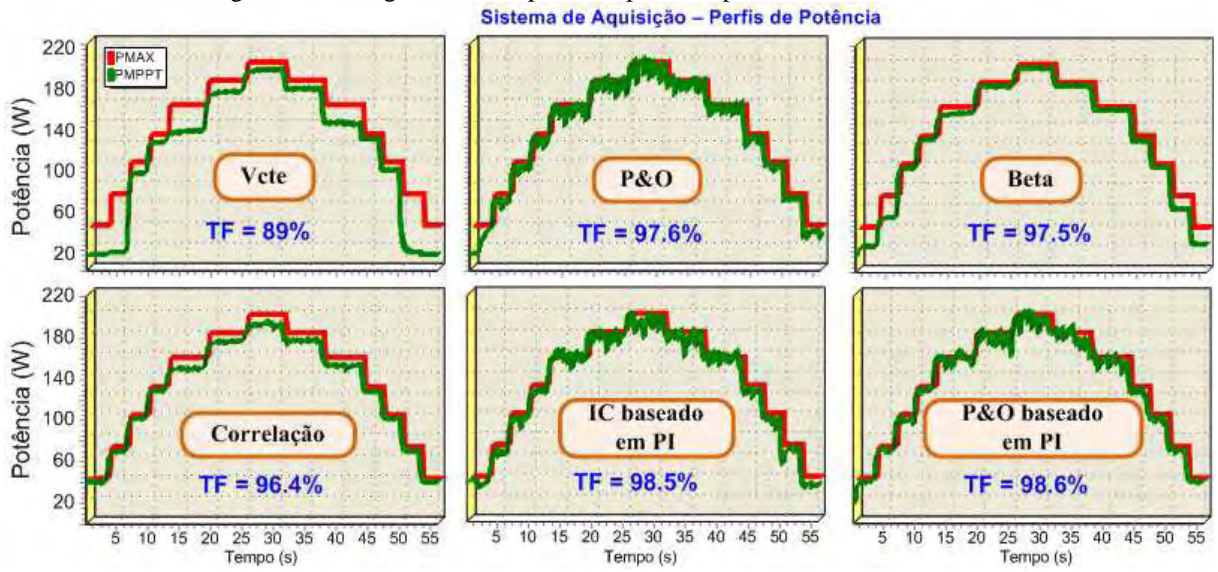
Figura 29 - Energia extraída utilizando os métodos Vcte, P&O e Beta e IC baseado em PI.

**Sistema de Aquisição – Perfis de Potência**



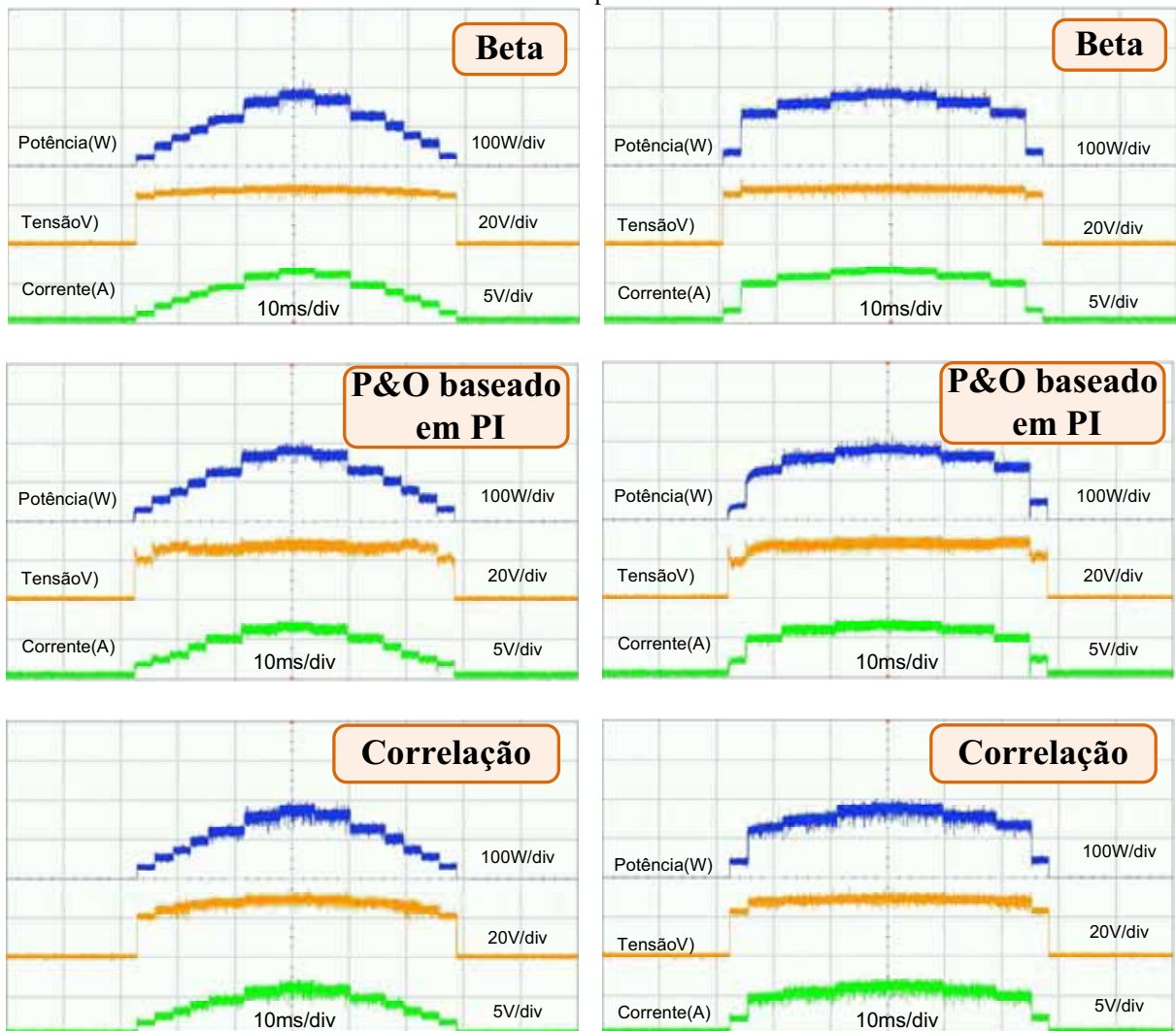
Fonte: Próprio autor.

Figura 30 - Energia extraída aplicando perfil de potência similar ao diário.



Fonte: Próprio autor.

Figura 31 - Energia extraída aplicando perfil de potência similar ao diário e aquisição usando o osciloscópio. Formas de onda da direita supõe uso de rastreador solar.



Fonte: Próprio autor usando osciloscópio infiniium.

Tabela 3 - Principais características dos algoritmos de MPPT.

<b>Métodos</b>	<b>Dependente do Tipo de PV</b>	<b>Fator de Rastreamento</b>	<b>Implementação</b>	<b>Eficaz</b>	<b>Sensores</b>
<b>Dcte</b>	Não	Ruim	Muito Simples	Não	-
<b>Vcte</b>	Sim	Razoável	Simples	Não	V
<b>P&amp;O</b>	Não	Bom	Simples	Sim	V e I
<b>IC</b>	Não	Bom	Médio	Sim	V e I
<b>P&amp;O Modificado</b>	Não	Muito Bom	Complexo	Sim	V e I
<b>P&amp;O baseado em PI</b>	Não	Excelente	Médio	Sim	V e I
<b>IC Modificado</b>	Não	Muito Bom	Complexo	Sim	V e I
<b>IC baseado em PI</b>	Não	Excelente	Médio	Sim	V e I
<b>Beta</b>	Sim	Excelente	Médio	Sim	V e I
<b>Oscilação do Sistema</b>	Sim	Razoável	Complexo	Não	V
<b>Correlação de Ripple</b>	Não	Bom	Simples	Sim	V e I
<b>Temperatura</b>	Sim	Excelente	Simples	Sim	V e Temperatura

Fonte: Próprio autor.

## 2.5 – Sistemas com Sombreamento Parcial

A maioria dos métodos acima citados apresentam índices de qualidade muito bons para todos os aspectos avaliados sendo muito úteis para o rastreamento da máxima potência dos painéis fotovoltaicos. Seus desempenhos são garantidos para sistemas com micro-inversores (único PV) ou para sistemas baseados em associações série de poucos módulos PVs (próximos e com a mesma inclinação para o sol) localizados em lugares onde as condições ambientais são uniformes a maioria do tempo; o que ocorre em países tropicais, como exemplo. Entretanto, esta não é uma regra para todas as regiões e também para a conexão série-paralela de vários módulos PVs. Então, estes algoritmos devem ser atualizados para rastrear o MPP global ao invés de seu máximo local para o caso de sistemas com sombreamento (ALONSO et al., 2009; CHIN et al., 2009; KAZA, et al., 2009; KOUTROULIS; BLAABJERG, 2012). Isto pode ser realizado adicionando um primeiro estágio antes de se iniciar o algoritmo apropriado. Dentre as idéias mais utilizadas o escaneamento ponto a ponto da curva do PV é uma boa opção e depende apenas do passo de incremento do algoritmo, mas é totalmente independente do tipo/fornecedor do PV. A tensão do PV é alterada, como exemplo, a partir da tensão de circuito aberto até uma porcentagem desta e a tensão para onde ocorre o máximo global é armazenada em memória. Depois deste ponto ser encontrado, o algoritmo propriamente dito passa a realizar a busca constante do MPP. Para reduzir a quantidade de passos para encontrar o verdadeiro MPP um conversor controlado em corrente pode ser utilizado para regular a potência do PV (KOUTROULIS; BLAABJERG, 2012), ou o máximo local é encontrado primeiro e em seguida perturbações tanto à direita quanto à esquerda são aplicadas constantemente até se encontrar o máximo global (RAZA et al., 2009). A busca constante do máximo global tem que ser realizada a fim de que o algoritmo não perca a referência do ponto ótimo quando de mudanças das condições ambientais. Intervalos de tempo típicos para esta busca situam-se na casa dos 10 à 15 minutos. A redução do fator de rastreamento durante a busca do máximo global é insignificante em comparação com a energia adicional que é rastreada, isto para os casos onde existe o sombreamento constante dos painéis fotovoltaicos (KOUTROULIS; BLAABJERG, 2012).

## 2.6 – Conclusões

Atualmente o uso da energia proveniente dos painéis fotovoltaicos é uma realidade, e, seu uso se tornará muito importante na busca de soluções para os problemas energéticos e ambientais, e, desta forma, a utilização das técnicas de MPPT são de suma importância para a extração da máxima potência disponível. Dentre os métodos avaliados, o método Beta se apresentou como uma solução excelente com relação ao alto fator de rastreamento, reduzida ondulação em regime permanente, bom desempenho transitório e simplicidade de implementação; outras alternativas de excelente performance que merecem destaque são os métodos IC e P&O modificados e IC e P&O baseados em PI, os quais independem do tipo/fabricante do painel fotovoltaico. Dentre todos, os métodos baseados em PI apresentaram melhores fatores de rastreamento. Como potencial do trabalho, o conceito da implementação de tais algoritmos através de controladores digitais também pode ser estendido para quaisquer métodos onde seja possível minimizar funções de erro. Ainda é necessário salientar que a diferença de desempenho entre os melhores algoritmos analisados é pequena e estes devem ser analisados para cada caso específico, mas o presente estudo se mostra como um excelente guia para a avaliação e implementação de um algoritmo mais apropriado. Finalmente, para o caso de redução de custos, é interessante adotar o método da Temperatura, caso se conheça os dados do painel fotovoltaico.

# Capítulo 3

## Avaliação dos Principais Algoritmos de Anti-Ilhamento

---

Neste capítulo serão avaliados alguns dos principais algoritmos de anti-ilhamento (DESAI; PATEL, 2007; ESRAM; CHAPMAN, 2007; JAIN; AGARWAL, 2007 a; PANDEY et al., 2007; FARANDA et al., 2008; LAIRD et al., 2008; JAEN et al., 2008), através de modelos em ambiente MatLab/Simulink®, utilizando um conversor VSI monofásico projetado para injetar potência ativa na rede. A carga testada é uma carga RLC em paralelo com fator de qualidade e frequência de ressonância tais que atendam às exigências da norma IEEE 929-2000. Os algoritmos testados são basicamente os ativos, uma vez que os métodos passivos são ineficientes e os remotos são dispendiosos economicamente. Normalmente, uma estratégia híbrida, que contempla um algoritmo ativo e proteções de sub/sobretensão e sub/sobrefrequência é escolhida para compor a estratégia de anti-ilhamento.

### 3.1 – Modelo de Simulação

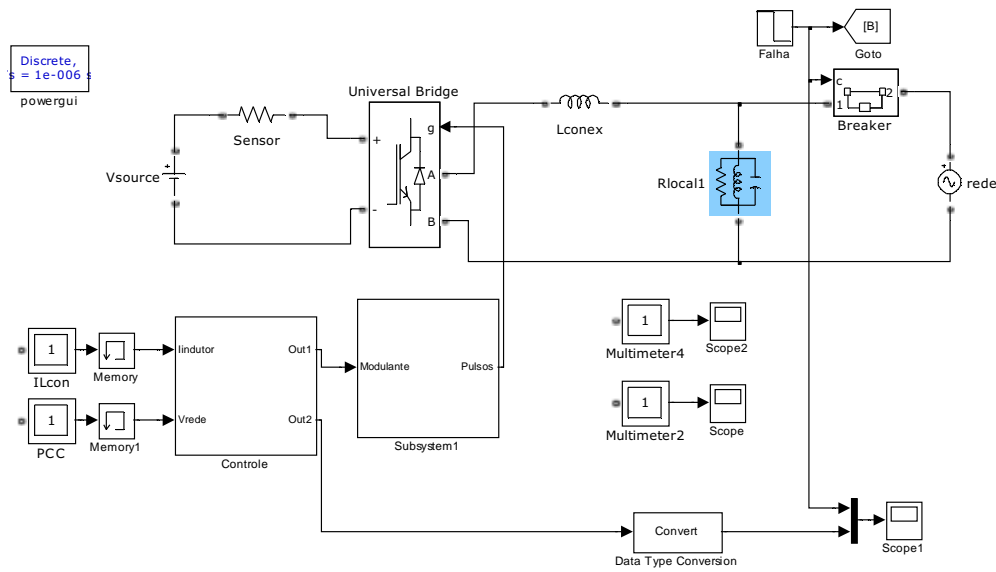
A carga modelada é uma carga RLC em paralelo com fator de qualidade  $Q_f = 2,5$  e frequência de ressonância igual à frequência da rede ( $f = 60\text{Hz}$ ). O uso deste modelo se baseia no fato de que a maioria dos algoritmos de anti-ilhamento apresenta dificuldades para a detecção com algum tipo de carga RLC. Em geral, cargas não lineares ou cargas de potência constante não apresentam dificuldade para a detecção (Bower, 2002). O modelo de simulação é apresentado pela Figura 32, que contempla o inversor VSI, a indutância de conexão e a carga RLC local. Esta carga pode ser modelada pelas equações (18) à (20).

$$R = \frac{V_{carga}^2}{P} \quad (18)$$

$$L = \frac{V_{carga}^2}{2\pi \cdot f \cdot Q_f \cdot P} \quad (19)$$

$$C = \frac{Q_f \cdot P}{2\pi \cdot f \cdot V_{carga}^2} \quad (20)$$

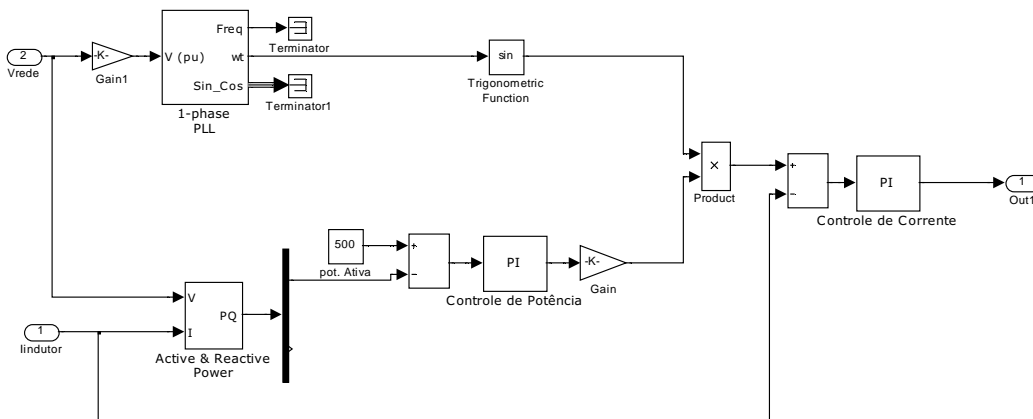
Figura 32 - Modelo para testes dos algoritmos de Anti-Ilhamento.



Fonte: Próprio autor.

A estratégia de controle é baseada no controle direto da corrente de saída, onde o conversor se comporta como uma fonte de corrente em relação à rede. A corrente injetada é sincronizada à tensão da rede por meio de um algoritmo PLL, que provê a frequência e a fase da tensão no ponto de acoplamento a fim de garantir fator de potência unitário ao inversor fotovoltaico. O valor RMS da corrente injetada vem da malha de potência do conversor, neste caso, estipulada para a injeção de 500W na rede. O painel fotovoltaico foi substituído por uma fonte CC, apenas para proporcionar incremento na velocidade de simulação. Esta estratégia é apresentada através da Figura 33.

Figura 33 - Estratégia de injeção de potência ativa em sincronismo com a rede.



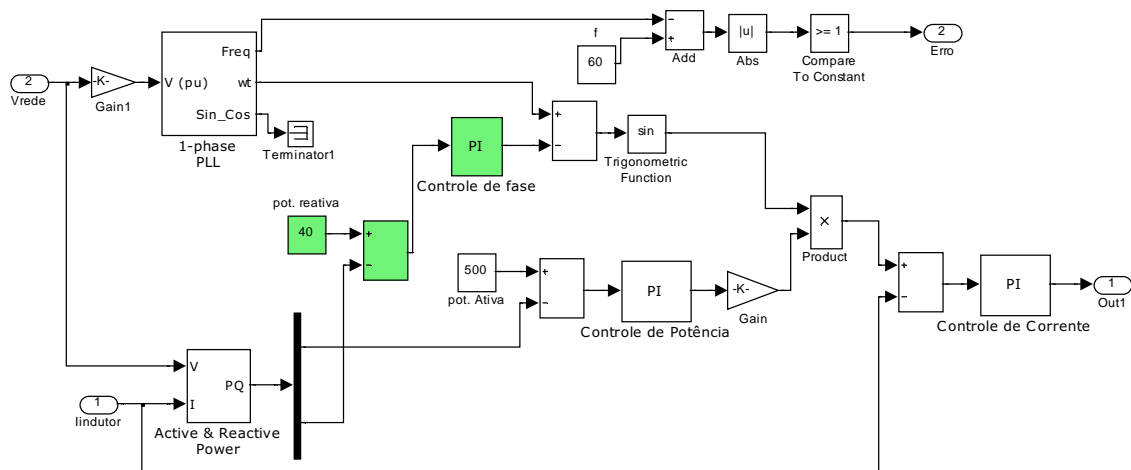
Fonte: Próprio autor.

## 3.2 – Algoritmos Avaliados

### 3.2.1 – Método da Injeção de Reativo

O método da injeção de reativo busca dificultar o equilíbrio com a carga local, onde em condições normais a rede fica responsável por prover o equilíbrio entre potência gerada e consumida. Após a desconexão da rede, o excesso ou a falta de reativo provocará mudanças na tensão no PCC. Este método é implementado adicionando-se uma malha para o controle da energia reativa alterando a fase da corrente em relação à fase da tensão da rede. O diagrama do método é apresentado pela Figura 34. O reativo excedente provocará mudanças mais aparentes na frequência da tensão da carga local.

Figura 34 - Alteração no controle para injeção de potência reativa.



Fonte: Próprio autor.

### 3.2.2 – Método do Desvio Ativo de Frequência (AFD)

Este método opera com uma forma de onda ligeiramente distorcida, com frequência ligeiramente superior a da rede e sincronizada com o cruzamento por zero da mesma. Após o cruzamento da corrente por zero, esta é mantida nula até coincidir com a passagem por zero da tensão da rede. Desta forma, há uma tendência constante da frequência se alterar em condições de ilhamento. É possível definir a fração de corte ( $Ch_f$ ) para o método AFD, em função do tempo de corrente nula ( $Tz$ ) e do período ( $T$ ) da rede através de (21); ainda através de (22) é possível estabelecer a condição para o algoritmo detectar ilhamento em função da

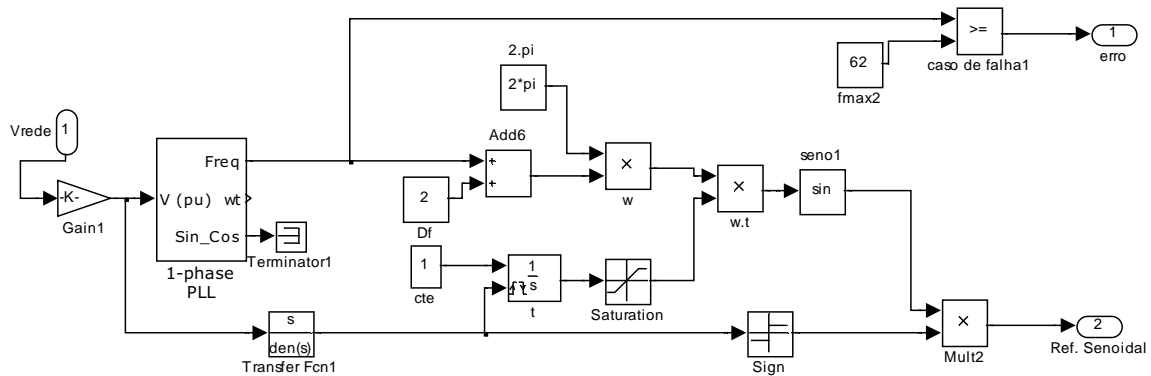


carga RLC. Este método pode ser implementado com uma mudança simples na saída do PLL, conforme Figura 35.

$$Ch_f = 2 \cdot \frac{T_z}{T} \quad (21)$$

$$\tan^{-1} \left( R \cdot \left( \omega C - \frac{1}{\omega L} \right) \right) = \pi \cdot \frac{Ch_f}{2} \quad (22)$$

Figura 35 - Alteração no PLL para o método AFD.



Fonte: Próprio autor.

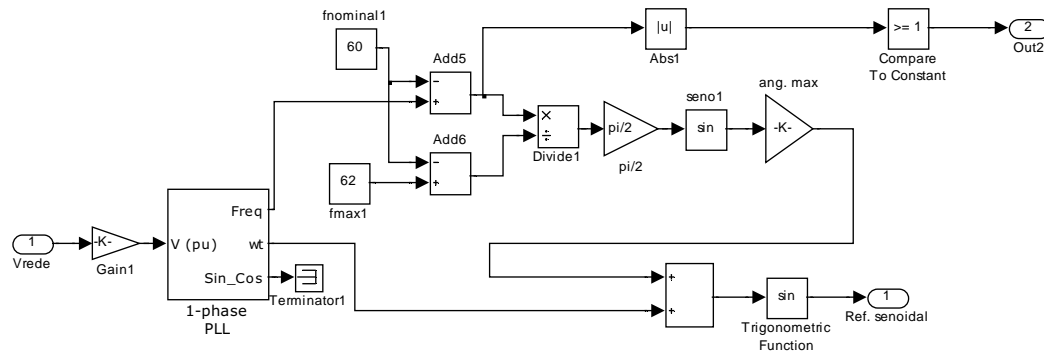
### 3.2.3 – Método do Desvio de Frequência no modo Escorregamento (SMS)

Neste método, o ângulo de fase entre a corrente injetada e a tensão no PCC não é controlado para ser sempre nulo, mas sim para ser uma função da tensão no PCC. A curva de fase do inversor é projetada de tal forma que a fase do inversor aumente mais rapidamente do que a fase da carga local. É realizada uma realimentação positiva de tal forma que a frequência da rede se torne instável para o inversor, ficando em 60Hz apenas na presença da mesma. A equação que rege este método é dada por (23) e em (24) é possível obter o ângulo máximo que deve ser imposto para que o método seja eficaz na presença da carga RLC. Na Figura 36 verifica-se a mudança realizada no PLL.

$$\theta = \theta_{\max} \cdot \text{sen} \left( \frac{\pi}{2} \frac{f_{pll} - f}{f_{\max} - f} \right) \quad (23)$$

$$\frac{\theta_{\max}}{f_{\max} - f} \geq \frac{12Q_f}{\pi^2} \quad (24)$$

Figura 36 - Alteração na saída do PLL para o método SMS.



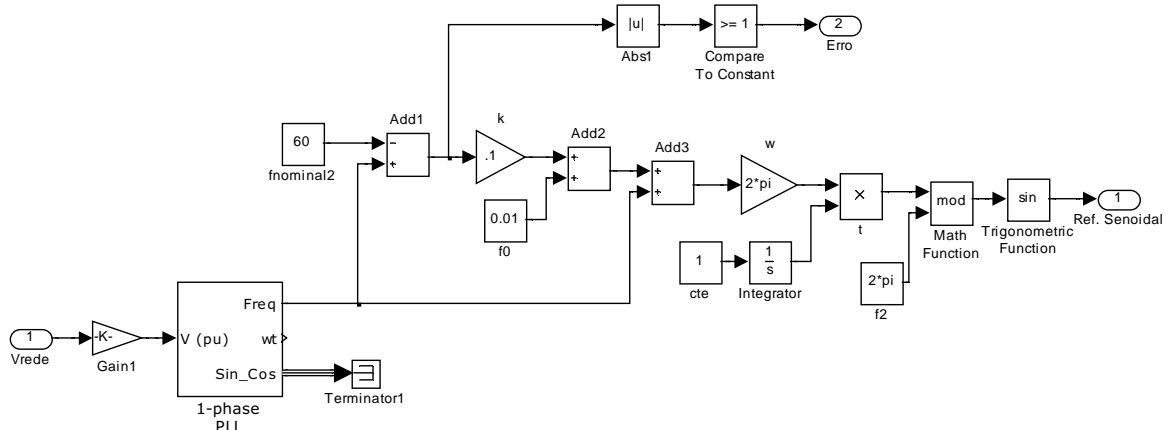
Fonte: Próprio autor.

### 3.2.4 – Método do Desvio Ativo de Frequência com realimentação positiva (Sandia Frequency Shift - SFS)

Este método aplica realimentação positiva na frequência da corrente injetada de tal forma que esta corrente apresente uma frequência ligeiramente superior à frequência da tensão da rede, sendo uma extensão do método AFD, mas com menor interferência na forma de onda da corrente injetada. Com este método a frequência da tensão no PCC só se mantém em 60Hz caso a rede esteja presente. A fração de corte deste método é dada por (25), mas outras funções também podem ser aplicadas com sucesso, e, através da Figura 37, verifica-se a alteração proposta no PLL.

$$C_f = cf_o + k.(f_{pll} - f_{rede}) \quad (25)$$

Figura 37 - Alteração na saída do PLL para o método SFS.

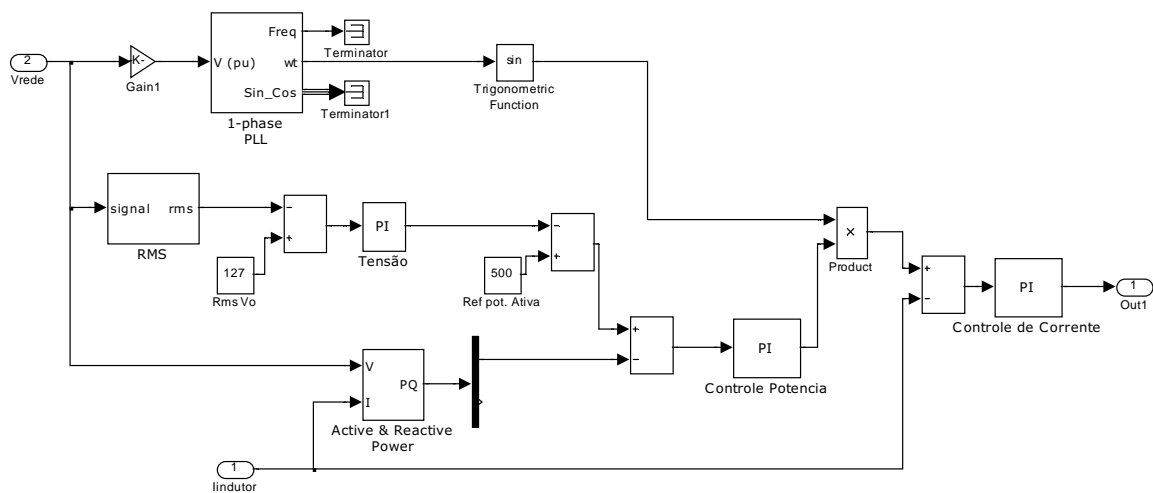


Fonte: Próprio autor.

### 3.2.5 – Método da realimentação positiva da tensão (Sandia Voltage Shift - SVS)

Este método aplica realimentação positiva na tensão no ponto de acoplamento de carga de tal forma que quando houver diminuição no valor RMS desta tensão a potência ativa injetada pelo conversor também decresce, e, assim sucessivamente até a detecção do ilhamento. A alteração é realizada na malha de potência do inversor e está apresentada na Figura 38. O algoritmo opera de forma análoga para um aumento do valor RMS da tensão na carga local.

Figura 38 - Modelo para teste do algoritmo SVS.

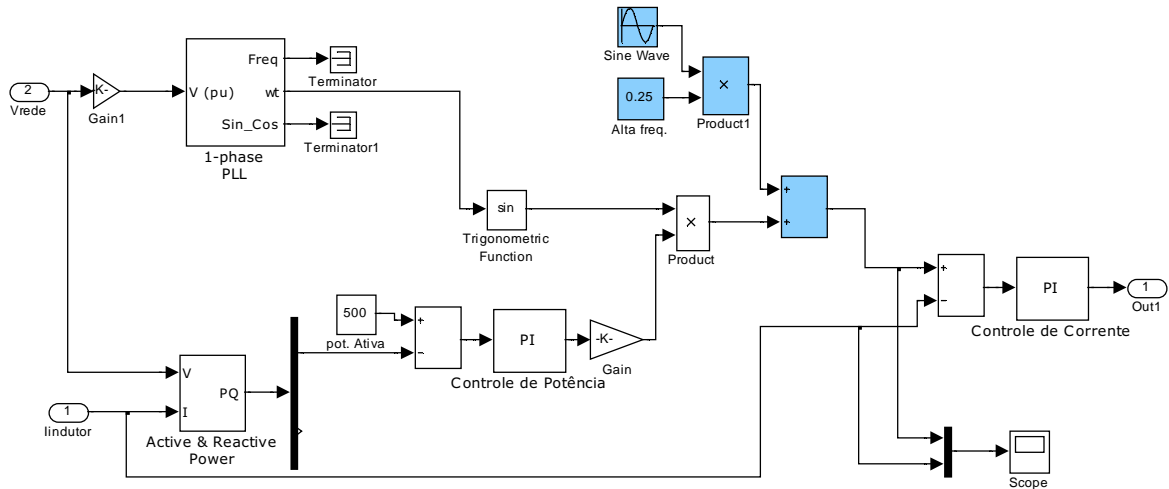


Fonte: Próprio autor.

### 3.2.6 – Método da medição de Impedância em uma frequência específica

Neste método são introduzidas variações na corrente injetada pelo inversor de modo a observar seu efeito na tensão no PCC. Como a frequência desta perturbação é previamente conhecida, seus efeitos na tensão são mais fáceis de serem detectados. É necessário garantir que esta perturbação não extrapole o nível máximo de DHT da corrente injetada que é de 5%. A alteração é dada na malha de controle de potência e pode ser observada na Figura 39.

Figura 39 - Modelo para teste do método de medição de impedância.



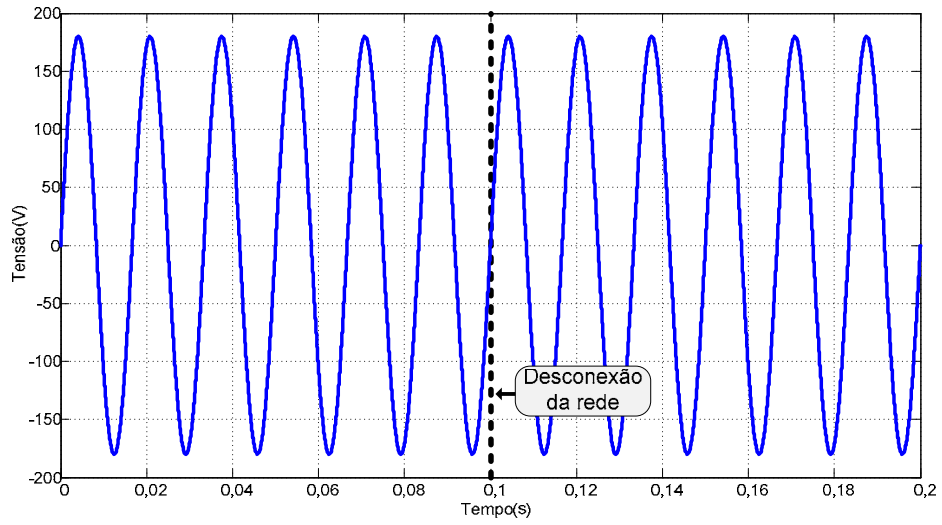
Fonte: Próprio autor.

### 3.3 – Resultados de Simulação

#### 3.3.1 - Interação entre carga e potência gerada

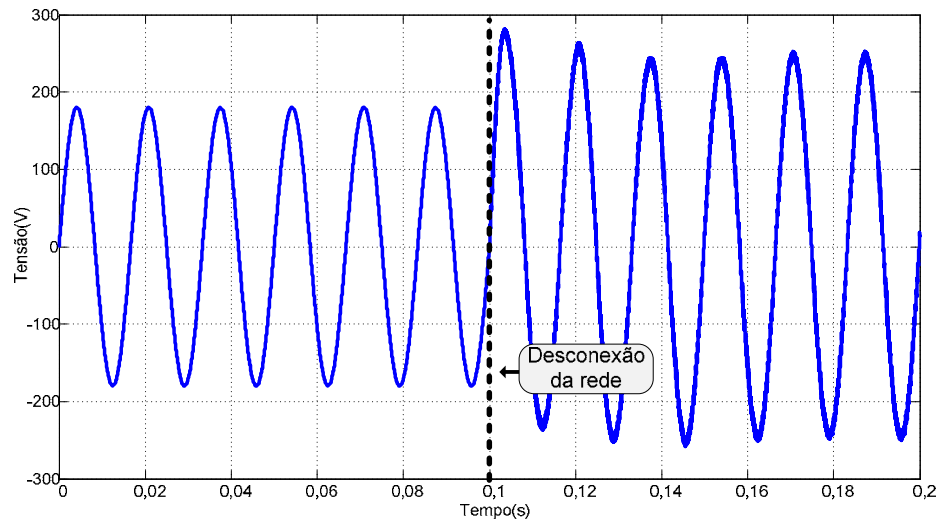
Os efeitos da desconexão da rede nos terminais do inversor e na carga local dependem da relação entre a carga e a potência disponibilizada pelo sistema PV. Isto ocorre, uma vez que o conversor é usualmente controlado para injetar somente potência ativa na rede, independente da carga local, deixando a rede responsável por manter o equilíbrio. Em caso de falta de energia em relação à gerada, a rede se encarrega de suprir a necessidade adicional e, em caso de excesso, a mesma absorve. Portanto, em caso de falha na rede, se houver mais potência gerada do que exigida, a tensão se eleva ou vice-versa. Da mesma forma, se houver um perfeito equilíbrio entre a carga e a potência gerada, o efeito da perda da rede torna-se imperceptível com o algoritmo convencional, uma vez que não ocorrem alterações na tensão de saída do inversor. Estas condições estão ilustradas pelas Figuras apresentadas na sequência, onde a linha tracejada indica o momento em que a rede é desconectada do sistema, e, o tempo para detecção do ilhamento se baseia na alteração da frequência em mais ou menos 1Hz.

Figura 40 - Efeito após ilhamento para potência gerada igual à potência consumida.



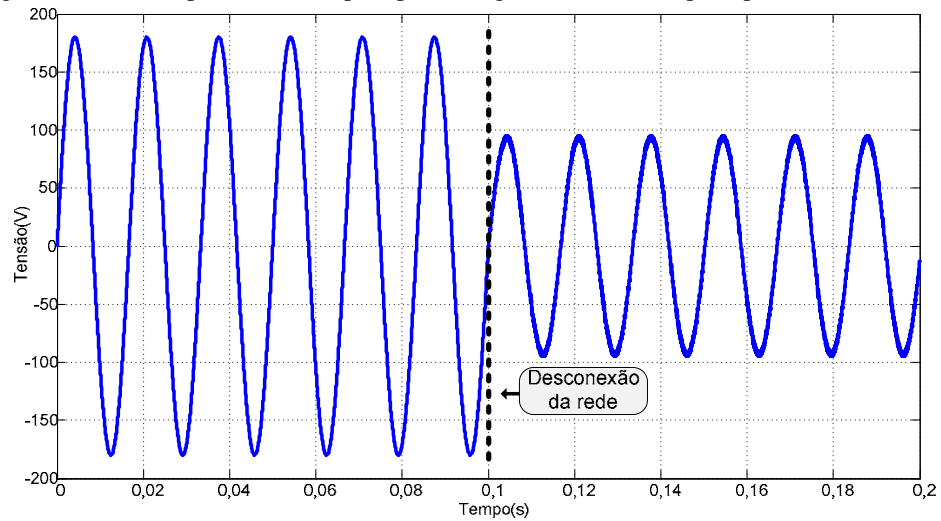
Fonte: Próprio autor.

Figura 41 - Efeito após ilhamento para potência gerada maior do que a potência consumida.



Fonte: Próprio autor.

Figura 42 - Efeito após ilhamento para potência gerada menor do que a potência consumida.

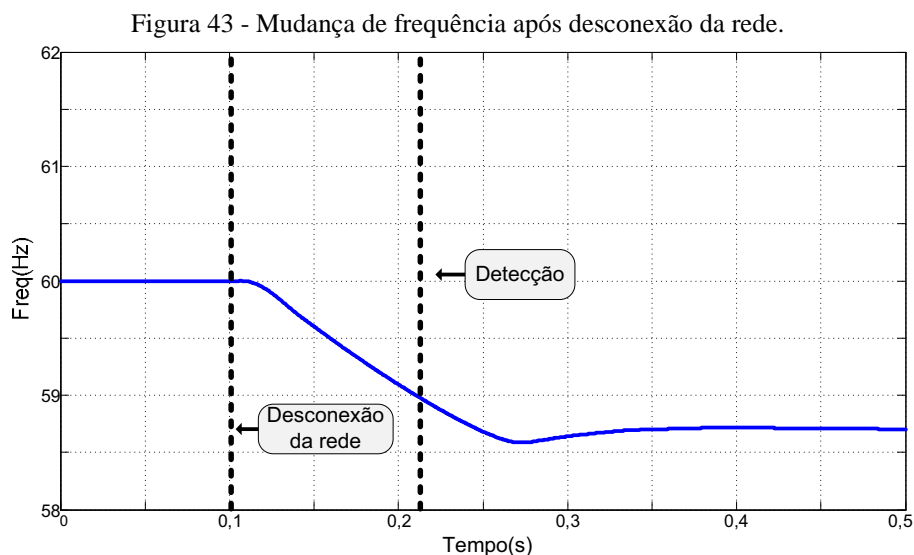


Fonte: Próprio autor.

Pode ser afirmado que o pior caso para a detecção do ilhamento ocorre quando há o equilíbrio entre a geração e o consumo. Nestes casos, os métodos passivos são ineficazes, tendo, portanto, os métodos ativos maior atratividade.

### 3.3.2 - Injeção de Reativo

A injeção de reativo se mostrou eficaz para a detecção de ilhamento com a presença da carga ressonante, e, apenas uma pequena quantidade de reativo se fez necessária para alterar os parâmetros da tensão na carga local. A injeção de reativo correspondeu a 10% da potência ativa total. O principal problema é que em potência nominal, o fator de potência da estrutura sempre será inferior ao fator de potência ótimo. Na Figura 43 verifica-se a mudança de frequência após a retirada da rede.

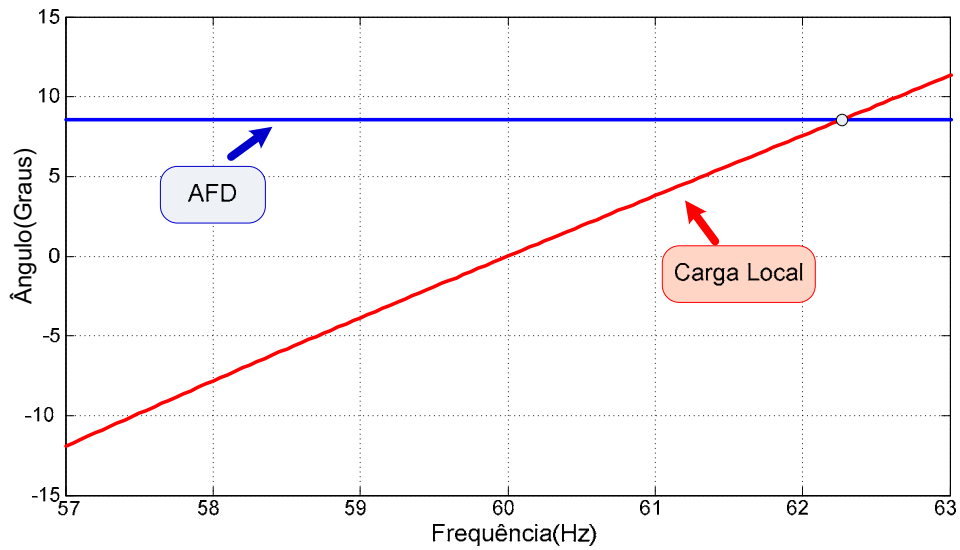


Fonte: Próprio autor.

### 3.3.3 - AFD

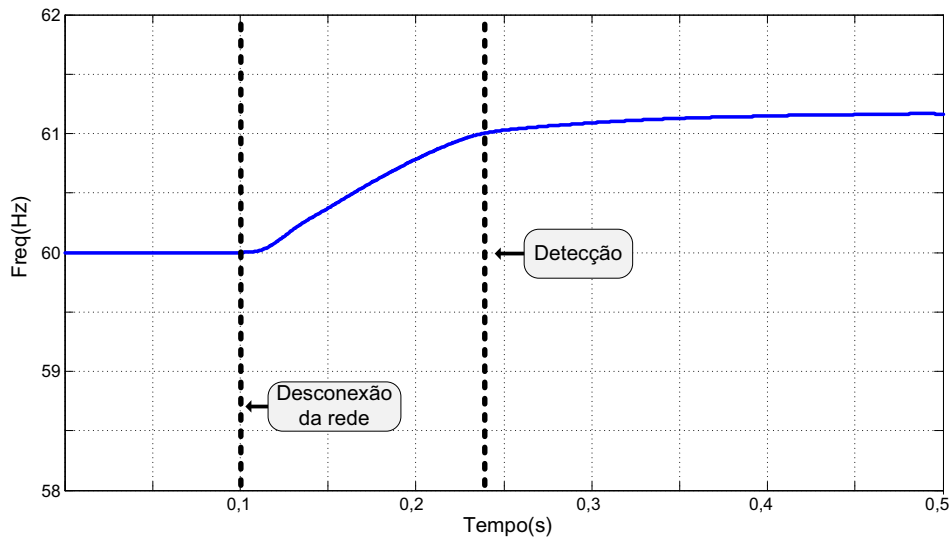
Especificou-se uma variação de 4,5 Hz para a frequência da corrente injetada na rede, correspondendo a uma fração de 7,5% do período da rede em 60Hz. A curva deste algoritmo em conjunto com a curva da carga RLC, em função da variação de frequência é apresentada na Figura 44. O ponto de cruzamento é o equilíbrio entre a carga e a algoritmo após retirada da rede. Após a retirada da rede, a frequência da tensão na carga local sobe conforme pode ser observado na Figura 45.

Figura 44 - Curva do algoritmo e da carga local em função da frequência.



Fonte: Próprio autor.

Figura 45 - Mudança de frequência após desconexão da rede.

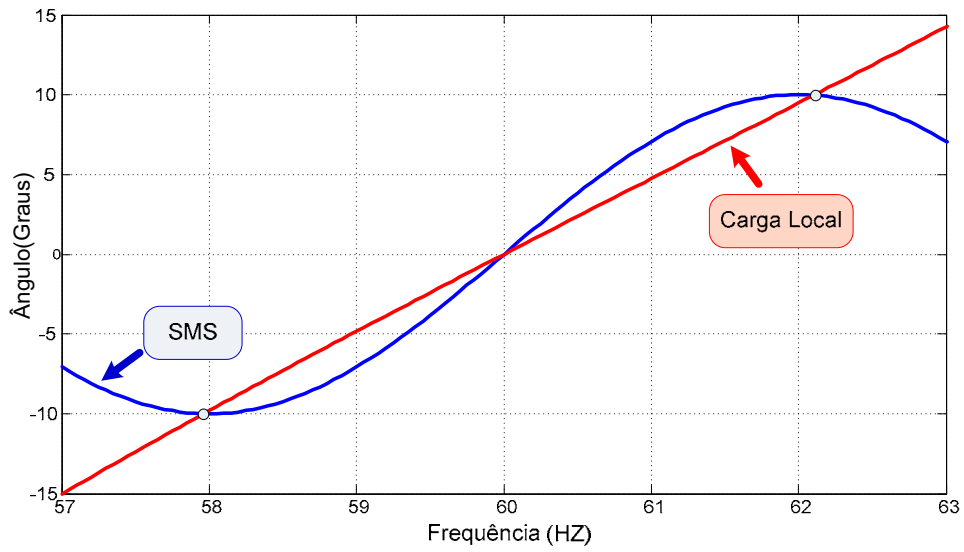


Fonte: Próprio autor.

### 3.3.4 - SMS

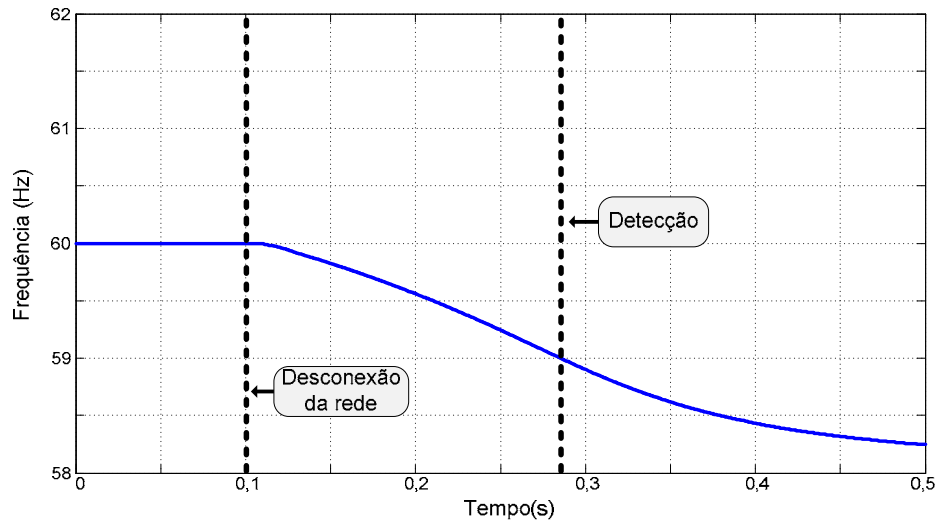
A curva do algoritmo SMS em conjunto com a curva da carga RLC, em função da variação de frequência, é apresentada na Figura 46. O ponto de cruzamento é o equilíbrio entre a carga e o algoritmo após a retirada da rede. Qualquer valor de frequência entre estes dois pontos de equilíbrio podem ser escolhidos para a detecção do ilhamento pelo algoritmo. O valor de desvio máximo foi adotado como 2Hz para o ângulo máximo de variação da carga que foi estabelecido como 10 graus. Na Figura 47 mostra-se a mudança de frequência após a retirada da rede.

Figura 46 - Curva do algoritmo e da carga local em função da frequência.



Fonte: Próprio autor.

Figura 47 - Mudança de frequência após desconexão da rede.



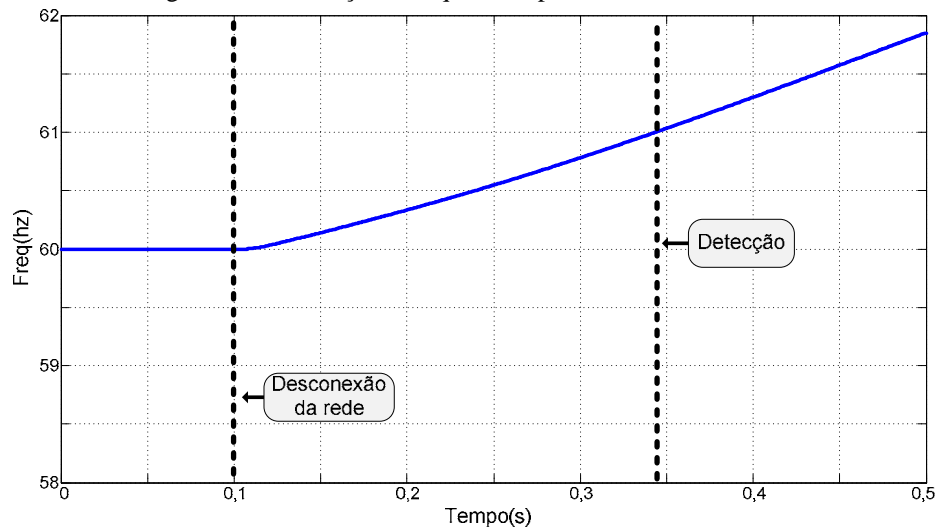
Fonte: Próprio autor.

### 3.3.5 - SFS

Especificou-se o desvio inicial de frequência com sendo  $cf_0=0,01\text{Hz}$  e a aceleração do ganho para o erro entre as frequências como sendo  $k=0,1$ . Após a retirada da rede, a frequência da tensão na carga local se altera conforme pode ser observado na Figura 48.



Figura 48 - Mudança de frequência após desconexão da rede.

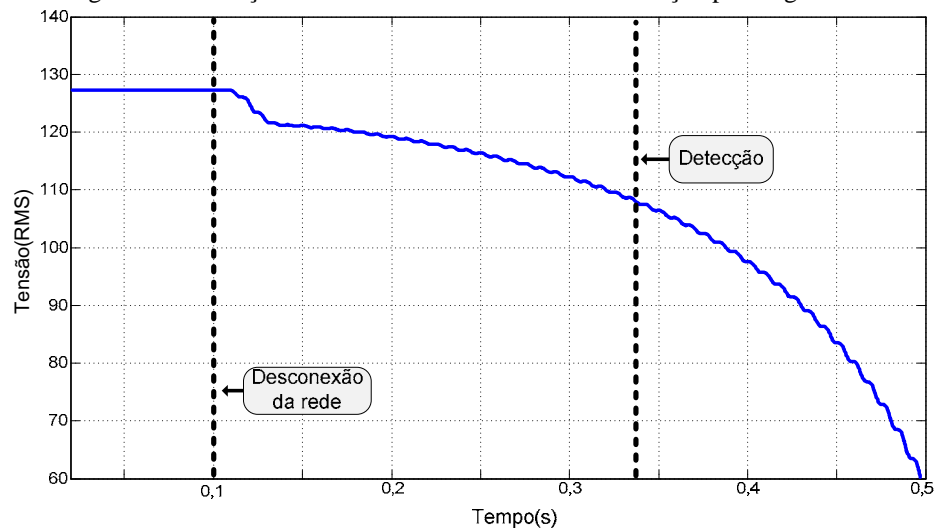


Fonte: Próprio autor.

### 3.3.6 - SVS

A especificação para detecção pelo SVS foi de 85% da tensão nominal, e, o tempo para a detecção pode ser visualizado na Figura 49, onde após o tempo de 0,1s, a rede é desconectada e o algoritmo passa a reduzir a potência injetada até atingir a tensão para detecção.

Figura 49 - Redução do valor RMS de tensão até a detecção pelo algoritmo.



Fonte: Próprio autor.

### 3.3.7 - Medição de Impedância em uma Frequência Específica

Este método não se mostrou eficaz para os testes com a carga RLC já que um valor relativamente elevado de corrente injetada em uma frequência acima da frequência da rede se fez necessária para alterar os parâmetros da tensão na carga local. Normalmente, a carga RLC apresenta características de filtro-passa baixa para correntes de alta frequência, quase não impactando a tensão nesta frequência específica, quando da saída da rede. A Tabela 4 resume as principais características dos algoritmos avaliados.

Tabela 4 - Principais características dos algoritmos de anti-ilhamento.

<b>Método</b>	<b>Frequência/Tensão para detecção</b>	<b>Tempo para Detecção</b>	<b>DHT Corrente Injetada</b>	<b>Facilidade de Implementação</b>	<b>Grau de Distúrbio na rede</b>
<b>Injeção de Reativo</b>	59 Hz	110 ms	2%	Simples	Médio (FP reduzido)
<b>AFD</b>	61 Hz	138 ms	7,5%	Média	Alto (DHT elevada)
<b>SMS</b>	59 Hz	185 ms	2%	Média	Mínimo
<b>SFS</b>	61 Hz	235 ms	2,5%	Média	Baixo
<b>SVS</b>	107 V	290 ms	2%	Simples	Mínimo

Fonte: Próprio autor.

### 3.4 – Conclusões

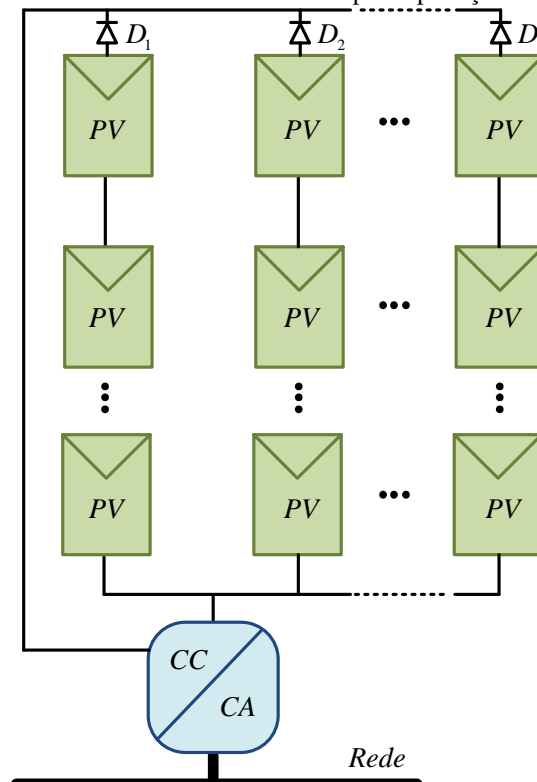
Os métodos passivos não se enquadram nos requisitos mínimos necessários para detectar o fenômeno de ilhamento na presença de cargas RLC, e, os métodos remotos são extremamente custosos, tendo, portanto, os métodos ativos posição de destaque. No entanto, a fim de melhorar a eficácia destes métodos, as singularidades dos métodos passivos são adicionadas aos ativos a fim de aumentar a probabilidade de detecção. Com relação à parcela ativa dos métodos, o método da injeção de reativo se mostrou como o mais eficaz, apresentando o menor tempo para a detecção. No entanto, a injeção de reativo na rede não é interessante por reduzir o fator de potência da estrutura. O método AFD apresenta um tempo relativamente reduzido para a detecção mas para garantir a eficácia na presença da carga RLC este introduz na rede elevado grau de distúrbio. Os métodos SMS e SFS se apresentam como boas soluções devido ao tempo relativamente baixo para detecção e baixo distúrbio na rede, tendo o método SMS maior simplicidade de implementação e maior rapidez para detecção nas condições propostas.

## Capítulo 4

### Avaliação das Principais Topologias de Conversores para Aplicação com PVs

Nas primeiras aplicações de conversores para aproveitamento de energia dos PVs era comum a utilização de grandes associações série e paralelo de módulos fotovoltaicos concentrados em um único conversor, vide Figura 50, o qual apresentava grande ineficiência por causa dos diodos série que precisavam ser inseridos em cada ramo paralelo da associação, para que não houvesse fluxo de energia entre os módulos, e também em virtude da má distribuição de potência entre os mesmos. Além disso, devido à centralização do algoritmo de MPPT, cada ramo pode vir a não operar no ponto de máxima potência, representando perdas de energia.

Figura 50 - Tecnologia de único conversor centralizado para aplicação com múltiplos painéis PVs.

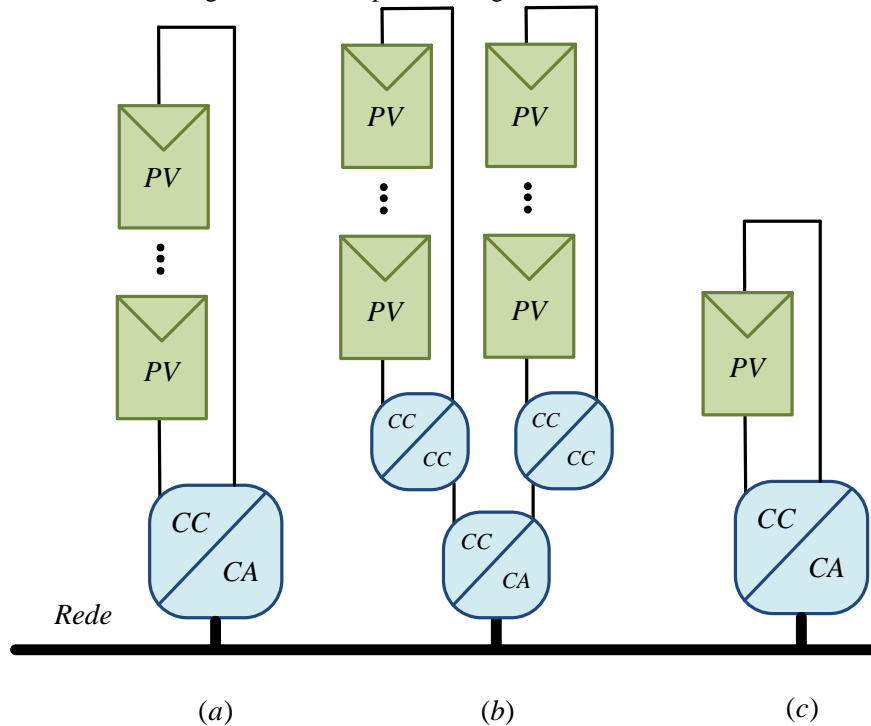


Fonte: Kjaer et al. (2005).

Por outro lado, em relação à escolha de topologias direcionadas a conjuntos série de painéis, esta permite o aumento da eficiência e o melhor aproveitamento da energia do PV trabalhando mais próximo do ponto ótimo dos painéis. Neste tipo de aplicação, não ocorrem perdas de potência devido à ausência dos diodos série e um algoritmo dedicado de MPPT, localizado no estágio inversor, é utilizado, aumentando assim a eficiência global, e, possibilita ainda, a redução de custos devido à possibilidade de produção em massa, vide Figura 51(a). Uma melhoria nesta topologia pode ser obtida com a associação de poucos painéis em série, com o cuidado de serem instalados com a mesma inclinação para o sol, minimizando prováveis problemas de sombreamento. Assim, a extração de energia do sistema PV é maximizada. Se a associação série não suprir a tensão necessária para a aplicação, um estágio elevador deve ser inserido antes do estágio inversor. Outra excelente opção está no uso de inversores com múltiplos ramos, Figura 51(b), onde cada ramo tem seu conversor CC-CC dedicado com seu próprio algoritmo de MPPT. A saída destes conversores é conectada a um inversor único. O aumento do sistema pode ser simplesmente obtido com a inserção de ramos PVs com seus conversores CC-CC na plataforma já existente.

Outro grande avanço para os conversores de pequenas potências é a integração de estágios, permitindo a elevação da tensão e a conversão para CA em uma única estrutura de potência buscando aumento de eficiência e redução de custos. Com a integração de estágios e a integração com o painel fotovoltaico, tem-se o chamado módulo CA, onde as placas podem ser diretamente conectadas à rede, como mostra a Figura 51(c). Nesta concepção, eliminam-se as perdas por falta de compatibilidade entre os módulos PVs e permite o ajuste ótimo entre o painel e o inversor; contudo, o grande desafio é conceber novos conversores que sejam capazes de amplificar a pequena tensão disponível com potências elevadas e alta eficiência (KJAER et al., 2005; NIANCHUN et al., 2009; LISERRE et al., 2010).

Figura 51 - Principais estratégias de conversores.



Fonte: Kjaer et al. (2005).

#### 4.1 – Metodologia de Avaliação

As principais variáveis a serem avaliadas para o estudo das topologias são a necessidade ou não de isolamento galvânica, número de estágios, operação isolada e/ou conectada à rede de distribuição e a localização do capacitor de desacoplamento (KJAER et al., 2005).

Trabalhos recentes apontam que o principal desafio dos conversores eletrônicos aplicados ao aproveitamento de energia fotovoltaica é o aumento de sua vida útil. Atualmente, as células fotovoltaicas duram 3 a 4 vezes mais do que os conversores eletrônicos. De modo que, ao longo do tempo de utilização, eles devem ser reparados ou substituídos aumentando a manutenção e reduzindo o retorno financeiro, e, desta forma é economicamente viável realizar estudos na melhoria dos conversores eletrônicos. Todas as características de qualidade que são esperadas dos conversores tendem a aumentar o seu custo, características estas como por exemplo: mínima ou quase nula injeção de corrente contínua; reduzida distorção harmônica da corrente injetada na rede; sincronização e detecção de ilhamento; proteções contra sobrecorrente, curto-circuito, dentre outras. É necessário salientar que o preço dos módulos PVs antigamente representava a maior parcela de custo para o sistema; contudo, atualmente, o custo dos painéis fotovoltaicos vem reduzindo e o custo dos conversores tem se tornado uma parcela significativa. Desta forma, uma redução no custo dos inversores é obrigatória para que o

sistema se torne cada vez mais atrativo, e, a busca por sistemas com maior densidade de potência, alta eficiência, maior confiabilidade, maior vida útil e menor custo são esperados (KJAER et al., 2005; LI; WOLFS; 2006; LISERRE et al., 2010; SPAGNUOLO et al., 2010). A obtenção de conversores mais eficientes será, num futuro próximo, obtida com novas tecnologias de semicondutores de potência do tipo Silicon Carbide (SiC), os quais permitem elevadas frequências de operação, sem aumento significativo de perdas, e operação confiável com altas temperaturas de junção. Desta forma, haverá diminuição dos elementos reativos e de dissipação de calor, traduzindo em conversores com menor peso e custo (LISERRE et al., 2010; SPAGNUOLO et al., 2010).

#### **4.1.1 – Isolação Galvânica**

O uso de transformadores é obrigatório em vários países por questões de segurança permitindo o aterramento duplo da estrutura, e seu uso também facilita na elevação de tensão que é feita diretamente na relação de espiras. Assim, os conversores do tipo VSI, que são conversores inerentemente estáveis e mais simples de se controlar, podem ser projetados para injetar corrente senoidal na rede de distribuição, e, por esta razão eles são largamente utilizados. Mas tecnicamente, o seu uso também apresenta muitas desvantagens, como o aumento do peso e volume e a redução da eficiência. A utilização de transformadores de alta frequência é uma alternativa interessante que reduz o peso e o volume, mas implica no aumento da complexidade do conversor.

A ausência de isolação galvânica não prejudica necessariamente a segurança. A proteção é um parâmetro de projeto, que pode incluir diversas alternativas, como aterramento e até mesmo dispositivos de proteção diferenciais (DR - Disjuntor Residual), por exemplo. O principal cuidado de painéis sem isolação galvânica está em não realizar manutenções com o equipamento conectado à rede, assim como quaisquer outros eletrodomésticos ou dispositivos energizados. O aterramento da caixa do conversor propicia o surgimento de capacitâncias parasitas no circuito que podem gerar interferências eletromagnéticas. Por esta razão, novas configurações têm sido propostas para permitir o aterramento de um terminal do painel juntamente com a rede. Proteções passivas externas como disjuntores, DPS (dispositivo de proteção contra surtos) e DR, provavelmente, serão bem-vindas nos quadros das instalações elétricas que receberão os módulos fotovoltaicos.

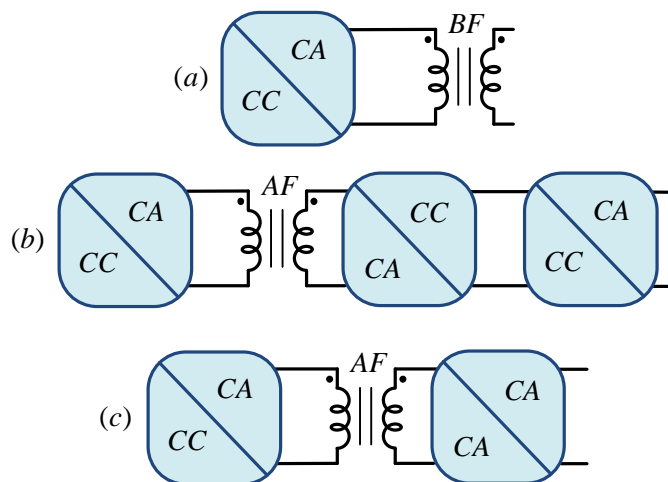
Em virtude da busca de novas estruturas com reduzidos peso, volume e custos, verifica-se uma tendência para a pesquisa de conversores com topologias sem isolamento galvânica (LISERRE et al., 2010; SPAGNUOLO et al., 2010).

Em resumo, o uso de transformadores tende a piorar o rendimento, reduzir a vida útil e aumentar o custo, diminuindo a aceitação no mercado. A segurança também pode ser atendida sem a isolamento galvânica, e, enquanto não for uma exigência no país, esta pode ser uma importante oportunidade para a produção de conversores de baixo custo e de alta confiabilidade e eficiência.

#### 4.1.2 – Número de Estágios

Geralmente, os conversores de 1 ou 2 estágios são os mais utilizados nas aplicações orientadas a painéis fotovoltaicos, sendo as configurações dos estágios dependentes ou não do uso de transformadores. Utilizando transformador com 1 estágio, o transformador deve ser de baixa frequência, como ilustra a Figura 52(a); já com o uso de transformadores de alta frequência, deve-se utilizar 3 estágios, onde o primeiro conversor é um inversor que opera em alta frequência, o segundo é um retificador e o terceiro é um inversor que opera em baixa frequência (Figura 52(b)). Em alguns casos, o retificador intermediário e o inversor de saída podem ser substituídos por um cicloconversor, limitando o sistema a 2 estágios, como ilustra a Figura 52(c).

Figura 52 - Possibilidades de conversores com o uso de transformadores.



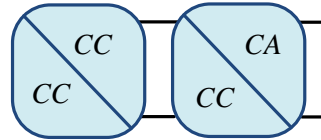
Fonte: Kjaer et al. (2005).

Como a tensão de entrada proveniente dos painéis fotovoltaicos é geralmente menor do que a tensão de saída desejada para propiciar o correto funcionamento da estrutura, sem os



transformadores, o ganho de tensão deve ser dado por um estágio inicial que possibilite esta elevação, cabendo ao segundo estágio a inversão, segundo ilustra a Figura 53.

Figura 53 - Esquema sem transformador.



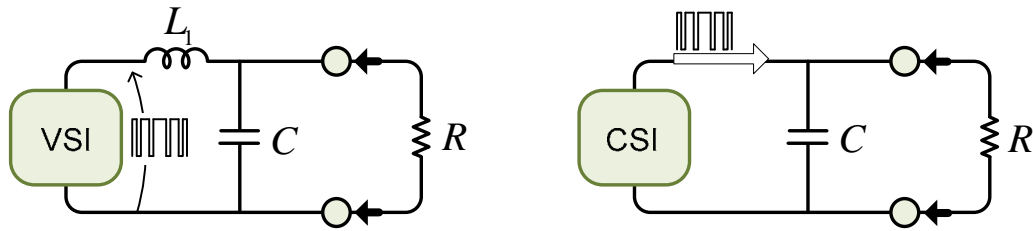
Fonte: Kjaer et al. (2005).

Esta é a configuração mais comum para os conversores sem isolamento galvânica. Para reduzir a um único estágio, neste caso, a estrutura conversora deve contemplar a elevação e inversão da tensão, integrando os estágios. Esta redução pode diminuir o número de componentes passivos e ativos, reduzindo o custo e a complexidade do conversor e melhorando a eficiência, mas exigindo mais da unidade de controle que deve ser responsável tanto pelo ganho de tensão quanto por sua inversão, além de incorporar os algoritmos de MPPT, anti-ilhamento e sincronismo.

#### 4.1.3 – Isolado ou Conectado à Rede

Para que o conversor opere de forma isolada da rede (*stand-alone*), a sua saída deve possuir característica de fonte de tensão para atender a maioria das cargas, que são projetadas para operar sendo alimentadas por fontes de tensão reguladas e estabilizadas. Nestes casos, a saída é um filtro LC sintonizado para eliminar as componentes múltiplas da frequência de chaveamento; isto para o caso de um inversor com saída tipo fonte de tensão (VSI). Para o caso de um inversor com saída fonte de corrente (CSI - *Current Source Inverter*) é necessário um capacitor para se carregar com a corrente pulsante, provendo, desta forma, a tensão necessária. Esta característica básica de saída destes inversores está ilustrada na Figura 54. Nestas figuras, os blocos VSI e CSI correspondem aos conversores sem filtros de saída, que fornecem tensão pulsante ou corrente pulsante, respectivamente, como apresentado. Os componentes passivos são necessários devido à carga considerada, que necessita ser alimentada por uma fonte de tensão regulada e com baixa taxa de distorção harmônica. Por esta razão, estes componentes são projetados primeiramente como filtros; sendo estes também determinantes para a dinâmica do conversor, que deve ser considerada durante o projeto dos controladores das malhas de controle, para permitir o rastreamento satisfatório em 60Hz. Ou seja, a malha de controle de tensão deve ter resposta rápida o suficiente para reproduzir a tensão de saída na frequência desejada pela carga.

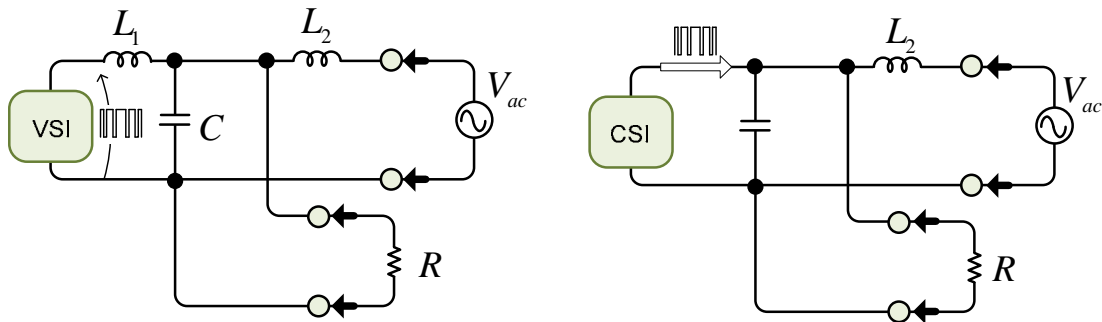
Figura 54 - Característica de saída dos conversores para operação isolada.



Fonte: Próprio autor.

Para se conectar à rede elétrica (*grid-connected*), a saída do conversor deve ser do tipo fonte de corrente; sendo portanto, um indutor de saída necessário, como apresentado na Figura 55. Em aplicações de elevadas potências é possível a utilização da indutância de rede no lugar do indutor de acoplamento, o que torna o controle da estrutura muito mais complexo, sendo preferível a utilização da indutância física de conexão. Com uma saída LCL para VSI ou CL para CSI, o mesmo conversor poderia alimentar tanto cargas em paralelo com o capacitor quanto poderia conectar-se a rede por meio do segundo indutor ( $L_2$ ). A vantagem poderia estar na possibilidade de conectar cargas prioritárias ao conversor, que operariam isoladamente no caso da interrupção da rede elétrica. Mas a desvantagem está no aumento do número de componentes e da complexidade do controle aumentando o custo, e ainda, estaria energizado em caso de reconexão da rede após um ilhamento.

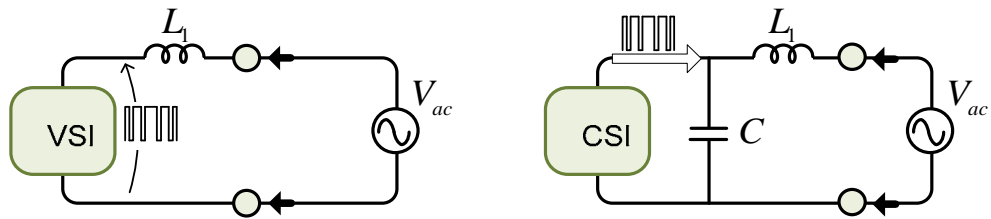
Figura 55 - Característica de saída dos conversores para operação isolada e conectada.



Fonte: Próprio autor.

Para que o conversor opere somente com conexão à rede de distribuição, é necessário somente um indutor na saída, conforme Figura 56, para os conversores do tipo fonte de tensão, de forma a controlar a injeção de corrente ou um filtro CL para inversores tipo fonte de corrente. A operação com conexão à rede dispensa o uso de baterias e circuitos de carregamento, como nas operações isoladas, garantindo o máximo aproveitamento de energia do painel e melhorando a vida útil do sistema; sendo fatores de forte apelo que propiciam o aquecimento deste mercado.

Figura 56 - Característica de saída dos conversores para operação em conexão com à rede.



Fonte: Próprio autor.

#### 4.1.4 – Capacitor de Desacoplamento

O desacoplamento de potência é necessário para que o painel fotovoltaico possa operar satisfatoriamente no ponto de máxima potência, uma vez que a ondulação de tensão na saída do painel influencia diretamente no fator de rastreamento do ponto ótimo. Quanto maior a ondulação presente nesta tensão, mais longe do MPP estará o sistema. Para que o rastreamento de potência alcance o patamar de 98% de energia aproveitada, a ondulação de tensão do PV, no MPP, não deve ultrapassar 8,5% (KJAER et al., 2005).

Nas configurações de conversores com 2 estágios, o elo CC é o responsável por fazer o desacoplamento de potência. A grande vantagem neste caso está na independência do controle entre os estágios, sendo que ambos podem operar em função das flutuações de tensão neste capacitor, funcionando como um desacoplamento ativo de potência, podendo os controles serem ajustados para a máxima eficiência. Quando há somente 1 estágio o capacitor deve ser colocado em paralelo com o painel fotovoltaico, para realizar um desacoplamento passivo e, o controle deve ser ajustado para prover resposta satisfatória e não é mais possível obter máximo desempenho.

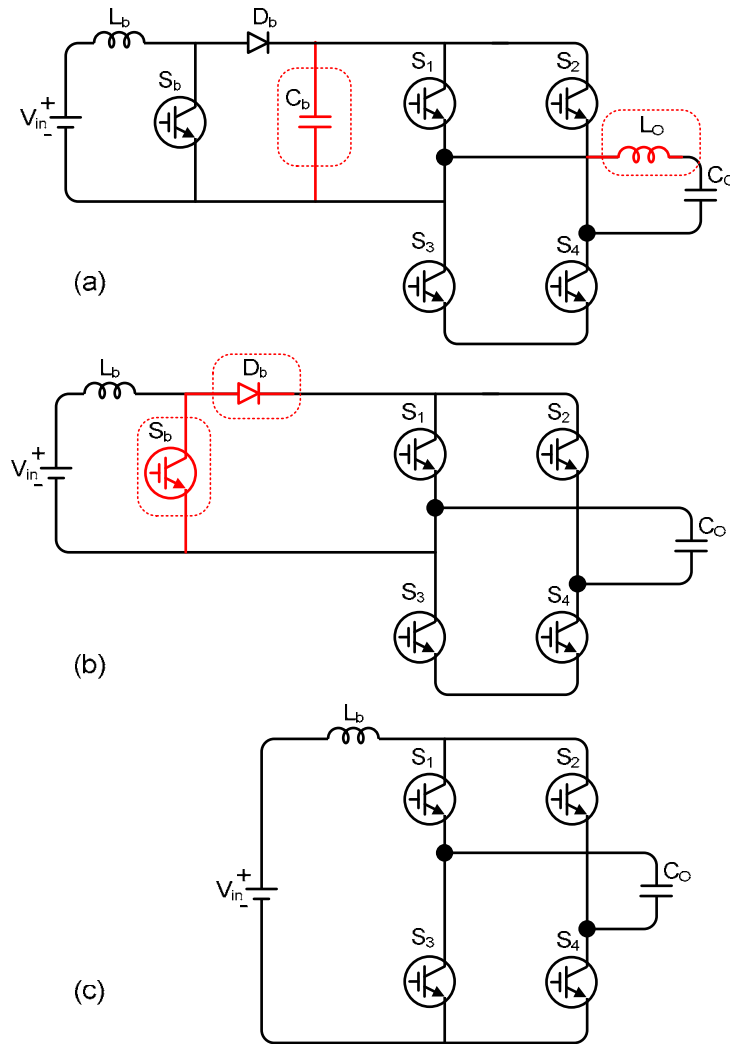
A desvantagem do capacitor no elo CC, com o conversor de 2 estágios, está na tensão de operação, que deve ser maior do que o pico da tensão da rede; já o capacitor em paralelo com o PV necessita de maior capacitância para atender ao desacoplamento. Mas em compensação este capacitor não precisa suportar a mesma tensão que o capacitor do elo CC.

#### 4.1.5 – Integração de Estágios

Esta integração consiste na união dos estágios inversor e elevador nas topologias sem isolamento galvânica, tendo como principal vantagem a redução do número de componentes e na simplificação do circuito. O conversor Boost CC-CC pode ser integrado ao inversor convencional VSI eliminando o diodo, o capacitor e, por consequência, a chave do conversor Boost pode ser substituída pelas chaves do inversor. Em relação ao VSI, o indutor de saída pode ser retirado. O resultado desta integração, leva ao conhecido inversor CSI (Current Source Inverter). Os passos para esta integração estão apresentados na Figura 57, onde os componentes que podem ser retirados em cada etapa estão destacados.

É importante observar também que os diodos em anti-paralelo com as chaves do inversor VSI devem ser retiradas para que ele possa operar como CSI. Estes diodos causariam curto-circuito do capacitor de saída durante a operação. Além disso, como a estrutura deve operar como inversor, as chaves da ponte CSI devem suportar bloqueio de tensão reversa. Isto pode ser alcançado com a utilização dos chamados RB-IGBTs (*Reversing Blocking IGBTs*), que são chaves com diodos série encapsulados para prover a capacidade de bloqueio reverso, ou a inserção de diodos externos série em cada semicondutor da ponte CSI.

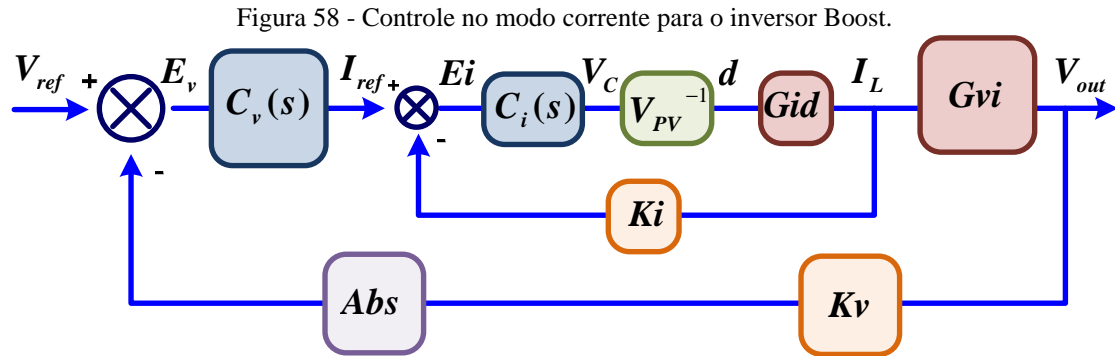
Figura 57 - Etapas para a integração dos estágios Boost e inversor.



Fonte: Próprio autor.

Com esta integração, o controle do inversor e a elevação necessária de tensão são realizados pelo mesmo conversor. A dinâmica deste inversor é a mesma do conversor Boost, que é lenta e difícil de se controlar em altas frequências devido à presença de um zero no semi-plano direito, e, este zero é influenciado diretamente pelo indutor Boost, que deve ser elevado para garantir a energia que deve ser entregue à carga (VÁSQUEZ et al., 2009). Para melhorar a dinâmica deste inversor pode-se lançar mão do controle modo corrente. Neste controle, a malha adicional de corrente é capaz de reduzir a ordem do sistema de controle, uma vez que o capacitor de saída é carregado com características de fonte de corrente, e, controlar o valor absoluto da tensão de saída para evitar a incompatibilidade natural existente entre as malhas de controle. A incompatibilidade natural reside no fato de que a tensão de saída é alternada e a corrente de entrada é contínua, e como a malha de controle de tensão produz a referência para a malha interna de corrente, é necessário que as leituras destas variáveis tenham o mesmo padrão

(ambas contínuas). Um esquema simplificado do modo corrente aplicado ao controle do inversor Boost é apresentado na Figura 58, onde  $k_v$  e  $k_i$  representam os ganhos dos sensores. Verifica-se neste esquema que após o ganho  $k_v$  é realizado o cálculo do valor absoluto (representado por  $Abs$ )



Fonte: Próprio autor.

Com este controle, a corrente de entrada deste conversor apresenta característica senoidal retificada, tendo, portanto, o PV que apresentar um capacitor de desacoplamento maior. Mas, em compensação, a indutância deste inversor Boost é muito menor do que a do conversor CSI convencional. Outro problema desta estrutura é que a mesma não opera de forma adequada quando a tensão de saída é menor do que a de entrada. Este problema operacional intrínseco da estrutura do inversor Boost pode ser entendido de forma clara quando se analisa a variação da razão cíclica de trabalho em função do intervalo de tempo ( $\omega t$ ) variando-se também o ganho estático. O ganho estático do inversor Boost, operando em MCC, é o mesmo do conversor Boost CC-CC (RASHID, 2001), sendo apresentado em (26):

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (26)$$

Como o inversor Boost apresenta tensão de saída senoidal, (26) se torna:

$$\frac{V_p |\text{sen}(\omega t)|}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (27)$$

Isolando a variável razão cíclica  $D$  em (27) obtém-se (28):

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_p} \cdot \frac{1}{|\text{sen}(\omega t)|} \quad (28)$$

Estabelecendo a relação  $\alpha$ :

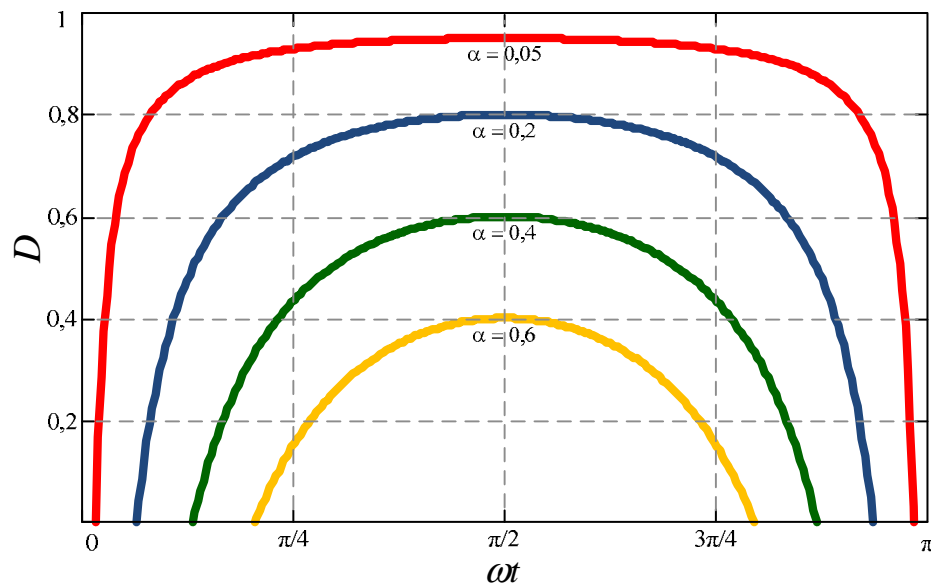
$$\alpha = \frac{V_{in}}{V_p} \quad (29)$$

e substituindo-se em (28) obtém-se (30):

$$D = 1 - \frac{\alpha}{|\text{sen}(\omega t)|} \quad (30)$$

Pela equação (30) verifica-se que a razão cíclica é variável. A fim de melhor visualizar a variação da razão cíclica em função da variável  $\omega t$ , para cada  $\alpha$  específico, plotou-se o ábaco da Figura 59. Neste ábaco, pode-se visualizar um intervalo no qual o inversor boost integrado não opera de forma adequada, que é quando a tensão de saída é menor do que a tensão de entrada.

Figura 59 - Ábaco da variação da razão cíclica em função de  $\omega t$ , para cada  $\alpha$  específico



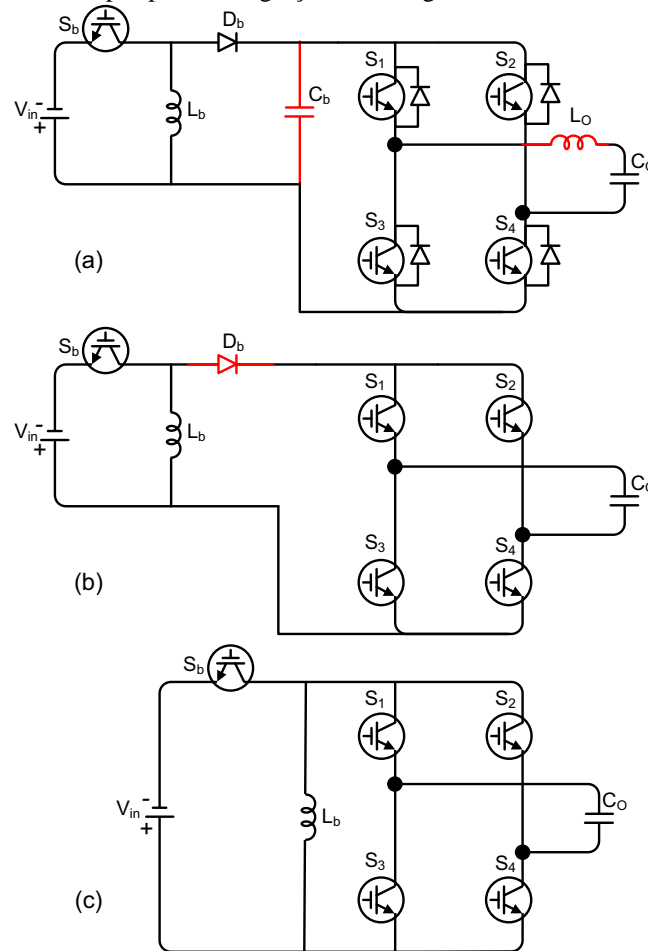
Fonte: Próprio autor.

Uma tentativa de minimizar este problema está na inserção de uma etapa de pré-carga com característica resistiva de forma a grampear a tensão de saída no valor da tensão de entrada. Mesmo com estes cuidados, a estrutura apresenta dificuldades de controle e maior distorção harmônica quando opera com cargas reduzidas (SAMPAIO et al., 2010; BRITO et al., 2010).

O problema da impossibilidade de se controlar tensões de saída menores do que a de entrada não é verificado na topologia convencional com 2 estágios, uma vez que a característica do conversor Boost não é relevante, já que o inversor VSI é quem faz o trabalho de abaixador. É exatamente por esta razão que um conversor Buck-Boost não é utilizado antes do inversor, mas a integração do inversor VSI com um conversor CC-CC Buck-Boost resolve este problema de controle. Contudo, a chave em série com a corrente de entrada também prejudica o conversor no que se refere ao rendimento da estrutura e da qualidade da corrente que é drenada do PV, precisando de um capacitor de desacoplamento maior. Além disso, a corrente no indutor Buck-Boost é maior do que a corrente no indutor Boost, para a mesma potência de operação. O

exemplo de integração do inversor VSI com o conversor Buck-Boost, é apresentado na Figura 60, que demonstra um procedimento semelhante ao anterior, onde o indutor do VSI e o capacitor do Buck-Boost podem ser retirados. Na segunda etapa, o diodo pode ser retirado, mas a chave de entrada não pode ser substituída pelas chaves do inversor, como no caso do inversor Boost integrado.

Figura 60 - Etapas para a integração dos estágios Buck-Boost e inversor.



Fonte: Próprio autor.

A variação da razão cíclica deste inversor também é analisada na sequência. O ganho estático do inversor Buck-Boost, operando em MCC, é o mesmo do conversor Buck-Boost CC-CC (RASHID, 2001), sendo apresentado em (31):

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \quad (31)$$

Como o inversor Buck-Boost apresenta tensão de saída senoidal, (31) se torna:

$$\frac{V_p |\text{sen}(\omega t)|}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \quad (32)$$



Isolando a variável razão cíclica  $D$  em (32) obtém-se (33):

$$D = \frac{V_p |\text{sen}(\omega t)|}{V_{in} + V_p |\text{sen}(\omega t)|} \quad (33)$$

Dividindo (33) por  $V_p$  e estabelecendo a relação  $\alpha$ :

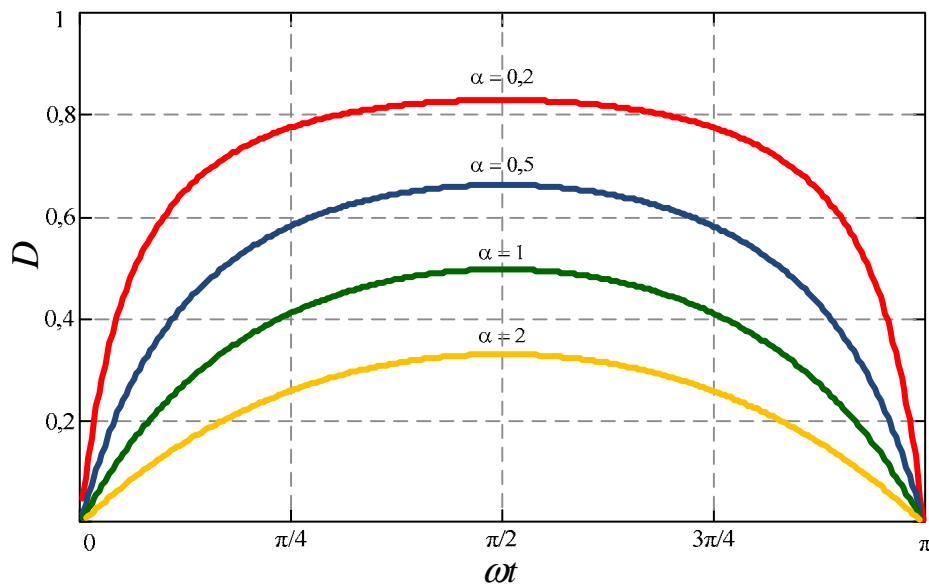
$$\alpha = \frac{V_{in}}{V_p} \quad (34)$$

e substituindo-se em (33) obtém-se (35):

$$D = \frac{|\text{sen}(\omega t)|}{\alpha + |\text{sen}(\omega t)|} \quad (35)$$

Pela equação (35) verifica-se que a razão cíclica também é variável e a fim de se visualizar sua variação em função da variável  $\omega t$ , para cada  $\alpha$  específico, plotou-se o ábaco da Figura 61.

Figura 61 - Ábaco da variação da razão cíclica em função de  $\omega t$ , para cada  $\alpha$  específico



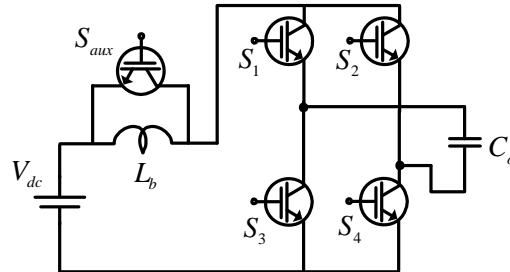
Fonte: Próprio autor.

Analisando o ábaco do inversor Buck-Boost, verifica-se que a função de variação da razão cíclica não apresenta descontinuidades, o que demonstra que este inversor não apresenta problemas para controlar tensões de saída menores do que a de entrada.

Ainda, existe a possibilidade de se trabalhar com a integração do VSI com um conversor Boost de 3 estados (Tri-State) (VISWANATHAN et al., 2002; LOH et al., 2008), que apresenta uma chave auxiliar ( $S_{aux}$ ) para realizar a roda livre da corrente sobre o indutor. Esta topologia integrada é apresentada na Figura 62. Os estados principais do conversor são os estados de carga e de descarga do indutor, que são comuns à topologia do inversor CSI. Já o terceiro estado

ocorre somente quando a chave  $S_{aux}$  está em condução e permite a manutenção de energia no elemento indutivo, sem transferência de potência para a saída.

Figura 62 - Inversor monofásico Boost Tri-State.



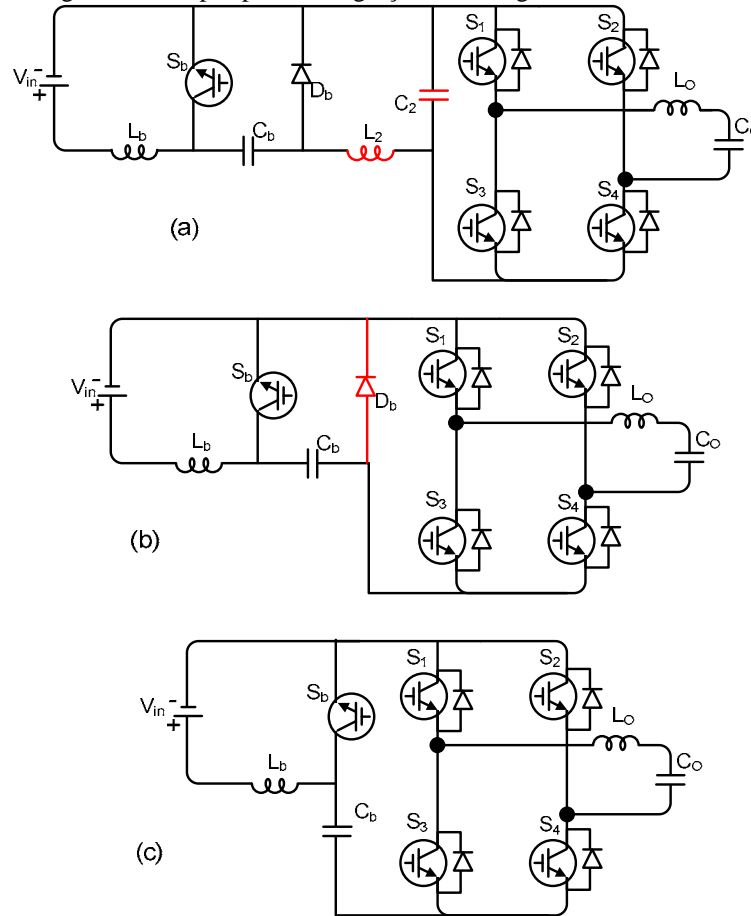
Fonte: Próprio autor.

Nesta topologia, a adição do terceiro estado simplifica o controle do conversor, já que elimina o zero presente no semi-plano direito. Desta forma pode-se aplicar o controle no modo tensão que é mais simples do que o controle no modo corrente. Controlando o conversor no modo tensão, a corrente de entrada deve ser contínua e, desta forma a indutância de entrada tende a ser maior do que a do inversor Boost Integrado, mas a qualidade da forma de onda sintetizada na saída do conversor e a possibilidade de se controlar a extração da máxima potência do PV e a inversão de tensão de forma menos dependente tornam esta topologia muito atrativa.

Nos exemplos de integração de estruturas foram esquematizados os circuitos para operação isolada. Quando for necessária a operação com conexão à rede, então um indutor de saída precisa ser adicionado ao circuito, como apresentado na Figura 56. Quando estes conversores forem aplicados para aproveitamento de energia fotovoltaica, um capacitor de desacoplamento de potência para a operação ótima do módulo fotovoltaico, deve ser adicionado em paralelo com o painel.

O método de integração apresentado pode ser facilmente aplicado a outros conversores. O conversor CC-CC Ćuk também foi integrado ao inversor, como mostra a Figura 63. Neste caso, a estrutura integrada final ainda permanece com um inversor VSI.

Figura 63 - Etapas para a integração dos estágios Cuk e inversor.

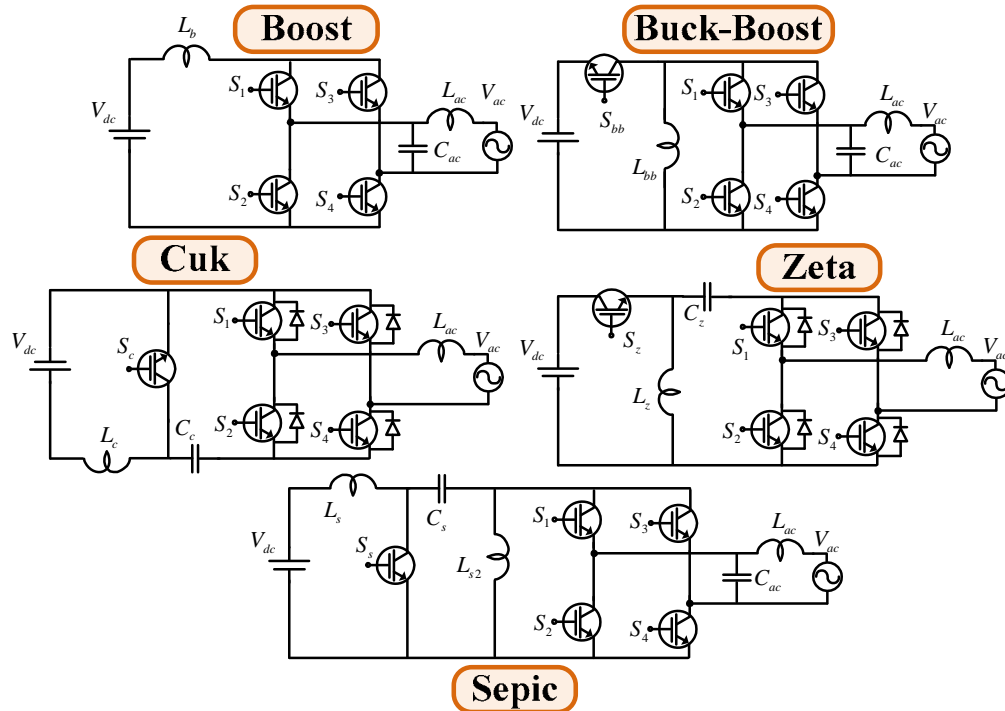


Fonte: Próprio autor.

O conversor resultante possui uma característica interessante para sistemas fotovoltaicos conectados a rede que é a entrada e a saída em corrente, que é característico do conversor Cuk CC-CC devido à presença dos dois indutores, e apresenta ainda a mesma quantidade de elementos reativos que o conversor a dois estágios.

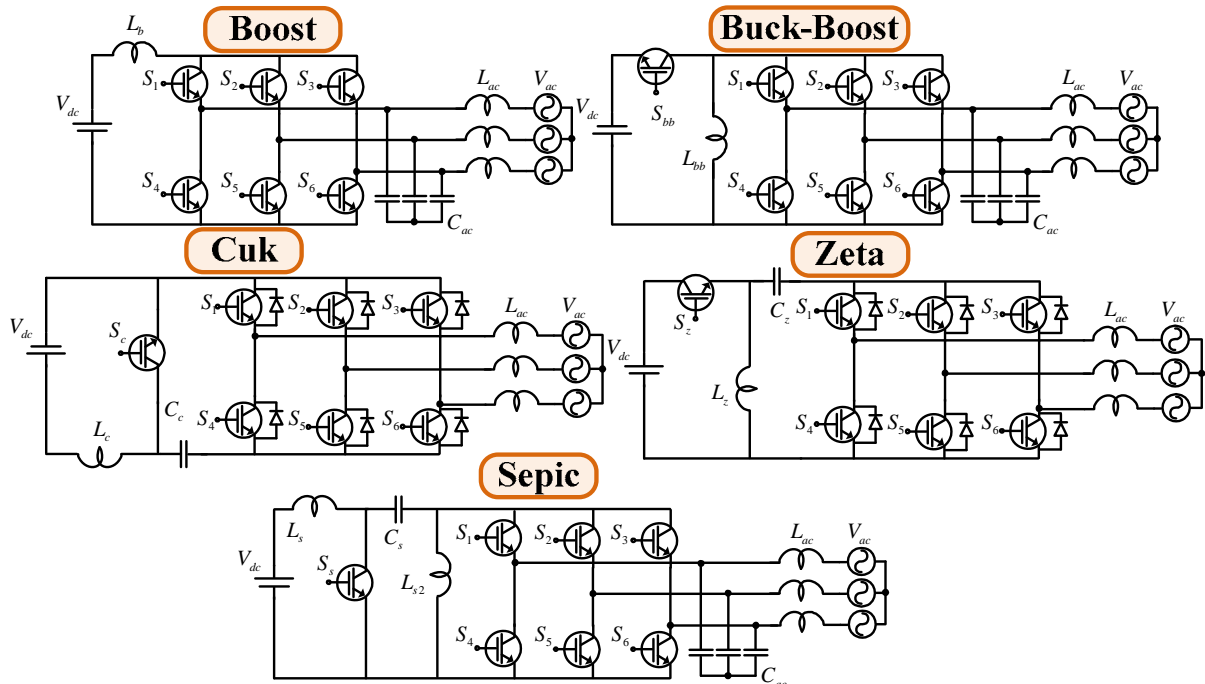
Como potencial do trabalho, a aplicação da integração de estágios utilizando os conversores básicos CC-CC leva ao surgimento de novas famílias de conversores integrados tanto monofásicos quanto trifásicos (BRITO et al., 2011). Na Figura 64 e na Figura 65 são apresentadas estas famílias utilizando como exemplo o modo *grid-connected*.

Figura 64 - Família de inversores integrados monofásicos.



Fonte: Próprio autor.

Figura 65 - Família de inversores integrados trifásicos.



Fonte: Próprio autor.

É necessário salientar que ao se fazer a integração, os conversores ficam sujeitos ao mesmo comportamento dinâmico dos conversores CC-CC. Como o controle da saída requer alta frequência ( $>1\text{kHz}$ ) para alcançar um nível de distorção harmônica aceitável em 60Hz, o controle da saída é muito difícil em modo tensão. Simplificadamente, o controle no modo

tensão controla a saída do conversor utilizando apenas a variável de estado tensão no capacitor de saída, e, desta forma, o modelo do conversor apresenta ordem proporcional ao número de elementos reativos, o que leva a uma maior dificuldade para se realizar a sintonia do controlador (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; RASHID, 2001). Outro controle possível é o controle no modo corrente, que utiliza como variáveis de estado a tensão no capacitor de saída e também a corrente no indutor de acumulação principal da estrutura, e, desta forma, reduz a complexidade do modelo do conversor (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; RASHID, 2001). Por outro lado, ao realizar o controle em modo corrente, a saída CA e a entrada CC não são compatíveis do ponto de vista do sistema de controle, e, todas as grandezas de saída precisam ser trabalhadas apenas com relação aos seus valores absolutos para que o controle possa ser aplicado como se fosse um conversor CC-CC. Este procedimento provoca distorções no cruzamento por zero, onde ocorre a inversão de polaridade.

Realizar a modulação de 3 estados melhora a dinâmica do circuito e possibilita o controle do conversor em modo tensão, eliminando o problema no cruzamento por zero. Esta modulação com 3 estados, se usada apropriadamente, pode realizar o desacoplamento de potência ativa, semelhante aos conversores convencionais. Apesar desta modulação ser mais complexa, esta traz vantagem na menor dependência entre extração de potência no MPP do PV e da injeção de corrente senoidal na rede, o que não é possível nos conversores integrados convencionais (GALOTTO JUNIOR et al., 2011; BRITO et al., 2012).

Os inversores mais comuns, para aplicações trifásicas de pequenas potências, ainda se baseiam na associação em cascata do conversor Boost mais inversor VSI, mas a grande parcela das aplicações dos inversores trifásicos se dá para potências elevadas (acima de 10kW). Dessa forma, é natural a utilização de associações série-paralelo de PVs a fim de prover a potência necessária para a aplicação, e assim, obtém-se tensão de entrada suficientemente elevada para a utilização de apenas um inversor VSI. No entanto, para aplicações de médias potências, entre 1kW e 2,5kW, as associações de PVs podem não oferecer o nível de tensão necessário para a maioria das aplicações, e, desta forma a utilização do estágio Boost pode ser interessante. Entretanto, este estágio demandará correntes elevadas e suas perdas serão significativas, assim a utilização de inversores trifásicos integrados ganha destaque.

Os inversores integrados trifásicos apresentam uma importante vantagem quanto à redução do volume dos elementos armazenadores de energia. Como a potência trifásica é constante e não mais pulsante em 120Hz, como no caso monofásico, o projeto do indutor de elevação de tensão fica baseado na frequência de chaveamento da estrutura, não tendo que filtrar a ondulação adicional. Normalmente, como a frequência destes conversores deve ser

maior do que 20kHz, até para se evitar ruído audível, os elementos armazenadores terão peso e volume menores do que suas versões monofásicas.

Um quesito interessante desses inversores trifásicos está em como proceder com a ativação de suas chaves a fim de propiciar tensões/correntes trifásicas defasadas e com distorções aceitáveis. O uso da modulação PWM trifásica senoidal é possível, entretanto, se torna custosa e de pior desempenho uma vez que estados de curto-circuito (instantes de carga do indutor Boost para propiciar elevação de tensão) devem ser inseridos de forma adequada em todos os ciclos de comutação. Uma solução interessante é a utilização da modulação através de vetores espaciais, a denominada *Space Vector Modulation* (SVM) (BOLOGNANI; ZIGLIOTTO, 2002; COLLI et al., 2006), também adaptada para prover os adequados instantes de curto-circuito, mas que apresenta desempenho muito superior do que as modulações convencionais. Ainda, esta modulação facilita a utilização do controle em bases  $\alpha\beta$  ou  $dq0$ , que têm forte apelo quando se trata do controle de conversores trifásicos. Além disso, nestes inversores, também é possível realizar o controle independente entre entrada e saída através da modulação de 3 estados, que também deve ser adicionada adequadamente ao modulador.

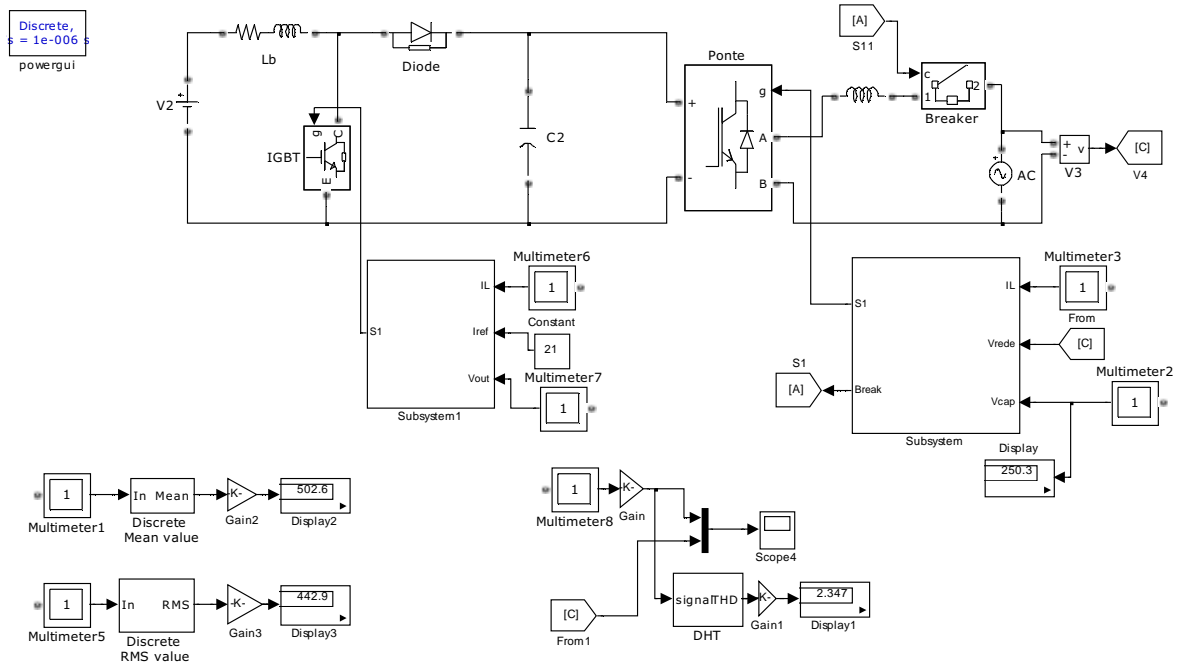
## **4.2 – Resultados de Simulação**

### **4.2.1 – Estruturas Monofásicas Conectadas à Rede Elétrica**

A seguir são apresentados resultados de simulação para os conversores convencional de 2 estágios (Boost + VSI), Boost Integrado (CSI), Boost com chave auxiliar, Boost de 3 estados, Buck-Boost integrado, Buck-Boost de 3 estados e Ćuk integrado. Os conversores foram simulados com conexão a rede elétrica usando um algoritmo de sincronia PLL, e, a princípio, o painel solar foi substituído por uma fonte contínua equivalente, a fim de se avaliar o sistema em regime permanente e diminuir o tempo necessário para concluir as simulações. As simulações foram realizadas no ambiente MatLab/Simulink®.

O modelo desenvolvido para simular o conversor de dois estágios, Boost CC-CC em cascata com o inversor fonte de tensão VSI monofásico, para a injeção de corrente senoidal na rede, encontra-se na Figura 66.

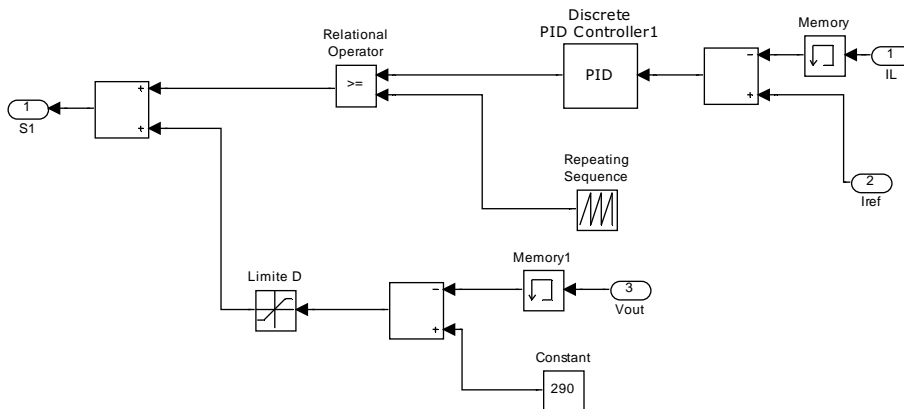
Figura 66 - Modelo de simulação para a associação do conversor elevador mais inversor VSI monofásico



Fonte: Próprio autor.

O sistema de controle do conversor Boost é apresentado na Figura 67, que apresenta uma malha de corrente e proteção de sobretensão no elo CC. A malha de corrente do conversor Boost é responsável por simular a reprodução da corrente de referência necessária para que o PV opere no ponto de máxima potência, sendo a corrente de referência obtida através de um algoritmo de MPPT. Neste caso, a corrente de referência foi adotada como constante.

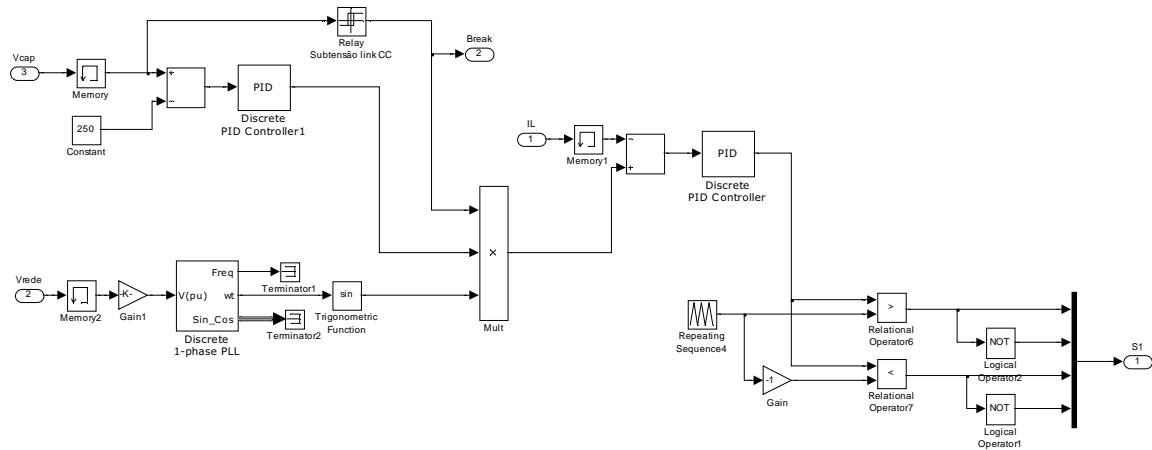
Figura 67 - Modelo de simulação para o controle e modulação para o conversor Boost.



Fonte: Próprio autor.

O sistema de controle e modulação do inversor VSI é apresentado na Figura 68, que apresenta uma malha de potência, o regulador de corrente e a modulação PWM senoidal. O controle de potência é responsável por manter a tensão no elo CC em torno de 250V, indicando a amplitude da corrente para o bloco regulador. A sincronização com a rede é obtida através de um algoritmo PLL (p-PLL) (SIDELMO et al., 2004; SANTOS FILHO et al., 2008).

Figura 68 - Modelo de simulação para o controle e modulação do inversor VSI monofásico

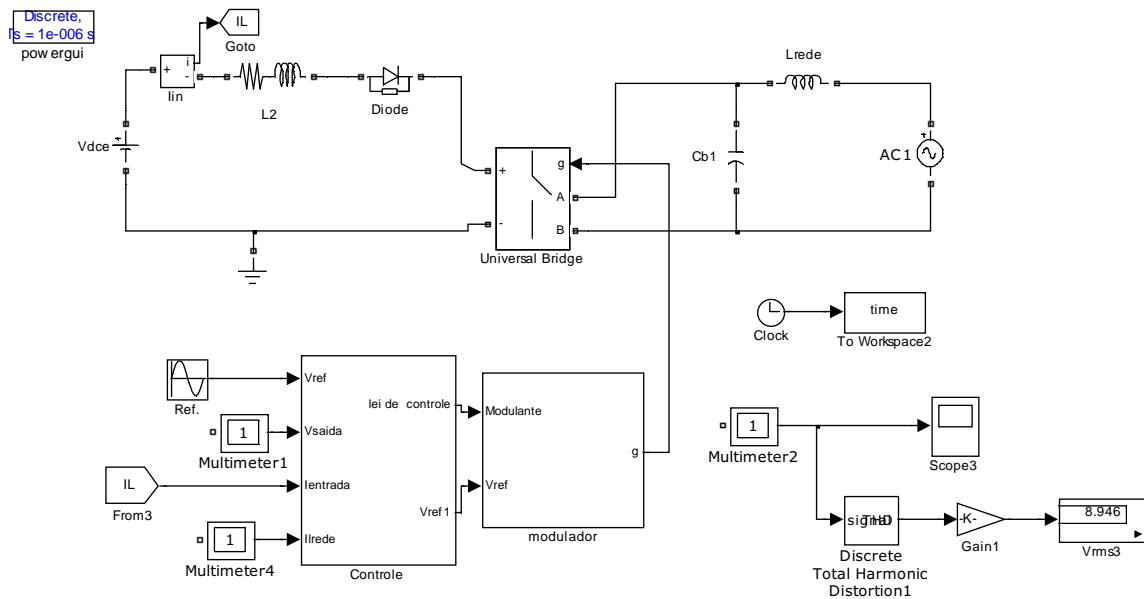


Fonte: Próprio autor.

O modelo de simulação do Inversor Boost Integrado é apresentado na Figura 69, bem como o controle e a modulação são apresentados na Figura 70. O controle da saída é realizado por meio de um sistema multi-malhas. A primeira malha de controle é a da corrente de saída. Esta é responsável por indicar o valor e o formato da tensão que o capacitor de saída deve reproduzir para garantir a injeção de potência na rede. Por sua vez, a saída da malha de tensão indica à malha de controle da corrente de entrada, qual o valor de corrente a ser drenada da fonte de tensão de modo a manter a potência do sistema constante.

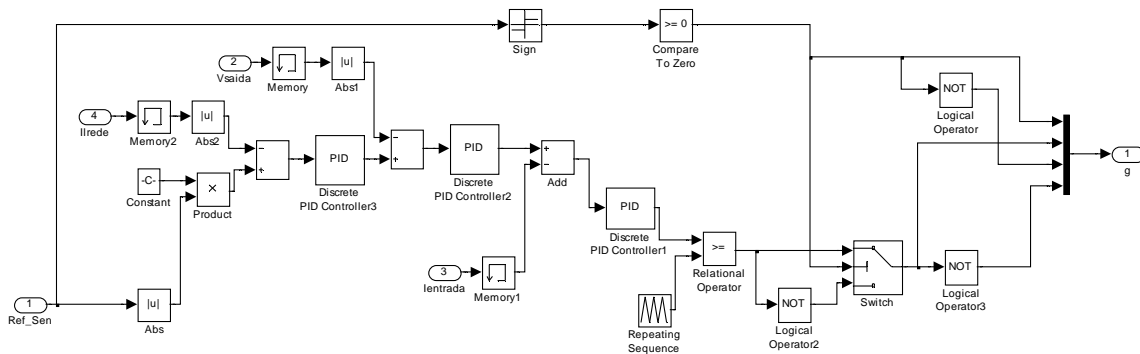


Figura 69 - Modelo de Simulação do Inversor Boost Integrado monofásico



Fonte: Próprio autor.

Figura 70 - Modelo de simulação para o controle e modulação do inversor Boost Integrado monofásico.



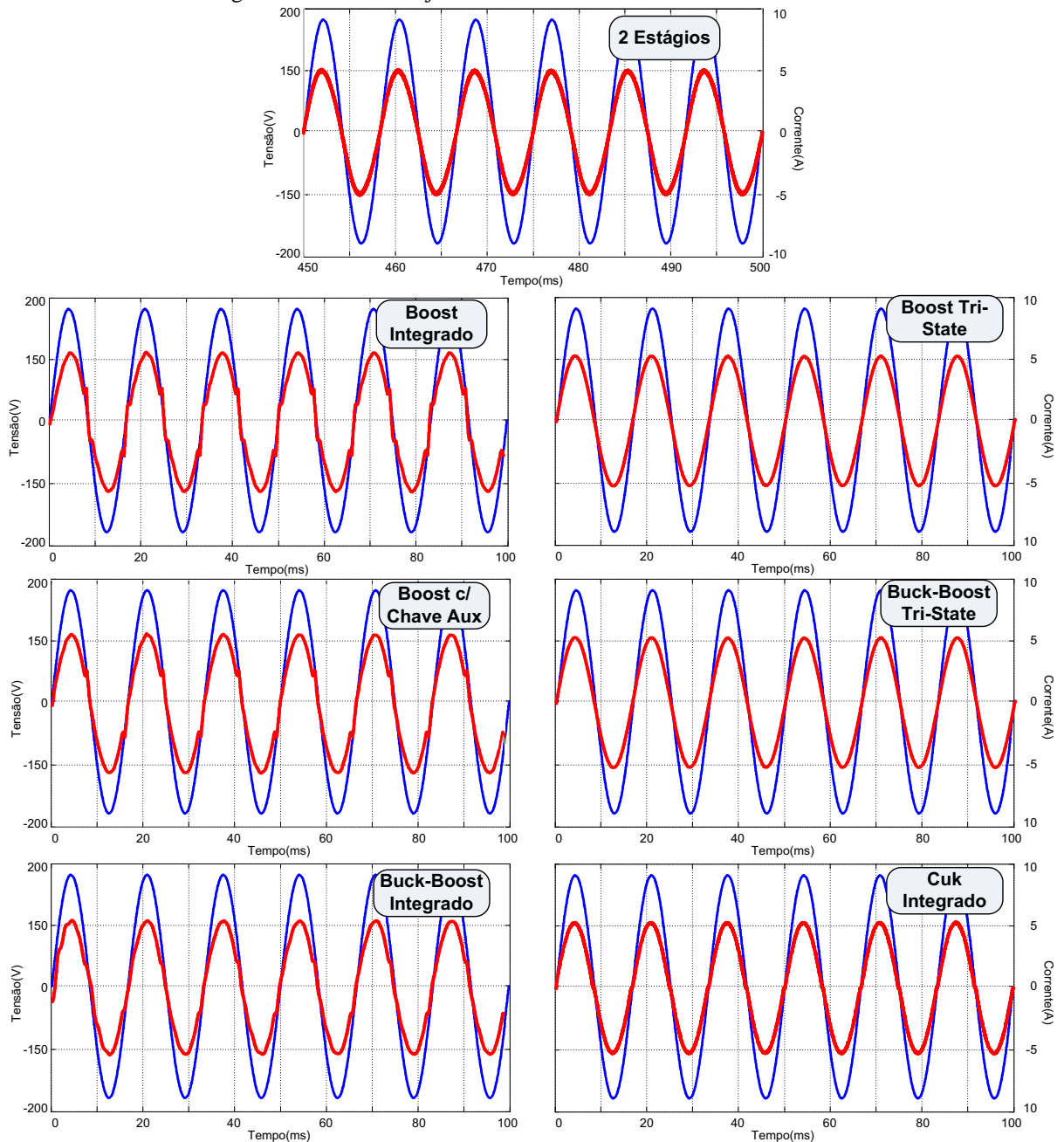
Fonte: Próprio autor.

Os modelos de simulação para os demais inversores foram baseados nos modelos apresentados anteriormente.

A distorção harmônica total da corrente (DHT) de cada conversor também foi obtida via simulação, separadamente, para comparação. As melhores topologias, com relação à DHT da corrente injetada foram as de 3 estados: Boost e Buck-Boost. Estes apresentaram DHT da ordem de 1,5%. O convencional de 2 estágios e o Cuk integrado apresentaram DHT por volta de 2,5%, o Boost com chave auxiliar apresentou DHT da ordem de 4,8% e o conversor Buck-Boost integrado apresentou DHT de 3,9%. O conversor Boost integrado (CSI) apresentou o pior desempenho, sendo de 9,5%. De acordo com os dados de DHT foi possível verificar que a maior parte das topologias integradas apresentou problema durante o cruzamento por zero, exceto as que possuem 3 estados e o Cuk integrado. Isso ocorre devido à tentativa de se

controlar o inversor como se fosse um conversor CC-CC utilizando os valores absolutos das grandezas medidas. Além disso, o conversor Boost integrado (CSI) também não opera com tensão de saída menor do que a de entrada aumentando sua distorção. A visualização da corrente injetada na rede, em conjunto com a tensão da rede, está apresentada na Figura 71.

Figura 71 - Corrente injetada na rede com os conversores avaliados.



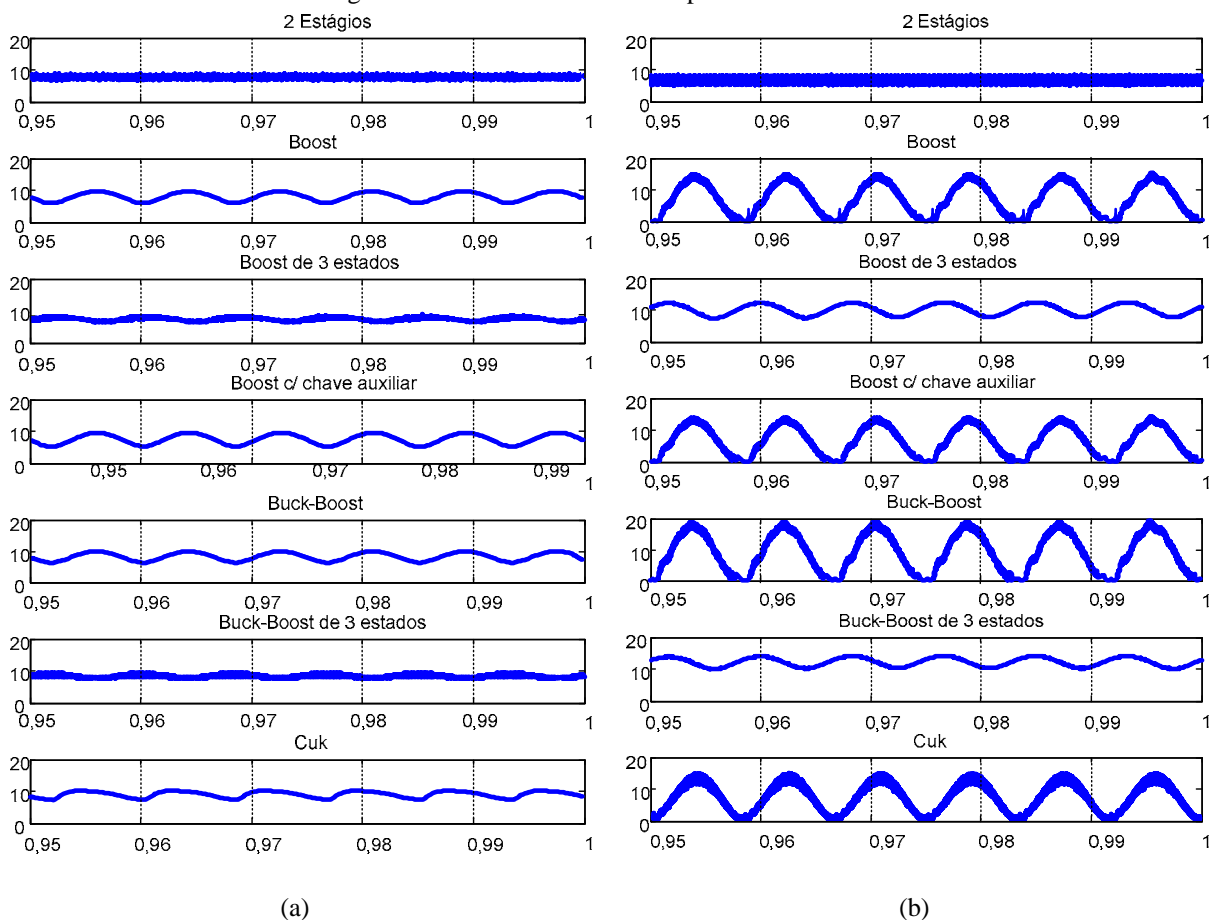
Fonte: Próprio autor.

Nas topologias integradas, devido à ausência do estágio intermediário de energia (elo CC), os algoritmos de MPPT e de conexão com a rede (injeção de potência e PLL) devem se comunicar diretamente (um algoritmo fornece a referência para o outro), trazendo maior

complexidade ao sistema de controle. Além disso, a corrente de entrada será a variável que refletirá as variações de potência no lugar da tensão do capacitor do estágio CC, já que a potência da rede elétrica tem característica natural pulsante em 120Hz, refletindo na necessidade de um maior capacitor de desacoplamento passivo em paralelo com o painel fotovoltaico. Além disso, parte da energia solar disponível durante os transitórios será perdida, prejudicando o fator de rastreamento (FR) (JAIN; AGARWAL, 2007).

Os gráficos da Figura 72 mostram a corrente fornecida pelo painel (a) e a corrente no indutor de elevação de tensão (b). As configurações convencional, Boost de 3 estados e Buck-Boost de 3 estados foram simuladas com capacitância de desacoplamento 50 vezes menor do que os demais, o que apresenta um ganho para a maior vida útil do sistema fotovoltaico. Com os conversores de 3 estados, a corrente de entrada pode ser controlada para ser mais próxima da contínua assim como no conversor convencional, sendo este o motivo para que o capacitor de desacoplamento seja menor. Mas, por outro lado aumenta o tamanho do indutor que deve realizar um desacoplamento indutivo de potência. No entanto, o uso de elementos indutivos não prejudica a vida útil do sistema.

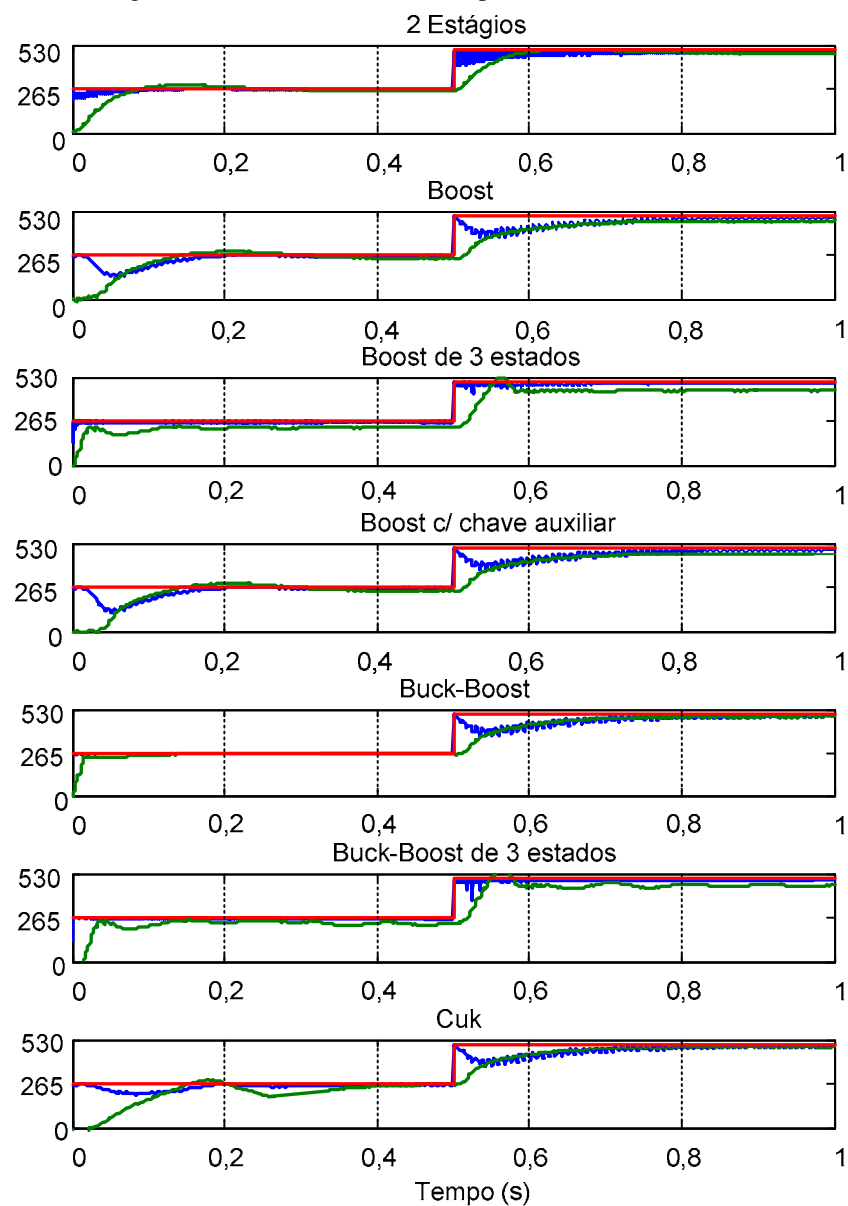
Figura 72 - Detalhe das correntes para os inversores.



Fonte: Próprio autor.

Com relação ao rastreamento do ponto ótimo do painel, simularam-se os conversores com a mesma variação de incidência solar e de temperatura, onde os conversores de 3 estados e o conversor convencional apresentaram fator de rastreamento da ordem de 98%. Apesar da utilização da mesma técnica de MPPT (P&O convencional), os resultados mudaram um pouco em virtude da maneira como cada conversor armazena e transfere energia e da necessidade maior ou menor do capacitor de desacoplamento. Estes resultados podem ser visualizados na Figura 73, onde a linha vermelha representa a variação de potência de referência, a linha azul a potência drenada do painel fotovoltaico e a linha em verde a potência média injetada na rede.

Figura 73 - Rastreamento do MPP pelos conversores.



Fonte: Próprio autor.

É necessário salientar que a escolha da melhor topologia depende da aplicação desejada, uma vez que todas apresentam vantagens e desvantagens com relação ao número de componentes, fator de rastreamento e DHT da corrente injetada.

O conversor convencional de 2 estágios, apresenta índices de qualidade muito bons com relação a DHT e ao fator de rastreamento, e, apresenta simplicidade de controle, mas é a estrutura que possui a maior quantidade de componentes e capacitor de elo CC elevado, sendo inviável para a redução dos custos necessários na atualidade. Os conversores de 3 estados, tanto Boost quanto Buck-Boost, apresentam a melhor forma de onda da corrente injetada na rede e ótimo fator de rastreamento do MPP e ainda os menores capacitores de desacoplamento. Porém, apresentam os maiores indutores. O Boost com chave auxiliar parece ser uma solução intermediária entre indutores, capacitores e DHT. Porém, apresentou o pior fator de rastreamento (FR) e dificuldade de controle para baixa potência. O Ćuk permitiu a maior redução de indutores, mas possui baixo fator de rastreamento e grande quantidade de componentes. De maneira geral, o presente estudo demonstra que o inversor Buck-Boost de 3 estados é uma excelente alternativa para injeção de corrente na rede monofásica. Estes detalhes estão resumidos na Tabela 5.

Tabela 5 - Comparativo entre as topologias testadas.

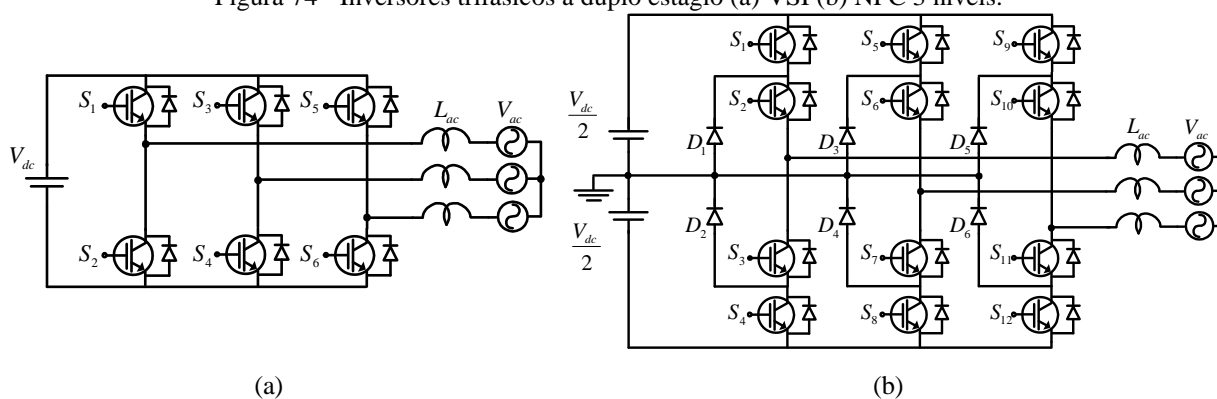
Inversores	Quantidade de Componentes				DHT I(%)	FR(%)
	L	C	Chaves*	Diodos		
2 estágios	2	1	5	1	2,5	98,2
Boost	2	1	4	0	9,5	89,1
Boost c/ Chave Auxiliar	2	1	5	0	4,8	89,2
Buck-Boost	2	1	5	0	3,9	95,0
Cuk	2	1	5	0	2,8	93,2
Boost 3 Estados	2	1	5	0	1,6	97,9
Buck-Boost 3 Estados	2	1	5	0	1,5	97,8

Fonte: Próprio autor. \* As chaves incluem os diodos série ou em paralelo.

## 4.2.2 – Estruturas Trifásicas

O conversor de dois estágios, como comentado, está entre as soluções mais simples e nem por isto menos eficaz para se realizar a interface entre o painel fotovoltaico e a rede de distribuição. O conversor mais utilizado para a extração da máxima potência e para elevação de tensão do painel PV é o conversor Boost CC-CC. Desta forma, simularam-se os inversores VSI trifásico e VSI trifásico NPC 3 níveis para injeção de corrente senoidal na rede, utilizando modulação unipolar e todos precedidos pelo Conversor Boost. As topologias destes inversores estão apresentadas na Figura 74, onde a fonte  $V_{dc}$  representa o capacitor de saída do primeiro estágio, apenas para simplificação das figuras.

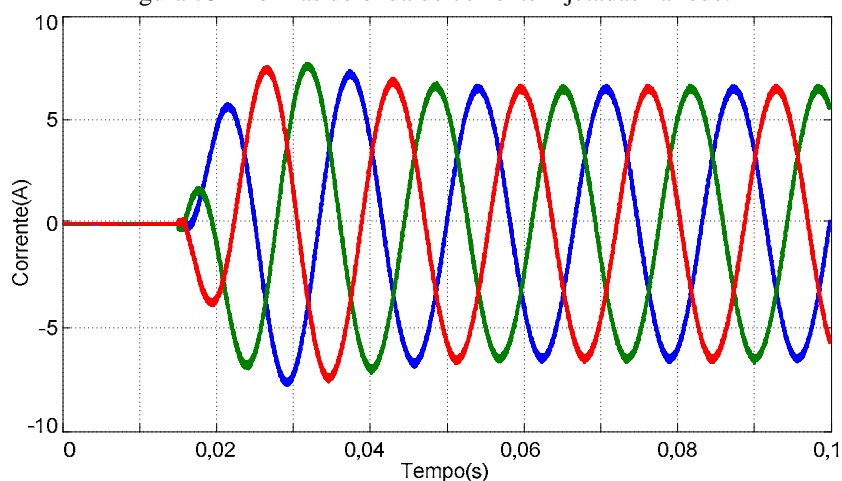
Figura 74 - Inversores trifásicos a duplo estágio (a) VSI (b) NPC 3 níveis.



Fonte: Próprio autor.

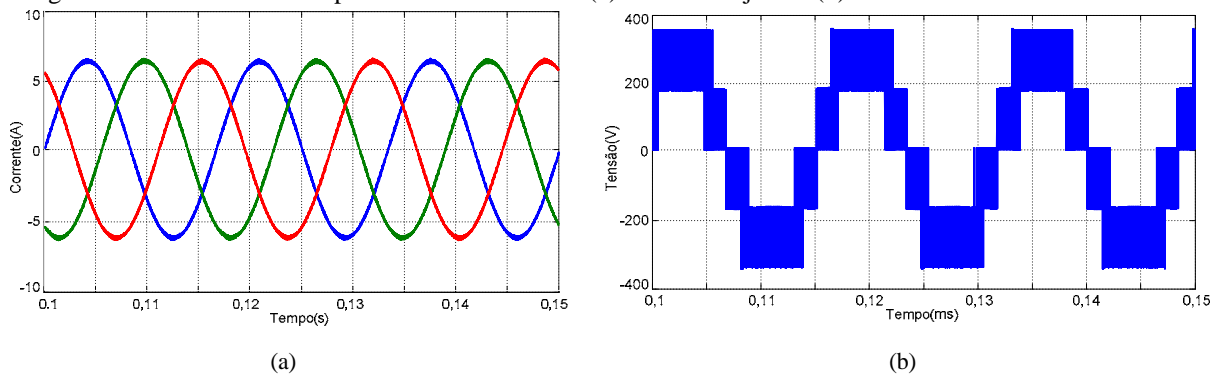
A DHT da corrente injetada na rede é de 2% para o caso do inversor VSI e de 1% para o caso do inversor NPC 3 níveis. As formas de onda da corrente injetada podem ser visualizadas na Figura 75 e na Figura 76, e, para o caso do inversor NPC 3 níveis a tensão de linha pode ser visualizada na Figura 76(b).

Figura 75 - Formas de onda de corrente injetadas na rede.



Fonte: Próprio autor.

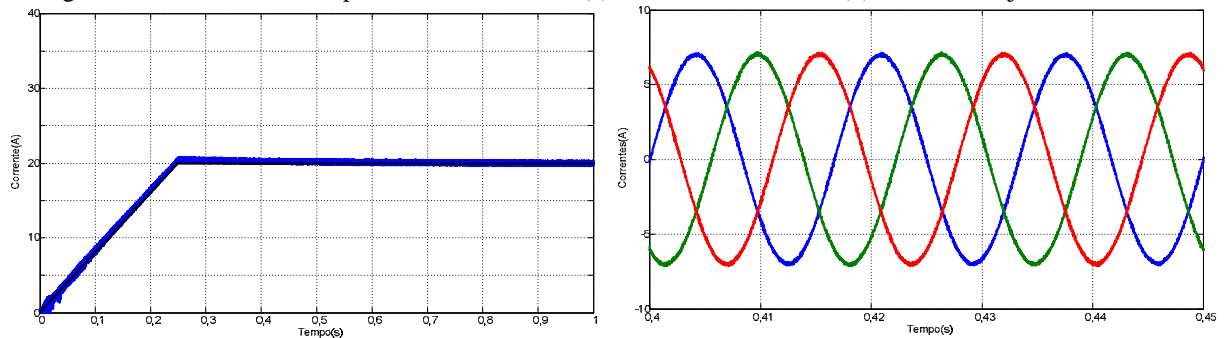
Figura 76 - Formas de Onda para o NPC três níveis. (a) Corrente injetada (b) Tensão de linha antes do filtro.



Fonte: Próprio autor.

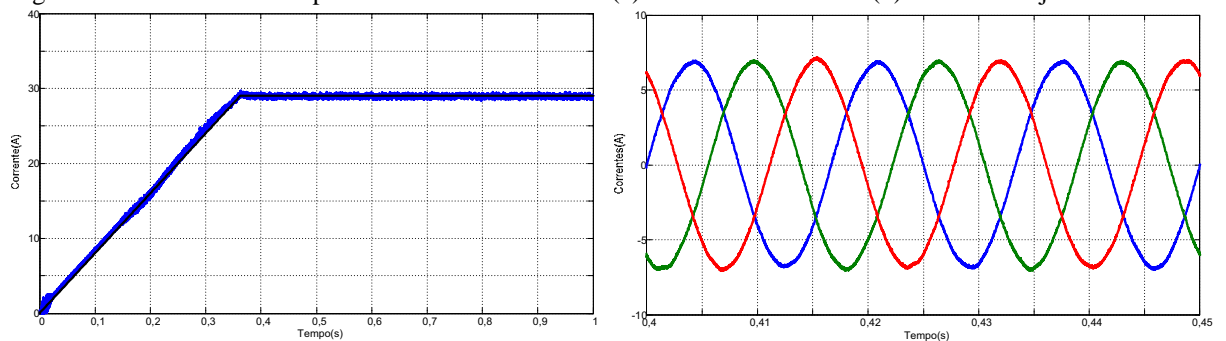
Simularam-se também os inversores trifásicos integrados Boost, Buck-Boost e suas versões de 3 estados (Tri-State). Inicialmente, o painel fotovoltaico foi substituído por uma fonte de tensão CC. A seguir podem se visualizadas as correntes de saída injetadas na rede e as correntes nos indutores de elevação de tensão.

Figura 77 - Formas de onda para o inversor boost. (a) Corrente no indutor. (b) Correntes injetadas na rede.



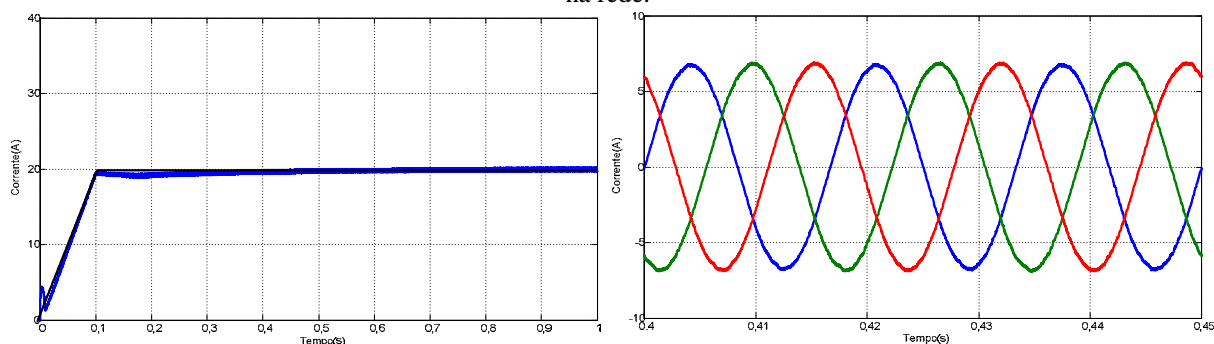
Fonte: Próprio autor.

Figura 78 - Formas de onda para o inversor buck-boost. (a) Corrente no indutor. (b) Correntes injetadas na rede.



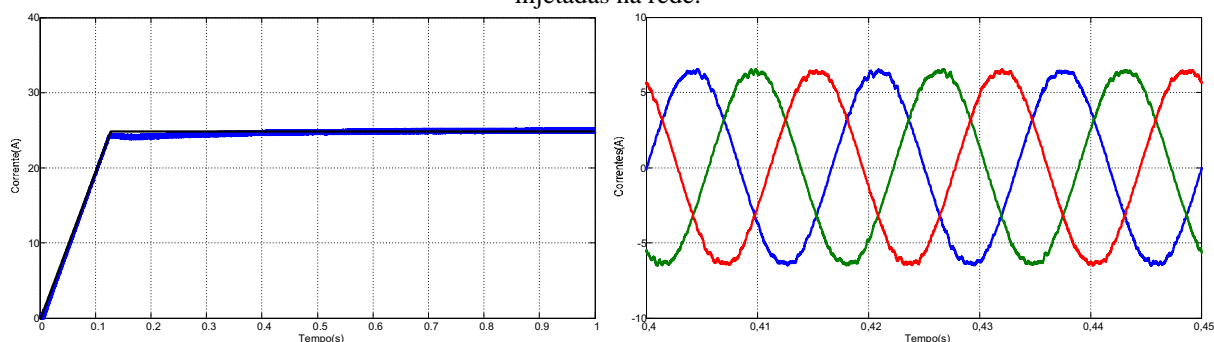
Fonte: Próprio autor.

Figura 79 - Formas de onda para o inversor boost de 3 estados. (a) Corrente no indutor. (b) Correntes injetadas na rede.



Fonte: Próprio autor.

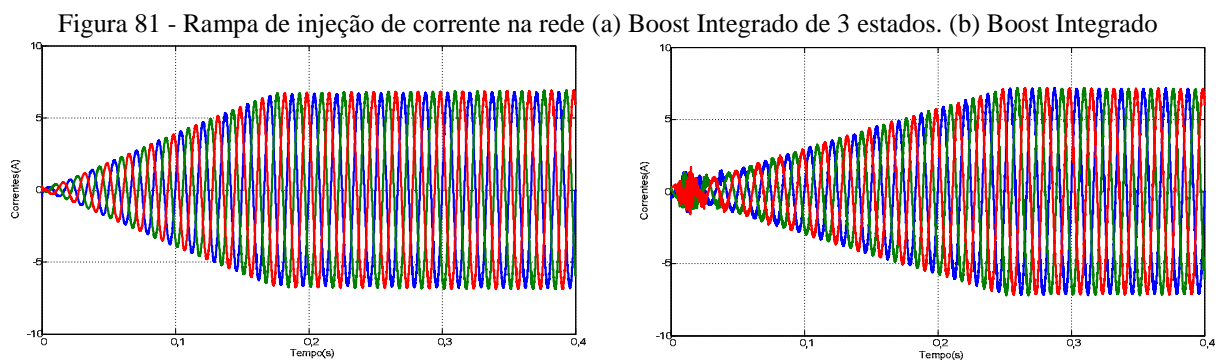
Figura 80 - Formas de onda para o inversor buck-boost de 3 estados. (a) Corrente no indutor. (b) Correntes injetadas na rede.



Fonte: Próprio autor.

Dentre as estruturas avaliadas, os inversores trifásicos baseados no conversor boost, tanto o integrado quanto o de 3 estados, foram os que exigiram menores valores de corrente no indutor de elevação para propiciar o mesmo valor eficaz (RMS) de corrente injetada na rede. As DHTs das correntes foram muito pequenas para todas as topologias, tendo o Buck-Boost de 3 estados apresentado DHT de 2,5%; o Buck-Boost DHT de 1,7%; o Boost integrado DHT de 1,4% e o Boost de 3 estados DHT de 1%. A corrente da rede para o inversor Buck-Boost integrado apresentou uma leve oscilação no pico da forma de onda ocasionada pela maior dificuldade de se manter o valor médio da corrente no indutor de acumulação, já que na etapa de transferência de energia é o indutor que sozinho transfere esta corrente para a carga, isto levando-se em consideração o mesmo indutor das topologias Boost. Outro item interessante é que nas topologias de 3 estados, o controle da entrada é independente da saída, e desta forma, é possível realizar uma rampa de injeção de potência na rede de forma mais eficiente, sendo esta comparação visível na Figura 81, utilizando as topologias Boost para este fim.



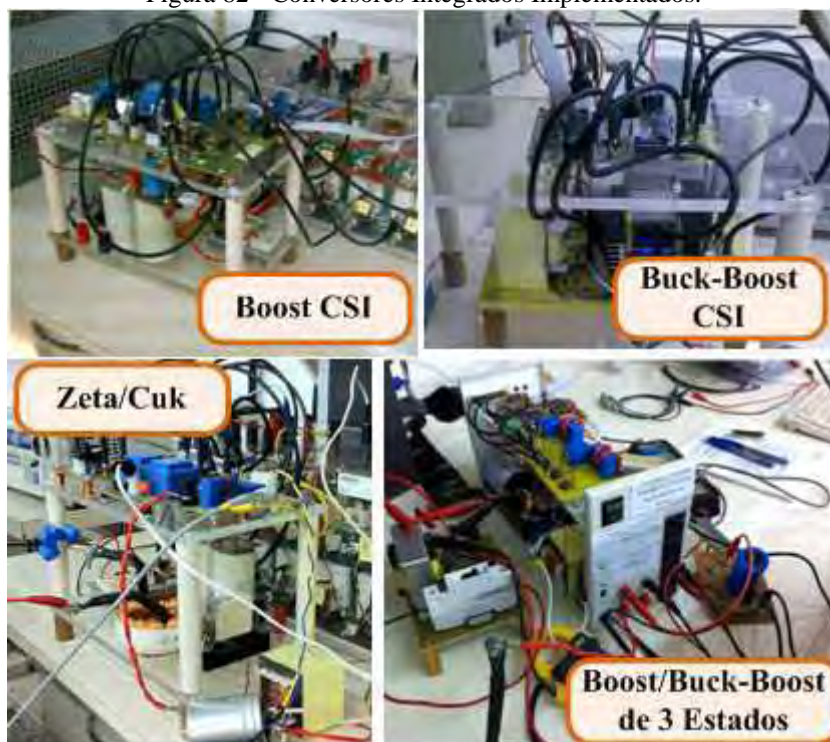


Fonte: Próprio autor.

### 4.3 – Resultados Experimentais

Os conversores integrados monofásicos Boost, Buck-Boost, Zeta/Ćuk e Boost/Buck-Boost de 3 estados foram implementados em laboratório e as fotos destes conversores estão apresentadas na Figura 82. Os conversores Zeta e Ćuk foram testados com o mesmo protótipo utilizando os mesmos elementos reativos apenas trocando a posição de algumas conexões elétricas. Esta estratégia também foi aplicada aos conversores Boost e Buck-Boost de 3 estados.

Figura 82 - Conversores Integrados Implementados.

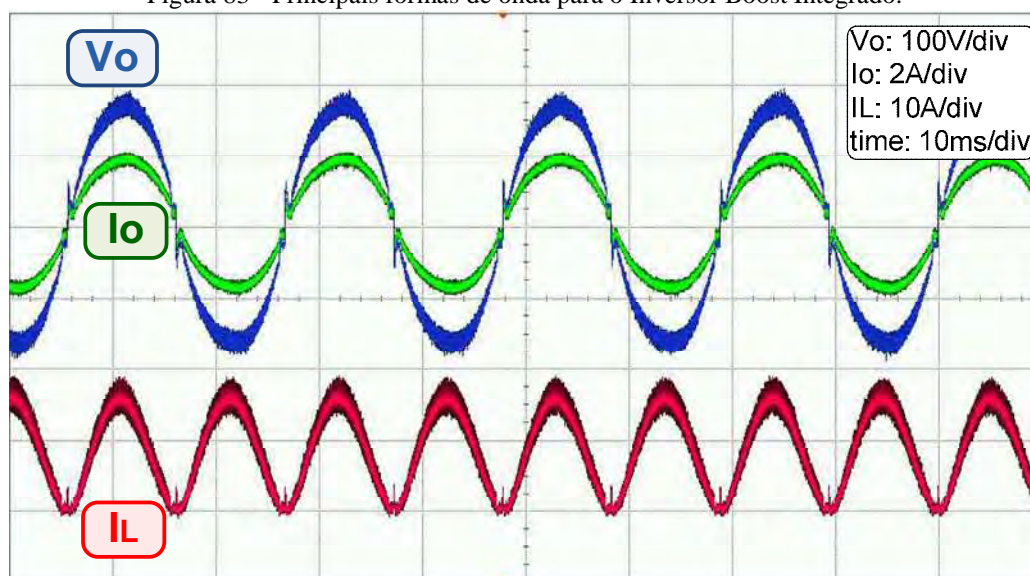


Fonte: Próprio autor.

### 4.3.1 – Operação Isolada

Primeiramente, o inversor Boost integrado, comumente conhecido como *Current Source Inverter* (CSI) foi testado alimentando cargas isoladas (modo *Stand-Alone*). A modulação deste conversor foi otimizada, inserindo uma etapa de pré-carga do capacitor de saída sempre que a tensão de entrada é maior do que a de saída. Isto minimiza as distorções no cruzamento por zero da tensão senoidal de saída deste conversor, uma vez que conversores baseados no conversor Boost CC-CC apenas operam de forma adequada quando a tensão de saída é maior do que a tensão de entrada. A Figura 83 apresenta a tensão de saída do inversor Boost Integrado ( $V_o$ ), juntamente com a corrente de carga ( $I_o$ ) e com a corrente no indutor de entrada ( $I_L$ ).

Figura 83 - Principais formas de onda para o Inversor Boost Integrado.

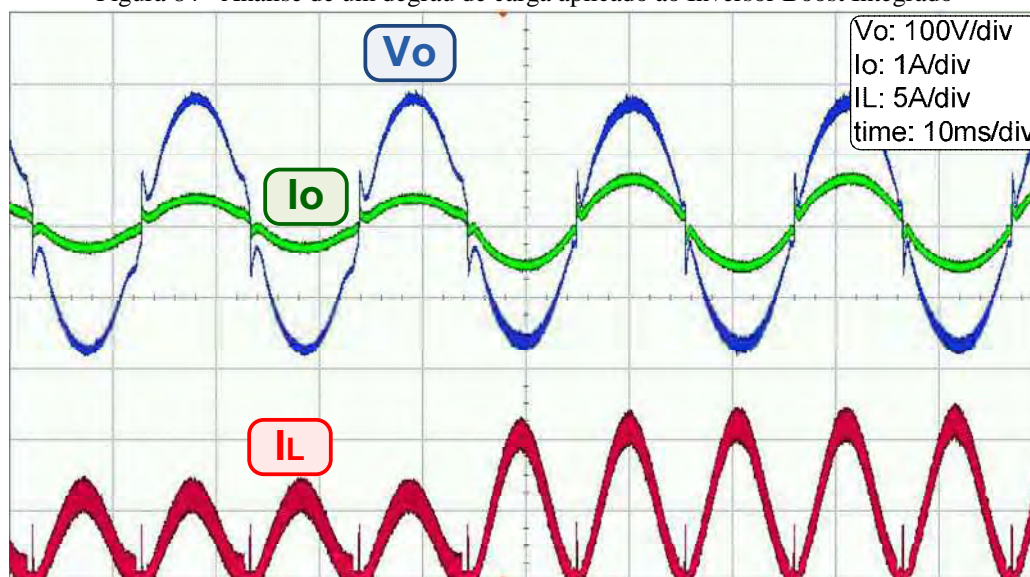


Fonte: Próprio autor com o uso do osciloscópio infiniium.

A tensão de saída deste conversor apresenta o formato senoidal com médio conteúdo harmônico sendo este da ordem de 6,5%. Este valor é bem reduzido se comparado com o inversor Boost sem etapa de pré-carga, o qual ultrapassa os 10% de distorção.

Com o intuito de verificar a qualidade dos compensadores projetados, um degrau de meia carga para carga nominal foi aplicado neste conversor, e, se observou uma ótima resposta transitória uma vez que a corrente de pico no indutor Boost saiu quase que instantaneamente de 5A para 10A, como ilustra a Figura 84.

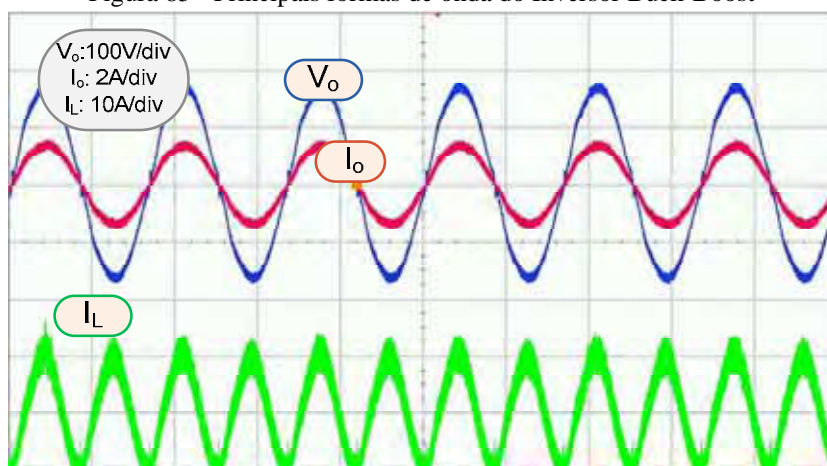
Figura 84 - Análise de um degrau de carga aplicado ao Inversor Boost Integrado



Fonte: Próprio autor com o uso do osciloscópio infiniium.

Os principais resultados para o inversor integrado Buck-Boost alimentando uma carga isolada são apresentados na Figura 85, e como se pode verificar, este conversor consegue modular melhor a forma de onda da tensão de saída em comparação com o inversor Boost integrado.

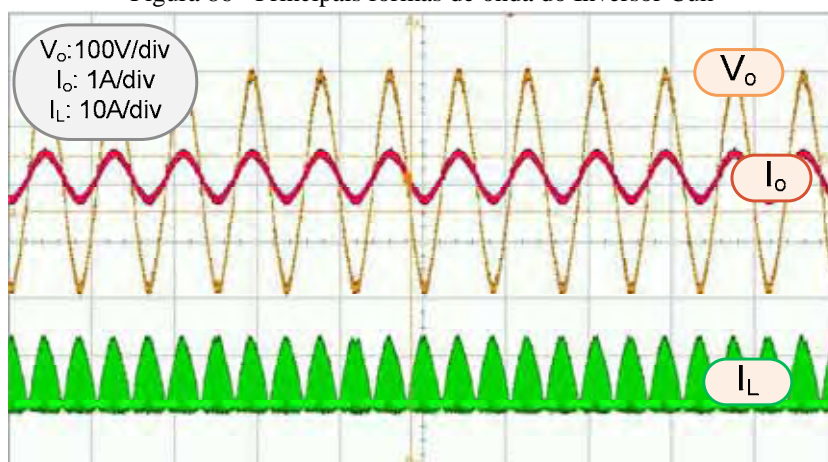
Figura 85 - Principais formas de onda do Inversor Buck-Boost



Fonte: Próprio autor com o uso do osciloscópio infiniium.

Os conversores Ćuk e Zeta também foram testados alimentando cargas isoladas da rede. As formas de onda da tensão de saída do inversor Ćuk integrado, a corrente de carga e a corrente no indutor de entrada são apresentadas na Figura 86.

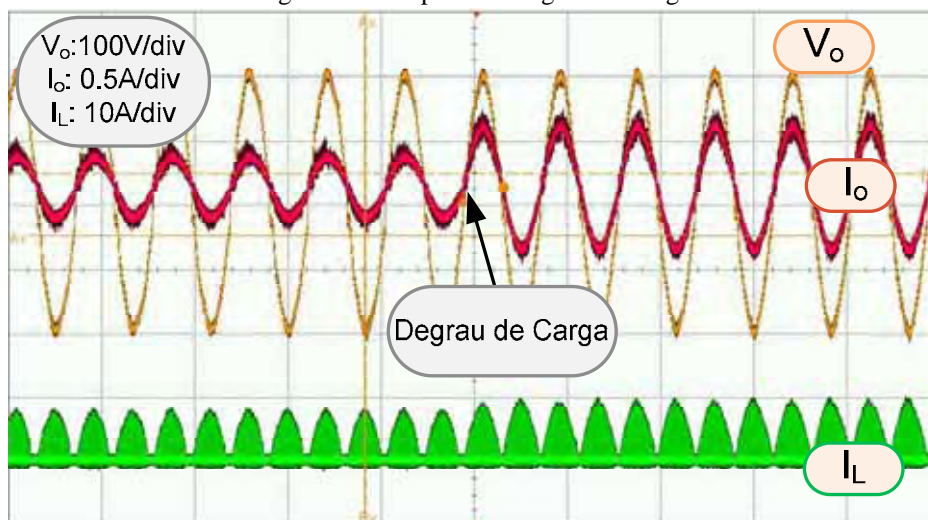
Figura 86 - Principais formas de onda do Inversor Ćuk



Fonte: Próprio autor com o uso do osciloscópio infiniium.

Um degrau de carga também foi aplicado a este conversor, e a resposta dinâmica é apresentada na Figura 87.

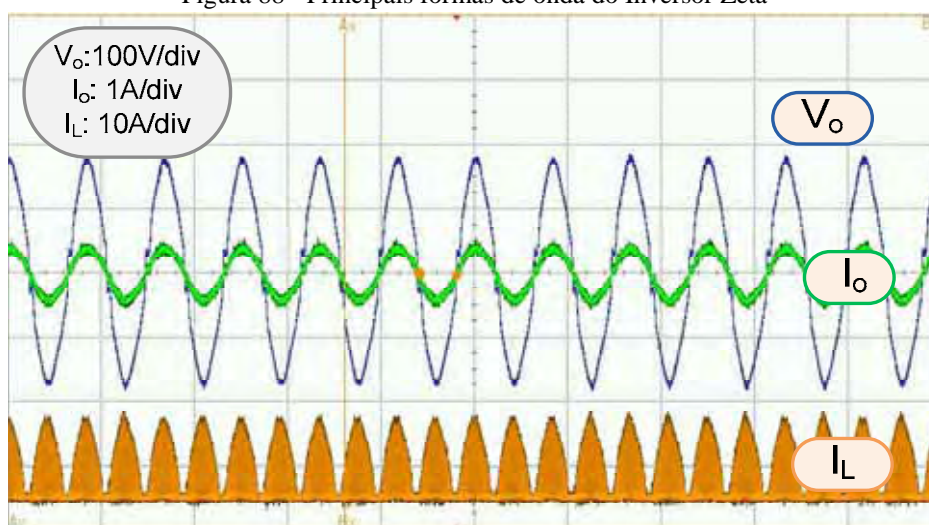
Figura 87 - Resposta ao degrau de Carga



Fonte: Próprio autor com o uso do osciloscópio infiniium.

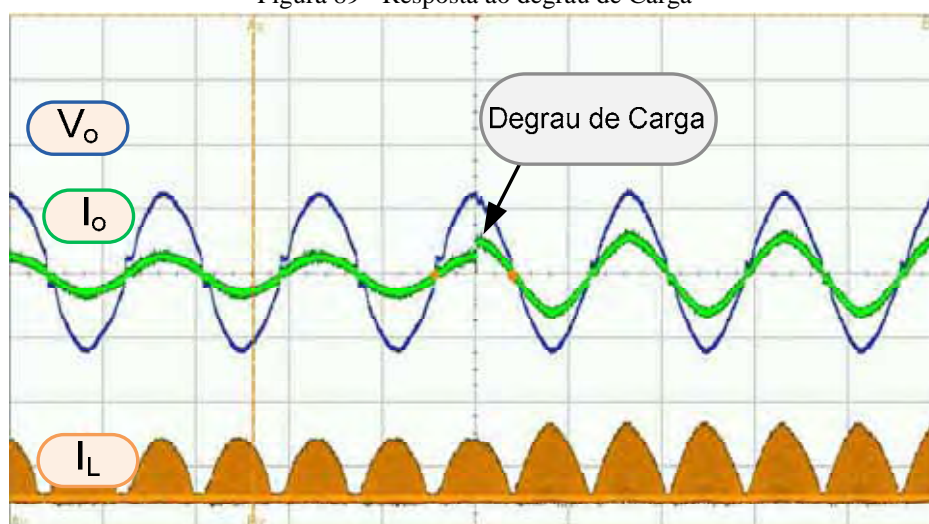
Os mesmos testes foram realizados no conversor Zeta operando no modo isolado da rede. As principais formas de onda são apresentadas na Figura 88 enquanto que o degrau de carga é apresentado na Figura 89.

Figura 88 - Principais formas de onda do Inversor Zeta



Fonte: Próprio autor com o uso do osciloscópio infiniium.

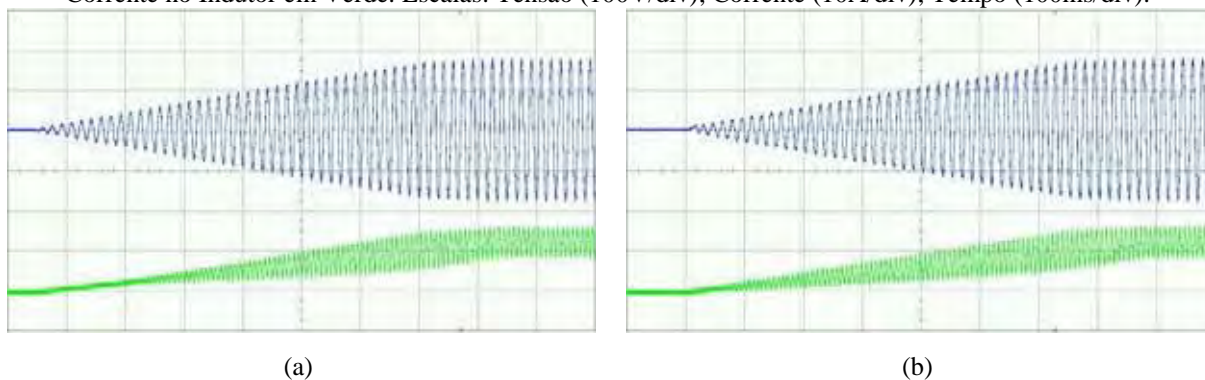
Figura 89 - Resposta ao degrau de carga



Fonte: Próprio autor com o uso do osciloscópio infiniium.

Os inversores de 3 estados, mais conhecidos na literatura como inversores Tri-State foram testados na seqüência. Estes conversores foram inicializados com uma rampa de partida, e as formas de onda mostrando a inicialização dos inversores Boost e Buck-Boost de 3 estados são apresentadas na Figura 90.

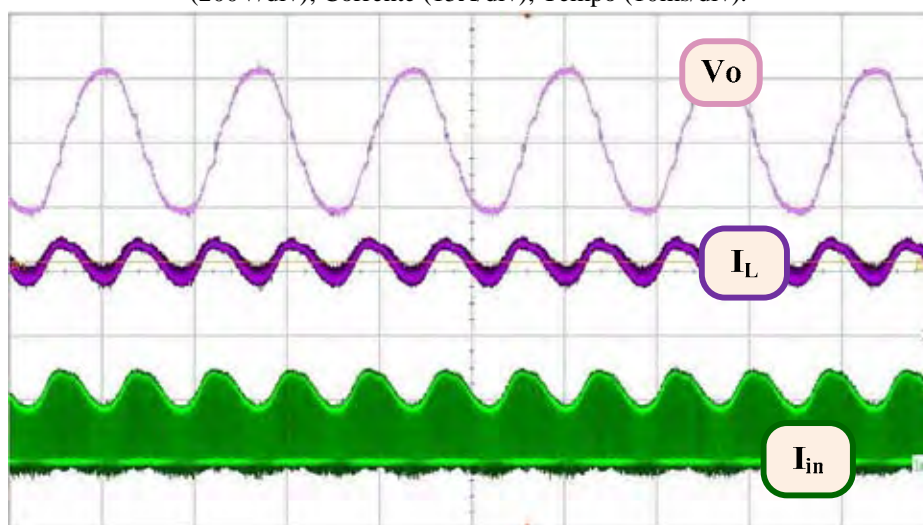
Figura 90 - Partida dos conversores de 3 estados. (a) Boost; (b) Buck-Boost. Tensão de Saída em Azul e Corrente no Indutor em Verde. Escalas: Tensão (100V/div); Corrente (10A/div); Tempo (100ms/div).



Fonte: Próprio autor com o uso do osciloscópio infiniium.

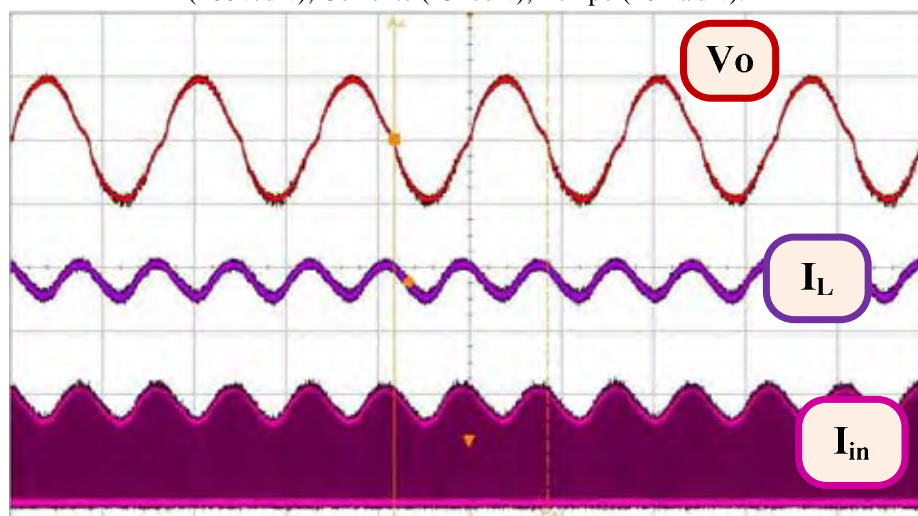
A tensão de saída do inversor Boost de 3 estados é apresentada na Figura 91, enquanto que a tensão de saída do inversor Buck-Boost de 3 estados é apresentada na Figura 92.

Figura 91 - Principais formas de onda do Conversor Boost de 3 estados no modo isolado. Escalas: Tensão (200V/div); Corrente (15A/div); Tempo (10ms/div).



Fonte: Próprio autor com o uso do osciloscópio infiniium.

Figura 92 - Principais formas de onda do Conversor Buck-Boost de 3 estados no modo isolado. Escalas: Tensão (200V/div); Corrente (15A/div); Tempo (10ms/div).

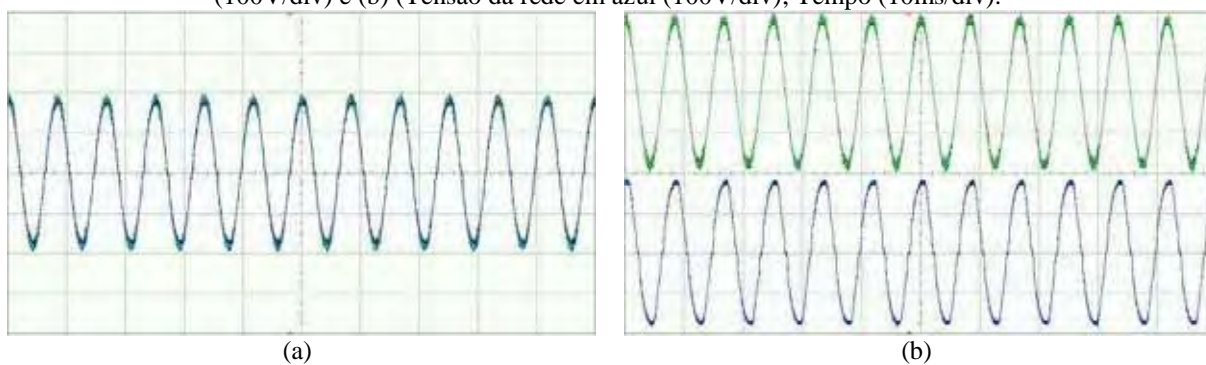


Fonte: Próprio autor com o uso do osciloscópio infiniium.

#### 4.3.2 – Operação Interligada à Rede

A taxa de distorção harmônica da tensão de saída do conversor Buck-Boost de 3 estados é de apenas 3,5%, enquanto que a distorção da tensão do conversor Boost de 3 estados ficou em 5%. Devido ao melhor desempenho apresentado pelo conversor Buck-Boost, e pela possibilidade de controle independente entre entrada e saída mais eficiente, este foi escolhido para realização de testes de conexão com a rede, desligamento e reconexão automática com a mesma. Resultados estes apresentados na seqüência. A tensão de saída deste conversor, juntamente com a tensão da rede são apresentadas na Figura 93. Estas tensões estão sincronizadas por meio de um algoritmo PLL convencional (p-PLL).

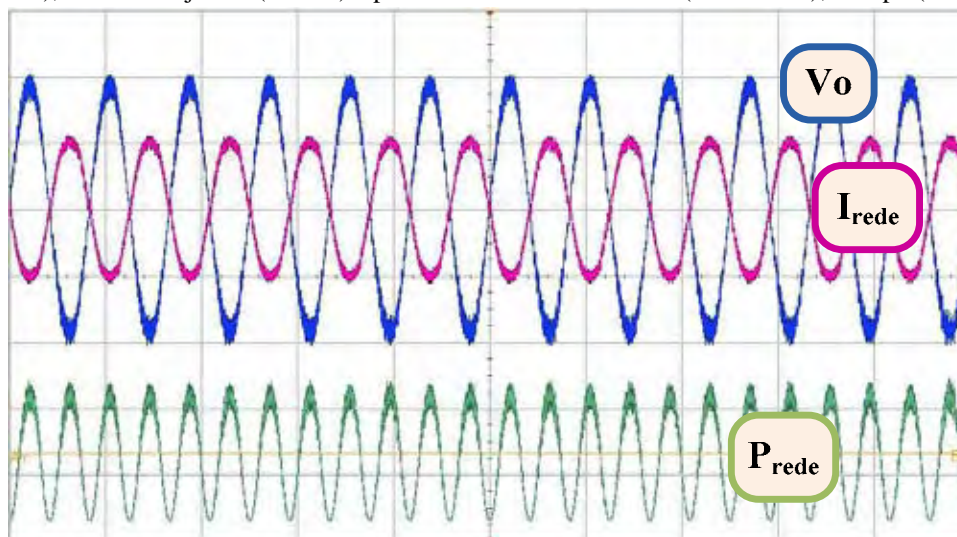
Figura 93 - Tensões de saída do conversor Buck-Boost de 3 estados. (a) Tensão do conversor em verde (100V/div) e (b) (Tensão da rede em azul (100V/div); Tempo (10ms/div).



Fonte: Próprio autor com o uso do osciloscópio infiniium.

Após a sincronização com a rede, a transferência de potência é iniciada e a corrente injetada na rede é mostrada na Figura 94, juntamente com a tensão da rede e a potência pulsante resultante. Verifica-se a corrente defasada de  $180^\circ$  da rede (devido à localização da ponteira de corrente que no sentido positivo indica corrente saindo da rede) garantindo injeção de potência ativa com DHT de apenas 4,5%.

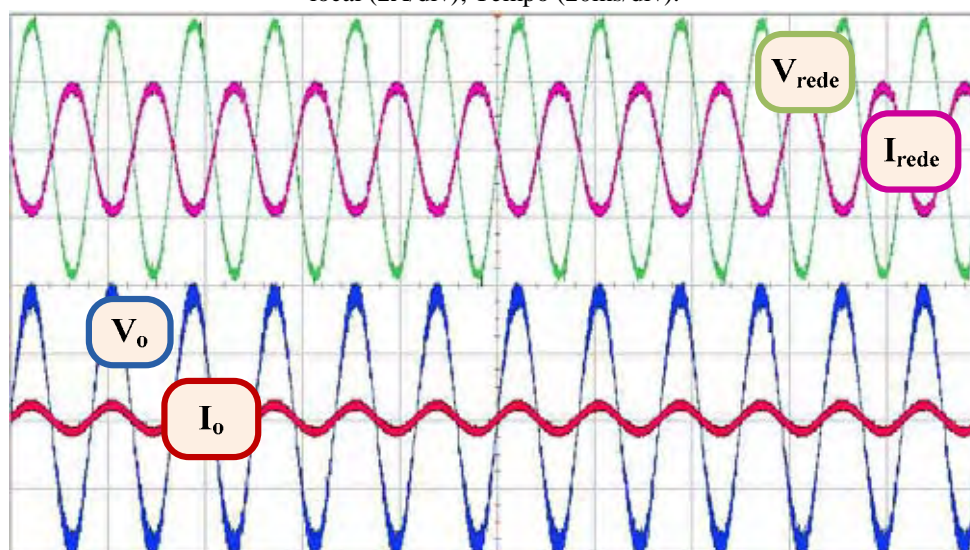
Figura 94 - Tensões de saída, Corrente injetada na rede e potência instantânea. Tensão da rede em azul (100V/div), Corrente injetada (2A/div) e potência instantânea na rede (100VA/div); Tempo (20ms/div).



Fonte: Próprio autor com o uso do osciloscópio infiniium.

Este conversor também foi testado alimentando uma carga local e simultaneamente injetando corrente na rede CA em 127 Vrms. Dessa forma, operando tanto no modo stand-alone quanto no modo *grid-tied*. Estes resultados são apresentados na Figura 95.

Figura 95 - Formas de onda para operação simultânea em stand-alone e grid-tied. Tensão da rede em verde (100V/div), Corrente injetada em rosa (2A/div), tensão do conversor em azul (100V/div) e corrente na carga local (2A/div); Tempo (20ms/div).

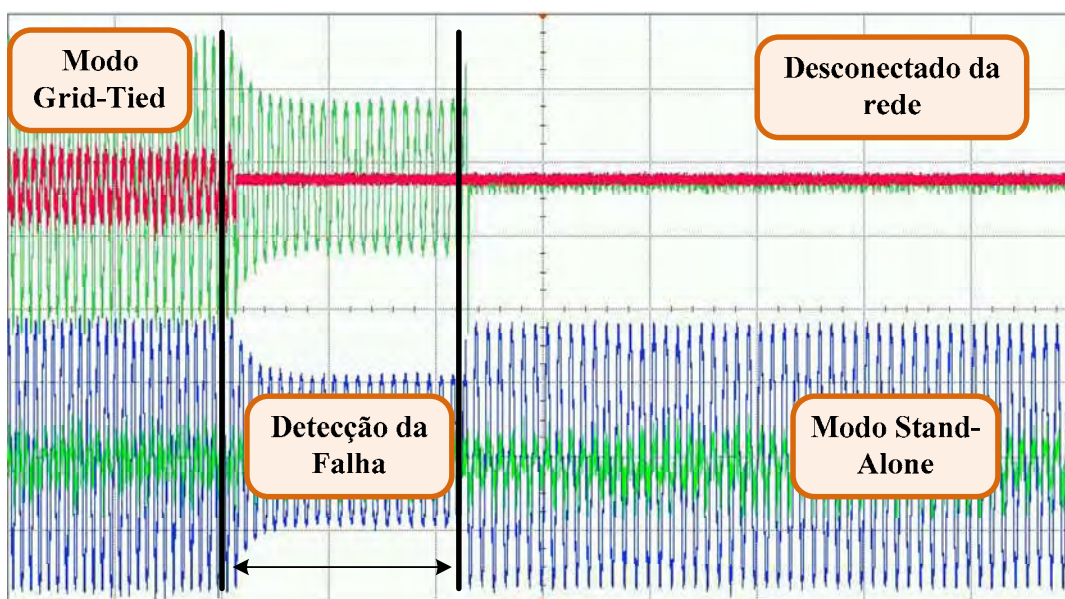


Fonte: Próprio autor com o uso do osciloscópio infiniium.



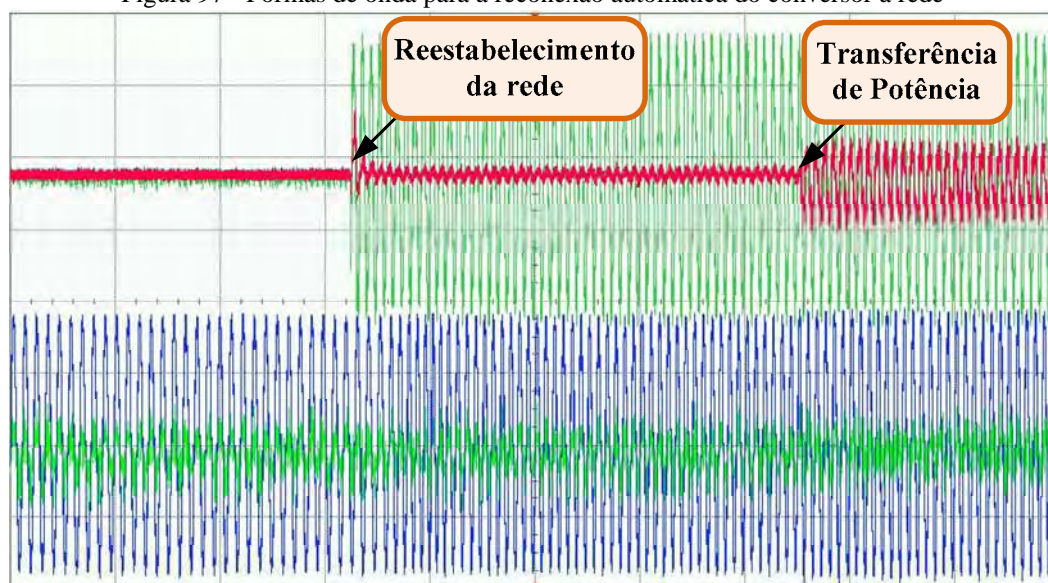
Testes dinâmicos de desconexão e reconexão à rede, devido à falha de rede e posterior restabelecimento da mesma são demonstrados na Figura 96 e na Figura 97. O sistema de controle atua abrindo o relé de conexão à rede assim que o algoritmo de anti-ilhamento SMS detecta a falta de rede. O tempo de detecção é da ordem de 200ms, e o conversor passa a alimentar apenas a carga local sem nenhuma conexão com a rede de distribuição em CA. A reconexão automática à rede é um pouco mais lenta, sendo da ordem de 450ms a fim de garantir a segurança durante a reconexão e injeção de potência na rede em CA.

Figura 96 - Formas de onda para a desconexão do conversor da rede de distribuição em CA.



Fonte: Próprio autor com o uso do osciloscópio infiniium.

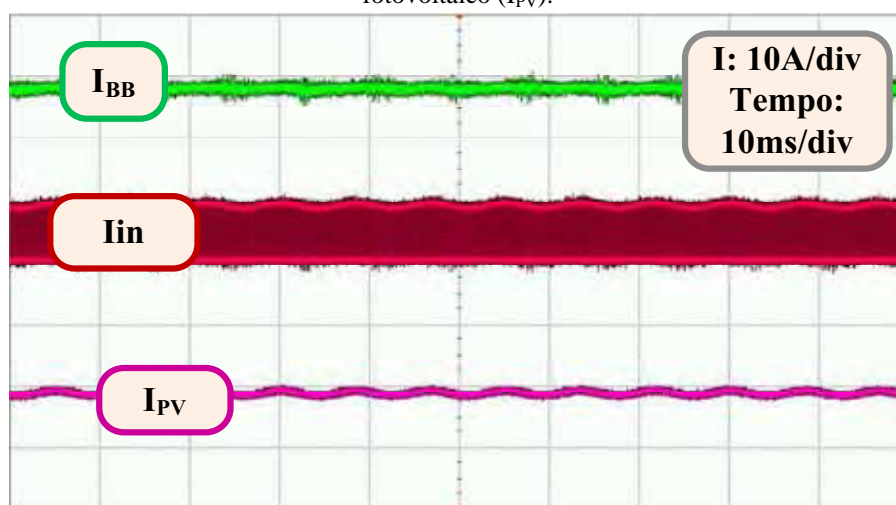
Figura 97 - Formas de onda para a reconexão automática do conversor à rede



Fonte: Próprio autor com o uso do osciloscópio infiniium.

Ainda, o conversor integrado Buck-Boost de 3 estados permite o desacoplamento de potência na forma indutiva. Isto permite reduzir a capacitância de desacoplamento em paralelo com o painel fotovoltaico, o que traz vantagens para o aumento da vida útil do conversor uma vez que os capacitores eletrolíticos (usados na topologia convencional a dois estágios) normalmente tendem a reduzir a vida útil dos equipamentos. O uso de capacitores de Filme poderia também aumentar a vida útil do sistema, mas a um preço ainda elevado par estes níveis de tensão e de capacitância. Um pequeno capacitor ainda se faz necessário a fim de filtrar a corrente pulsante produzida pela chave de entrada em alta frequência do conversor Buck-Boost. A Figura 98 mostra as formas de onda da corrente no indutor Buck-Boost, a corrente de entrada do conversor e a corrente drenada do painel fotovoltaico. Verifica-se que a corrente de entrada do conversor é pulsante, mas devido ao efeito do desacoplamento indutivo aliado ao pequeno capacitor do PV (100 $\mu$ F) é capaz de manter a corrente de entrada praticamente constante.

Figura 98 - Formas de onda da corrente no indutor Buck-Boost ( $I_{BB}$ ), na entrada do conversor ( $I_{in}$ ) e no painel fotovoltaico ( $I_{PV}$ ).



Fonte: Próprio autor com o uso do osciloscópio infiniium.

## 4.4 – Conclusões

A busca por soluções utilizando conversores integrados deve se tornar uma realidade em virtude da diminuição da quantidade de componentes, redução de volume, custos e aumento de vida útil, levando conseqüentemente à redução dos custos da instalação dos painéis fotovoltaicos e incremento de confiabilidade das futuras instalações.

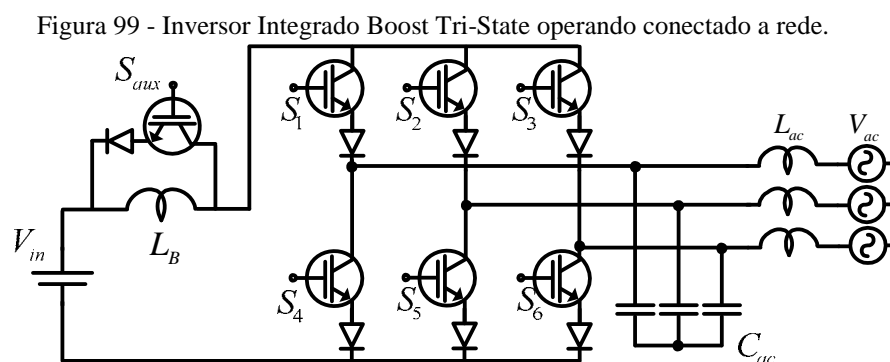
O prévio estudo das topologias monofásicas direcionou a escolha da topologia Buck-Boost integrada de 3 estados para os testes com conexão à rede em corrente alternada, isto em virtude da excelente forma de onda de corrente injetada na rede, com reduzido conteúdo harmônico; possibilidade de controle em modo tensão e boa taxa de rastreabilidade. Além da possibilidade de controle independente entre entrada/saída e pela possibilidade do desacoplamento indutivo levando a uma melhor interface com os painéis fotovoltaicos.

## Capítulo 5

### Inversores Integrados Trifásicos Tri-State

#### Boost Tri-State

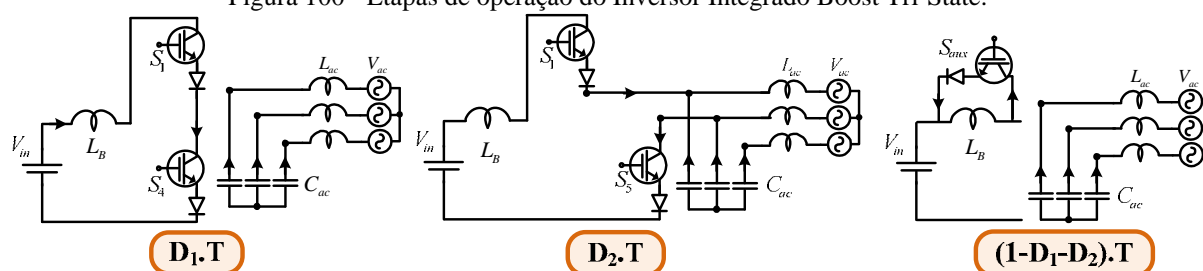
A topologia do inversor trifásico Boost Tri-State (BRITO; CANESIN, 2012) pode ser visualizada na Figura 99. O filtro CL de segunda ordem é obrigatório para a conexão com a rede, sendo, para o caso isolado, o indutor de saída dispensável.



Fonte: Próprio autor.

Este inversor possui uma chave auxiliar ( $S_{aux}$ ) para possibilitar o estado de roda-livre (denominado de mantém) da corrente no indutor  $L_b$ . Os três estados de operação podem ser visualizados através da Figura 100, considerando-se apenas a alimentação de uma fase. O estado de curto-circuito é responsável pela carga do indutor Boost, o estado ativo se encarrega de alimentar a carga e o filtro de saída enquanto que o estado de roda-livre é responsável pela manutenção da energia sobre o indutor Boost. O intervalo de curto-circuito dura  $D_1.T$ ; o estado ativo ocorre durante  $D_2.T$  e o estado de roda-livre se estende durante  $(1-D_1-D_2).T$ .  $T$  representa o período de chaveamento e o modo de operação é baseado no modo de condução contínua (MCC). O estado ativo  $D_2.T$  se divide em outras duas etapas, denominadas de  $T_a$  e  $T_b$ , que serão discutidos durante a apresentação da modulação *space vector* adaptada.

Figura 100 - Etapas de operação do Inversor Integrado Boost Tri-State.



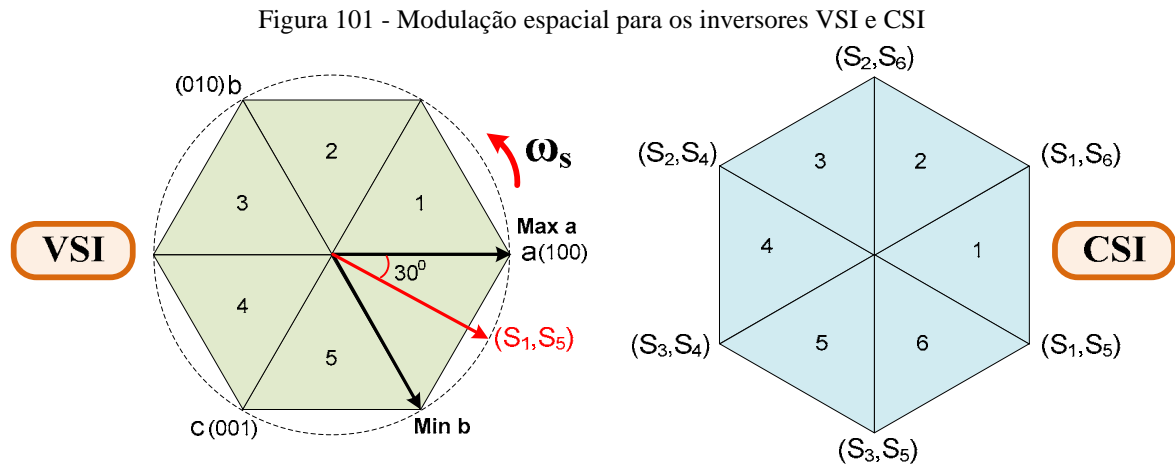
Fonte: Próprio autor.

O inversor Tri-State é capaz de melhorar a resposta dinâmica reduzindo os efeitos do zero presente no semi-plano direito, típicos dos conversores Boost utilizando controle no modo tensão (SABLE et al., 1991; VISWANATHA et al., 2002; LOH et al., 2008), e ainda, este conversor apresenta vantagem com relação ao aumento do ganho estático. Na literatura, o tempo  $D_2$  é sempre mantido constante, o que de fato, é interessante para eliminar o zero do semi-plano direito, mas, restringe uma interessante potencialidade deste tipo de conversor. Variando  $D_1$  e  $D_2$  é possível realizar o desacoplamento ativo de potência, fazendo com que, para o caso dos inversores integrados monofásicos, que a potência pulsante não seja refletida na fonte de alimentação (GALOTTO JUNIOR et al., 2011; BRITO et al., 2012). Essa característica, quando aplicada ao inversor trifásico, permite que entrada e saída sejam controladas de forma independente (BRITO; CANESIN, 2012). Isto é realmente muito interessante para sistemas fotovoltaicos conectados à rede uma vez que a elevação de tensão e a busca do MPPT podem ser obtidas de maneira independente do sincronismo e da injeção de potência na rede em CA. Ademais, como a potência trifásica é constante, todos os elementos reativos são reduzidos quando comparados à sua versão monofásica.

## 5.1 – Modulação Space Vector

A modulação usando os vetores espaciais (*Space Vector Modulation - SVM*) é amplamente utilizada nos inversores trifásicos devido às suas características especiais [ZIOGAS et al., 1990; ZHOU et al., 2002; ZAIMEDINE et al., 2010]. Esta modulação permite um melhor aproveitamento do barramento CC, menor distorção harmônica das tensões e correntes de saída além de apresentar menores perdas por comutação, isto quando comparada à modulação PWM senoidal trifásica. Basicamente é considerado um vetor espacial que pode ser inserido dentro de seis setores hexagonais a fim de se determinar os estados de operação. Usando a modulação SVM para os inversores fonte de tensão (VSIs) é

possível determinar os vetores espaciais para os inversores do tipo fonte de corrente (CSIs). A Figura 101 mostra a obtenção da modulação para os CSIs a partir da modulação SVM VSI.



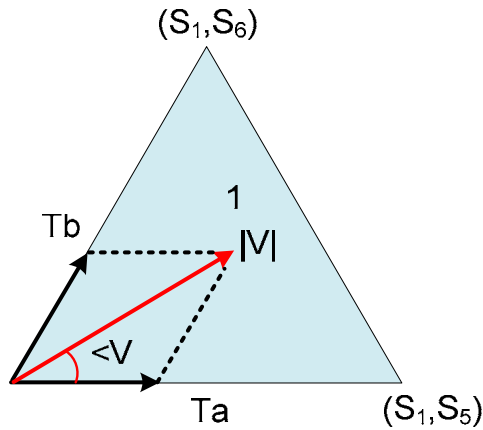
Fonte: Próprio autor.

É possível verificar que os setores para a modulação CSI são defasados em relação aos setores da SVM em trinta graus. Outra característica interessante é que, diferentemente da VSI onde 3 chaves estão sempre em condução, nos CSIs apenas duas chaves podem conduzir simultaneamente. Este quesito é obrigatório uma vez que o lado CA é principalmente capacitivo e, dessa forma, não pode ser curto-circuitado. Como o barramento CC é do tipo fonte de corrente, este nunca pode estar em aberto. Estes requisitos são atingidos sempre que apenas uma chave superior e uma chave inferior da ponte estão em condução simultaneamente, a menos do instante de roda-livre, onde as chaves da ponte estão em aberto. Como exemplificação para a obtenção do setor 1 baseia-se no diagrama da Figura 101, onde a chave  $S_1$  está fechada juntamente com a chave  $S_5$ . Desta forma, a tensão na fase a é mais positiva enquanto que a tensão na fase b é mais negativa. Assim têm-se os fasores representados por Max a e Min b, da modulação VSI, e realizando a soma vetorial destes dois fasores encontra-se o fasor  $(S_1, S_5)$  do primeiro setor da modulação CSI. Realizando-se o mesmo procedimento para todas as outras possibilidades de chaveamento, encontram-se os setores da modulação CSI. Um item muito importante, diferentemente dos conversores VSIs onde é necessária a inserção de *dead time* na troca de estado dos interruptores de cada braço, evitando assim curto circuito no barramento CC, é que os conversores CSIs devem implementar o chamado *short time* de modo a sempre haver um caminho para a circulação de corrente do barramento CC (corrente no indutor de boost).

O próximo passo remete ao cálculo das projeções do vetor espacial baseado no setor onde este vetor se encontra. Assumindo rotação de trinta graus é possível utilizar apenas o setor 1 para os cálculos, lembrando-se que para posterior modulação é imprescindível o envio do

setor correto. O setor 1 é considerado em fase com a fase a, e.g, fase a em zero graus, como visualizado na Figura 102. Desta forma, todos os vetores são enviados para o setor 1 durante o cálculo das projeções.

Figura 102 - Cálculo das projeções baseadas no setor 1.



Fonte: Próprio autor.

As equações (37) à (39) determinam os tempos de chaveamento  $T_a$ ,  $T_b$  e  $T_{null}$ .  $T_{null}$  representa o tempo de roda-livre e  $T_a$  somado a  $T_b$  representa o intervalo  $D_2$ .

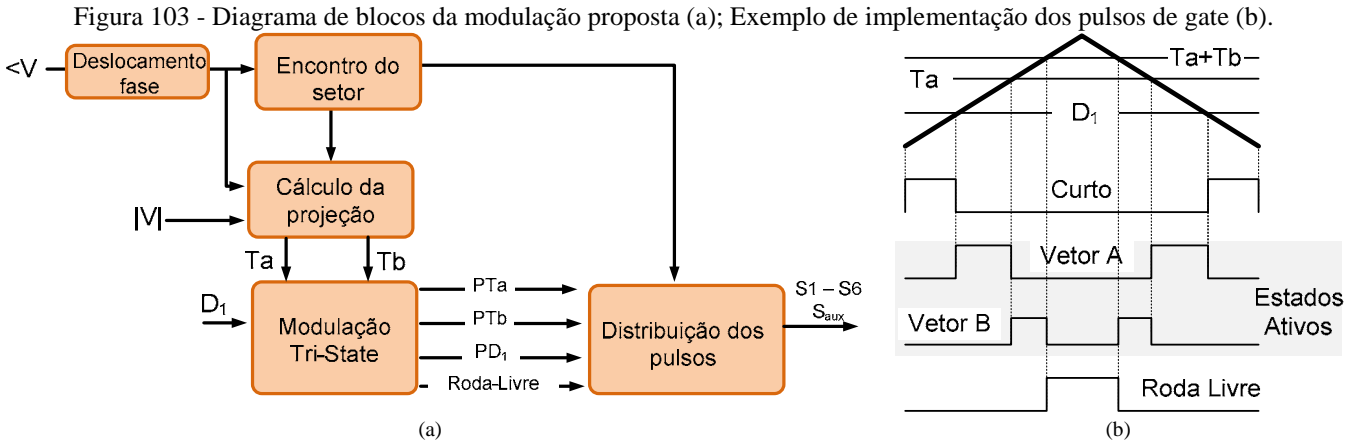
$$T_a = |V| \cdot (\cos \angle V - \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \angle V) \quad (37)$$

$$T_b = |V| \cdot (\frac{2\sqrt{3}}{3} \sin \angle V) \quad (38)$$

$$T_{null} = T_s - T_a - T_b \quad (39)$$

Diferentemente do modulador convencional, o modulador para este inversor Tri-State apresenta um intervalo adicional de controle  $D_1$ , responsável pelo tempo de curto-circuito. Este intervalo é inserido na modulação CSI SVM, e desta forma, (37) à (39) devem ser escalonados de acordo com o intervalo  $D_1$  a fim de manter as características de modulação desejadas ao conversor. Os vetores são escalonados em valores por unidade (pu) e as equações são multiplicadas pelo fator  $(1-D_1)$  e somadas posteriormente a  $D_1$ . O tempo de curto  $D_1$  deve ser proporcionalmente distribuído entre as chaves da ponte CSI a fim de equalizar a distribuição de perdas e dissipação de calor.

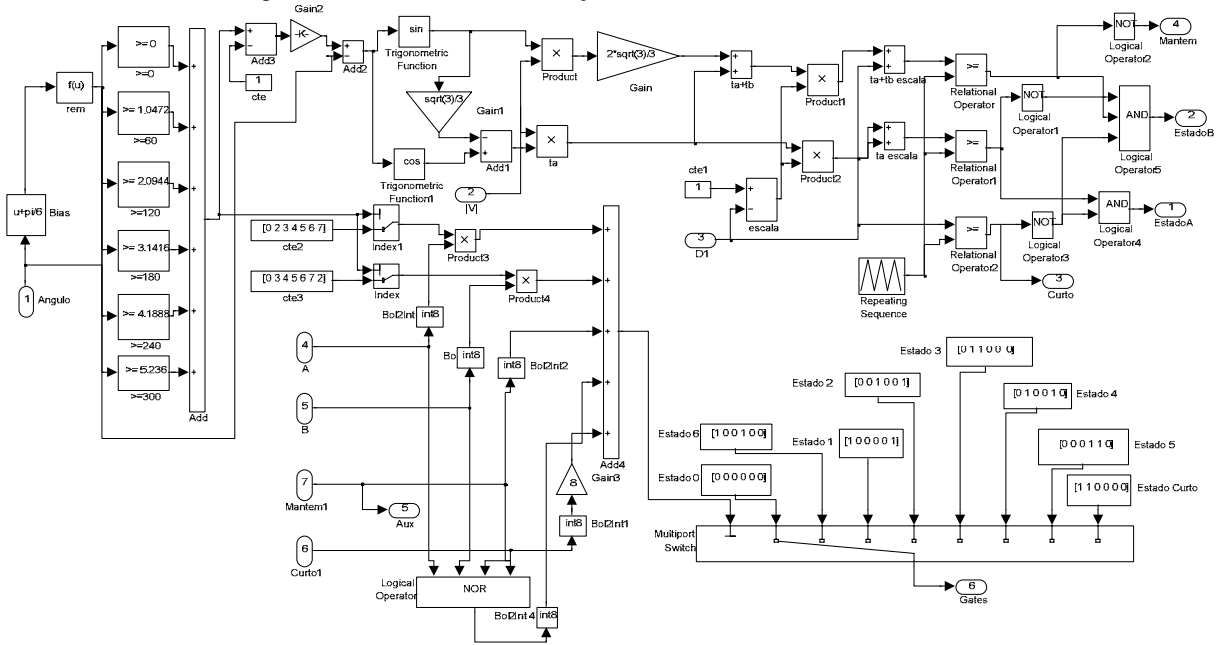
O diagrama de blocos da modulação proposta é apresentado na Figura 103(a), e uma possibilidade de implementação dos pulsos de *gate* podem ser visualizados na Figura 103(b).



Fonte: Próprio autor.

O modelo da modulação proposta, implementada em ambiente Matlab/Simulink®, pode ser visualizada na Figura 104.

Figura 104 - Modelo da modulação em ambiente Matlab/Simulink®.



Fonte: Próprio autor.

As tabelas a seguir demonstram como foi codificado o padrão de chaveamento do inversor Trifásico Boost Tri-State. Este padrão considera os setores de 1 ao 6 e os intervalos de comutação  $D_1$ ,  $D_2$  ( $T_a$  e  $T_b$ ) e  $(1-D_1-D_2)$ . Os 6 setores foram codificados em uma palavra de 3 bits, conforme Tabela 6.



Tabela 6 - Decodificação dos setores do hexágono

Entradas			Setor
Sec <sub>2</sub>	Sec <sub>1</sub>	Sec <sub>0</sub>	
0	0	1	1
0	1	0	2
0	1	1	3
1	0	0	4
1	0	1	5
1	1	0	6

Fonte: Próprio autor.

Os intervalos de tempo de chaveamento (sinais de alta frequência) foram codificados também em uma palavra de 3 bits, onde o primeiro bit representa  $D_1$ , o segundo representa  $T_a$  e o último representa  $T_b$ . Quando inativos recebem o valor "0" e quando ativos recebem o valor "1". Quando todos os estados estiverem inativos a saída representa o estado de mantém ( $1-D_1-D_2$ ). Esta codificação está apresentada na Tabela 7.

Tabela 7 - Codificação para seleção do tempo de chaveamento.

Sinais de Alta Frequência			Saída
D	T <sub>a</sub>	T <sub>b</sub>	Estados
1	1	1	Curto
0	1	1	Tempo Ta
0	0	1	Tempo Tb
0	0	0	Mantém

Fonte: Próprio autor.

Finalmente, a palavra de acesso do padrão de chaveamento une o setor com os intervalos de tempo de alta frequência constituindo uma palavra de entrada de 6 bits. Com este padrão é possível mostrar todo o chaveamento do inversor com a saída representada por uma palavra de 7 bits que representa o chaveamento das chaves  $S_{aux}$ ,  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$ ,  $S_4$ ,  $S_5$ ,  $S_6$ . A Tabela 8 resume o chaveamento.

Tabela 8 - Codificação para seleção dos estados de chaveamento do inversor Boost Tri-State.

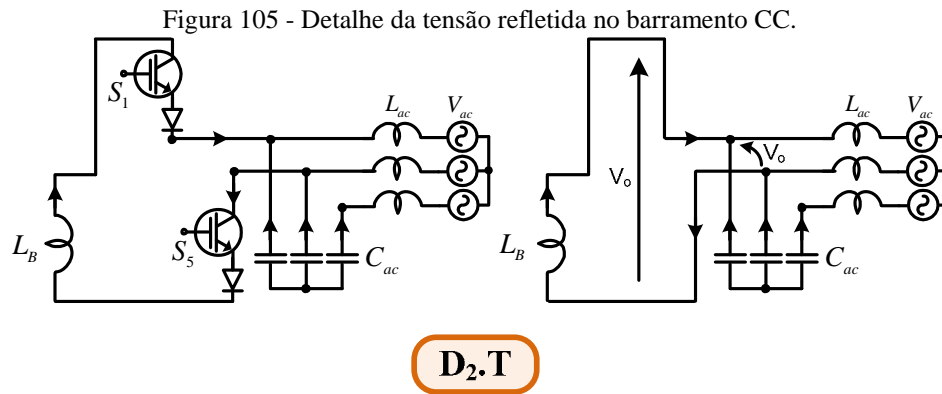
Entradas						Saídas						
Sec <sub>2</sub>	Sec <sub>1</sub>	Sec <sub>0</sub>	D	T <sub>a</sub>	T <sub>b</sub>	S <sub>aux</sub>	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	S <sub>5</sub>	S <sub>6</sub>
0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0
0	0	1	0	1	0	0	1	0	0	0	1	0
0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1
0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	1
0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1
0	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1
0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0	1	0
0	1	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1
0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0
0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0
1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	1	0	0
1	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0
1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
1	0	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0	1
1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0
1	0	1	0	0	1	0	0	0	1	0	1	0
1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
1	1	0	1	0	0	0	0	1	0	0	1	0
1	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1	0
1	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1	0
1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0

Fonte: Próprio autor.

## 5.2 – Análise Qualitativa do Inversor

### 5.2.1 – Ganho estático

As equações em espaço de estados médio deste conversor são apresentadas em (40) baseando-se nos estados topológicos da Figura 100. Como o conversor é designado para injeção de corrente na rede, a indutância de conexão e a própria rede são considerados como uma fonte de corrente ( $I_o$ ).  $V_o$  representa a tensão de linha, cujo valor máximo reflete no barramento CC do conversor. Verificando os estados topológicos da Figura 100, especificamente o tempo  $D_2.T$ , apresenta-se a Figura 105 para facilitar a visualização da tensão refletida no barramento CC. Ainda, considerando-se o sistema trifásico simétrico e equilibrado a resolução deste sistema se baseia no equivalente monofásico.



Fonte: Próprio autor.

$$\begin{cases} L_B \cdot \dot{I}_{LB} = V_{in} \cdot D_1 + (V_{in} - V_o) \cdot D_2 + 0 \cdot (1 - D_1 - D_2) \\ C_{ac} \cdot \dot{V}_o = -I_o \cdot D_1 + (I_{LB} - I_o) \cdot D_2 - I_o \cdot (1 - D_1 - D_2) \end{cases} \quad (40)$$

Simplificando-se as equações acima e escrevendo-as em sua forma matricial chega-se a (41):

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{LB} \\ \dot{V}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -D_2/L_B \\ D_2/C_{ac} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{LB} \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (D_1 + D_2)/L_B & 0 \\ 0 & -1/C_{ac} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{in} \\ I_o \end{bmatrix} \quad (41)$$

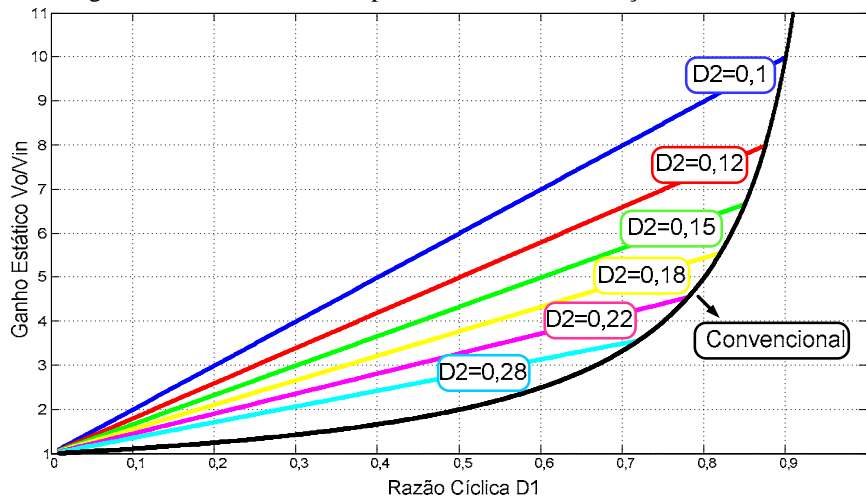
A partir de (41) e sabendo-se que a corrente média no capacitor e a tensão média no indutor Boost são nulas em um período de chaveamento, obtém-se a corrente média no indutor em função da potência de saída ( $P_o$ ) e da tensão de linha ( $V_{Linha}$ ) além do ganho estático:

$$I_{LB} = I_o / D_2 = \frac{P_o / \sqrt{3} \cdot V_{Linha}}{D_2} \tag{42}$$

$$G = V_o / V_{in} = \frac{D_1 + D_2}{D_2} \tag{43}$$

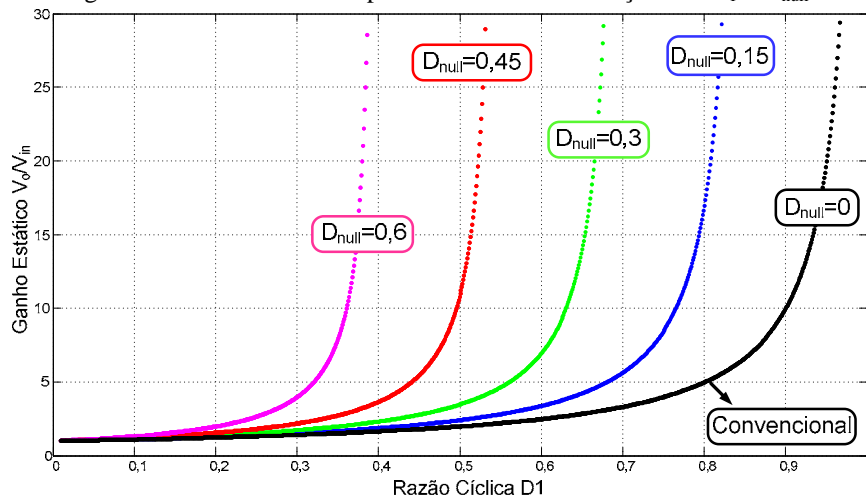
Verifica-se, a partir de (43), que este conversor apresenta uma funcionalidade interessante para obtenção do ganho estático uma vez que 2 razões cíclicas de controle ( $D_1$  e  $D_2$ ) são responsáveis por gerar este ganho. Na Figura 106 mostra-se o gráfico do ganho estático deste conversor, variando-se  $D_1$  e  $D_2$ , juntamente com o ganho do conversor integrado Boost convencional. Na Figura 107 apresenta-se o ganho estático em função do intervalo de roda-livre ( $D_{null}$ ) da corrente no indutor em função da razão cíclica  $D_1$ .

Figura 106 - Ganho estático para diferentes combinações de  $D_1$  e  $D_2$ .



Fonte: Próprio autor.

Figura 107 - Ganho estático para diferentes combinações de  $D_1$  e  $D_{null}$ .



Fonte: Próprio autor.

Através de (43) verifica-se que quando  $D_2$  tende a zero o ganho tende ao infinito e conseqüentemente por (42) a corrente no indutor também tende ao infinito. Assim, verifica-se

que neste conversor o ganho de tensão está relacionado diretamente ao ganho de corrente que ocorre no indutor Boost. Contudo, as perdas na resistência do indutor levam a uma redução efetiva na corrente neste indutor e, conseqüentemente, no ganho de tensão prático. Incluindo a resistência série do indutor no modelo em espaço de estados médio, tem-se:

$$\begin{cases} L_B \cdot \dot{I}_{LB} = (V_{in} - R_{LB} \cdot I_{LB}) \cdot D_1 + (V_{in} - R_{LB} \cdot I_{LB} - V_o) \cdot D_2 + 0 \cdot (1 - D_1 - D_2) \\ C_{ac} \cdot \dot{V}_o = -I_o \cdot D_1 + (I_{LB} - I_o) \cdot D_2 - I_o \cdot (1 - D_1 - D_2) \end{cases} \quad (44)$$

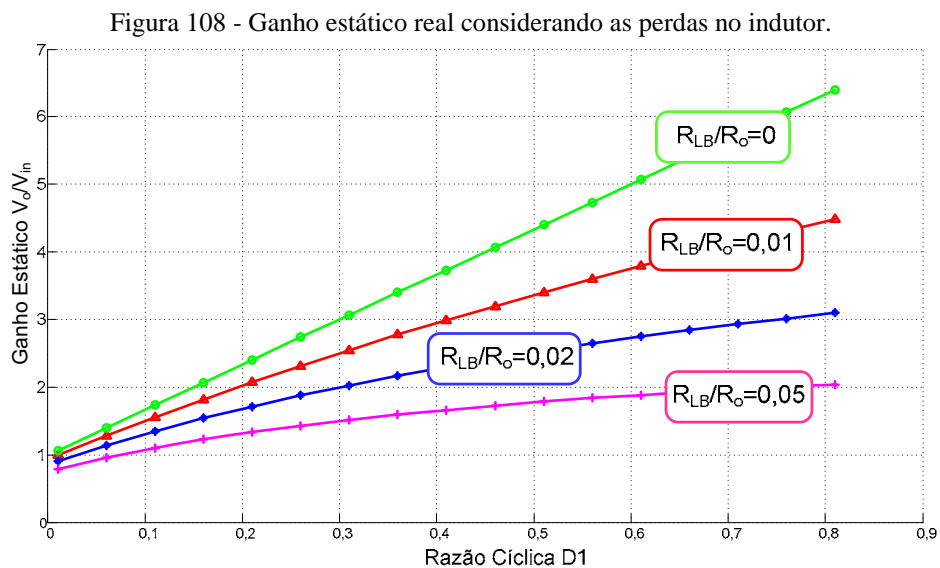
$$\begin{cases} L_B \cdot \dot{I}_{LB} = (V_{in}) \cdot (D_1 + D_2) - V_o \cdot D_2 - R_{LB} \cdot I_{LB} \\ C_{ac} \cdot \dot{V}_o = -I_o + I_{LB} \cdot D_2 \end{cases} \quad (45)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{LB} \\ \dot{V}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{LB}/L_B & -D_2/L_B \\ D_2/C_{ac} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{LB} \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (D_1 + D_2)/L_B & 0 \\ 0 & -1/C_{ac} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{in} \\ I_o \end{bmatrix} \quad (46)$$

Isolando  $I_{LB}$  em 45(b), substituindo em 45(a) e considerando uma carga resistiva equivalente para a corrente de saída  $I_o$  ( $R_o$ ), tem-se para o novo ganho estático:

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_1 + D_2}{D_2 + R_{LB}/R_o \cdot \left(\frac{1}{D_2}\right)} \quad (47)$$

Verifica-se que o ganho real depende da relação entre a resistência do indutor e a resistência equivalente de carga. Na Figura 108 apresenta-se este ganho estático para algumas condições de resistência do indutor para a mesma carga e considerando  $D_2=0,15$ .



Fonte: Próprio autor.

### 5.2.2 – Cálculo do Indutor Boost e do Capacitor AC

Estes elementos magnéticos podem ser calculados a partir das etapas de operação do inversor atribuindo a porcentagem de ondulação de corrente e de tensão desejadas. Para o cálculo do indutor considera-se o intervalo de armazenamento  $D_1$ ; para o cálculo do capacitor considera-se o intervalo em que este elemento alimenta sozinho a carga. Assim chegam-se às expressões:

$$V_{LB} = L_B \cdot \frac{\Delta I_{LB}}{\Delta t} = L_B \cdot \frac{\% I_{LB}}{D_1 \cdot T} \quad (48)$$

$$L_B = \frac{D_1 \cdot V_{in}}{f_s \cdot \Delta I_{LB}} \quad (49)$$

$$I_o = C_{ac} \cdot \frac{\Delta V_{ac}}{\Delta t} = C_{ac} \cdot \frac{\% V_{Linhapk}}{D_1 \cdot T} \quad (50)$$

$$C_{ac} = \frac{I_o \cdot (1 - D_2)}{f_s \cdot (\Delta V_{ac})} \quad (51)$$

### 5.2.3 – Cálculo do Indutor de Acoplamento

O Indutor de rede normalmente é calculado para atenuar o *ripple* de chaveamento do conversor. Isto é comum para os inversores fonte de tensão; no entanto, para o inversor CSI não existe *ripple* de chaveamento a ser eliminado uma vez que o primeiro filtro é o capacitor de rede e este elimina quase que totalmente esta ondulação. Desta forma, é necessário o projeto deste indutor com relação à estabilidade da injeção de corrente na rede, sendo dependente da frequência de amostragem da malha de injeção de potência, ou seja, da frequência de *Nyquist*. Considerando-se o capacitor de saída como uma fonte de tensão, a indutância de rede mínima é calculada para atenuar -20dB uma década abaixo da frequência de *Nyquist* ( $f_{Nyq}$ ), que vale metade da frequência de amostragem ( $f_a$ ), de acordo com (53).

$$G_i(s) = \frac{1}{s \cdot L_{ac}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{f_{Nyq}}{10} \cdot L_{ac}} = 0,1 \quad (52)$$

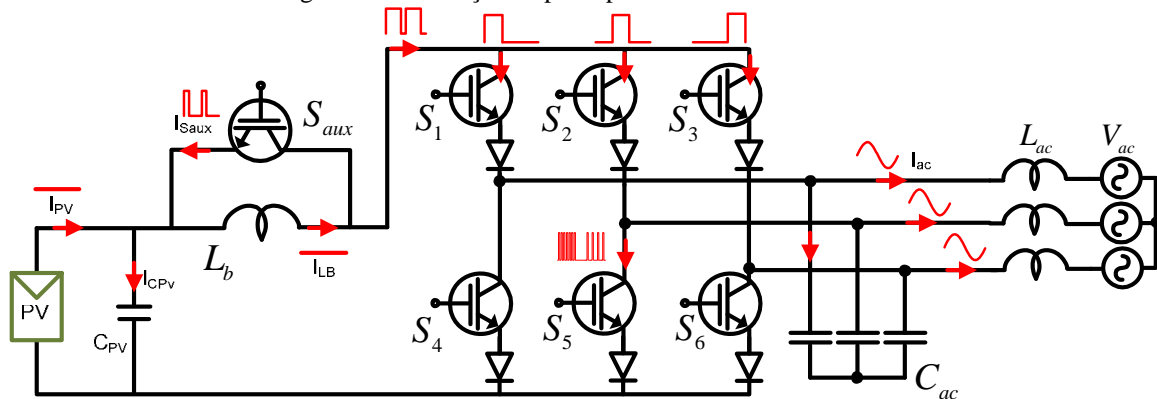
$$L_{ac} \geq \frac{100}{f_a \cdot \pi} \quad (53)$$

## 5.2.4 – Estimativa da Eficiência do Inversor

### 5.2.4.1 – Inversor Boost Tri-State

Para realizar o cálculo da eficiência do inversor foram considerados diferentes semicondutores, incluindo IGBTs, MOSFETS e diodos do tipo SCHOTTKY. Também foram consideradas as perdas resistivas nos elementos magnéticos, sendo eles: indutor boost, indutores de acoplamento de rede, capacitores AC de rede e capacitor de desacoplamento do PV. Desta forma, o cálculo das correntes médias e eficazes nos diferentes elementos se faz necessária, e, segue o diagrama da Figura 109.

Figura 109 - Esboço das principais correntes no Inversor.



Fonte: Próprio autor.

Para o cálculo dos valores eficazes e médios das correntes nos semicondutores é necessário o cálculo das grandezas em um período de chaveamento e posteriormente seu cálculo no período de rede, isto para as chaves  $S_1$  à  $S_6$ .  $S_{aux}$  opera somente no período de chaveamento. Assim para a chave  $S_1$  tem-se:

$$IS_1_{avg} - T = \frac{1}{T} \int_0^{(D_1+D_2)T} I_{LB} \cdot dt = I_{LB} \cdot (D_1 + D_2) \quad (54)$$

$$IS_1_{avg} - f_{rede} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} I_{LB} \cdot (D_1 + D_2) \cdot d(\omega t) = \frac{I_{LB} \cdot (D_1 + D_2)}{3} \quad (55)$$

$$IS_1_{rms} - T = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{(D_1+D_2)T} I_{LB}^2 \cdot dt} = I_{LB} \cdot \sqrt{(D_1 + D_2)} \quad (56)$$

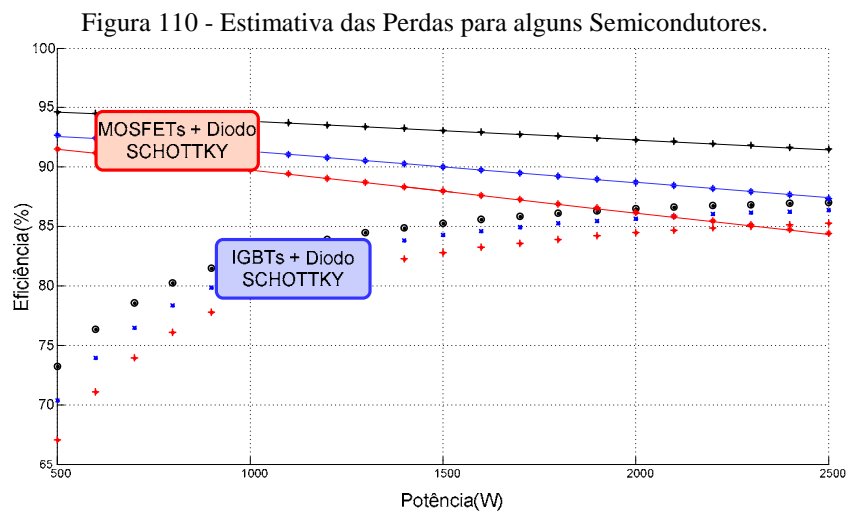
$$IS_{1rms} - f_{rede} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} \left( \sqrt{I_{LB} \cdot (D_1 + D_2)} \right)^2 \cdot d(\omega t)} = \frac{I_{LB} \cdot \sqrt{(D_1 + D_2)}}{\sqrt{3}} \quad (57)$$

As grandezas calculadas para  $S_1$  valem para todas as chaves da ponte CSI, apesar do formato das correntes que fluem pelas chaves  $S_4$  à  $S_6$  diferirem, seus valores eficazes e médios são equivalentes. Isto é garantido pela modulação que faz uma divisão igualitária de esforços. Para  $S_{aux}$  tem-se:

$$IS_{aux} avg = \frac{1}{T} \int_0^{(1-D_1-D_2)T} I_{LB} \cdot dt = I_{LB} \cdot (1 - D_1 - D_2) \quad (58)$$

$$IS_{aux} rms = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{(1-D_1-D_2)T} (I_{LB})^2 \cdot dt} = I_{LB} \cdot \sqrt{(1 - D_1 - D_2)} \quad (59)$$

O gráfico da curva de eficiência, supondo uma potência máxima de 2,5kW com tensão de entrada em 100V, para diferentes semicondutores, é apresentado na Figura 110. Foram utilizados três conjuntos de MOSFETS e 3 conjuntos de IGBTs com o mesmo diodo SCHOTTKY.



Fonte: Próprio autor.

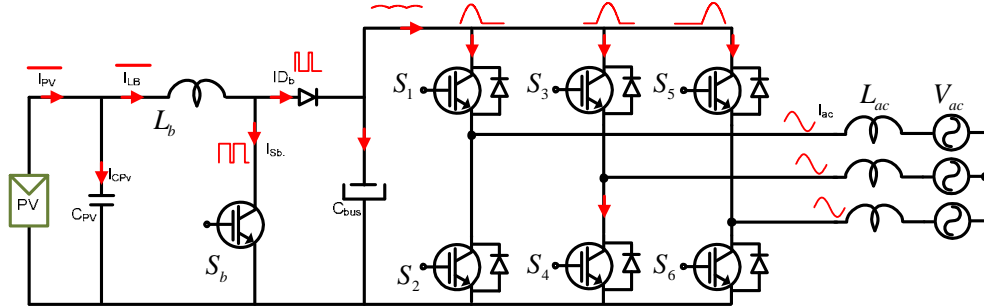
#### 5.2.4.1 – Inversor Trifásico VSI associado ao Conversor Boost

O mesmo desenvolvimento foi realizado para o inversor VSI trifásico precedido pelo conversor CC-CC Boost uma vez que este conversor está entre as soluções mais utilizadas na prática; e uma comparação teórica entre as eficiências destas topologias se torna muito interessante. Neste sentido, conforme Figura 111, são esboçadas as principais formas de onda de corrente nos principais elementos para o cálculo dos valores médios e eficazes. Os valores



eficazes e médios para o período de rede estão apresentados pelas equações (60) à (65). Nota-se que o filtro escolhido para a topologia VSI é o filtro de rede  $L_{ac}$ .

Figura 111 - Esboço das principais correntes no Inversor VSI Trifásico.



Fonte: Próprio autor.

$$I_{S_b,avg} = I_{LB} \cdot D \tag{60}$$

$$I_{D_b,avg} = I_{LB} \cdot (1 - D) \tag{61}$$

$$I_{S_1,avg} = \frac{I_{ac,pico}}{\pi} \tag{62}$$

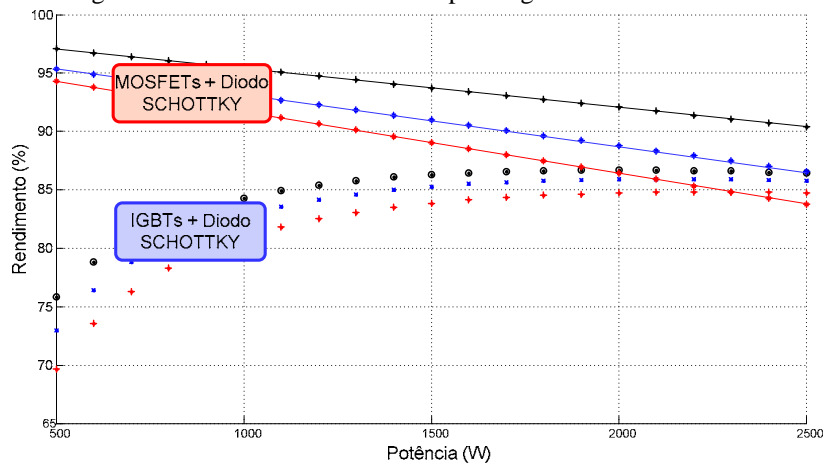
$$I_{S_b,rms} = I_{LB} \cdot \sqrt{D} \tag{63}$$

$$I_{D_b,avg} = I_{LB} \cdot \sqrt{1 - D} \tag{64}$$

$$I_{S_1,rms} = \frac{I_{ac,pico}}{2} \tag{65}$$

O gráfico da curva estimada de eficiência deste conversor incluindo-se também as perdas nos elementos magnéticos, para diferentes semicondutores é apresentado na Figura 112.

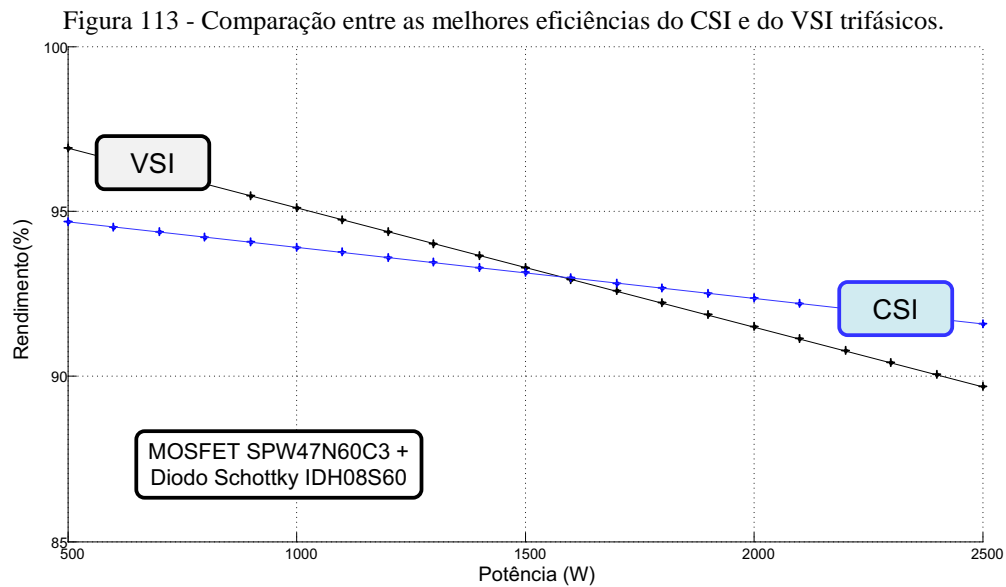
Figura 112 - Estimativa das Perdas para alguns Semicondutores.



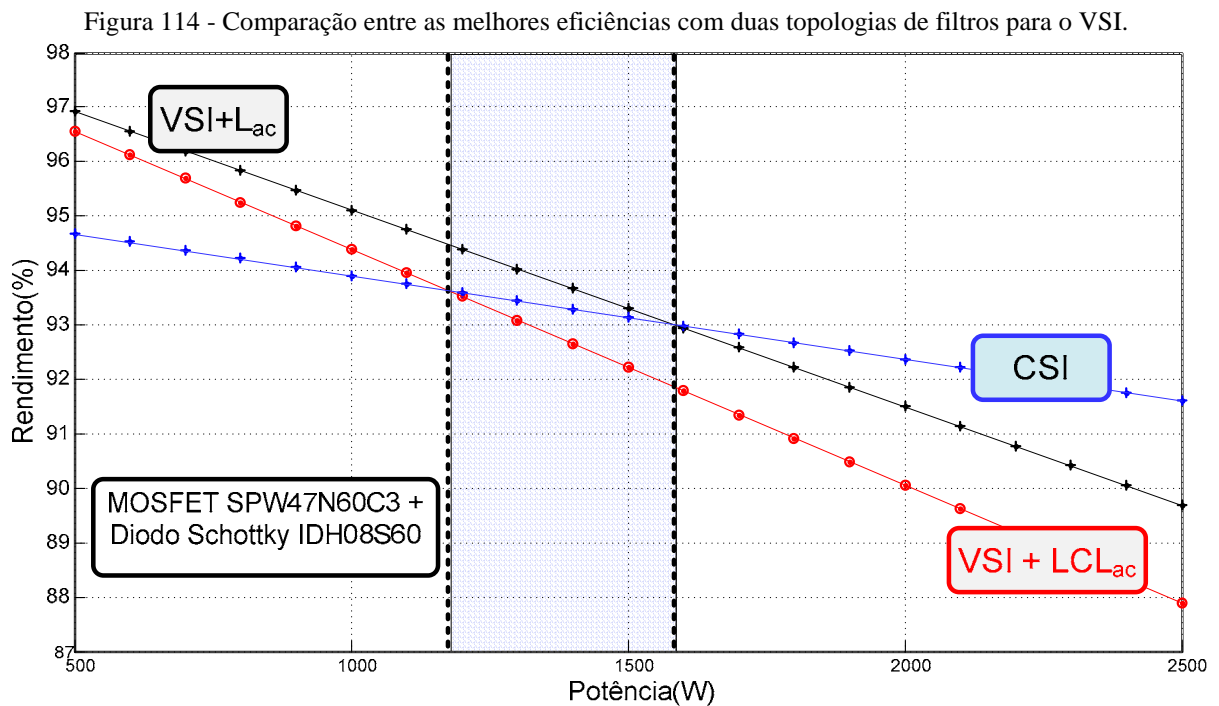
Fonte: Próprio autor.

O gráfico de comparação entre a eficiência estimada das duas topologias, para a melhor configuração de semicondutores, é apresentado na Figura 113. Verifica-se que existe

um nível de potência a partir do qual o uso do Inversor Boost Tri-State se torna mais competitivo do que o usual VSI trifásico, situando-se na faixa a partir de 1,6kW. Plota-se também, para efeitos comparativos, as curvas de eficiência do conversor VSI contemplando duas topologias de filtros de saída, o  $L_{ac}$  e o  $LCL_{ac}$ , juntamente com a eficiência do CSI trifásico. Com esta nova análise se verifica que a topologia CSI se torna mais atrativa em termos de eficiência a partir de 1,25kW com relação a topologia VSI com filtro  $LCL_{ac}$  (filtro mais utilizado).



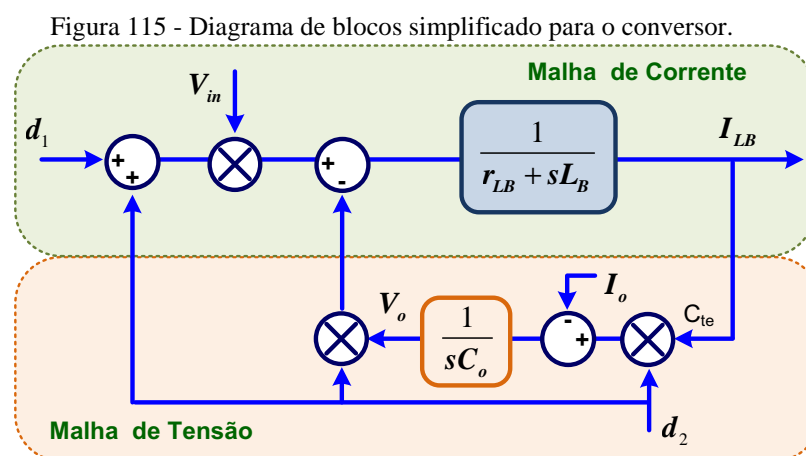
Fonte: Próprio autor.



Fonte: Próprio autor.

### 5.3 – Controle do Inversor Tri-State

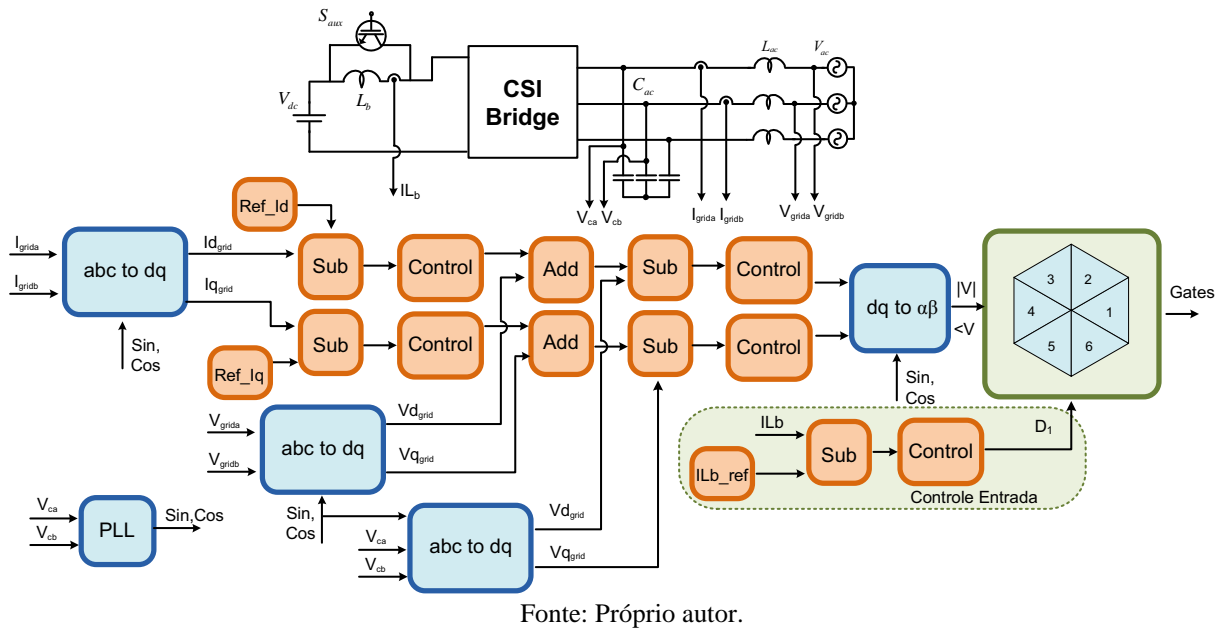
Como potencial do trabalho verifica-se que a modulação Tri-State quando aplicada ao inversor trifásico permite que entrada e saída sejam controladas de forma independente. A corrente no indutor Boost será controlada prioritariamente pela razão cíclica  $D_1$ , enquanto que a saída será controlada pela razão cíclica  $D_2$ .  $D_2.T$  refere-se ao tempo de transferência de energia dos vetores espaciais adjacentes ( $T_a$  e  $T_b$ ). O diagrama da Figura 115, obtido com as equações de estado (46), ilustra este conceito para o sistema simplificado, que considera a tensão  $V_o$  como a tensão refletida no barramento CC da estrutura. Observa-se que mantendo a corrente do indutor constante, a única variável que altera a tensão de saída é a razão cíclica  $D_2$ , e, desta forma, utilizando  $D_2$  apenas para controlar a saída do conversor,  $D_1$  fica responsável pelo controle da corrente de entrada, tendo  $D_2$  uma pequena influência nesta variável.



Fonte: Próprio autor.

Como a saída é trifásica e não monofásica como no diagrama simplificado, utilizado apenas para exemplificar que o controle da saída pode ser feito de forma independente e utilizando somente a razão cíclica  $D_2$ , o controle da saída do inversor trifásico Boost Tri-State será baseado na transformada dq0 [BOLOGNANI; ZIGLIOTTO, 2002; LISERRE et al., 2003; COLLI et al., 2006]. Isto torna o controle muito atrativo uma vez que conjuntos de variáveis trifásicas podem ser transformadas em quantidades contínuas (CC). O diagrama de blocos do sistema de controle, para o modo conectado à rede, é apresentado na Figura 116. Todos os conjuntos de variáveis trifásicas foram reduzidos para conjuntos de duas variáveis mensuradas.

Figura 116 - Diagrama de blocos para o controle no modo conectado.



Conforme diagrama de blocos, o controle da corrente de entrada é realizado de forma independente da corrente injetada na rede e este controle é responsável pelo tempo de curto  $D_1$ . O controle da corrente injetada é baseado nas transformadas de Clarke e Park. Este controle é dividido em três etapas, sendo elas denominadas de controle da corrente no indutor de rede, controle *feedforward* e controle da tensão sobre os capacitores CA. A saída do controlador da corrente no indutor de rede produz a tensão de referência para os controladores da tensão dos capacitores CA, que possuem o controle *feedforward* para garantir a eficácia do esquema proposto. Como as tensões da rede têm que ser mensuradas para garantir a frequência e a fase corretas para o controle, é interessante utilizar estas aquisições para realizar o controle *feedforward*. Este controle mantém a corrente nula quando a corrente de referência é zero, reproduzindo a tensão da rede nos capacitores CA de saída. Para operar no modo isolado o sistema de controle é reduzido e os blocos referentes a injeção de corrente na rede e PLL são removidos.

### 5.3.1 – Controle da Corrente de Entrada

A função de transferência que rege o controle da entrada, apenas em função de  $D_1$  e considerando  $V_o$  constante, é obtida através do diagrama da Figura 115, sendo representada pela equação (66).

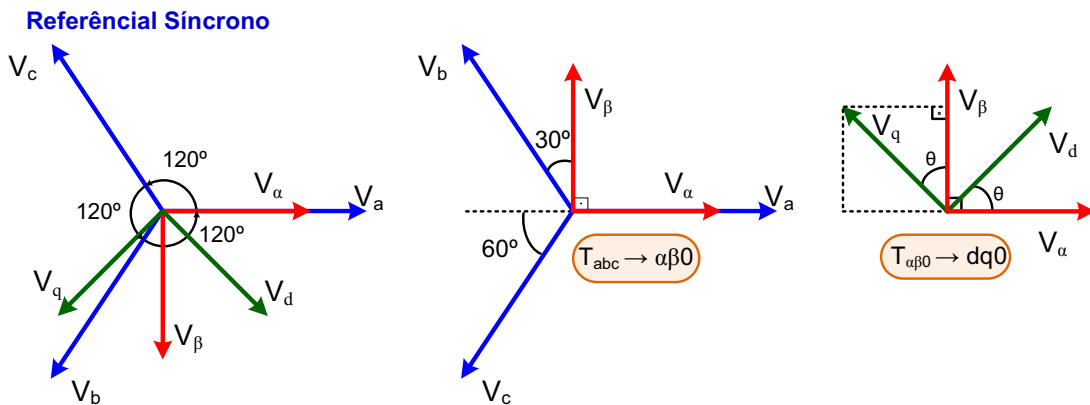
$$Gid_1 = \frac{IL_B}{d_1} = \frac{V_{in}}{sL_B + r_{LB}} \quad (66)$$

A partir desta função de transferência e considerando uma fonte de tensão constante na entrada, o controlador de corrente poderia ser projetado para estabilizar a corrente no indutor Boost. Entretanto, como a alimentação provém de um conjunto de painéis fotovoltaicos, um controlador clássico não será utilizado, e sim, um algoritmo de MPPT que atuará diretamente no controle da razão cíclica principal  $D_1$ .

### 5.3.2 – Transformadas $\alpha\beta$ e $dq0$

Em diversas aplicações o controle de conversores trifásicos é realizado em bases  $dq0$ . Duas transformadas são utilizadas, a primeira, a de Clarke, transforma o sistema  $abc$  em  $\alpha\beta$  estacionário; a segunda, a de Park, transforma o sistema  $\alpha\beta$  em  $dq0$  girante a uma velocidade  $\omega_s$ . Esta velocidade, se escolhida apropriadamente, transforma as variáveis em grandezas contínuas no tempo. A Figura 117 ilustra estas transformações e as transformadas são apresentadas em (67) e (68), considerando-se a amplitude unitária.

Figura 117 - Esboço das transformadas no referencial síncrono.



Fonte: Próprio autor.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (67)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \text{sen}\theta & 0 \\ -\text{sen}\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (68)$$

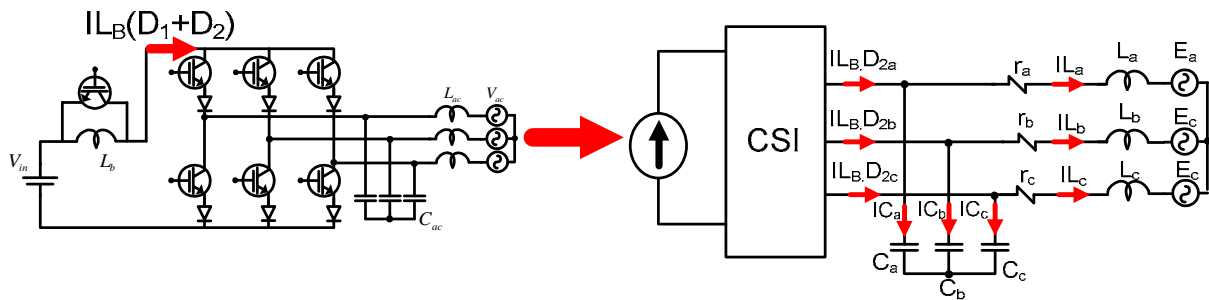
Estas transformadas podem ser associadas a fim de se obter uma matriz direta de transformada do sistema  $abc$  para  $dq0$ , denominada de  $T$  e representada por (69).

$$T = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\text{sen}\theta & -\text{sen}(\theta - 120^\circ) & \text{sen}(\theta + 120^\circ) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (69)$$

### 5.3.1 – Controle da Corrente de Saída

O controle da saída deste conversor, tanto para controlar tensões quanto para controlar correntes trifásicas, depende unicamente da razão cíclica  $D_2$ , representante dos vetores espaciais adjacentes. O modelo para a obtenção das funções de transferência para o controle da saída fica melhor compreendido pelo diagrama da Figura 118.

Figura 118 - Circuitos Equivalentes.



Fonte: Próprio autor.

A somatória das tensões na saída do conversor é nula, sendo assim, a tensão sobre os capacitores de rede ditam a seguinte igualdade matricial:

$$\begin{bmatrix} VC_a \\ VC_b \\ VC_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 \\ 0 & r_b & 0 \\ 0 & 0 & r_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} IL_a \\ IL_b \\ IL_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 \\ 0 & L_b & 0 \\ 0 & 0 & L_c \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} IL_a \\ IL_b \\ IL_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix} \quad (70)$$

Considerando os elementos resistivos e magnéticos iguais para cada fase, resume-se à:

$$\begin{bmatrix} VC_a \\ VC_b \\ VC_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} IL_a \\ IL_b \\ IL_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} IL_a \\ IL_b \\ IL_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix} \quad (71)$$

Aplicando a transformada T ao conjunto de matrizes (71):

$$T \cdot \begin{bmatrix} VC_a \\ VC_b \\ VC_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & r \end{bmatrix} T \cdot \begin{bmatrix} IL_a \\ IL_b \\ IL_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} T \cdot \frac{d}{dt} \left( T^{-1} \begin{bmatrix} IL_a \\ IL_b \\ IL_c \end{bmatrix} \right) + T \cdot \begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix} \quad (72)$$

$$T \cdot \begin{bmatrix} VC_a \\ VC_b \\ VC_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & r \end{bmatrix} T \cdot \begin{bmatrix} IL_a \\ IL_b \\ IL_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} T \cdot \frac{d}{dt} \left( T^{-1} \begin{bmatrix} IL_d \\ IL_q \\ IL_0 \end{bmatrix} \right) + T \cdot \begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix} \quad (73)$$

$$\begin{bmatrix} VC_d \\ VC_q \\ VC_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} IL_d \\ IL_q \\ IL_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \left( T \cdot \frac{dT^{-1}}{dt} \begin{bmatrix} IL_d \\ IL_q \\ IL_0 \end{bmatrix} + T \cdot T^{-1} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} IL_d \\ IL_q \\ IL_0 \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} E_d \\ E_q \\ E_0 \end{bmatrix} \quad (74)$$

$$\begin{bmatrix} VC_d \\ VC_q \\ VC_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} IL_d \\ IL_q \\ IL_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} IL_d \\ IL_q \\ IL_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} IL_d \\ IL_q \\ IL_0 \end{bmatrix} \right\} + \begin{bmatrix} E_d \\ E_q \\ E_0 \end{bmatrix} \quad (75)$$

Considerando o sistema simétrico equilibrado:

$$\begin{bmatrix} VC_d \\ VC_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r & 0 \\ 0 & r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} IL_d \\ IL_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} IL_d \\ IL_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} IL_d \\ IL_q \end{bmatrix} \right\} + \begin{bmatrix} E_d \\ E_q \end{bmatrix} \quad (76)$$

A somatória das correntes nos nós abc é nula, e desta forma tem-se que as correntes de rede ditam a imediata igualdade matricial:

$$\begin{bmatrix} IL_a \\ IL_b \\ IL_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} IL_b \cdot d_{2a} \\ IL_b \cdot d_{2b} \\ IL_c \cdot d_{2c} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} C_a & 0 & 0 \\ 0 & C_b & 0 \\ 0 & 0 & C_c \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} VC_a \\ VC_b \\ VC_c \end{bmatrix} \quad (77)$$

Considerando os elementos magnéticos iguais para cada fase, (77) resume-se à:

$$\begin{bmatrix} IL_a \\ IL_b \\ IL_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} IL_b \cdot d_{2a} \\ IL_b \cdot d_{2b} \\ IL_c \cdot d_{2c} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} C & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} VC_a \\ VC_b \\ VC_c \end{bmatrix} \quad (78)$$

Aplicando a transformada T ao conjunto de matrizes (78):

$$T \cdot \begin{bmatrix} IL_a \\ IL_b \\ IL_c \end{bmatrix} = T \cdot \begin{bmatrix} IL_b \cdot d_{2a} \\ IL_b \cdot d_{2b} \\ IL_c \cdot d_{2c} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} C & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix} T \cdot \frac{d}{dt} \left( T^{-1} \begin{bmatrix} VC_d \\ VC_q \\ VC_0 \end{bmatrix} \right) \quad (79)$$

$$\begin{bmatrix} IL_d \\ IL_q \\ IL_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} IL_b \cdot d_{2d} \\ IL_b \cdot d_{2q} \\ IL_c \cdot d_{20} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} C & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix} \left( T \cdot \frac{dT^{-1}}{dt} \begin{bmatrix} VC_d \\ VC_q \\ VC_0 \end{bmatrix} + T \cdot T^{-1} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} VC_d \\ VC_q \\ VC_0 \end{bmatrix} \right) \quad (80)$$

$$\begin{bmatrix} IL_d \\ IL_q \\ IL_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} IL_b \cdot d_{2d} \\ IL_b \cdot d_{2q} \\ IL_c \cdot d_{20} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} C & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix} \left( \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} VC_d \\ VC_q \\ VC_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} VC_d \\ VC_q \\ VC_0 \end{bmatrix} \right) \quad (81)$$

Considerando o sistema simétrico equilibrado:

$$\begin{bmatrix} IL_d \\ IL_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} IL_b \cdot d_{2d} \\ IL_b \cdot d_{2q} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \left( \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} VC_d \\ VC_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} VC_d \\ VC_q \end{bmatrix} \right) \quad (82)$$

As igualdades matriciais (76) e (82) representam a saída do conversor em bases dq0. Reescrevendo o conjunto de equações (76), tem-se:

$$\begin{cases} r \cdot IL_d + L \frac{dIL_d}{dt} = VC_d + \omega \cdot L \cdot IL_q - E_d \\ r \cdot IL_q + L \frac{dIL_q}{dt} = VC_q - \omega \cdot L \cdot IL_d - E_q \end{cases} \quad (83)$$

As tensões da rede são consideradas equilibradas e ainda, o controle do inversor é projetado para a injeção de potência ativa na rede, desta forma (83) se reduz a (84).

$$\begin{cases} r \cdot IL_d + L \frac{dIL_d}{dt} = VC_d - E_d \\ r \cdot IL_q = VC_q - \omega \cdot L \cdot IL_d \end{cases} \quad (84)$$

Aplicando-se a transformada de laplace a (84):

$$\begin{cases} IL_d (r + s \cdot L) = VC_d - E_d \\ IL_q (r + s \cdot L) = VC_q + \omega \cdot L \cdot IL_d \end{cases} \quad (85)$$

Verifica-se que existe um acoplamento direto entre as equações dos eixos d e q, e por este motivo, é necessário realizar o desacoplamento para que os sistemas se tornem independentes. Para isto, em 85(a) é realizada a realimentação direta de  $E_d$  e para 85(b) é necessário realizar a realimentação direta de  $-\omega L I_{Ld}$ . Assim, as equações que regem as variações da corrente na rede pelas variações na tensão do capacitor são dadas a seguir, para os eixos d e q.

$$Giv_d = \frac{IL_d}{VC_d} = \frac{1}{sL + r} \quad (86)$$

$$Giv_q = \frac{IL_q}{VC_q} = \frac{1}{sL + r} \quad (87)$$

Reescrevendo o conjunto de equações (82), tem-se:

$$\begin{cases} C \cdot \frac{dVC_d}{dt} = \omega \cdot C \cdot VC_q + IL_b \cdot d_{2d} - IL_d \\ C \cdot \frac{dVC_q}{dt} = -\omega \cdot C \cdot VC_d + IL_b \cdot d_{2q} - IL_q \end{cases} \quad (88)$$

Aplicando-se a transformada de laplace a (88):

$$\begin{cases} s \cdot C \cdot VC_d = \omega \cdot C \cdot VC_q + IL_b \cdot d_{2d} - IL_d \\ s \cdot C \cdot VC_q = -\omega \cdot C \cdot VC_d + IL_b \cdot d_{2q} - IL_q \end{cases} \quad (89)$$



Verifica-se que existe um acoplamento direto entre as equações dos eixos d e q também neste conjunto de equações. O acoplamento capacitivo é desprezível uma vez que os capacitores de rede são da ordem de  $\mu\text{F}$ , e, a corrente de eixo em quadratura é nula devido a ação de controle. Assim, é realizada a realimentação direta de  $IL_d$  somente em 89(a). As equações que regem as variações da tensão no capacitor de rede em função da razão cíclica  $D_2$  são dadas por (90) e (91).

$$Gv_d d_{2d} = \frac{VC_d}{d_{2d}} = \frac{IL_b}{s.C} \quad (90)$$

$$Gv_q d_{2q} = \frac{VC_q}{d_{2q}} = \frac{IL_b}{s.C} \quad (91)$$

Os conjuntos de funções de transferência (86), (87), (90) e (91) ditam o comportamento do controle da saída do conversor num sistema a duas malhas. No entanto, requer uma maior quantidade de sensores além dos sensores de corrente de rede e de tensão de rede, que são os sensores de tensão nos capacitores AC. O interessante desta abordagem é reproduzir a tensão da rede sobre os capacitores AC diminuindo a necessidade de malhas de atuação mais rápidas. Caso seja necessária a eliminação dos sensores de tensão dos capacitores AC, a saída do conversor pode ser controlada de forma um pouco mais complexa com apenas uma malha de controle. Assim, as funções de transferência que regem este controle são obtidas pela manipulação das equações (76) e (82) com o devido desacoplamento, levando às equações (92) e (93).

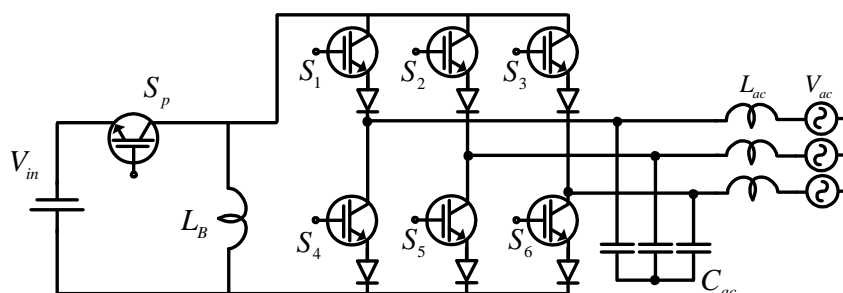
$$Gi_d d_{2d} = \frac{I_d}{d_{2d}} = \frac{IL_b}{s^2.L.C + r.s.C + 1} \quad (92)$$

$$Gi_q d_{2q} = \frac{I_q}{d_{2q}} = \frac{IL_b}{s^2.L.C + r.s.C + 1} \quad (93)$$

## Buck-Boost Tri-State

A topologia do inversor trifásico Buck-Boost Tri-State (BRITO; CANESIN, 2013) pode ser visualizada na Figura 119, para o caso conectado à rede. Nesta topologia não é necessário adicionar um diodo série à chave principal  $S_p$ , já que esta não necessita bloquear tensões reversas.

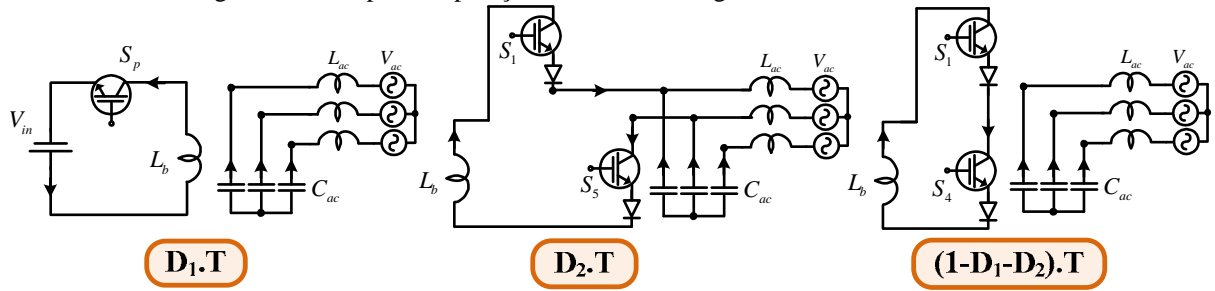
Figura 119 - Inversor Integrado Buck-Boost Tri-State operando conectado à rede.



Fonte: Próprio autor.

Os três estados de operação deste inversor podem ser visualizados através da Figura 120, considerando-se apenas a alimentação de uma fase. O estado de curto-circuito é responsável pela carga do indutor Buck-Boost; o estado ativo se encarrega de alimentar a carga e o filtro de saída enquanto que o estado de roda-livre é responsável pela manutenção da energia sobre o indutor. O intervalo de curto-circuito dura  $D_1.T$ ; o estado ativo ocorre durante  $D_2.T$  e o estado de roda-livre se estende durante  $(1-D_1-D_2).T$ .  $T$  representa o período de chaveamento e o modo de operação é baseado no modo de condução contínua (MCC). Igualmente ao inversor Boost, o intervalo de tempo  $D_2.T$  se divide em  $T_a$  e  $T_b$ , que são os intervalos de tempo de envio de energia para a saída. Estes representam os vetores adjacentes de cada setor da modulação espacial. A modulação aplicada a este inversor é a mesma do item 5.1. A diferença principal se concentra no modulador de distribuição de pulsos que permite o correto acionamento das chaves. Para este inversor, é interessante distribuir igualmente o tempo de mantém entre as chaves da ponte CSI a fim de equalizar as perdas e a distribuição de calor. A Tabela 9 apresenta o padrão de pulsos de chaveamento considerando a mesma palavra de 6 bits de entrada usada para exemplificar o chaveamento do inversor Boost.

Figura 120 - Etapas de operação do Inversor Integrado Buck-Boost Tri-State.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 9 - Codificação para seleção dos estados de chaveamento do inversor Buck-Boost.

Entradas						Saídas						
Sec <sub>2</sub>	Sec <sub>1</sub>	Sec <sub>0</sub>	D	T <sub>a</sub>	T <sub>b</sub>	S <sub>p</sub>	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	S <sub>5</sub>	S <sub>6</sub>
0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	1	0	0	1	0	0	0	1	0
0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1
0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0
0	1	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1
0	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1
0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1
0	1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0
0	1	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1
0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0
0	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0
1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	1	0	0
1	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0
1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0
1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0
1	0	1	0	0	1	0	0	0	1	0	1	0
1	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1
1	1	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1	0
1	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1	0
1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0

Fonte: Próprio autor.

## 5.4 – Análise Qualitativa do Inversor

### 5.4.1 – Ganho estático

As equações de estado média deste conversor são apresentadas em (94) baseando-se nos estados topológicos da Figura 120. Como o conversor é designado para injeção de corrente na rede, a indutância de conexão e a própria rede são considerados como uma fonte de corrente ( $I_o$ ). Nestas equações, assim como no inversor Boost Integrado Tri-State,  $V_o$  também representa a tensão refletida no barramento CC, e, a saída do sistema é solucionada pelo equivalente monofásico.

$$\begin{cases} L_B \cdot \dot{I}_{LB} = V_{in} \cdot D_1 - V_o \cdot D_2 + 0 \cdot (1 - D_1 - D_2) \\ C_{ac} \cdot \dot{V}_o = -I_o \cdot D_1 + (I_{LB} - I_o) \cdot D_2 - I_o \cdot (1 - D_1 - D_2) \end{cases} \quad (94)$$

Simplificando-se as equações acima e escrevendo-as em sua forma matricial chega-se a (95):

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{LB} \\ \dot{V}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -D_2/L_B \\ D_2/C_{ac} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{LB} \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_1/L_B & 0 \\ 0 & -1/C_{ac} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{in} \\ I_o \end{bmatrix} \quad (95)$$

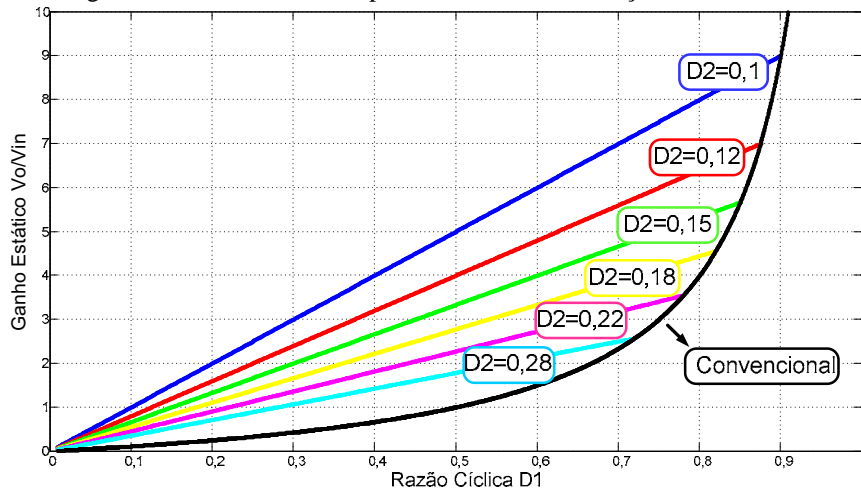
A partir de (95) e sabendo-se que a corrente média no capacitor e a tensão média no indutor são nulas em um período de chaveamento, obtém-se a corrente média no indutor em função da potência de saída ( $P_o$ ) e da tensão de linha ( $V_{Linha}$ ), além do ganho estático:

$$I_{LB} = I_o / D_2 = \frac{P_o / \sqrt{3} \cdot V_{Linha}}{D_2} \quad (96)$$

$$G = V_o / V_{in} = \frac{D_1}{D_2} \quad (97)$$

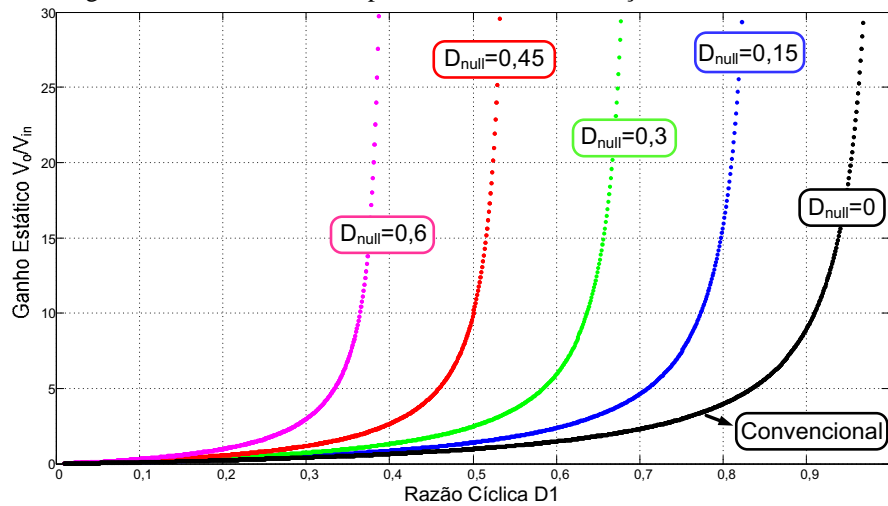
Verifica-se a partir de (97) que este conversor apresenta uma funcionalidade interessante para obtenção do ganho estático uma vez que 2 razões cíclicas de controle ( $D_1$  e  $D_2$ ) são responsáveis por gerar este ganho. Na Figura 121 mostra-se o gráfico do ganho estático deste conversor, variando-se  $D_1$  e  $D_2$ , juntamente com o ganho do conversor integrado Buck-Boost convencional. Na Figura 122 apresenta-se o ganho estático em função do tempo de roda-livre ( $D_{null}$ ) da corrente no indutor em função da razão cíclica  $D_1$ .

Figura 121 - Ganho estático para diferentes combinações de D1 e D2.



Fonte: Próprio autor.

Figura 122 - Ganho estático para diferentes combinações de D1 e Dnull.



Fonte: Próprio autor.

Através de (97) verifica-se que quando  $D_2$  tende a zero o ganho tende ao infinito e conseqüentemente por (96) a corrente no indutor também tende ao infinito. Assim, verifica-se que neste conversor o ganho de tensão está relacionado diretamente ao ganho de corrente que ocorre no indutor Buck-Boost. Contudo, as perdas na resistência do indutor levam a uma redução efetiva na corrente neste indutor e conseqüentemente no ganho de tensão prático. Incluindo a resistência série do indutor no modelo em espaço de estados médio, tem-se:

$$\begin{cases} L_B \cdot \dot{I}_{LB} = (V_{in} - R_{LB} \cdot I_{LB}) \cdot D_1 + (-V_o - R_{LB} \cdot I_{LB}) \cdot D_2 + 0 \cdot (1 - D_1 - D_2) \\ C_{ac} \cdot \dot{V}_o = -I_o \cdot D_1 + (I_{LB} - I_o) \cdot D_2 - I_o \cdot (1 - D_1 - D_2) \end{cases} \quad (98)$$

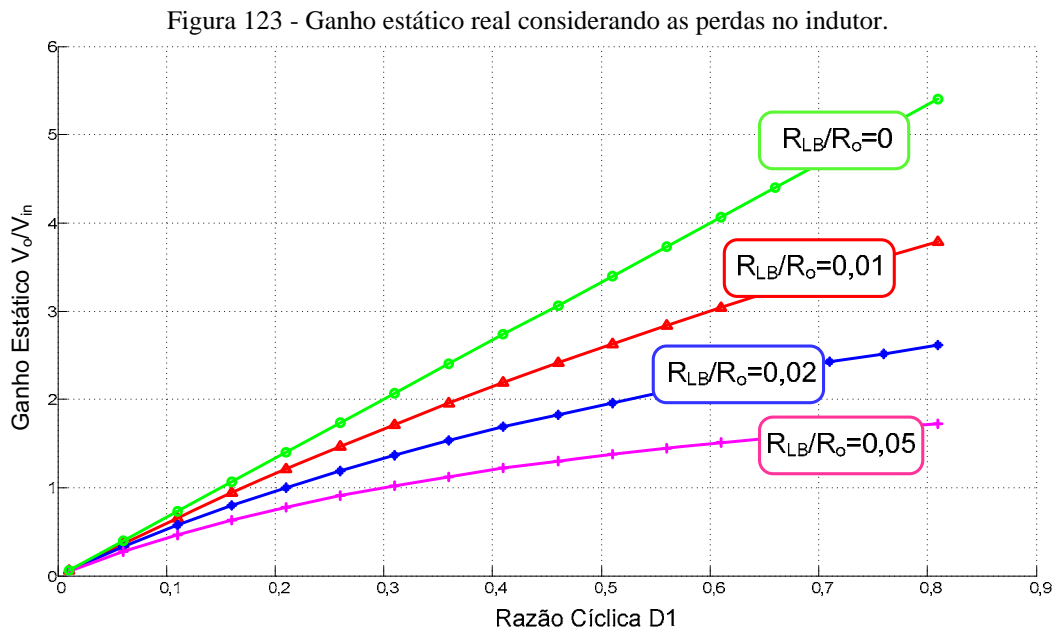
$$\begin{cases} L_B \cdot \dot{I}_{LB} = V_{in} \cdot D_1 - V_o \cdot D_2 - R_{LB} \cdot I_{LB} \\ C_{ac} \cdot \dot{V}_o = -I_o + I_{LB} \cdot D_2 \end{cases} \quad (99)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{LB} \\ \dot{V}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{LB}/L_B & -D_2/L_B \\ D_2/C_{ac} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{LB} \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (D_1 + D_2)/L_B & 0 \\ 0 & -1/C_{ac} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \\ I_o \end{bmatrix} \quad (100)$$

Isolando  $I_{LB}$  em 99(b), substituindo em 99(a) e considerando uma carga resistiva equivalente para a corrente de saída  $I_o$  ( $R_o$ ), tem-se para o novo ganho estático:

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_1}{D_2 + R_{LB}/R_o \cdot \left(\frac{1}{D_2}\right)} \quad (101)$$

Verifica-se que o ganho real depende da relação entre a resistência do indutor e a resistência aparente de carga. Na Figura 123 apresenta-se este ganho estático para algumas condições de resistência do indutor para a mesma carga aparente e considerando  $D_2=0,15$ .

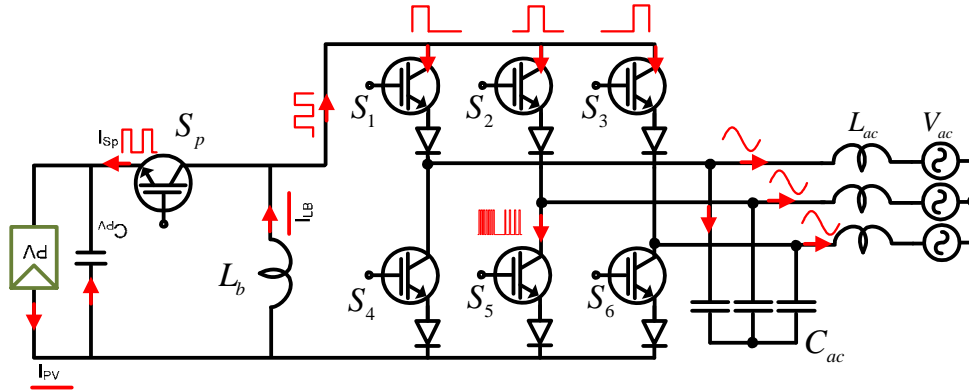


Fonte: Próprio autor.

#### 5.4.2 – Estimativa de Eficiência do Inversor

Para realizar o cálculo da eficiência do inversor foram considerados diferentes semicondutores, incluindo IGBTs, MOSFETS e diodos do tipo SCHOTTKY. Também foram consideradas as perdas resistivas nos elementos magnéticos, sendo eles: indutor Buck-Boost, indutores de acoplamento de rede, capacitores AC de rede e capacitor de desacoplamento do PV. Desta forma, o cálculo das correntes médias e eficazes nos diferentes elementos se faz necessária, e, segue o diagrama da Figura 124.

Figura 124 - Esboço das principais correntes no Inversor.



Fonte: Próprio autor.

Para o cálculo dos valores eficazes e médios das correntes nos semicondutores é necessário o cálculo das grandezas em um período de chaveamento e posteriormente seu cálculo no período de rede, isto para as chaves  $S_1$  à  $S_6$ .  $S_p$  opera somente no período de chaveamento. Assim para a chave  $S_1$  tem-se:

$$IS_1 avg - T = \frac{1}{T} \int_0^{(1-D_1)T} I_{LB} \cdot dt = I_{LB} \cdot (1 - D_1) \quad (102)$$

$$IS_1 avg - f_{rede} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} I_{LB} \cdot (1 - D_1) \cdot d(\omega t) = \frac{I_{LB} \cdot (1 - D_1)}{3} \quad (103)$$

$$IS_1 rms - T = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{(1-D_1)T} I_{LB}^2 \cdot dt} = I_{LB} \cdot \sqrt{(1 - D_1)} \quad (104)$$

$$IS_1 rms - f_{rede} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} (\sqrt{I_{LB} \cdot (1 - D_1)})^2 \cdot d(\omega t)} = \frac{I_{LB} \cdot \sqrt{(1 - D_1)}}{\sqrt{3}} \quad (105)$$

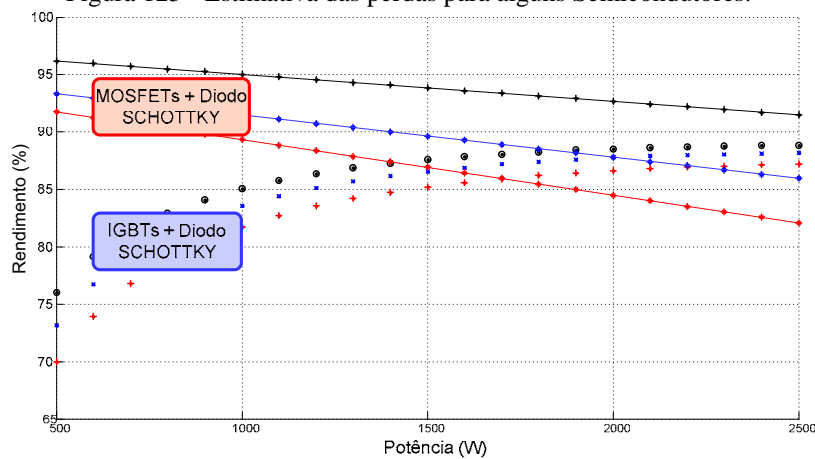
As grandezas calculadas para  $S_1$  valem para todas as chaves da ponte CSI, apesar do formato das correntes que fluem pelas chaves  $S_4$  à  $S_6$  diferirem, seus valores eficazes e médios não. Isto é garantido pela modulação que faz uma divisão igualitária de esforços. Para  $S_p$  tem-se:

$$IS_p avg = \frac{1}{T} \int_0^{(D_1)T} I_{LB} \cdot dt = I_{LB} \cdot D_1 \quad (106)$$

$$IS_p rms = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{D_1 T} (I_{LB})^2 \cdot dt} = I_{LB} \cdot \sqrt{D_1} \quad (107)$$

O gráfico da curva de eficiência, supondo uma potência máxima de 2,5kW com tensão de entrada em 100V, para diferentes semicondutores, é apresentado na Figura 125.

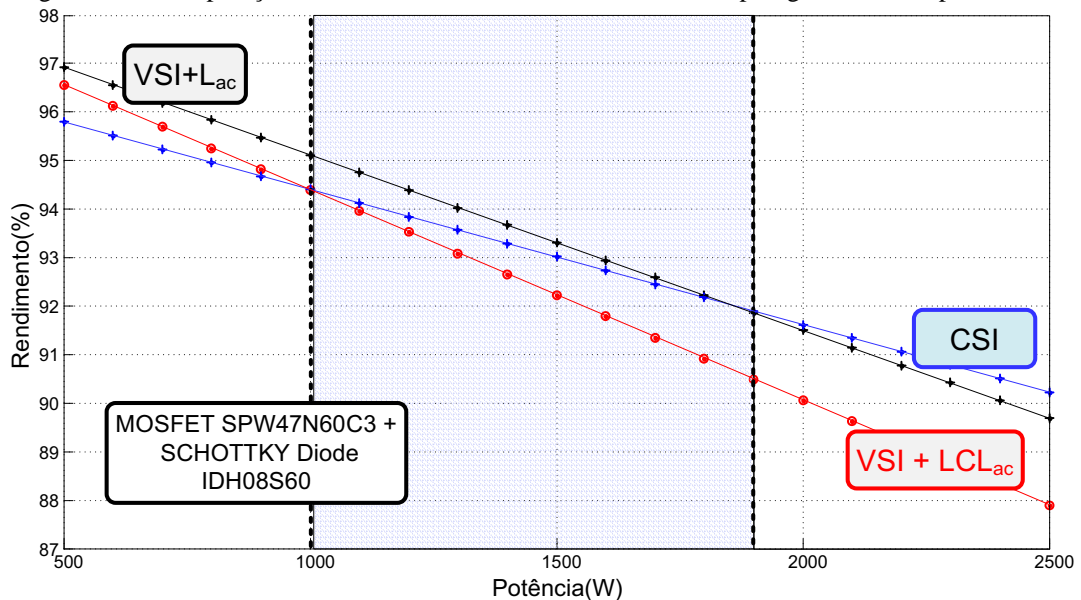
Figura 125 - Estimativa das perdas para alguns Semicondutores.



Fonte: Próprio autor.

O gráfico comparativo da curva de eficiência, para a melhor opção de semicondutores analisados juntamente com a topologia usual VSI, com os filtros  $LC_{ac}$  e  $LCL_{ac}$  é demonstrado na Figura 126. Verifica-se que existe um nível de potência a partir do qual o uso do Inversor Buck-Boost Tri-State se torna mais competitivo do que o usual VSI trifásico, situando-se na faixa a partir de 1kW quando a opção de filtro de saída é o  $LCL_{ac}$  (filtro usual) e esta faixa de potência se altera para 1,8kW quando o filtro de saída escolhido é o  $LC_{ac}$ .

Figura 126 - Comparação entre as melhores eficiências com duas topologias de filtros para o VSI.



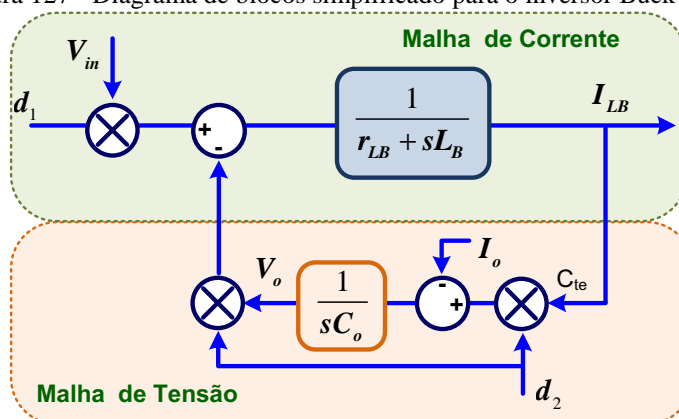
Fonte: Próprio autor.

## 5.5 – Controle do Inversor



O controle da corrente de saída deste conversor obedece às mesmas funções de transferência do inversor integrado Boost Tri-state, uma vez que devido à modulação a entrada do conversor é controlada para prover corrente constante no indutor Buck-Boost, sendo a entrada uma fonte de corrente para a ponte de saída CSI. No entanto, o controle da corrente de entrada é mais simples e pode ser controlado de tal forma a depender única e exclusivamente da razão cíclica principal  $D_1$ . O diagrama de blocos simplificado para o controle da entrada é apresentado na Figura 127, onde se verifica a interferência direta de  $D_1$  na formação da corrente do indutor.

Figura 127 - Diagrama de blocos simplificado para o inversor Buck-Boost



Fonte: Próprio autor.

### 5.5.1 - Controle em Conexão aos Painéis Solares

O controle destes inversores quando realizam a interface entre os painéis solares pode ser obtido de maneira semelhante ao conversor de dois estágios convencional. No sistema convencional, o algoritmo de MPPT fornece a razão cíclica de trabalho para o estágio CC-CC de forma a drenar corrente constante do PV e com valor eficaz tal que este esteja operando no ponto de máxima potência. O segundo estágio controla a tensão do elo CC intermediário que é projetado para oscilar em torno de um valor médio indicando a corrente que deve ser injetada na rede. Esta malha de controle é denominada de Malha de Potência. Para o caso dos inversores Tri-State a entrada é controlada pelo algoritmo de MPPT e a malha de potência é controlada em corrente e define o valor médio de corrente sobre o indutor de acumulação. A saída desta malha serve como referência para o controle da saída (BRITO; CANESIN, 2013). Para o inversor Buck-Boost Tri-State a função de transferência que rege a malha de controle de injeção de potência é obtida a partir do balanço de energia do conversor, sendo apresentada conforme segue:

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} \quad (108)$$

$$D_1 \cdot I_{LB} \cdot V_{in} = \frac{I_p \cdot V_p}{2 \cdot \eta} \quad (109)$$

Para manter a corrente  $I_{LB}$  constante, a corrente injetada na rede e a razão cíclica devem variar. Assim:

$$I_{LB} = \frac{\hat{I}_p \cdot V_p}{\hat{D}_1 \cdot 2 \cdot \eta \cdot V_{in}} \quad (110)$$

A variação na razão cíclica pode ser obtida conforme segue:

$$V_{LB} = L_B \frac{d}{dt} I_{LB} \rightarrow \hat{D}_1 = \frac{s \cdot L_B \cdot \hat{I}_{LB}}{V_{in}} \quad (111)$$

Substituindo em (110) obtém-se a planta da malha de potência (112).

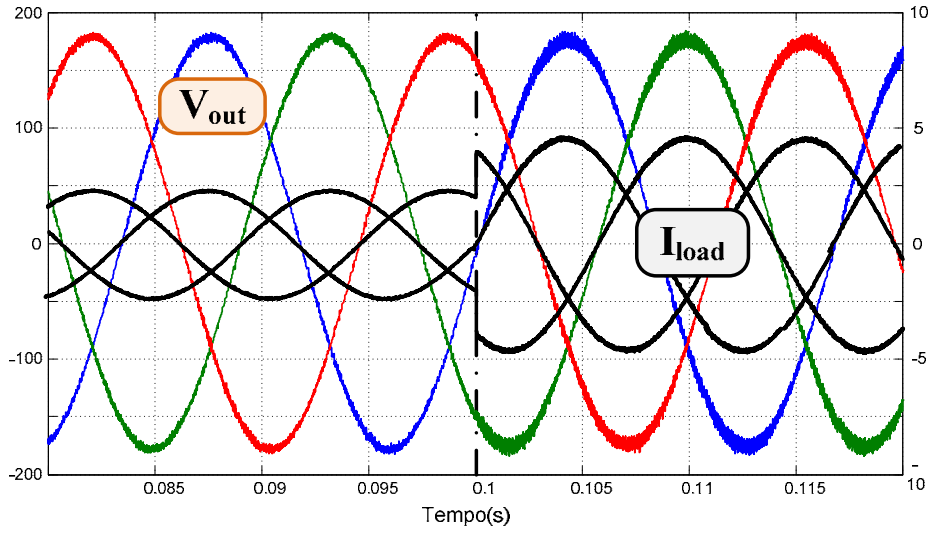
$$\frac{\hat{I}_{LB}}{\hat{I}_p} = \frac{V_p}{2 \eta I_{LB}} \cdot \frac{1}{s L_B} \quad (112)$$

## 5.6 – Simulação do Inversor Buck-Boost Tri-State

### 5.6.1 - Alimentando carga local e rede

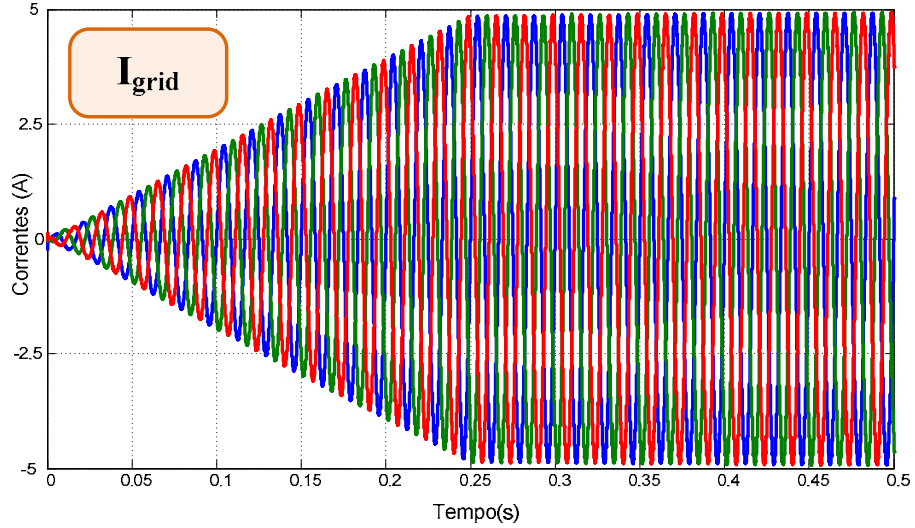
Nesta seção são apresentados alguns resultados de simulação para o inversor Buck-Boost Tri-State. Inicialmente este inversor alimenta uma carga local e um degrau de potência é aplicado ao sistema. Na sequência, o mesmo é testado injetando potência ativa na rede. As principais formas de onda para estes cenários são apresentadas na sequência.

Figura 128 - Tensões e correntes na carga local durante degrau de carga.



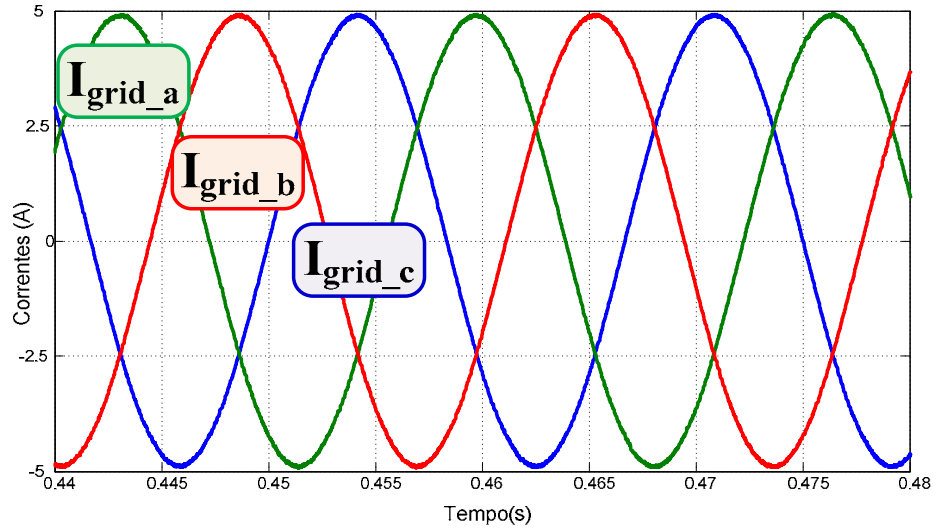
Fonte: Próprio autor.

Figura 129 - Correntes injetadas na rede com rampa de inicialização.



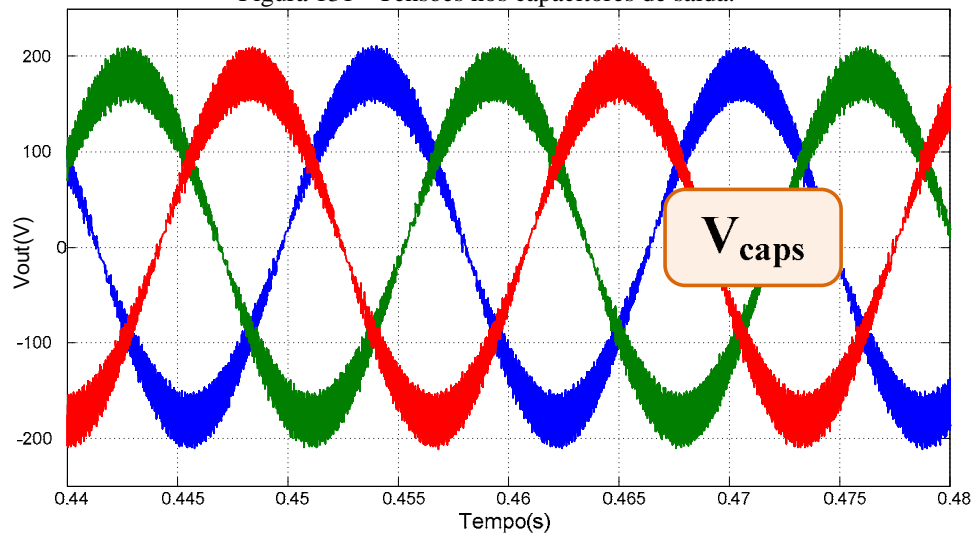
Fonte: Próprio autor.

Figura 130 - Detalhe da corrente injetada na rede.



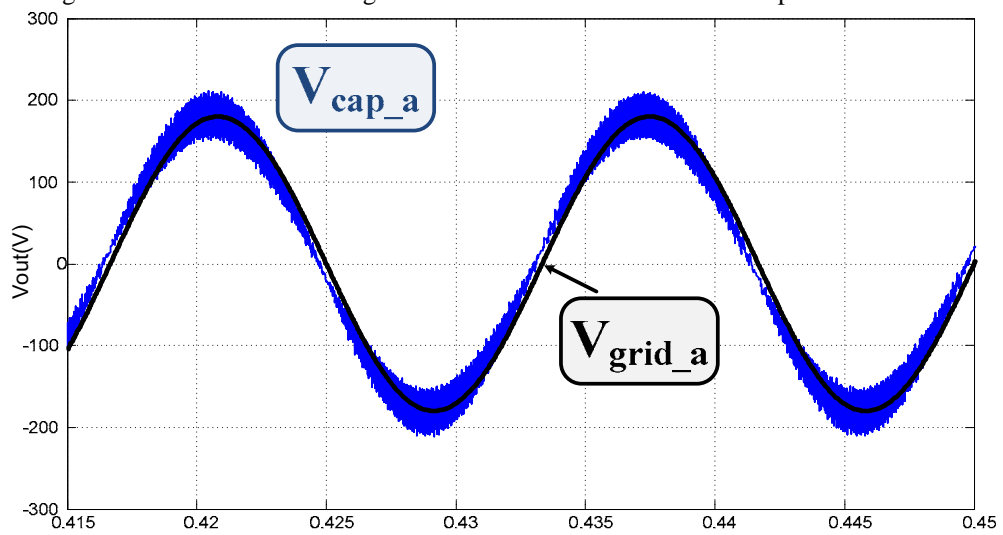
Fonte: Próprio autor.

Figura 131 - Tensões nos capacitores de saída.



Fonte: Próprio autor.

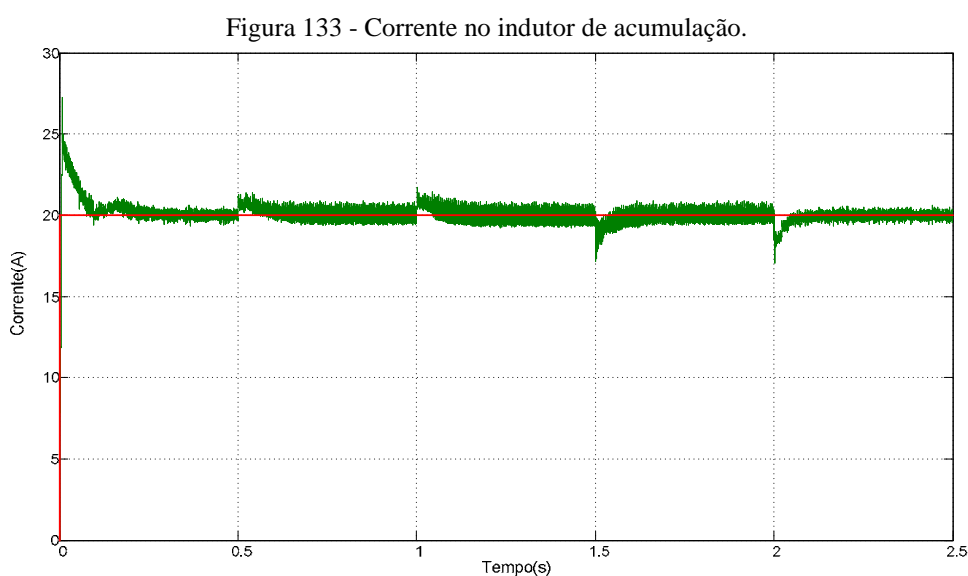
Figura 132 - Deslocamento angular entre as tensões da fase "a" do capacitor e da rede.



Fonte: Próprio autor.

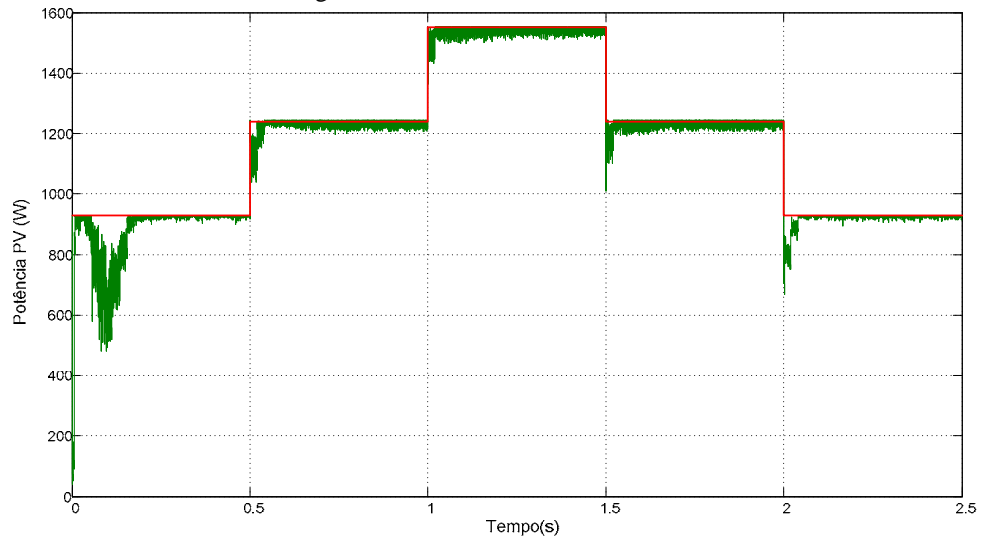
### 5.6.2 - Alimentando a Rede e com Sistema de MPPT

Como a entrada dos inversores trifásicos Tri-State é descontínua, um capacitor em paralelo com o PV é necessário para filtrar o *ripple* de chaveamento. Assim, o modelo do painel fotovoltaico foi modificado de forma a representar o PV como uma fonte de corrente variável com a insolação e a temperatura de sua superfície. O algoritmo utilizado nesta simulação é o P&O convencional. Na Figura 133 apresenta-se a corrente no indutor de acumulação e na Figura 134 e na Figura 135 mostram-se as formas de onda da potência drenada do PV e da corrente injetada na rede aplicando-se um perfil de irradiação solar e de temperatura. A taxa de distorção harmônica para a corrente injetada varia de 3,5%, considerando-se a menor insolação disponível, à 1,5% considerando-se a maior incidência disponível. Algumas formas de onda interessantes destas simulações podem ser verificadas na sequência. O Fator de rastreamento é da ordem de 98% para este perfil. O modelo de simulação é apresentado na Figura 136.



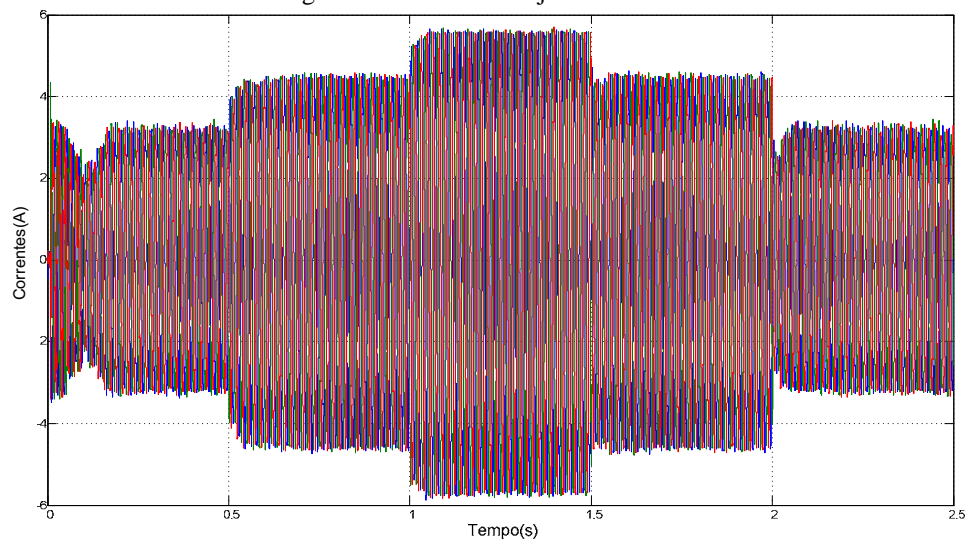
Fonte: Próprio autor.

Figura 134 - Potência drenada do PV



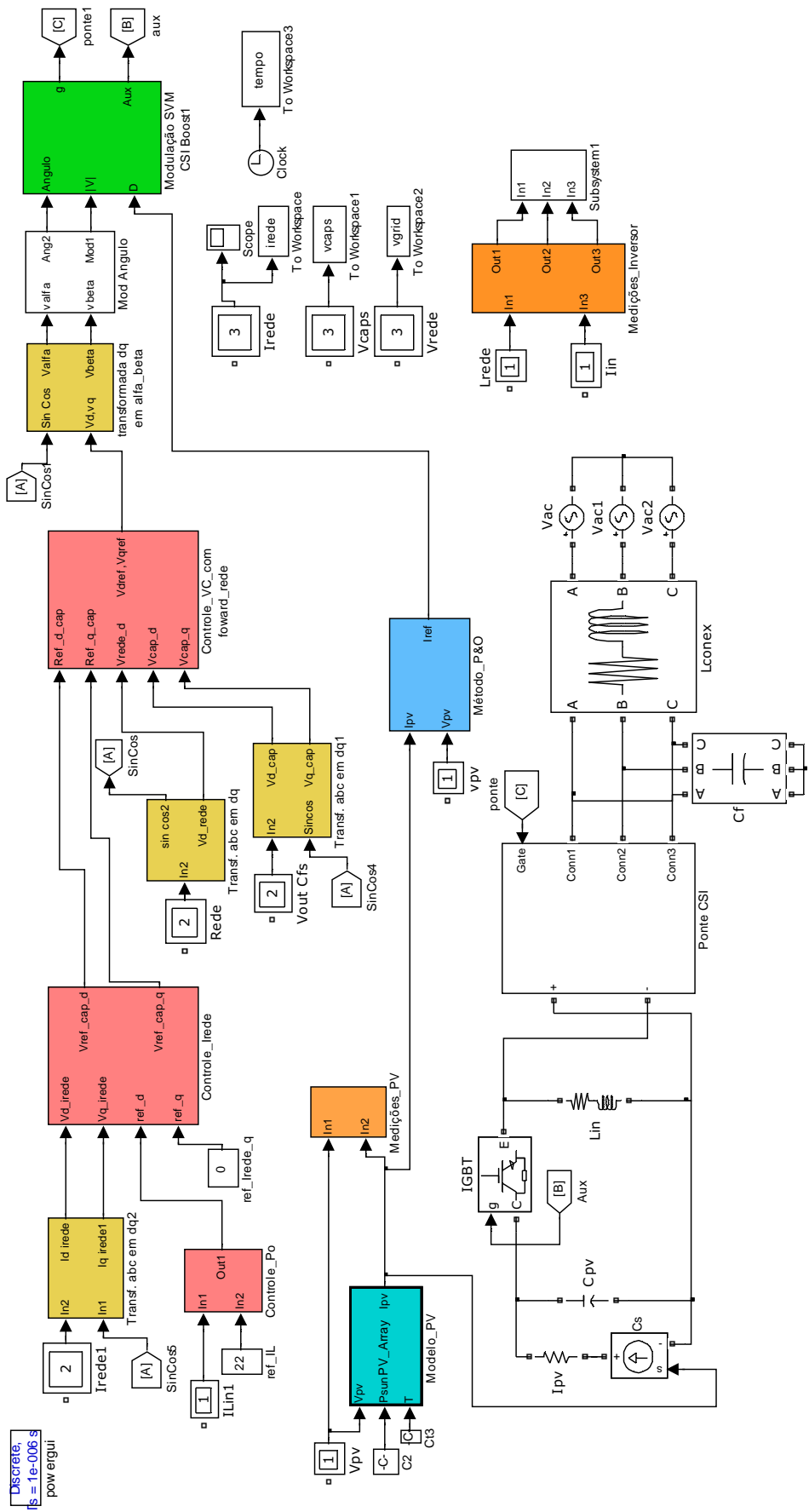
Fonte: Próprio autor.

Figura 135 - Corrente injetada na rede.



Fonte: Próprio autor.

Figura 136 - Modelo de Simulação incluindo o Painel Fotovoltaico.



Fonte: Próprio autor.

## 5.8 – Resultados Experimentais

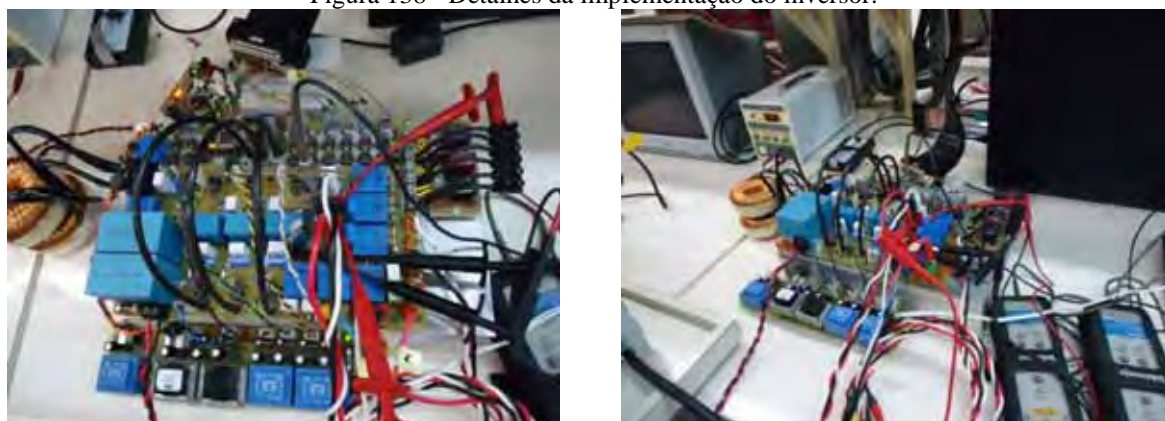
O arranjo experimental para os testes com o inversor Buck-Boost Tri-State é apresentado na Figura 137. E um destaque para o conversor é apresentado na Figura 138. O sistema de controle digital foi implementado no dispositivo dSPACE ACE1104, enquanto que o cálculo dos setores e das projeções do vetor dentro do setor foi realizado com um kit DSC. Finalmente a parte da modulação referente à seleção dos pulsos foi implementada em um FPGA de baixo custo XC3S200.

Figura 137 - Arranjo experimental para os testes com o inversor.



Fonte: Próprio autor.

Figura 138 - Detalhes da implementação do inversor.



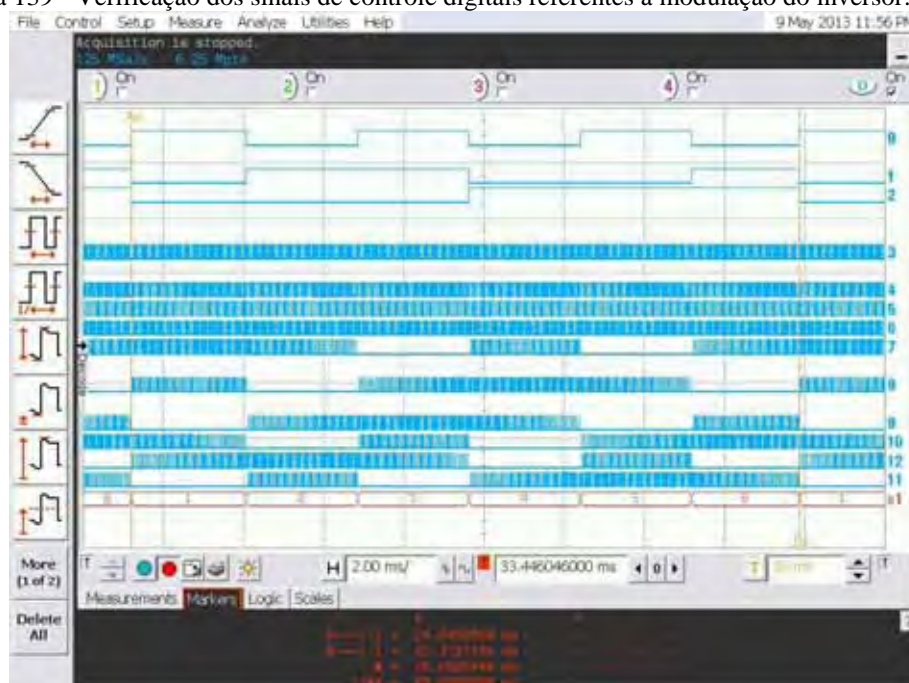
Fonte: Próprio autor.



### 5.8.1 – Modulação SVM - CSI

Os primeiros testes foram realizados com relação à validação da modulação *Space Vector* modificada do inversor Buck-Boost Tri-State. Na Figura 139 apresentam-se os sinais digitais que são enviados do DSC para o FPGA através dos canais 0 à 5. Os canais 0 à 2 referem-se aos setores enquanto que os sinais 3, 4 e 5 referem-se ao cálculo dos tempos  $D$ ,  $T_a$  e  $T_b$ . O FPGA realiza a seleção dos pulsos para o inversor, onde os canais 6 ao 11 representam os pulsos de chaveamento das chaves  $S_0$  à  $S_6$ . O último sinal, é composto de um barramento de dados, que concatena os sinais 0 à 2, demonstrando que a modulação percorre os setores do hexágono na sequência correta de 1 à 6.

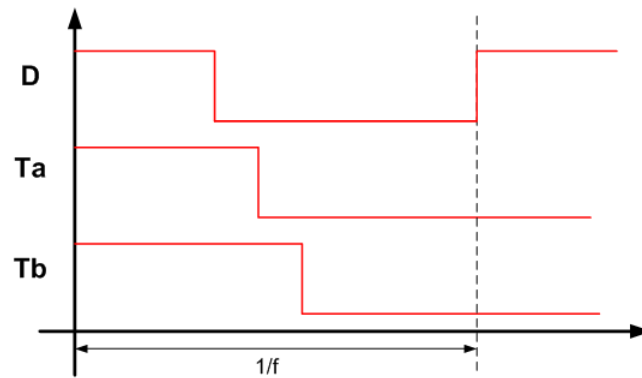
Figura 139 - Verificação dos sinais de controle digitais referentes à modulação do inversor.



Fonte: Próprio autor utilizando o osciloscópio infiniium.

Os bits de entrada do FPGA, ( $D$ ,  $T_a$  e  $T_b$ ) operam de forma a indicar o tempo em que o inversor deve permanecer nos estados de curto, de transferência e de manutenção de energia (mantém). Estas entradas operam na frequência de chaveamento do inversor (20kHz). A entrada para o FGPA é apresentada na Figura 140 e a Tabela 10 apresenta a codificação para o acionamento de cada estado. O acionamento dos pulsos de gate é realizado conforme a Tabela 9. Finalmente, um detalhe experimental da modulação em alta frequência é apresentado na Figura 141.

Figura 140 - Sinais referentes aos tempos de curto, transferência e mantém.



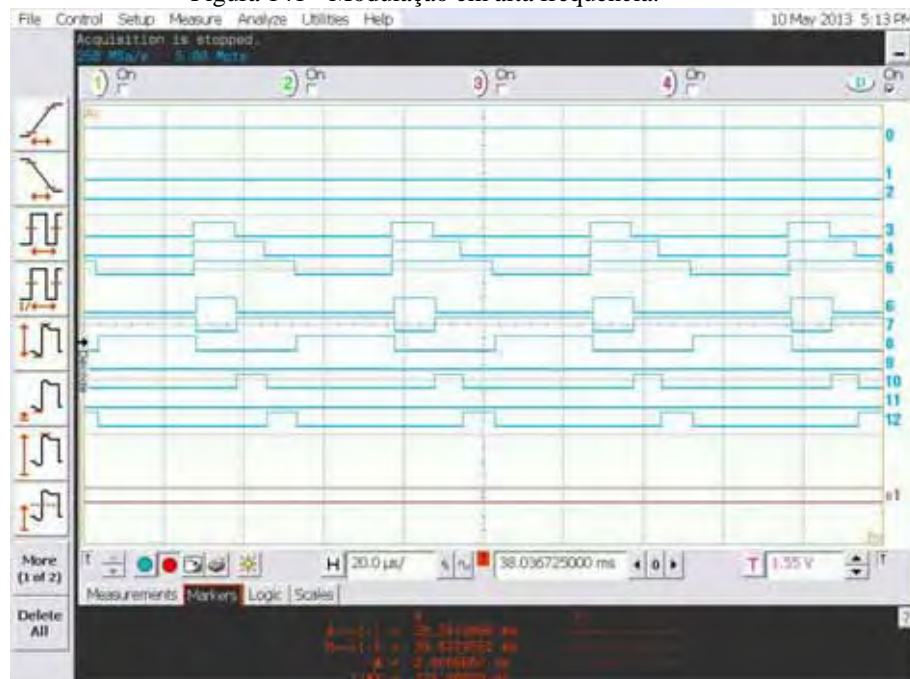
Fonte: Próprio autor.

Tabela 10 - Decodificação para seleção dos estados de chaveamento.

Sinais de Alta Frequência			Saída
D	T <sub>a</sub>	T <sub>b</sub>	Estados
1	1	1	Curto
0	1	1	Tempo Ta
0	0	1	Tempo Tb
0	0	0	Mantém

Fonte: Próprio autor.

Figura 141 - Modulação em alta frequência.



Fonte: Próprio autor utilizando o osciloscópio infiniium.

Através da Figura 141 verificam-se os bits 0 ao 2, indicando que o inversor opera no setor 1. Os tempos de chaveamento  $D$ ,  $T_a$  e  $T_b$  são verificados pelos sinais 3, 4, e 5. Onde o estado de curto resulta no acionamento do sinal 6; o estado  $T_a$  resulta no acionamento dos sinais 7 e 10; o estado  $T_b$  resulta no acionamento dos sinais 7 e 12 e o estado de mantém resulta no acionamento dos sinais 7 e 8. Neste setor, este acionamento indica a seleção das chaves  $S_1$ ,  $S_4$ ,  $S_5$  e  $S_6$  da ponte CSI, de acordo com a Tabela 9. Outro item muito importante é a implementação do tempo de *short time* importante para propiciar sempre um caminho de condução de corrente. Este intervalo de tempo pode ser visualizado pela Figura 142, onde se verifica a sobreposição de pulsos durante a transição de nível lógico alto para baixo.

Figura 142 - Pulsos de gate para o acionamento das chaves do inversor. Amarelo: Chave  $S_p$ ; Verde: Chave  $S_1$ ; Vermelho: Chave  $S_5$  e Rosa: Chave  $S_4$ .



Fonte: Próprio autor utilizando o osciloscópio infiniiium.

### 5.8.2 – Operação com Carga Local

O inversor foi testado alimentando cargas trifásicas balanceadas e os principais resultados são apresentados na sequência. Um simulador de painéis solares (TerraSAS) foi utilizado como fonte de alimentação CC a fim de prover tensão de alimentação contínua com certo nível de corrente. Além disso, o uso deste simulador é muito interessante já que o principal objetivo deste inversor é o de servir como interface para conjuntos de painéis solares

e a rede elétrica. A potência máxima testada foi da ordem de 2kW, usando uma associação de 10 painéis solares de 200W, na configuração de 2 ramos paralelos com 5 painéis em série. Nesta potência máxima testada, a potência de pico ocorre para a tensão de 135V com 15A. A Tabela 11 resume os dados desta associação, que se baseia na adaptação dos dados da Tabela 1.

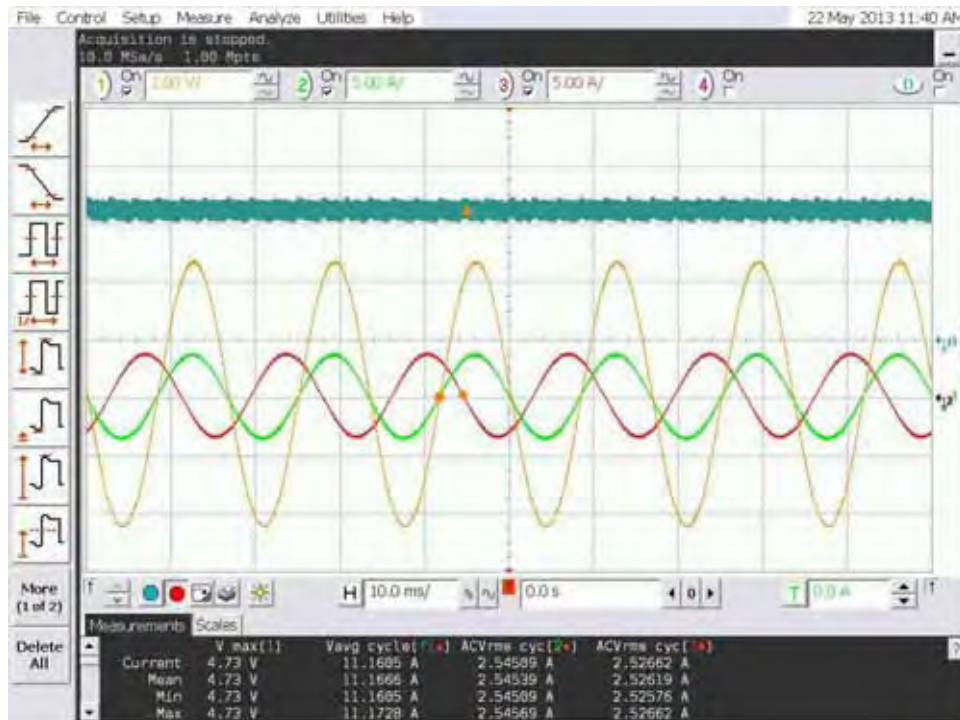
Tabela 11 - Características elétricas da associação dos painéis.

Potência Máxima	$P_{\max} = 2052\text{Wp}$
Tensão no MPP	$V_{\text{MPP}} = 134,5\text{V}$
Corrente no MPP	$I_{\text{MPP}} = 15,26\text{A}$
Tensão de Circuito Aberto	$V_{\text{oc}} = 166\text{V}$
Corrente de Curto-Circuito	$I_{\text{sc}} = 16,72\text{A}$

Fonte: Próprio autor.

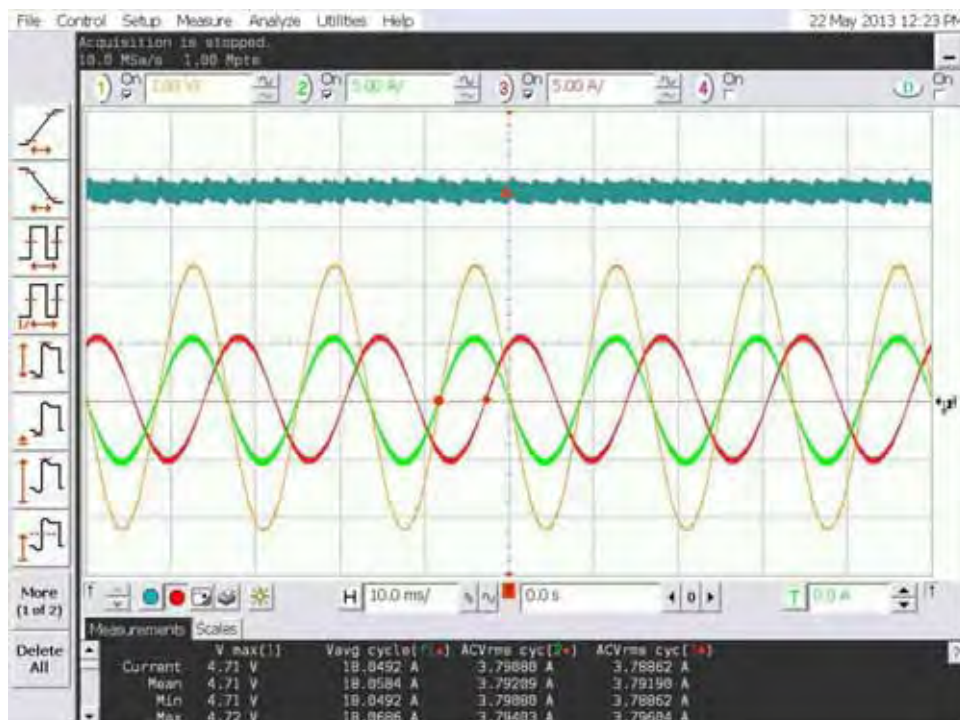
A Figura 143, a Figura 144 e a Figura 145 apresentam as formas de onda da corrente no indutor Buck-Boost, juntamente com a tensão de saída e com as correntes em duas fases da carga. A Figura 143 refere-se ao conversor operando com potência de saída em torno de 950W, já a Figura 144 refere-se à operação com potência de saída em aproximadamente 1400W e na Figura 145 verifica-se a operação com a potência de saída em torno de 1700W. Para realizar as aquisições foi utilizado o osciloscópio Infiniium MSO8064A juntamente com três ponteiros isoladas de corrente e de 1 ponteira não isolada de baixa tensão. Devido ao uso da ponteira não isolada de baixa tensão disponível a medição da tensão de saída foi feita diretamente no sensor isolado da LEM (LV-25P).

Figura 143 - Principais formas de onda para o inversor Buck-Boost - 967W. Ciano: Corrente no indutor (5A/div); Amarelo: Tensão na fase "a" (medida no sensor LEM - 4,7V representam 180 Vpico); Verde: Corrente na fase "a" (5A/div) e Vermelho: Corrente na fase "c" (5A/div). Tempo: 10ms/div.



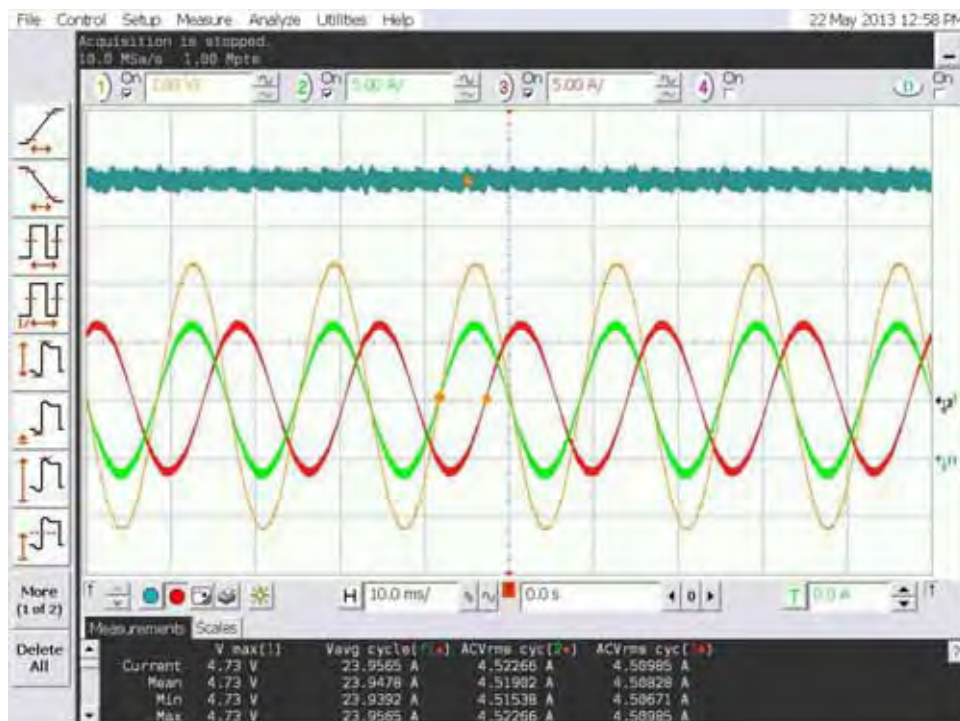
Fonte: Próprio autor utilizando o osciloscópio infiniium.

Figura 144 - Principais formas de onda para o inversor Buck-Boost - 1445W. Ciano: Corrente no indutor (5A/div); Amarelo: Tensão na fase "a" (medida no sensor LEM - 4,7V representam 180 Vpico); Verde: Corrente na fase "a" (5A/div) e Vermelho: Corrente na fase "b" (5A/div). Tempo: (10ms/div).



Fonte: Próprio autor utilizando o osciloscópio infiniium.

Figura 145 - Principais formas de onda para o inversor Buck-Boost - 1722W. Ciano: Corrente no indutor (5A/div); Amarelo: Tensão na fase "a" (medida no sensor LEM - 4,7V representam 180 Vpico); Verde: Corrente na fase "a" (5A/div) e Vermelho: Corrente na fase "b" (5A/div). Tempo: (10ms/div).



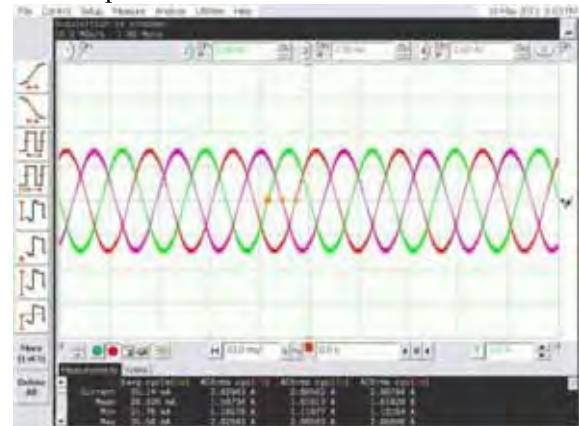
Fonte: Próprio autor utilizando o osciloscópio infiniiium.

Alterou-se a potência de operação do inversor e adquiriram-se as três correntes trifásicas da carga utilizando-se das três ponteiros de corrente disponíveis para o osciloscópio Infiniium. Estas correntes são apresentadas na Figura 146. A potência de saída foi alterada de aproximadamente 600W para até aproximadamente 1780W.

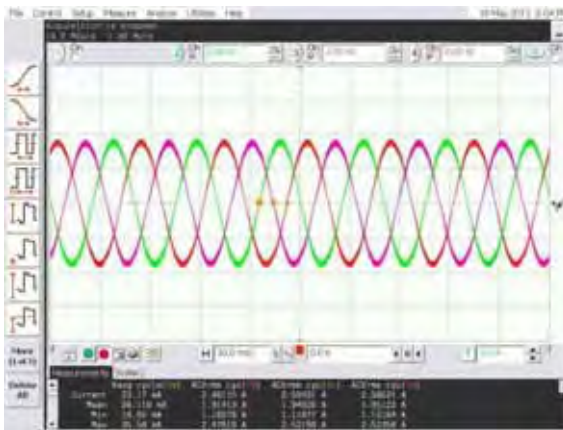
Figura 146 - Formas de onda para as correntes trifásicas de saída do inversor Buck-Boost. Verde: Corrente na fase "a" (2A/div), Vermelho: Corrente na fase "b" (2A/div) e Rosa: Corrente na fase "c" (2A/div) Tempo: (10ms/div). (a) até (f): potência de saída aproximada em watts.



(a) 600W



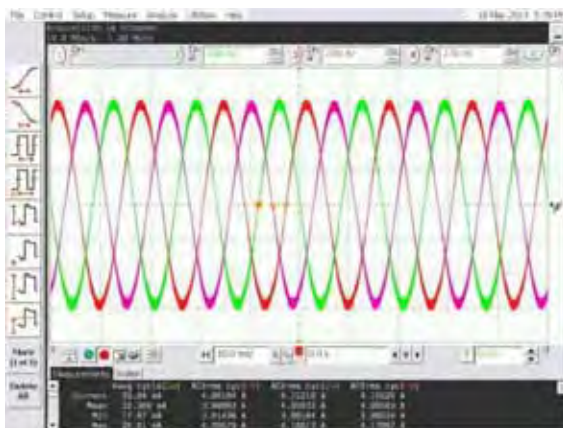
(b) 800



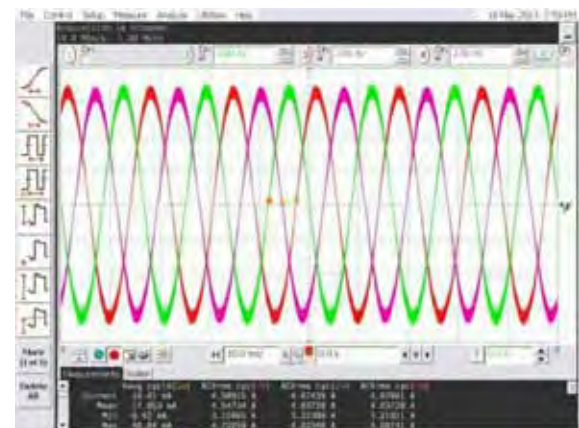
(c) 950W



(d) 1220W



(e) 1580W



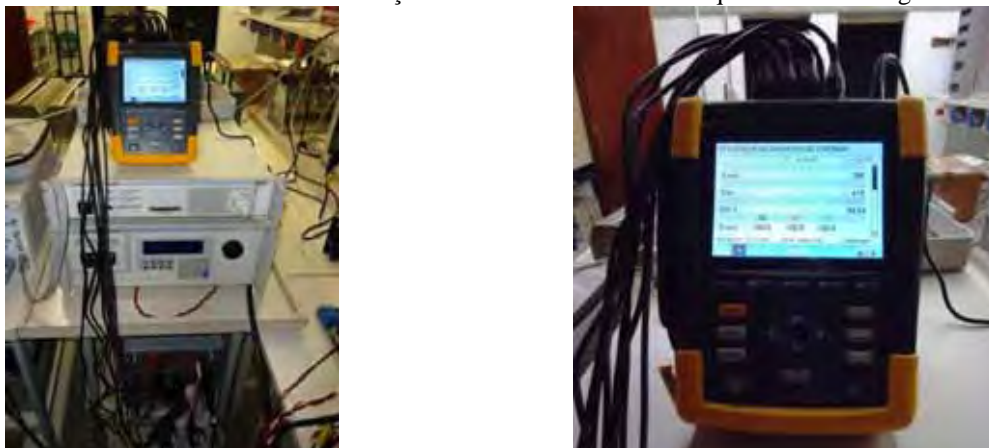
(f) 1780W

Fonte: Próprio autor utilizando o osciloscópio infiniium.

Adotou-se também o sistema de medição com o analisador de qualidade de energia Fluke 435 II (detalhe verificado na Figura 147), que permitiu a verificação dos valores RMS de tensão e de corrente, bem como do deslocamento angular do sistema trifásico (através de

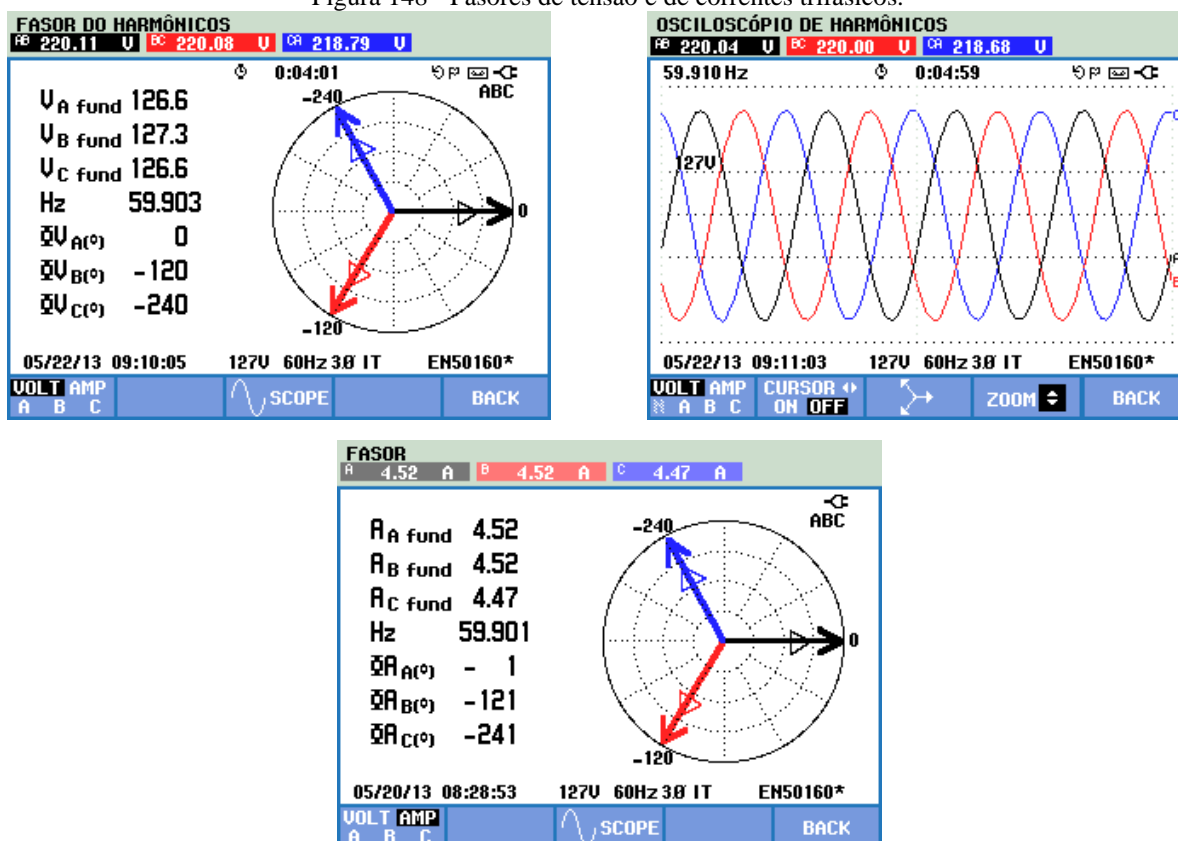
fasores) e das distorções harmônicas de tensão e de corrente na carga. Na Figura 148 apresentam-se os fasores de tensão e de corrente, onde se verifica a defasagem de 120 graus elétricos entre cada fase, e, nas Figura 149 e 150 mostram-se as distorções harmônicas totais de tensão e de corrente na carga, sendo menores do que 1,7%.

Figura 147 - Detalhe do sistema de medição baseado no analisador de qualidade de energia Fluke.



Fonte: Próprio autor.

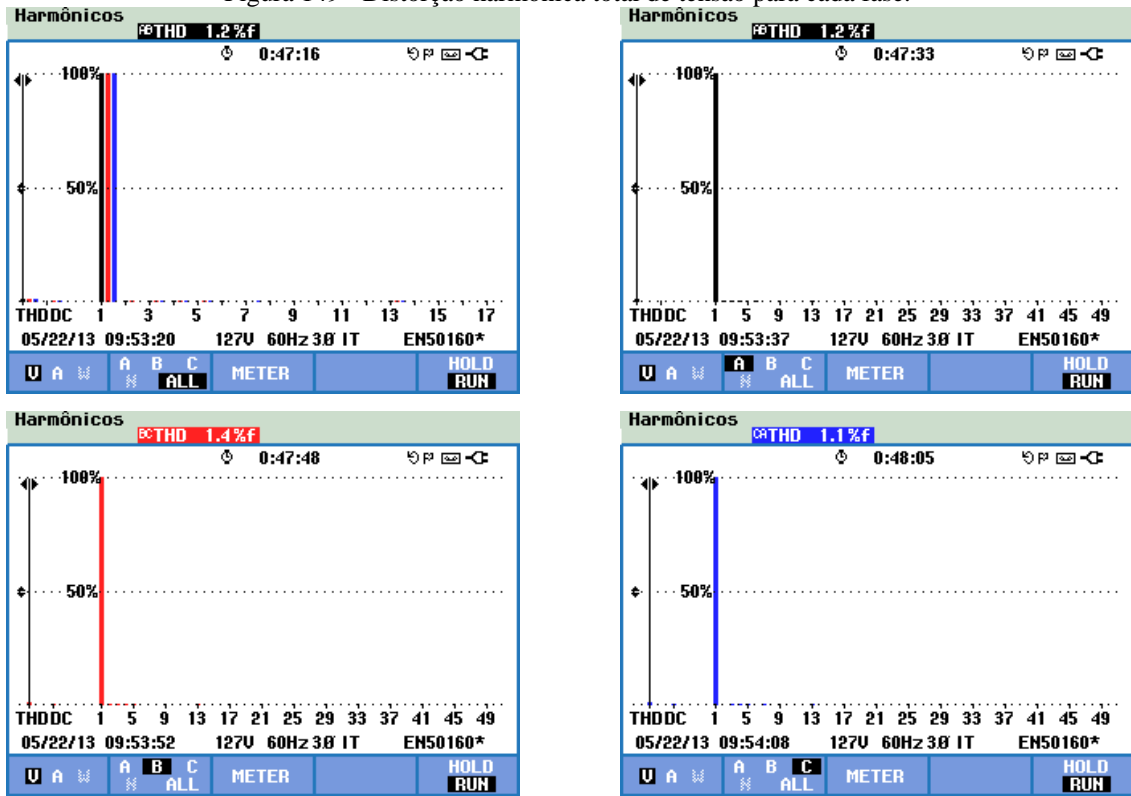
Figura 148 - Fasores de tensão e de correntes trifásicos.



Fonte: Próprio autor utilizando o sistema Fluke 435 II.

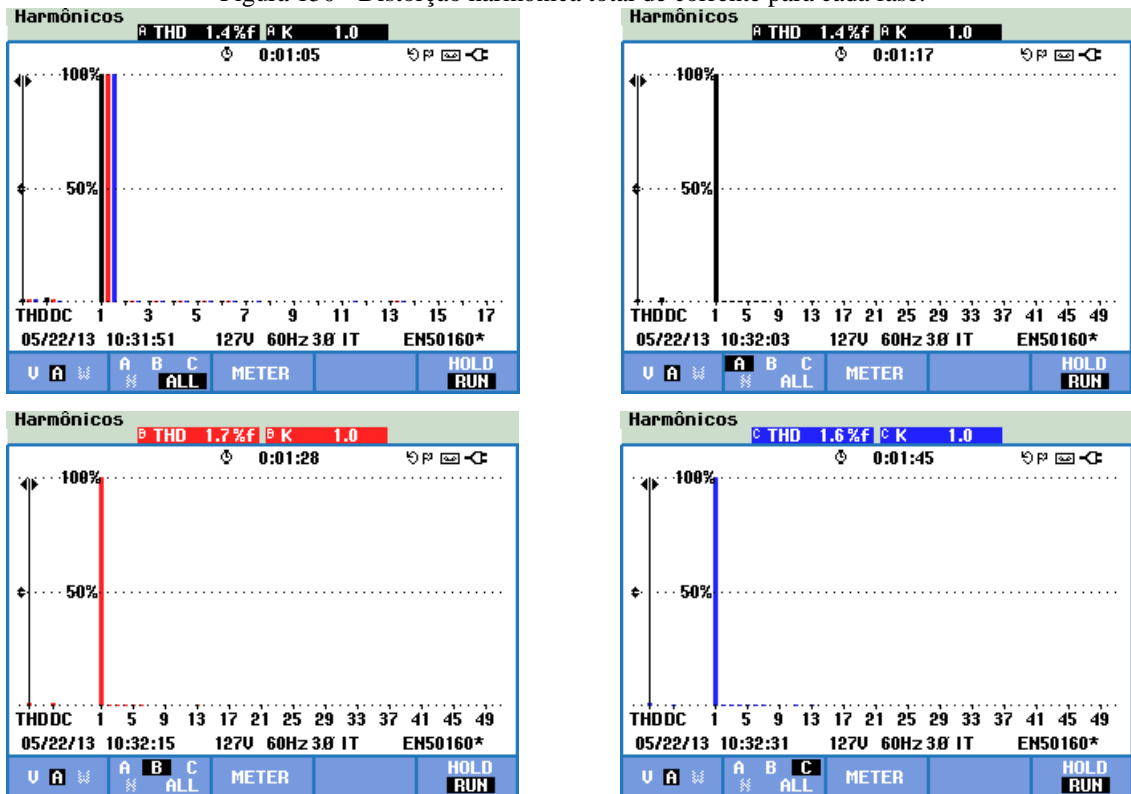


Figura 149 - Distorção harmônica total de tensão para cada fase.



Fonte: Próprio autor utilizando o sistema Fluke 435 II.

Figura 150 - Distorção harmônica total de corrente para cada fase.

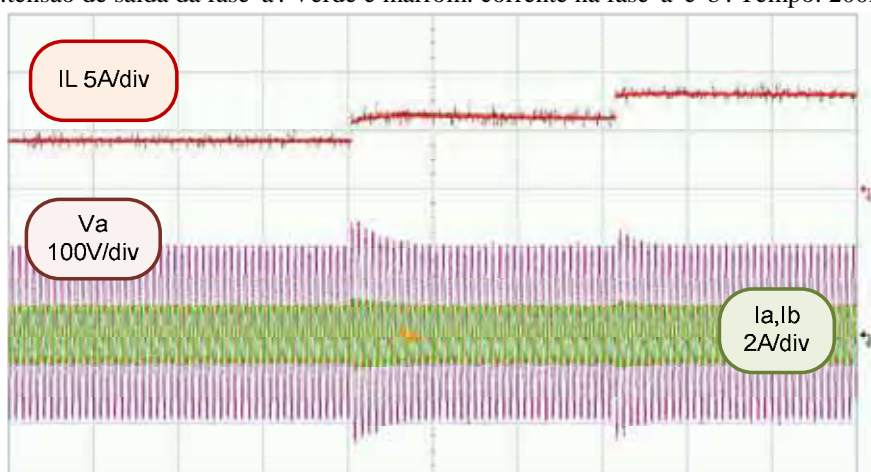


Fonte: Próprio autor utilizando o sistema Fluke 435 II.

### 5.8.3 – Desacoplamento entre entrada e saída

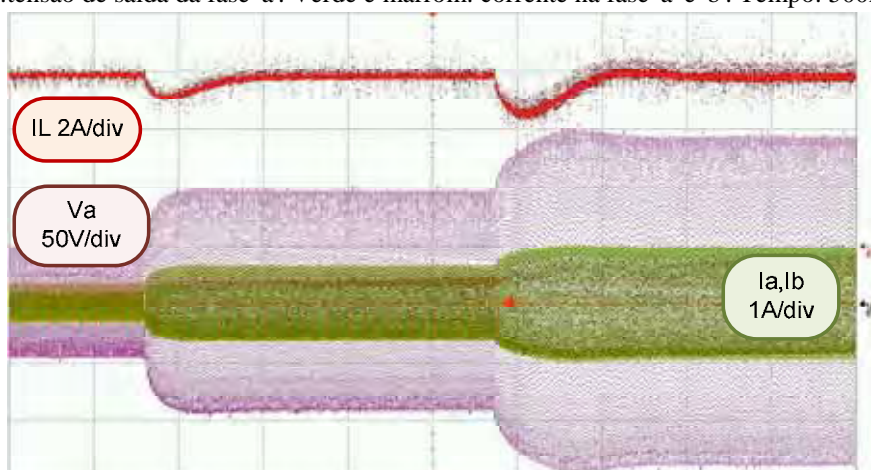
A partir da Figura 151 e da Figura 152 é possível verificar o desacoplamento entre entrada e saída obtida com o controle e a modulação do inversor. A Figura 151 apresenta os degraus aplicados na corrente de entrada (corrente sobre o indutor Buck-Boost) enquanto que as saídas (tensões e correntes trifásicas) permanecem constantes. Além disso, a Figura 152 demonstra a mesma filosofia, mas os degraus são aplicados na saída do inversor enquanto que a forma de onda de corrente sobre o indutor permanece constante. Os sobressinais verificados são ocasionados pelas constantes de tempo dos compensadores. Estes resultados experimentais provam a interessante funcionalidade de que as razões cíclicas  $D_1$  e  $D_2$  podem controlar de forma independente a entrada e a saída deste conversor, com pouca influência entre as variáveis controladas.

Figura 151 - Degraus de corrente aplicados ao indutor Buck-Boost. Vermelho: corrente sobre o indutor; Roxo: tensão de saída da fase 'a'. Verde e marrom: corrente na fase 'a' e 'b'. Tempo: 200ms/div.



Fonte: Próprio autor utilizando o osciloscópio infiniium.

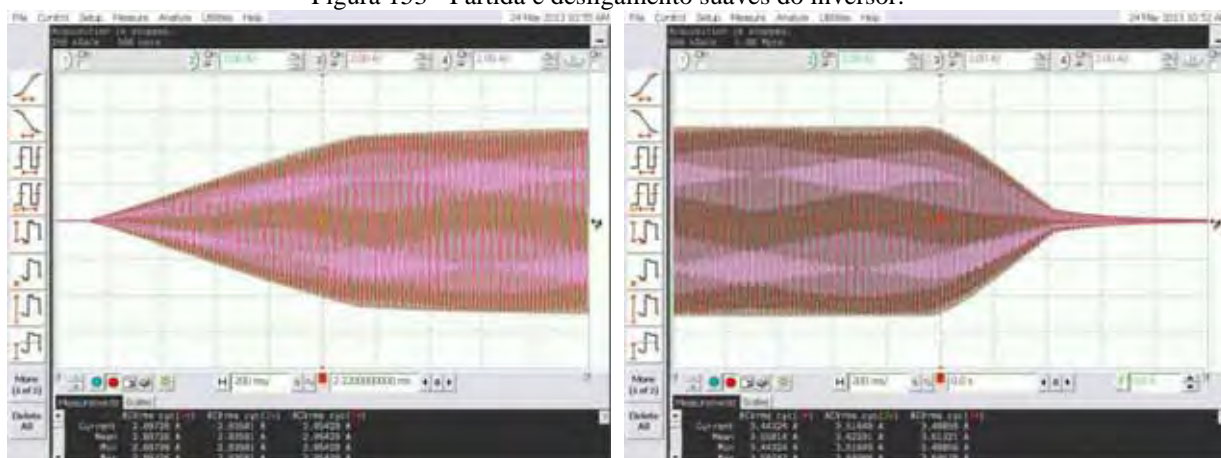
Figura 152 - Degraus de tensão na saída do Inversor. Vermelho: corrente sobre o indutor Buck-Boost; Roxo: tensão de saída da fase 'a'. Verde e marrom: corrente na fase 'a' e 'b'. Tempo: 500ms/div.



Fonte: Próprio autor utilizando o osciloscópio infiniium.

Para este inversor também foi implementado um protocolo de partida e de desligamento suaves, conforme se verificam na Figura 153.

Figura 153 - Partida e desligamento suaves do inversor.

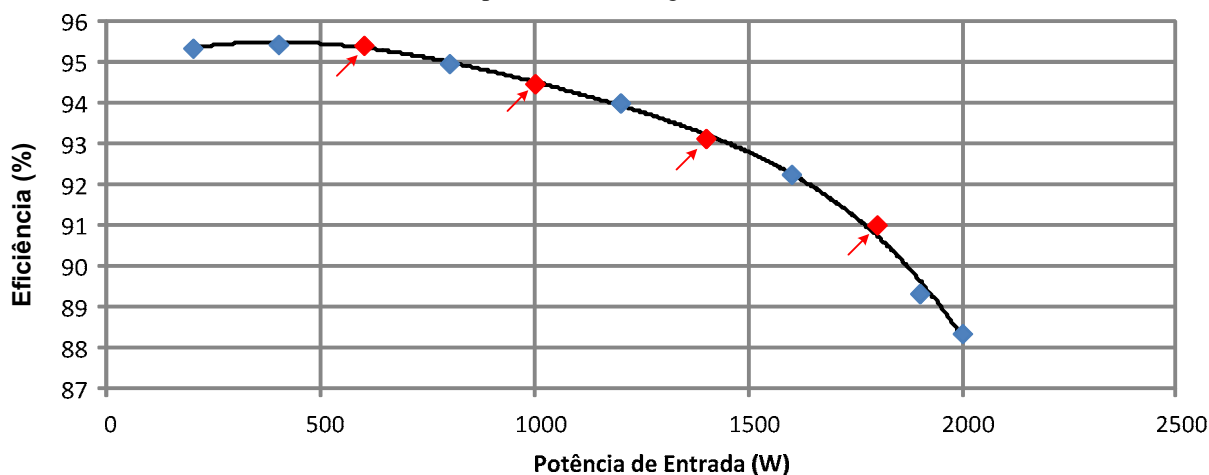


Fonte: Próprio autor utilizando o osciloscópio infiniium.

#### 5.8.4 – Eficiência do Inversor

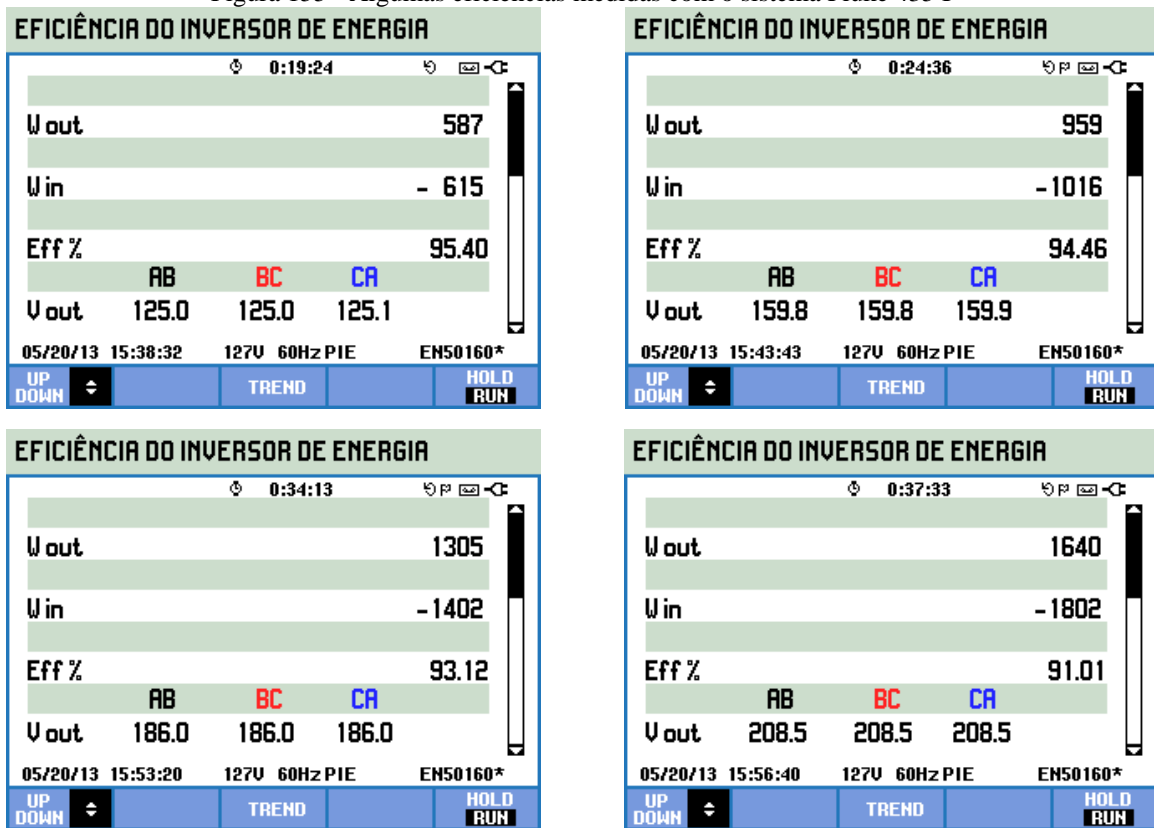
O sistema para a medição da eficiência do inversor também foi baseado no Fluke 435 II. A Figura 154 apresenta o gráfico da avaliação do rendimento experimental, considerando a potência de entrada como parâmetro. Para potências de até 1kW o inversor tem eficiência elevada, sendo acima de 94%. Para a potência de 1,5kW, este apresenta eficiência de 92,5%. Para a potência de entrada de aproximadamente 2kW este apresenta eficiência de 89%. As eficiências para alguns pontos deste gráfico são apresentadas na Figura 155. Para a potência de entrada de aproximadamente 2kW (1780W de saída) mostra-se a interface gráfica do emulador de painéis solares (TerraSAS), na Figura 156.

Figura 154 - Curva da eficiência experimental do inversor. Em vermelho: destaque para as medições apresentadas na Fig. 149.



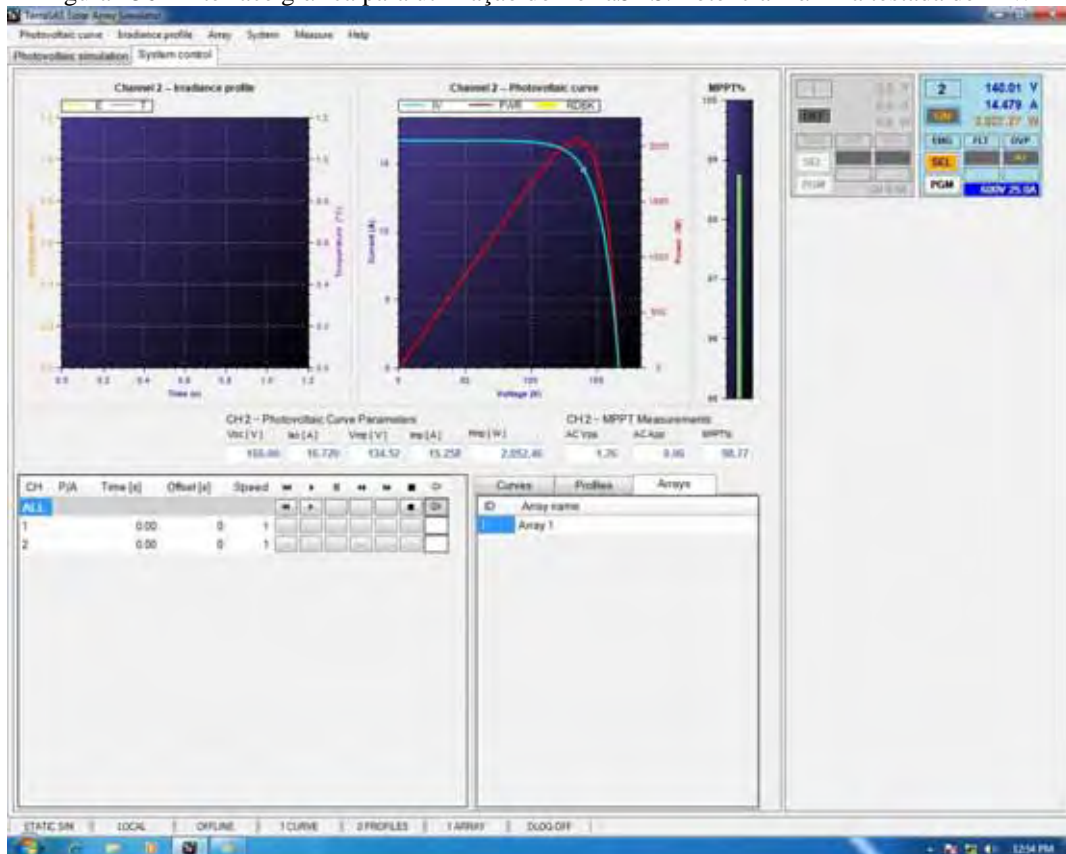
Fonte: Próprio autor.

Figura 155 - Algumas eficiências medidas com o sistema Fluke 435 I



Fonte: Próprio autor utilizando o sistema Fluke 435 II.

Figura 156 - Interface gráfica para utilização do TerraSAS. Potência máxima testada de 2kW



Fonte: Próprio autor utilizando o Emulador TerraSAS.

### 5.8.5 – Operação com Conexão à Rede

O inversor Buck-Boost Tri-State também foi testado em conexão com a rede de distribuição de energia elétrica de baixa tensão. A configuração de saída do inversor está em estrela, mas sem conexão física do neutro, configurando tensões de fase de 127 Vrms (220 de linha). Para estes testes o inversor ainda alimenta uma carga de 300W enquanto injeta energia na rede trifásica, configurando um inversor de dupla função ao alimentar tanto cargas locais através dos capacitores AC de saída como também ao injetar potência na rede através dos indutores de conexão. A potência máxima injetada na rede nestes testes é de 1300W. A Figura 157 mostra o arranjo experimental para os testes de conexão à rede e de alimentação simultânea da carga local. Na Figura 158 apresenta-se um detalhe para demonstrar a localização das medições no ponto de conexão com a rede elétrica.

Figura 157 - Arranjo experimental para os testes de conexão.



Fonte: Próprio autor.

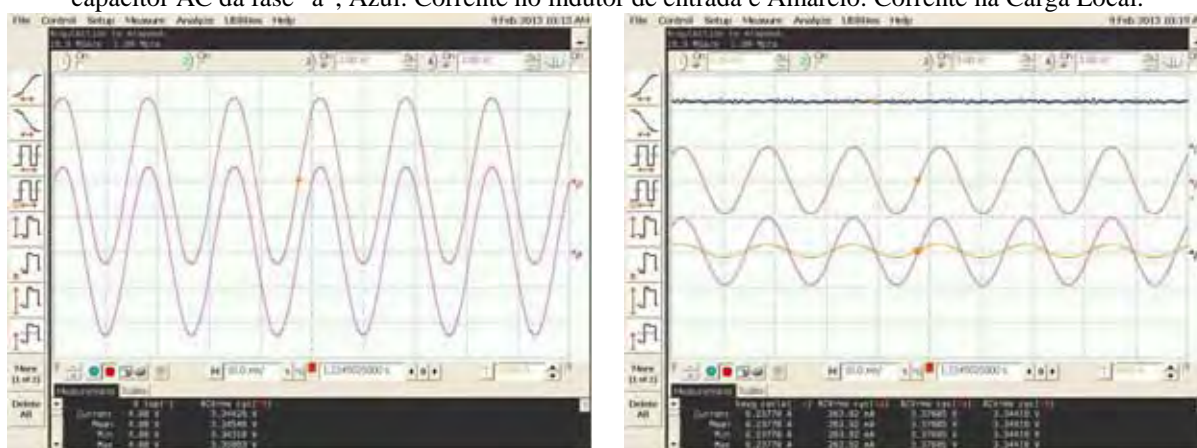
Figura 158 - Detalhe da implementação experimental. Detalhe para o sistema de medição no ponto de conexão com a rede elétrica.



Fonte: Próprio autor.

Antes da conexão do inversor à rede elétrica é necessário sincronizar o sistema. Isto é realizado reproduzindo a tensão instantânea da rede nos capacitores AC de saída de forma que, ao se conectar à rede, não haja fluxo de potência entre o sistema e a mesma. Ademais, quando as tensões estão casadas evitam-se oscilações entre os sistemas minimizando problemas operacionais para o inversor e também para outras cargas conectadas à rede. A Figura 159 demonstra as tensões do inversor e da rede, para a fase "a", perfeitamente em fase, instantes antes de se realizar a conexão do sistema à rede elétrica. As ponteiros de corrente estão localizadas de forma a indicar corrente positiva quando o inversor alimenta a rede.

Figura 159 - Sincronização do inversor instantes antes da conexão à rede. (a) Vermelho: Tensão da rede da fase "a"; Rosa: Tensão no capacitor AC da fase "a". (b) Vermelho: Tensão da rede da fase "a"; Rosa: Tensão no capacitor AC da fase "a"; Azul: Corrente no indutor de entrada e Amarelo: Corrente na Carga Local.



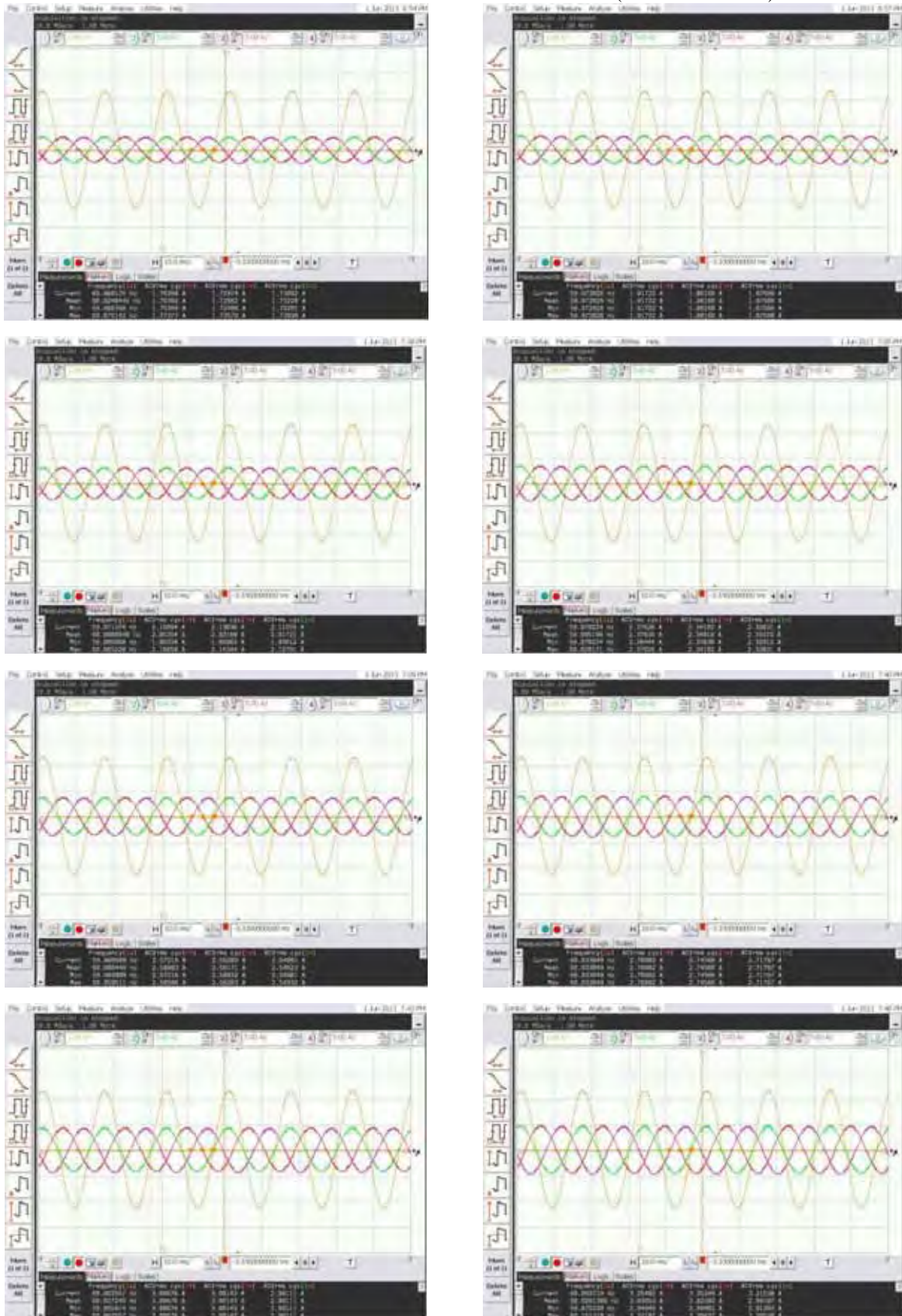
(a)

(b)

Fonte: Próprio autor utilizando o osciloscópio infiniium.

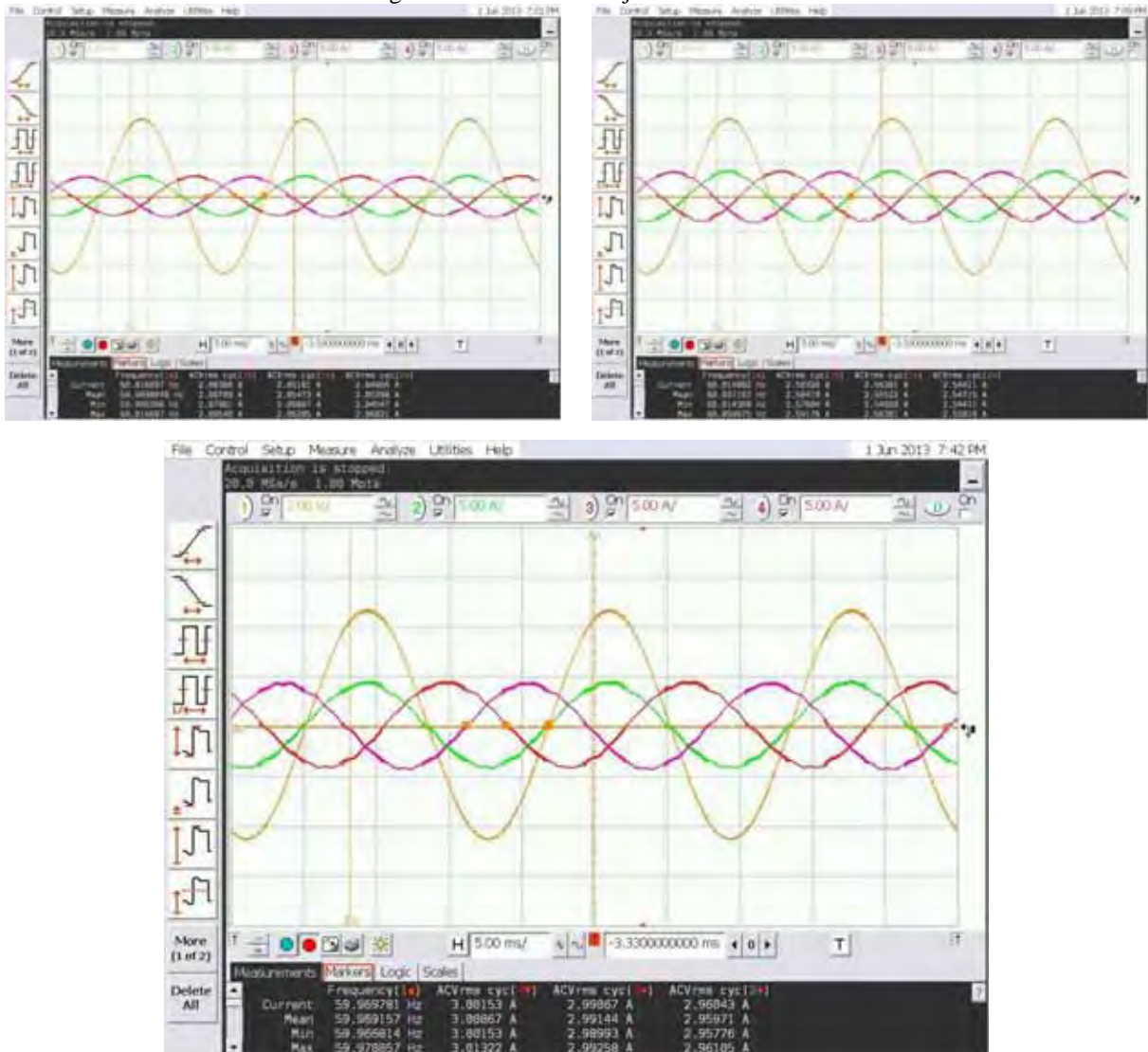
A Figura 160 apresenta as formas de onda de corrente injetadas na rede, para as fases "a", "b" e "c", e, mostra também a tensão na fase "a" da rede em sincronismo com a corrente da fase "a". Na Figura 161 mostram-se algumas destas formas de onda com menor escala de tempo para melhor visualização.

Figura 160 - Injeção de potência na rede. Correntes nas fases "a", "b" e "c". Fase "a" em verde, fase "b" em vermelho e fase "c" em rosa. Tensão na rede em amarelo. (600W até 1300W).



Fonte: Próprio autor utilizando o osciloscópio infinium.

Figura 161 - Correntes injetadas na rede.

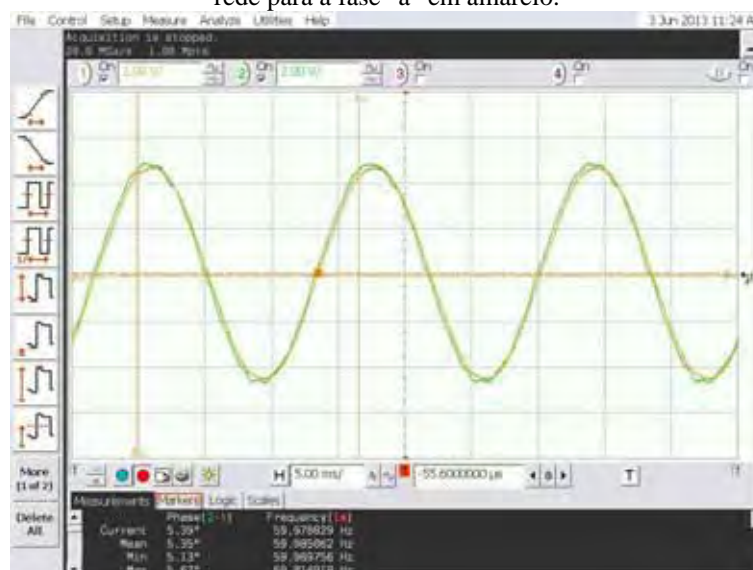


Fonte: Próprio autor utilizando o osciloscópio infiniiium.

A Figura 162 apresenta a forma de onda de tensão no capacitor AC de saída juntamente com a forma de onda da tensão da rede da fase "a" demonstrando o deslocamento angular que existe entre estas formas de onda necessário para a transferência de potência ativa para a rede. Na Figura 163 também são apresentadas as formas de onda de corrente na fase "a" da carga local e da rede, juntamente com as respectivas tensões.

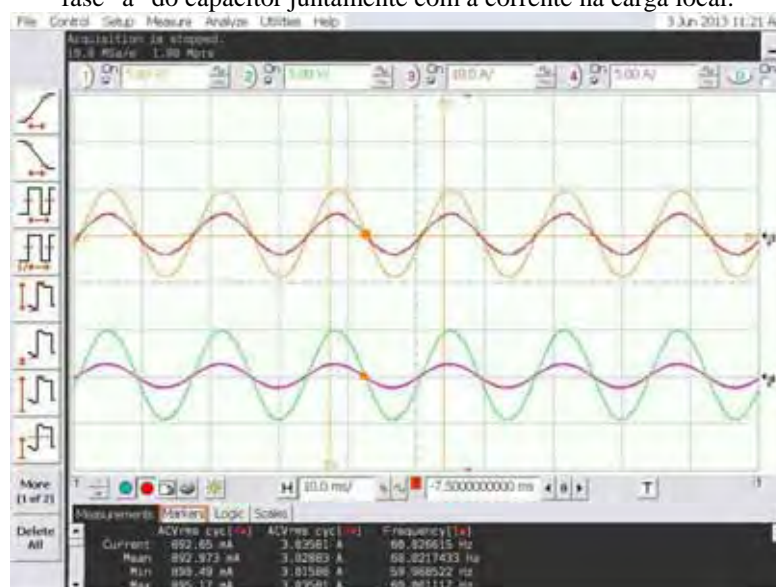


Figura 162 - Deslocamento angular entre as formas de onda da tensão do capacitor da fase "a" em verde e da rede para a fase "a" em amarelo.



Fonte: Próprio autor utilizando o osciloscópio infiniium.

Figura 163 - Tensão da rede da fase "a" juntamente com a corrente injetada na rede para a fase "a" e tensão da fase "a" do capacitor juntamente com a corrente na carga local.



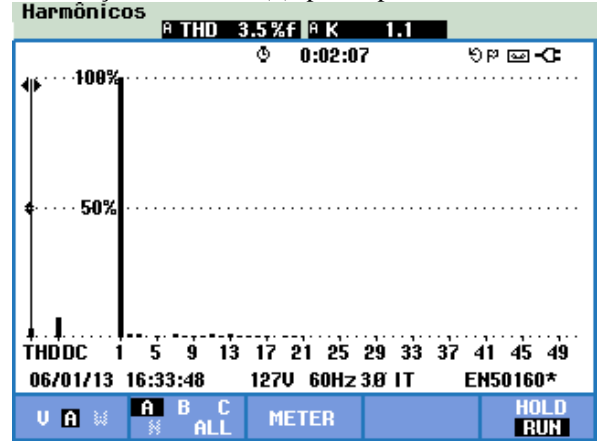
Fonte: Próprio autor utilizando o osciloscópio infiniium.

Com auxílio do medidor Fluke 435 II foi possível medir o fator de potência da estrutura e a distorção harmônica total da corrente injetada na rede. Estes dados estão apresentados na sequência. O inversor apresenta fator de potência unitário para potências injetadas na rede acima de 600W, confirmando que existe o perfeito casamento entre a tensão da rede e a corrente injetada, com deslocamento entre estas formas de onda praticamente nulo. A distorção harmônica total da corrente injetada é de 2,9% para a potência de 1300W.

Figura 164 - Medição do fator de potência (a) e da taxa de distorção harmônica (b), para a potência de 740W.



(a)



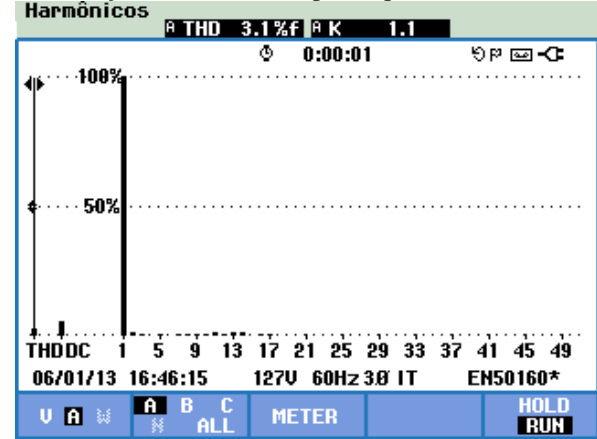
(b)

Fonte: Próprio autor utilizando o sistema Fluke 435 II.

Figura 165 - Medição do fator de potência (a) e da taxa de distorção harmônica (b), para a potência de 1kW.



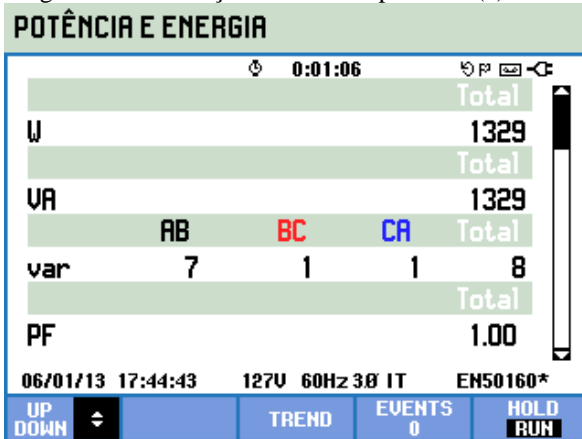
(a)



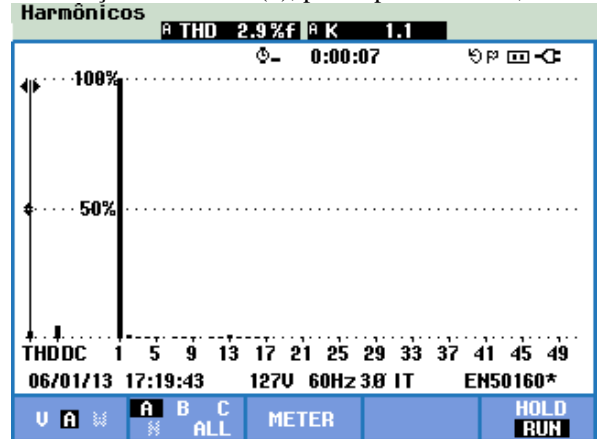
(b)

Fonte: Próprio autor utilizando o sistema Fluke 435 II.

Figura 166 - Medição do fator de potência (a) e da taxa de distorção harmônica (b), para a potência de 1,3kW.



(a)



(b)

Fonte: Próprio autor utilizando o sistema Fluke 435 II.

## 5.9 – Conclusões

Os inversores trifásicos Tri-State, quando modulados e controlados de forma adequada, apresentam como vantagem significativa o controle independente entre entrada e saída, tornando-os atrativos para realizar a interface com os painéis solares. Isto ocorre uma vez que a variável de controle principal  $D_1$  é responsável pelo controle da corrente de entrada enquanto que a variável de controle  $D_2$  é responsável pelo envio de energia para a saída. A redução do volume dos elementos armazenadores de energia também é interessante visto que estes elementos são projetados em função da frequência de chaveamento e não mais em função da ondulação de potência como no caso do inversor tri-state integrado monofásico, traduzindo em maior vida útil ao inversor. O rendimento obtido com a topologia Buck-Boost Tri-State é muito atraente para o intervalo de potências entre 1 e 1,5kW, onde a associação de painéis não resulta em tensão suficiente para alimentar diretamente um conversor VSI e, desta forma, é necessária a elevação de tensão que é inerente desta topologia.

# Capítulo 6

## Conclusões Gerais e Trabalhos Futuros

---

Foram avaliados os principais algoritmos de extração da máxima potência (MPP) dos painéis fotovoltaicos, tendo como destaque os métodos Beta, P&O e IC modificados e IC e P&O baseados em PI. Dentre estes, o método Beta apresentou excelente desempenho global, isto no que se refere ao excelente fator de rastreamento, menor ondulação de tensão em regime permanente, simplicidade de implementação e bom desempenho dinâmico. Verificou-se que os melhores algoritmos, aqueles com maior fator de rastreamento, utilizam sensores de tensão e de corrente. Ainda, qualquer método de extração da máxima potência pode utilizar controladores digitais para a melhora de desempenho sempre que for possível minimizar funções de erro, fato que torna os algoritmos baseados em PI (ou qualquer outro controlador) interessantes para o aumento do fator de rastreamento e diminuição da ondulação em regime permanente. Quando for necessária a redução de custos, uma boa opção é a utilização do método da Temperatura, que substitui o sensor de corrente por um sensor de temperatura de baixo custo, apesar de tornar este algoritmo dependente das características  $V_{xI}$  dos Painéis.

Em relação aos conversores, a tendência é de que os inversores integrados sejam as topologias mais avaliadas em virtude da redução de elementos e de compactação aumentando a vida útil do sistema de energia fotovoltaica. No futuro, com o desenvolvimento contínuo dos semicondutores de potência, uma maior disseminação das topologias CSI deverá ser observada pelo uso dos RB-IGBTs, os quais, ainda, não atendem aos requisitos mínimos de desempenho necessários para sua utilização com maiores frequências de chaveamento. O barramento comum para estes inversores tende a ser a rede, uma vez que a mesma pode absorver qualquer quantidade de energia disponível, e, o inversor não necessita de armazenadores de energia, como no caso dos inversores para operação isolada.

Nos conversores de duplo estágio, cada conversor é responsável por uma tarefa em específico, sendo o primeiro pela elevação da tensão do PV e pela busca do MPP, e o segundo pela inversão e injeção de corrente senoidal na rede. Neste tipo de conversor, o desacoplamento de potência é realizado pelo capacitor do elo CC, e cada algoritmo pode ser

implementado para realizar sua tarefa com máxima eficiência. No caso dos conversores integrados, o conversor deve realizar a elevação e inversão da tensão de forma a injetar corrente senoidal na rede, buscando também o MPP, reduzindo o desempenho dos algoritmos e resultando na necessidade de um compromisso entre os objetivos principais para a aplicação. Adicionalmente, o desacoplamento de potência deve ser realizado com um capacitor em paralelo com o PV, de grande valor capacitivo, porém, de baixa tensão.

O prévio estudo das topologias monofásicas direcionou a escolha do inversor Buck-Boost integrado de 3 estados, isto em virtude da excelente forma de onda de corrente injetada na rede, com reduzido conteúdo harmônico; possibilidade de controle em modo tensão e bom fator de rastreamento. Adicionalmente, com a técnica de 3 estados (Tri-State), o desacoplamento é indutivo, eliminando-se a necessidade do elevado valor de capacitância em paralelo com os PVs e possibilita ainda o controle independente entre entrada e saída; contudo, resultando em maior volume para o elemento indutivo. Entretanto, há de se observar que a vida média (útil) dos conversores chaveados é fortemente influenciada pela vida útil dos elementos capacitivos, e, portanto, estima-se que a vida útil seja maior para estruturas com menores necessidades de elementos capacitivos.

Os inversores trifásicos tri-state, quando modulados e controlados adequadamente, apresentam características interessantes para a conexão aos painéis solares, citando controle independente entre entrada e saída, redução do volume dos elementos armazenadores de energia e aumento da densidade de potência, isto quando comparado ao caso dos inversores integrados monofásicos. Com relação à topologia VSI, que é a solução mais utilizada, o inversor Buck-Boost Tri-State se apresenta como concorrente para potências de saída na faixa de 1 à 1,5kW. Isto decorre do seu bom rendimento para médias potências, onde normalmente uma associação série de painéis não produzirá tensão suficiente para alimentar um inversor VSI sem um conversor elevador associado, que reduzirá a eficiência global do sistema.

Ainda, a associação série dos diodos com as chaves da ponte CSI a fim de prover bloqueio de tensões reversas traduz em maior custo e de dificuldades de montagem para este inversor trifásico. Atualmente, os RB-IGBTs não permitem a operação na faixa de frequência que a aplicação necessita. No entanto, estes semicondutores tendem a evoluir e se apresentar como solução para a montagem da ponte CSI. Outra dificuldade para montagem em série deste tipo de inversor é que não existem circuitos de ataque de gate específicos para inversores CSIs e sua modulação também não é convencional, devido à inserção e de equalização dos tempos de mantém.

Este conversor pode evoluir com técnicas de controle mais sofisticadas como a de realimentação de estados via desigualdades lineares matriciais ou até mesmo a utilização de controladores mais robustos com a adição de incertezas. Ainda, este inversor pode ser preparado para o controle simultâneo de potência ativa e reativa. Uma outra possibilidade interessante é a inserção de outro caminho paralelo, com a adição de mais uma chave e de mais um indutor de forma a fazer a interface com outra fonte de energia alternativa, tal como uma célula à combustível ou um gerador eólico. Ainda, estas chaves podem operar em entrelaçamento, diminuindo o *ripple* de corrente para a ponte trifásica CSI.

Finalmente, destaca-se que a busca por soluções cada vez mais eficientes e que produzam menor impacto ambiental para realizar a interface entre as fontes alternativas de energia e a rede de distribuição de elétrica fomentará as pesquisas nos próximos anos.

## Referências

---

- ALONSO, R.; IBANEZ, P.; MARTINEZ, V.; ROMEN, E.; SANZ, A. An innovative perturb, observe and check algorithm for partially shaded PV systems. In: EPE CONFERENCE, 13., 2009, Barcelona. **Proceedings...** Barcelona: IEEE, 2009. p. 1-8.
- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - ANEEL. **Energia solar**. [S.l:s.n], 2003. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/atlas/pdf/>>. Acessado em: 10 Maio 2009.
- BALAGUER, I. J.; KIM, H.; PENG, F. Z.; ORTIZ, E. I. Survey of photovoltaic power island detection methods. In: INDUSTRIAL ELECTRONICS CONFERENCE - IECON, 34., 2008, Orlando. **Proceedings...** Orlando: IEEE, 2008. p. 2247-2252.
- BARBI, I. **Eletrônica de potência: projeto de fontes chaveadas**. Florianópolis: Editora do Autor, 2001, 250p.
- BOWER, W. **Evaluation of islanding detections methods for photovoltaic utility-interactive power systems**. [S.l:s.n], 2002. Disponível em: <<http://prod.sandia.gov/techlib/access-control.cgi>>. Acessado em: 10 maio 2009.
- BOLOGNANI, S.; ZIGLIOTTO, M. A space-vector approach to the analysis and design of three-phase current controllers. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, 20., 2002, L'Aquila. **Proceedings...** L'Aquila: IEEE, 2002, p. 645-650.
- BRITO, M. A. G.; SAMPAIO, L. P.; JUNIOR, L. G.; CANESIN, C. A. Inversor CS boost monofásico em aplicações com fontes renováveis. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS - INDUSCON, 9., 2010, São Paulo. **Anais...** São Paulo: IEEE, 2010. p. 1-6.
- BRITO, M. A. G.; SAMPAIO, L. P.; GALOTTO, Jr. L.; GODOY, R. B.; CANESIN, C. A. New integrated zeta and cuk inverters intended for stand-alone and grid-connected applications. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE - COBEP, 11., 2011, Natal. **Proceedings...** Natal: IEEE, 2010. p. 1-7.
- BRITO, M. A. G.; GALOTTO JUNIOR, L.; SAMPAIO, L. P.; CANESIN, C. A. Tri-State single-phase integrated inverters with input to output power decoupling control. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON POWER ELECTRONICS, ELECTRICAL DRIVES, AUTOMATION AND MOTION - SPEEDAM, 22., 2012, Sorrento. **Proceedings...** Sorrento: IEEE, 2012. p. 1-6
- BRITO, M. A. G.; CANESIN, C. A. Three-phase tri-state integrated solar inverter. In: IEEE ENERGYCON CONFERENCE & EXHIBITION, 2., 2012, Florença. **Proceedings...** Florença: IEEE, 2012. p. 1-6.
- BRITO, M. A. G.; CANESIN, C. A. Three-phase tri-state buck-boost integrated inverter. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON CLEAN ELECTRICAL POWER - ICCEP, 4., 2013, Alghero. **Proceedings...** Alghero: IEEE, 2013. p. 1-6.
- CARDOSO, R.; CAMARGO, R. F. de; PINHEIRO, H.; GRÜNDLING, H. A. Kalman filter based synchronization methods. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 37., 2006, Jeju. **Proceedings...** Jeju: IEEE, 2006. p. 1-7.
- CASADEI, D.; GRANDI, G.; ROSSI, C. Single-phase single-stage photovoltaic generation system based on a ripple correlation control maximum power point tracking. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, New York, v. 21, n.2, p. 562-568, 2006.
- CASARO, M. M.; MARTINS, D. C. Modelo de Arranjo Fotovoltaico Destinado a Análises em Eletrônica de Potência via Simulação. **Eletrônica de Potência**, Florianópolis, v. 13, n. 3, p. 141-146, 2008.

CHA, H.; LEE, S. Design and implementation of photovoltaic power conditioning system using a current based maximum power point tracking. In: INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING - IAS, 43., 2008, Edmonton. **Proceedings...** Edmonton: IEEE, 2008. p. 1-5.

CHIN, C. S.; NEELAKANTAN, P.; YOONG, H. P.; TEO, K. T. K. Maximum power point tracking for PV array under partially shaded conditions. In: CICSyn, 3., Bali. **Proceedings...** Bali: IEEE, 2011. p. 1-6.

CHOE, G.; KIM, H.; KIM, H.; CHOI, Y.; KIM, C. The characteristic analysis of grid frequency variation under islanding mode for utility interactive PV system with reactive power variation scheme for anti-island. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE - PESC, 37., 2006, Jeju. **Proceedings...** Jeju: IEEE, 2006. p. 1-5.

CHOI, J. W.; KIM, Y.K; KIM, H. G. Digital PLL control for single-phase photovoltaic system. **IEE Electric Power Applications**, United Kingdom, v. 153, n. 1, p. 40-46, 2006.

CIOBOTARU, M.; AGELIDIS, V.; TEODORESCU, R. Accurate and less-disturbing active anti-island method based on PLL for grid-connected PV inverters. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE - PESC, 39., 2008, Rhodes. **Proceedings...** Rhodes: IEEE, 2008. p. 4569-4576.

COELHO, R. F.; CONCER, F. M.; MARTINS, D. C. Martins. A MPPT approach based on temperature measurements applied in PV systems. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON SUSTAINABLE ENERGY TECHNOLOGIES - ICSET, 2, 2010, Kandi. **Proceedings...** Kandi: IEEE, 2010, p. 1-6.

COLLI, D. V.; CANCELLIERE, P.; MARIGNETTI, F.; DI STEFANO, R. Voltage control of current source inverters. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, New York, v. 21, n. 2, 2006, p. 451-458.

CENTO DE REFERÊNCIA PARA ENERGIA SOLAR E EÓLICA SÉRGIO DE SALVO BRITO - CRESESB, CENTRO DE PESQUISAS DE ENERGIA ELÉTRICA - CEPEL. **Energia solar – princípios e aplicações**. [S.l:s.n], 2000. Disponível em: <<http://www.crescesb.cepel.br/tutorial/>>. Acessado em: 10 maio 2009.

DESAI, H. P.; PATEL, H. K. Maximum point algorithm in PV generation: An overview. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND DRIVE SYSTEMS - PEDS, 7., 2007, Bangkok. **Proceedings...** Bangkok: IEEE, 2007. p. 624-630.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2. ed. New York: Springer, 2001. 912p.

ESRAM, T.; CHAPMAN, P. L. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, New York, v.24, n.2, p. 439-449, 2007.

ENSLIN, J. H. R.; WOLF, M. S.; SNYMAN, D. B.; SWIEGERS, W. Integrated photovoltaic maximum power point tracking converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 44, n. 6, p. 769-773, 1997.

FARANDA, R.; LEVA, S.; MAUGERI, V. MPPT techniques for PV systems: Energetic and cost comparison. In: POWER AND ENERGY SOCIETY GENERAL MEETING - PESGM, 9., 2008, Pittsburgh. **Proceedings...** Pittsburgh: IEEE, 2008. p. 1-6.

GALOTTO JUNIOR, L.; BRITO, M. A. G.; SAMPAIO, L. P.; CANESIN, C. A. Integrated single-stage converters with tri-state modulation suitable for photovoltaic systems. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 11., 2011, Natal. **Proceedings...** Natal: IEEE, 2011. p. 1-7.

HIYAMA, T.; KOUZUMA, S.; IMAKUBO, T. Identification of optimal operating point of PV modules using neural network for real time maximum power tracking control. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, New York, v. 10, n. 2, p. 360-367, 1995.

HO, B. M. T.; CHUNG, H. S. H.; LO, W.L. Use of system oscillation to locate the MPP of PV panels. **IEEE Power Electronics Letters**, New York, v.2, n.1, p. 1-5, 2004.



HSIEH, G. C.; HUNG, J. C. Phase-locked loop techniques – a survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 43, n. 6, p. 609-615, 1996.

HUSSEIN, K. H.; HOSHINO, T. OSAKADA, M. Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions. **IEE Generation, Transmission and Distribution**, United Kingdom, v. 142, n. 1, p. 59-64, 1995.

IEEE STANDARDS COORDINATING COMMITTEE. **IEEE SCC21: 1547** IEEE standard for interconnecting distributed resources with electric power systems, New York, 2003. p. 1-16.

JAEN, C.; MOYANO, C.; SANTACRUZ, X.; POU, J.; ARIAS, A. Overview of maximum power point tracking control techniques used in photovoltaic systems. In: **INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRONICS CIRCUITS AND SYSTEMS - ICECS**, 15., 2008, Malta. **Proceedings...** Malta: IEEE, 2008. p. 1099-1102.

JAIN, S.; AGARWAL, V. Comparison of the performance of maximum power point tracking schemes applied to single-stage grid-connected photovoltaic systems. **IET Electric Power Applications**, United Kingdom, v. 3, n. 3, p. 753-762, 2007.

JAIN, S.; AGARWAL, V. A new algorithm for rapid tracking of approximate maximum power point in photovoltaic systems. **IEEE Power Electronics Letters**, New York, v. 2, n. 1, p. 16-19, 2004.

JAIN, S.; AGARWAL, V. A single-stage grid connected inverter topology for solar pv systems with maximum power point tracking. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 22, n.5, p.1928-1940, 2007.

JANG, S.; KIM, K. An islanding detection method for distributed generations using voltage unbalance and total harmonic distortion of current. **IEEE Transactions on Power Delivery**, New York, v. 19, n. 2, p. 745-752, 2004.

JOHN, V.; ZHIHONG, Y.; KOLWALKAR, A. Investigation of anti-islanding protection of power converter based distributed generators using frequency domain analysis. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 19, n.5, p. 1177-1183, 2004.

KITAMURA, A.; OKAMOTO, M.; YAMAMOTO, F.; NAKAJI, K.; MATSUDA, H.; HOTTA, K. Islanding phenomenon elimination study at rokko test center. In: **PHOTOVOLTAIC SPECIALISTS CONFERENCE - PVSC**, 24., 1994, Waikoloa. **Proceedings...** Waikoloa: IEEE, 1994. p. 1531-1534.

KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. 41, n. 5, p. 1292 – 1306, 2005.

KOUTROULIS, E.; BLAABJERG, F. A new technique for tracking the global maximum power point of pv arrays operating under partial-shading conditions. **IEEE Journal of Photovoltaics**, New York, v. 2, n. 2, p.1-7, 2012.

KWON, J.; NAM, K; KWON, B. Photovoltaic power conditioning system with line connection. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 53, n. 5, p. 1048-1054, 2006.

LAIRD, I.; LOVATT, H.; SAVVIDES, N.; LU, D.; AGELIDIS, V. G. Comparative study of maximum power point tracking algorithms for thermoelectric generators. In: **AUSTRALASIAN UNIVERSITIES POWER ENGINEERING CONFERENCE - AUPEC**, 20., 2008, Sydney. **Proceedings...** Sydney: IEEE, 2008. p. 1-6.

LI, Q.; WOLFS, P. Recent Development in the topologies for photovoltaic module integrated converters. . In: **POWER ELECTRONICS SPECIALIST CONFERENCE - PESC**, 37., 2006, Jeju. **Proceedings...** Jeju: IEEE, 2006. p. 1-8.

LISERRE, M.; DELL'AQUILA, A.; BLAABJERG, F. An overview of three-phase voltage source active rectifiers interfacing the utility. In: **IEEE POWERTECH CONFERENCE**, 3., 2003, Bologna. **Proceedings...** Bologna: IEEE, 2003. p. 1-8.

- LISERRE, M.; SAUTER, T.; HUNG, Y. J. Future Energy Systems - Integrating renewable energy sources into the smart power grid through industrial electronics. **IEEE Industrial Electronics**, New York, v.4, n.1, p.18-37, 2010.
- LOH, P. C.; BLAABJERG, F.; WONG, C. P.; TAN, P. C. Tri-State current source inverter with improved dynamic performance, **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 23, n. 4, p. 1631-1640, 2008.
- LOPES, L. A. C.; HUILLI, S. Performance assessment of active frequency drifting islanding detection methods. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, New York, v. 21, n. 1, p. 171-180, 2006.
- MAHAT, P.; CHEN, Z.; BAK-JENSEN, B. Review of island detection methods for distributed generation. In: ELECTRIC UTILITY DEREGULATION AND RESTRUCTURING AND POWER TECHNOLOGIES - DPRT, 30., 2008, Nanjuing. **Proceedings...** Nanjuing: IEEE, 2008. p. 2743-2748.
- MARTINS, F. R.; RÜTHER, E. B.; ABREU, S. L. Solar Energy Scenarios in Brazil. **Energy Policy**, Holland, v. 36, n. 8, p. 2855-2867, 2009.
- MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G.; GALLOWAY, J. J. H.; Power Converter Line Synchronization Using a Discrete Fourier Transform (DFT) Based on a Variable Sample Rate. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 20, n. 4, p. 877-884, 2005.
- NIANCHUN, W.; QINGSHAN, X.; BIN, S.; YUKITA, K.; GOTO, Y.; ICHIYANAGI. Research os single-phase inverter for PV modules with MPPT. **IEEE Industrial Electronics**, New York, v.4, n.1, p.18-37, 2010.
- NOGUCHI, T.; TOGASHI, S.; NAKAMOTO, R. Short-current pulse-based maximum-power-point tracking method for multiple photovoltaic-and-converter module system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 49, n. 1, p. 217-223, 2002.
- OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. 3. ed. São Paulo: LTC, 1998, 745 p.
- PÁDUA, M. S.; DECKMANN, S. M.; LOPES, A.; MARAFÃO, F. P.; MOREIRA, A. C. Metodologia para identificação do componente fundamental da tensão da rede baseada no algoritmo recursivo da TDF. **Revista Controle & Automação**, São José dos Campos, v. 18, n. 3, p. 381-396, 2007.
- PÁDUA, M. S.; DECKMANN, S. M.; SPERANDIO, G. S.; MARAFÃO, F. P.; COLON, D. Comparative analysis of synchronization algorithms based on PLL, RDFT and kalman filter. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS - ISIE, 30., 2008, Vigo. **Proceedings...** Vigo: IEEE, 2007. p. 964-970.
- PANDEY, A; DASGUPTA, N.; MUKERJEE, A. K. A simple single-sensor MPPT solution. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 22, n. 6, p. 698-700, 2007.
- PARK, M; YU, I. Study on the optimal voltage for MPPT obtained by surface temperature of solar cell. In: INDUSTRIAL ELECTRONICS CONFERENCE - IECON, 30., 2004, South Korea. **Proceedings...** South Korea: IEEE, 2004, p. 2040-2045.
- PINHEIRO, A. P. B. **Energias renováveis: tipos e aplicações**. [S.l:s.n], 2007. Disponível em: <<http://www.nteditorial.com.br/revista/Materias/index.asp?RevistaID1>>. Acessado em: 10 maio 2009.
- RASHID, M. H. (2001). **Power electronics handbook**. Canada: Academic Press, 2010. 895 p.
- RAZA, H. S. M.; GOTO, H.; ICHINOKURA, O.; GUO, H. An improved and very efficient mppt controller for pv systems subjected to rapidly varying atmospheric conditions and partial shading. In: AUSTRALASIAN UNIVERSITIES POWER ENGINEERING CONFERENCE - AUPEC, 20., 2009, Adelaide. **Proceedings...** Adelaide: IEEE, 2009. p.1-6.
- ROPP, M.; LARSON, D.; MEENDERING, S.; MCMAHON, D.; GINN, J.; STEVENS, J.; BOWER, W.; GONZALES, S.; FENNELL, K.; BRUSSEAU, L. Discussion of a power line carrier communications- based anti-islanding scheme using a commercial automatic meter reading system. In: PHOTOVOLTAIC ENERGY CONVERSION - PVEC, 4., 2006, Waikoloa. **Proceedings...** Waikoloa: IEEE, 2006. p. 2351-2354.

- SABLE, D. M.; CHO, B. H.; RIDLEY, R. B. Use of leading-edge modulation to transform boost and flyback converters into minimum-phase-zero systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 6, n.4, p. 704-711, 1991.
- SALAMONI, I. T.; RÜTHER, R. Potencial brasileiro da geração solar fotovoltaica conectada à rede elétrica: análise de paridade de rede. In: ENCONTRO NACIONAL E V LATINO AMERICANO DE CONFORTO NO AMBIENTE CONSTRUÍDO - ENCAC, 9., 2007, Ouro Preto. **Proceedings...** Ouro Preto: ENCAC, 2007. p. 1-10.
- SANTOS FILHO, R. M.; SEIXAS, P. F.; CORTIZO, P. C.; TORRES, L. A. B. SOUZA, A. F. Comparison of three single-phase PLL algorithms for UPS applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 55, n. 8, p. 2923-2932, 2008.
- SAMPAIO, L. P.; BRITO, M. A. G; JUNIOR, L. G.; CANESIN, C. A. Inversor boost monofásico, como alternativa de baixo custo e alta densidade de potência para fontes alternativas de energia. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA - CBA, 18., 2010, Bonito. **Proceedings...** Bonito: IEEE, 2010. p. 3686-3693.
- SILVA, S. M.; LOPES, B. M.; CARDOSO FILHO, B. J.; CAMPANA, R. P.; BOAVENTURA, W. C. Performance evaluation of PLL algorithms for single-phase grid-connected systems. In: IAS ANNUAL MEETING, 39., 2004, Seattle. **Proceedings...** Seattle: IEE, 2004. p. 2259-2263.
- SIMÕES, M. G.; FRANCESCHETTI, N. N.; FRIEDHOFER, M.; A Fuzzy logic based photovoltaic peak power tracking control. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS - ISIE, 1998, Pretoria. **Proceedings...** Piscataway: IEE, 1998. p. 300-305.
- SPAGNUOLO, G.; PETRONE, G.; ARAUJO, S. V.; CECATI, C. Renewable energy operation and conversion schemes. **IEEE Industrial Electronics**, New York, v.4, n.1, p.38-51, 2010.
- TEULINGS, W. J. A.; MARPINARD, J. C.; CAPEL, A.; O'SULLIVAN, D. A new maximum power point tracking system. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE - PESC, 24., 1993, Seattle. **Proceedings...** Seattle: IEEE, 1993. p. 833-838.
- TIMBUS, A. V.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; BORUP, U. Online grid measurement and ENS detection for PV Inverter running on highly inductive grid. **IEEE Power Electronics Letters**, New York, v. 2, n.3, p. 77-82, 2004.
- VÁSQUEZ, N.; LÓPEZ, H.; HERNÁNDEZ, C.; RODRIGUEZ, E.; OROSCO, R.; ARAU, J. A grid connected current source inverter. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON CLEAN ELECTRICAL POWER, 9., 2009, Capri. **Proceedings...** Capri: IEEE, 2009. p. 439-442.
- VILLALVA, M. G.;FILHO, E. R. Dynamic analysis of the input-controlled buck converter fed by a photovoltaic array. **Controle & Automação**, São Paulo, v. 19, n. 4, p. 463-474, 2008.
- VISWANATHAN, K.; ORUGANTI, R.; SRINIVASAN, D. A novel tri-state boost converter with fast dynamics. **IEEE Transactions On Power Electronics**, New York, v. 17, n. 5, p. 677-683, 2002.
- WALKER, R. G.; SERNIA, C. P. Cascaded DC-DC converter connection of photovoltaic modules. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 19, n.4, p. 1130-1139, 2004.
- WASYNEZUK, O. Dynamic behavior of a class of photovoltaic power systems. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, New York, v. 102, n. 9, p. 3031-3037, 1983.
- WILAMOWSKI, B. M.; XIANGLI, L. Fuzzy system based maximum power point tracking for pv system. In: INDUSTRIAL ELECTRONICS CONFERENCE - IECON, 28., 2002, Sevilla. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 1993. p. 3280-3284.

WOLFSEGGGER, C.; STIERSTORFER, J. **Solar generation IV**: solar electricity for over one billion people and two million jobs by 2020. [S.l:s.n], 2007. Disponível em: < <http://www.photovoltaique.info>>. Acessado em: 10 maio 2009.

XIAOFENG, S.; WEIYANG, W.; QINGLIN, Z. A Research on photovoltaic energy controlling system with maximum power point tracking. In: POWER CONVERSION CONFERENCE - PCC, 2002, Osaka. **Proceedings...** Osaka: IEEE, 2002. p. 822-826.

XIAOYU, W.; FREITAS, W.; WILSON, X.; DINAHAHI, V. Impact of DG interface controls on the sandia frequency shift antiislanding method. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, New York, v. 22, n. 3, p. 792-794, 2007.

YU, G. J.; JUNG, Y. S.; CHOI, I.; SONG, J. H. A novel two-mode MPPT control algorithm based on comparative study of existing algorithms. In: PHOTOVOLTAIC SPECIALISTS CONFERENCE - PVCS, 29., 2002, Louisiana. **Proceedings...** Louisiana: IEEE, 2002. p. 1531-1534.

ZAIMEEDINE, R; UNDELAND, T. DTC control schemes for induction motor fed by three-level NPC-VSI using space vector modulation. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON POWER ELECTRONICS, ELECTRICAL DRIVES, AUTOMATION AND MOTION - SPEEDAM, 20., 2010, Pisa. **Proceedings...** Pisa: IEEE, 2010, p. 966-971

ZHOU, K.; WANG, D. Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 49, n. 1, p. 186-196, 2002.

ZIOGAS, P. D.; MORAN, L.; JOOS, G.; VINCENTI, D. A refined PWM scheme for voltage and current source converter. In: POWER ELECTRONICS SPECIALIST CONFERENCE - PESC, 21., 1990, Seattle. **Proceedings...** Seattle: IEEE, 1990, p. 977-983.

# Apêndice A

## Produção de Artigos Científicos

---

---

### A.1 - Artigos Publicados

- [1] BRITO, M. A. G.; FERREIRA, C. S.; CANESIN, C. A. Sistema de gerenciamento automático de iluminação fluorescente multi-lâmpadas, com correção ativa do fator de potência. **REVISTA ELETRÔNICA DE POTÊNCIA**, Florianópolis, v.15, n. 1, p. 184-192, 2010 (ainda resultante dos trabalhos de mestrado com bolsa FAPESP).
- [2] SAMPAIO, L. P.; BRITO, M. A. G.; JUNIOR, L. G.; CANESIN, C. A. Inversor boost monofásico, como alternativa de baixo custo e alta densidade de potência para fontes alternativas de energia. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA - CBA, 18., 2010, Bonito. **Conference...** Bonito: Campinas, 2010. p. 3686-3693.
- [3] BRITO, M. A. G.; SAMPAIO, L. P.; JUNIOR, L. G.; CANESIN, C. A. Inversor CS boost monofásico em aplicações com fontes renováveis. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS - INDUSCON, 9., 2010, São Paulo, **Conference...** São Paulo: São Paulo, 2010. p.1-6.
- [4] BRITO, M. A. G.; SAMPAIO, L. P.; JUNIOR, L. G.; CANESIN, C. A. Avaliação das principais técnicas para obtenção de mppt de painéis fotovoltaicos. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS - INDUSCON, 9., 2010, São Paulo. **Conference...** São Paulo: IEEE, 2010. p. 1-6.
- [5] JUNIOR, L. G.; BRITO, M. A. G.; SAMPAIO, L. P.; CANESIN, C. A. Integrated inverter topologies for low power photovoltaic systems. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS - INDUSCON, 9., 2010, São Paulo. **Conference...** São Paulo: IEEE, 2010. p. 1-6.
- [6] SAMPAIO, L. P.; BRITO, M. A. G.; JUNIOR, L. G.; MELO, G. A. CANESIN, C. A. Single-phase current-source-boost inverter for renewable energy sources. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS - ISIE, 20., 2011, Gdansk. **Proceedings...** Gdansk: IEEE, 2011, p.1118-1123.
- [7] BRITO, M. A. G.; JUNIOR, L. G.; Sampaio, L. P.; CANESIN, C. A. Evaluation of MPPT techniques for photovoltaic applications. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS - ISIE, 20., 2011, Gdansk. **Proceedings...** Gdansk: IEEE, 2011, p.1039-1044.
- [8] JUNIOR, L. G.; BRITO, M. A. G.; Sampaio, L. P.; CANESIN, C. A. Single stage converters for low power stand-alone and grid-connected pv systems. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS - ISIE, 20., 2011, Gdansk. **Proceedings...** Gdansk: IEEE, 2011, p.1112-1117.

- [9] JUNIOR, L. G.; BRITO, M. A. G.; SAMPAIO, L. P.; CANESIN, C. A. Evaluation of integrated inverter topologies for low power pv systems. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON CLEAN ELECTRICAL POWER - ICCEP, 3., 2011, Ischia. **Proceedings...** Ischia: IEEE, 2011 p.1-6. 2011.
- [10] BRITO, M. A. G.; SAMPAIO, L. P. ; JUNIOR, L. G.; MELO, G. A.; CANESIN, C. A. Comparative analysis of mppt techniques for pv applications. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON CLEAN ELECTRICAL POWER - ICCEP, 4., 2011, Ischia. **Proceedings...** Ischia: IEEE, 2011. p.1-6.
- [11] SILVA, L. S. C.; SEIXAS, F. J. M.; BRITO, M. A. G. Bridgeless interleaved boost PFC converter with variable duty cycle control. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE - COBEP, 11., 2011, Natal. **Proceedings...** Natal: IEEE, 2011. p. 1-7.
- [12] GALOTTO Jr., L.; BRITO, M. A. G.; SAMPAIO, L. P.; CANESIN, C. A. Integrated single-stage converters with tri-state modulation suitable for photovoltaic systems. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE - COBEP, 11., 2011, Natal. **Proceedings...** Natal: IEEE, 2011. p. 1-7.
- [13] PEÑA, J. C. U.; BRITO, M. A. G.; CANESIN, C. A. A Comparative Study of MPPT strategies and a novel single-phase integrated buck-boost inverter for small wind energy conversion systems. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE - COBEP, 11., 2011, Natal. **Proceedings...** Natal: IEEE, 2011. p. 1-6.
- [14] FAZIO Jr. A.; CANESIN, C. A.; SAMPAIO, L. P.; BRITO, M. A. G.; MELO, G. A. Comparative analysis for reactive energy measurement methodologies, under non-sinusoidal conditions in three-phase four-wire circuits. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE - COBEP, 11., 2011, Natal. **Proceedings...** Natal: IEEE, 2011. p. 1-6.
- [15] BRITO, M. A. G.; GALOTTO, Jr. L.; SAMPAIO, L. P.; MELO, G. A.; CANESIN, C. A. Main maximum power point tracking strategies intended for photovoltaics. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE - COBEP, 11., 2011, Natal. **Proceedings...** Natal: IEEE, 2011. p. 1-7.
- [16] BRITO, M. A. G.; SAMPAIO, L. P.; GALOTTO, Jr. L.; CANESIN, C. A. Research on photovoltaics: review, trends and perspectives. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE - COBEP, 11., 2011, Natal. **Proceedings...** Natal: IEEE, 2011. p. 1-6.
- [17] BRITO, M. A. G.; SAMPAIO, L. P.; GALOTTO, Jr. L.; Godoy, R. B.; CANESIN, C. A. New integrated zeta and cuk inverters intended for stand-alone and grid-connected applications. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE - COBEP, 11., 2011, Natal. **Proceedings...** Natal: IEEE, 2011. p. 1-7.
- [18] SAMPAIO, L. P.; BRITO, M. A. G.; CANESIN, C. A. Computer tools to aid the learning and design steps for photovoltaic systems In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE - COBEP, 11., 2011, Natal. **Proceedings...** Natal: IEEE, 2011. p. 1-6.
- [19] SAMPAIO, L. P.; BRITO, M. A. G.; MELO, G. A.; CANESIN, C. A. Power electronics course: analysis and evaluation of the educational software and the environment learning. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE - COBEP, 11., 2011, Natal. **Proceedings...** Natal: IEEE, 2011. p. 1-6.

[20] GALOTTO Jr. L.; GODOY, R. B.; BRITO, M. A. G.; GARCIA, R. C.; KIMPARA, M. L. M.; CANESIN, C. A. Tri-state space vector modulation for three-phase integrated inverters. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE - COBEP, 11., 2011, Natal. **Proceedings...** Natal: IEEE, 2011. p. 1-7.

[21] BRITO, M. A. G.; FERREIRA, C. S.; SAMPAIO, L. P.; CANESIN, C. A. Sistema automático para o controle eficiente de iluminação para múltiplas lâmpadas fluorescentes. **CONTROLE & AUTOMAÇÃO**, Campinas, v. 23, n. 4, p. 439-452, 2012. (ainda resultante dos trabalhos de mestrado com bolsa FAPESP).

[22] BRITO, M. A. G.; FERREIRA, C. S.; SAMPAIO, L. P.; CANESIN, C. A. Automatic dimming multi-lamp fluorescent management system with active input PFC stage. **IET POWER ELECTRONICS**, United Kingdom, v. 5, n. 4, p. 410-418, 2012. (ainda resultante dos trabalhos de mestrado com bolsa FAPESP).

[23] BRITO, M. A. G.; GALOTTO, Jr. L.; SAMPAIO, L. P.; CANESIN, C. A. Tri-State single-phase integrated inverters with input to output power decoupling control. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON POWER ELECTRONICS, ELECTRICAL DRIVES, AUTOMATION AND MOTION - SPEEDAM, 21., 2012, Sorrento. **Proceedings...** Sorrento: IEEE, 2012. p. 1-6.

[24] BRITO, M. A. G.; GALOTTO Jr. L.; CANESIN, C. A. Three-phase tri-state integrated boost inverter with special space vector and dq0 control. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON POWER ELECTRONICS, ELECTRICAL DRIVES, AUTOMATION AND MOTION - SPEEDAM, 21., 2012, Sorrento. **Proceedings...** Sorrento: IEEE, 2012. p. 1-6.

[25] BRITO, M. A. G.; CANESIN, C. A. Three-phase tri-state integrated solar inverter. In: ENERGYCON CONFERENCE & EXHIBITION, 4., 2012, Florence. **Proceedings...** Florence:IEEE, 2012. p. 1-6.

[26] SAMPAIO, L. P.; BRITO, M. A. G. de; ALVES, M. G.; MELO, G. A.; CANESIN, C. A. Robust control applied to power flow control in single-phase inverter with LCL filter, using droop control and D-stability. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS - INDUSCON, 18., 2012, Fortaleza. **Conference...** Fortaleza: IEEE, 2012. p. 1-8.

[27] MELO, G. A.; BRITO, M. A. G.; OLIVEIRA, N. R.; GONÇALVES, A. S. F.; CANESIN, C. A. Sistema de tração elétrica flexível baseado em veículos trólebus para alimentação com redes CC e ou CA. **CONTROLE & AUTOMAÇÃO**, Campinas, v. 23, n. 5, p. 608-620, 2012.

[28] BRITO, M. A. G.; SAMPAIO, L. P.; MELO, G. A.; CANESIN, C. A. Contribuição ao estudo dos principais algoritmos de extração da máxima potência dos painéis fotovoltaicos. **REVISTA ELETRÔNICA DE POTÊNCIA**, Florianópolis, v. 17, n. 3, p. 592-600, 2012.

[29] BRITO, M. A. G.; SAMPAIO, L. P.; GALOTTO, Jr. L.; MELO, G. A.; CANESIN, C. A. Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS (Special Session)**, New York, v. 60. n. 3, p. 1156-1167, 2013.

## A.2 - Artigos Aceitos para Publicação

[30] BRITO, M. A. G.; CANESIN, C. A. Three-phase tri-state buck-boost integrated inverter. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON CLEAN ELECTRICAL POWER - ICCEP, 4., 2013. Alghero. **Proceedings...** Alghero: IEEE, 2013, p. 1-6.

[31] SAMPAIO, L. P.; BRITO, M. A. G.; MELO, G. A.; CANESIN, C. A. Power flow control in single and three-phases inverters using droop control and d-stability between distributed generator and utility grid. In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATION - EPE, 13., 2013, Lile. **Proceedings...** Lile: IEEE, 2013. p. 1-5.

[32] MATHEUS, B. P.; BRITO, M. A. G.; CANESIN, C. A. Modelagem de lâmpada fluorescente uv em uma aplicação para fins de purificação de água. **REVISTA ELETRÔNICA DE POTÊNCIA**, Florianópolis, p. 1-8, 2013.



# Apêndice B

## Projeto do Inversor Buck-Boost Tri-State Trifásico

---

Para a implementação do inversor trifásico Buck-Boost Tri-State escolheram-se os seguintes parâmetros:

- ✓ Potência de Saída:  $P_o = 1500W$
- ✓ Tensão de entrada:  $V_{in} = 100V$ .
- ✓ Frequência de chaveamento:  $f_s=20kHz$
- ✓ Frequência da rede:  $f_r=60Hz$
- ✓ Frequência de amostragem:  $f_a=10kHz$
- ✓ Tensão RMS de fase da rede:  $V_r=127V$
- ✓ Ondulação de Corrente no Indutor:  $\Delta I=7,5\%$
- ✓ Ondulação de Tensão no Capacitor AC:  $\Delta V_c=7,5\%$

Para que o inversor funcione como Tri-state é necessário garantir um tempo mínimo de roda livre. Este tempo foi mantido em 0,1. Desta forma:

$$D_1 + D_2 = 0,9 \quad (113)$$

O ganho esperado para o conversor é dado em função da tensão de pico de linha da rede, e através de (97) e de (113) obtém-se a razão cíclica principal  $D_1$ :

$$D_1 = 0,68 \quad (114)$$

A corrente de carga por fase é determinada em função da potência de saída e da tensão de linha, conforme segunda parcela da equação (96):

$$I_o = 3,94A \quad (115)$$

O valor mínimo de corrente do barramento CC deve respeitar a primeira parcela da equação (96). Assim:

$$IL_{Bmin} = 18A \quad (116)$$

O indutor Buck-Boost é calculado conforme (49):

$$L_B = \frac{V_{in} \cdot D1}{f_s \cdot \Delta I} \approx 2,5mH \quad (117)$$

O resumo do projeto físico do indutor Buck-Boost pode ser verificado na Tabela 12.

Tabela 12 - Projeto indutor Buck-Boost LB.

<b>Especificações</b>	<b>Indutor Ferrite 2 x NEE 75/50/25</b>	<b>Indutor Ferro Silício EI Chapa 4HS-350</b>
$B_{max}(T)$	0,35	1,5
$I_{rms}(A)$	20	20
$J_{cond}(A/cm^2)$	450	450
$L_{Besc}(mH)$	2,5	2,5
$Ae \cdot Aw_{calc}(cm^4)$	91	80
$Ae \cdot Aw_{esc}(cm^4)$	111	84
$N_p$ (voltas)	110	74
Gap(mm)	3,9	3,4
Fio	AWG20	AWG20
Litz	9	9
Peso Fios (kg)	1,2	0,53
Peso Núcleo (kg)	1,34	1,6
Peso Total (kg)	2,54	2,13
Dimensões (AxLxE - cm)	11,6x7,6x5,1	8,75x10,5x2,5

Fonte: Próprio autor.

O capacitor CA de saída é calculado conforme (51):

$$C_{ac} = \frac{I_o \cdot (1 - D_2)}{f_s \cdot \Delta V_c} \approx 6,8\mu F \quad (118)$$

O indutor de rede é obtido conforme (53):

$$L_{ac} \geq 3mH \quad (119)$$

O projeto físico do indutor de rede é apresentado na Tabela 13, e, considerando aumento da potência de saída, apresenta-se também a Tabela 14.

Tabela 13 - Projeto do indutor de rede.

<b>Especificações</b>	<b>Indutor Ferrite NEE 55/28/21</b>	<b>Indutor Ferro Silício EI Chapa 4HS-200</b>
$B_{\max}$ (T)	0,35	1,2
$I_{\text{rms}}$ (A)	4,5	4,5
$J_{\text{cond}}$ (A/cm <sup>2</sup> )	400	400
$L_{\text{Besc}}$ (mH)	3	3
$Ae.Aw_{\text{calc}}$ (cm <sup>4</sup> )	5,7	4,9
$Ae.Aw_{\text{esc}}$ (cm <sup>4</sup> )	8,8	5,7
$N_p$ (voltas)	112	56
Gap(mm)	0,9	0,37
Fio	AWG20	AWG20
Litz	2	2
Peso Fios (kg)	0,19	0,05
Peso Núcleo (kg)	0,21	0,13
Peso Total (kg)	0,40	0,18
$\Delta T$ (°C)	42	25
Dimensões (AxLxE - cm)	5,6x5,5x2,1	5,0x6,0x1,3

Fonte: Próprio autor

Tabela 14 - Projeto do indutor de rede - prevendo aumento de potência.

<b>Especificações</b>	<b>Indutor Ferrite NEE 65/33/26</b>	<b>Indutor Ferro Silício EI Chapa 4HS-200</b>
$B_{\max}$ (T)	0,3	1,2
$I_{\text{rms}}$ (A)	6,5	6,5
$J_{\text{cond}}$ (A/cm <sup>2</sup> )	400	400
$L_{\text{Besc}}$ (mH)	3	3
$A_e.A_{w_{\text{calc}}}$ (cm <sup>4</sup> )	15	10,3
$A_e.A_{w_{\text{esc}}}$ (cm <sup>4</sup> )	19	12
$N_p$ (voltas)	122	57
Gap (mm)	1,6	0,6
Fio	AWG20	AWG20
Litz	3	3
Peso Fios (kg)	0,39	0,09
Peso Núcleo (kg)	0,37	0,19
Peso Total (kg)	0,76	0,28
Dimensões (AxLxE - cm)	6,5x6,6x2,7	5,0x6,0x2,1

Fonte: Próprio autor.

A potência dissipada em cada semicondutor pode ser obtida a partir do conjunto de equações (103), (105) e (107).

A escolha do semicondutor baseou-se nas curvas de eficiência apresentadas no decorrer do capítulo 5. A associação adotada é o MOSFET (SPW47N60C3 - 30A) de baixa  $R_{\text{dson}}$  (0,07 $\Omega$ ) e o diodo SCHOTTKY IDH08S6 (8A -  $V_{\text{ceon}}=1,5\text{V}$ ). A Tabela 15 ilustra as perdas nos semicondutores, considerando  $I_{L_B} = 20\text{A}$ , que respeita a equação (116).

Tabela 15 - Perdas nos semicondutores.

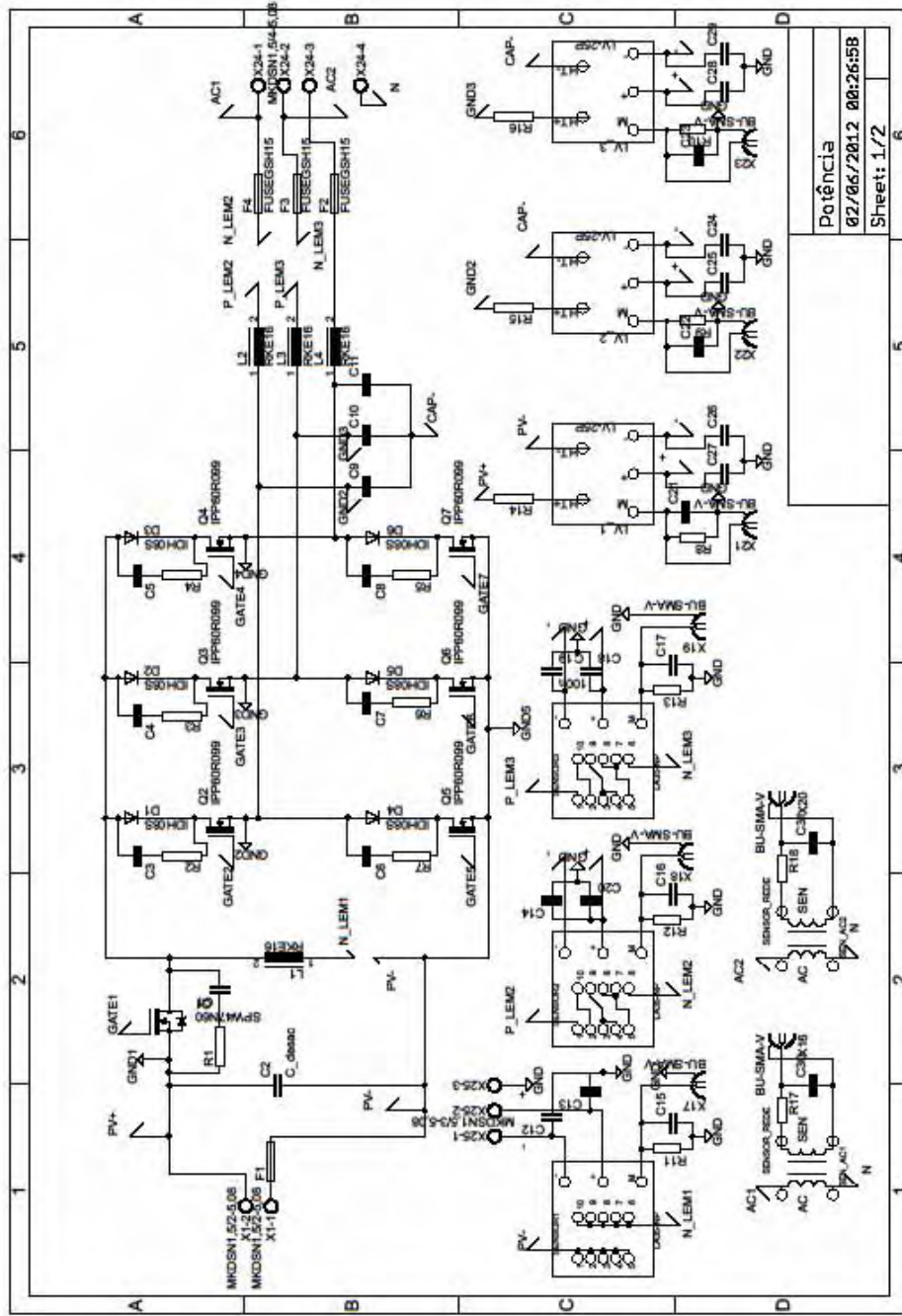
Semicondutor	Imédio (A)	Ieficaz (A)	Perdas (W)	
			Condução	Chaveamento
Sp	-	16,5	19	3,7
S <sub>1</sub>	-	6,5	3	3,7
S <sub>2</sub>	-	6,5	3	3,7
S <sub>3</sub>	-	6,5	3	3,7
S <sub>4</sub>	-	6,5	3	3,7
S <sub>5</sub>	-	6,5	3	3,7
S <sub>6</sub>	-	6,5	3	3,7
D <sub>1</sub>	2,2	-	3,2	0
D <sub>2</sub>	2,2	-	3,2	0
D <sub>3</sub>	2,2	-	3,2	0
D <sub>4</sub>	2,2	-	3,2	0
D <sub>5</sub>	2,2	-	3,2	0
D <sub>6</sub>	2,2	-	3,2	0
<b>Perdas Totais</b>			<b>56,2</b>	<b>25,9</b>

Fonte: Próprio autor.

O perfil de dissipador escolhido é o HS 15560. A metodologia de projeto segue a proposição feita por Barbi (2001), escolhendo-se a temperatura de junção máxima admissível como  $T_j=120^{\circ}\text{C}$  e a temperatura ambiente como  $T_a=50^{\circ}\text{C}$ . A resistência térmica calculada do dissipador ( $R_{da}$ ) deve ser menor do que 0,76. Dessa forma, utilizando os dados do catálogo do fabricante, usando as correções de temperatura e de altura, o dissipador deve ter o comprimento mínimo de 15cm.

Os esquemáticos podem ser visualizados na sequência.

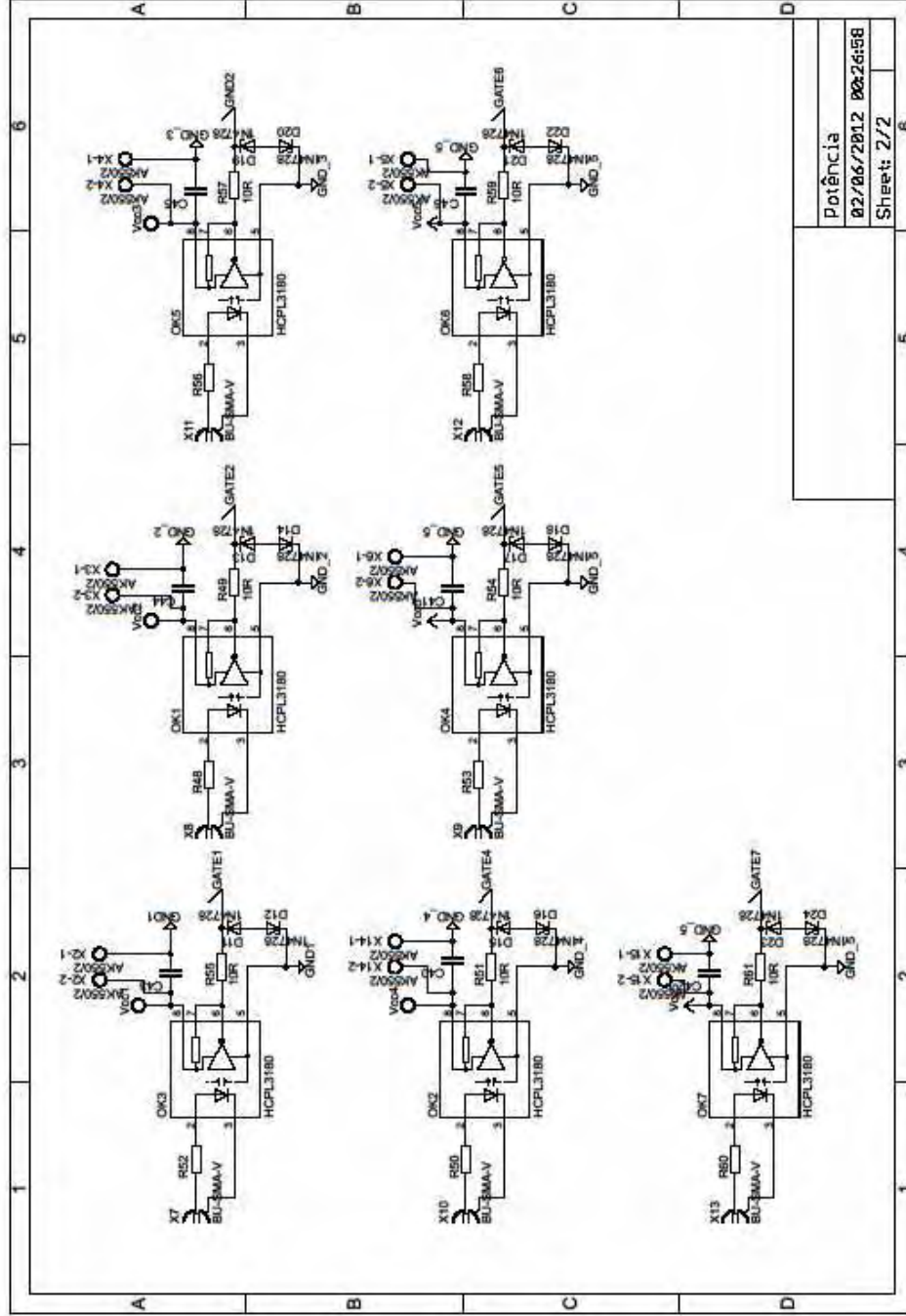
Figura 167 - Esquemático da Placa de Potência.



Fonte: Próprio autor usando Eagle 5.11.

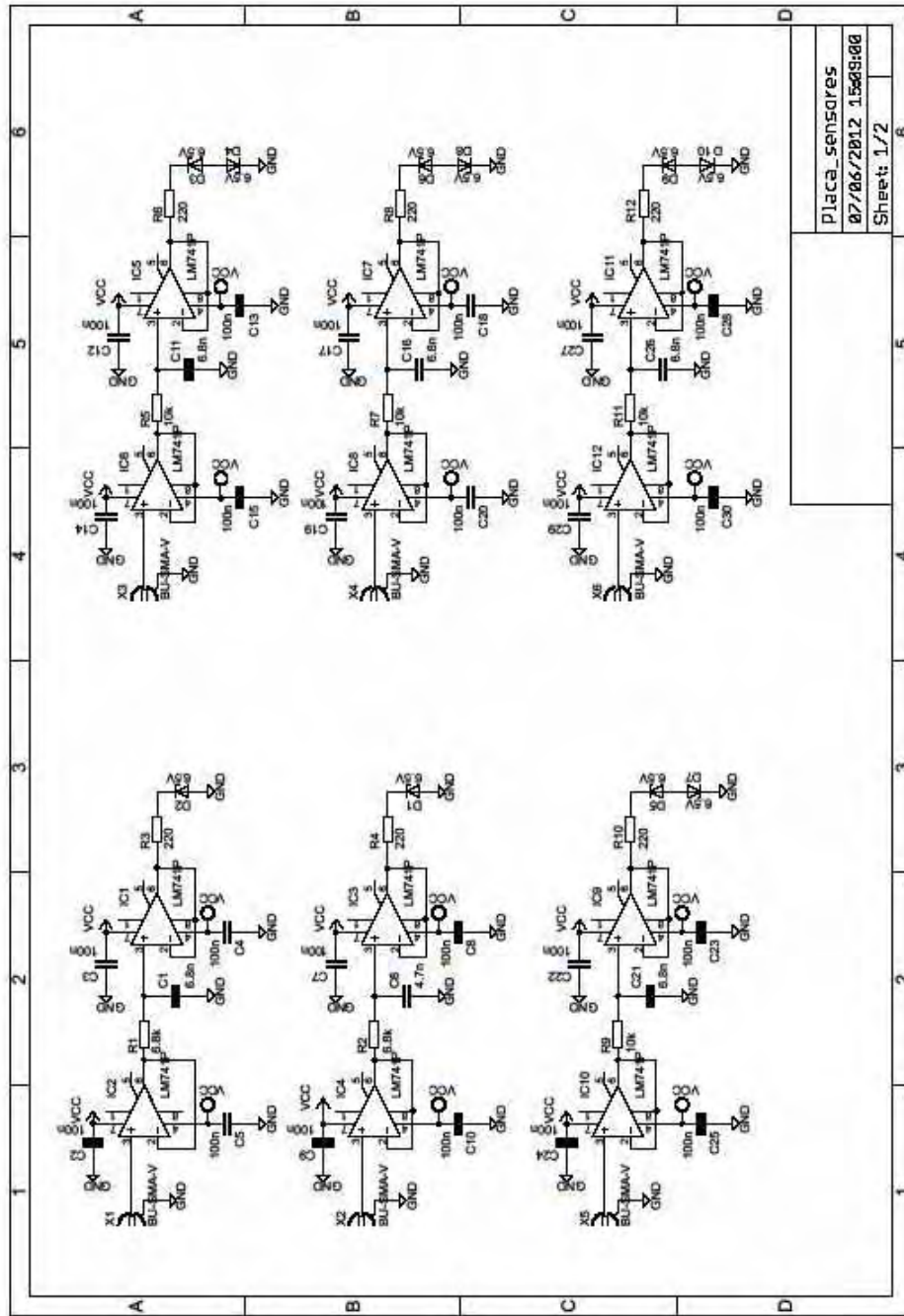
Patência  
02/06/2012 00:26:58  
Sheet: 1/2

Figura 168 - Esquemático da Placa de Potência - Circuitos de ataque de Gate.



Fonte: Próprio autor usando Eagle 5.11.

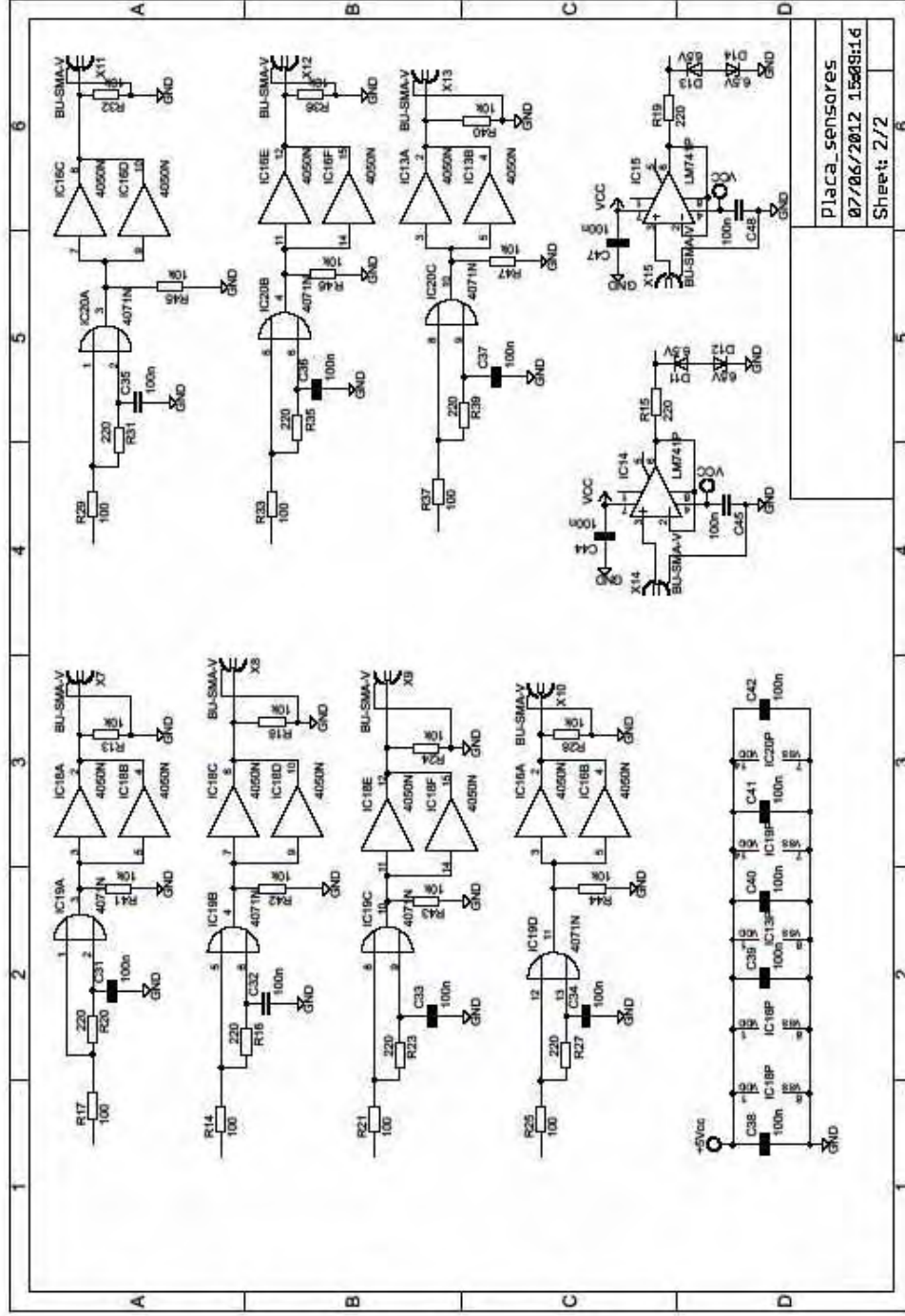
Figura 169 - Esquemático da Placa de Sensoramento Parte 1-2.



Fonte: Próprio autor usando Eagle 5.11.

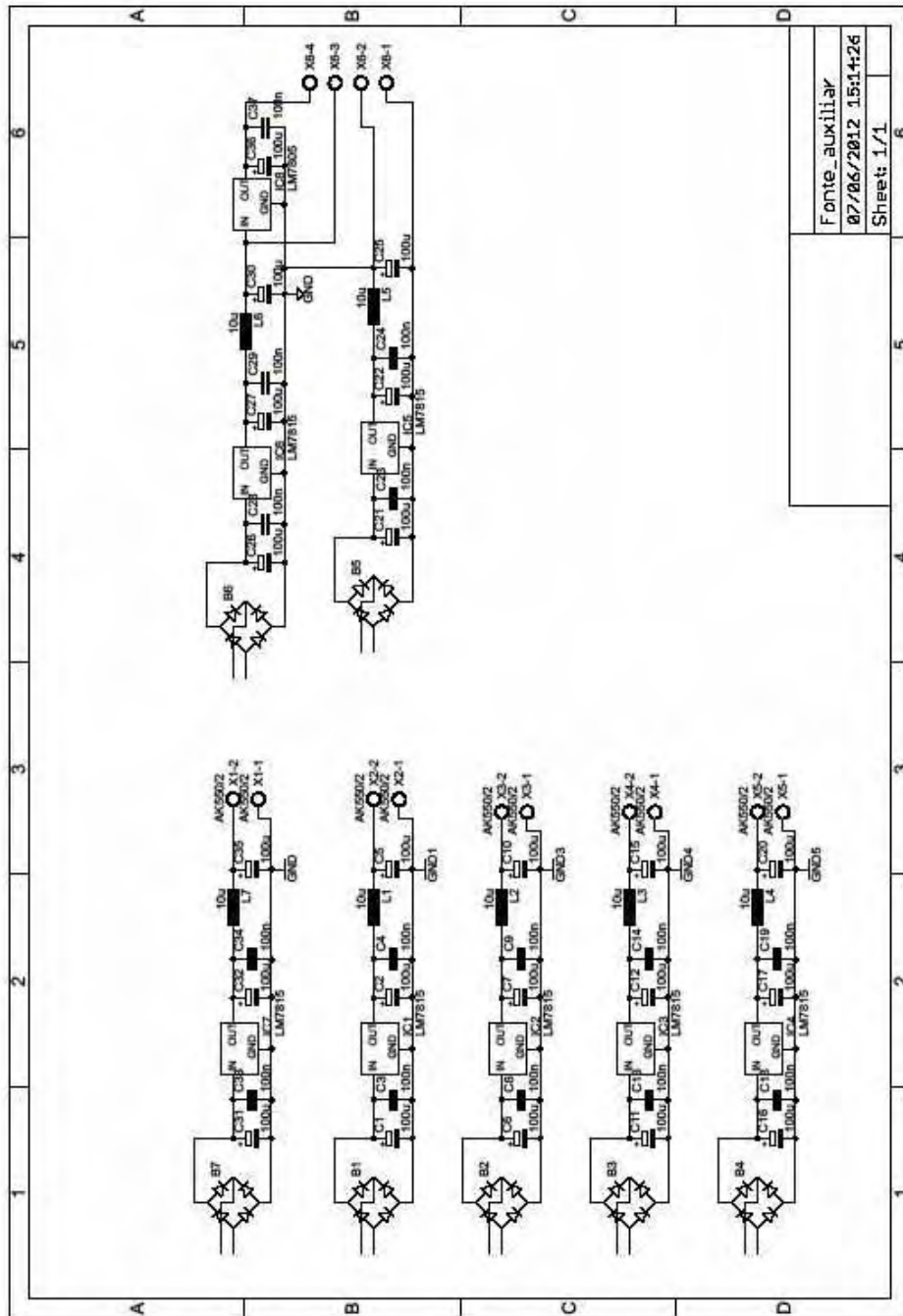


Figura 170 - Esquemático da Placa de Sensoramento Parte 2-2



Fonte: Próprio autor usando Eagle 5.11.

Figura 171 - Esquemático da Fonte Auxiliari



Fonte: Próprio autor usando Eagle 5.11.

# Apêndice C

## Códigos de Programação

---

Os códigos apresentados referem-se ao controle do Inversor Buck-Boost Tri-State Trifásico.

### C.1 - Linguagem C para o DSC

O dispositivo DSC para o MC56F8257 foi programado em linguagem C utilizando o ambiente *Code Warrior*. Este código realiza o cálculo dos setores e das projeções do vetor da modulação *Space Vector*. Este dispositivo tem como entradas as variáveis  $D_1$ ,  $D_2$  e o ângulo de sincronismo. Como saída este dispositivo fornece 3 bits para representar o setor da modulação e mais três bits para representar os tempos  $D$ ,  $T_a$  e  $T_b$ .

Tabela 16 - Código em C.

```

/** #####
**      Filename   : Events.C
**      Project    : DSC
**      Processor  : MC56F8257
**      Component  : Events
**      Version    : Driver 01.03
**      Compiler   : Metrowerks DSP C Compiler
**      Date/Time  : 24/4/2013, 17:50
**      Abstract   :
**          This is user's event module.
**          Put your event handler code here.
**      Settings   :
**      Contents   :
**          T11_PWM_OnInterrupt - void T11_PWM_OnInterrupt(void);
**
** #####*/
/* MODULE Events */

#include "Cpu.h"
#include "Events.h"

/* Include's do usuario */
#include "definicoes.h"
#include <math.h>

/* Constantes externas */
//tabela do seno de 0 a 60 graus 128pts

```

```

const Frac32 tabelaSeno[] =
{
FRAC32(0), FRAC32(0.008245557), FRAC32(0.016490553), FRAC32(0.024734427),
FRAC32(0.03297662),
FRAC32(0.041216571), FRAC32(0.04945372), FRAC32(0.057687506),
FRAC32(0.06591737), FRAC32(0.074142753),
FRAC32(0.082363094), FRAC32(0.090577835), FRAC32(0.098786418),
FRAC32(0.106988285), FRAC32(0.115182877),
FRAC32(0.123369638), FRAC32(0.131548011), FRAC32(0.13971744),
FRAC32(0.14787737), FRAC32(0.156027245),
FRAC32(0.164166512), FRAC32(0.172294617), FRAC32(0.180411008),
FRAC32(0.188515133), FRAC32(0.196606441),
FRAC32(0.204684381), FRAC32(0.212748404), FRAC32(0.220797963),
FRAC32(0.22883251), FRAC32(0.236851498),
FRAC32(0.244854382), FRAC32(0.252840619), FRAC32(0.260809665),
FRAC32(0.268760979), FRAC32(0.276694019),
FRAC32(0.284608247), FRAC32(0.292503125), FRAC32(0.300378114),
FRAC32(0.308232681), FRAC32(0.316066292),
FRAC32(0.323878412), FRAC32(0.331668513), FRAC32(0.339436063),
FRAC32(0.347180534), FRAC32(0.354901401),
FRAC32(0.362598137), FRAC32(0.370270221), FRAC32(0.37791713),
FRAC32(0.385538344), FRAC32(0.393133345),
FRAC32(0.400701617), FRAC32(0.408242645), FRAC32(0.415755916),
FRAC32(0.42324092), FRAC32(0.430697148),
FRAC32(0.438124092), FRAC32(0.445521248), FRAC32(0.452888114),
FRAC32(0.460224187), FRAC32(0.467528969),
FRAC32(0.474801964), FRAC32(0.482042677), FRAC32(0.489250615),
FRAC32(0.49642529), FRAC32(0.503566212),
FRAC32(0.510672896), FRAC32(0.51774486), FRAC32(0.524781622),
FRAC32(0.531782704), FRAC32(0.53874763),
FRAC32(0.545675926), FRAC32(0.552567121), FRAC32(0.559420747),
FRAC32(0.566236338), FRAC32(0.573013431),
FRAC32(0.579751564), FRAC32(0.586450279), FRAC32(0.593109122),
FRAC32(0.599727639), FRAC32(0.60630538),
FRAC32(0.612841898), FRAC32(0.619336749), FRAC32(0.625789491),
FRAC32(0.632199685), FRAC32(0.638566896),
FRAC32(0.644890691), FRAC32(0.651170639), FRAC32(0.657406313),
FRAC32(0.663597291), FRAC32(0.66974315),
FRAC32(0.675843473), FRAC32(0.681897846), FRAC32(0.687905855),
FRAC32(0.693867094), FRAC32(0.699781157),
FRAC32(0.705647641), FRAC32(0.711466148), FRAC32(0.717236282),
FRAC32(0.722957651), FRAC32(0.728629866),
FRAC32(0.734252541), FRAC32(0.739825294), FRAC32(0.745347746),
FRAC32(0.750819522), FRAC32(0.756240249),
FRAC32(0.761609559), FRAC32(0.766927086), FRAC32(0.772192471),
FRAC32(0.777405353), FRAC32(0.78256538),
FRAC32(0.787672199), FRAC32(0.792725465), FRAC32(0.797724833),
FRAC32(0.802669963), FRAC32(0.807560519),
FRAC32(0.812396169), FRAC32(0.817176584), FRAC32(0.821901439),
FRAC32(0.826570412), FRAC32(0.831183187),
FRAC32(0.835739449), FRAC32(0.840238889), FRAC32(0.844681201),
FRAC32(0.849066083), FRAC32(0.853393236),
FRAC32(0.857662367), FRAC32(0.861873185), FRAC32(0.866025404)
};
//tabela do cosseno de 0 a 60 graus 128pts
const Frac32 tabelaCosseno[] =
{
FRAC32(1), FRAC32(0.999966005), FRAC32(0.999864022), FRAC32(0.999694057),
FRAC32(0.999456123),
FRAC32(0.999150236), FRAC32(0.998776416), FRAC32(0.998334689),
FRAC32(0.997825085), FRAC32(0.997247638),

```

```

FRAC32(0.996602389), FRAC32(0.995889379), FRAC32(0.995108659),
FRAC32(0.994260281), FRAC32(0.993344303),
FRAC32(0.992360787), FRAC32(0.991309801), FRAC32(0.990191414),
FRAC32(0.989005704), FRAC32(0.987752752),
FRAC32(0.986432642), FRAC32(0.985045463), FRAC32(0.983591312),
FRAC32(0.982070285), FRAC32(0.980482487),
FRAC32(0.978828026), FRAC32(0.977107014), FRAC32(0.975319568),
FRAC32(0.97346581), FRAC32(0.971545865),
FRAC32(0.969559865), FRAC32(0.967507944), FRAC32(0.965390242),
FRAC32(0.963206902), FRAC32(0.960958074),
FRAC32(0.95864391), FRAC32(0.956264567), FRAC32(0.953820208),
FRAC32(0.951310998), FRAC32(0.948737108),
FRAC32(0.946098713), FRAC32(0.943395992), FRAC32(0.94062913),
FRAC32(0.937798313), FRAC32(0.934903736),
FRAC32(0.931945594), FRAC32(0.928924089), FRAC32(0.925839426),
FRAC32(0.922691815), FRAC32(0.91948147),
FRAC32(0.916208609), FRAC32(0.912873454), FRAC32(0.909476233),
FRAC32(0.906017176), FRAC32(0.902496519),
FRAC32(0.898914501), FRAC32(0.895271365), FRAC32(0.89156736),
FRAC32(0.887802736), FRAC32(0.88397775),
FRAC32(0.880092663), FRAC32(0.876147737), FRAC32(0.872143243),
FRAC32(0.86807945), FRAC32(0.863956637),
FRAC32(0.859775083), FRAC32(0.855535072), FRAC32(0.851236894),
FRAC32(0.846880839), FRAC32(0.842467205),
FRAC32(0.837996291), FRAC32(0.833468402), FRAC32(0.828883844),
FRAC32(0.824242931), FRAC32(0.819545977),
FRAC32(0.814793301), FRAC32(0.809985228), FRAC32(0.805122084),
FRAC32(0.800204198), FRAC32(0.795231907),
FRAC32(0.790205548), FRAC32(0.785125462), FRAC32(0.779991995),
FRAC32(0.774805497), FRAC32(0.769566319),
FRAC32(0.764274818), FRAC32(0.758931354), FRAC32(0.753536289),
FRAC32(0.748089992), FRAC32(0.742592831),
FRAC32(0.737045182), FRAC32(0.73144742), FRAC32(0.725799927),
FRAC32(0.720103087), FRAC32(0.714357286),
FRAC32(0.708562917), FRAC32(0.702720371), FRAC32(0.696830048),
FRAC32(0.690892347), FRAC32(0.684907671),
FRAC32(0.678876429), FRAC32(0.67279903), FRAC32(0.666675886),
FRAC32(0.660507416), FRAC32(0.654294037),
FRAC32(0.648036172), FRAC32(0.641734247), FRAC32(0.635388691),
FRAC32(0.628999934), FRAC32(0.622568411),
FRAC32(0.61609456), FRAC32(0.60957882), FRAC32(0.603021634),
FRAC32(0.596423449), FRAC32(0.589784713),
FRAC32(0.583105877), FRAC32(0.576387396), FRAC32(0.569629726),
FRAC32(0.562833326), FRAC32(0.55599866),
FRAC32(0.54912619), FRAC32(0.542216386), FRAC32(0.535269716),
FRAC32(0.528286653), FRAC32(0.521267671),
FRAC32(0.514213248), FRAC32(0.507123864), FRAC32(0.5)
};

/* Estruturas externas */
extern struct var_type bd_var;

/* Funcoes externas */
extern void Valores_reais (void);
extern void calculosetor (void);

/* Variaveis globais*/
Frac16 D2ang = FRAC16(0);

/* Variaveis globais externas */

```

```

extern Frac16 D1_real;
extern Frac16 D2mod_real;
extern Frac32 D2ang_real;
extern Frac32 sub_angulo;

/* User includes (#include below this line is not maintained by Processor
Expert) */

/*
** =====
**      Event          :  T11_PWM_OnInterrupt (module Events)
**
**      Component     :  T11_PWM [TimerInt]
**      Description   :
**          When a timer interrupt occurs this event is called (only
**          when the component is enabled - <Enable> and the events are
**          enabled - <EnableEvent>). This event is enabled only if a
**          <interrupt service/event> is enabled.
**      Parameters    :  None
**      Returns       :  Nothing
**      =====
*/
#pragma interrupt called /* Comment this line if the appropriate
'Interrupt preserve registers' property */
/* is set to 'yes' (#pragma interrupt saveall is
generated before the ISR) */
void T11_PWM_OnInterrupt(void)
{
    word posicao;
    Frac32 senoangulo;
    Frac32 cossenangulo;
    Frac32 tb;
    Frac32 ta;
    Frac32 tbnovo;
    Frac32 tanovo;
    Frac16 D1_complementar;
    byte erro;
    static Frac16 D1_local;
    static Frac16 D2mod_local;
    static Frac32 D2ang_local = FRAC32(0);

    //static word count_D2ang = 0; // Maximo 31179

    /* Verificando borda de sincronismo */
    if((Cmp1_GetCompareStatus() == 2) &&
        (count_D2ang >= 1110))
    {
        count_D2ang = 0;
    }

    /* Atualiza valor da rampa */
    D2ang = (Frac16)(bd_var.count_D2ang>>1);
    /* Saturador */
    if(bd_var.count_D2ang > 65000) //31080 62160
        bd_var.count_D2ang = 0;
    // DA1_SetValue16(&count_D2ang);
    bd_var.count_D2ang += 370; // 185

    AD1_Measure(TRUE);

    //D2ang=(Frac16)bd_var.Duty_D2ang;

```

```

//D2ang = (Frac16)(count_D2ang>>1);

Valores_reais ();
calculo_setor ();

D1_local = D1_real; //atribui variaveis
D2mod_local = D2mod_real; //
D2ang_local = D2ang_real; //

D2ang_local = L_sub(D2ang_local, sub_angulo);

posicao = (word)(extract_h(L_mult_ls(D2ang_local,
FRAC16(0.037303078186766))));
senoangulo = tabelaSeno[posicao];
cossenoangulo = tabelaCosseno[posicao];

tb = L_mult_ls(senoangulo, D2mod_local);
//tb=tb*1.15470053838;
tb = L_deposit_h(div_ls(tb,FRAC16(0.866025403784)));

ta = L_mult_ls(senoangulo, FRAC16(0.57735026919));
ta = L_sub(cossenoangulo,ta);
ta = L_mult_ls(ta, D2mod_local);

D1_local=D1_local*10;
if (D1_local >= FRAC16(0.75)) //protecao para D1
    D1_local = FRAC16 (0.75);
else if (D1_local < FRAC16(0))
    D1_local = FRAC16(0);

D1_complementar = sub(FRAC16(1),D1_local);

ta = ta*10; //transformar na escala de 0 a 1
tanovo = L_mult_ls(ta,D1_complementar);
tanovo = L_add(L_deposit_h(D1_local),tanovo);

if (tanovo >= FRAC32(0.85)) //protecao para ta
    tanovo = FRAC32(0.85);
else if (tanovo < L_deposit_h(D1_local))
    tanovo = L_deposit_h(add(D1_local,FRAC16(0.0002)));

tb=tb*10; //transformar na escala de 0 a 1
tb_novo = L_add(ta,tb);
tb_novo = L_mult_ls(tb_novo,D1_complementar);
tb_novo = L_add(L_deposit_h(D1_local),tb_novo);

if (tb_novo >= FRAC32(0.96)) //protecao para tb
    tb_novo = FRAC32 (0.96);
else if (tb_novo < tanovo)
    tb_novo = L_add(tanovo,FRAC32(0.0002));

erro= PWM_HF_SetRatio15(D_CH, (Word16) D1_local); //canal do PWM 0A
erro= PWM_HF_SetRatio15(TA_CH, (Word16) extract_h(tanovo)); //2 canal do
PWM 1A
erro= PWM_HF_SetRatio15(TB_CH, (Word16) extract_h(tb_novo)); //4 canal do
PWM 2A

PWM_HF_Load();

```

```

}

/*
** =====
**      Event      :   PWM_HF_OnReload (module Events)
**
**      Component   :   PWM_HF [PWMMC]
**      Description :
**          This event is called before PWM cycle according to reload
**          frequency. The event is invoked only when the component is
**          enabled - <Enable> and the events are enabled - <EnableEvent>.
**          This event is enabled only if i<Interrupt service/event> is
**          enabled.
**      Parameters  :   None
**      Returns     :   Nothing
**      =====
*/
#pragma interrupt called /* Comment this line if the appropriate
'Interrupt preserve registers' property */
                          /* is set to 'yes' (#pragma interrupt saveall is
generated before the ISR) */
void PWM_HF_OnReload(void)
{
    Sector_PutVal(bd_var.sector);
}

/*
** =====
**      Event      :   AD1_OnEnd (module Events)
**
**      Component   :   AD1 [ADC]
**      Description :
**          This event is called after the measurement (which consists
**          of <1 or more conversions>) is/are finished.
**          The event is available only when the <Interrupt
**          service/event> property is enabled.
**      Parameters  :   None
**      Returns     :   Nothing
**      =====
*/
#pragma interrupt called /* Comment this line if the appropriate
'Interrupt preserve registers' property */
                          /* is set to 'yes' (#pragma interrupt saveall is
generated before the ISR) */
void AD1_OnEnd(void)
{
    static word leiturasAD[3];
    byte erro;

    erro=AD1_GetValue((word*)leiturasAD);

    //leiturasAD[0]=4963;
    //leiturasAD[1]=4963;
    //leiturasAD[2]=2590;

    bd_var.Duty_D1 = leiturasAD[0];
    bd_var.Duty_D2mod = leiturasAD[1];
    //bd_var.Duty_D2ang = leiturasAD[2];

    /* Leituras propriamente ditas */

```



```

//status.leitura_AD_ok = TRUE;
}

/*
** =====
**      Event      :  Cmp1_OnCompare (module Events)
**
**      Component  :  Cmp1 [FreescaleAnalogComp]
**      Description :
**          This method is invoked when the edge specified by the
**          <Analog comp. mode> property or by the
**          <SetAnalogComparatorMode> method occurs on analog comparator
**          output.
**          This event is available only if the property <Interrupt
**          service/event> is enabled.
**      Parameters  :  None
**      Returns     :  Nothing
**      =====
*/
void Cmp1_OnCompare(void)
{
    /* Verificando borda de sincronismo */
    if(bd_var.count_D2ang >= 1110)
    {
        bd_var.count_D2ang = 0;
    }
}

/* END Events */

/*
** #####
**
**      This file was created by Processor Expert 3.00 [04.35]
**      for the Freescale 56800 series of microcontrollers.
**
**      #####
**
**
**
**
** #####
**
**      Filename  :  Projeto_svmC
**      Project   :  Projeto_svm
**      Processor :  MC56F8257
**      Version   :  Driver 01.14
**      Compiler  :  Metrowerks DSP C Compiler
**      Date/Time :  24/4/2013, 17:50
**      Abstract  :
**          Main module.
**          This module contains user's application code.
**      Settings  :
**      Contents  :
**          No public methods
**
** #####*/
/* MODULE Projeto_Aula_VHDL */

```

```

/* Including needed modules to compile this module/procedure */
#include "Cpu.h"
#include "Events.h"
#include "PWM_HF.h"
#include "eFPWM1.h"
#include "Sector.h"
#include "TI1_PWM.h"
#include "MFR1.h"
#include "DA1.h"
#include "AD1.h"
#include "Cmpl.h"
/* Including shared modules, which are used for whole project */
#include "PE_Types.h"
#include "PE_Error.h"
#include "PE_Const.h"
#include "IO_Map.h"

/* Include's do usuario */
#include "definicoes.h"
#include <math.h>

/* Define's */

/* Typedef's */

/* Constantes */

/* Estruturas */

struct var_type bd_var;

/* Estruturas externas */

/* Unioes */

/* Variaveis globais */
Frac16 D1_real = FRAC16(0);
Frac16 D2mod_real = FRAC16(0);
Frac32 D2ang_real = FRAC32(0);
Frac32 sub_angulo = FRAC16(0);
//bool setorIO[3];

/* Variaveis externas */
extern Frac16 D2mod;
extern Frac16 D2ang;

/* Prototipos */
void calculosetor (void);
void Valores_reais (void);

/* Funcoes externas */

/* Sub-rotinas */
void Valores_reais (void)
{
    const Frac32 D1_m=FRAC32(0.33008058608); //para D1 virar 0.1
    const Frac32 D2mod_m=FRAC32(0.33008058608); //para D2mod virar 0.1
    const Frac32 D2ang_m=FRAC32(0.65982649858); //para D2ang ficar de 0 a
    2pi/10 (0.628)

    //calculos

```

```

D1_real = extract_h(L_mult_ls(D1_m,bd_var.Duty_D1));

    if (D1_real >= FRAC16(0.75)) //prot para n explodir D2 -- para ter
sempre 1-D1-D2
    {
        D1_real = FRAC16(0.75);
    }

D2mod_real = extract_h(L_mult_ls(D2mod_m,bd_var.Duty_D2mod));

    if (D2mod_real >= FRAC16(0.85)) //prot para n explodir D2 -- para ter
sempre 1-D1-D2
    {
        D2mod_real = FRAC16(0.85);
    }

D2ang_real = L_mult_ls(D2ang_m,D2ang);
}

void calculosetor (void)
{
    /** Setor 6 -> Setor 1 **/
    if((bd_var.sector == SECTOR6) &&
        //(D2ang_real < FRAC32(0.104719755119660)) &&
        //(D2ang_real >= FRAC32(0)))

        (D2ang_real < FRAC32(0.100949843935352)) &&
        (D2ang_real >= FRAC32(0)))
    {
        sub_angulo = FRAC32(0);
        bd_var.sector = SECTOR1;
    }
    /** Setor 1 -> Setor 2 **/
    else if((bd_var.sector == SECTOR1) &&
        //(D2ang_real < FRAC32(0.209439510239320)) &&
        //(D2ang_real >= FRAC32(0.104719755119660)))

        (D2ang_real < FRAC32(0.205669599055012)) &&
        (D2ang_real >= FRAC32(0.100949843935352)))
    {
        sub_angulo = FRAC32(0.100949843935352);
        bd_var.sector = SECTOR2;
    }
    /** Setor 2 -> Setor 3 **/
    else if((bd_var.sector == SECTOR2) &&
        //(D2ang_real < FRAC32(0.314159265358979)) &&
        //(D2ang_real >= FRAC32(0.209439510239320)))

        (D2ang_real < FRAC32(0.310389354174672)) &&
        (D2ang_real >= FRAC32(0.205669599055012)))
    {
        sub_angulo = FRAC32(0.205669599055012);
        bd_var.sector = SECTOR3;
    }
    /** Setor 3 -> Setor 4 **/
    else if((bd_var.sector == SECTOR3) &&
        //(D2ang_real < FRAC32(0.418879020478639)) &&
        //(D2ang_real >= FRAC32(0.314159265358979)))

```

```

        (D2ang_real < FRAC32(0.415109109294331)) &&
        (D2ang_real >= FRAC32(0.310389354174672)))
    {
        sub_angulo = FRAC32(0.310389354174672);
        bd_var.sector = SECTOR4;
    }
    /** Setor 4 -> Setor 5 */
    else if((bd_var.sector == SECTOR4) &&
        //(D2ang_real < FRAC32(0.523598775598299)) &&
        //(D2ang_real >= FRAC32(0.418879020478639)))

        (D2ang_real < FRAC32(0.519828864413991)) &&
        (D2ang_real >= FRAC32(0.415109109294331)))
    {
        sub_angulo = FRAC32(0.415109109294331);
        bd_var.sector = SECTOR5;
    }
    /** Setor 5 -> Setor 6 */
    else if ((bd_var.sector == SECTOR5) &&
        //(D2ang_real >= FRAC32(0.523598775598299)))
        (D2ang_real >= FRAC32(0.519828864413991)))
    {
        sub_angulo = FRAC32(0.519828864413991);
        bd_var.sector = SECTOR6;
    }
    /** Setor XX */
    else
    {
        bd_var.sector = bd_var.sector;
    }
}

void main(void)
{
    byte dac_val = 121;

    /** Processor Expert internal initialization. DON'T REMOVE THIS CODE!!!
    ***/
    PE_low_level_init();
    /** End of Processor Expert internal initialization.
    ***/

    /* Inicializacao das variaveis */
    bd_var.Duty_D1 = 0; // maximo de 9927 (25% = 2482)
    bd_var.Duty_D2mod = 0; // maximo de 9927 (35% = 3474)
    bd_var.Duty_D2ang = 0; // 50%
    bd_var.sector = SECTOR1;
    bd_var.count_D2ang = 0;

    DA1_SetValue8(&dac_val);

    /* Atualizacao da razao ciclica de alta frequencia */
    PWM_HF_SetRatio15(D_CH, 0);
    PWM_HF_SetRatio15(TA_CH, 0);
    PWM_HF_SetRatio15(TB_CH, 0);

    PWM_HF_Load();

    PWM_HF_Enable();
}

```

```

for(;;) { }
}

/* END */
/*
** #####
**
**   This file was created by Processor Expert 3.00 [04.35]
**   for the Freescale 56800 series of microcontrollers.
**
** #####
**
*/

```

Fonte: Próprio autor.

## C.2 - Linguagem VHDL para o FPGA

O dispositivo FPGA XC3S200 foi programado em linguagem VHDL utilizando o ambiente *ISE*. Este código faz a sincronização dos setores e realiza a distribuição dos pulsos para as chaves. O dispositivo recebe 1 palavra de 6 bits vinda do DSC, que contém os setores e os tempos para D, Ta e Tb. Como saída este dispositivo fornece os pulsos de chaveamento para as 7 chaves do Inversor ( $S_0$  à  $S_6$ ).

Tabela 17 - Código em VHDL para a seleção dos pulsos de chaveamento.

```

-- Create Date:      17:46:32 04/25/2013
-- Design Name:
-- Module Name:      BB_CSI_no_interlock - Behavioral
-- Project Name:
-- Target Devices:
-- Tool versions:
-- Description:
--
-- Dependencies:
--
-- Revision:
-- Revision 0.01 - File Created
-- Additional Comments:
--
-----
-----
library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;
use ieee.numeric_std.all;

---- Uncomment the following library declaration if instantiating
---- any Xilinx primitives in this code.
--library UNISIM;
--use UNISIM.VComponents.all;

entity BB_CSI is

```

```

port(clock: in std_logic;
      DTvec: in std_logic_vector (2 downto 0); -- D, TA, TB
      sect: in std_logic_vector (2 downto 0);
      sec_out: out std_logic_vector (2 downto 0);
      S: buffer std_logic_vector(6 downto 0) := "0000000"
      );
end BB_CSI;

architecture Behavioral of BB_CSI is

-- *** Saida PWM

-- Espera dos sinais
constant PWM_table_AG: std_logic_vector (6 downto 0) := "0000000"; --
Aguarda

-- Energia D1
constant PWM_table_D: std_logic_vector (6 downto 0) := "0000001"; -- D

-- Transferencia de energia A
type PWM_decode_TA is array (1 to 6) of std_logic_vector (6 downto 0);
constant PWM_table_TA: PWM_decode_TA :=
  (("0010010"), -- Ta1 [1]
   ("1000010"), -- Ta2 [2]
   ("1001000"), -- Ta3 [3]
   ("0001100"), -- Ta4 [4]
   ("0100100"), -- Ta5 [5]
   ("0110000") -- Ta6 [6]
  );

-- Transferencia de energia B
type PWM_decode_TB is array (1 to 6) of std_logic_vector (6 downto 0);
constant PWM_table_TB: PWM_decode_TB :=
  (("1000010"), -- Tb1 [1]
   ("1001000"), -- Tb2 [2]
   ("0001100"), -- Tb3 [3]
   ("0100100"), -- Tb4 [4]
   ("0110000"), -- Tb5 [5]
   ("0010010") -- Tb6 [6]
  );

-- Mantem a energia acumulada
type PWM_decode_MT is array (1 to 6) of std_logic_vector (6 downto 0);
constant PWM_table_MT: PWM_decode_MT :=
  (("0000110"), -- Mantem1 [1]
   ("1100000"), -- Mantem2 [2]
   ("0011000"), -- Mantem3 [3]
   ("0000110"), -- Mantem2 [4]
   ("1100000"), -- Mantem3 [5]
   ("0011000") -- Mantem2 [6]
  );

-- Maquina de estado que define o setor
type sector_state_type is (SETOR1, SETOR2, SETOR3, SETOR4, SETOR5, SETOR6);
signal estado_setor: sector_state_type := SETOR1;

-- Maquina de estado que define tempo em fs
type tempo_state_type is (D_STATE, TA_STATE, TB_STATE, MANTEM_STATE,
                          SD_STATE, STA_STATE, STB_STATE,
                          SMANTEM_STATE);
signal estado_tempo: tempo_state_type := MANTEM_STATE;

```

```

begin

-- ***** Processos ***** --
-- Atualizacao dos tempos
tempos: process(clock, DTvec)

--Contadores para Short-time
constant max_count: integer := 10;
variable count_D, count_TA, count_TB, count_MT: integer range 0 to
max_count := 0;

begin
if (rising_edge(clock)) then
tmp0: case DTvec is
when "111" => estado_tempo <= SD_STATE;
count_TA := 0; count_TB := 0; count_MT := 0; -- zera contadores
if(count_D = max_count) then
estado_tempo <= D_STATE;
else
count_D := count_D+1;
end if;
when "011" => estado_tempo <= STA_STATE;
count_D := 0; count_TB := 0; count_MT := 0; -- zera contadores
if(count_TA = max_count) then
estado_tempo <= TA_STATE;
else
count_TA := count_TA+1;
end if;
when "001" => estado_tempo <= STB_STATE;
count_D := 0; count_TA := 0; count_MT := 0; -- zera contadores
if(count_TB = max_count) then
estado_tempo <= TB_STATE;
else
count_TB := count_TB+1;
end if;
when others => estado_tempo <= SMANTEM_STATE;
count_D := 0; count_TA := 0; count_TB := 0; -- zera contadores
if(count_MT = max_count) then
estado_tempo <= MANTEM_STATE;
else
count_MT := count_MT+1;
end if;
end case tmp0;
end if;
end process tempos;

-- Atualizacao do setor
setor: process(clock, sect)
constant max_count: integer := 3;
variable c1, c2, c3, c4, c5, c6: integer range 0 to max_count := 0;
begin
if(rising_edge(clock)) then
if(estado_tempo = D_STATE) then
sec: case sect is
when "001" => c2 := 0; c3 := 0; c4 := 0; c5 := 0; c6 := 0;
if(estado_setor = SETOR6) then
c1 := c1+1;
if(c1 = max_count) then

```

```

        c1 := 0;
        estado_setor <= SETOR1;
        sec_out <= "001";
    end if;
end if;
when "010" => c1 := 0; c3 := 0; c4 := 0; c5 := 0; c6 :=
0;

    if(estado_setor = SETOR1) then
        c2 := c2+1;
        if(c2 = max_count) then
            c2 := 0;
            estado_setor <= SETOR2;
            sec_out <= "010";
        end if;
    end if;
when "011" => c1 := 0; c2 := 0; c4 := 0; c5 := 0; c6 := 0;
    if(estado_setor = SETOR2) then
        c3 := c3+1;
        if(c3 = max_count) then
            c3 := 0;
            estado_setor <= SETOR3;
            sec_out <= "011";
        end if;
    end if;
when "100" => c1 := 0; c2 := 0; c3 := 0; c5 := 0; c6 := 0;
    if(estado_setor = SETOR3) then
        c4 := c4+1;
        if(c4 = max_count) then
            c4 := 0;
            estado_setor <= SETOR4;
            sec_out <= "100";
        end if;
    end if;
when "101" => c1 := 0; c2 := 0; c3 := 0; c4 := 0; c6 := 0;
    if(estado_setor = SETOR4) then
        c5 := c5+1;
        if(c5 = max_count) then
            c5 := 0;
            estado_setor <= SETOR5;
            sec_out <= "101";
        end if;
    end if;
when "110" => c1 := 0; c2 := 0; c3 := 0; c4 := 0; c5 := 0;
    if(estado_setor = SETOR5) then
        c6 := c6+1;
        if(c6 = max_count) then
            c6 := 0;
            estado_setor <= SETOR6;
            sec_out <= "110";
        end if;
    end if;
when others => estado_setor <= estado_setor;
    c1 := 0; c2 := 0; c3 := 0; c4 := 0; c5 := 0; c6 := 0;
end case sec;
end if;
end if;
end process setor;

-- Atualizacao dos pulsos
pulsos: process(clock)
begin

```



```

if(rising_edge(clock)) then
  pul: case estado_tempo is
    -- Estado Short-time D
    when SD_STATE =>
      case estado_setor is
        when SETOR1 => S <= PWM_table_D OR PWM_table_MT(1);
        when SETOR2 => S <= PWM_table_D OR PWM_table_MT(2);
        when SETOR3 => S <= PWM_table_D OR PWM_table_MT(3);
        when SETOR4 => S <= PWM_table_D OR PWM_table_MT(4);
        when SETOR5 => S <= PWM_table_D OR PWM_table_MT(5);
        when SETOR6 => S <= PWM_table_D OR PWM_table_MT(6);
        when others => S <= PWM_table_AG;
      end case;

    -- Estado D
    when D_STATE =>
      case estado_setor is
        when SETOR1 => S <= PWM_table_D;
        when SETOR2 => S <= PWM_table_D;
        when SETOR3 => S <= PWM_table_D;
        when SETOR4 => S <= PWM_table_D;
        when SETOR5 => S <= PWM_table_D;
        when SETOR6 => S <= PWM_table_D;
        when others => S <= PWM_table_AG;
      end case;

    -- Estado Short-time TA
    when STA_STATE =>
      case estado_setor is
        when SETOR1 => S <= PWM_table_TA(1) OR PWM_table_D;
        when SETOR2 => S <= PWM_table_TA(2) OR PWM_table_D;
        when SETOR3 => S <= PWM_table_TA(3) OR PWM_table_D;
        when SETOR4 => S <= PWM_table_TA(4) OR PWM_table_D;
        when SETOR5 => S <= PWM_table_TA(5) OR PWM_table_D;
        when SETOR6 => S <= PWM_table_TA(6) OR PWM_table_D;
        when others => S <= PWM_table_AG;
      end case;

    -- Estado Ta
    when TA_STATE =>
      case estado_setor is
        when SETOR1 => S <= PWM_table_TA(1);
        when SETOR2 => S <= PWM_table_TA(2);
        when SETOR3 => S <= PWM_table_TA(3);
        when SETOR4 => S <= PWM_table_TA(4);
        when SETOR5 => S <= PWM_table_TA(5);
        when SETOR6 => S <= PWM_table_TA(6);
        when others => S <= PWM_table_AG;
      end case;

    -- Estado Short-time Tb
    when STB_STATE =>
      case estado_setor is
        when SETOR1 => S <= PWM_table_TB(1) OR PWM_table_TA(1);
        when SETOR2 => S <= PWM_table_TB(2) OR PWM_table_TA(2);
        when SETOR3 => S <= PWM_table_TB(3) OR PWM_table_TA(3);
        when SETOR4 => S <= PWM_table_TB(4) OR PWM_table_TA(4);
        when SETOR5 => S <= PWM_table_TB(5) OR PWM_table_TA(5);
        when SETOR6 => S <= PWM_table_TB(6) OR PWM_table_TA(6);
        when others => S <= PWM_table_AG;
      end case;

    -- Estado Tb

```

```

when TB_STATE =>
  case estado_setor is
    when SETOR1 => S <= PWM_table_TB(1);
    when SETOR2 => S <= PWM_table_TB(2);
    when SETOR3 => S <= PWM_table_TB(3);
    when SETOR4 => S <= PWM_table_TB(4);
    when SETOR5 => S <= PWM_table_TB(5);
    when SETOR6 => S <= PWM_table_TB(6);
    when others => S <= PWM_table_AG;
  end case;

-- Estado Mantem
when SMANTEM_STATE =>
  case estado_setor is
    when SETOR1 => S <= PWM_table_MT(1) OR PWM_table_TB(1);
    when SETOR2 => S <= PWM_table_MT(2) OR PWM_table_TB(2);
    when SETOR3 => S <= PWM_table_MT(3) OR PWM_table_TB(3);
    when SETOR4 => S <= PWM_table_MT(4) OR PWM_table_TB(4);
    when SETOR5 => S <= PWM_table_MT(5) OR PWM_table_TB(5);
    when SETOR6 => S <= PWM_table_MT(6) OR PWM_table_TB(6);
  when others => S <= PWM_table_AG;
end case;

-- Estado Mantem
when MANTEM_STATE =>
  case estado_setor is
    when SETOR1 => S <= PWM_table_MT(1);
    when SETOR2 => S <= PWM_table_MT(2);
    when SETOR3 => S <= PWM_table_MT(3);
    when SETOR4 => S <= PWM_table_MT(4);
    when SETOR5 => S <= PWM_table_MT(5);
    when SETOR6 => S <= PWM_table_MT(6);
    when others => S <= PWM_table_AG;
  end case;

-- Estado de erro, Aguardar
  when others => S <= PWM_table_AG;
end case pul;
end if;

end process pulsos;

end Behavioral;

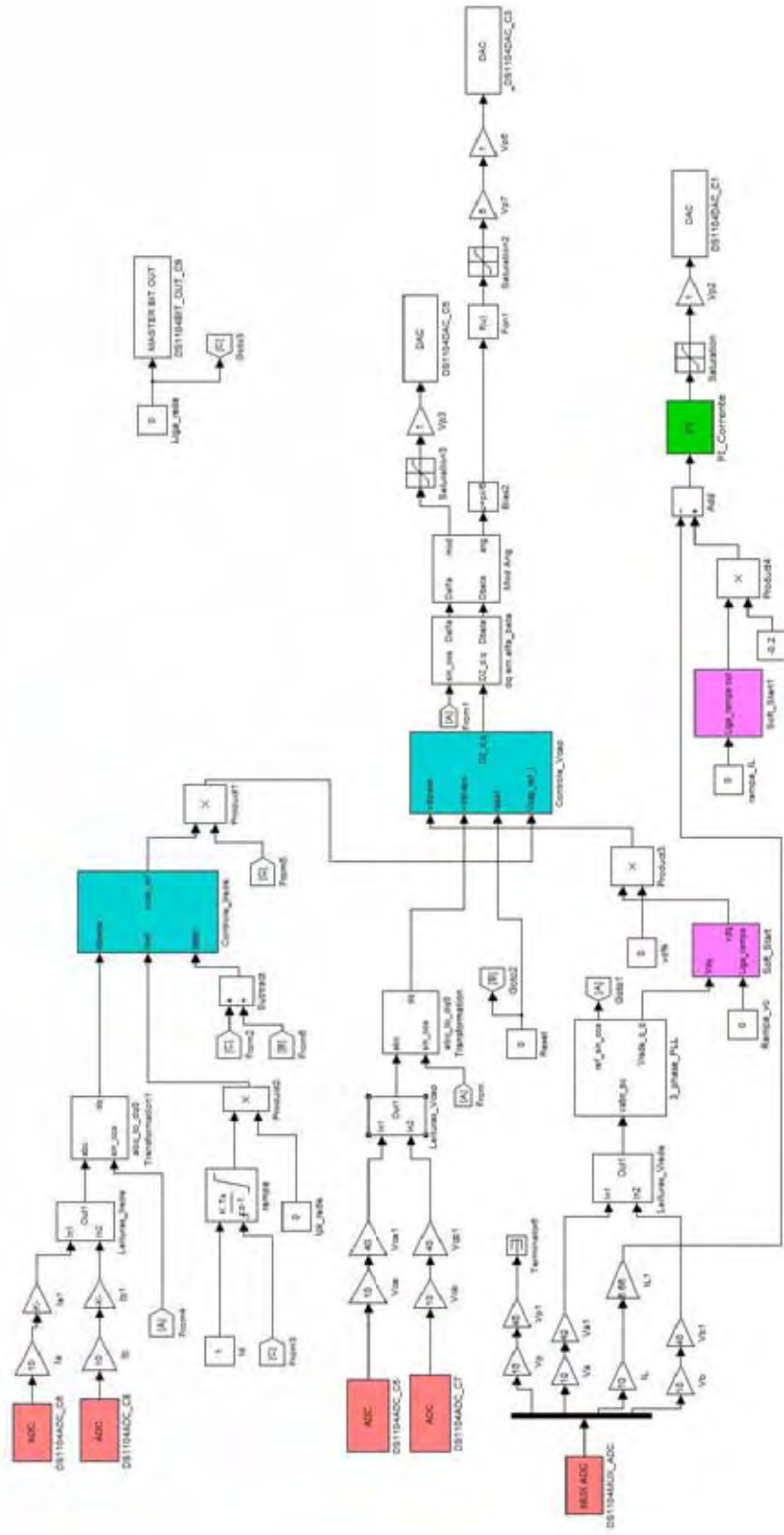
```

Fonte: Próprio autor.

### C.3 - Programação do Controle para o DSPACE

O dispositivo DSPACE ACE1104 foi programado em diagrama de blocos da mesma forma que se utiliza o ambiente MatLab/Simulink ®. Esta tela é apresentada a seguir:

Figura 172 - Programação do inversor buck-Boost tri-state



Fonte: Próprio autor.

### C.3.1 - Tela do ControlDesk para controle em tempo real

A interface gráfica para o controle em tempo real do sistema é apresentada a seguir:

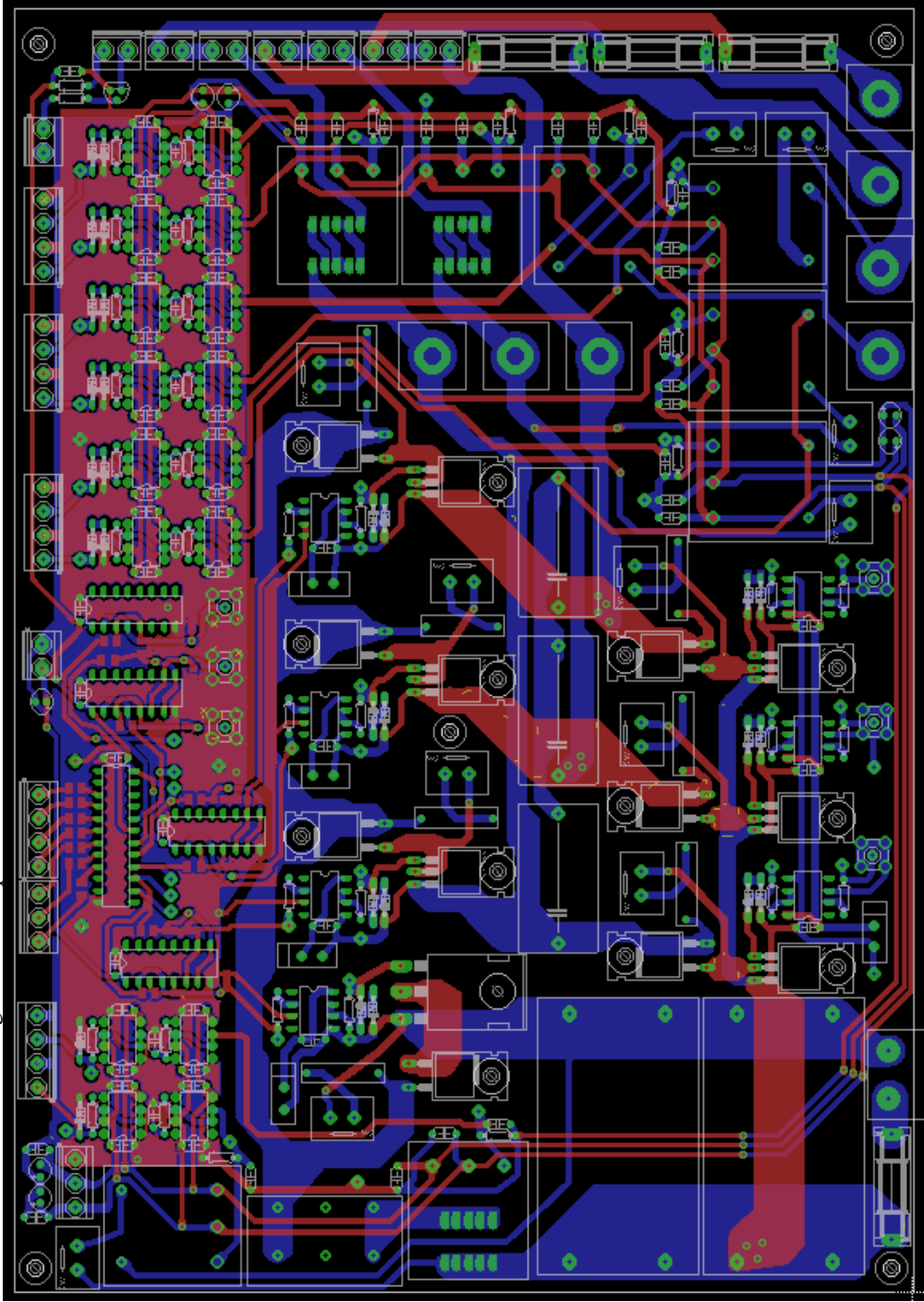
Figura 173 - Tela para controle em tempo real do inversor buck-Boost tri-state



Fonte: Próprio autor.

## Apêndice D - Desenho da PCI

Figura 174 - Esquemático da Placa de Potência - Inversor Buck-Boost Tri-State



Fonte: Próprio autor usando Eagle 5.11.