

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM **ENGENHARIA ELÉTRICA**

“Mini-inversores para aproveitamento de energia fotovoltaica, com técnicas de MPPT, sincronismo e conexão com a rede de CA em BT, proteção de ilhamento, gerenciamento da energia e da operação”

Marcos Gutierrez Alves

Orientador: Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin

Dissertação de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia - UNESP - Campus de Ilha Solteira, como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de conhecimento: Automação.

Ilha Solteira
2013.

FICHA CATALOGRÁFICA

Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

Gutierrez Alves, Marcos.
G984m Mini-inversores para aproveitamento de energia fotovoltaica, com técnicas de MPPT, sincronismo e conexão com a rede de CA em BT, proteção de ilhamento, gerenciamento da energia e da operação. / Marcos Gutierrez Alves.
-- Ilha Solteira: [s.n.], 2013
169 f. : il.

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

Orientador: Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin
Inclui bibliografia

1. Inversores monofásicos. 2. Energia fotovoltaica. 3. MPPT. 4. Sincronismo e Controle para inversores solares. 5. Proteção de ilhamento.

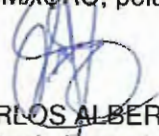
CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

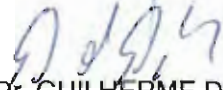
TÍTULO: Mini-inversores para aproveitamento de energia fotovoltaica, com técnicas de MPPT, sincronismo e conexão com a rede de CA em BT, proteção de ilhamento, gerenciamento da energia e da operação

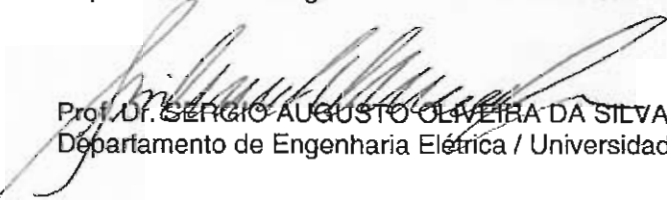
AUTOR: MARCOS GUTIERREZ ALVES

ORIENTADOR: Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica ,
Área: AUTOMACÃO, pela Comissão Examinadora:


Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN
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. SÉRGIO AUGUSTO OLIVEIRA DA SILVA
Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Data da realização: 22 de fevereiro de 2013.

Ao meu pai **Mario Leite Alves** e a minha mãe
Sueli Gutierrez Alves, que me acompanharam
e educaram em toda a minha vida. Minha
perseverança é fruto de seus esforços.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente à Deus, pela dádiva de estar nesse mundo, pela família com a qual fui abençoado, pela força nos momentos difíceis, e pela capacidade de superá-los.

Agradecimentos especiais ao professor Carlos Alberto Canesin, pela orientação, pelo incentivo e apoio em toda esta fase.

A meus pais, Mario Leite Alves e Sueli Gutierrez Alves, a quem honro pelo esforço com o qual me criaram, educaram e incentivaram por toda a minha carreira.

Agradeço a UNESP, ao departamento de Engenharia Elétrica da FEIS, pela estrutura oferecida para o desenvolvimento do trabalho.

A CAPES e a FEPISA pelo apoio financeiro para a realização do projeto.

RESUMO

Considerando-se as políticas mundiais e nacionais com relação às mudanças climáticas decorrentes da ação humana, no contexto da produção e consumo de energia elétrica, novas fontes renováveis e alternativas para a produção de energia elétrica, com menores impactos ambientais e elevadas eficiências têm sido exploradas na literatura científica. Dentro deste contexto é desenvolvido neste trabalho um sistema de geração de energia elétrica de pequeno porte baseado na associação em série de poucos painéis solares fotovoltaicos. São apresentadas análises e simulações de diversas estruturas monofásicas não isoladas que contemplam o estado da arte e integram parte das estruturas mais utilizadas pela indústria. O sistema proposto para operar como Geração Distribuída (GD) é um sistema a duplo estágio, composto pelo conversor elevador *Boost* entrelaçado e em cascata com o inversor monofásico em ponte completa. O sistema de GD proposto possui um algoritmo tipo P&O (*Perturband Observe*) para a extração da máxima potência (MPPT – *Maximum Power Point Tracking*), mesclando o algoritmo P&O para o rastreamento do MPP, com o potencial do algoritmo Vcte (Tensão constante) para o processo de inicialização do sistema, melhorando o aproveitamento da energia advinda dos painéis fotovoltaicos. Além disso, em virtude da necessidade de conexão segura deste sistema à rede pública de distribuição de energia elétrica em corrente alternada, é implementado um método de sincronismo com a rede CA em baixa tensão; além da análise e síntese de um algoritmo híbrido para detecção e proteção de ilhamento, a fim de garantir a segurança do sistema e dos usuários. O controle do conversor, a técnica de MPPT, a detecção e proteção de ilhamento, bem como o sincronismo com a rede em CA, são implementadas de forma digital, utilizando-se um Controlador Digital de Sinais (DSC – *Digital Signal Controller*), com o objetivo de propiciar maior flexibilidade na concepção das lógicas de controle, adequadas à aplicação proposta e ao gerenciamento do sistema de GD.

Palavras chave: Inversores monofásicos. Energia fotovoltaica. MPPT. Proteção de ilhamento. Sincronismo e controle para inversores solares.

ABSTRACT

Considering the global and national policies related to climate change due to human action, in the context of production and consumption of electricity, new renewable and alternative sources for electricity production with less environmental impacts and high efficiencies have been proposed and analyzed in the scientific literature. In this context, this work it is developed a photovoltaic small electrical generation system in order to operate with a few series connected photovoltaic panels. Moreover, it is presented analyses and simulations of several structures that include the state of the art single-phase non-isolated inverters, where the most of them are commonly used by industry. The proposed structure developed to operate as a distributed generation system is a dual-stage converter, composed by an Interleaved Boost Converter cascaded with a single-phase Full-Bridge Inverter. A maximum power point tracking technique is implemented and tested in order to increase energy utilization, mixing the potential of P&O algorithm together with Vcte algorithm. Furthermore, because of safe-operation grid connection necessities this work presents analysis and implementation of a hybrid anti-island detection technique with a synchronization method with the AC public low voltage grid. The converter control system and MPPT techniques, anti-island detection and management system together with the synchronization are implemented digitally, through a DSC platform with the purpose of increasing flexibility for the overall control circuitry.

Keywords: Single-phase inverters. Photovoltaic energy. MPPT. Islanding protection. Synchronization and control for solar inverters.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1- Evolução do uso das fontes de energia alternativas para as próximas décadas.	15
Figura 2- Comparativo da energia solar entregue à Terra e o total das outras fontes de energias utilizadas.	16
Figura 3- Atlas de irradiação solar no Brasil.	17
Figura 4- Pannel solar típico de 210W fabricado pela Kyocera (Dim.: 1.5 x 0.99 x 0.046m).	19
Figura 5- Características de um pannel fotovoltaico. (a) Curva corrente versus tensão. (b) Curva potência versus tensão, variando-se as condições atmosféricas (radiação/temperatura).	21
Figura 6- Resposta de Potência de alguns métodos avaliados no LEP.	22
Figura 7- Exemplo de sistema de geração distribuído baseado em PVs conectado a rede de distribuição.	24
Figura 8- Tecnologia de único conversor centralizado para aplicação com múltiplos PVs.	27
Figura 9- Configuração em string para conversores solares.	27
Figura 10- Estrutura utilizada para a adequação da energia elétrica fornecida pelo pannel fotovoltaico.	28
Figura 11- Conversor boost	29
Figura 12- Curva característica de GxD do conversor <i>boost</i> em Modo de Condução Contínua (MCC).	30
Figura 13- Ganho estático do conversor Boost em função da razão cíclica, para o caso ideal e para diversos valores de RL/R.	31
Figura 14- Conversor <i>boost interleaved</i> com duas células.	31
Figura 15- Conversor <i>boost</i> quadrático.	33
Figura 16- Conversor <i>boost</i> quadrático modificado.	33
Figura 17- Conversor <i>flyback</i> com grampeamento ativo.	34
Figura 18- Conversor <i>Reboost</i> .	35
Figura 19- Conversor <i>Charge-Pump Reboost</i> .	36
Figura 20- Inversor monofásico VSI <i>Half-Bridge</i>	37
Figura 21- Inversor monofásico VSI <i>Full-Bridge</i>	38
Figura 22- PWM senoidal bipolar.	38
Figura 23- PWM senoidal unipolar.	39
Figura 24- Conversor CC-CA VSI: NPC	40
Figura 25- Conversor CC-CA CSI monofásico	41

Figura 26- Tensão de Modo Comum entre o PV e o terra da modulação bipolar.	42
Figura 27- Tensão de Modo Comum entre o PV e o terra da modulação unipolar.	43
Figura 28- Tensão de Modo Comum entre o PV e o terra na estrutura CC-CA NPC.	43
Figura 29- Conversor para painel fotovoltaico com dois estágios de processamento de energia.	44
Figura 30- Conversor para painel fotovoltaico com estágio único de processamento de energia.	44
Figura 31- Inversor VSI com conexão com a rede de distribuição.	45
Figura 32- Inversor CSI com conexão com a rede de distribuição.	45
Figura 33- Desacoplamento de potência com conversor de dois estágios.	46
Figura 34- Etapas para integração do conversor <i>boost</i> + VSI na estrutura integrada.	47
Figura 35- Etapas para integração do conversor <i>buck-boost</i> + VSI na estrutura integrada.	48
Figura 36- Conversor integrado <i>buck-boost</i> isolado.	48
Figura 37- Família de conversores integrados monofásicos para conexão com a rede.	50
Figura 38- Modelo de Simulação em MatLab/Simulink.	54
Figura 39- Corrente drenada do painel.	55
Figura 40- Tensão no barramento CC.	55
Figura 41- Tensão V_{ab} antes do filtro de rede.	55
Figura 42- Corrente injetada na rede CA.	55
Figura 43- Modelo de Simulação em MatLab/Simulink.	56
Figura 44- Corrente drenada do painel.	57
Figura 45- Tensão no link CC.	57
Figura 46- Tensão V_{AN} antes do filtro de rede	57
Figura 47- Corrente injetada na rede CA.	57
Figura 48- Modelo de Simulação em MatLab/Simulink	58
Figura 49- Corrente drenada do painel.	59
Figura 50- Tensão no link CC.	59
Figura 51- Tensão V_{AN} antes do filtro de rede.	59
Figura 52- Corrente injetada na rede CA.	59
Figura 53- Corrente na primeira célula <i>boost</i> .	60
Figura 54- Corrente na segunda célula <i>boost</i> .	60
Figura 55- Modelo de Simulação em MatLab/Simulink.	60
Figura 56- Corrente drenada do painel.	61
Figura 57- Tensão no link CC.	61

Figura 58- Tensão V_{AN} antes do filtro de rede.	61
Figura 59- Corrente injetada na rede CA.	61
Figura 60- Modelo de Simulação em MatLab/Simulink.	62
Figura 61- Corrente drenada do painel.	63
Figura 62- Tensão no link CC.	63
Figura 63- Tensão V_{AN} antes do filtro de rede.	63
Figura 64- Corrente injetada na rede CA.	63
Figura 65- Modelo de Simulação em MatLab/Simulink.	64
Figura 66- Corrente drenada do painel.	65
Figura 67- Tensão no link CC.	65
Figura 68- Tensão V_{AN} antes do filtro de rede.	65
Figura 69- Corrente injetada na rede CA.	65
Figura 70- Modelo de Simulação em MatLab/Simulink.	66
Figura 71- Corrente drenada do painel.	67
Figura 72- Tensão no capacitor ac de saída	67
Figura 73- Corrente injetada na rede.	67
Figura 74- Modelo de Simulação em MatLab/Simulink.	68
Figura 75- Corrente drenada do painel.	69
Figura 76- Tensão no capacitor ac de saída	69
Figura 77- Corrente injetada na rede.	69
Figura 78- Modelo de Simulação em MatLab/Simulink.	70
Figura 79- Corrente drenada do painel.	71
Figura 80- Tensão no capacitor ac de saída	71
Figura 81- Tensão V_{ab} antes do filtro de rede.	71
Figura 82- Corrente injetada na rede CA.	71
Figura 83-Comparativo de eficiência entre as principais topologias.	74
Figura 84-Comparativo de peso entre as principais topologias.	74
Figura 85-Comparativo de volume entre as principais topologias.	74
Figura 86-Comparativo de densidade de potência entre as principais topologias.	74
Figura 87- Estrutura básica do conversor CC-CC <i>boost interleaved</i> e etapa CC-CA VSI.	75
Figura 88- Modelo térmico utilizado para o conversor Boost Interleaved + VSI	83
Figura 89- Perfil da HS Dissipadores modelo HS15560.	84
Figura 90- Gráfico para correção de altitude no cálculo do dissipador.	84
Figura 91- Potência em função da frequência de operação - transistor CC-CC	93

Figura 92- Perda Total no transistor CC-CC	94
Figura 93- Potência em função da frequência de operação - diodo CC-CC	94
Figura 94- Peso do indutor boost em função da frequência.	95
Figura 95- Volume do indutor boost em função da frequência.	96
Figura 96- Perda no indutor boost em função da frequência.	96
Figura 97- Peso e volume do dissipador + indutor em função da frequência de operação da etapa CC-CC.	97
Figura 98- Eficiência total em função da frequência de operação da etapa CC-CC.	98
Figura 99- Esquema elétrico básico da etapa CC-CC	99
Figura 100- Esquema elétrico básico da etapa CC-CA	99
Figura 101- Malha de corrente da rede	100
Figura 102- Sistema Compensado	101
Figura 103- Comparações entre corrente injetada e a referência	102
Figura 104- Malha de tensão do barramento, que inclui a malha de corrente	103
Figura 105- Sistema Compensado	104
Figura 106- Diagrama de blocos do algoritmo PLL	104
Figura 107- Método de anti ilhamento SMS adotado	106
Figura 108- Modelo de simulação para testes de ilhamento	106
Figura 109- Mudança de Frequência	107
Figura 110- Tempo para detecção	108
Figura 111- Diagrama de blocos do algoritmo de MPPT P&O.	108
Figura 112- Diagrama de blocos simplificado para o estágio CC-CC	109
Figura 113- Diagrama de blocos da proteção de tensão do barramento.	110
Figura 114- Sequência de execução da interrupção de 30.06kHz	111
Figura 115- Sequência básica de execução da interrupção de 10.02kHz	111
Figura 116- Fluxograma básico da rotina de controle principal.	112
Figura 117- Fluxograma da interrupção de 30.06kHz.	113
Figura 118- Fluxograma da interrupção de 10.02kHz.	114
Figura 119- Fluxograma do controle da etapa <i>boost</i> e MPPT.	115
Figura 120- Resultados para o algoritmo de MPPT usando conversor <i>boost interleaved</i> em regime.	117
Figura 121- Tensão da rede em 220V sincronizada com a rampa $\omega.t$.	118
Figura 122- Gerador de harmônicos	119
Figura 123- Tensão de saída da Califórnia em 220V sincronizada com a rampa $w.t$.	119

Figura 124- Gerador de harmônicos	120
Figura 125- Tensão da saída da Califórnia em 220V sincronizada com a rampa $\omega.t$.	121
Figura 126- Gerador de harmônicos	122
Figura 127- Tensão da saída da Califórnia em 220V sincronizada com a rampa $\omega.t$.	123
Figura 128- Tensão na rede (Rosa), corrente na rede (Verde) e tensão dreno-source na chave inferior da ponte VSI (Azul).	124
Figura 129- Tensão na rede (Rosa), corrente na rede (Verde) e tensão dreno-source na chave inferior da ponte VSI (Azul).	125
Figura 130- Tensão na rede (Rosa), corrente na rede (Verde) e tensão dreno-source na chave inferior da ponte VSI (Azul).	126
Figura 131- . Tensão na rede (Rosa), corrente na rede (Verde) e tensão dreno-source na chave inferior da ponte VSI (Azul).	126
Figura 132- Tensão na rede (Rosa), corrente na rede (Verde) e tensão dreno-source na chave inferior da ponte VSI (Azul).	127
Figura 133- Tensão na rede (Rosa), corrente na rede (Verde) e tensão dreno-source na chave inferior da ponte VSI (Azul).	128
Figura 134- Arranjo experimental.	128
Figura 135- Detalhe do Conversor e da placa DSC.	129
Figura 136- Interface gráfica para auxílio nos testes.	129
Figura 137- . Medição das formas de onda com corrente nominal na saída.	130
Figura 138- Tensão na rede (azul escuro), corrente na rede (azul Claro).	131
Figura 139- Tensão na rede (azul escuro), corrente na rede (azul claro).	131
Figura 140- Tensão na rede (azul escuro), corrente na rede (azul claro).	132
Figura 141- Tensão na rede (azul escuro), corrente na rede (azul claro).	133
Figura 142- Tensão na rede (Azul escuro), corrente na rede (Azul Claro).	133
Figura 143- Tensão na rede (Rosa), corrente na rede (Azul Claro), sinal de detecção de ilhamento (Azul escuro, ativo em nível alto). Tempo de detecção de 9.12s devido ao desvio natural do algoritmo de PLL.	134
Figura 144- Tensão na rede (Rosa), corrente na rede (Azul Claro), sinal de detecção de ilhamento (Azul escuro, ativo em nível alto). Tempo de detecção 628ms.	135
Figura 145- Tensão na rede (Rosa), corrente na rede (Azul Claro), sinal de detecção de ilhamento (Azul escuro, ativo em nível alto) e corrente de saída do inversor (verde). Tempo detecção de 796ms.	136
Figura 146- Tensão na rede (Azul) corrente na rede (Roxo)	137

Figura 147- Tensão na rede (Verde), corrente na rede (Azul) e corrente do inversor (Roxo)	137
Figura 148- Ensaio de sobre tensão da rede de 15%	138
Figura 149- Ensaio de sub tensão da rede de 50%	139
Figura 150- Tensão na rede (Rosa) e corrente de saída do inversor (Verde).	140
Figura 151- Arranjo experimental	140
Figura 152- Detalhe do Conversor e da placa DSC.	141
Figura 153- Interface gráfica para auxílio nos testes (Segunda Coluna representa etapa inversora em Teste)	141
Figura 154- Medição das formas de onda com 870W de saída em rede 220V.	142
Figura 155- Tensão (Verde) e Corrente de Rede (Amarelo).	143
Figura 156- Sistema para medição da eficiência.	143
Figura 157- Interface gráfica de monitoramento do inversor	144

LISTA DE TABELAS

Tabela 1- Eficiência confirmada em laboratório de painéis solares comerciais.	20
Tabela 2- Fator de conversão para correção da temperatura.	85
Tabela 3- Fator de correção da resistência térmica em função do comprimento do dissipador.	86

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AI	<i>Artificial Intelligence</i>
AN	Tensão de saída da ponte inversora CC-CA
BT	Baixa Tensão
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CL	Capacitor-Indutor
CL	Capacitor-Indutor
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
CV	<i>Constant Voltage</i>
D	Razão cíclica
ddp	Diferença de potencial
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DHT	Distorção Harmônica Total
DPS	Dispositivo de proteção contra surtos
DR	Dispositivos de proteção diferenciais
DSC	<i>Digital Signal Controller</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
FB	<i>Full-Bridge</i>
fs	Frequência de operação
fs	Frequência de operação
G	Ganho estático
GDEE	Geração distribuída de energia elétrica
HB	<i>Half-Bridge</i>
IC	<i>Incremental Conductance</i>
IEM	Interferência Eletromagnética
Imp	Corrente de máxima potência
Io	Corrente de saída
LCD	<i>Liquid Crystal Display</i>
LED	<i>Light Emitting Diode</i>

LEP	Laboratório de Eletrônica de Potência
LEP	Laboratório de Eletrônica de Potência
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
MPP	<i>Maximum Power Point</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
NDZ	Non detection zones
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>
P&O	<i>Perturb and Observe</i>
PCC	Ponto de acoplamento comum
PCI	Placa de Circuito Impresso
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PLL	<i>Phase-Locked-Loop</i>
PV	Painel fotovoltaico
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SMS	<i>Slip-Mode Frequency Shift</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
SQW	<i>Square-Wave</i>
V_{in}	Tensão de entrada
V_{mp}	Tensão de máxima potência
V_o	Tensão de saída
V_{oc}	Tensão de circuito aberto
V_p	Tensão de pico
V_{ref}	Sinal de referência
V_{rms}	Tensão eficaz
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
V_{tri}	Sinal triangular de referência
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL	14
1.1	PAINEL FOTOVOLTAICO	18
1.2	EXTRAÇÃO DE MÁXIMA POTÊNCIA DO PAINEL	20
1.3	ANTI-ILHAMENTO E SINCRONISMO	22
1.4	ESTRUTURA DO TRABALHO	25
2	ESTÁGIOS DE POTÊNCIA PARA APLICAÇÕES FOTOVOLTAICAS	26
2.1	ESTÁGIOS ELEVADORES	26
2.1.1	CONVERSOR CC-CC BOOST CLÁSSICO	28
2.1.2	CONVERSOR CC-CC BOOST INTERLEAVED	31
2.1.3	CONVERSOR CC-CC BOOST QUADRÁTICO	32
2.1.4	CONVERSOR CC-CC BOOST QUADRÁTICO MODIFICADO	33
2.1.5	CONVERSOR CC-CC REBOOST	34
2.1.6	CONVERSOR CC-CC CHARGE-PUMP REBOOST	35
2.2	ESTÁGIOS INVERSORES	36
2.2.1	ESTRUTURAS BÁSICAS	36
2.2.2	INVERSOR CC-CA MONOFÁSICO TIPO VSI: HB (HALF-BRIDGE)	37
2.2.3	INVERSOR CC-CA MONOFÁSICO TIPO VSI: FB (FULL-BRIDGE)	37
2.2.4	INVERSOR CC-CA MONOFÁSICO TIPO VSI: NPC	39
2.2.5	INVERSOR CC-CA MONOFÁSICO DO TIPO CSI	41
2.2.6	INFLUÊNCIA DO INVERSOR NA CORRENTE DE FUGA DO PV	41
2.3	ESTRUTURAS INTEGRADAS	44
2.3.1	CONVERSOR CC-CA BOOST + VSI INTEGRADO	46
2.3.2	CONVERSOR CC-CA BUCK-BOOST INTEGRADO	47
2.3.3	CONVERSOR CC-CA BUCK-BOOST TRI-STATE	49
2.3.4	OUTRAS ESTRUTURAS INTEGRADAS	50
2.4	CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO	50
3	ANÁLISE E SIMULAÇÕES DAS PRINCIPAIS ESTRUTURAS EM ESTUDO	53
3.1	BOOST + VSI FULL BRIDGE COM MODULAÇÃO BIPOLAR	53
3.2	BOOST + NPC	56
3.3	BOOST INTERLEAVED + NPC	58
3.4	BOOST QUADRÁTICO MODIFICADO + NPC	60
3.5	REBOOST + NPC	62
3.6	CHARGE PUMP REBOOST + NPC	63
3.7	BUCK-BOOST INTEGRADO	65
3.8	BUCK-BOOST TRI-STATE	67
3.9	BOOST INTERLEAVED + VSI	69
3.10	CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO	71
4	ESTRUTURAS ADMITIDAS PARA A APLICAÇÃO - ESTÁGIOS CC-CC E CC-CA ADOTADOS PARA O PROJETO	73
4.1	INTRODUÇÃO	73
4.2	COMPARATIVO DAS ESTRUTURAS SIMULADAS	73
4.3	ESTRUTURAS CC-CC E CC-CA ESCOLHIDAS	74
4.4	ANÁLISE QUANTITATIVA	76
4.4.1	DADOS GERAIS DO PROJETO E ESPECIFICAÇÕES MÍNIMAS:	76
4.4.2	DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DA ETAPA DE POTÊNCIA DO CONVERSOR	77
4.4.3	CÁLCULO DA POTÊNCIA COMUTADA	78

4.4.4	FATOR DE UTILIZAÇÃO	78
4.4.5	ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES	79
4.4.6	CÁLCULO DA POTÊNCIA DISSIPADA	80
4.4.7	CÁLCULO DO DISSIPADOR DE CALOR	82
4.4.8	CÁLCULO DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS	87
4.5	ANÁLISE PARA A FREQUÊNCIA DE OPERAÇÃO DA ETAPA CC-CC	93
4.5.1	SEMICONDUTORES DA ETAPA CC-CC	93
4.5.2	INDUTOR DA ETAPA CC-CC	95
4.5.3	PESO E VOLUME DO DISSIPADOR E INDUTOR	97
4.5.4	EFICIÊNCIA ESTIMADA DO CONVERSOR EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA	97
4.6	ESQUEMA ELÉTRICO BÁSICO	98
5	CONTROLADORES PARA A ETAPA CC-CA, ANTI-ILHAMENTO, CC-CC E MPPT	100
5.1	CONTROLADOR DA MALHA DE CORRENTE DO INVERSOR VSI	100
5.2	CONTROLADOR DA TENSÃO DO BARRAMENTO CONSIDERANDO INJEÇÃO DE CORRENTE NA REDE.	102
5.3	ALGORITMO PLL	104
5.4	TESTE DO ALGORITMO DE ILHAMENTO SMS COM CARGA RLC.	105
5.5	ALGORITMO DE MPPT	108
5.6	DIAGRAMA EM BLOCOS DO CONTROLE DA ETAPA CC-CC	109
5.6.1	PROTEÇÃO	110
5.7	CONTROLE DIGITAL DO CONVERSOR	110
5.7.1	SEQUÊNCIA BÁSICA DE EXECUÇÃO DAS ROTINAS	110
5.7.2	FLUXOGRAMA BÁSICO DA ROTINA DE CONTROLE PRINCIPAL	112
5.7.3	FLUXOGRAMA DA INTERRUPÇÃO DE 30.06KHZ	113
5.7.4	FLUXOGRAMA DA INTERRUPÇÃO DE 10.02KHZ	114
5.7.5	FLUXOGRAMA DO CONTROLE DA ETAPA BOOST E MPPT	114
5.8	CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO	115
6	IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	116
6.1	OBJETIVOS	116
6.2	TESTE ALGORITMO MPPT	116
6.3	TESTE ALGORITMO PLL	117
6.4	TESTE DA MALHA DE CORRENTE	123
6.5	UNIFICAÇÃO DAS MALHAS DE CONTROLE E TESTE EM REDE BIFÁSICA DE 220V	130
6.5.1	TESTE DE INJEÇÃO DE POTÊNCIA	130
6.5.2	TESTE DO ALGORITMO SMS	134
6.5.3	INICIALIZAÇÃO DA INJEÇÃO DE POTÊNCIA	139
6.5.4	EFICIÊNCIA DO CONJUNTO INVERSOR	142
7	CONCLUSÃO GERAL E CONTINUIDADE DO TRABALHO	145
	REFERÊNCIAS	147
	APÊNDICE A	154
	APÊNDICE B	163

1 INTRODUÇÃO GERAL

A crescente demanda energética mundial e a presente preocupação com a redução ou extinção das fontes de energias convencionais, principalmente fósseis e nuclear, aliadas à questão ambiental, gerou um incentivo significativo na pesquisa e desenvolvimento de fontes de energia alternativas com menor impacto ecológico e econômico. A maioria das fontes de energias renováveis como a hidráulica, biomassa, eólica e a energia dos oceanos são todas provenientes, mesmo que indiretamente, da energia solar.

Durante o período diurno, a luz do sol permite o aquecimento de ambientes decorrente da absorção da radiação solar pelas edificações, chamado de aquecimento solar passivo e da iluminação dos ambientes através de janelas ou condutores de luz (espelhos ou tubos condutores de luz (1)(2)), permitindo um maior aproveitamento da energia solar ao invés da utilização de fontes de energia convencionais.

Com o avanço da tecnologia, a radiação solar pode ser utilizada diretamente como fonte de energia térmica ou elétrica, podendo ser convertida diretamente em energia elétrica, por meio de efeitos sobre determinados materiais, entre os quais se destacam o termoelétrico e o fotovoltaico.

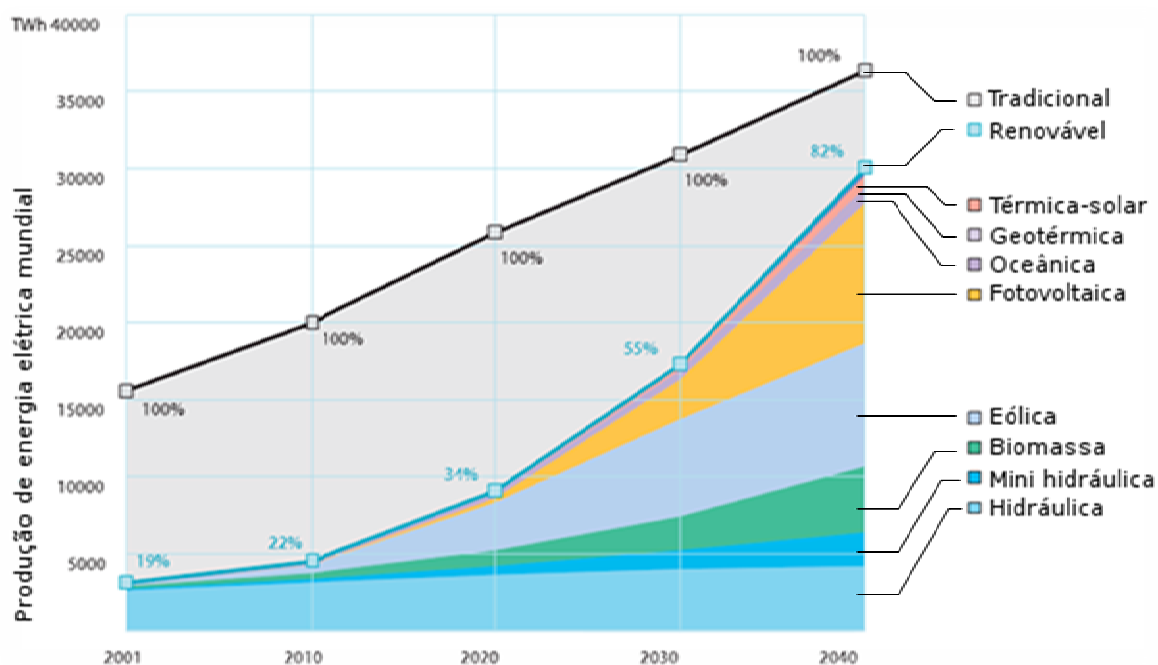
O aproveitamento térmico para aquecimento de fluídos é feito com o uso de coletores ou concentradores solares (3). Os coletores solares são geralmente utilizados para aquecimento de água para fins higiênicos residenciais ou comerciais, em geral visando substituir o uso de aquecedores elétricos convencionais, como chuveiros e torneiras elétricas, que representam um grande consumo de energia nos horários de pico de demanda da rede elétrica. Os concentradores solares destinam-se a cenários onde a energia térmica necessária é mais elevada, como para aquecimento de fluídos como óleo ou água, podendo prover a formação de vapor para movimentações de turbinas, utilizadas, por exemplo, para geração de eletricidade.

A conversão direta de energia solar em elétrica existe devido ao efeito que a radiação solar (calor e luz) possui sobre certos materiais, em destaque os materiais semicondutores. Pode-se citar os efeitos termoelétrico e fotovoltaico. O efeito termoelétrico é definido pela conversão direta de energia térmica em elétrica, ou elétrica em térmica. Ao aplicar uma diferença de temperatura, em uma junção de dois diferentes tipos de metais, surge uma diferença de potencial (ddp) elétrico na junção, conhecida como Efeito *Seebeck* (4-5). De maneira análoga, ao aplicar uma ddp na junção de dois metais diferentes surge uma diferença de temperatura na junção, também conhecido como Efeito *Peltier* (6). O efeito fotovoltaico

consiste do surgimento de uma diferença de potencial em uma junção semicondutora P-N quando esta é atingida por fótons (7).

Entre os vários processos de aproveitamento da energia solar no mundo, os mais usados atualmente são o aquecimento de água e a geração fotovoltaica de energia elétrica. No Brasil, o primeiro é mais encontrado nas regiões Sul e Sudeste, devido a características climáticas, e o segundo, nas regiões Norte e Nordeste, em comunidades isoladas da rede de energia elétrica. A Figura 1 mostra um gráfico com a perspectiva de evolução das fontes de energia alternativa, onde a energia fotovoltaica apresenta o maior índice de aumento seguido da eólica.

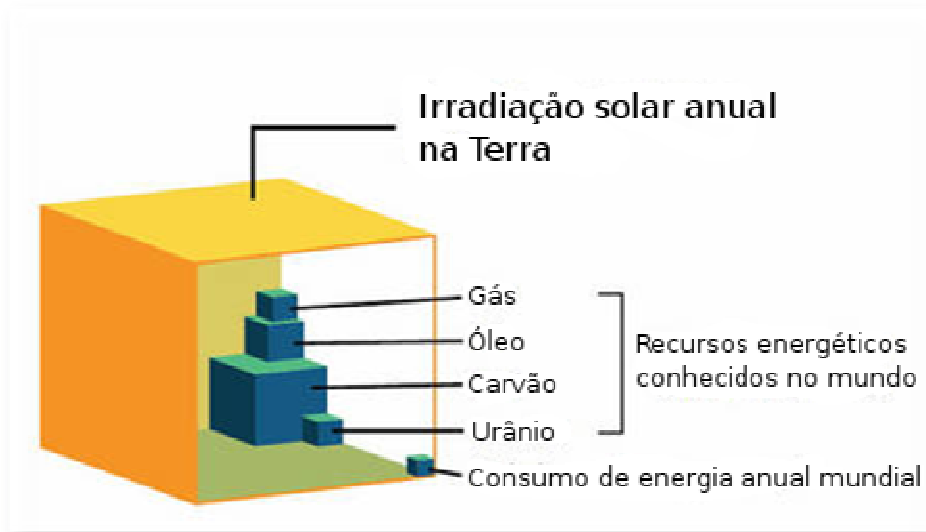
Figura 1- Evolução do uso das fontes de energia alternativas para as próximas décadas.



Fonte: (58)

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 (8) conforme a Figura 2.

Figura 2- Comparativo da energia solar entregue à Terra e o total das outras fontes de energias utilizadas.

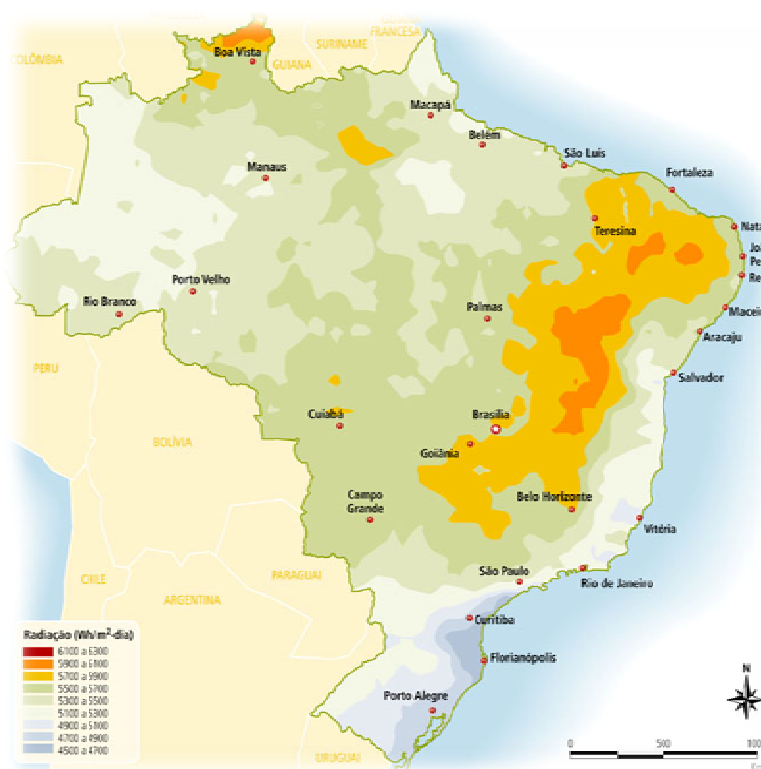


Fonte: Eco Solar Equipment Ltd

Neste contexto, o conceito de geração distribuída de energia (GDEE), transformou-se numa possibilidade técnica real e atual, sujeita a diversas pesquisas e normatizações em todo o mundo.

No que se refere ao Brasil, pode-se afirmar que é um país com grande vantagem para o uso de energia fotovoltaica, pois é provido de excelentes níveis de radiação solar o ano todo devido à sua localização geográfica. O território brasileiro compreende uma faixa de latitude em que a incidência de radiação solar é muito superior em relação aos continentes mais desenvolvidos onde a geração distribuída oriunda de painéis fotovoltaicos já é uma realidade. Em destaque a Alemanha, que é um dos países desenvolvidos que mais utilizam energia solar, apresenta índices de radiação solar bem inferiores aos do Brasil, onde na região mais favorecida da Alemanha tem-se aproximadamente 1,4 vezes menos radiação solar do que na região menos favorecida do Brasil (9). A Figura 3 apresenta o atlas de irradiação solar no Brasil.

Figura 3- Atlas de irradiação solar no Brasil.



Fonte: ATLAS de Irradiação Solar no Brasil. 1998. (Adaptado).

Pode-se notar que o Brasil possui uma distribuição uniforme da irradiação solar em quase todo o seu território. Mesmo na região sul a irradiação solar é adequada para a geração de energia a partir de painéis fotovoltaicos (PV).

Na Europa os painéis fotovoltaicos já são bastante utilizados. Países como a Alemanha oferecem grande incentivo à instalação de conjuntos geradores de energia fotovoltaica aos consumidores. Isto diminui o consumo de energia das concessionárias fornecedoras de energia elétrica nos horários de pico da demanda energética, aliviando o sistema de transmissão e geração. Nos horários onde a energia produzida pelos PVs não são totalmente utilizadas pelo consumidor, o excedente de energia gerada é disponibilizado na rede elétrica e as concessionárias de energia podem pagar o proprietário do sistema de geração fotovoltaica pelo excedente (10)(11).

O fato de o 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 toda a energia é disponibilizada para o sistema elétrico (12).

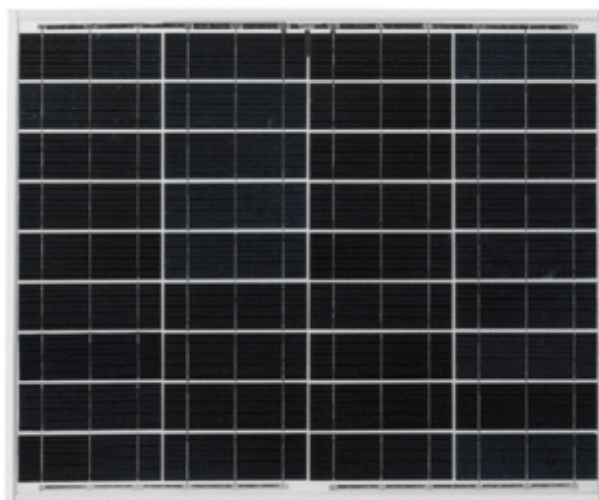
Inicialmente, o elevado custo da energia advinda dos painéis fotovoltaicos pode ser facilmente absorvido pelos grandes centros urbanos e ainda, a maioria das grandes cidades brasileiras apresenta picos de demanda de energia durante o horário diurno e no verão, onde a incidência de radiação solar é intensa (11). O alto custo da energia fotovoltaica deve diminuir e se tornar concorrente da energia hidroelétrica no Brasil. O custo da energia advinda dos painéis fotovoltaicos se igualaria ao da energia disponibilizada pela rede de energia a partir de 2020 em algumas regiões do País, caso haja programas de incentivo à aplicação desta fonte, como foi realizado na Alemanha (8).

Uma grande vantagem ambiental dos sistemas fotovoltaicos é a redução das emissões de gás carbônico (CO_2) nos grandes centros urbanos que o mesmo permite. De acordo com (11), em 2030, a taxa de redução anual de emissões de CO_2 devido à 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. Dentro de pouco tempo, a aplicação deste tipo de energia colaborará para a emissão de selos de redução de emissão de gases causadores do efeito estufa pelos órgãos regulamentadores, para empreendimentos residenciais/comerciais, levando investidores a preferirem empreendimentos com este selo de qualidade em detrimento aos que não o possuem.

1.1 Painele fotovoltaico

O painele fotovoltaico é um dispositivo que utiliza o efeito fotoelétrico para converter energia luminosa em energia elétrica. A energia fotovoltaica é considerada uma fonte limpa e com impacto ambiental quase nulo em operação, embora no processo produtivo ainda gere uma considerável quantidade de poluentes e o reaproveitamento do painele solar ainda não é total (13). A energia solar é a fonte de energia alternativa com maior crescimento previsto para as próximas décadas devido aos investimentos de novas tecnologias para o aumento do rendimento e diminuição do custo de produção. A Figura 4 apresenta um painele fotovoltaico típico da Kyocera.

Figura 4- Pannel solar típico de 210W fabricado pela Kyocera (Dim.: 1.5 x 0.99 x 0.046m).



Fonte: Kyocera do Brasil (14).

Um painel fotovoltaico fornece energia elétrica na forma de corrente contínua (CC), tipicamente com tensão entre 12 e 68V, e com potências variando entre 40 e 210W para aplicações em geração distribuída.

Para que a energia proveniente do PV seja injetada na rede elétrica convencional em baixa tensão (BT), existe a necessidade de um estágio de adequação, de modo a permitir a compatibilidade entre a energia CC do PV e a energia presente na rede de distribuição que é tradicionalmente adotada na forma de corrente alternada (CA). Normalmente são necessários dois processos principais para a utilização da energia fotovoltaica na rede elétrica: a elevação da tensão do PV e a conversão de corrente contínua em corrente alternada.

Cada um desses processos representa uma perda da energia captada do sol por ineficiência, diminuindo o rendimento total do sistema. Apesar do nível de tecnologia atual no ramo de painéis fotovoltaicos, o rendimento apresentado por estes elementos ainda são baixos em comparação com outras fontes de energia alternativas como eólica ou célula combustível. A eficiência de conversão apresentada pelos painéis fotovoltaicos disponíveis comercialmente são apresentados na Tabela 1(15).

Tabela 1- Eficiência confirmada em laboratório de painéis solares comerciais.

Tipo de célula	Eficiência (%)	Fabricante
Si (<i>crystalline</i>)	22.9 $\pm$ 0.6	UNSW/Gochermann
Si (<i>large crystalline</i>)	21.4 $\pm$ 0.6	SunPower
Si (<i>multicrystalline</i>)	17.55 $\pm$ 0.5	Schott Solar
Si (<i>thin-film polycrystalline</i>)	8.2 $\pm$ 0.2	Pacific Solar

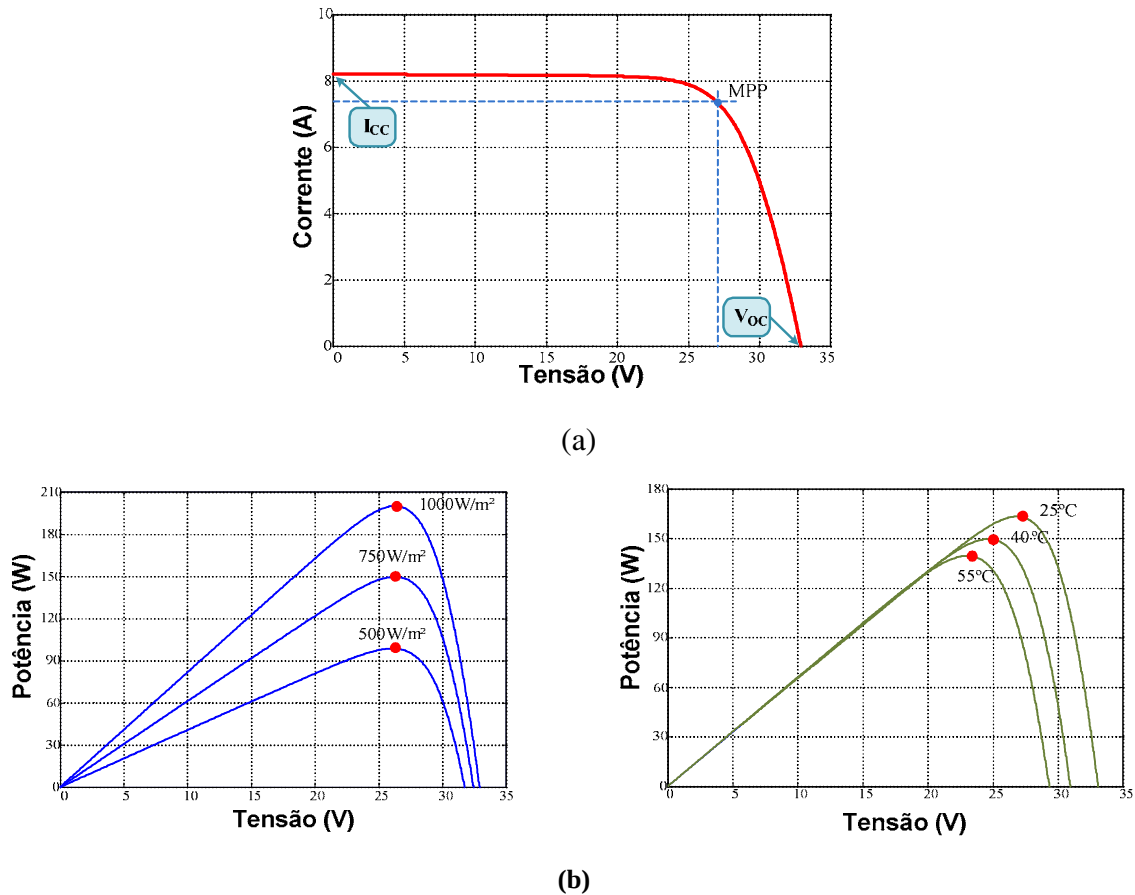
Fonte: (15).

Sendo assim, o condicionamento da energia fornecida pelo PV para a injeção na rede de distribuição em BT, deve apresentar rendimento bastante elevado, da ordem de 90% ou mais de modo a permitir que a energia do PV seja aproveitada de forma otimizada e o custo inicial para sua implantação, que ainda é considerado alto, seja amortizado em menor tempo.

1.2 Extração de máxima potência do painel

Além do alto rendimento do inversor, este tipo de fonte de energia necessita de técnicas de rastreamento de máxima potência (*MPPT – Maximum Power Point Tracking*) (8-11), pois possui uma característica de tensão versus corrente não linear. A Figura 5 apresenta a curva característica de um PV. O MPPT garante que a máxima potência esteja sendo extraída do painel, obtendo a máxima eficiência em operação, otimizando o investimento e o retorno financeiro aplicado. É necessário salientar que existe somente um ponto de máxima potência (*MPP – Maximum Power Point*) que varia de acordo com as condições climáticas. A característica não linear tensão versus corrente não linear dos PVs pode ser observada na Figura 5(a), a qual varia de acordo com o nível de radiação solar e de temperatura, tornando a extração desta máxima potência uma tarefa complexa para o conversor e para o sistema de controle.

Figura 5- Características de um painel fotovoltaico. (a) Curva corrente versus tensão. (b) Curva potência versus tensão, variando-se as condições atmosféricas (radiação/temperatura).



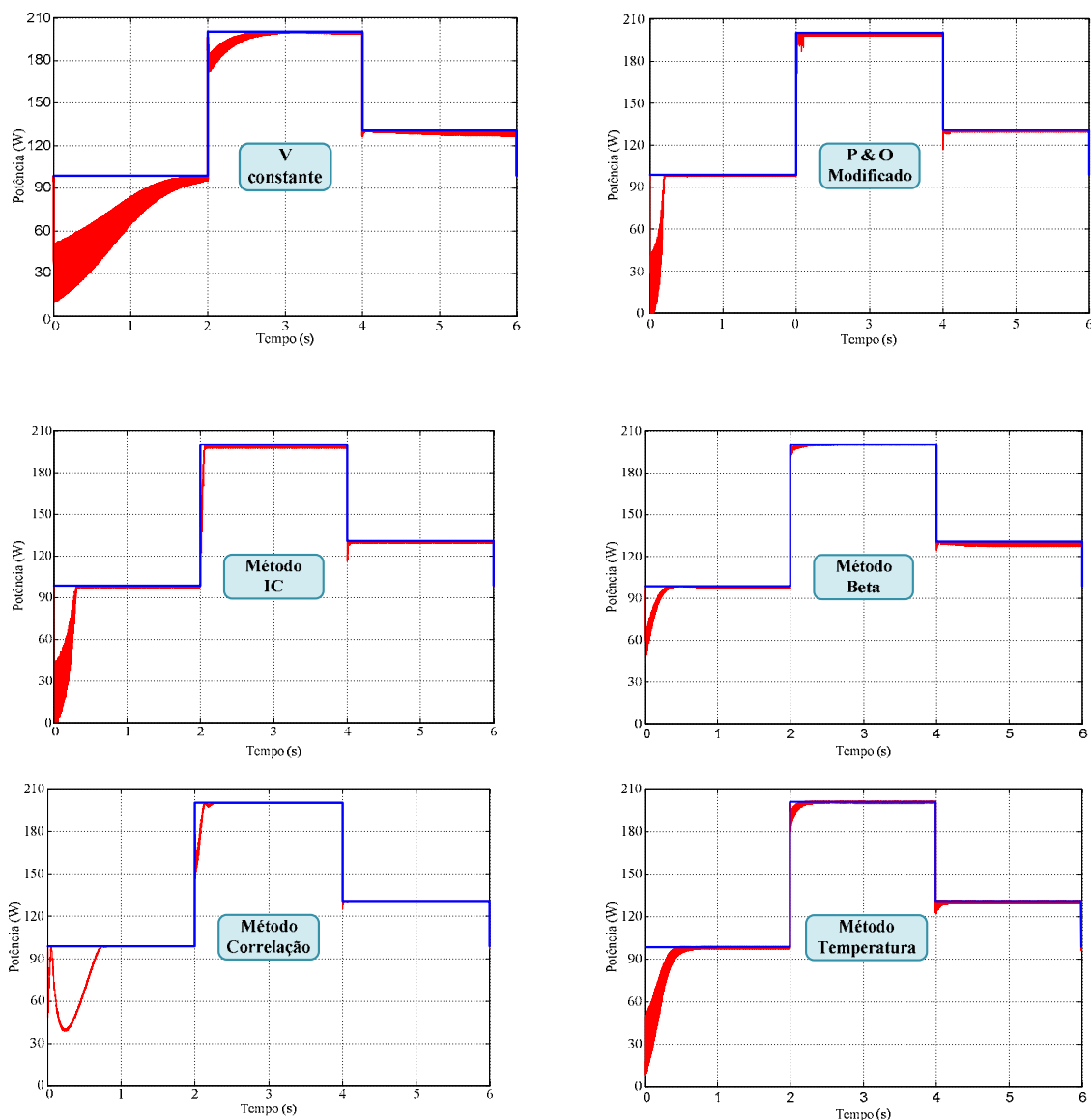
Fonte: (13)

Para superar este problema, vários métodos para extração da máxima potência têm sido propostos na literatura (16-19)(21). Entre os mais conhecidos estão os métodos da Tensão Constante (CV), da Tensão de Circuito Aberto, de Curto-Circuito por Pulsos, da Perturbação e Observação (P&O), da Condutância Incremental (IC), *Hill Climbing*, Beta, Correlação de Ripple, Oscilação do Sistema e os métodos baseados em temperatura e em inteligência artificial (AI)(60-61).

Dentre os diversos métodos para localização do ponto de máxima potência, vide figura 5(b), 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 e Correlação de Ripple se destacam (19-21), apesar dos métodos baseados em temperatura apresentarem custo reduzido. Grande parte dos métodos mais eficazes para extração da máxima potência tem sido estudados e implementados no Laboratório de Eletrônica de Potência (LEP). Na Figura 6, são apresentadas as respostas dinâmicas de potência de alguns dos melhores métodos avaliados, onde a curva em azul representa a

máxima potência do painel e a curva em vermelho indica a potência extraída do PV pelo método de MPPT.

Figura 6- Resposta de Potência de alguns métodos avaliados no LEP.



Fonte: (21)

1.3 Anti ilhamento e sincronismo

Quando se tem uma rede de distribuição elétrica junto com sistemas de geração distribuídos na baixa tensão (BT), a concessionária de energia tem controle sobre as grandezas elétricas da rede, como por exemplo a amplitude da tensão, frequência da rede e fase. Uma vez que a concessionária varia estas grandezas, os inversores conectados à rede devem se adequar.

No caso de corte da distribuição de energia por parte da concessionária, seja por manutenção ou por problemas técnicos, os inversores devem também se desconectar para evitar problemas operacionais e de segurança. Se por algum motivo a concessionária de energia deixar de fornecer energia para a rede de distribuição e o inversor ligado à esta rede não for desconectado, dizemos que ocorreu o chamado “ilhamento”.

O fenômeno de ilhamento para um sistema de geração distribuído é caracterizado quando na ausência da rede de distribuição principal (concessionária de energia), a rede local continua energizada e alimentando as cargas locais (12; 22-24). Dessa forma, a rede local pode trazer risco de vida para aqueles que poderão vir a dar manutenção na mesma. Com isso as normas tais como IEEE 929-2000 (62), IEEE 1547 (23)(63) e UL1741(25), que versam sobre a interconexão de sistemas fotovoltaicos à rede requerem métodos eficazes para detectar o ilhamento,.

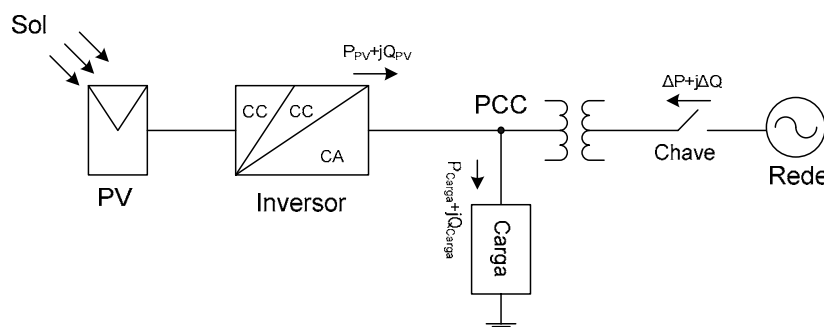
Durante o ilhamento podem ocorrer problemas de segurança, qualidade de energia e confiabilidade (12;22). A rede de energia não consegue mais controlar a tensão e a frequência durante o ilhamento, criando a possibilidade de danificar equipamentos dos consumidores.

Problemas também podem surgir durante a reconexão da rede após um ilhamento. Uma vez que não há nenhuma forma de garantir em qual magnitude, frequência e fase a rede estará quando for reconectada, existe a possibilidade de danificar equipamentos e até o sistema de geração distribuído, e dependendo das características do sistema de distribuição, pode até interferir com a restauração do serviço pela concessionária de energia elétrica (22).

Dessa forma, torna-se clara a necessidade de um sistema de detecção de ilhamento por parte do inversor conectado à rede elétrica quando se trata de sistemas de geração de energia distribuída. Diversos métodos de detecção de ilhamento têm sido propostos na literatura, e os mais relevantes são os métodos ativos e passivos incluídos no sistema de controle do inversor (12;22-24).

Os métodos, a iniciar pelos passivos, se baseiam na detecção de uma anormalidade na amplitude, frequência, fase ou altos conteúdos harmônicos na tensão no ponto de acoplamento comum (PCC) entre o inversor e a rede quando em ilhamento. Em qualquer caso de anormalidade, o inversor cessa a conversão de energia e injeção de potência na rede de distribuição (12;22). A Figura 7 apresenta um exemplo de um conversor para PV conectado à rede de distribuição para injeção de potência.

Figura 7- Exemplo de sistema de geração distribuído baseado em PVs conectado a rede de distribuição.



Fonte: Dados do próprio autor.

Todo método de detecção de ilhamento possui a chamada NDZ (*Non detection zones*) ou no português, zona de não detecção que são as condições onde o inversor não detecta a ocorrência do fenômeno de ilhamento. Os métodos passivos possuem uma NDZ grande em relação aos métodos ativos, por exemplo, quando a energia consumida pela carga for igual à energia fornecida pelo PV, não haverá nenhuma alteração das características da rede no PCC e o inversor somente com o método passivo não será capaz de detectar que a rede principal de distribuição de energia foi desconectada.

Os métodos ativos foram desenvolvidos com o objetivo de aprimorar a detecção do ilhamento por parte do inversor e diminuir a NDZ para patamares aceitáveis. Estes métodos inserem, ou tentam inserir pequenas anomalias na rede de distribuição e monitoram o efeito sobre ela. Estes distúrbios podem ser uma alteração na amplitude da tensão, alteração na frequência fundamental da rede, inserção de conteúdos harmônicos, variação da potência ativa e reativa ou verificação de alterações na impedância da rede (26).

Se a rede de distribuição ainda estiver conectada, estes pequenos distúrbios não terão efeito sobre a mesma, indicando que não há a condição de ilhamento. Por outro lado, se for possível ao inversor alterar as características da rede, é entendido que a rede não está presente e o conversor deve ser desconectado. Como uma maneira de aumentar a eficácia da detecção de ilhamento, são implementados no conversor métodos ativos e passivos, onde os métodos passivos monitoram as grandezas elétricas da rede como tensão e frequência (27).

Para a conexão do inversor à rede de distribuição, alguns cuidados devem ser tomados de maneira a se evitar a ocorrência de danos ou distúrbios tanto à rede quanto ao conversor, garantindo a máxima eficiência do sistema. Como pré-requisitos para a injeção de potência na rede, o conversor deve ter a mesma magnitude de tensão no ponto ao qual será conectado, mesma frequência e nenhuma defasagem em relação à fundamental da rede de distribuição.

A tarefa que garante a coincidência dos parâmetros de frequência e fase entre conversor com a rede CA é chamada de sincronismo. Para isto existem técnicas e algoritmos baseados em PLL (*Phase-Locked Loop*), DFT (*Discrete Fourier Transform*) e métodos baseados nos Filtros de Kalman (28-30). Cada método exige maior ou menor esforço computacional, resultando em complexidade de hardware em troca da precisão das informações obtidas.

Em relação aos métodos descritos, os algoritmos recursivos para cálculo da DFT são ótimas opções quando se há preocupações com relação ao tempo de sincronismo 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 é justificada 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.

1.4 Estrutura do trabalho

O trabalho é estruturado em sete capítulos, após a introdução, uma revisão sobre os conversores elevadores estáticos, estruturas CC-CA monofásicas, e estruturas integradas é feita no Capítulo 2. São apresentadas as descrições das estruturas, visão da topologia, assim como vantagens e desvantagens de cada uma.

Através da ferramenta Matlab/Simulink, o Capítulo 3 apresenta as simulações e principais resultados das estruturas CC-CA mais interessantes para aplicações com painéis solares conectadas à rede elétrica de distribuição.

Após as simulações, o Capítulo 4 inicia a parte de implementação, com um resumo das características de todas as estruturas consideradas como candidatas. A estrutura selecionada é justificada e a metodologia de cálculo é apresentada.

Seguindo a análise quantitativa, no Capítulo 5 é discutido a metodologia de controle e apresentada a sequência básica de execução no sistema digital.

No Capítulo 6 serão mostrados os resultados práticos obtidos de forma global assim como os resultados da etapa de potência.

Por fim, a conclusão no Capítulo 7 traça um apanhado geral de tudo que é abordado neste trabalho.

2 ESTÁGIOS DE POTÊNCIA PARA APLICAÇÕES FOTOVOLTAICAS

2.1 Estágios elevadores

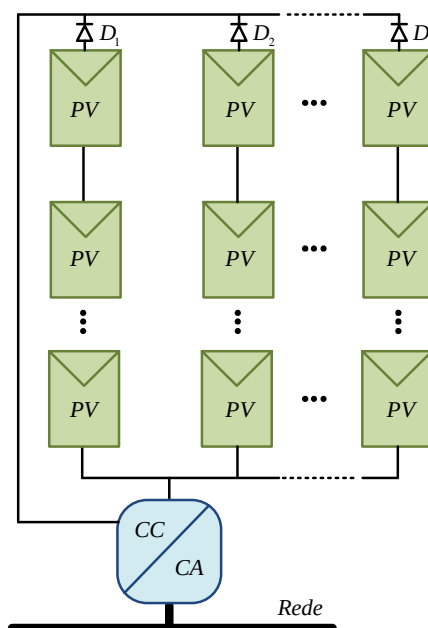
Para aplicações em baixa potência, de até 1kW, como é o caso deste presente estudo, os dispositivos fornecedores de energia elétrica como o painel fotovoltaico e a célula combustível, não atendem as especificações de nível de tensão para a aplicação na rede de distribuição doméstica, seja ela em 127 ou 220Vca. Como dito anteriormente, um PV típico fornece em seus terminais uma tensão que varia de 12 a 68Vdc, níveis muito baixos para este tipo de aplicação.

Nas primeiras aplicações de conversores para PVs era comum a utilização de grandes associações série e paralelo de módulos fotovoltaicos (*multi strings*), concentrados em um único conversor, como mostra a Figura 8, de modo que a tensão e a potência fornecida por estes fossem satisfatórias para a aplicação. Para evitar um fluxo de potência entre os ramos de PVs, era necessária a inserção de diodos em série com cada ramo. Porém tal configuração apresentava grande dissipação de energia em função destes diodos. Como nesta aplicação o algoritmo de MPPT é único para todo o conjunto de PVs, não é garantido que todos os painéis operem no MPP para que o sistema funcione no seu ponto ótimo de fornecimento de potência, o que pode ser descrito como desperdício da energia captada ou ineficiência.

A configuração *multi string* vista pelo lado do inversor apresenta algumas vantagens como maior rendimento devido à alta potência processada e a não necessidade de um estágio elevador, uma vez que a associação série de painéis geralmente já fornece a tensão necessária para conexão com a rede de distribuição em BT.

Para um melhor aproveitamento da energia captada pelos PVs, passou-se a utilizar a configuração em *string*, que é a montagem de PVs em série formando-se um único ramo, conforme Figura 9. Esta aplicação não exige a utilização de diodo série, evitando perdas de energia.

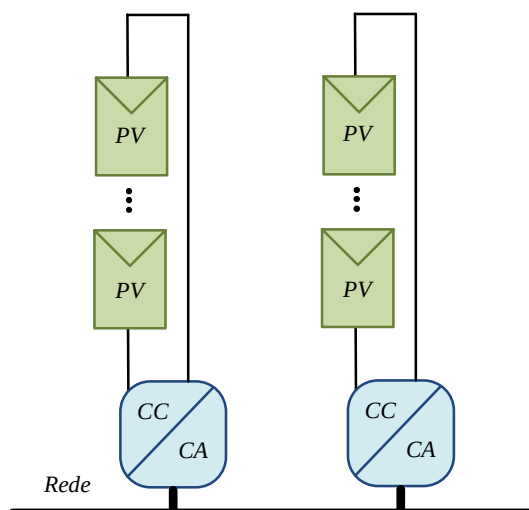
Figura 8- Tecnologia de único conversor centralizado para aplicação com múltiplos PVs.



Fonte: Dados do próprio autor.

Para que o algoritmo de MPPT seja mais eficiente, a quantidade de painéis em série deve ser limitada, uma vez que com poucos painéis há maiores chances de que a incidência de luz solar seja uniforme em todos eles. Dessa forma, a potência desse tipo de configuração é limitada em um menor nível, onde atualmente considera-se um sistema de média potência que varia de 2 a 5 painéis, fornecendo entre 500W e 1000W, denominado aqui de *mid-inverter*.

Figura 9- Configuração em string para conversores solares.

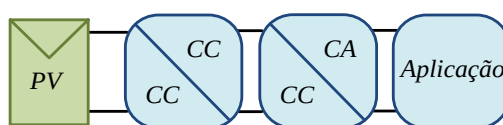


Fonte: Dados do próprio autor.

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 (31), podem ser projetados para injetar corrente senoidal na rede de distribuição, e, por esta razão são largamente utilizados. Mas tecnicamente, o seu uso também apresenta muitas desvantagens, como o aumento do peso e volume, assim como 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, e, se a isolamento for exigida, ela deve ser realizada no estágio de alta frequência.

Quando o conversor não é isolado galvanicamente, isto é, sem transformador, o ganho de tensão deve ser dado por uma etapa elevadora e a conversão de CC para CA é feita por um segundo estágio, conforme a Figura 10.

Figura 10- Estrutura utilizada para a adequação da energia elétrica fornecida pelo painel fotovoltaico.



Fonte: Dados do próprio autor.

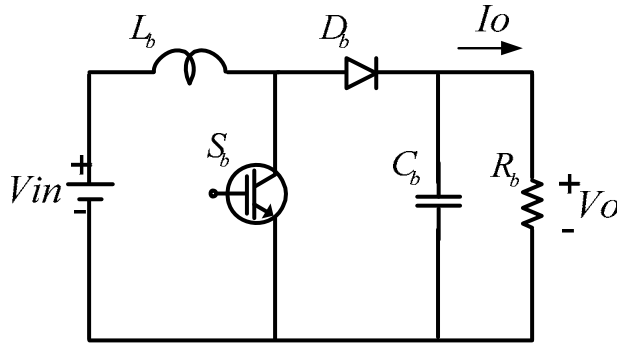
Em muitos países, como no caso dos países Europeus, a isolamento galvânica não é exigida por lei, sendo que a ausência de isolamento galvânica não prejudica necessariamente a segurança. A proteção é um parâmetro de projeto, que pode incluir diversas alternativas, como aterramento e até mesmo dispositivos de proteção diferenciais (DR), por exemplo. O principal cuidado de painéis sem isolamento galvânica está em não realizar manutenções com o equipamento conectado à rede, assim como quaisquer outros eletrodomésticos ou dispositivos energizados. Proteções passivas externas como disjuntores, DPS (dispositivo de proteção contra surtos) e DR, provavelmente, serão bem vindos 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 (32-33).

2.1.1 Conversor CC-CC boost clássico

A associação em *string* de PVs para aplicações de média potência, que normalmente utilizam de 2 a 5 painéis, não fornece o nível adequado de tensão de trabalho para a conexão com a rede elétrica, sendo necessária uma etapa elevadora. A topologia elevadora mais básica e

mais utilizada para esta função é a chamada *boost* ou *step-up* e sua configuração é apresentada na Figura 11 a seguir:

Figura 11- Conversor boost



Fonte: Dados do próprio autor.

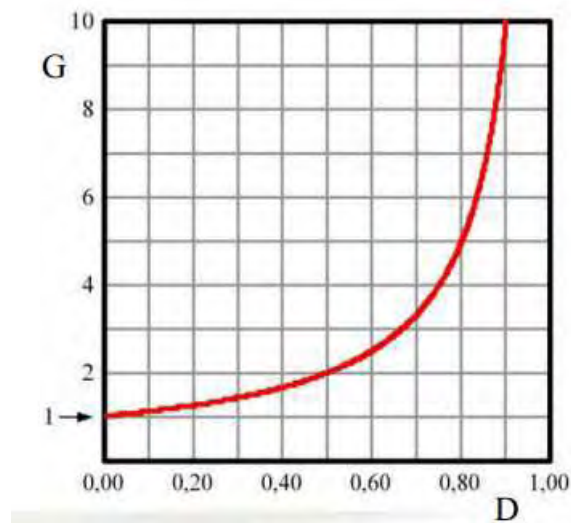
Quando o interruptor controlado S_b é ligado, a tensão V_{in} é aplicada ao indutor L_b . O diodo D_b fica reversamente polarizado e entra em bloqueio devido à tensão de saída V_o ser maior do que V_{in} . Enquanto a chave S_b estiver ligada, o indutor L_b acumula energia que será transferida para o capacitor C_b quando a chave S_b for desligada. A corrente de saída I_o é sempre descontínua, enquanto a corrente de entrada no indutor L_b pode ser tanto contínua como descontínua. O diodo D_b e a chave S_b devem suportar uma tensão igual à tensão de saída. O ganho estático desse conversor é dado pela equação (1):

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} \quad (1)$$

Sendo G o ganho estático em tensão do conversor, V_o é a tensão de saída média, V_{in} é a tensão de entrada média e D é a razão cíclica aplicada à chave S_b .

Pela expressão, pode-se notar que teoricamente o ganho estático deste conversor tende ao infinito ao aproximarmos a razão cíclica D de 1. Na prática, o ganho utilizado neste conversor é normalmente limitado abaixo de 10 ($G < 10$), devido às perdas por não idealidades nos elementos passivos, como os indutores e capacitores, e nos semicondutores. Além disso, um alto ganho é necessário para que a razão cíclica D trabalhasse próximo ao valor unitário, neste caso uma pequena variação de D implica em uma alta variação de G , dificultando o sistema de controle e a resposta dinâmica do conversor. A Figura 12 apresenta um gráfico de $G \times D$ característico do conversor *boost* considerando os componentes do sistema ideais.

Figura 12- Curva característica de GxD do conversor *boost* em Modo de Condução Contínua (MCC).



Fonte: Apresentação de conversores elevadores de Eletrônica de Potência 2. UNESP Ilha Solteira. LEP - Prof. Carlos Alberto Canesin. Pag. 14.

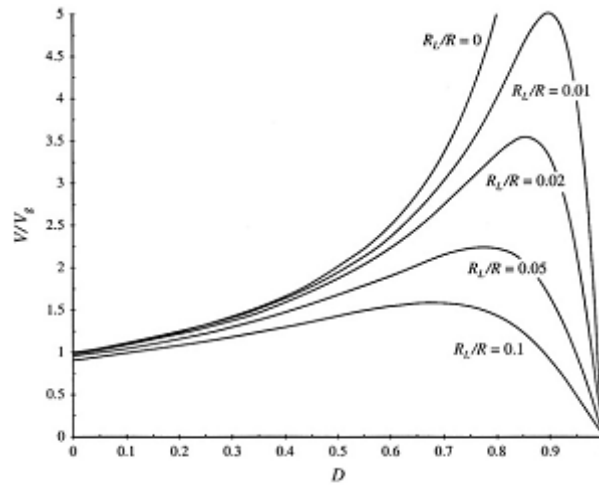
Em um projeto real, devem ser levados em consideração as perdas por comutação, resistência série dos elementos indutivos e capacitivos, queda de tensão nos semicondutores, entre outros fatores que diminuem o ganho do conversor (34-35). Para demonstrar, considerando apenas a resistência série do indutor, a equação do ganho do conversor apresentada na equação (1) resultaria na equação (2).

$$G = \frac{1}{(1 - D) * \left(1 + \frac{R_L}{(1 - D)^2 * R}\right)} \quad (2)$$

Sendo R_L a resistência série do indutor e R é a resistência da Carga.

Redesenhando a curva do ganho estático (G) pela razão cíclica (D) através da equação (2), resulta no gráfico da Figura 13, onde a primeira curva em que $R_L/R=0$ é a situação ideal e as demais curvas são para o aumento da resistência série no indutor. Nota-se que o ganho do conversor pode ser inviável a partir de uma determinada resistência série do indutor.

Figura 13- Ganho estático do conversor Boost em função da razão cíclica, para o caso ideal e para diversos valores de R_L/R .

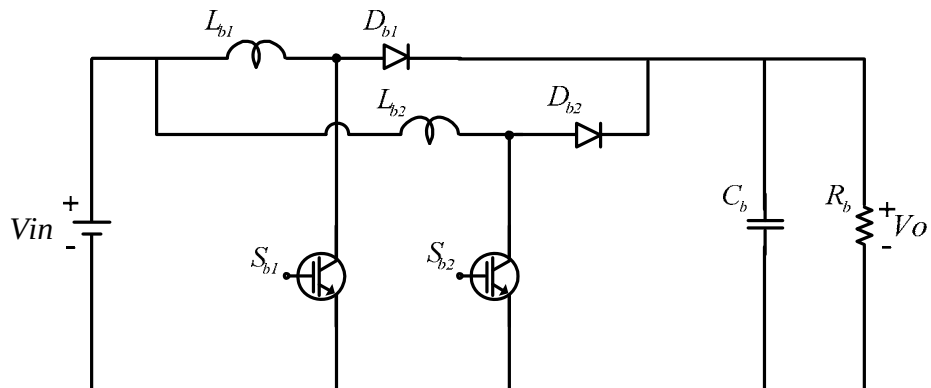


Fonte: (34).

2.1.2 Conversor CC-CC Boost Interleaved

Devido à limitação do ganho do conversor *boost* pela resistência série dos elementos magnéticos e semicondutores, surgiu uma versão modificada chamada de *boost interleaved* (36-38) que nada mais é do que a conexão de ‘n’ células *boost* em paralelo, as quais são defasadas entre si da ordem de $1/(n \cdot f_s)$, onde f_s é a frequência de operação de uma célula. Dessa forma, cada célula *boost* processa somente uma parte da potência total, permitindo obter um ganho maior de tensão pela redução dos esforços de corrente. A Figura 14 apresenta este conversor com duas células.

Figura 14- Conversor *boost interleaved* com duas células.



Fonte: Dados do próprio autor.

Devido à característica *interleaved*, a ondulação de corrente que deve ser filtrada pelo capacitor C_b de saída e por um possível filtro de entrada, será ‘n’ vezes a frequência de operação

do conversor, onde ‘n’ é o número de células *boost* presente, tornando o processo de filtragem mais eficiente, com menor custo e maior qualidade da tensão de saída.

Como desvantagens pode-se citar o maior número de elementos no circuito, como indutores, semicondutores e circuitos de ataque das chaves ativas. É importante salientar que os indutores *interleaved* podem ser acoplados em um único elemento magnético, diminuindo peso, volume e custo do conversor. Para isso é necessário um estudo sobre indutores acoplados magneticamente, não sendo foco desta etapa do trabalho.

O ganho estático (G) deste conversor é dado também pela equação (2), tendo os mesmo problemas do conversor *boost* convencional quando se necessita de altos ganhos de tensão. Porém, quanto mais células utilizadas no sistema, maior será a potência processada com o mesmo ganho em relação ao conversor *boost* de uma única célula.

A estrutura *boost interleaved* apresenta uma peculiaridade que deve ser atendida. Como o controle opera no MCC, existe a possibilidade do desbalanceamento da potência processada por cada célula e desta forma é imprescindível que a razão cíclica D seja exatamente a mesma para cada célula (da ordem de nano segundos de precisão), para tanto, alguns cuidados de leiaute devem ser observados, tais como: igual comprimento/dimensões para as trilhas dos circuitos de comando (*gate*), resultando em idênticas impedâncias, pois pequenas diferenças podem levar a desequilíbrios de corrente, principalmente para semicondutores tipo portadores de carga minoritários (IGBTs).

2.1.3 Conversor CC-CC Boost quadrático

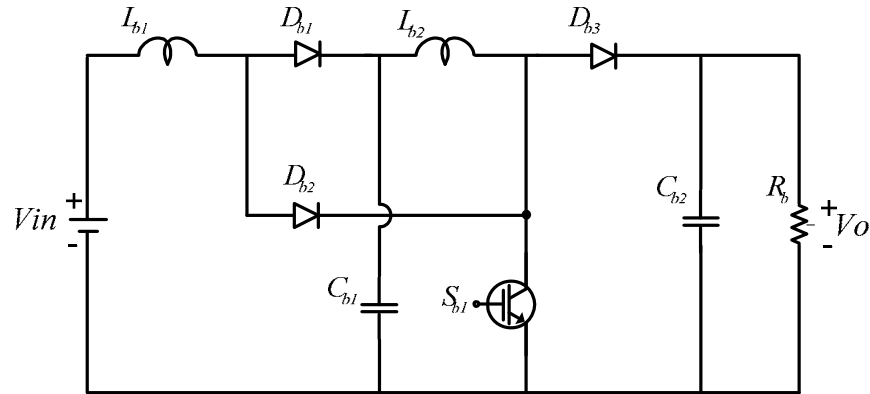
Uma forma de contornar a necessidade de se trabalhar com razões cíclicas elevadas é a utilização de um conversor denominado de *boost* quadrático (39), que apresenta como principal vantagem a redução da razão cíclica que idealmente, consegue um ganho de tensão igual ao quadrado do ganho do Boost clássico. O ganho estático (G) deste conversor é apresentado na equação (3).

$$G = \left(\frac{1}{1-D} \right)^2 \quad (3)$$

No entanto, há um custo no aumento do número de elementos, sendo necessários dois diodos, um indutor e um capacitor a mais que o *boost* clássico. A tensão de bloqueio direto sobre o transistor é igual à tensão de saída, ou seja, será a mesma tensão do barramento CC, contudo, como este conversor permite um maior ganho de tensão, os semicondutores estarão sujeitos a maiores esforços em relação ao conversor *boost* clássico. Isso pode gerar um custo adicional para a aquisição deste semicondutor, já que o preço do transistor está diretamente

relacionado com a capacidade da tensão de bloqueio e não tanto com a corrente direta suportada. Sua configuração é apresentada na Figura 15.

Figura 15- Conversor *boost* quadrático.

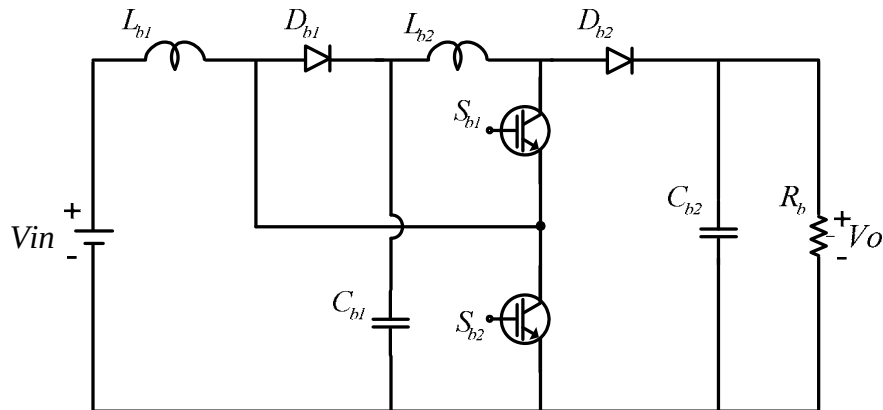


Fonte: Dados do próprio autor.

2.1.4 Conversor CC-CC Boost quadrático modificado

A estrutura do *boost* quadrático apresenta esforços adicionais nos semicondutores, uma vez que pode-se obter um ganho de tensão mais elevado em relação ao conversor *boost* clássico. Com o objetivo de diminuir os esforços de tensão sobre os semicondutores, foi proposta uma modificação na estrutura, assim como apresentado na Figura 16 (40).

Figura 16- Conversor *boost* quadrático modificado.



Fonte: Dados do próprio autor.

Dessa forma, a tensão máxima sobre as chaves ativas S_{b1} e S_{b2} , que é a do barramento CC, é dividida entre as mesmas permitindo o uso de semicondutores com tensão de bloqueio mais baixa do que a do *boost* quadrático convencional e, em consequência, mais baratas. Como dito anteriormente, a tensão de bloqueio de um semicondutor tem maior impacto em seu custo do que a corrente suportada pelo mesmo. A diminuição da tensão sobre as chaves

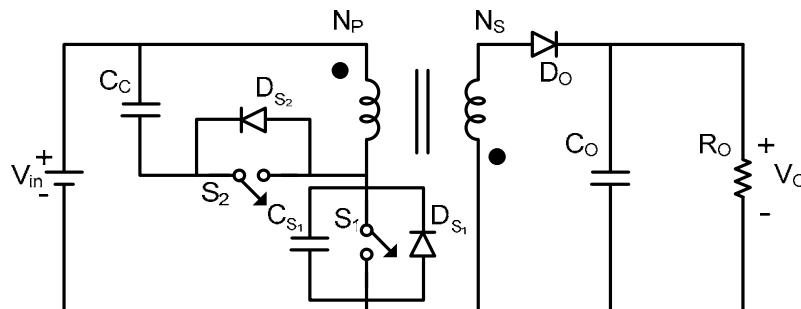
também implica em uma diminuição das perdas por comutações, melhorando a eficiência do sistema.

A desvantagem dessa estrutura é a substituição de uma chave passiva por uma ativa que não está na mesma massa, ou referência, da outra chave ativa. Logo, o circuito de ataque dessa chave adicional deve ser isolado, dificultando o controle.

2.1.5 Conversor CC-CC Reboost

Outra opção bastante utilizada para elevação de tensão com alto ganho, no estágio inicial, é a utilização da estrutura chamada *Reboost*, que deriva do conversor CC-CC isolado *flyback*. O conversor *flyback* apresenta altos esforços nas chaves semicondutoras, principalmente devido à indutância de dispersão do transformador. Mesmo com técnicas de grameamento ativo e comutações suaves (ZVS), o rendimento do conversor *flyback* é prejudicado (41), pois toda a energia entre entrada e saída circula pelo transformador. A Figura 17 apresenta a estrutura do conversor *flyback* com grameamento ativo.

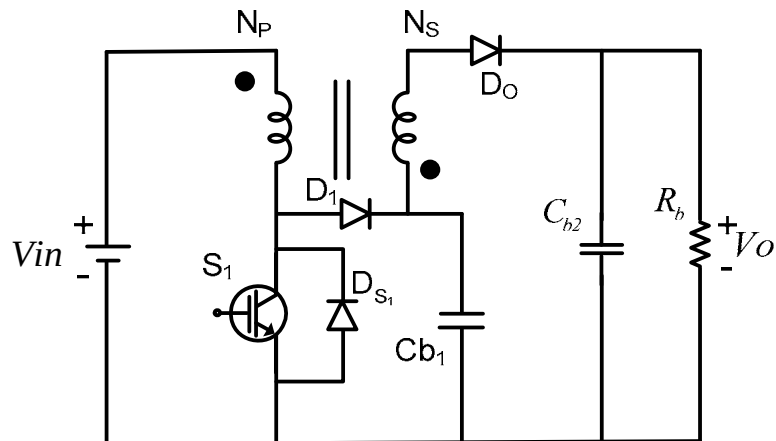
Figura 17- Conversor *flyback* com grameamento ativo.



Fonte: Dados do próprio autor.

Baseado nisso, uma possibilidade de aumentar o rendimento das estruturas de alto ganho baseadas no conversor *flyback* é criar um caminho de fluxo de energia direto da entrada para a saída, fazendo com que uma parte desta energia não circule pelo transformador. A estrutura derivada desta idéia é denominada *Reboost* e é apresentada na Figura 18. Neste conversor, a chave S₁, o transformador e o diodo de saída D_o formam o conversor *flyback*, e, a chave S₁, a indutância de dispersão e o diodo de grameamento formam o conversor *boost*. Como a energia da indutância de dispersão é agora aproveitada e não mais dissipada como no conversor *flyback*, obtém-se como consequência a redução dos esforços de sobre tensão na chave de forma bastante simples (41).

Figura 18- Conversor *Reboost*.



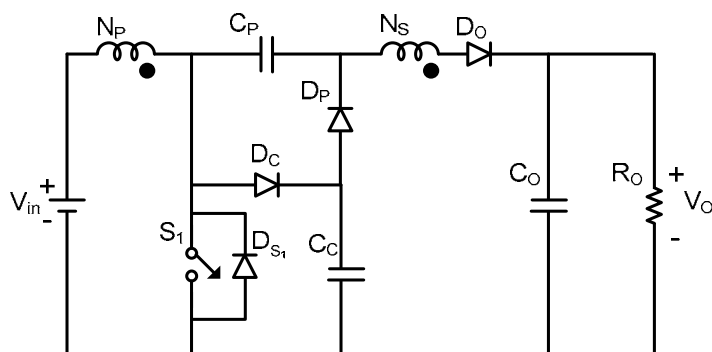
Fonte: Dados do próprio autor.

Para aplicações com PVs, esta estrutura apresenta uma desvantagem que é a corrente de entrada descontínua, exigindo grandes volumes capacitivos para o desacoplamento de potência. Porém, como os indutores são acoplados, pois atuam como transformador de alta frequência, esses possuem indutâncias próprias de valores reduzidos, diminuindo o volume indutivo e em consequência possuem menor peso, volume e custo, sendo uma estrutura interessante para aplicações com energia solar.

2.1.6 Conversor CC-CC *Charge-Pump Reboost*

Como a estrutura *Reboost* apresenta a corrente de entrada descontínua, não desejável para aplicações com PV devido ao alto volume capacitivo de desacoplamento, um circuito adicional chamado de *charge-pump* foi adicionado permitindo uma continuidade da corrente de entrada com poucas modificações no circuito. Ainda assim foi mantido um alto ganho estático (G) e redução de esforços nos elementos semicondutores. Porém, a energização inicial do circuito de *charge-pump* exige correntes elevadas, causando *in-rush* de corrente podendo ser prejudicial ao conversor. A esta estrutura foi dada o nome de *Charge-Pump Reboost* (41), e é apresentado na Figura 19.

Figura 19- Conversor *Charge-Pump Reboost*.



Fonte: Dados do próprio autor.

Apesar deste conversor permitir que a corrente de entrada seja considerada contínua, as simulações que serão apresentadas em capítulos posteriores mostram que a ondulação de corrente ainda é elevada, exigindo também grandes volumes capacitivos para desacoplamento de potência.

2.2 Estágios inversores

Os inversores de tensão são estruturas capazes de controlar o fluxo de energia elétrica entre uma fonte de corrente contínua e uma carga que opera com corrente alternada, podendo controlar o valor da tensão eficaz e frequência da tensão de saída de acordo com as necessidades da carga (42-43). Todas as cargas que são alimentadas pelo sistema de distribuição podem ser alimentadas com inversores, como exemplo tem-se as máquinas elétricas de corrente alternada, sistemas de alimentação ininterrupta a partir de baterias, aquecimento indutivo, injeção de potência na rede de distribuição para geração distribuída, sendo esta última, o enfoque deste trabalho.

2.2.1 Estruturas básicas

Pode-se classificar os inversores como VSI (*Voltage Source Inverter*) aqueles alimentados por tensão; ou por CSI (*Current Source Inverter*), aqueles alimentados por corrente. Ambos podem ser monofásicos ou trifásicos. Para os inversores do tipo VSI, existem subclassificações quanto à estrutura empregada para o controle da energia, sendo as mais comuns: VSI: HB (*Half-Bridge*) ou VSI Meia-Ponte, VSI:FB (*Full-Bridge*) ou VSI Ponte-completa, *Push-pull* (somente com SQW - *Square Wave*) e VSI: NPC (*Neutral Point Clamped*).

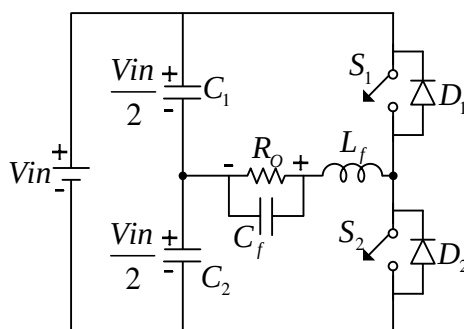
A forma de onda de saída, que cada estrutura entrega à carga, depende da técnica de modulação aplicada, sendo as mais comuns moduladas por onda quadrada SQW e a PWM (*Pulse Width Modulation*).

Na modulação SQW, a frequência de operação é a mesma da fundamental e o nível de tensão é controlado pela defasagem entre os pulsos das chaves do inversor. Na PWM, a frequência de operação é fixa e maior do que a frequência fundamental, sendo a razão cíclica variada para realizar o controle da tensão eficaz na saída do inversor. Esta técnica de modulação é de fácil modelagem e a implementação do controle é simples, sendo robusto e eficaz.

2.2.2 Inversor CC-CA monofásico tipo VSI: HB (*Half-Bridge*)

O inversor do *Half-Bridge* ou também chamado de inversor com ponto médio, é o mais simples do ponto de vista construtivo, utilizando apenas duas chaves para a inversão da tensão de saída. Sua estrutura básica é apresentada na Figura 20.

Figura 20- Inversor monofásico VSI *Half-Bridge*



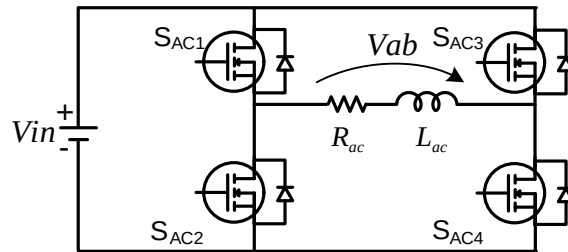
Fonte: Dados do próprio autor.

Esta estrutura é indicada para inversores de baixa à média potências, normalmente abaixo de 1kW, pois toda a energia é processada somente por duas chaves semicondutoras. Além disso, a tensão de barramento V_{in} deve ser de no mínimo duas vezes a tensão de pico desejada na saída do inversor para um correto funcionamento, levando a esforços de tensão sobre as chaves.

2.2.3 Inversor CC-CA monofásico tipo VSI: FB (*Full-Bridge*)

A estrutura VSI: *Full-Bridge* e suas derivações são talvez as estruturas mais utilizadas para sistemas inversores. Sua estrutura básica é apresentada na Figura 21.

Figura 21- Inversor monofásico VSI Full-Bridge

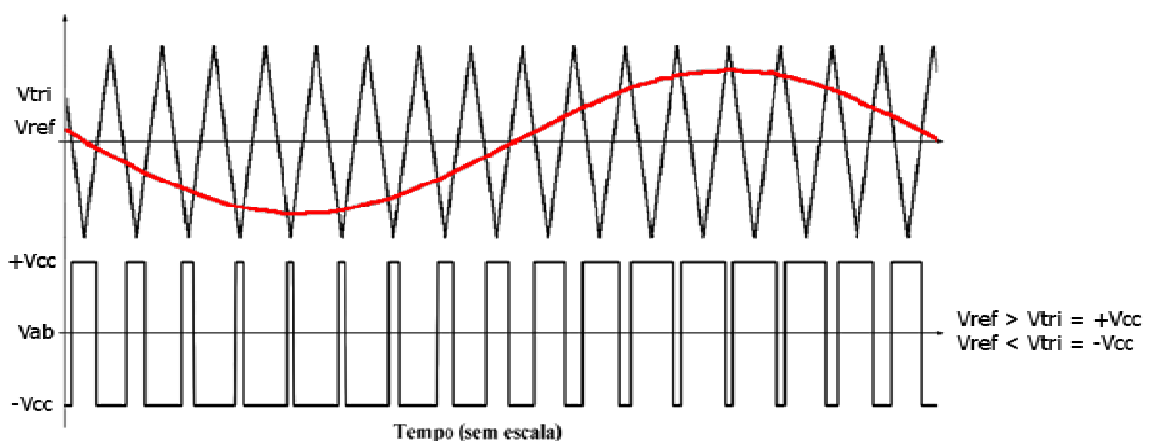


Fonte: Dados do próprio autor.

O inversor *full-bridge* apresenta diversas vantagens como redução dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores, permitindo o processamento de maiores potências em relação ao inversor *half-bridge*, sendo indicado para situações onde a potência a ser processada é superior a 1kW (42-43)(46). Esta estrutura também permite o emprego de várias estratégias de modulações, sendo as mais comuns a bipolar e a unipolar.

Na modulação SPWM bipolar (44), também conhecida como modulação de dois níveis, o sinal de referência é comparado com um sinal triangular na frequência de comutação de modo a se obter os pulsos de comando para as chaves do inversor. Quando o valor de referência é maior do que o valor da portadora, o respectivo braço comandado é comutado para o valor da tensão do barramento CC (V_{cc}) que alimenta o inversor. Quando o valor de referência V_{ref} (vide Figura 22) é menor do que o valor da portadora (V_{tri}) tem-se o valor do barramento CC invertido ($-V_{cc}$), resultando na forma de onda resultante V_{ab} na saída da ponte inversora.

Figura 22- PWM senoidal bipolar.



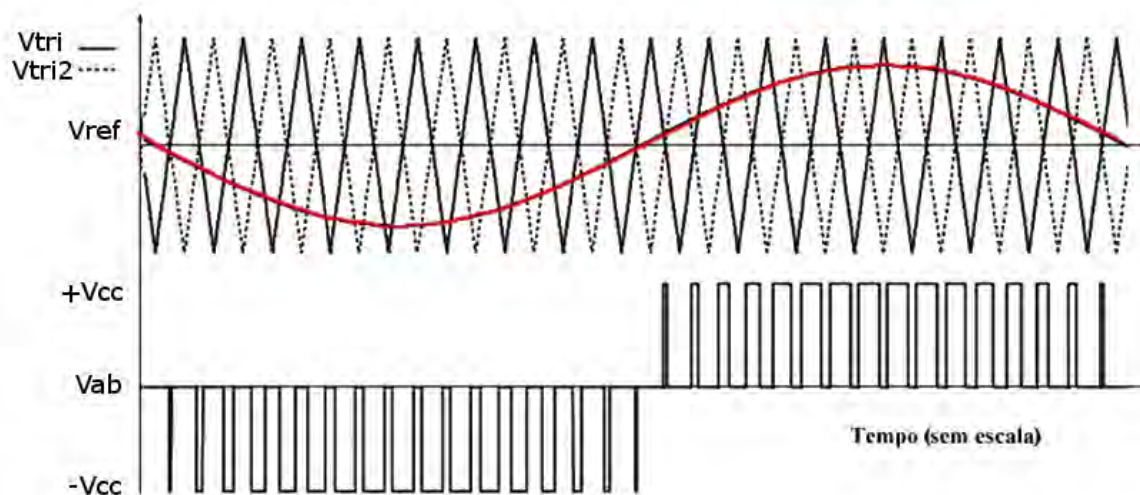
Fonte: Dados do próprio autor.

A modulação SPWM unipolar, ou modulação de três níveis, atua de forma semelhante, deslocando o conteúdo harmônico para altas frequências (acima da fundamental). Os sinais de comando para um braço da ponte inversora são obtidos comparando o sinal de referência com

uma portadora de maneira similar à modulação bipolar. No entanto, os sinais de comando para o outro braço da ponte inversora são obtidos comparando esta mesma referência com outra portadora, defasada em 180 graus da primeira. Como resultado, tem-se na tensão V_{ab} , a inserção de um nível de 0V na modulação, ficando semelhante à Figura 23.

Esta estratégia de modulação faz com que a tensão V_{ab} tenha o dobro da frequência da portadora, ou seja, a frequência de operação das chaves semicondutoras é a metade da frequência de saída, facilitando o processo de filtragem das componentes harmônicas, diminuindo peso, volume e custo dos elementos passivos e melhorando a qualidade da tensão de saída do conversor.

Figura 23- PWM senoidal unipolar.

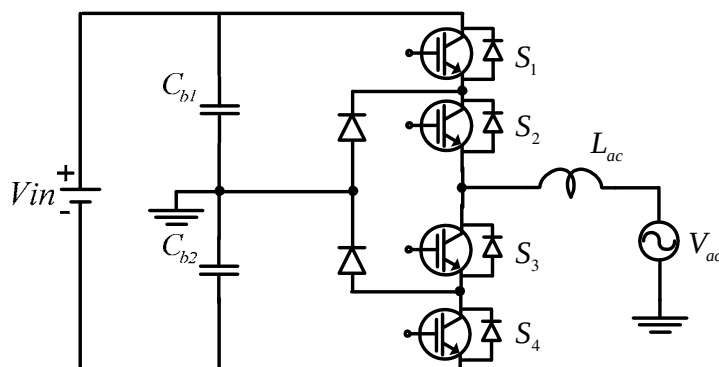


Fonte: Dados do próprio autor.

2.2.4 Inversor CC-CA monofásico tipo VSI: NPC

Outra opção de estrutura inversora é a chamada NPC (*Neutral Point Clamped*) (46) e como todo conversor CC-CA, tem o objetivo de fornecer uma tensão alternada na saída. A Figura 24 apresenta a estrutura NPC.

Figura 24- Conversor CC-CA VSI: NPC



Fonte: Dados do próprio autor.

A estrutura NPC utiliza quatro interruptores semicondutores, dois diodos e uma conexão com ponto central que deve ter metade da tensão do barramento CC, normalmente dois capacitores em série. Os dois semicondutores inferiores, S_3 e S_4 operam de forma complementar aos semicondutores superiores, de modo que S_3 é complementar à S_1 e S_4 é complementar à S_2 . Considerando a massa do circuito (ponto central entre C_{b1} e C_{b2}) como Neutro, tem-se: $+V_{in}/2$ com S_1 e S_2 fechadas, $0V$ com S_1 aberta e S_2 fechada e $-V_{in}/2$ com S_1 e S_2 abertas.

Como a estrutura NPC utiliza um ponto central para a conexão do neutro da tensão de saída, a tensão em cada capacitor C_{b1} e C_{b2} deve ser superior a tensão de pico a ser disponibilizada na saída do inversor. Ou seja, a tensão V_{in} do barramento CC deve ser superior a duas vezes a tensão de pico de saída do conversor. Porém, diferente de uma estrutura *Half-Bridge*, na estrutura NPC o esforço máximo de tensão sobre cada interruptor é a tensão de $V_{in}/2$.

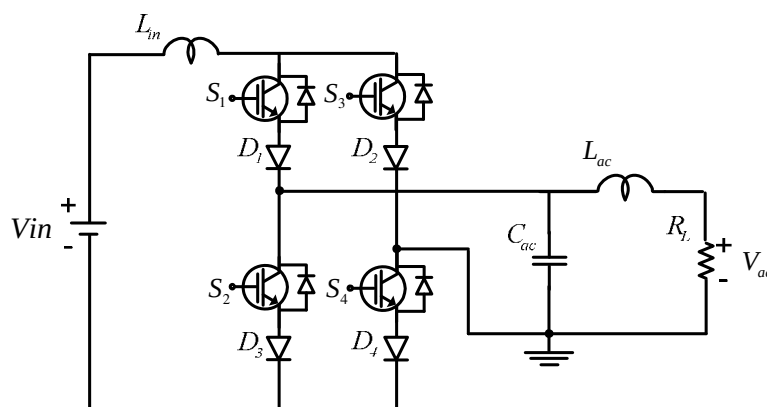
Com esta topologia é possível obter-se três níveis nas tensões de fase, sendo semelhante à modulação unipolar, oferecendo um baixo conteúdo harmônico na tensão de saída e facilitando o processo de filtragem.

Esta topologia é de grande interesse para aplicações com painéis fotovoltaicos, pois devido ao neutro ser conectado a um ponto central entre os capacitores e não na mesma massa dos painéis, não há tensão de alta frequência entre o painel e o terra do sistema. Esta tensão de alta frequência implica em corrente de fuga entre o painel e o terra podendo diminuir a vida útil com a aceleração da degradação do painel (47-49).

2.2.5 Inversor CC-CA monofásico do tipo CSI

Os conversores CC-CA monofásicos do tipo CSI (*Current Source Inverter*) são inversores capazes de controlar o fluxo de corrente alternada fornecida para uma carga (controlam a magnitude, frequência e fase da corrente eficaz) (43). Sua principal característica é a capacidade de produzir uma tensão eficaz na saída maior do que o valor médio da tensão de entrada, e também permite a modulação por PWM e o modelo matemático é semelhante ao do conversor *boost*. Sua estrutura é apresentada na Figura 25.

Figura 25- Conversor CC-CA CSI monofásico



Fonte: Dados do próprio autor.

A modulação clássica PWM no conversor CSI implica em um grande conteúdo harmônico na corrente, além de problemas típicos de corrente (51) e suas derivadas di/dt durante o chaveamento da estrutura. Algumas alterações e melhorias na modulação PWM são sugeridas em (50) e (51) com a finalidade de reduzir a mudança abrupta da corrente de positiva para negativa, diminuindo os *spikes* de corrente. No artigo (52) é discutido um inversor CSI multi nível, com duas chaves ativas e dois diodos adicionais. Esta estrutura proposta consegue reduzir o conteúdo harmônico de baixas frequências que um filtro passivo LC não é capaz de filtrar.

2.2.6 Influência do inversor na corrente de fuga do PV

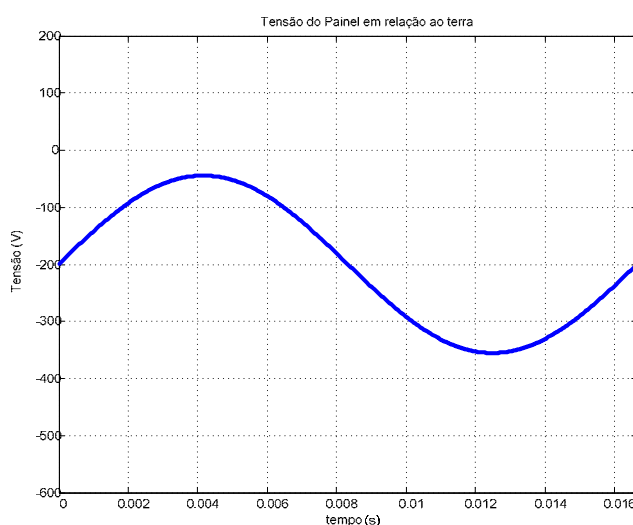
Uma questão fundamental para inversores para aplicações em PVs não isoladas é que a massa do painel não se encontra no mesmo referencial da rede de distribuição CA. Assim, dependendo da modulação e da topologia CC-CA, surge uma tensão de alta frequência entre o PV e o terra da carcaça do mesmo, que deve ser aterrada por questões de segurança. Esta tensão de alta frequência implica no surgimento de uma corrente de fuga devido à capacitância parasita entre o PV e o aterramento. Esta corrente parasita gera interferências

eletromagnéticas e pode causar problemas de segurança para o proprietário/usuário do sistema de geração distribuída.

Esta corrente de fuga implica na diminuição da vida útil do sistema com a aceleração da degradação do painel (64-66), efeito mais evidente nos painéis com tecnologia de filme fino. Desta forma, é fundamental a verificação desta questão nos sistemas inversores para PVs.

Para as estruturas CC-CA que se utilizam da ponte VSI, a modulação PWM bipolar é a mais adequada para operação com PVs em conversores não isolados. Este tipo de modulação gera uma tensão de baixa frequência (na frequência fundamental de saída) entre o terra e o painel fotovoltaico. Como a capacitância parasita entre o PV e o terra é da ordem de pico Faradays, a corrente de fuga será baixa devido à alta impedância capacitiva. A Figura 26 mostra a tensão de modo comum entre o PV e o terra, obtida por simulação no ambiente Matlab/Simulink.

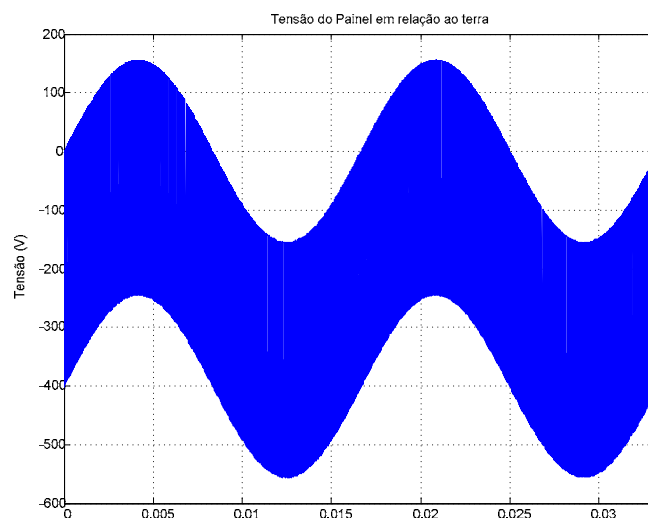
Figura 26- Tensão de Modo Comum entre o PV e o terra da modulação bipolar.



Fonte: Dados do próprio autor.

Já a modulação do tipo unipolar implica em uma tensão entre o PV e o terra com forma de onda senoidal de baixa frequência, na frequência da fundamental da corrente injetada mais uma componente de alta frequência, no dobro da frequência de chaveamento do conversor (Figura 27). Conseqüentemente a corrente de fuga será, em relação à modulação bipolar, mais elevada devido à baixa impedância capacitiva entre o PV e o terra.

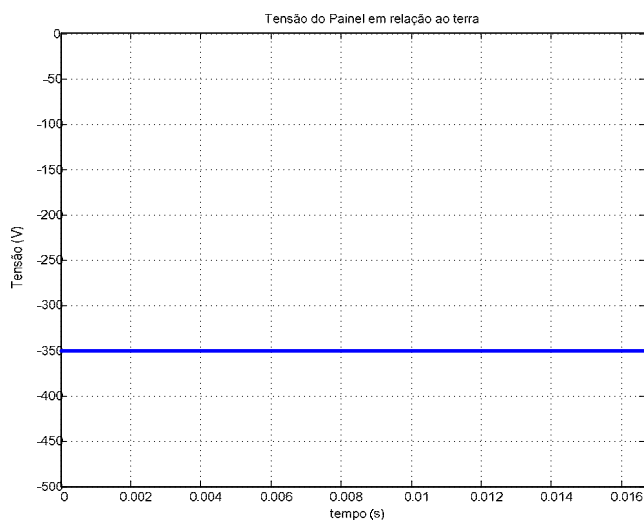
Figura 27- Tensão de Modo Comum entre o PV e o terra da modulação unipolar.



Fonte: Dados do próprio autor.

A estrutura CC-CA do tipo NPC implica em um nível constante CC de tensão entre os terminais do PV e o terra, graças à conexão do neutro da rede ao centro dos capacitores que formam o filtro do barramento CC. A Figura 29 apresenta a tensão de modo comum entre o PV e o terra obtido por simulação.

Figura 28- Tensão de Modo Comum entre o PV e o terra na estrutura CC-CA NPC.



Fonte: Dados do próprio autor.

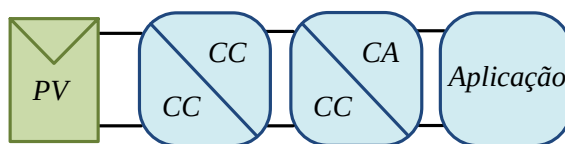
Como visto, a corrente de modo comum também é um item a ser levado em consideração na escolha da topologia CC-CA. A estrutura VSI com modulação bipolar mostrou-se apta a trabalhar com sistemas fotovoltaicos não isolados conectados à rede

elétrica, uma vez que exige um menor nível de tensão no barramento CC ao mesmo tempo que minimiza a corrente de modo comum entre o PV e a rede elétrica.

2.3 Estruturas Integradas

Em fontes de energias alternativas, como solar, eólica ou célula a combustível, é importante que a etapa de adequação da energia para o seu destino final seja a mais eficiente possível. Para injeção energia na rede de distribuição, na faixa de potência de 1kW ou menos, são necessárias duas etapas de condicionamento, sendo uma estrutura CC-CC para elevar o nível de tensão e uma estrutura CC-CA para controlar o fluxo da corrente alternada para a rede. Para um rendimento total de 90% por exemplo, cada estrutura deve ter um rendimento de algo em torno de 95%. Esse nível de rendimento exige otimizações em todo o projeto e o uso de componentes de qualidade, elevando o custo tanto do desenvolvimento quanto do conversor em si. A Figura 29 ilustra a divisão de estruturas de um conversor para painel fotovoltaico com dois estágios de processamento de potência.

Figura 29- Conversor para painel fotovoltaico com dois estágios de processamento de energia.



Fonte: Dados do próprio autor.

Pensando nesses dois aspectos, uma única estrutura que agregasse os dois estágios poderia oferecer um rendimento mais elevado e o uso de um menor número de componentes, ativos e/ou passivos. A Figura 30 ilustra um conversor com uma estrutura integrada.

Figura 30- Conversor para painel fotovoltaico com estágio único de processamento de energia.



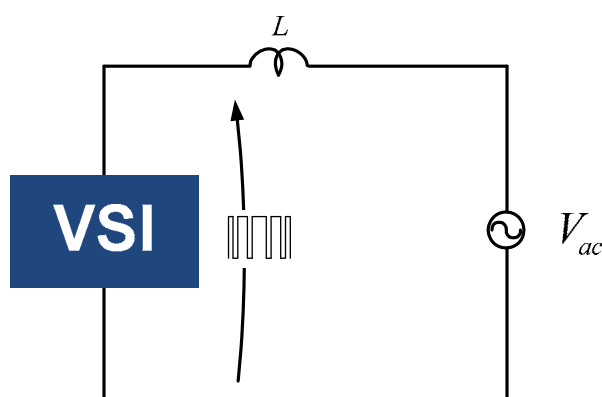
Fonte: Dados do próprio autor.

No conversor convencional com dois estágios, tem-se certa facilidade para a distribuição das tarefas necessárias de controle, como MPPT, anti ilhamento e sincronismo com a rede de distribuição, pois geralmente os circuitos de controle são separados. Na estrutura integrada, um único estágio deve ser responsável tanto pelo ganho em tensão, pela etapa inversora e pela implementação de todas as tarefas necessárias de controle. Quando os recursos computacionais

são limitados, seria muito difícil colocar todas essas estratégias de controle em um único *hardware*. Porém, com o uso dos dispositivos digitais atuais, que oferecem *hardwares* com alta capacidade computacional a custos competitivos, essas dificuldades podem ser contornadas sem grandes transtornos.

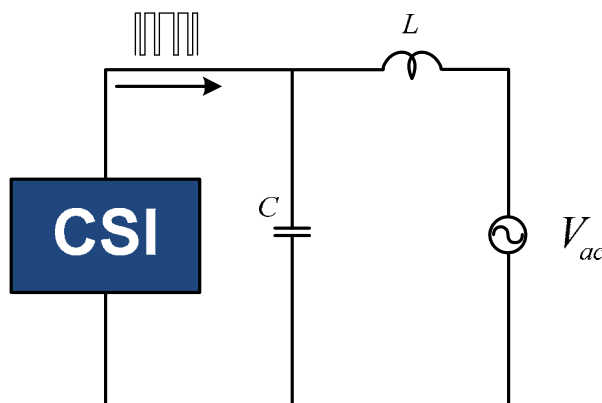
Para que seja possível a conexão com a rede elétrica (*grid-connected*), o inversor deve ter a configuração de fonte de corrente na saída, sendo necessário o uso de um indutor para os inversores tipo VSI (Figura 31) de forma que este possa controlar a corrente injetada na rede, ou o uso de um filtro capacitor-indutor (CL) para os inversores do tipo CSI (Figura 32).

Figura 31- Inversor VSI com conexão com a rede de distribuição.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 32- Inversor CSI com conexão com a rede de distribuição.



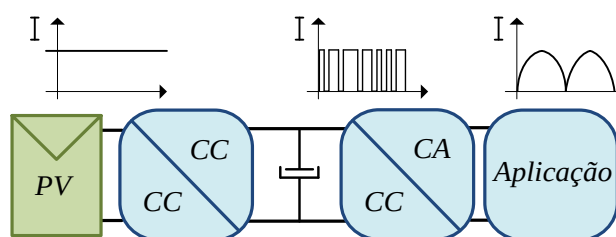
Fonte: Dados do próprio autor.

Quando a estrutura é utilizada para a injeção de potência diretamente na rede de distribuição, não há necessidade do uso de baterias ou outras fontes de armazenamento de energia, uma vez que quando a fonte de energia alternativa cessar, o inversor pode ser desativado sem problemas para os equipamentos ligados à rede. Por exemplo, no período noturno quando PVs não são utilizados como fonte de energia.

Para operação com painéis fotovoltaicos, é necessário que a corrente drenada seja constante, de modo que o MPPT possa ser realizado de maneira satisfatória. Se a corrente drenada for pulsante, o ponto de máxima potência será deslocado, gerando ineficiência na extração de energia e dificuldade por parte do controle. 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% (54).

Quando o conversor utilizado possui dois estágios, o conversor CC-CC de entrada é responsável por realizar o desacoplamento de potência, uma vez que a corrente injetada na rede é pulsante em alta frequência (frequência de operação da etapa inversora), e em baixa frequência (frequência da rede de distribuição) como apresentado na Figura 33. O conversor CC-CC realiza um desacoplamento ativo de potência, minimizando os componentes passivos que geralmente implicam em maior peso e volume no conversor e não são tão eficientes.

Figura 33- Desacoplamento de potência com conversor de dois estágios.



Fonte: Dados do próprio autor.

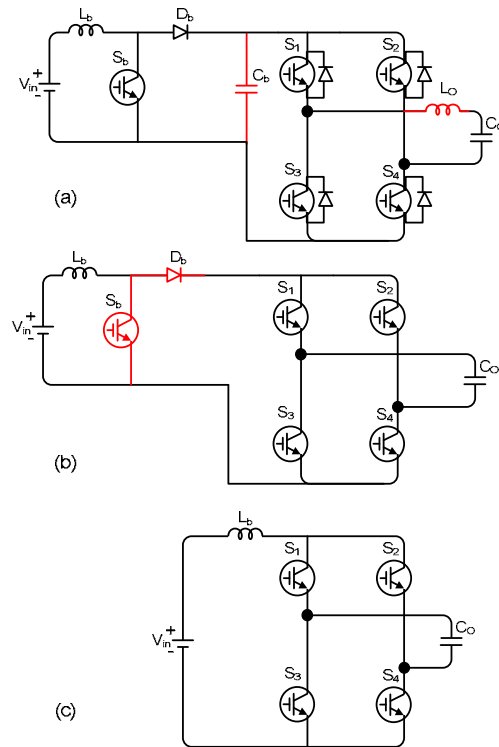
Nas estruturas integradas, o desacoplamento de potência pode ser feito de modo passivo, com o capacitor colocado em paralelo com o PV, não sendo mais possível obter a máxima eficiência. Em uma estrutura integrada, o capacitor deve suportar uma tensão menor (a tensão em circuito aberto do conjunto de PVs), porém a capacitância necessária para o desacoplamento de potência satisfatório é bastante elevada. Nos conversores de duplo estágio, o capacitor do elo CC não necessita ter uma capacitância tão elevada, em compensação, deve suportar uma tensão elevada, normalmente superior à tensão de pico da rede nos inversores FB e duas vezes a tensão da rede nos inversores HB e NPC.

2.3.1 Conversor CC-CA boost + VSI integrado

Um conversor com estrutura integrada é formado pela união dos dois estágios CC-CC e CC-CA de um conversor tradicional com ou sem isolamento galvânica. Como principal vantagem oferece a redução do número de componentes e simplificação do circuito (55). Por exemplo, o conversor *boost* CC-CC pode facilmente ser integrado ao inversor VSI retirando-se o diodo, o capacitor e, por consequência, a chave do conversor *boost* pode ser substituída pelas chaves do

inversor. Para o inversor VSI, o indutor de saída pode ser retirado resultando no conhecido conversor CSI. A Figura 34 apresenta as etapas de integração do conversor *boost* + VSI em uma única estrutura, onde em cada etapa são retirados os componentes em vermelho.

Figura 34- Etapas para integração do conversor *boost* + VSI na estrutura integrada.



Fonte: (55).

Vale destacar que as chaves devem ser unidirecionais em corrente de modo a operar como CSI, pois senão causariam curto-circuito no capacitor de saída durante a operação.

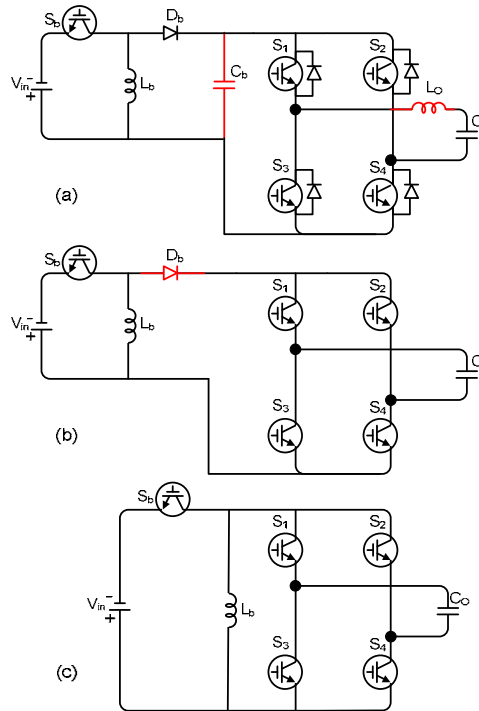
A estrutura integrada resultante apresenta um problema operacional quando a tensão de saída é menor do que a de entrada, e, devido à característica *boost*, onde o ganho estático (G) não consegue ser menor do que 1. Neste caso ocorre uma deformação na forma de onda de saída, principalmente quando a tensão de saída cruza o nível de 0V. Para minimizar este problema, pode ser usada uma modulação especial (56).

2.3.2 Conversor CC-CA Buck-Boost integrado

A integração da estrutura CC-CC *boost* com a estrutura CC-CA VSI gera a dificuldade de controle quando a tensão de saída do conversor é menor do que a entrada. Este fato não ocorre no conversor de dois estágios visto que a redução da tensão é feita pelo estágio CC-CA. O estágio *boost* nunca precisa gerar a tensão de saída menor do que a entrada. Por esta razão, dificilmente um estágio CC-CC *buck-boost* é colocado antes do estágio CC-CA nesse tipo de

aplicação. Nos conversores integrados, a união da estrutura CC-CC *buck-boost* com a estrutura CC-CA VSI resolveria o problema de controle anteriormente citado (55). A Figura 35 apresenta as etapas para integração da estrutura *buck-boost* com a estrutura VSI.

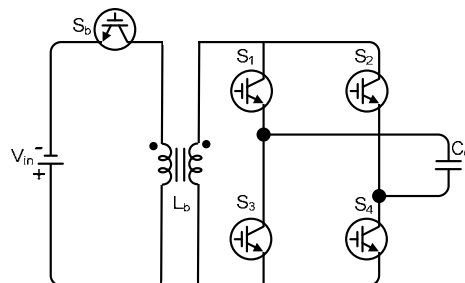
Figura 35- Etapas para integração do conversor *buck-boost* + VSI na estrutura integrada.



Fonte: (37).

Devido à posição do indutor no conversor *buck-boost*, a chave S_b referente ao estágio CC-CC não pode ser retirada como no caso do caso da união *boost*+VSI. Como vantagem o conversor integrado *buck-boost* pode ser facilmente isolado, da mesma forma que o conversor *buck-boost* CC-CC pelo fato do indutor estar em derivação ao circuito (Figura 36).

Figura 36- Conversor integrado *buck-boost* isolado.



Fonte: (37).

A integração das estruturas reduz o número de componentes ativos e passivos utilizados no conversor. Para a conexão com a rede de distribuição, um indutor adicional deve ser inserido entre a saída da estrutura CC-CA e a rede elétrica. O método de integração apresentado pode

ser facilmente aplicado a outros conversores, e a escolha correta do conversor depende diretamente da aplicação desejada, quantidade de painéis fotovoltaicos e potência processada.

Uma desvantagem com a integração está na herança dos mesmos comportamentos dinâmicos do conversor CC-CC. Este requer a operação em alta frequência das malhas de controle de saída, para garantir um nível de distorção harmônica aceitável na frequência da rede. O LEP está atualmente trabalhando no desenvolvimento de estruturas inversoras integradas para aplicações com energia fotovoltaica.

2.3.3 Conversor CC-CA Buck-Boost Tri-State

Este conversor possui a mesma estrutura básica do *buck-boost* integrado, diferindo na modulação dos seus interruptores, chamada de *tri-state* que permite que o mesmo seja controlado da mesma forma que a associação *boost*+VSI, ou seja, de forma independente. Assim, este conversor permite controlar a extração de máxima potência do PV independente do controle da corrente injetada na rede. A principal diferença deste conversor, em relação ao duplo estágio convencional, é a acumulação de energia e desacoplamento de potência de forma indutiva, não existindo elo CC capacitivo elevado. Com a acumulação indutiva, os elementos capacitivos deste conversor são pequenos permitindo evitar o uso de capacitores eletrolíticos, um dos principais elementos que prejudicam a vida útil dos conversores de energia. Como a corrente de entrada é pulsante, mas agora em alta frequência e não mais em 120Hz, o capacitor de desacoplamento do PV é muito pequeno (ordem de dezenas de μF tipicamente).

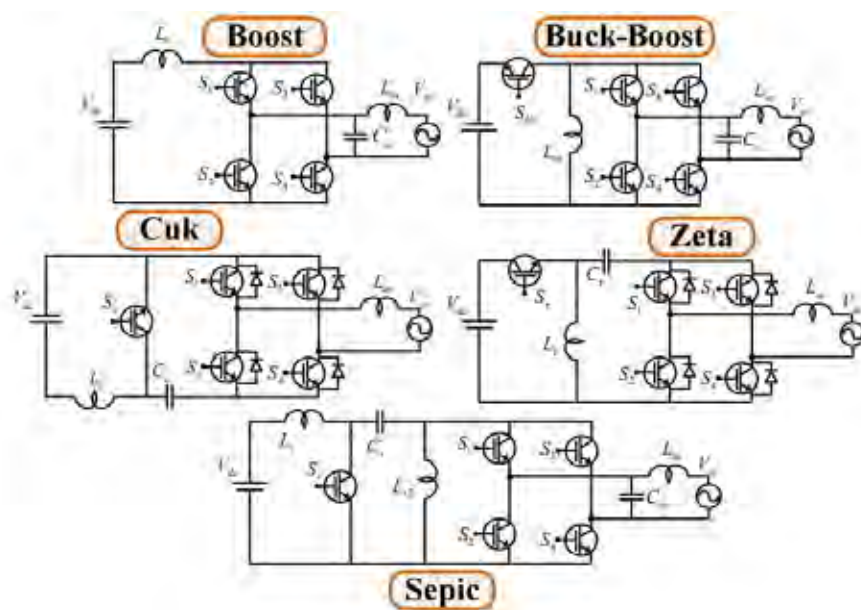
Para aplicações em painéis fotovoltaicos, onde a vida útil média é de 20 à 25 anos, um conversor que possa atingir essa mesma faixa de vida útil seria extremamente interessante, tanto do ponto de vista ambiental quanto do comercial. O desacoplamento indutivo, que reduz as capacitâncias necessárias no conversor, pode permitir o uso de capacitores de vida útil mais elevada, como capacitores de filme ao invés dos eletrolíticos.

O desacoplamento de potência indutivo exige altas correntes para o armazenamento de energia, o que implica em perdas ôhmicas no indutor e perdas em condução pelos interruptores, diminuindo o rendimento do sistema. Em simulações apresentadas posteriormente, o inversor *Buck-Boost Tri-State* atingiu um rendimento de 84,05%, inferior aos inversores a duplo estágio presente no mercado, que oferecem normalmente rendimentos acima de 91%. Além disso, a alta energia armazenada implica num volume indutivo elevado, e, em consequência o aumento do peso, volume e custo do conversor.

2.3.4 Outras estruturas integradas

Devido ao bom momento mundial para a aplicação de fontes de energia alternativa, a busca por novas estruturas integradas está em foco de pesquisa de muitos centros de excelência, sendo o Laboratório de Eletrônica de Potência um deles (57). Além das estruturas apresentadas até aqui, também já foram publicadas a estruturas integradas baseadas no conversor Cuk, Zeta e Sepic seguindo a mesma filosofia de redução das chaves. A Figura 37 apresenta as estruturas monofásicas mais conhecidas para aplicação conectada à rede, após a integração com o estágio inversor, incluindo a *boost* e *buck-boost* já citadas.

Figura 37- Família de conversores integrados monofásicos para conexão com a rede.



Fonte: (57).

2.4 Considerações do capítulo

No cenário de produção de energia fotovoltaica, tem sido intensa a busca por novas configurações de sistemas de geração de energia. Atualmente a tendência é de se implantar sistemas descentralizados, onde cada região gera sua própria energia consumida, ou pelo menos grande parte dela mesmo estando conectado à concessionária de energia elétrica.

Pela pesquisa de fabricantes de inversores para PVs, notou-se que em sua maioria são de origem Alemã. O Brasil, um país com muito potencial para aplicação fotovoltaica, com seu vasto território e ótima localização geográfica está ainda em fase de desenvolvimento de seus próprios inversores, embora didaticamente já tenha um vasto conteúdo publicado.

Diferentemente do passado, onde a configuração padrão de arranjos de painéis solares era a de *multi-string* e somente em grandes potências (>5kW) com inversores centralizados,

os arranjos de painéis únicos ou de *string* tem-se tornado cada vez mais interessantes devido à queda de preços dos PVs e dos inversores. Na revisão bibliográfica apresentada por este trabalho, destaca-se a grande importância das estruturas inversoras e elevadoras e a união entre as mesmas, com o objetivo de se obter um sistema de conversão de energia entre os PVs e a rede de distribuição com suas principais características de MPPT, anti ilhamento e sincronismo, além da busca por rendimentos cada vez maiores.

Foram citadas as principais características de cada estrutura CC-CC e CC-CA comentadas neste trabalho e os desafios ainda enfrentados por elas para aplicações com PVs, assim como uma pequena descrição das estruturas integradas com resultados em simulações que validaram os modelos didáticos. Cada conversor possui a capacidade de atender um enorme leque de aplicações, sendo que a escolha da topologia depende das necessidades específicas de cada projeto.

As possibilidades de escolhas de topologias para estruturas CC-CC elevadoras são amplas na literatura atual. Cada topologia apresenta vantagens e desvantagens, sejam operacionais, de projeto e principalmente de custo. Este último fator tem um peso de grande relevância na escolha da estrutura quando o projeto tem fins comerciais. Mesmo uma estrutura que apresenta enormes vantagens como vida útil mais elevada ou comportamento em operação mais aprimorado, esta pode ser descartada se o seu custo for muito mais elevado que uma estrutura mais simples e que possua mais desvantagens.

Cabe ao projetista decidir qual a melhor topologia para cada caso em particular. Quando o ganho estático necessário não for tão elevado, a estrutura *boost* convencional geralmente é a preferida devido à sua robustez e facilidade de projeto. Um destaque é merecido para a estrutura *Reboost* devido ao seu baixo volume magnético e a seu alto ganho estático. Já para a estrutura *boost interleaved*, esta destaca-se por apresentar a interessante característica de divisão dos esforços de corrente, mantendo os esforços de tensão. A fácil modelagem e redução da ondulação da corrente de entrada, assim como a vantagem comercial de utilização de componentes iguais em cada célula também colocam a estrutura entre as melhores opções para a implementação.

Também foram apresentadas as principais estruturas inversoras monofásicas presentes na literatura. Muitas das outras estruturas como a HERIC, H5, H6 (53), entre outras derivam basicamente das topologias básicas abordadas. A escolha de uma determinada topologia inversora deve ser definida de acordo com as necessidades particulares de cada aplicação.

Um destaque para as estruturas do tipo *Full-Bridge*, as quais são destinadas a processar um nível maior de potência ao mesmo tempo que oferecem um maior grau de liberdade na escolha da modulação a ser empregada pelo controle.

As estruturas integradas apresentam uma evolução natural dos conversores a duplo estágio, uma vez que a busca é sempre pela redução de componentes e aumento da densidade de potência. Embora a integração dos estágios aumente a complexidade do controle, os circuitos digitais atuais oferecem um poder computacional cada vez maior, permitindo aos desenvolvedores uma maior liberdade no projeto.

Para injeção de potência na rede elétrica, é importante que o inversor tenha baixa distorção harmônica, uma vez que na geração distribuída pode-se assumir que haverá grande quantidade de inversores conectados à rede. Da mesma forma, a vida útil do sistema de geração como um todo (PV mais conversor) deve ser elevada, de modo a compensar o alto investimento inicial. A estrutura integrada *buck-boost tri-state* pode oferecer este aumento de vida útil pelo uso do desacoplamento indutivo, uma vez que a eficiência do sistema atingir níveis compatíveis com os inversores a duplo estágio, através do uso de componentes mais modernos e com menos perdas.

3 ANÁLISE E SIMULAÇÕES DAS PRINCIPAIS ESTRUTURAS EM ESTUDO

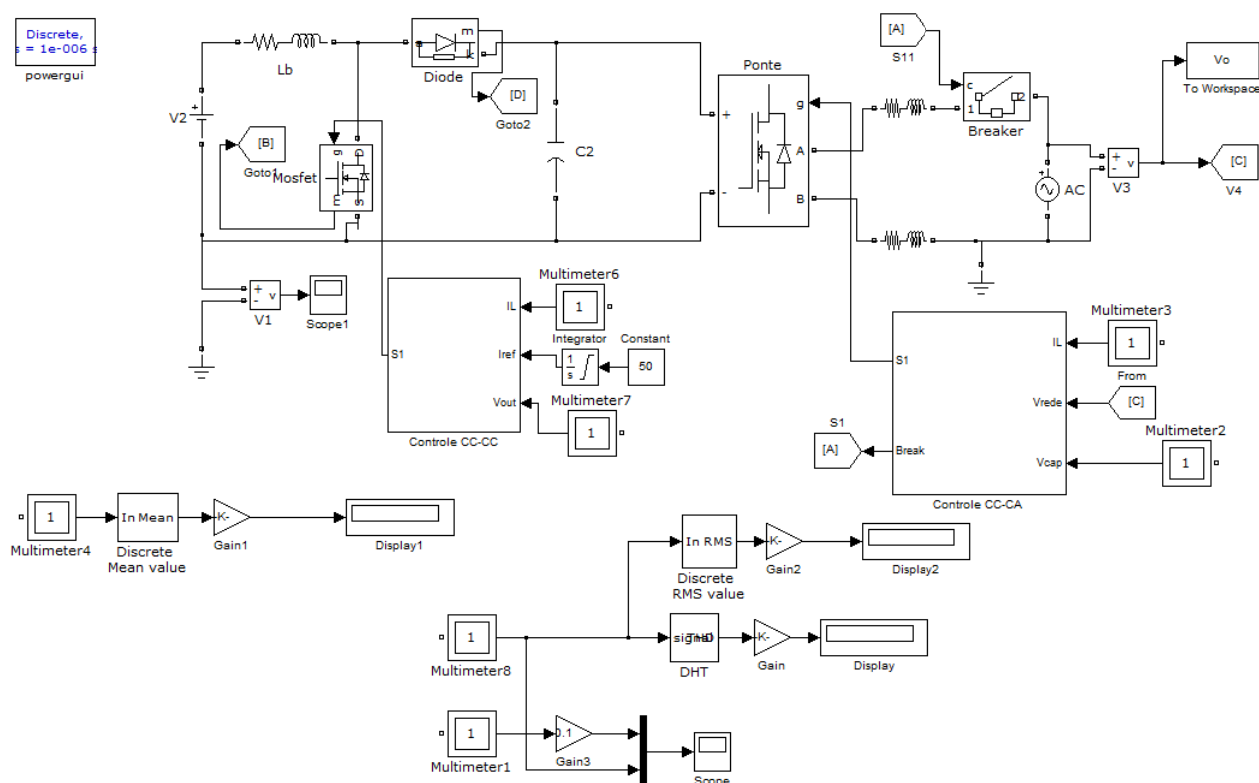
Primeiramente verificou-se que a maioria dos fabricantes de painéis solares possuem módulos na faixa de 200W, com tensão de máxima potência (V_{mp}) em aproximadamente 27V e corrente na máxima potência (I_{mp}) de aproximadamente 7,7A. Para o inversor solar proposto seriam necessários 5 painéis em série para prover a potência de 1kW na entrada. Idealmente, quanto menor o número de painéis em série melhor será a performance do algoritmo de MPPT. Assim, seria interessante a utilização de no máximo 5 painéis em série para prover a potência desejada. A tensão e corrente utilizadas nestas primeiras simulações é de 135V e 7,7A, perfazendo uma potência de 1040W. O painel foi substituído por uma fonte CC nestas simulações, onde as etapas CC operam em 25kHz e as etapas inversoras em 20kHz.

Os inversores simulados são os conversores a dois estágios *Boost*+VSI, *Boost* + NPC, *Boost Interleaved*+VSI, *Boost* Quadrático modificado+VSI, *Reboost*+VSI e *Charge Pump Reboost*+VSI, e também integrados *Buck-Boost* integrado e *Buck-Boost Tri-State*. O ambiente utilizado para simulação é o Matlab/Simulink. Para cada simulação apresenta as principais formas de onda, como a corrente drenada do PV, a tensão do barramento CC, a tensão de saída do inversor antes do filtro de rede e a corrente injetada na rede de distribuição.

3.1 *Boost* + VSI Full Bridge com Modulação Bipolar

A estrutura *boost* + VSI resulta no inversor mais elementar utilizado atualmente, de simples projeto e oferece alto rendimento e confiabilidade em uma topologia consolidada no mercado. A Figura 38 apresenta o modelo utilizado no MatLab/Simulink para a simulação desta estrutura.

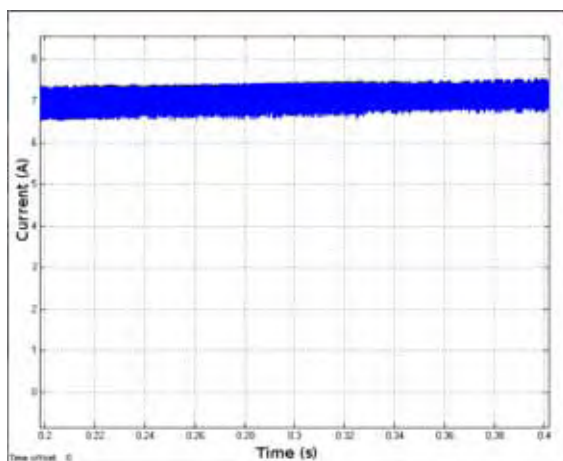
Figura 38- Modelo de Simulação em MatLab/Simulink.



Fonte: Dados do próprio autor.

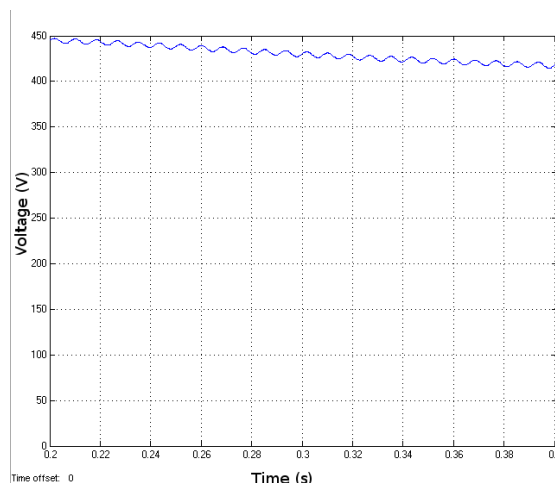
A grande vantagem da utilização do conversor composto pelo estágio CC-CC *boost* mais o estágio CC-CA VSI é sua característica de fonte de corrente para a entrada quando no modo de condução contínua, garantindo um valor relativamente constante na corrente de saída do painel, ou seja, com uma pequena ondulação. Isso é fundamental para assegurar a extração da máxima potência do painel pela estrutura, conforme ilustra a Figura 39, onde a corrente na fonte é contínua em 7,7A com uma pequena ondulação de corrente. A Figura 39 até a Figura 42 apresentam as principais formas de onda do conversor *boost* + VSI.

Figura 39- Corrente drenada do painel.



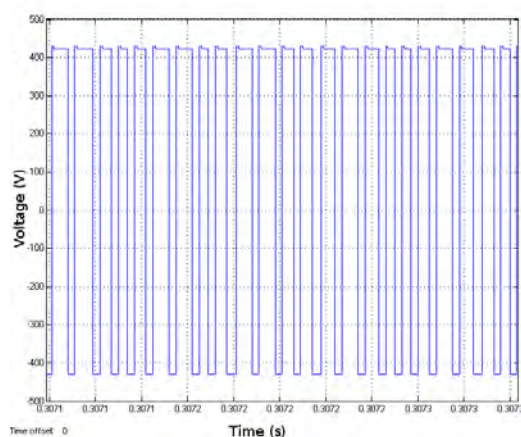
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 40- Tensão no barramento CC.



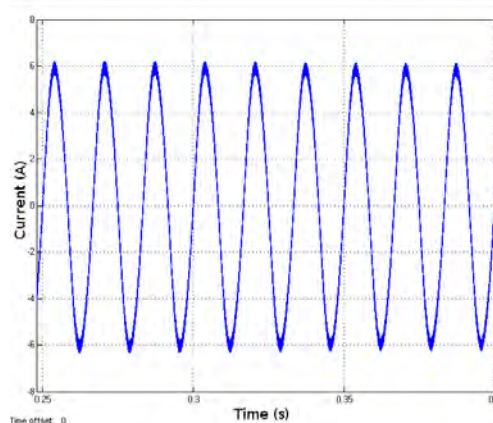
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 41- Tensão Vab antes do filtro de rede.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 42- Corrente injetada na rede CA.



Fonte: Dados do próprio autor.

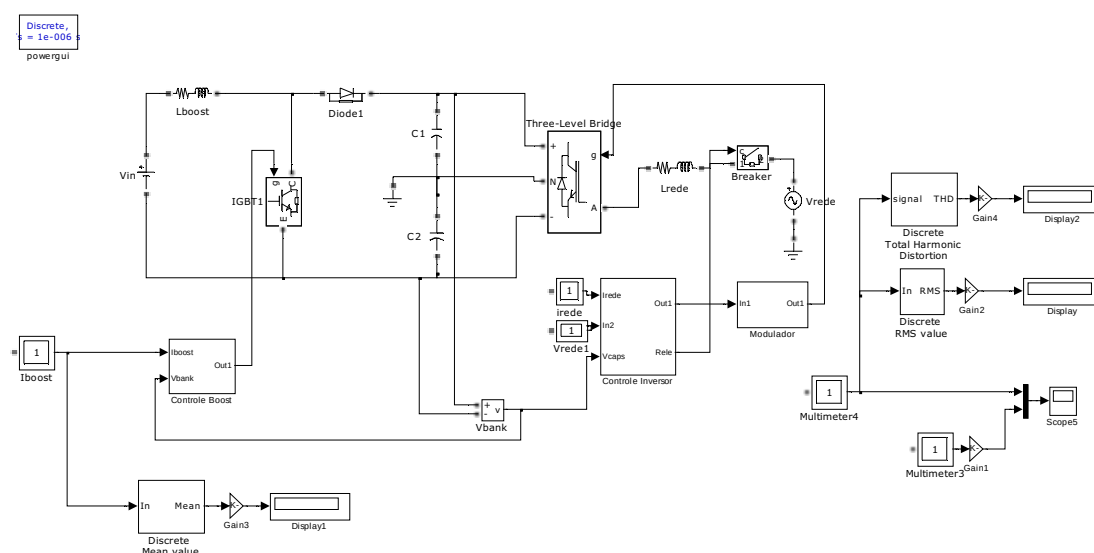
A união *boost* + VSI apresentou, em simulação, um rendimento de 94,75%, tendo como grande vantagem a característica da topologia *boost* de fonte de corrente na entrada, diminuindo consideravelmente a capacitância necessária em paralelo com o PV. A distorção harmônica total da corrente de saída foi de 3,70%.

Esta estrutura foi utilizada como referência de comparação para as outras estruturas. Por serem consolidadas no mercado, a estrutura CC-CC *boost* e a estrutura CC-CA VSI oferecem facilidade comercial, uma vez que são encontrados módulos de controle e módulos de potência já específicos, com todas as proteções associadas.

3.2 Boost + NPC

Uma estrutura inversora interessante para ser conectada com o conversor elevador é a NPC. Nesta estrutura o neutro da rede sempre está conectada a um ponto central capacitivo do barramento CC. Para garantir esse ponto neutro central, o barramento CC é dividido em dois capacitores, cada um agora com uma tensão de no mínimo 350 V e conectados em série, com o neutro entre si. Devido à este fato, o barramento CC deve ter uma tensão de no mínimo 700 V, exigindo que a estrutura *boost* opere com ganhos mais elevados, quando comparado à associação exibida no Item 3.1 (*Boost + VSI Full Bridge* com Modulação Bipolar). O modelo em ambiente Matlab/Simulink para este sistema é apresentado na Figura 43.

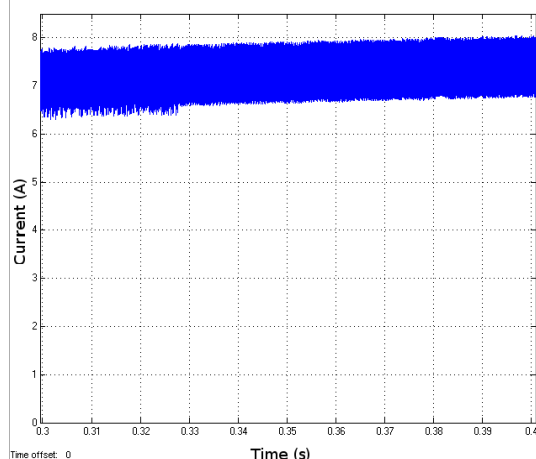
Figura 43- Modelo de Simulação em MatLab/Simulink.



Fonte: Dados do próprio autor.

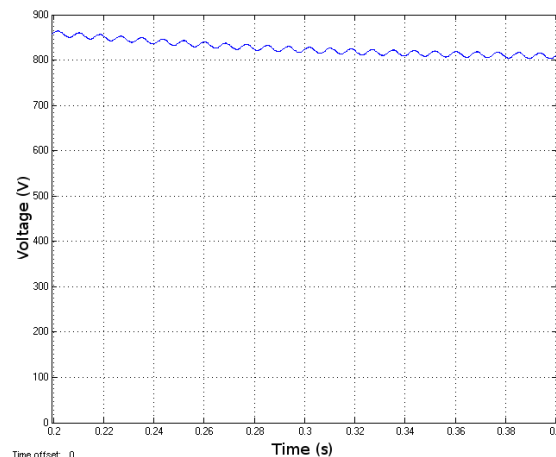
A Figura 44 até a Figura 47 apresentam as principais formas de onda deste conversor. Como a estrutura CC-CC também é a estrutura *boost*, pode-se notar na Figura 44 que a corrente de entrada é contínua com uma pequena ondulação, adequada para a extração de máxima potência do PV.

Figura 44- Corrente drenada do painel.



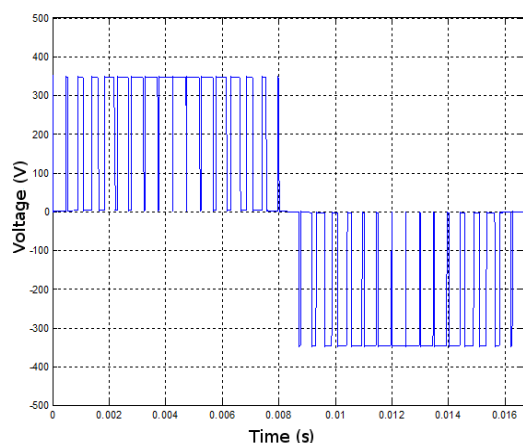
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 45- Tensão no link CC.



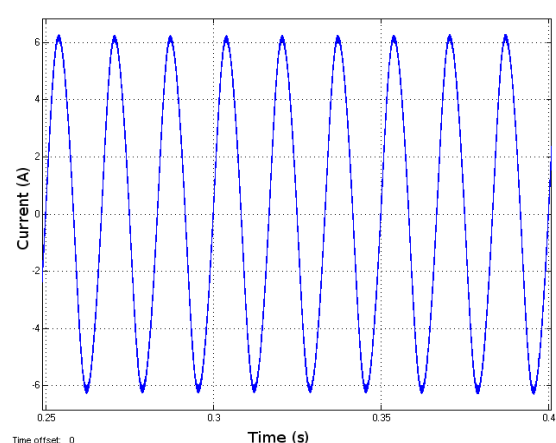
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 46- Tensão V_{AN} antes do filtro de rede



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 47- Corrente injetada na rede CA.



Fonte: Dados do próprio autor.

A modulação empregada no NPC é a de três níveis, ou seja, no semi-ciclo positivo tem-se a tensão positiva e a tensão de neutro, e no semi-ciclo negativo, tem-se a tensão negativa e a tensão de neutro, conforme ilustra a Figura 46. Observa-se que a tensão máxima no ponto AN é a metade da tensão do barramento capacitivo, ou seja, um capacitor é responsável por manter a tensão no semi-ciclo positivo e o outro no semi-ciclo negativo. Esta tensão V_{AN} apresentada já está em regime permanente.

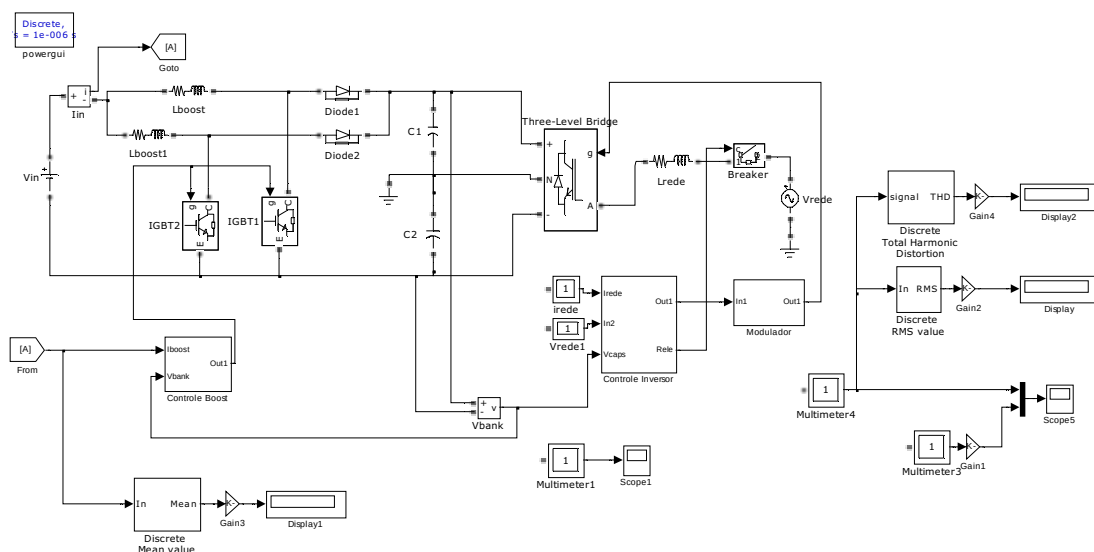
Pode-se observar na Figura 47 a corrente injetada na rede. Verifica-se uma corrente com baixa distorção harmônica, com 1,83% de distorção, o que garante a qualidade da corrente injetada na rede. O rendimento desta estrutura foi de 93,79%, embora como comentado anteriormente, na prática as não idealidades dos elementos dificultam a obtenção de um ganho estático tão elevado para esta potência. Devido à característica NPC de exigir o

dobro da tensão de pico injetada na rede, justifica-se a procura por estruturas de alto ganho estático.

3.3 Boost interleaved + NPC

A estrutura NPC necessita de dois capacitores no elo CC, sendo que cada capacitor deve suportar tensão superior ao pico da tensão da rede. Desta forma, a tensão do elo CC deve ser maior do que 2 vezes a tensão de pico da rede. A estrutura CC-CC *boost* convencional pode não ser capaz de fornecer um ganho tão elevado, uma vez que na prática, as resistências dos elementos magnéticos reduzem o ganho de tensão efetivo deste conversor. Devido à isto, a estrutura *boost interleaved* pode oferecer um melhor funcionamento em relação a uma única estrutura *boost*. Como a potência é dividida entre as células, a corrente em cada uma é menor, resultando em menores perdas ôhmicas. A característica *interleaved* também oferece a multiplicação da frequência da ondulação de corrente na entrada, facilitando o processo de filtragem. A Figura 48 apresenta o modelo simulado em MatLab/Simulink.

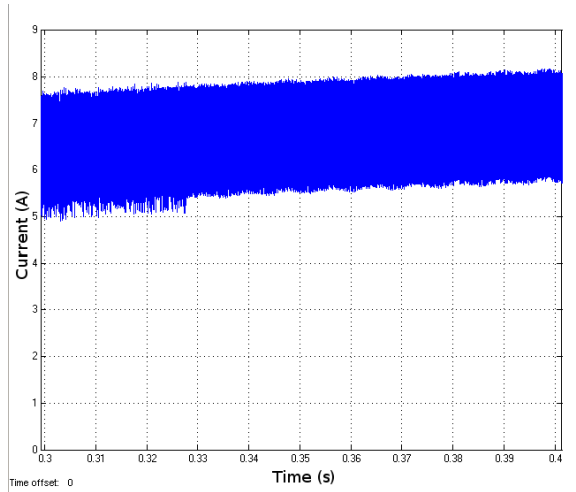
Figura 48- Modelo de Simulação em MatLab/Simulink



Fonte: Dados do próprio autor.

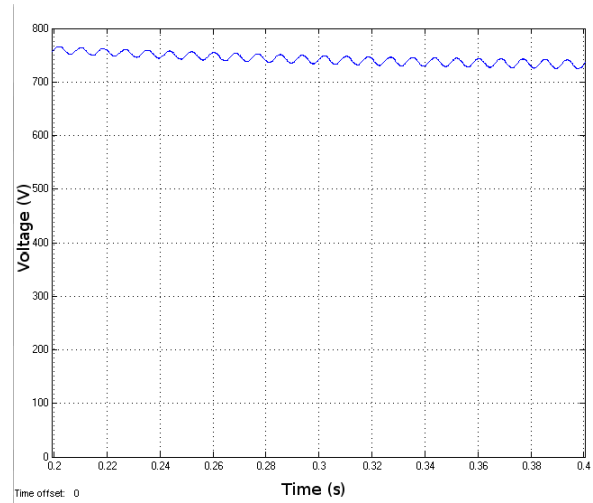
A corrente no painel, a tensão no barramento CC, a tensão no ponto AN (saída da ponte inversora) e a corrente injetada na rede são as mesmas observadas anteriormente, já que não houve modificação no NPC, e são ilustradas pela Figura 49 até a Figura 52.

Figura 49- Corrente drenada do painel.



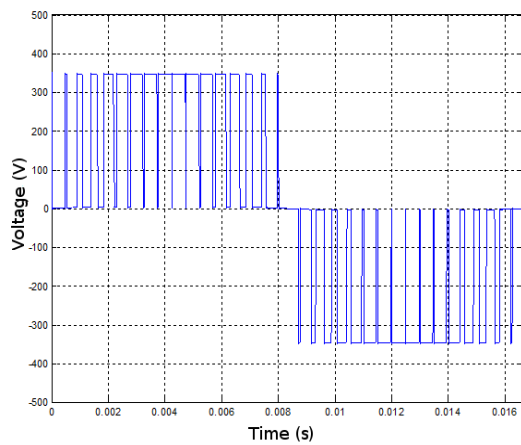
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 50- Tensão no link CC.



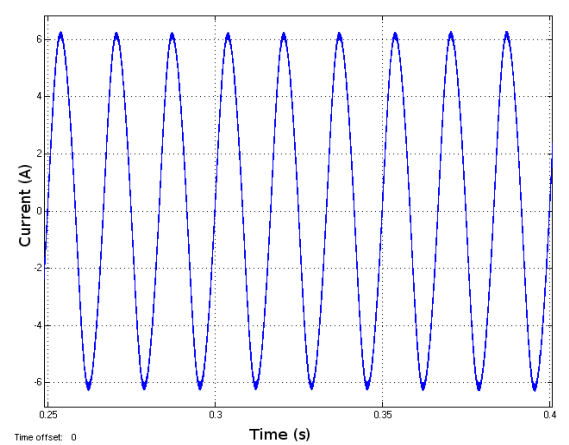
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 51- Tensão V_{AN} antes do filtro de rede.



Fonte: Dados do próprio autor.

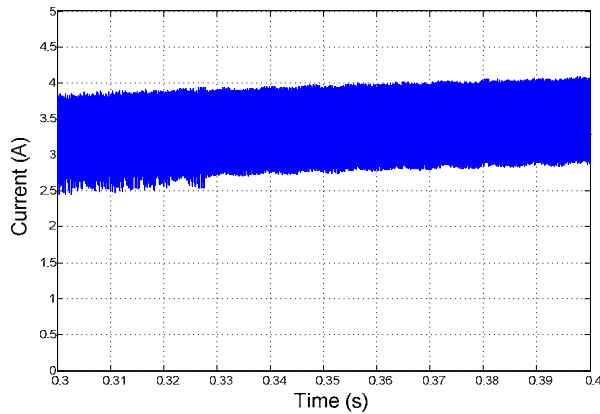
Figura 52- Corrente injetada na rede CA.



Fonte: Dados do próprio autor.

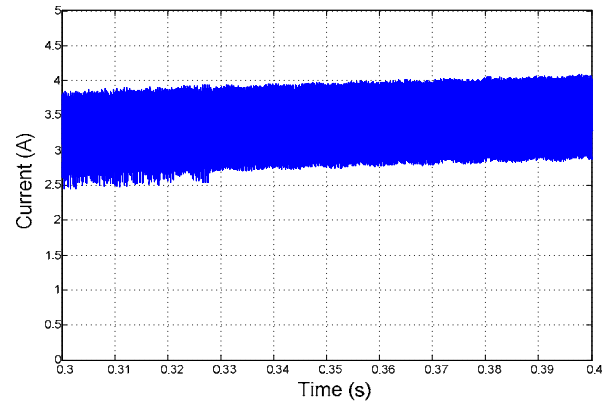
A estrutura *boost interleaved* + NPC apresentou um rendimento em simulação de 92,15% com distorção harmônica total na corrente de saída de 2,05%. A Figura 53 e Figura 54 mostram a corrente drenada por cada célula *boost*, indicando o bom funcionamento da divisão de potência.

Figura 53- Corrente na primeira célula boost.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 54- Corrente na segunda célula boost.

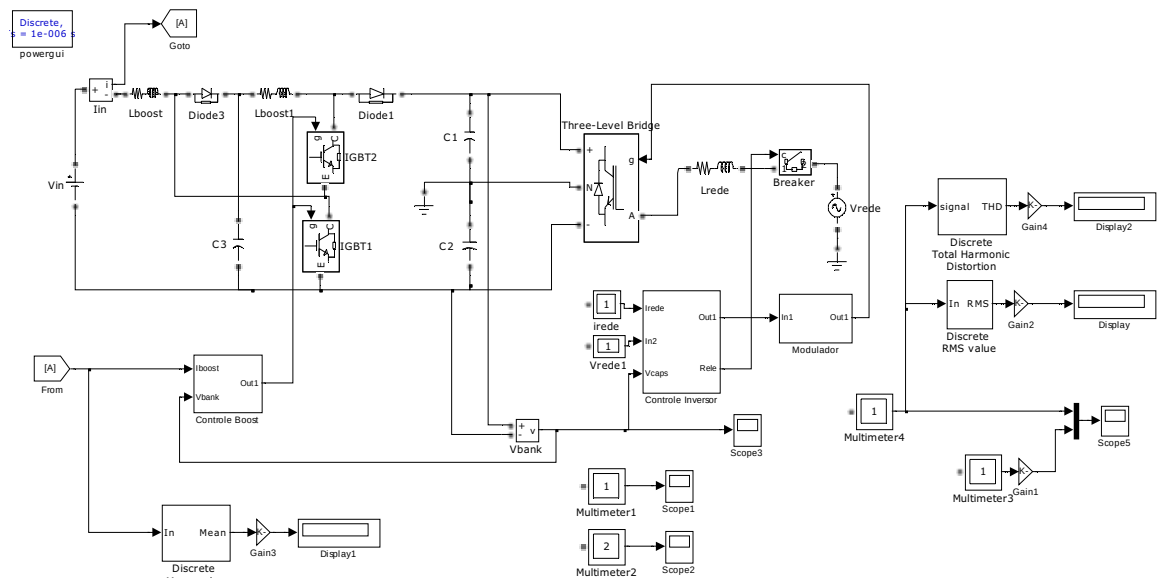


Fonte: Dados do próprio autor.

3.4 Boost Quadrático modificado + NPC

Devido à necessidade do interruptor da estrutura CC-CC suportar uma tensão reversa muito elevada, foi proposta uma modificação na estrutura quadrática com a finalidade de reduzir este esforço, adicionando outra chave em série e possibilitando a remoção de um diodo. O modelo em ambiente Matlab/Simulink para este sistema é apresentado na Figura 55.

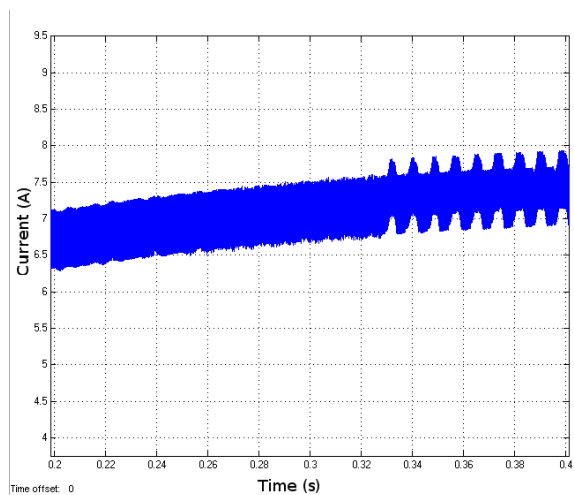
Figura 55- Modelo de Simulação em MatLab/Simulink.



Fonte: Dados do próprio autor.

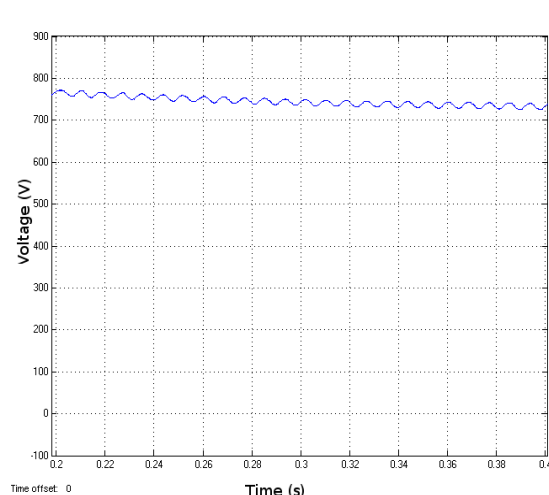
A corrente no painel é verificada na Figura 56; a tensão do elo CC na Figura 57 enquanto que a tensão e a corrente injetada na rede podem ser visualizadas na Figura 58 e Figura 59.

Figura 56- Corrente drenada do painel.



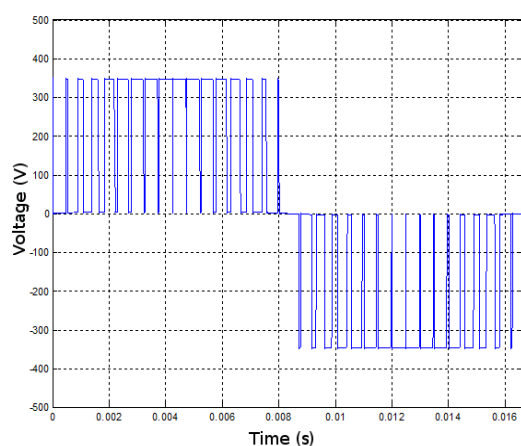
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 57- Tensão no link CC.



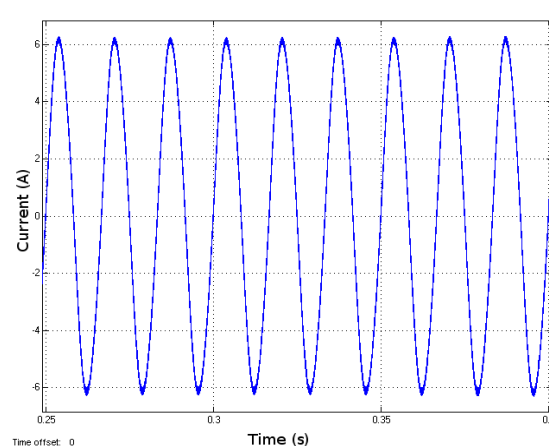
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 58- Tensão V_{AN} antes do filtro de rede.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 59- Corrente injetada na rede CA.

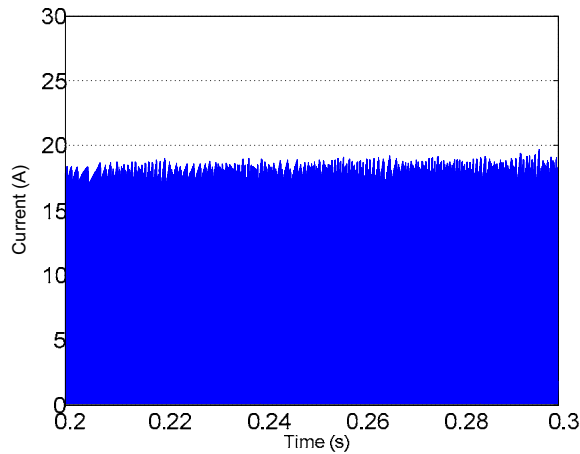


Fonte: Dados do próprio autor.

A estrutura apresentou um rendimento de 94,18% e distorção harmônica total da corrente injetada de 1,75% em simulação. Sua principal vantagem é a redução da tensão sobre os interruptores mantendo o alto ganho estático. Porém utiliza dois indutores de entrada, aumentando o volume indutivo em relação as estruturas anteriores.

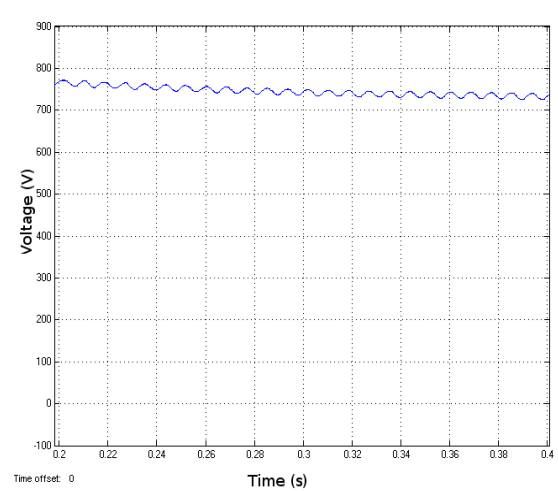
Da mesma forma que a estrutura *boost*, a estrutura *CC-CC boost quadrático modificado* apresenta a característica de fonte de corrente na entrada, facilitando o processo de extração da máxima potência do painel fotovoltaico.

Figura 61- Corrente drenada do painel.

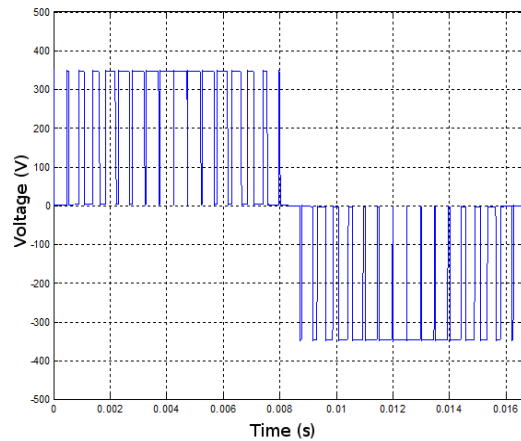


Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 62- Tensão no link CC.

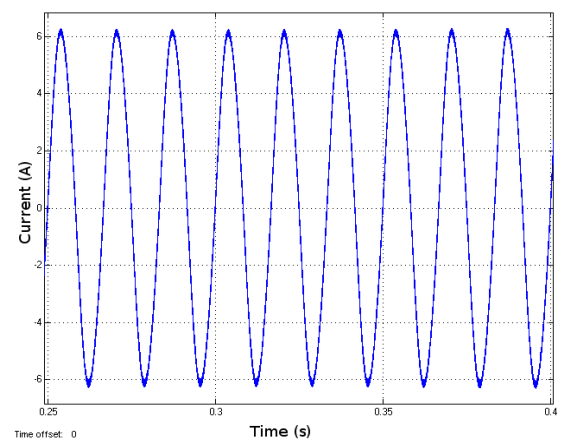


Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 63- Tensão V_{AN} antes do filtro de rede.

Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 64- Corrente injetada na rede CA.

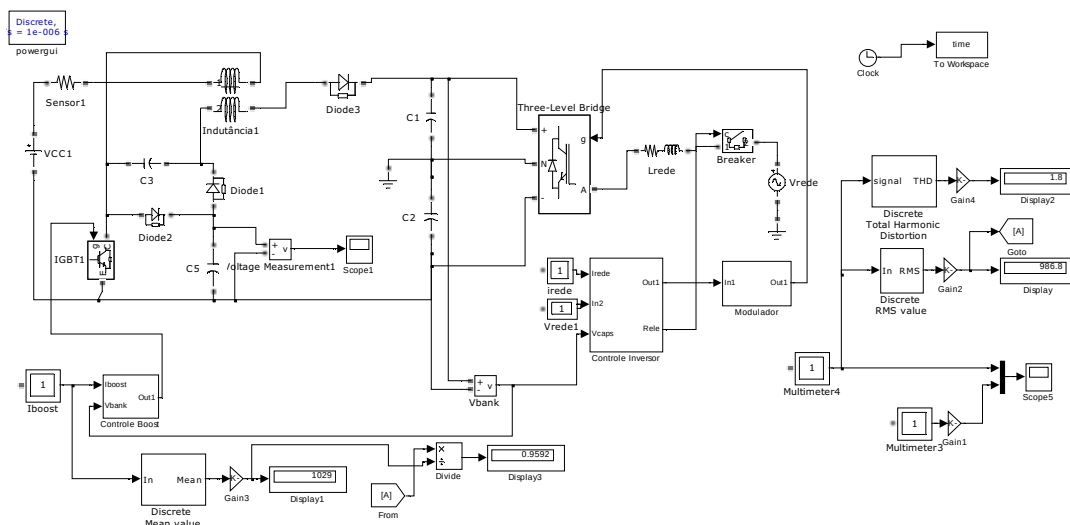


Fonte: Dados do próprio autor.

3.6 Charge Pump Reboost + NPC

A estrutura *Charge Pump Reboost* deriva da *Reboost* com a adição de um circuito chamado de *charge-pump*, pode tornar a corrente de entrada contínua, mantendo alto ganho e reduzidos esforços de tensão nas chaves. O modelo em ambiente Matlab/Simulink para este sistema é apresentado na Figura 65.

Figura 65- Modelo de Simulação em MatLab/Simulink.



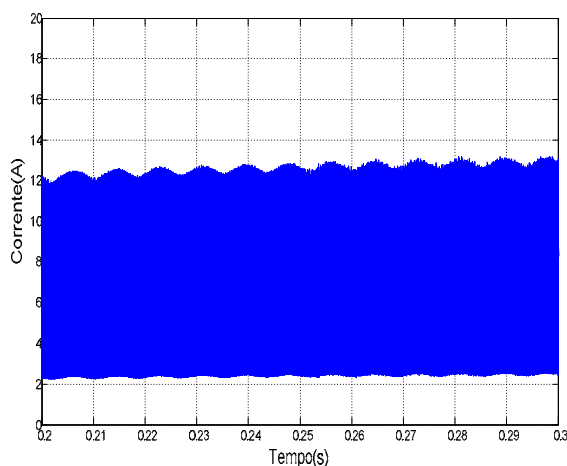
Fonte: Dados do próprio autor.

A corrente no painel é verificada na Figura 66; a tensão do elo CC na Figura 67 enquanto que a tensão e a corrente injetada na rede podem ser visualizadas na Figura 68 e na Figura 69.

Como se pode observar na Figura 66, a corrente de entrada torna-se contínua, porém ainda com elevada ondulação, sendo indesejável para a operação com o PV e exigindo grandes volumes capacitivos para a filtragem. Maiores análises e simulações ainda são necessárias para uma possível redução da ondulação de corrente no indutor de entrada da estrutura *charge-pumped reboost*.

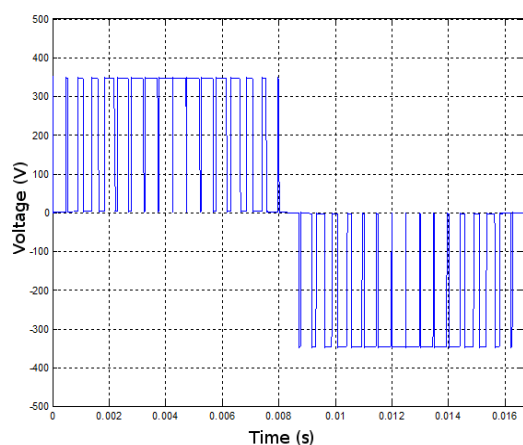
A combinação *charge-pumped reboost* + NPC apresentou em simulação um rendimento de 93,72% e distorção harmônica total da corrente injetada na rede elétrica de 1,85%, sendo também um conversor atraente para a implementação.

Figura 66- Corrente drenada do painel.



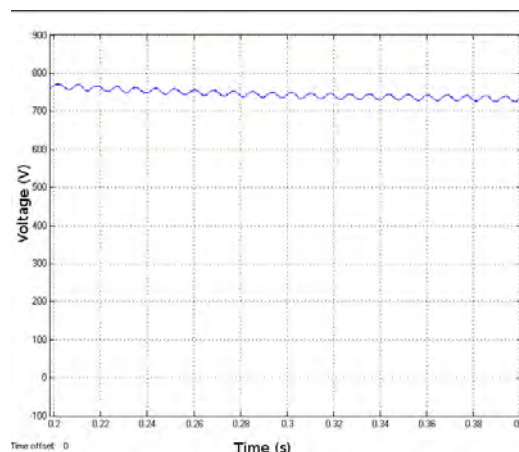
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 68- Tensão V_{AN} antes do filtro de rede.



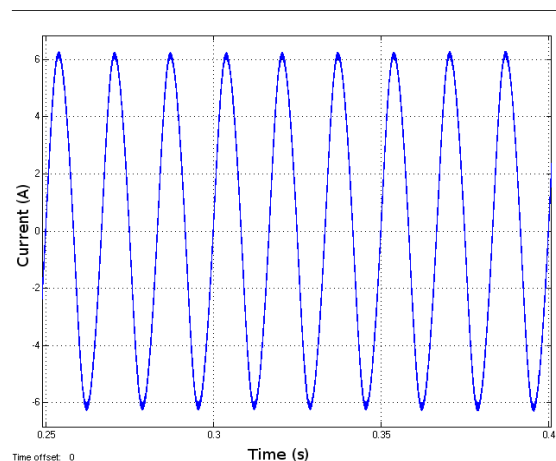
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 67- Tensão no link CC.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 69- Corrente injetada na rede CA.

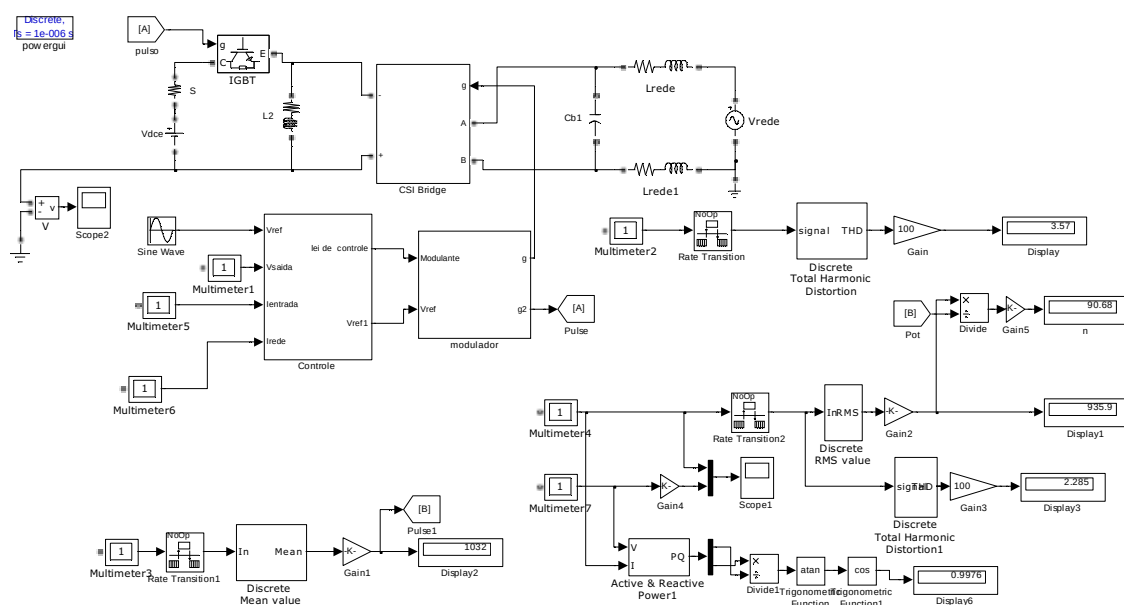


Fonte: Dados do próprio autor.

3.7 Buck-Boost Integrado

Os conversores integrados apresentam controle dependente uma vez que não possuem capacitor de desacoplamento CC, o que pode dificultar a implementação dos algoritmos de controle. Assim, o conversor precisa de malhas de controle mais rápidas, isto é, executadas com uma maior frequência, a fim de realizar todas as funções a ele atribuídas. O modelo em ambiente Matlab/Simulink para o conversor *Buck-Boost* integrado é apresentado na Figura 70.

Figura 70- Modelo de Simulação em MatLab/Simulink.



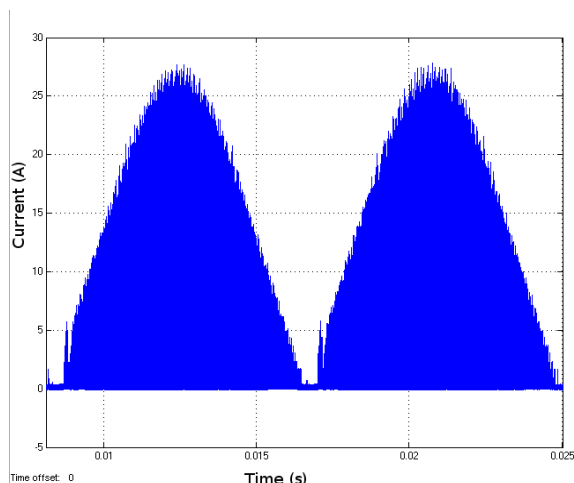
Fonte: Dados do próprio autor.

A corrente no painel é verificada na Figura 71; a tensão no capacitor de filtro de saída é apresentada na Figura 72 e a corrente injetada na rede podem ser visualizada na Figura 73.

Como pode ser observado pela Figura 71, a corrente de entrada deste conversor é descontínua e pulsante em 120Hz, sendo necessário um alto volume capacitivo para a filtragem. Na Figura 73 pode-se observar a distorção na corrente quando esta cruza por zero, sendo uma complicação ainda a ser resolvida. Apesar disso, a distorção harmônica total da corrente injetada foi de 2,28%

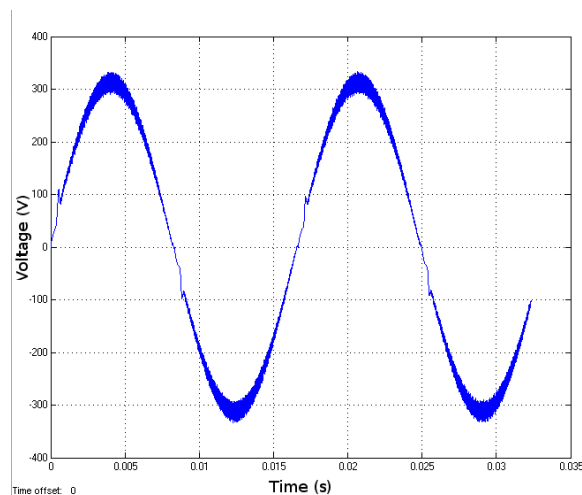
O conversor *buck-boost* integrado atingiu eficiência de 90,72% em simulação, sendo inferior aos conversores de duplo estágio. Pode-se observar pela Figura 71 a corrente pulsante de entrada, atingindo pico de 28A, causando perdas ôhmicas mais elevadas em relação aos outros conversores e exigindo interruptores que suportem um maior nível de corrente.

Figura 71- Corrente drenada do painel.



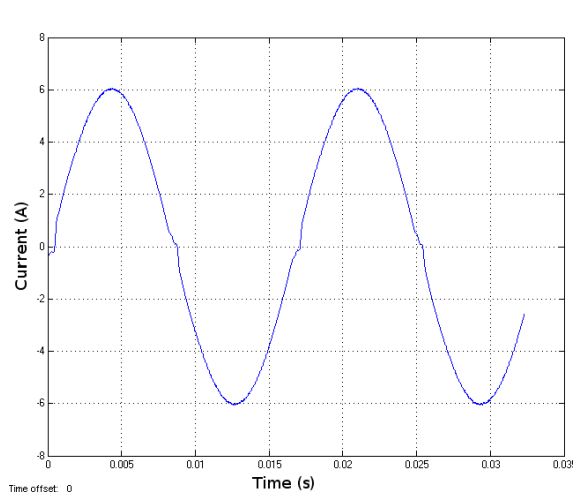
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 72- Tensão no capacitor ac de saída



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 73- Corrente injetada na rede.

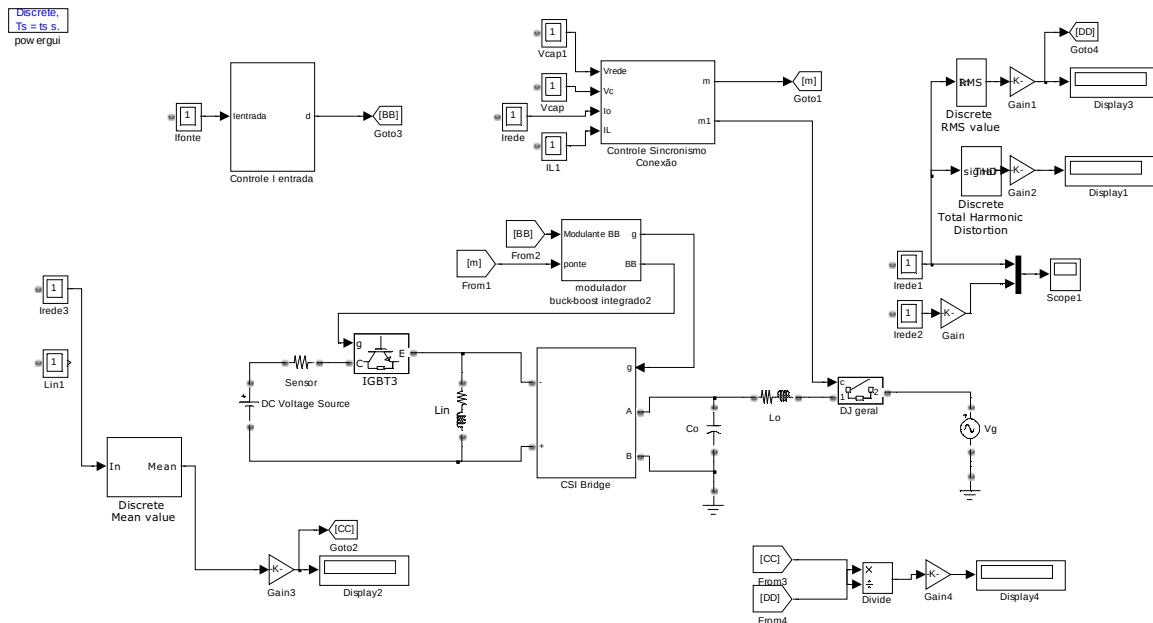


Fonte: Dados do próprio autor.

3.8 Buck-Boost Tri-State

O conversor *buck-boost tri-state* apresenta a vantagem de desacoplamento indutivo de potência entre a entrada e a saída do inversor, diminuindo volume capacitivo e aumentando a vida útil do sistema, sendo de grande interesse comercial, ambiental e científico. O modelo de simulação deste conversor em ambiente Matlab/Simulink está apresentado na Figura 74.

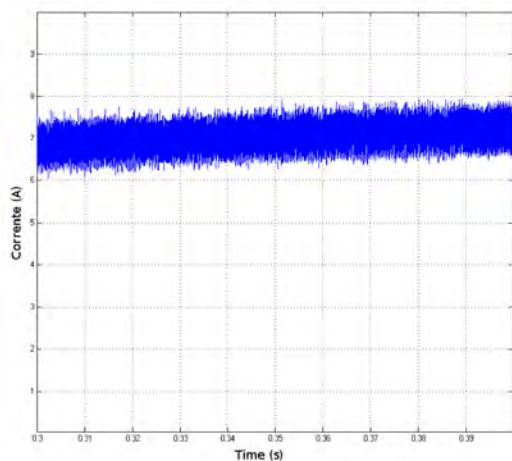
Figura 74- Modelo de Simulação em MatLab/Simulink.



Fonte: Dados do próprio autor.

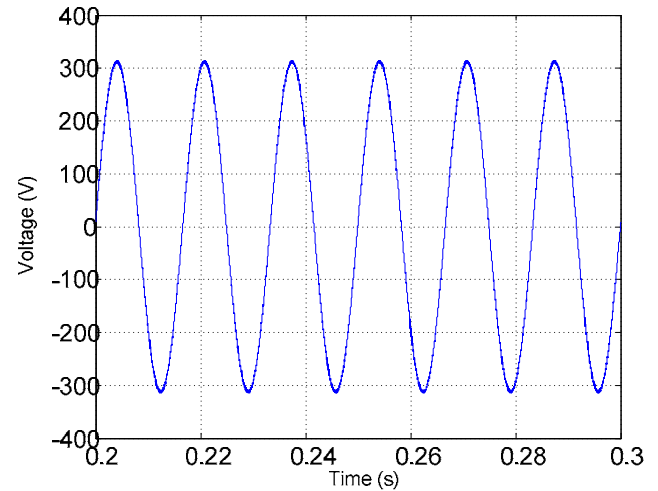
A corrente de entrada do painel, a tensão de saída AC e a corrente injetada na rede podem ser visualizadas na Figura 75 até a Figura 77. Sendo a corrente de entrada pulsante em alta frequência, apenas um capacitor pequeno é necessário para filtrá-la quando na associação com o painel fotovoltaico real. A corrente injetada na rede apresenta conteúdo harmônico reduzido, no valor de 2,06%. O rendimento obtido em simulação desta estrutura foi de 84,05%, sendo o rendimento mais baixo obtido entre os conversores simulados.

Figura 75- Corrente drenada do painel.



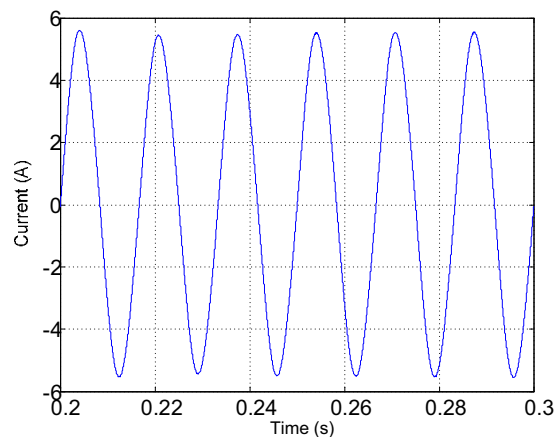
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 76- Tensão no capacitor ac de saída



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 77- Corrente injetada na rede.

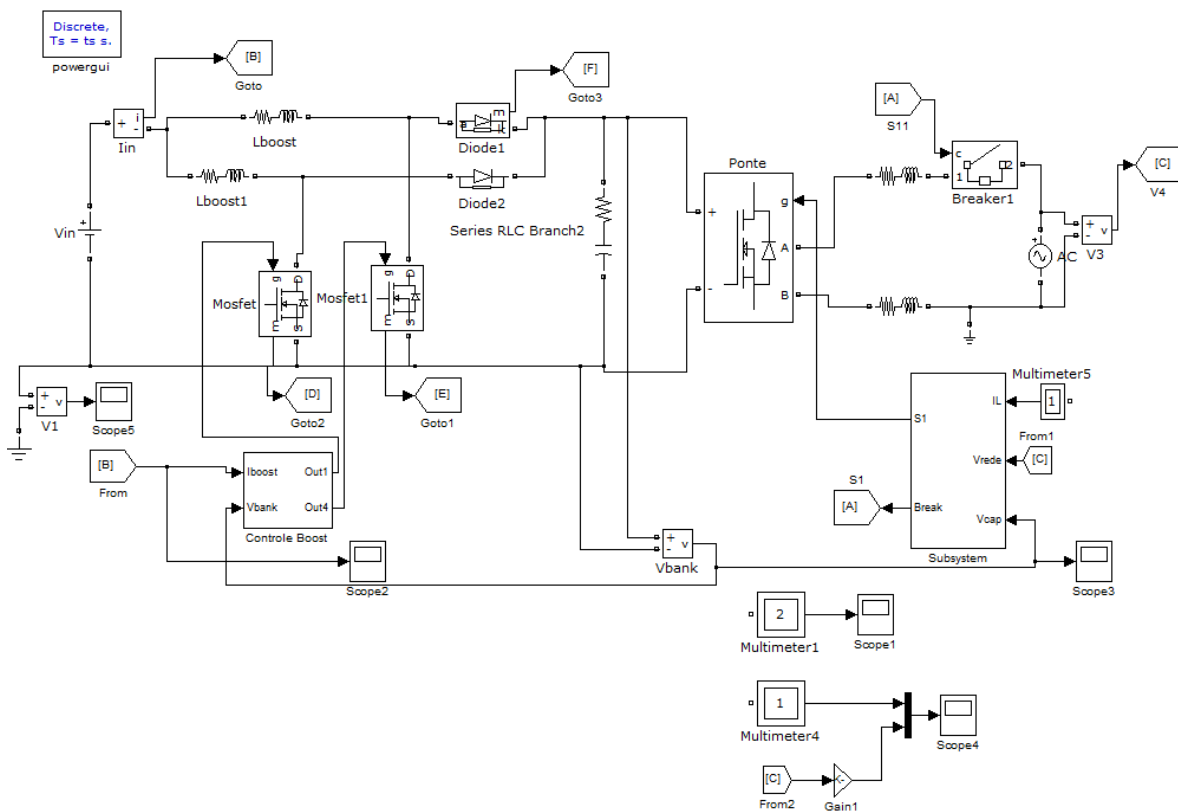


Fonte: Dados do próprio autor,

3.9 Boost interleaved + VSI

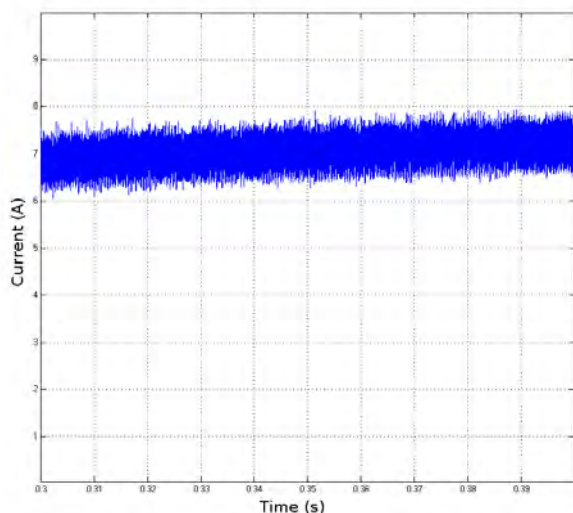
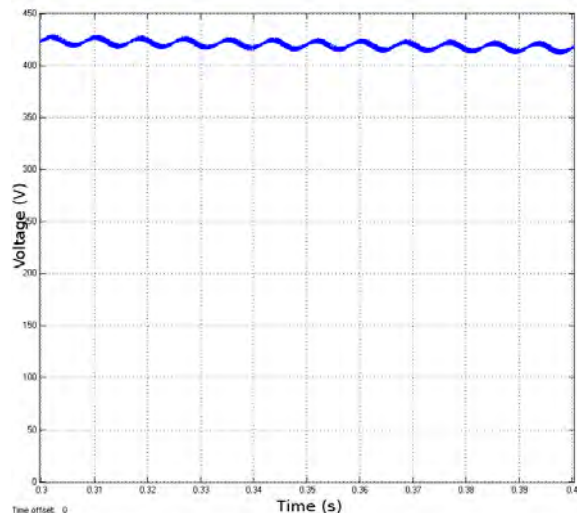
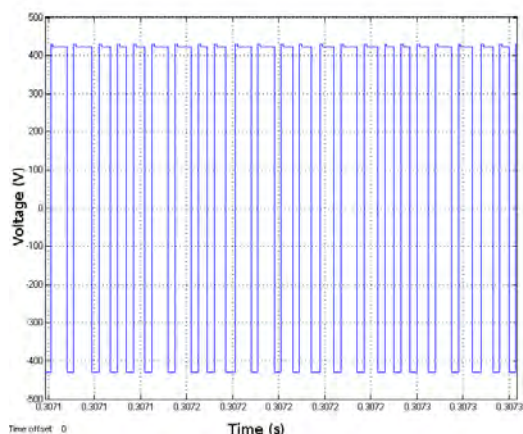
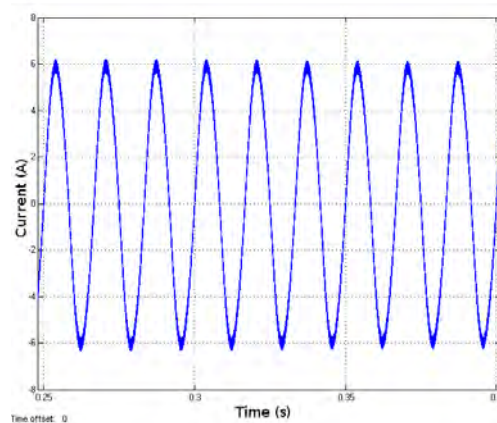
A combinação da estrutura CC-CC *boost interleaved* com a estrutura inversora VSI é interessante uma vez que reduz os esforços de corrente do estágio de entrada em relação ao *boost* convencional, ao mesmo tempo que reduz o ganho de tensão necessário para o estágio de saída em relação à estrutura inversora NPC. Além disso, a estrutura inversora VSI é bastante conhecida na literatura, apresentando também uma menor complexidade de controle. O modelo de simulação deste conversor em ambiente Matlab/Simulink está apresentado na Figura 78.

Figura 78- Modelo de Simulação em MatLab/Simulink.



Fonte: Dados do próprio autor.

A corrente de entrada do painel, a tensão de saída CA e a corrente injetada na rede podem ser visualizadas na Figura 79 até a Figura 82. Sendo a corrente de entrada composta por um nível CC mais uma componente pulsante em alta frequência, apenas um capacitor pequeno é capaz de filtrá-la quando na associação com o painel fotovoltaico real. A corrente injetada na rede apresenta conteúdo harmônico reduzido, sendo da ordem de 2,8%. O rendimento obtido em simulação desta estrutura é da ordem de 95,8%.

Figura 79- Corrente drenada do painel.**Fonte: Dados do próprio autor.****Figura 80- Tensão no capacitor ac de saída****Fonte: Dados do próprio autor.****Figura 81- Tensão Vab antes do filtro de rede.****Fonte: Dados do próprio autor.****Figura 82- Corrente injetada na rede CA.****Fonte: Dados do próprio autor.**

3.10 Considerações do capítulo

As simulações das estruturas validaram as análises apresentadas e as funcionalidades das mesmas, cada qual com suas particularidades e desafios. As estruturas tradicionais a dois estágios ainda são predominantes no mercado devido à confiabilidade e alta eficiência. As estruturas integradas podem ser consideradas como evolução natural das estruturas tradicionais, com a possibilidade de redução de componentes e aumento da densidade de potência. As perdas de energia por não idealidades dos componentes ainda são um desafio para se obter um alto rendimento, nesse sentido a descoberta de novos materiais e tecnologias serão a chave para rendimentos próximos à unidade.

O estudo até este capítulo permitiu uma visão geral do uso de painéis fotovoltaicos como fonte de energia alternativa, assim como um melhor entendimento das estruturas de conversores elevadores, inversores VSI e CSI e das estruturas integradas, possibilitando uma análise comparativa das vantagens e desvantagens de cada estrutura. As simulações propiciaram o rápido entendimento de cada topologia, com suas particularidades e dificuldades de projeto, sendo desta forma possível a escolha da melhor combinação de estruturas CC-CC e CC-CA para implementação do projeto, apresentado a partir do Item 4 .

4 ESTRUTURAS ADMITIDAS PARA A APLICAÇÃO - ESTÁGIOS CC-CC E CC-CA ADOTADOS PARA O PROJETO

4.1 Introdução

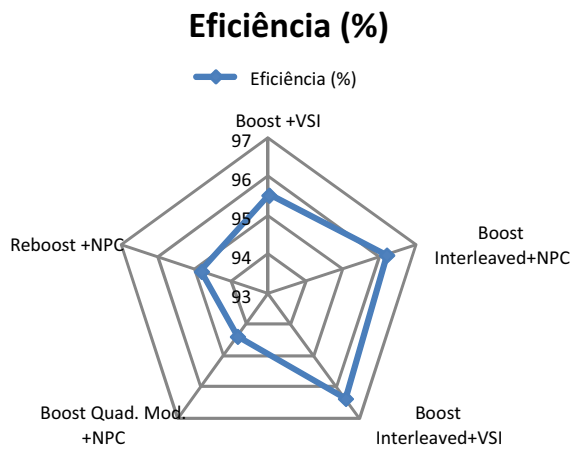
Considerando-se a análise das topologias apresentadas, e, de acordo com as referências bibliográficas, este trabalho propõe a análise e implementação de um conversor composto pela estrutura CC-CC *boost interleaved* (entrelaçado), e, para o estágio de saída a estrutura CC-CA monofásica em ponte (VSI) com modulação bipolar, considerando-se a conexão com a rede de alimentação em corrente alternada através de um filtro apenas indutivo.

4.2 Comparativo das estruturas simuladas

Da Figura 83 até a Figura 86 apresentam-se os comparativos teóricos de eficiência, peso, volume e densidade de potência entre as principais topologias relacionadas. Dentre elas, as estruturas que merecem destaque são aquelas baseadas no conversor *Boost Interleaved* como etapa CC-CC.

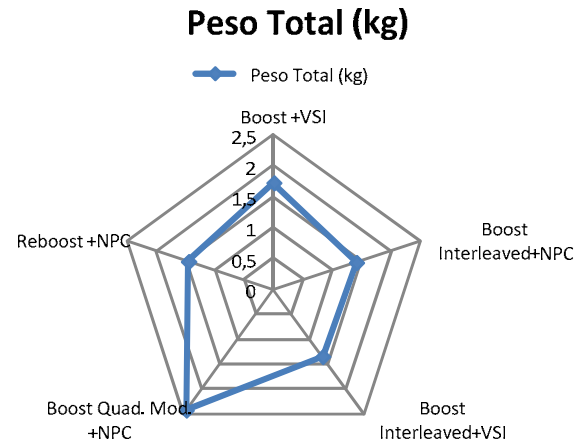
Em relação ao inversor, a topologia VSI é interessante uma vez que permite ao conversor elevador operar com razão cíclica reduzida, o que possibilita ao algoritmo de MPPT realizar a busca do ponto ótimo em uma faixa mais ampla de variação da tensão de entrada, tendo então um maior aproveitamento da máxima energia solar. Além disso, apresenta o menor peso, capacitor de entrada reduzido (até dispensável) e alta eficiência. Características fundamentais para um produto de baixo custo e vida útil superior.

Figura 83-Comparativo de eficiência entre as principais topologias.



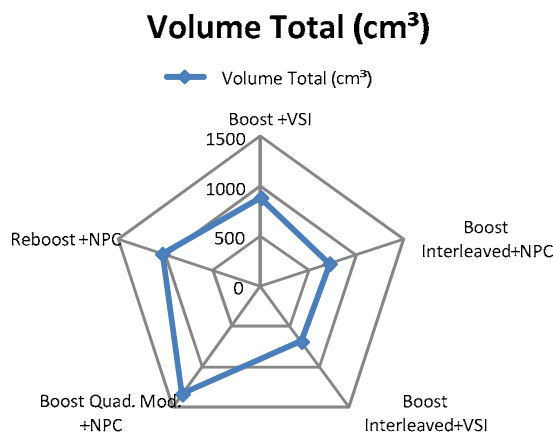
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 84-Comparativo de peso entre as principais topologias.



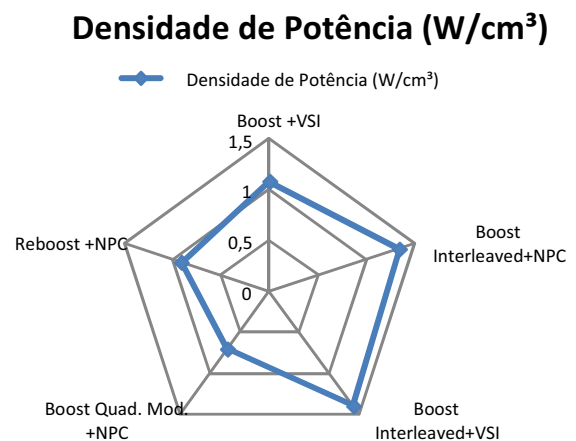
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 85-Comparativo de volume entre as principais topologias.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 86-Comparativo de densidade de potência entre as principais topologias.

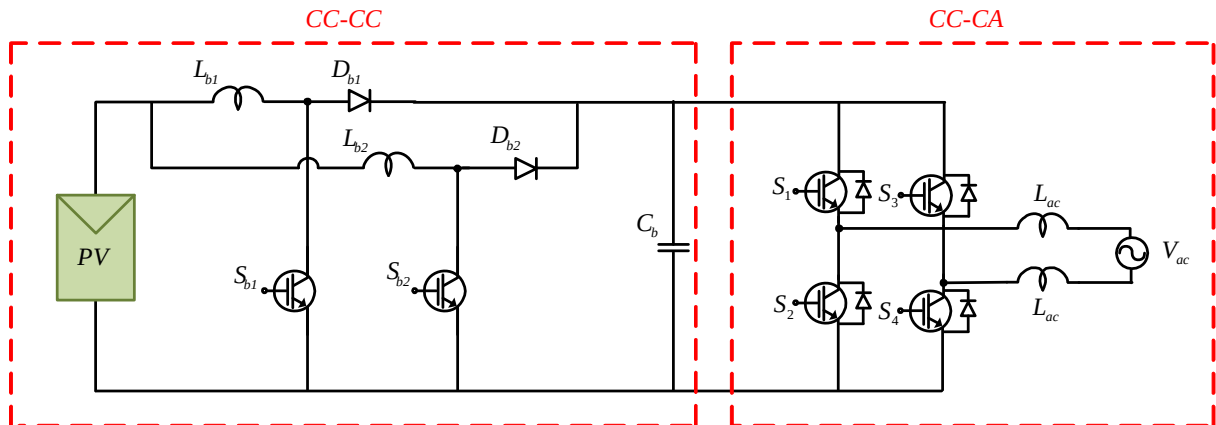


Fonte: Dados do próprio autor.

4.3 Estruturas CC-CC e CC-CA escolhidas

A estrutura do conversor CC-CC selecionado para este trabalho, de acordo com o comparativo do Item 4.2, foi o *boost interleaved* operando com duas células, representado na Figura 87, operando no modo de condução contínua (MCC) com comutação dissipativa. Para a etapa CC-CA a topologia VSI, representada na Figura 87 também, apresentou mais vantagens, já comentadas, em relação à estrutura inversora NPC.

Figura 87- Estrutura básica do conversor CC-CC *boost interleaved* e etapa CC-CA VSI.



Fonte: Dados do próprio autor.

A divisão em duas células se dá pela potência processada, tipicamente 400 à 500W máximos por célula. O modo de condução contínua é escolhido em virtude do menor *ripple* de corrente apresentado sobre o PV e por algumas vantagens em relação ao modo de condução descontinua:

- Redução dos valores de pico e eficaz da corrente que circula pelos elementos da estrutura;
- Tensão reversa máxima aplicada sobre os semicondutores da estrutura é igual a tensão de saída;
- A baixa ondulação da corrente de entrada facilita o processo de filtragem da mesma, diminuindo o capacitor de desacoplamento entre o PV e o conversor, diminuindo também os níveis de IEM (Interferência Eletromagnética);
- As chaves ativas estão no mesmo referencial do circuito de controle, simplificando o circuito de ataque das chaves, não necessitando de isolamento galvânica ou fontes de alimentação isoladas.

Apesar das vantagens citadas, a estrutura *boost interleaved* apresenta algumas desvantagens. Como o controle opera no MCC, existe a possibilidade do desbalanceamento da potência processada por cada célula se não houver controle de corrente independente para cada uma, exigindo um sistema de controle bastante preciso. Além disso, a topologia não permite um sistema de partida progressiva, já que não há interruptor em série com o caminho de corrente da entrada até o capacitor de filtragem da tensão de saída, ocorrendo corrente de *inrush*. Este fato é minimizado pela característica de fonte de corrente do PV.

4.4 Análise quantitativa

A seguir serão apresentados os principais dados de projeto e resultados de cálculos dimensionais para os conversores CC-CC *boost interleaved* e CC-CA VSI. As especificações das características de entrada foram obtidas com a utilização de cinco painéis Kyocera de 210W modelo KD210GX-LPU, totalizando 1050W de entrada.

4.4.1 Dados gerais do projeto e especificações mínimas:

Corrente nominal de entrada

$$I_{mpp} = 7,90A \quad (4)$$

Tensão nominal de entrada

$$V_{mpp} = 133,0V \quad (5)$$

Frequência de operação da etapa CC-CC

$$F_{s_{CC-CC}} = 35,0kHz \quad (6)$$

Frequência de operação da etapa CC-CA

$$F_{s_{CC-CA}} = 30,0kHz \quad (7)$$

Número de células *boost* utilizadas

$$N_{CEL} = 2 \quad (8)$$

Corrente por célula *boost*

$$I_{cel} = \frac{I_{in}}{N_{CEL}} = 3,95A \quad (9)$$

Ondulação de corrente no indutor de entrada

$$\Delta I_{IN} = 15,0\% \quad (10)$$

Ondulação da tensão de entrada

$$\Delta V_{IN} = 2,5\% \quad (11)$$

Frequência do *ripple* de entrada CC-CC

$$F_{s_{IN}} = N_{CEL} * F_{s_{CC-CC}} = 70,0kHz \quad (12)$$

Tensão nominal de saída do conversor CC-CC

$$V_{link_{DC}} = 385,0V \quad (13)$$

Ondulação da tensão de saída do conversor CC-CC

$$\Delta V_{link_{DC}} = 4,0\% \quad (14)$$

Tensão nominal de saída do conversor CC-CA

$$V_{ac_{OUT}} = 220,0V \quad (15)$$

Frequência fundamental de saída do conversor CC-CA

$$Frede = 60,0\text{Hz} \quad (16)$$

Tensão de pico nominal do conversor CC-CA

$$Vac_{PK} = Vac_{OUT} * \sqrt{2} = 311,1\text{V} \quad (17)$$

Potência nominal de entrada

$$Pin = 5 * 210\text{W} = 1050,0\text{W} \quad (18)$$

Rendimento estimado da estrutura CC-CC

$$n_{CC-CC} = 0,97 \quad (19)$$

Rendimento estimado da estrutura CC-CA

$$n_{CC-CA} = 0,95 \quad (20)$$

Rendimento estimado total da estrutura

$$n = n_{CC-CC} * n_{CC-CA} = 0,921 \quad (21)$$

Potência nominal de saída

$$Pout = n * Pin = 945,0\text{W} \quad (22)$$

Corrente rms de saída CC-CA

$$Iac_{OUT} = \frac{Pout}{Vac_{OUT}} = 4,3\text{A} \quad (23)$$

Corrente de pico de saída CC-CA

$$Iac_{PK} = Iac_{OUT} * \sqrt{2} = 6,07\text{A} \quad (24)$$

Razão cíclica nominal da etapa CC-CC

$$D_{DC} = 1 - \frac{1}{\frac{Vlink_{DC}}{Vmpp}} = 0,667 \quad (25)$$

Razão cíclica máxima da etapa CC-CA

$$D_{AC} = \frac{Vac_{PK}}{Vlink_{DC}} = 0,808 \quad (26)$$

Temperatura ambiente de operação máxima

$$Ta = 60,0^{\circ}\text{C} \quad (27)$$

4.4.2 Dimensionamento dos componentes da etapa de potência do conversor

Dimensionamento do capacitor de entrada (desacoplamento do painel fotovoltaico)

$$Cin = \frac{\Delta I_{IN}}{\Delta V_{IN}} * \frac{D_{DC}}{Fs_{IN}} = 3,35\mu\text{F} \quad (28)$$

Dimensionamento do capacitor do link CC-CC

$$C_{linkDC} = \frac{\left(\frac{Pin}{V_{linkDC}}\right)}{2 * Frede * \Delta V_{linkDC}} = 1440,0\mu F \quad (29)$$

4.4.3 Cálculo da potência comutada

A potência comutada é o somatório do produto dos níveis máximos de tensão e corrente ao qual cada interruptor controlado está submetido. Em um conversor com n interruptores controlados submetidos à tensão máxima $V_{max}(i)$ e corrente máxima $I_{max}(i)$, com $1 \leq i \leq n$, a potência comutada é dada por:

$$P_{com_{TOTAL}} = \sum_{i=1}^n V_{max}(i) * I_{max}(i) \quad (30)$$

A estrutura *boost interleaved* + VSI utiliza um interruptor controlado para cada célula *boost* e quatro interruptores controlados para a etapa VSI, sendo a potência comutada resultante apresentada na equação (31) até a equação (35) à seguir:

ETAPA CC-CC

Conversor *boost* por célula:

$$P_{com_{Boost_1cel}} = V_{linkDC} * I_{cel} = 1484,0W \quad (31)$$

Total no conversor CC-CC:

$$P_{com_{Boost_Total}} = P_{com_{Boost_1cel}} * N_{cel} = 2968,0W \quad (32)$$

ETAPA CC-CA

Em uma única chave

$$P_{com_{VSI_1chave}} = V_{linkDC} * I_{ac_{pk}} = 2339,0W \quad (33)$$

Total da etapa CC-CA:

$$P_{com_{VSI_Total}} = P_{com_{VSI_1chave}} * 4 = 9354,0W \quad (34)$$

Potência comutada total

$$P_{com_{Total}} = 12323,0W \quad (35)$$

4.4.4 Fator de utilização

O fator de utilização (FU) é uma grandeza que relaciona a potência de saída com a potência comutada dos interruptores controlados, variando de 0 à 1. Ressaltando que a obtenção de fator de utilização na ordem de 10^{-2} ou menor é comum. O FU indica de forma

indireta, as perdas por comutação, rendimento e também o volume de dissipadores de calor envolvidos no projeto, quando comparados com outras estruturas.

$$FU = \frac{P_{out}}{P_{com_{Total}}} = 0,0767 \quad (36)$$

4.4.5 Esforços nos semicondutores

INTERRUPTOR CONTROLADO (TRANSISTOR) DA CÉLULA BOOST

Corrente média no interruptor

$$I_{med_{SB}} = I_{cel} * D_{DC} = 2,6A \quad (37)$$

Corrente eficaz no interruptor

$$I_{ef_{SB}} = I_{cel} * \sqrt{D_{DC}} = 3,17A \quad (38)$$

Tensão máxima ideal sobre o interruptor

$$V_{max_{SB}} = V_{link_{DC}} = 385,0V \quad (39)$$

INTERRUPTOR NÃO CONTROLADO (DIODO) DA CÉLULA BOOST

Corrente média no interruptor

$$I_{med_{DB}} = I_{cel} * (1 - D_{DC}) = 1,25A \quad (40)$$

Tensão máxima sobre o interruptor

$$V_{max_{DB}} = V_{link_{DC}} = 385,0V \quad (41)$$

INTERRUPTORES CONTROLADOS DA ETAPA CC-CA VSI

Corrente média no interruptor

$$I_{med_{VSI}} = \frac{1}{2\pi} * \int_0^{2\pi} I(wt) dwt \quad (42)$$

$$I_{med_{VSI}} = \frac{1}{2\pi} * \left[\int_0^{\pi} I_{ac_{PK}} * D_{AC} * \sin(wt) dwt + \int_{\pi}^{2\pi} I_{ac_{PK}} * (1 - D_{AC}) * \sin(wt) dwt \right] \quad (43)$$

$$I_{med_{VSI}} = 1,19A \quad (44)$$

Corrente eficaz no interruptor

$$I_{ef_{VSI}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} * \int_0^{2\pi} I(wt)^2 dw} \quad (45)$$

$$I_{ef_{VSI}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} * \left[\int_0^{\pi} (I_{ac_{PK}} * D_{AC} * \sin(wt))^2 dw + \int_{\pi}^{2\pi} (I_{ac_{PK}} * (1 - D_{AC}) * \sin(wt))^2 dw \right]} \quad (46)$$

$$I_{ef_{VSI}} = 3,1A \quad (47)$$

Tensão máxima no interruptor

$$V_{max_{VSI}} = V_{link_{DC}} = 385,0V \quad (48)$$

4.4.6 Cálculo da potência dissipada

INTERRUPTOR CONTROLADO DA CÉLULA BOOST

Considerando transistor MOSFET **Fairchild FCP16N60N**. Dados do componente: $V_{ds_{max}} = 600V$, $R_{ds_{on}(100^\circ C)} = 0.306\Omega$, $R_{ds_{on}(25^\circ C)} = 0.170\Omega$, $V_f = 1.2V$, $T_{r_{typ}} = 15ns$, $T_{f_{typ}} = 20.2ns$, $T_{r_{max}} = 41ns$, $T_{f_{max}} = 50.4ns$, $R_{th_{JC_{sb}}} = 0.93^\circ C/W$.

*Os cálculos de potência dissipada foram feitos considerando a temperatura de junção de 100°C e os tempos máximos de Tr e Tf.

Potência em condução:

$$P_{cond_{SB}} = R_{ds_{ON}(100^\circ C)} * I_{ef_{SB}}^2 = 3,07W \quad (49)$$

Potência de comutação:

$$P_{com_ON_{SB}} = \frac{1}{2} * V_{link_{DC}} * \left(I_{cel} - \frac{\Delta I}{4} \right) * T_{r_{MAX}} * F_{S_{CC-CC}} = 0,985W \quad (50)$$

$$P_{com_OFF_{SB}} = \frac{1}{2} * V_{link_{DC}} * \left(I_{cel} + \frac{\Delta I}{4} \right) * T_{f_{MAX}} * F_{S_{CC-CC}} = 1,41W \quad (51)$$

$$P_{total_{SB}} = 5,461W \quad (52)$$

Potência total dos interruptores controlados da etapa boost:

$$P_{total_{CC-CC(ativos)}} = N_{cel} * P_{total_{SB}} = 10,922W \quad (53)$$

INTERRUPTOR NÃO CONTROLADO DA CÉLULA BOOST

Considerando o diodo **Infineon SiC IDD10SG60C**. Dados do componente: $V_{rm} = 600V$, $V_{f_{150^\circ C}} = 2.2V$, $T_c = 10ns$, $I_{r_{150^\circ C}} = 860\mu A$, $R_{th_{JC_db}} = 1.25^\circ C/W$.

Potência em condução:

$$P_{cond_{DB}} = I_{med_{DB}} * V_{f_{150^\circ C}} = 2,76W \quad (54)$$

Potência de comutação:

$$P_{com_{DB}} = \frac{1}{2} * V_{link_{DC}} * I_{r_{150^\circ C}} * T_c * F_{s_{CC-CC}} = 58,0\mu W \quad (55)$$

$$P_{total_{DB}} = 2,76W \quad (56)$$

Potência total dos interruptores não controlados da etapa *boost*:

$$P_{total_{CC-CC(Passivos)}} = N_{CEL} * P_{total_{DB}} = 5,52W \quad (57)$$

POTÊNCIA TOTAL DISSIPADA NA ETAPA CC-CC

$$\begin{aligned} P_{total_{CC-CC}} &= P_{total_{CC-CC(Ativos)}} + P_{total_{CC-CC(Passivos)}} \\ &= 16,44W \end{aligned} \quad (58)$$

INTERRUPTORES CONTROLADOS DA ETAPA CC-CA

Considerando transistor IGBT **Fairchild HGTG7N60A4D**. Dados principais do componente: $V_{ce_{max}} = 600V$, $V_{ce_{sat}} = 1,9V$, $V_f = 2,4V$, $T_r = 7,0ns$, $T_f = 75,0ns$, $T_{rr} = 34,0ns$, $R_{JC_IGBT} = 1,0^\circ C/W$, $R_{JC_DIODE} = 2,2^\circ C/W$.

*Os cálculos de potência dissipada foram feitos considerando a temperatura de junção de $130^\circ C$ e os tempos máximos de T_r e T_f .

Potência em condução:

$$P_{cond_{VSI}} = R_{ds_{ON(150^\circ C)}} * I_{ef_{VSI}}^2 = 2,026W \quad (59)$$

Potência de comutação:

$$\begin{aligned} P_{com_{on_{vsi}}} &= \frac{1}{2} * V_{link_{DC}} * \frac{1}{2\pi} * \int_0^\pi I_{ac_{pk}} * \sin(\omega t) d\omega t * T_r \\ &\quad * F_{s_{CC-CA}} = 78,0mW \end{aligned} \quad (60)$$

$$P_{com_off_{vsi}} = \frac{1}{2} * V_{link_{DC}} * \frac{1}{2\pi} * \int_0^\pi I_{ac_{pk}} * \sin(\omega t) d\omega t * T_f$$

$$* F_{S_{CC-CA}} = 837mW \quad (61)$$

$$P_{cond_diodo_{vsi}} = V_F * \frac{1}{2\pi} * \int_\pi^{2\pi} -I_{ac_{pk}}(1 - D_{ac}) * \sin(\omega t) d\omega t$$

$$= 890mW \quad (62)$$

$$P_{total_{vsi_1chave}} = 3,832W \quad (63)$$

Potência total dos interruptores controlados da etapa vsi:

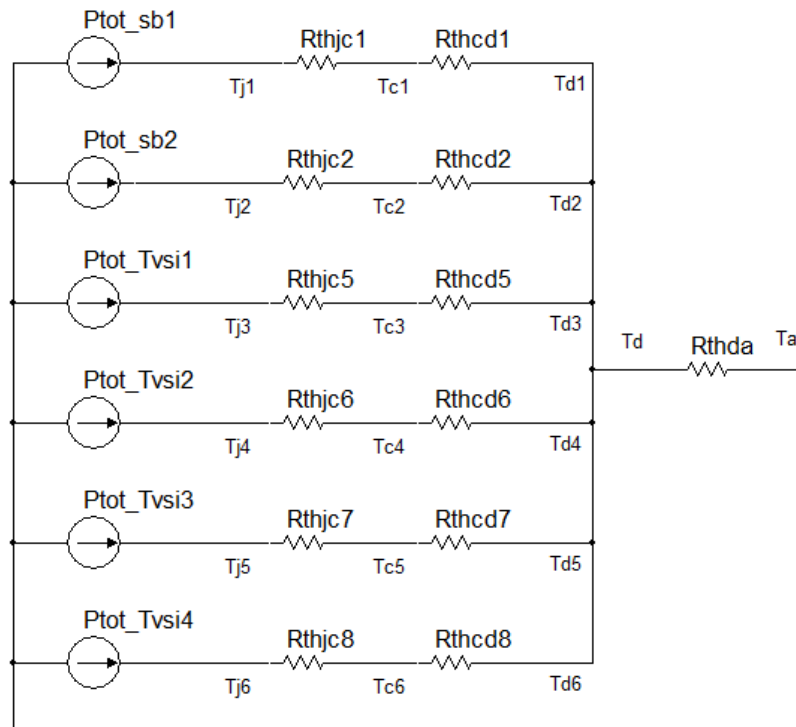
$$P_{total_{CC-CA}} = 4 * P_{total_{vsi}} = 15,326W \quad (64)$$

4.4.7 Cálculo do dissipador de calor

Para o cálculo térmico, pode-se fazer uma analogia entre as fontes de calor e resistências térmicas com fontes de corrente e resistências elétricas de circuitos elétricos. Foi determinado para os cálculos que o dissipador deste conversor é responsável pela dissipação de calor de todos os componentes de potência, resultando no modelo da Figura 88.

Sendo $P_{tot_XXX(i)}$ a potência dissipada pelo semicondutor, $T_j(i)$ a temperatura de junção, $R_{thjc}(i)$ a resistência térmica entre a junção e o encapsulamento, $T_c(i)$ a temperatura do encapsulamento, $R_{thcd}(i)$ a resistência térmica entre o encapsulamento e o dissipador, $T_d(i)$ a temperatura no dissipador e T_a a temperatura ambiente.

Figura 88- Modelo térmico utilizado para o conversor Boost Interleaved + VSI



Fonte: Dados do próprio autor.

A resistência térmica entre encapsulamento e o dissipador foi adotada com o mesmo valor para todos os componentes:

$$Rth_{CD} = 0,75^{\circ}C/W \quad (65)$$

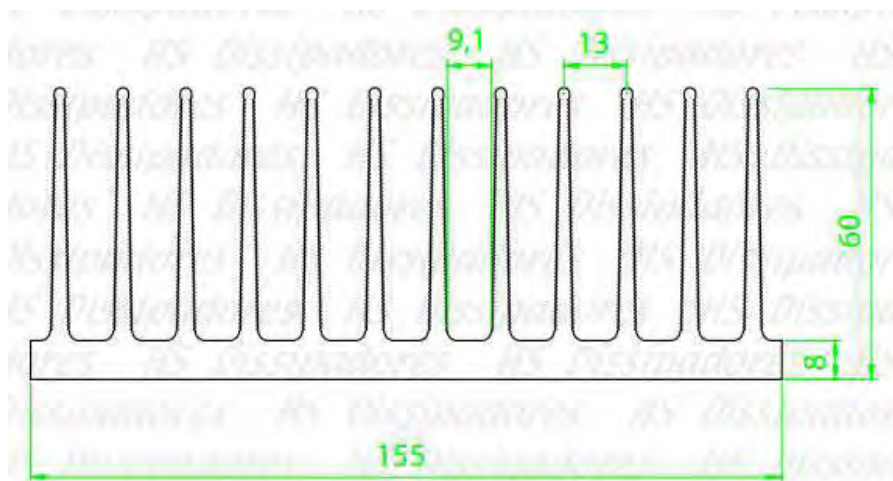
Devido à disponibilidade no laboratório de eletrônica de potência, foi escolhido o modelo HS15560 da HS Dissipadores, onde o perfil deste modelo pode ser observado na Figura 89. As principais características mecânicas e térmicas são apresentadas à seguir:

$$Largura = 155mm$$

$$Altura = 60mm$$

$$Resistência_{term_{HS15560}} = 0,78^{\circ}C/W/4" \quad (66)$$

Figura 89- Perfil da HS Dissipadores modelo HS15560.

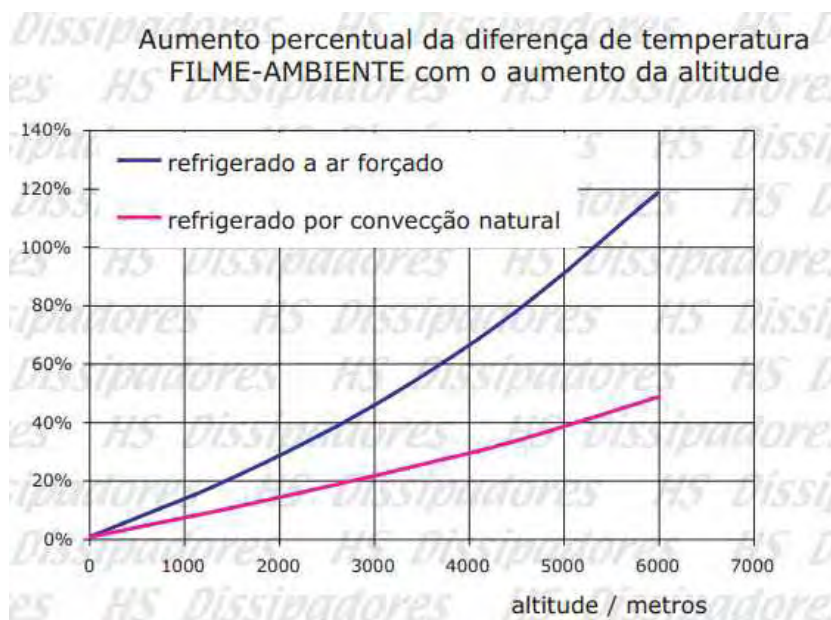


Fonte: (59), pág.: 81

CORREÇÃO DE ALTITUDE

Para o cálculo da correção de altitude do dissipador, foi definido uma altitude máxima de operação de 3000m. De acordo com o catalogo da HS dissipadores, deve-se utilizar um fator de correção de 20% da temperatura máxima ao nível do mar, conforme Figura 90.

Figura 90- Gráfico para correção de altitude no cálculo do dissipador.



Fonte: (59), pág.: 5

Assumindo uma temperatura máxima de junção de todos os semicondutores aos 3000m seja

$$T_{j3000m} = 130^{\circ}\text{C} \quad (67)$$

Adota-se que a temperatura máxima de junção ao nível do mar com o valor de:

$$T_{j0m} = \frac{T_{j3000m}}{1.2} = 108,33^{\circ}\text{C} \quad (68)$$

FATOR DE CORREÇÃO DA TEMPERATURA

O cálculo do fator de correção da temperatura é feito utilizando-se a Tabela 2 fornecida pela HS Dissipadores.

Tabela 2- Fator de conversão para correção da temperatura.

Diferença de temperatura	Fator de conversão
75°C	1,000
70°C	1,017
60°C	1,057
50°C	1,106
40°C	1,170
30°C	1,257

Fonte: (59), pág.: 3

A diferença de temperatura que o dissipador deve fornecer é dado por:

$$\Delta T = [T_{j0m} - T_a] = 49,0^{\circ}\text{C} \quad (69)$$

Assumindo então o fator de correção:

$$\Delta T_{cor} = 1,106 \quad (70)$$

Sendo assim, a nova resistência térmica do dissipador será:

$$Resistência_{term_{HS15560}} = 0,78 * 1,106 = 0,863^{\circ}\text{C}/\text{W}/4" \quad (71)$$

CÁLCULO DA TEMPERATURA NO DISSIPADOR EM CADA COMPONENTE

Deve-se calcular a temperatura no dissipador em cada componente (Td1, Td2, etc) e adotar o menor valor encontrado, a fim de garantir que a temperatura de junção ficará abaixo do limite em todos os componentes fixados no dissipador.

Calculo da temperatura Td1 e Td2, referentes aos interruptores controlados na etapa CC-CC:

$$\begin{aligned}
 Td1 = Td2 &= Tj_{0m} - Ptotal_{sb} * (Rth_{JC_{sb}} + Rth_{CD}) \\
 &= 89,985^{\circ}C
 \end{aligned}
 \tag{72}$$

Calculo da temperatura Td3 à Td6, referentes aos interruptores controlados na etapa CC-CA:

$$\begin{aligned}
 Td(3,4,5,6) &= Tj_{0m} - Ptotal_{vsi} * (Rth_{JC_{vsi}} + Rth_{CD}) \\
 &= 101,628^{\circ}C
 \end{aligned}
 \tag{73}$$

CÁLCULO DA RESISTÊNCIA TÉRMICA NECESSÁRIA DO DISSIPADOR

$$Rth_{DA} = \frac{\min(Td1,2,3,4,5,6)}{2 * Ptotal_{sb} + 4 * Ptotal_{vsi}} = 1,142^{\circ}C/W
 \tag{74}$$

CÁLCULO DO FATOR DE CORREÇÃO DE COMPRIMENTO DO DISSIPADOR

A variação da resistência térmica de um dissipador não é proporcional ao seu comprimento, o fator de correção é dado pela Tabela 3, fornecida pela HS Dissipadores.

Tabela 3- Fator de correção da resistência térmica em função do comprimento do dissipador.

Comprimento	Fator de correção
10 mm	3,05
20 mm	2,21
30 mm	1,82
40 mm	1,59
50 mm	1,43
70 mm	1,22
100 mm	1,04
150 mm	0,86
200 mm	0,75
250 mm	0,67
300 mm	0,62
400 mm	0,54
500 mm	0,49

Fonte: (59), pág.: 4

Pode-se determinar o fator de correção necessária, e por consequência, o comprimento do dissipador, dividindo o $R_{th_{da}}$ encontrado na equação (74) pela resistência térmica do dissipador determinada na equação (71).

$$F_{correcao_{HS15560}} = \frac{R_{th_{DA}}}{Resistência_{term_{HS15560}}} = 1,324 \quad (75)$$

Logo pode-se determinar pela Tabela 3 o comprimento necessário do dissipador.

$$Comprimento_{min_{HS15560}} \approx 60,0mm \quad (76)$$

Devido ao espaço físico necessário para projeto e a distribuição dos componentes ao longo do dissipador, foi adotado o comprimento de:

$$Comprimento_{HS15560} = 232,0mm \quad (77)$$

CÁLCULO DO PESO E VOLUME DO DISSIPADOR

De posse dos valores de largura, altura e comprimento, pode-se determinar o mínimo volume de dissipador.

$$Vol_{dissip} = 155,0 * 60,0 * 232,0 = 2158,0cm^3 \quad (78)$$

Para o dissipador em questão tem-se $49,486g/cm^3$, logo com o comprimento pode-se calcular o peso total:

$$Peso_{HS15560} = 232 * 49,486 = 1,148kg \quad (79)$$

4.4.8 Cálculo dos elementos magnéticos

INDUTOR DO CONVERSOR BOOST DA ETAPA CC-CC

Parâmetros adotados

Densidade de corrente máxima no condutor:

$$J_{max} = 450,0 \frac{A}{cm^2} \quad (80)$$

Densidade de fluxo magnético máxima:

$$B_{max} = 0,45T \quad (81)$$

CÁLCULO DA INDUTÂNCIA

Variação de corrente no indutor:

$$\Delta I_l = 30\% * I_{cel} = 1,156A \quad (82)$$

Indutância mínima:

$$L_b = \frac{V_{mpp} * D_{dc}}{F_{SCC-CC} * \Delta I_l} = 2,217mH \quad (83)$$

Energia no indutor:

$$E_{nLb} = \frac{L_b * I_{cel}^2}{2} = 16,0mJ \quad (84)$$

DIMENSIONAMENTO DO NÚCLEO DO INDUTOR

Adotando:

$$k_p = 1,0 \quad (85)$$

$$k_w = 0,85 \quad (86)$$

Pode-se calcular o produto $A_e.A_w$:

$$A_e A_w = \frac{L_b * I_{cel}^2}{k_p * k_w * J_{max} * B_{max}} = 1,914cm^4 \quad (87)$$

Selecionado 1 Núcleo Magnetics OP43939EC, com as seguintes características:

$$A_e = 125,0mm^2$$

$$A_w = 234,3mm^2$$

$$A_e A_w = 2,92875cm^4$$

CÁLCULO DO NÚMERO DE ESPIRAS

$$N_p = \frac{L_b * I_{cel}}{A_e * B_{max}} = 152 \text{ espiras} \quad (88)$$

CÁLCULO DO ENTREFERRO

Adotando:

$$\mu_0 = 4\pi * 10^{-7} H/m \quad (89)$$

Pode-se calcular o entreferro:

$$l_g = \frac{\mu_0 * N_p^2 * A_e}{L_b} = 1,637mm \quad (90)$$

Como o núcleo é do tipo 'EE', o entreferro é dividido entre cada perna, resultando em:

$$lg \cong 0,8mm \quad (91)$$

DIMENSIONAMENTO DOS CONDUTORES

Raio de penetração:

$$\Delta l = \frac{7,5}{\sqrt{F_{s_{cc-cc}}}} = 0,04cm \quad (92)$$

Diâmetro do fio:

$$Diam_{fio} = 2 * \Delta l = 0,08cm \quad (93)$$

Logo, o fio selecionado é o AWG 20 que possui diâmetro de 0,081cm, suportando corrente de até 2,329A e área de 0,005176cm².

Seção do condutor necessária:

$$Se_{\zeta_{cond}} = \frac{I_{cel}}{J_{max}} = 8,567 * 10^{-3} cm^2 \quad (94)$$

Cálculo do número de fios em paralelo:

$$N_{fios} = \frac{Se_{\zeta_{cond}}}{Se_{\zeta_{Fio \#20}}} = \frac{8,567 * 10^{-3}}{5,176 * 10^{-3}} = 1,66 \quad (95)$$

Logo,

$$N_{fios} = 2 \quad (96)$$

CÁLCULO DO FATOR DE UTILIZAÇÃO DA JANELA

Com o intuito de verificar a possibilidade de montagem do indutor, calcula-se o fator de utilização da janela Ku, sendo que valores em torno ou menor do que 0,7 indicam a possibilidade de realização do projeto.

$$ku = \frac{N_{fios} * N_p * Se_{\zeta_{Fio \#20 \text{ isolado}}}}{Aw} = 0,81 \quad (97)$$

COMPRIMENTO ESTIMADO DO FIO DE COBRE

O comprimento estimado do fio é feito utilizando o perímetro médio da espira no núcleo selecionado:

$$Per_{med} = 6,613cm \quad (98)$$

Logo o comprimento estimado do fio a ser utilizado é:

$$Comp_{fio} = Np * Per_{med} = 10,052m \quad (99)$$

$$Res_{fio} = \frac{\rho_{cobre} * Comp_{fio}}{Nfios} = 0,224\Omega \quad (100)$$

PERDAS ASSOCIADAS AO INDUTOR

As perdas no indutor são dadas pela resistência série do enrolamento e pela perda no núcleo magnético:

$$P_{cobre_{ind}} = Res_{fio} * I_{cel}^2 = 3,324W \quad (101)$$

A perda no núcleo é dada com base no coeficiente de perdas por histerese (Kh), no coeficiente de perdas por corrente (Kf) e pela variação da densidade de fluxo média (ΔB), sendo:

$$Kh = 4 * 10^{-5} s * W \quad (102)$$

$$Kf = 4 * 10^{-10} s^2 * W \quad (103)$$

$$\Delta B = \frac{Lb * \Delta I}{Np * Ae} = 0.135T \quad (104)$$

$$P_{nucleo_{ind}} = \Delta B^{2.4} * (Kh * Fs_{CC-CC} + Kf * Fs_{CC-CC}^2) * Vol_{nucleo} = 0,178W \quad (105)$$

Logo, a perda total associada à cada indutor é:

$$P_{total_{ind}} = P_{cobre_{ind}} + P_{nucleo_{ind}} = 3,501W \quad (106)$$

A perda total nos indutores da etapa CC-CC será:

$$P_{total_{ind_{CC-CC}}} = N_{cel} * P_{total_{ind}} = 7,0W \quad (107)$$

INDUTOR DA ETAPA CC-CA

CÁLCULO DA INDUTÂNCIA

A indutância mínima necessária para o projeto foi obtida através da simulação do modelo em ambiente Matlab/Simulink, de modo a manter a estabilidade do sistema e DHT da corrente injetada abaixo de 5%.

$$L_{rede} = 13,0mH \quad (108)$$

Adotando-se então 2 indutores de 6,5mH.

ESCOLHA DO NÚCLEO

Para a escolha do núcleo foram adotados:

$$k_p = 1, \quad k_w = 0,7, \quad J_{cond} = \frac{400A}{cm^2e}, \quad B_{max} = 0,3T \quad (109)$$

Cálculo do $A_e A_w$ estimado:

$$A_e A_w = \frac{L_{rede} * I_{ac_{out}} * I_{ac_{pico}}}{k_p * k_w * J_{cond} * B_{max}} = 20,194 cm^4 \quad (110)$$

Selecionado o núcleo Thornton NEE 65/33/26 com:

$$A_e = 532,0 mm^2 \text{ e } A_w = 430,0 mm^2$$

$$A_e A_w = 22,876 cm^4$$

sendo suficiente para o projeto.

NÚMERO DE ESPIRAS

$$N_p > \frac{L_{rede} * I_{ac_{out}}}{A_e * B_{max}} > 174 \text{ espiras} \quad (111)$$

Devido a facilidade de montagem no carretel foi adotado:

$$N_p = 167 \text{ espiras} \quad (112)$$

ENTREFERRO (GAP)

Pode-se calcular o entreferro necessário por:

$$l_g = \frac{\mu_0 * N_p^2 * A_e}{L_{rede}} = 3,52 mm \quad (113)$$

Resultando em um entreferro de cerca de 1.75mm de cada lado do núcleo.

DIMENSIONAMENTO DOS CONDUTORES

Raio de penetração:

$$\Delta r = \frac{7,5}{\sqrt{\frac{F_{CC-CA}}{Hz}}} = 0,043 cm \quad (114)$$

Portando, o maior diâmetro do condutor a ser utilizado é o do fio 20AWG. Como a ondulação de corrente na frequência de chaveamento é muitas vezes menor do que a

ondulação de corrente na frequência fundamental da rede de distribuição, pode-se desprezar o efeito pelicular e utilizar um único fio.

Secção de condutor necessário:

$$Sec_{nec} = \frac{I_{acOUT}}{J_{cond}} = 0,01074cm^2 \quad (115)$$

Selecionado um único fio de bitola 16 AWG:

$$Sec_{fio16} = 0,013088cm^2 \quad (116)$$

Fator de utilização da janela ku :

$$ku = \frac{Np * Sec_{fio16}}{Aw} = 0,591 \quad (117)$$

Como o fator de utilização ku ficou abaixo de 0.7 é possível a realização física do projeto.

COMPRIMENTO ESTIMADO DO FIO DE COBRE

O comprimento estimado do fio é feito utilizando o perímetro médio da espira no núcleo selecionado:

$$Per_{med_rede} = 148,0mm \quad (118)$$

Resistência do fio utilizado à 100°C:

$$R_{fio16(100^\circ C)} = 0,000176 \frac{\Omega}{cm} \quad (119)$$

Comprimento total do fio:

$$L_{total} = L_{med_esp} * Np = 24,716m \quad (120)$$

Resistência total do fio:

$$R_{total_fio} = R_{fio16(100^\circ C)} * L_{total} = 0,435\Omega \quad (121)$$

PERDAS NO INDUTOR CC-CA

As perdas no indutor de rede, assim como indutor da etapa CC-CC, são dadas pela resistência série do enrolamento e pela perda no núcleo magnético:

$$P_{cobre_{ind_rede}} = R_{total_fio} * I_{acOUT}^2 = 8,025W \quad (122)$$

Perdas magnéticas em cada indutor:

$$P_{nucleo_{rede}} = 0,3B_{max}^{2,4} * (Kh * F_{CC-CA} + Kf * F_{CC-CA}) * Vol_{nucleo} = 0,289W \quad (123)$$

Perda total nos indutores de rede:

$$P_{total_{ind_CC-CA}} = 2 * (P_{cobre_{ind_rede}} + P_{nucleo_{rede}}) = 16,629W$$

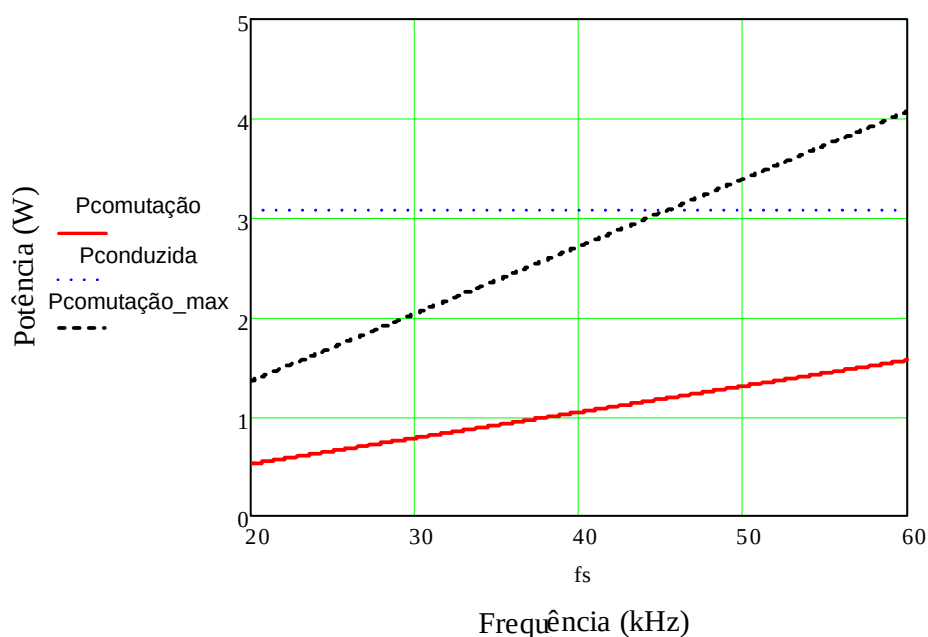
4.5 Análise para a Frequência de operação da etapa CC-CC

Neste Item 4.5 é feita uma análise sobre o impacto da frequência de operação da etapa CC-CC nos principais elementos de potência sendo eles: o indutor *boost*, o transistor e o diodo da etapa CC-CC, o dissipador e as perdas envolvidas. A frequência é variada de 25 à 60kHz e os dados são apresentados à seguir.

4.5.1 Semicondutores da etapa CC-CC

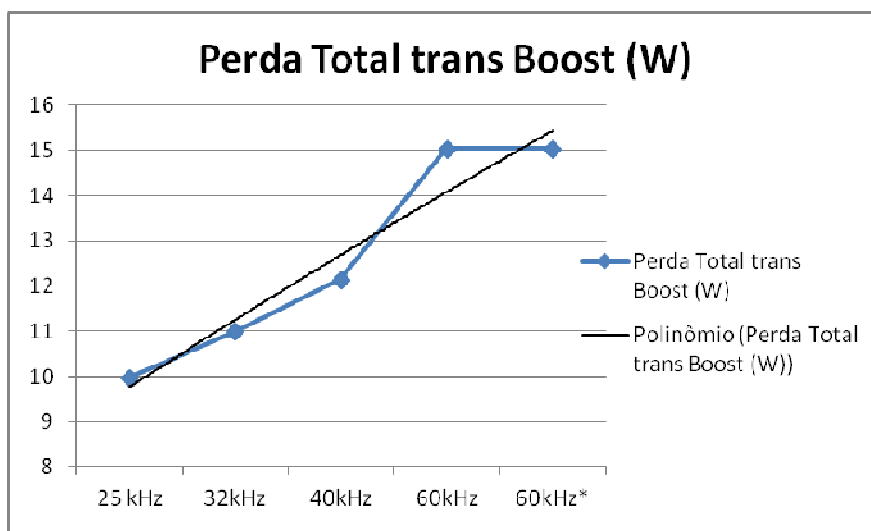
No transistor do conversor CC-CC, as perdas associadas à condução são praticamente constantes nesta faixa de frequência. Porém, as perdas por comutação se tornam mais significativas quanto maior é a frequência escolhida. A Figura 91 e a Figura 92 apresentam os gráficos das perdas para o transistor Fairchild FCP16N60N escolhido para a análise.

Figura 91- Potência em função da frequência de operação - transistor CC-CC



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 92- Perda Total no transistor CC-CC

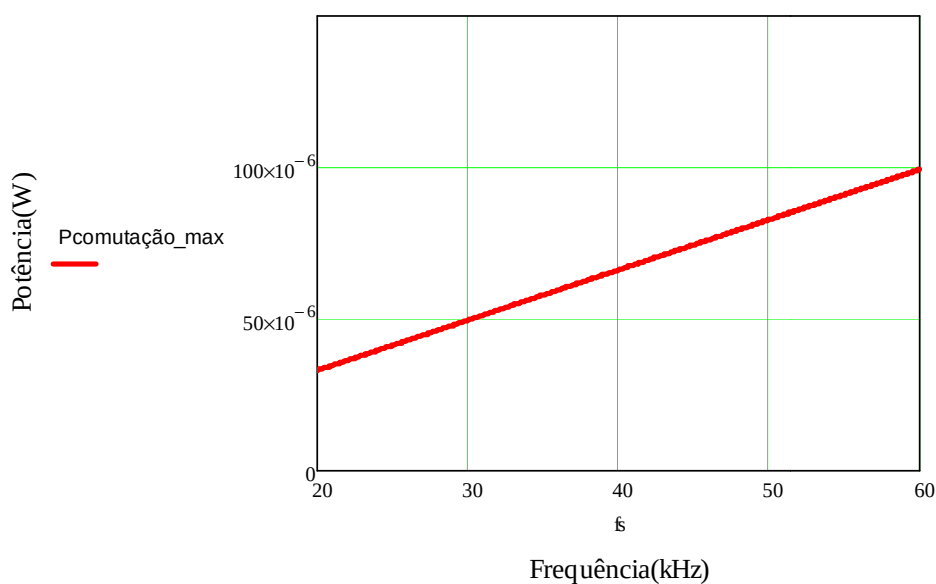


Fonte: Dados do próprio autor.

Considerando os tempos de comutação máximos apresentados pelo fabricante, pode-se verificar que acima dos 40kHz as perdas por comutação ultrapassam as perdas por condução, além do aumento significativo da potência dissipada sobre o transistor. Normalmente, especifica-se como a frequência máxima de operação aquela em que as perdas por comutação não ultrapassem 90% da potência em condução.

A Figura 93 apresenta o gráfico das perdas associadas ao diodo da etapa CC-CC.

Figura 93- Potência em função da frequência de operação - diodo CC-CC



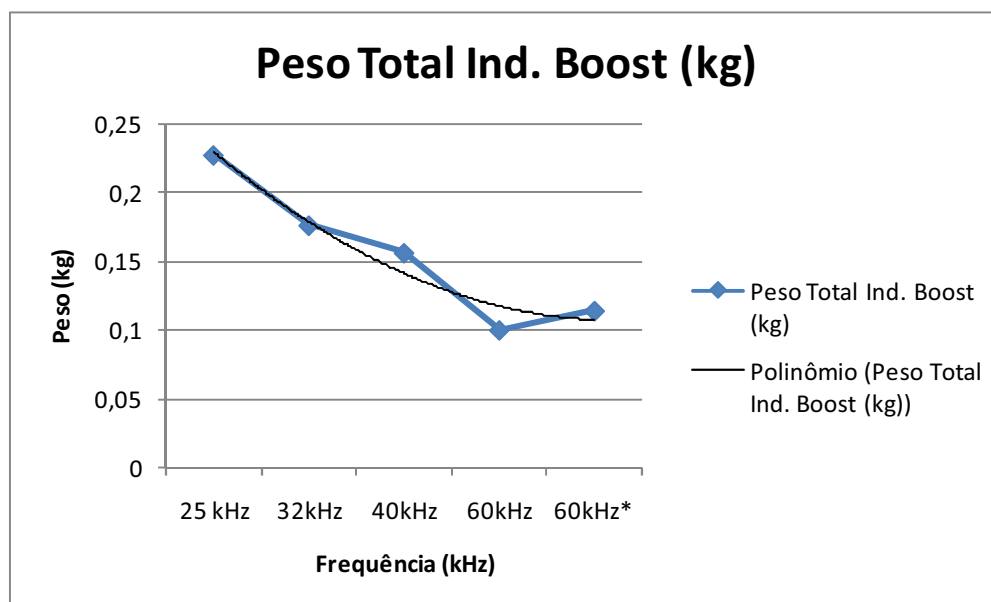
Fonte: Dados do próprio autor.

Novamente, como critério conservativo, considera-se os tempos máximos de comutação apresentados pelo fabricante. Em relação ao diodo de Silicon Carbide, as perdas associadas à comutação deste elemento são desprezíveis, não ultrapassando $200\mu W$ para toda a faixa de frequência considerada.

4.5.2 Indutor da etapa CC-CC

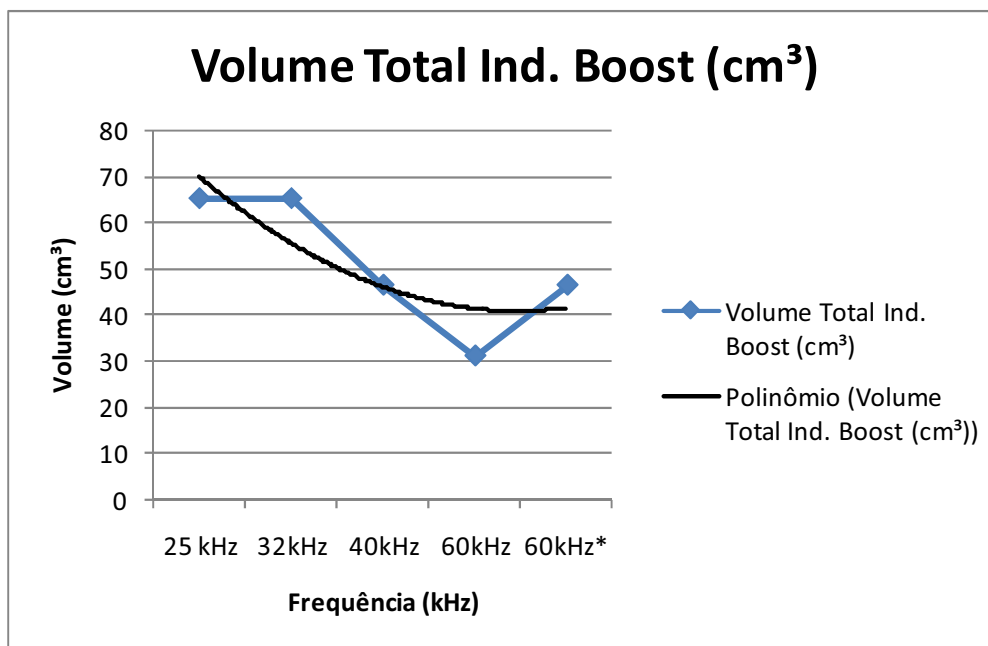
Para obter um comparativo real do impacto da frequência de operação no indutor, foi feito o projeto deste para 25, 32, 40 e 60 kHz utilizando o núcleo da magnetics otimizado para cada frequência. As figuras 89, 90 e 91 apresentam as curvas de peso, volume e perdas, respectivamente sobre o indutor

Figura 94- Peso do indutor boost em função da frequência.



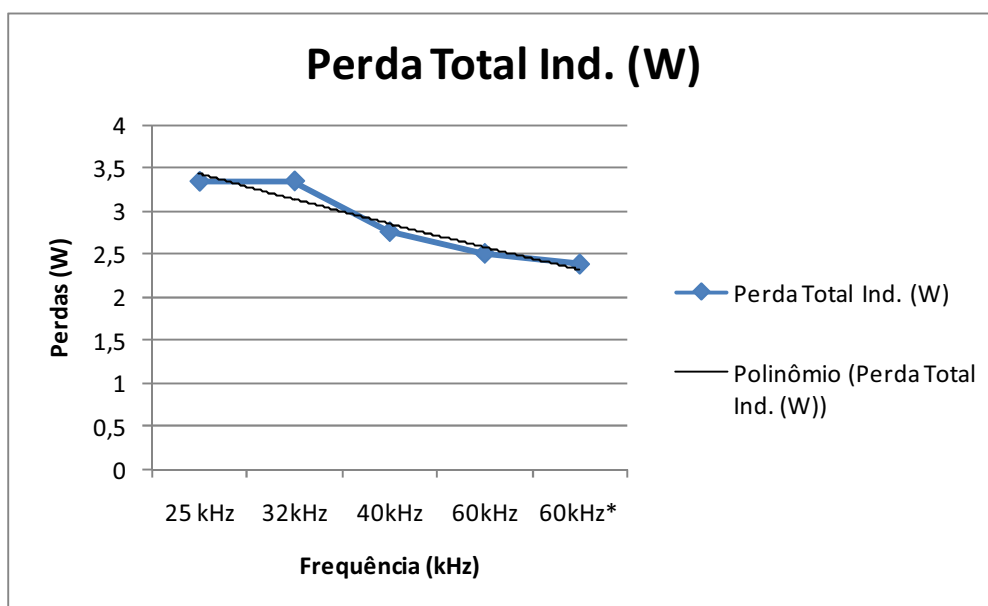
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 95- Volume do indutor boost em função da frequência.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 96- Perda no indutor boost em função da frequência.



Fonte: Dados do próprio autor.

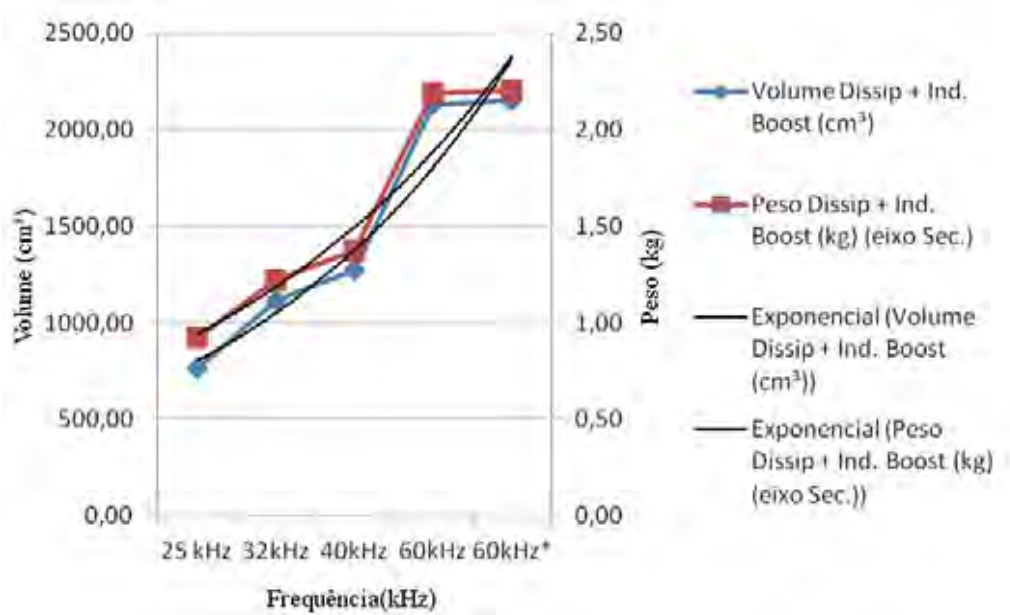
A frequência intitulada 60kHz* considera o mesmo núcleo de ferrite utilizado no projeto de 40kHz. O núcleo adequado ao projeto de 60kHz, embora seja realizável, apresentou um aumento de temperatura significativamente maior do que os demais, ultrapassando os 100°C, tido como temperatura limite de operação deste elemento magnético

Analisando os três gráficos, nota-se que embora o peso e volume diminuam praticamente na mesma proporção, a perda associada ao mesmo não decresce na mesma taxa. A diminuição da perda no indutor com o aumento da frequência não consegue compensar o aumento das perdas no transistor CC-CC (Figura 92) que cresce numa taxa muito maior, o que levaria a um aumento muito significativo de dissipador para uma redução muito pequena de peso/volume de indutor.

4.5.3 Peso e volume do dissipador e indutor

A Figura 97 apresenta o gráfico do peso e do volume do dissipador em função da frequência de operação da etapa CC-CC.

Figura 97- Peso e volume do dissipador + indutor em função da frequência de operação da etapa CC-CC.



Fonte: Dados do próprio autor.

O aumento do peso e do volume do dissipador não ocorre de forma linear de acordo com o aumento da frequência, devido ao aumento das perdas dada nos transistores da etapa CC-CC. Ao mudar a frequência de operação de 25 para 40kHz, tem-se um aumento de 49,5% no peso e volume, porém ao alterar a frequência de operação de 25 para 60kHz o aumento de peso e volume torna-se 139,0%.

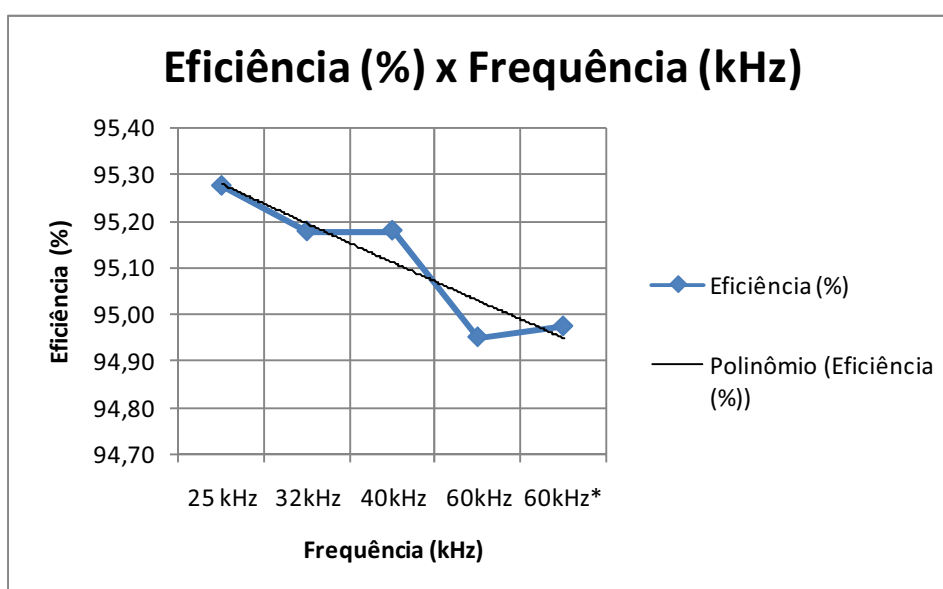
4.5.4 Eficiência estimada do conversor em função da frequência

A Figura 98 apresenta a eficiência estimada do conversor em função da frequência de operação da etapa CC-CC, considerando todas as perdas dadas na etapas de potência.

A eficiência estimada do conversor em função da frequência apresenta uma queda linear porém com baixa taxa de variação, observa-se pelo gráfico uma variação de menos de 0.5% da eficiência ao variar a frequência de 25 até 60kHz. Entre 32kHz à 40kHz a eficiência é quase constante.

Em face do exposto, é recomendável que a etapa CC-CC opere com frequência de chaveamento a partir de 30kHz e não mais do que 40kHz.

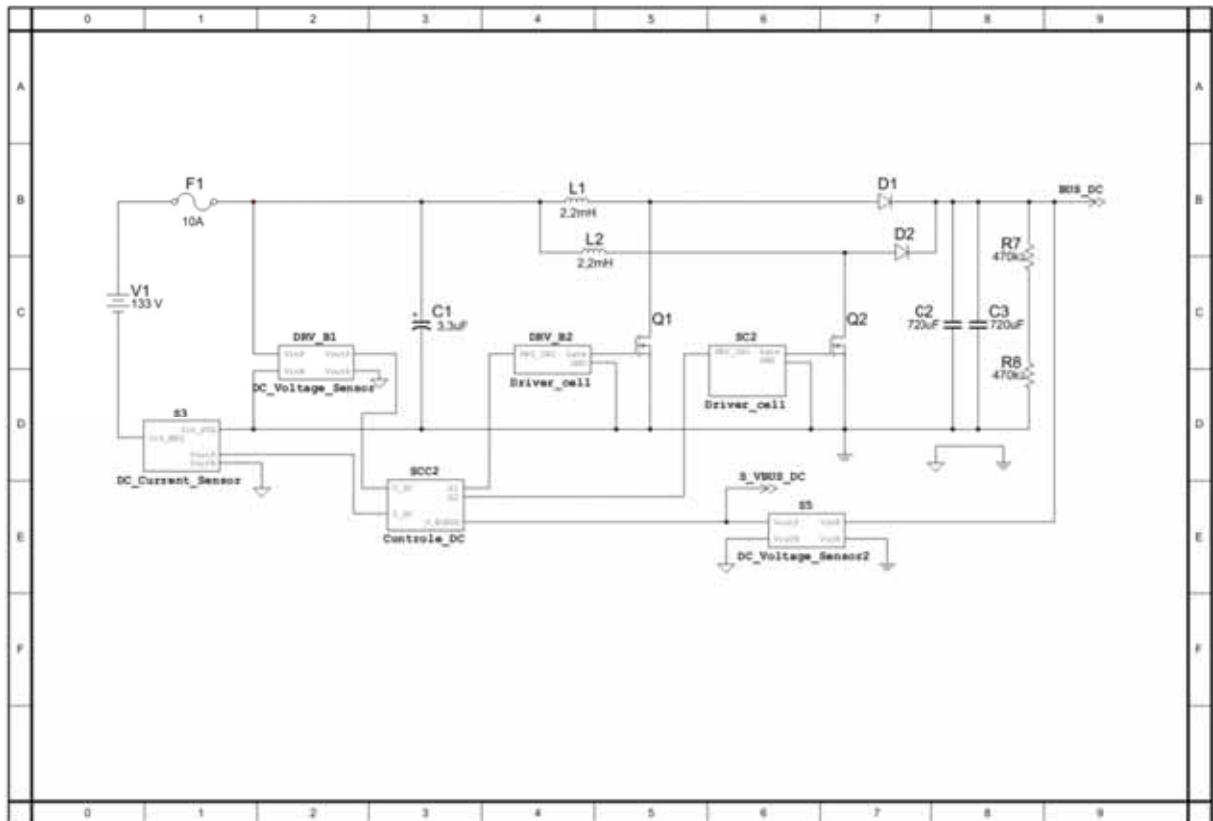
Figura 98- Eficiência total em função da frequência de operação da etapa CC-CC.



4.6 Esquema elétrico básico

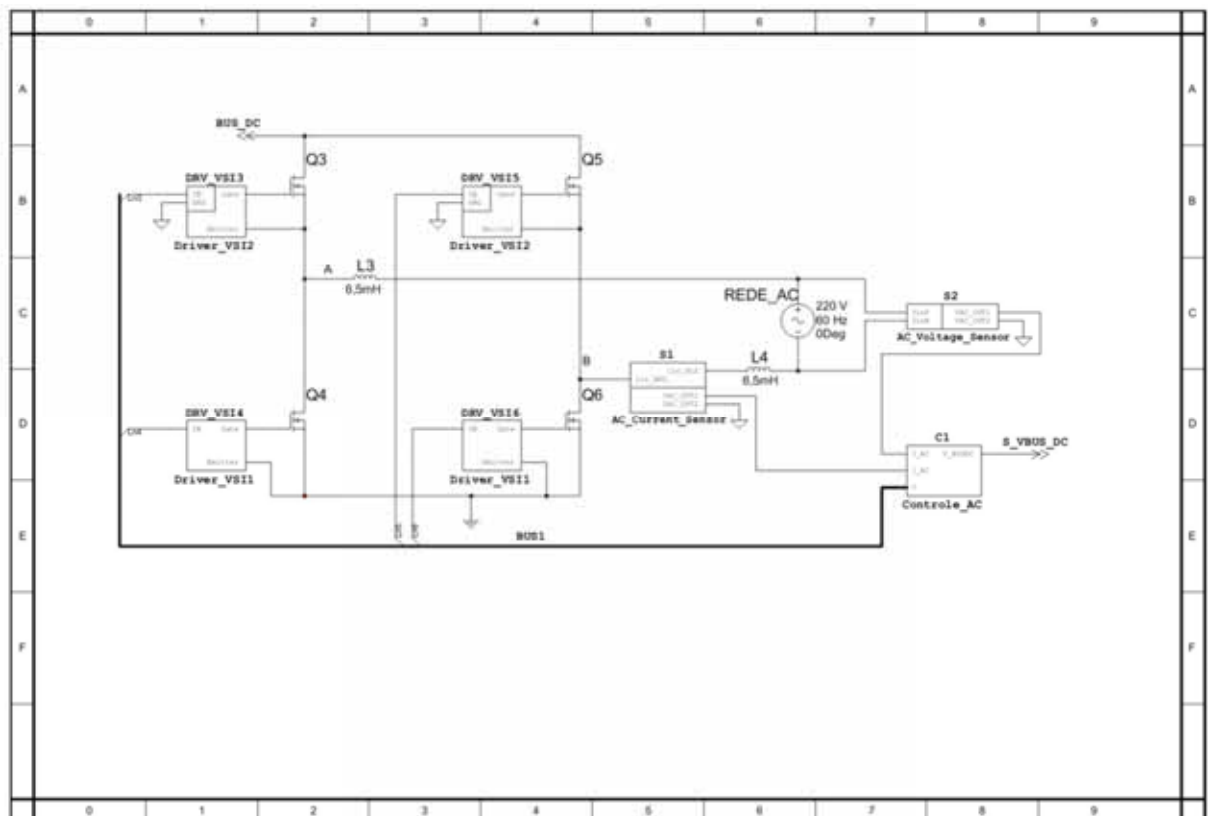
A Figura 99 e a Figura 100 apresentam um esboço básico do esquema elétrico do conversor *boost interleaved* + VSI da etapa de potência. Os circuitos de ataque das chaves e fonte auxiliar foram elaborados seguindo as recomendações de cada fabricante. Os circuitos de *snubbers* foram elaborados e validados durante a etapa de testes em bancada.

Figura 99- Esquema elétrico básico da etapa CC-CC



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 100- Esquema elétrico básico da etapa CC-CA



Fonte: Dados do próprio autor.

5 CONTROLADORES PARA A ETAPA CC-CA, ANTI-ILHAMENTO, CC-CC E MPPT

5.1 Controlador da Malha de Corrente do Inversor VSI

A planta de corrente do inversor VSI para injeção de corrente na rede é influenciada fortemente pela indutância de conexão e pela taxa de amostragem para o controle. Assim, especifica-se o controlador PI digital, considerando a taxa de amostragem igual à frequência de chaveamento ($f_a=f_s=30\text{kHz}$), com o indutor de conexão $L_r=(2\times)6,5\text{mH}$ e resistência de $200\text{m}\Omega$. O valor da resistência deste indutor quase não afeta esta malha de controle. A planta a ser controlada no plano s é dada por pela equação (124), considerando $V_{bus}=400\text{V}$:

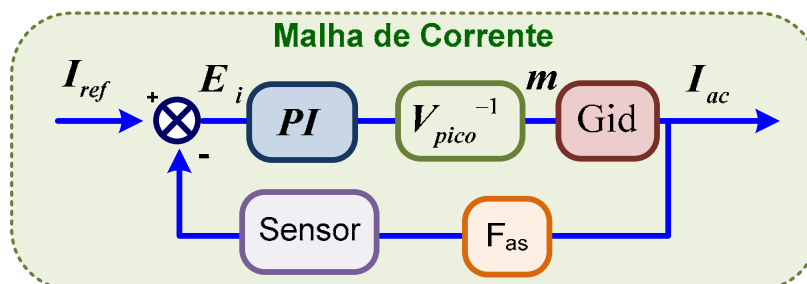
$$G_{id} = \frac{V_{bus}}{sL_r + RL_r} \quad (124)$$

Um filtro *anti-aliasing* (F_{as}) sintonizado em 15kHz é inserido após a leitura da corrente da rede, tendo a equação dada por (125):

$$F_{as} = \frac{2\pi * 15000}{s + 2\pi * 15000} \quad (125)$$

As realimentações são consideradas unitárias bem como o modulador, neste momento, e posteriormente, quando da implementação no dispositivo digital os ganhos serão adaptados para condizer com esta realimentação. O diagrama de blocos simplificado para esta malha é apresentado pela Figura 101.

Figura 101- Malha de corrente da rede



Fonte: Dados do próprio autor.

Realizou-se o projeto considerando os diagramas de bode diretamente no plano discreto, usando o ambiente Matlab e adotou-se a configuração do controlador como sendo um proporcional integral (PI), como já salientado. Com o uso do controlador dado por (126), com sua respectiva equação a diferenças (que será implementada no DSC), apresentada por

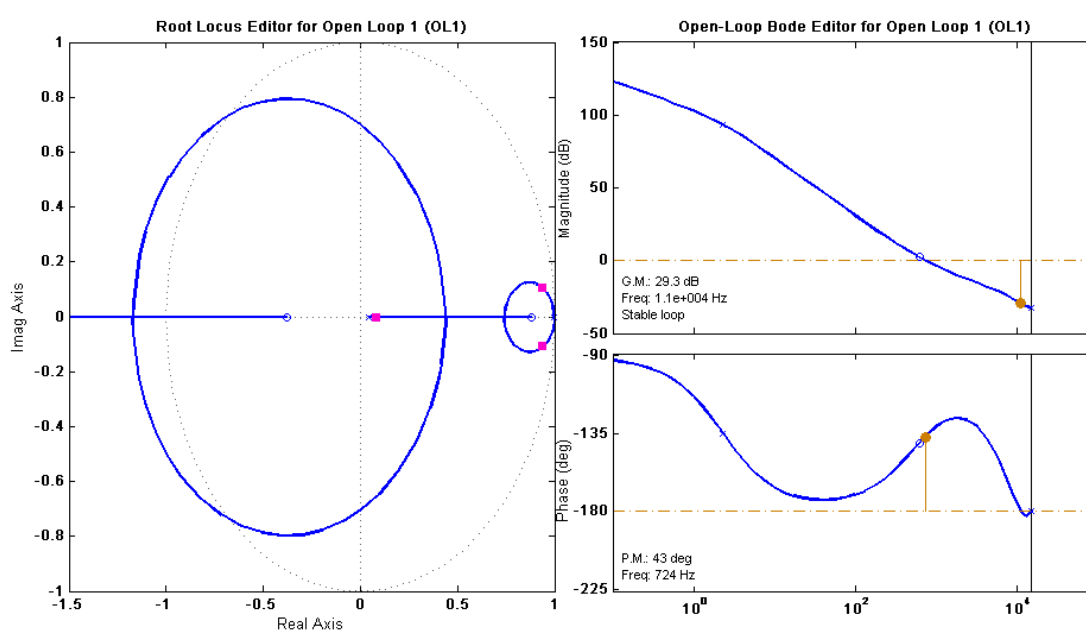
(127), mostra-se o gráfico de bode, módulo e fase do sistema compensado na Figura 102. O sistema apresenta frequência de cruzamento de ganho em torno de 724Hz e margem de fase em torno de 43 graus.

$$PI(z) = 0.13 * \frac{z - 0.88}{z - 1} \quad (126)$$

$$y(k) = y(k - 1) + 0.13e(k) - 0.1144(k - 1) \quad (127)$$

$Y(k)$ representa a saída do controlador, $e(k)$ representa o erro e as variáveis $(k-1)$ são os valores da amostra anterior.

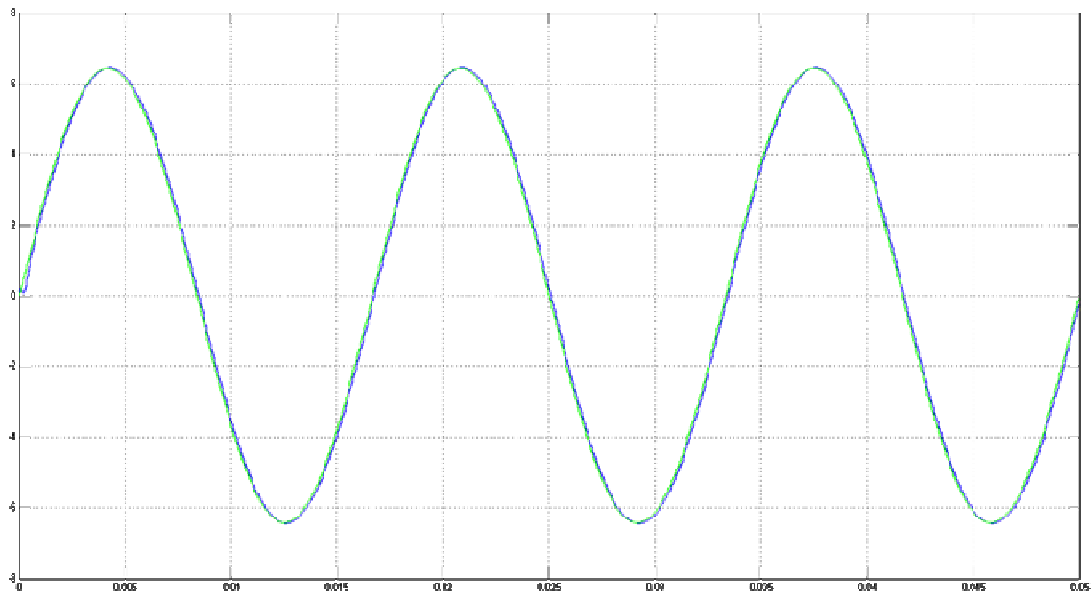
Figura 102- Sistema Compensado



Fonte: Dados do próprio autor.

Com este controlador, mostra-se a corrente de referência (verde) e a corrente injetada (azul). Nos testes com o protótipo final, este controlador apresentou excelente desempenho, resultando em um desvio máximo de 8 graus entre a corrente de referência e a corrente injetada. Os resultados práticos serão apresentados no Item 6 .

Figura 103- Comparações entre corrente injetada e a referência



Fonte: Dados do próprio autor.

5.2 Controlador da tensão do barramento considerando injeção de corrente na rede.

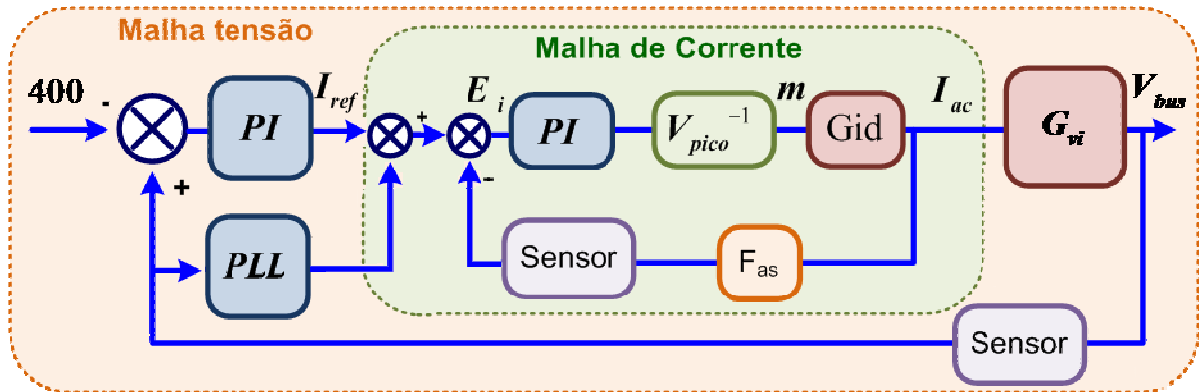
Esta malha de controle é quem impõe o valor RMS da corrente que deve ser injetada na rede, e, por este motivo, engloba a respectiva malha. Assim, tem-se um sistema a duas malhas, uma externa correspondente à da tensão do barramento e uma interna, correspondente à da corrente injetada. A velocidade da malha de tensão é tal que não distorça a corrente injetada, ou seja, tem que possuir frequência de cruzamento de ganho pelo menos 1 década abaixo da freq. da rede (60Hz). Novamente, os ganhos dos sensores são considerados unitários, sendo ajustados durante a implementação no DSC para condizer com este projeto. Esta malha é estritamente dependente do valor do capacitor de barramento CC. A planta é apresentada na equação (128) para o plano s. $V_{pk_{rede}}$ é considerada igual a 311V; C é o valor da capacitância do barramento que é igual a 780μF e η é o rendimento esperado para a estrutura VSI.

$$GVi = \frac{V_{pk_{REDE}}}{2 * n * V_{bus}} * \frac{1}{s * C} \quad (128)$$

O projeto desta malha (vide Figura 104) não necessita da mesma taxa de amostragem da corrente, e, portanto, para diminuir o esforço computacional no DSC, definiu-se a

frequência de amostragem $f_a=10\text{kHz}$. O projeto foi feito no plano discreto diretamente no MatLab. A malha de corrente entra no projeto com o inverso de seu ganho que também é unitário, mas, na implementação estes ganhos foram adaptados para condizer com o projeto. Um filtro em 6Hz é colocado após a leitura da tensão do barramento, para reduzir a influência da ondulação de corrente de 120Hz no controle.

Figura 104- Malha de tensão do barramento, que inclui a malha de corrente



Fonte: Dados do próprio autor.

$$PI(z) = 0.07 * \frac{z - 0.9999}{z - 1} \quad (129)$$

$$y(k) = y(k - 1) + 0.07e(k) - 0.069993e(k - 1) \quad (130)$$

Com este controlador o sistema apresenta frequência de cruzamento de ganho em torno de 6 Hz.

passa-baixas (PB) digital. A saída deste filtro serve como entrada para o controlador PI. A saída do PI passa por um novo filtro passa-baixas tendo como resultado a frequência rastreada. Também, a saída do PI passa por um integrador com reset para construir a rampa sincronizada com a rede.

5.4 Teste do algoritmo de ilhamento SMS com carga RLC.

O método de detecção de anti ilhamento escolhido para este trabalho foi o SMS (*Slip-mode frequency shift*), devido a melhor efetividade na detecção da condição de ilhamento e menor perturbação na rede de distribuição (22). Basicamente o método SMS tenta variar a frequência da rede elétrica, se esta estiver presente, o conversor não será capaz de alterá-la, indicando que não há a condição de ilhamento.

A carga RLC é modelada de acordo com as equações (131) à (133), com potência ativa $P=1\text{kW}$, $V=220\text{V}$, $f=60\text{Hz}$ e fator de qualidade $Qf = 2$. Este modelo se baseia na necessidade do algoritmo de anti ilhamento ser capaz de detectar a saída da rede, mesmo na presença de cargas ressonantes ($R=48.4\Omega$; $L=64,2\text{mH}$ e $C=109,61\mu\text{F}$).

$$R = \frac{V^2}{P} \quad (131)$$

$$L = \frac{V^2}{2\pi * f * Qf * P} \quad (132)$$

$$C = \frac{Qf * P}{2\pi * f * V^2} \quad (133)$$

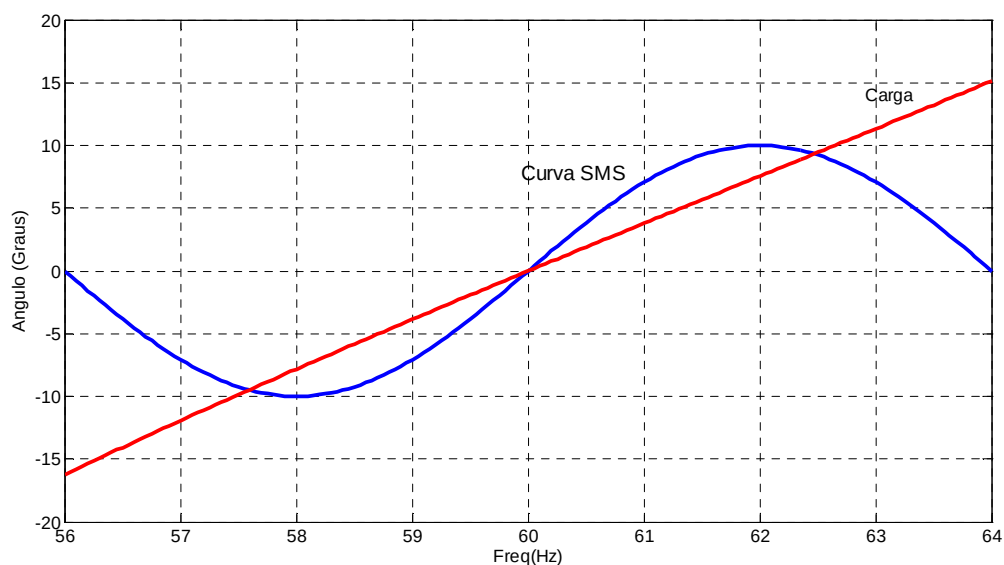
As equações que regem o método SMS são as descritas em (134) e (135); Sendo $f_{\text{rede}}=60\text{Hz}$; f_{max} é a máxima frequência em que se deseja a máxima variação do ângulo da carga (θ_{max}); f_{pll} é a frequência de leitura atual do PLL. Escolhe-se $f_{\text{max}}=62\text{Hz}$, e ($\theta_{\text{max}} = 10$ graus), significando que em 58Hz ou 62Hz a variação máxima do ângulo da carga será de 10 graus, e, o nível de frequência escolhido para o método atuar tem que ser menor do que esta variação de 2Hz, Adotando-se 1,5Hz. A saída do PLL é alterada de forma a somar a contribuição da equação (134).

$$\theta = \theta_{\text{max}} * \sin\left(\frac{\pi}{2} * \frac{f_{\text{PLL}} - f_{\text{REDE}}}{f_{\text{MAX}} - f_{\text{REDE}}}\right) \quad (134)$$

$$\frac{\theta_{\text{max}}}{f_{\text{MAX}} - f_{\text{REDE}}} \geq \frac{12Qf}{\pi^2} \quad (135)$$

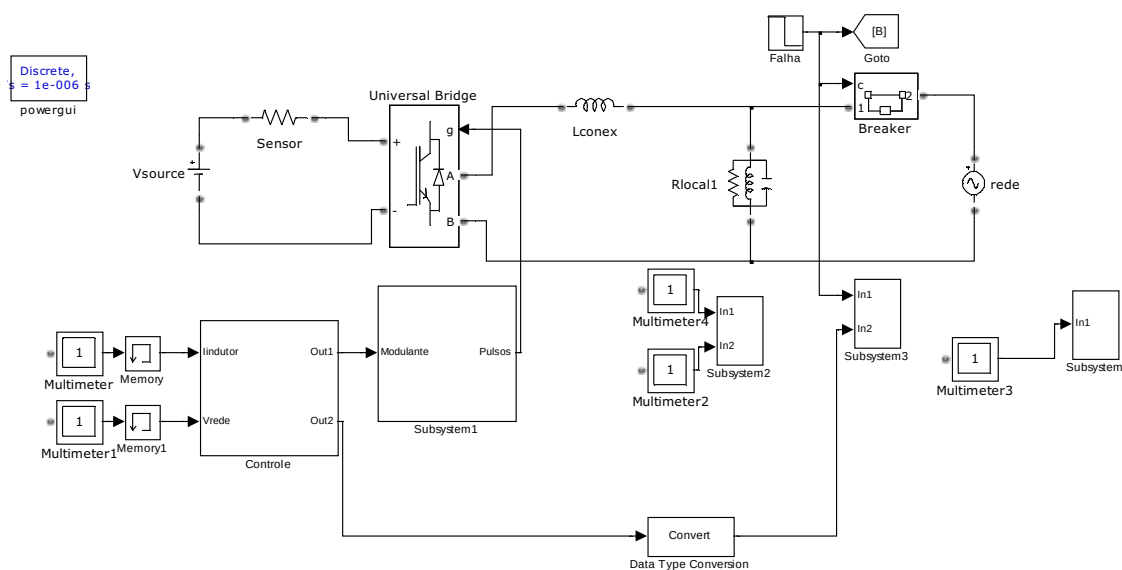
A curva do algoritmo SMS em conjunto com a curva da carga é apresentada na Figura 107, onde o ponto de cruzamento é o equilíbrio entre a carga e a frequência após retirada da rede, sendo que qualquer valor de frequência inferior ou superior à este pode ser adotado para a detecção do ilhamento pelo algoritmo. A Figura 108 apresenta o modelo de simulação para o teste do método de ilhamento.

Figura 107- Método de anti ilhamento SMS adotado



Fonte: Dados do próprio autor.

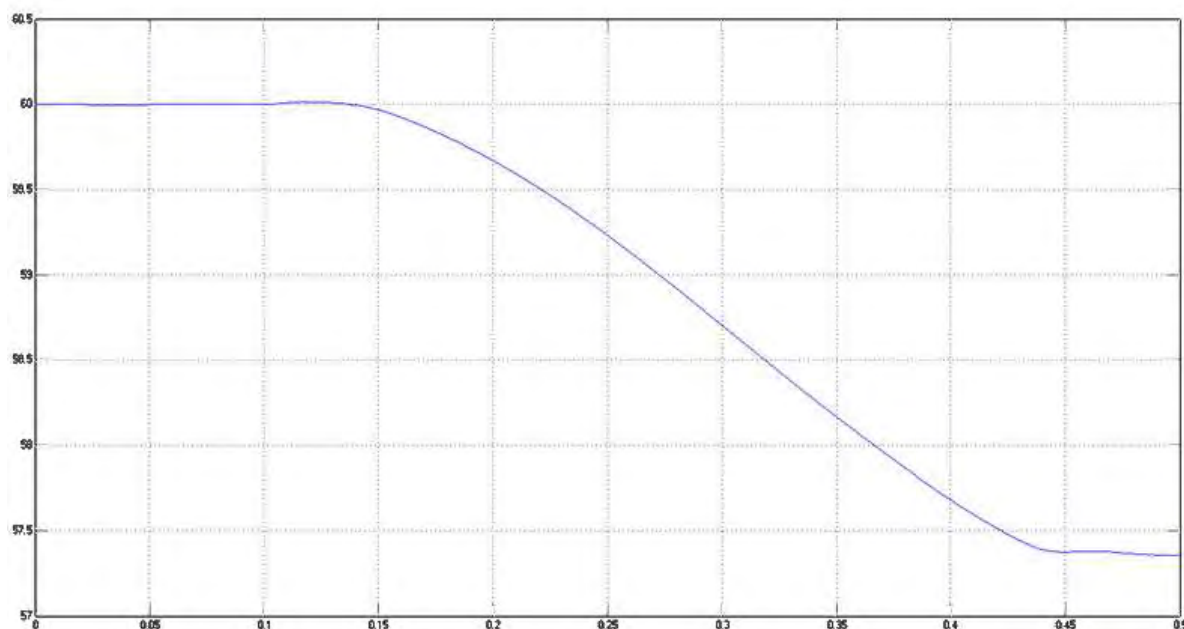
Figura 108- Modelo de simulação para testes de ilhamento



Fonte: Dados do próprio autor.

A Figura 109 mostra a mudança da frequência após a saída da rede, onde também se pode verificar o intervalo de tempo para detecção. Em 0,1s a rede é retirada e o algoritmo já inicia a mudança da frequência da carga local, neste caso, reduzindo-a.

Figura 109- Mudança de Frequência



Fonte: Dados do próprio autor.

O tempo de detecção, considerando-se a mudança de 1Hz na frequência, pode ser observado na Figura 110, sendo na ordem de 170ms. A curva em azul representa a retirada da rede e a curva em verde representa a detecção da mudança de frequência a partir de 1Hz de desvio.

Figura 110- Tempo para detecção

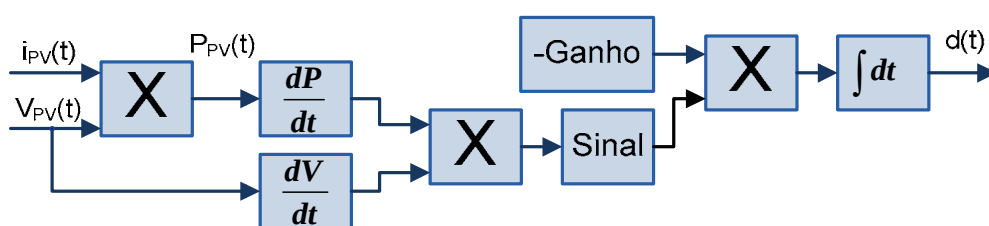


Fonte: Dados do próprio autor.

5.5 Algoritmo de MPPT

O diagrama de Blocos do Algoritmo de MPPT P&O é apresentado na Figura 111. Para maior adaptabilidade com os diversos tipos de PVs presentes no mercado, selecionou-se um algoritmo de MPPT genérico P&O como controle principal.

Figura 111- Diagrama de blocos do algoritmo de MPPT P&O.



Fonte: Dados do próprio autor.

A tensão e a corrente do painel são mensuradas e há o cálculo da potência instantânea $P_{PV}(t)$. Calcula-se a derivada da potência e da tensão no tempo. Multiplica-se estes dois valores para se verificar o sinal da derivada de potência em relação à tensão. O Ganho é multiplicado pelo sinal da derivada (positiva ou negativa) e este valor é incrementado no integrador até se obter o ponto de máxima potência.

NOTAS:

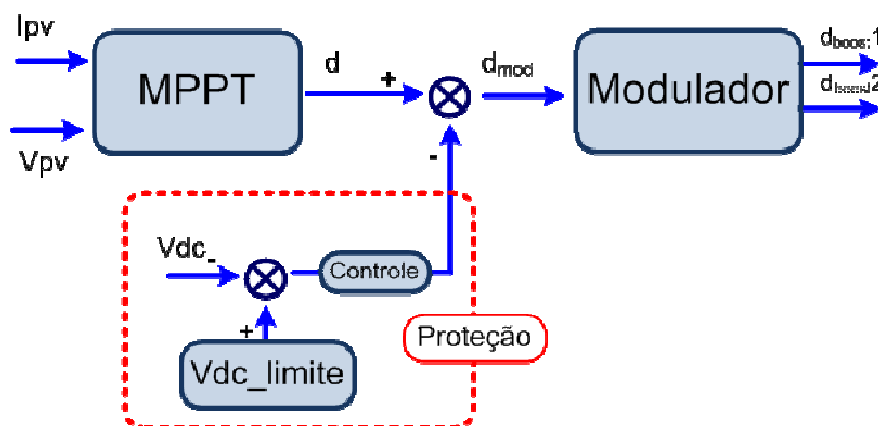
- 1) O Ganho é negativo para garantir a correta direção do MPPT. Este Ganho altera a velocidade de rastreamento do MPPT e também as oscilações no ponto ótimo. É o ponto de ajuste do método.
- 2) Apenas o sinal da derivada de potência (positiva ou negativa) é necessário. Assim, para simplificação no código a ser implementado no controle digital, usa-se uma multiplicação ao invés de uma divisão ao fazer $[(dP/dt)*(dV/dt)]$. Originalmente no simulink foi usado $[(dP/dt)/(dV/dt)]$.

5.6 Diagrama em blocos do controle da etapa CC-CC

O diagrama da Figura 112 sintetiza o controle da etapa *boost*, composto pelo algoritmo de MPPT, e, como controle auxiliar, uma proteção de sobre tensão do barramento CC é necessária. Neste sentido:

- 1) O algoritmo de MPPT P&O utiliza como entrada a tensão e a corrente do PV e fornece a razão cíclica principal de trabalho.
- 2) O controle de sobre tensão do barramento utiliza como entradas a tensão V_{pv} deste barramento e a razão cíclica principal (advinda do algoritmo de MPPT), fornecendo a razão cíclica modificada. Esta proteção somente atua em casos de sobre tensão, reduzindo a razão cíclica de modo a garantir a integridade do conversor.

Figura 112- Diagrama de blocos simplificado para o estágio CC-CC



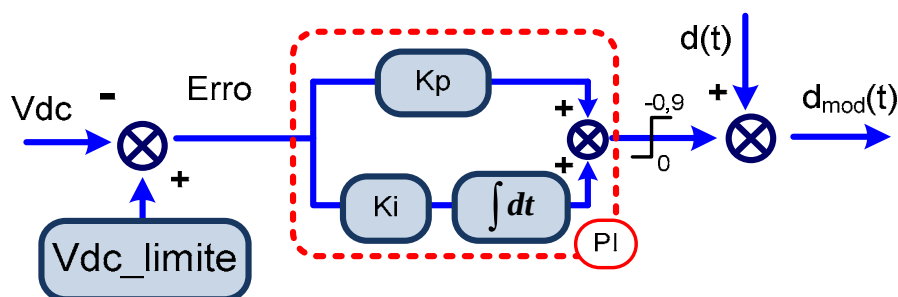
Fonte: Dados do próprio autor.

5.6.1 Proteção

O diagrama de Blocos da Proteção é apresentado na Figura 113.

O erro entre a tensão do barramento e a tensão máxima permitida serve como entrada para o controlador PI, que regula as dinâmicas necessárias para a correta proteção da tensão do barramento CC. A saída desta proteção é adicionada à razão cíclica principal de trabalho, modificando-a de forma a proteger o conversor. Esta proteção somente atua caso os níveis de tensão forem ultrapassados do máximo permitido em *software*.

Figura 113- Diagrama de blocos da proteção de tensão do barramento.



Fonte: Dados do próprio autor.

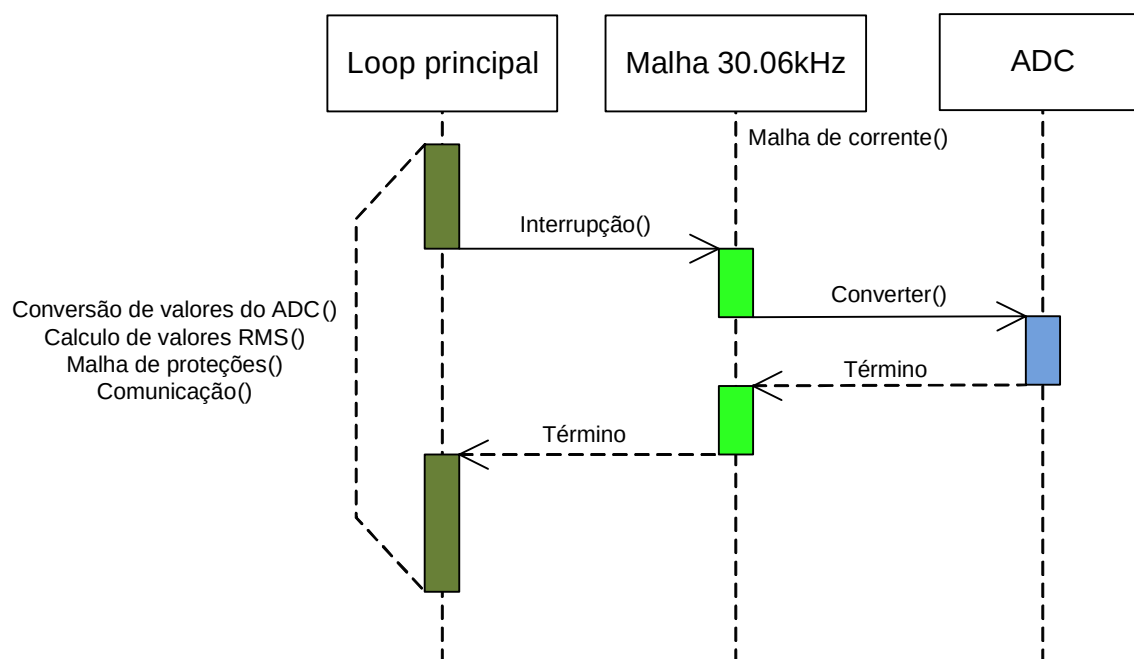
5.7 Controle digital do conversor

Todo o controle do conversor foi projetado de forma digital utilizando um DSC (*Digital Signal Controller*) da Freescale modelo MC56F8257, que utiliza a CPU da família 56800E, implementado em uma placa de desenvolvimento modelo TWR-56F8257. Este modelo apresenta como principais características uma frequência de operação de 60MHz, operação de multiplicação em 1 ciclo de máquina, operação com ponto fixo no formato q15 ou q31, conversor AD de 12 bits e periférico avançado de PWM com 6 canais de alta resolução.

5.7.1 Sequência básica de execução das rotinas

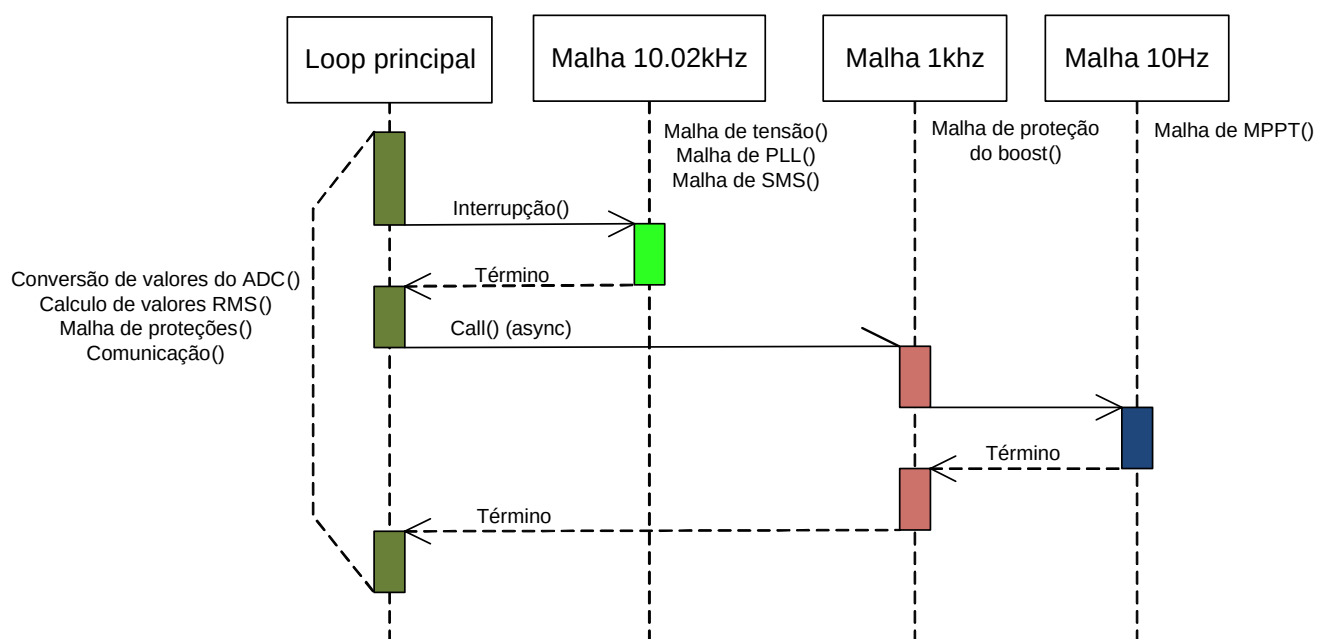
Este item apresenta a sequência de execução básica das interrupções do *firmware* na Figura 114 e na Figura 115. Existem duas interrupções principais, uma na taxa de 30.06kHz e outra na taxa de 10.02kHz. Esta última interrupção serve como base de tempo para a chamada de execução das rotinas em 1kHz e 10Hz. Cada interrupção é encarregada de executar as rotinas críticas, sendo a de controle de corrente CA, controle de tensão do barramento CC, sincronismo e anti ilhamento, controle da etapa CC e MPPT. Estas funções serão especificadas nos Itens 5.7.2 , 5.7.3 , 5.7.4 e 5.7.5 .

Figura 114- Sequência de execução da interrupção de 30.06kHz



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 115- Sequência básica de execução da interrupção de 10.02kHz

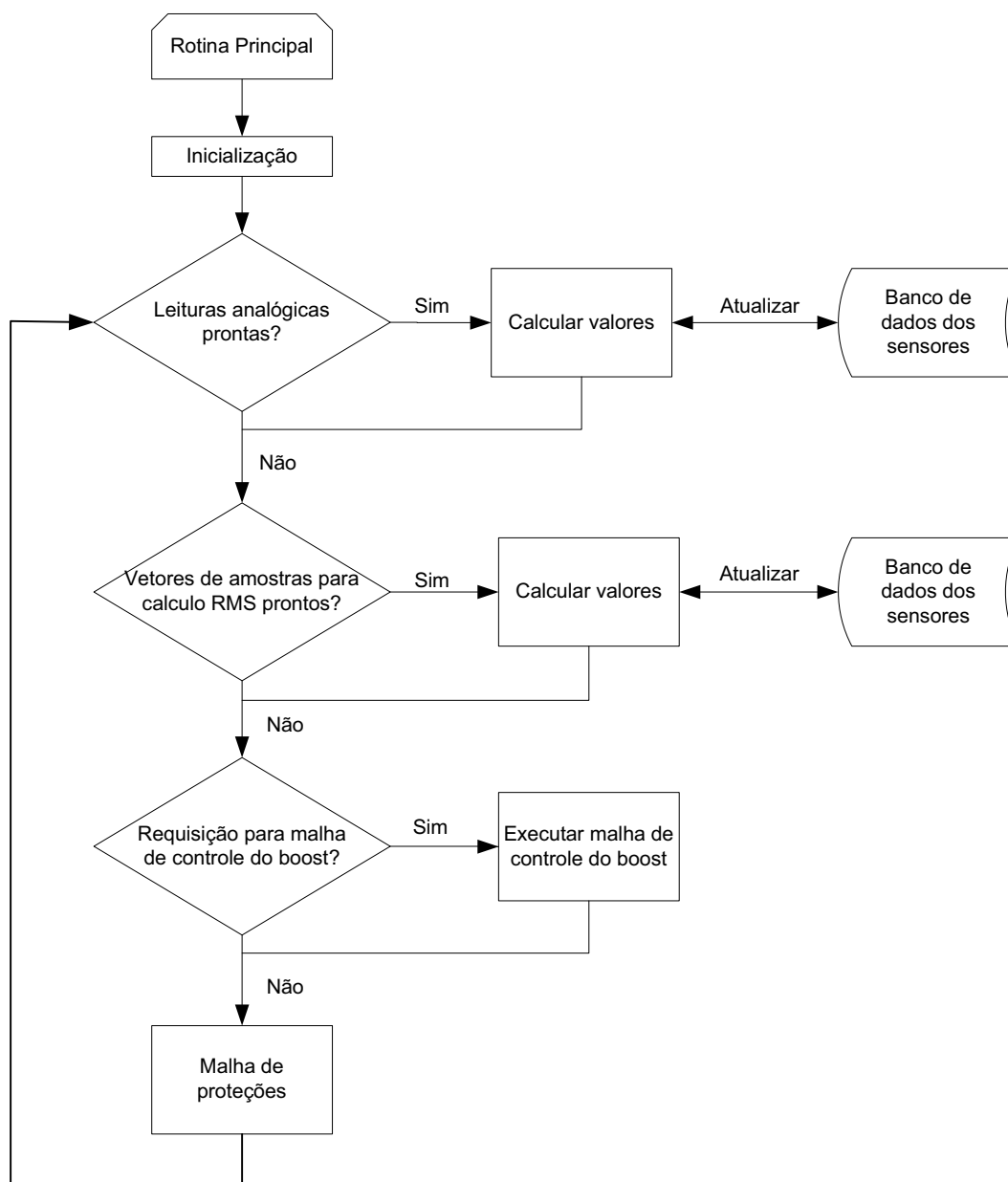


Fonte: Próprio autor

5.7.2 Fluxograma básico da rotina de controle principal

A seguir na Figura 116 é apresentado um fluxograma básico da rotina de controle principal, ressaltando somente as funcionalidades essenciais. Todas as tarefas que estão nessa rotina são executadas no tempo livre do processador, dessa forma, somente as tarefas assíncronas devem ser incluídas neste fluxo de código.

Figura 116- Fluxograma básico da rotina de controle principal.



Fonte: Dados do próprio autor.

A etapa de inicialização é executada somente uma vez e se encarrega de impor os estados iniciais em todas as variáveis necessárias, e também define todos os estados das portas I/Os e PWMs.

Quando o periférico de conversão de sinais Analógico-Digital termina de obter as amostras de todos os canais necessários, é feita a transformada dos valores digitais para valores reais (tensão, corrente e temperatura).

Para o cálculo dos valores eficazes de tensão e corrente, um vetor de amostras é preenchido, e quando está completo, a rotina principal realiza os cálculos para obter os valores RMS.

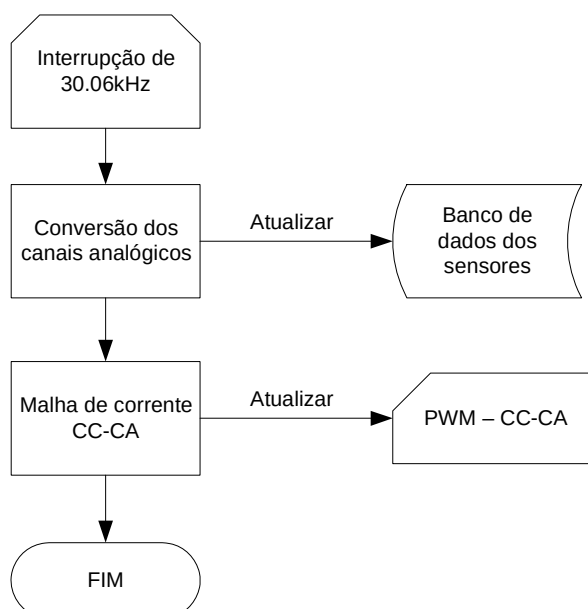
Derivado na interrupção de 10.02kHz, um contador avisa quando o período de 1kHz foi atingido, e a rotina principal executa a malha de controle da etapa CC-CC.

A cada iteração, todas as proteções são verificadas e caso necessário, a ação cabível é executada.

5.7.3 Fluxograma da interrupção de 30.06kHz

Esta interrupção é responsável por executar a leitura dos canais analógico-digital e executar a malha de controle de corrente da etapa CC-CA. Sendo a malha mais crítica de controle, esta interrupção tem prioridade sobre as demais. Todo o código desta malha é otimizado para execução mais rápida possível.

Figura 117- Fluxograma da interrupção de 30.06kHz.

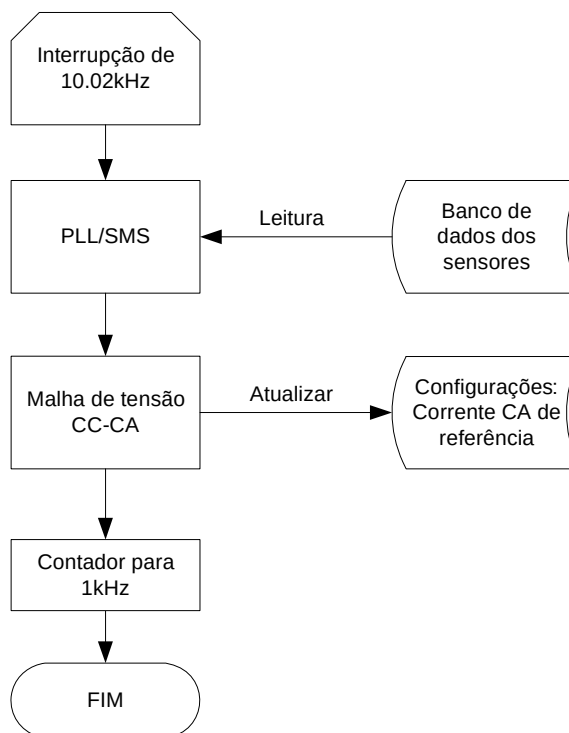


Fonte: Dados do próprio autor.

5.7.4 Fluxograma da interrupção de 10.02kHz

Esta interrupção é responsável por executar a malha do algoritmo de PLL, algoritmo de SMS, Malha de tensão CC-CA e incrementar o contador para execução da rotina de controle da etapa *boost* e MPPT. Tem menor prioridade do que a malha de 30.06kHz e maior prioridade do que as demais.

Figura 118- Fluxograma da interrupção de 10.02kHz.

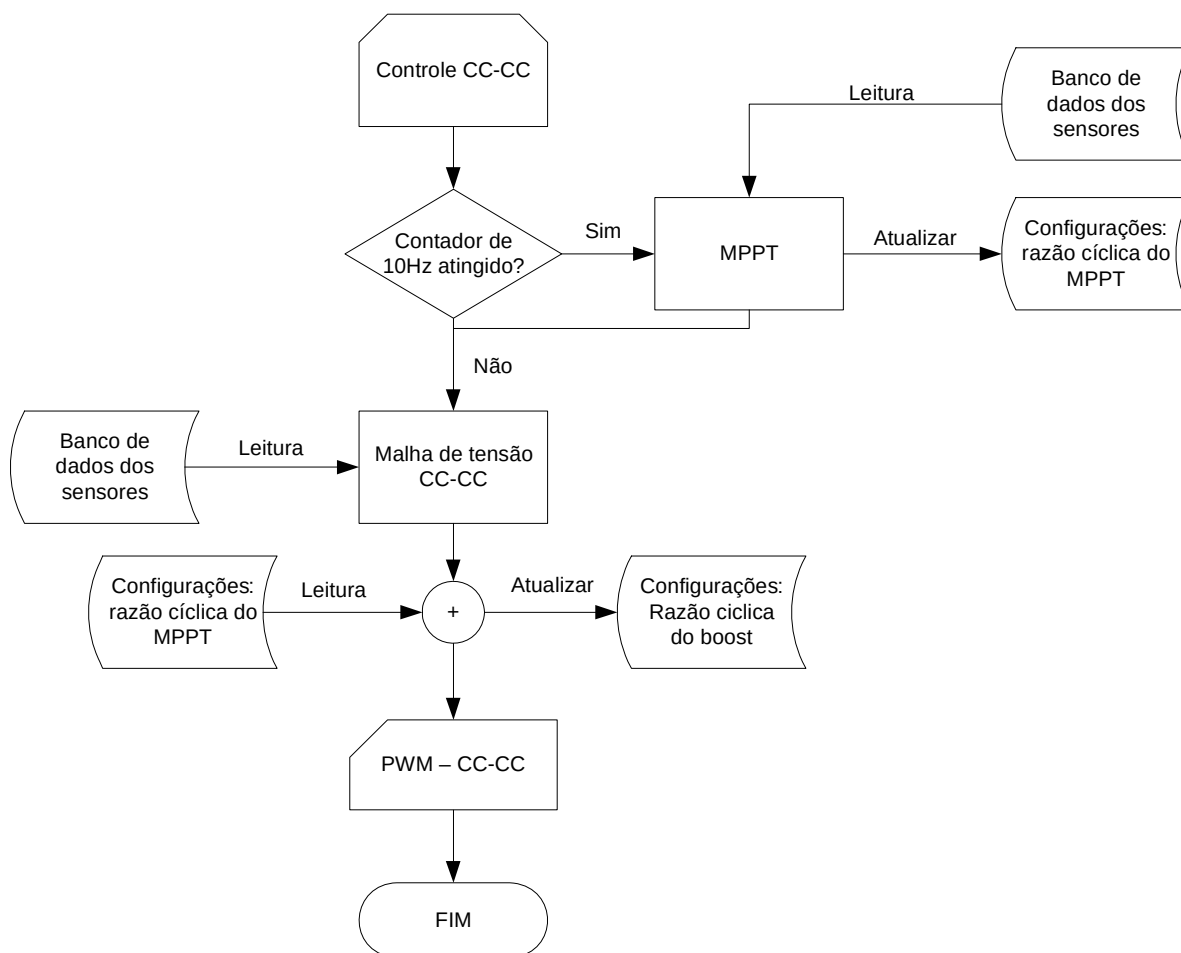


Fonte: Dados do próprio autor.

5.7.5 Fluxograma do controle da etapa *boost* e MPPT

Esta rotina é responsável por executar a malha de controle da etapa CC-CC, executando o ciclo de controle da etapa *boost* sempre que marcado como solicitado pela interrupção de 10.02kHz (através de um contador). Esta solicitação acontece na taxa de 1kHz. Junto com a malha de controle da tensão limite da etapa *boost*, é derivada a execução da rotina de MPPT, que ocorre na taxa de 10Hz.

Figura 119- Fluxograma do controle da etapa *boost* e MPPT.



Fonte: Dados do próprio autor.

5.8 Considerações do capítulo

As equações e diagramas dos controles apresentados nesse capítulo foram desenvolvidas e testadas em simulação através do ambiente Matlab/Simulink. Também foram testadas isoladamente no ambiente de simulação do controlador DSC escolhido para o trabalho (ambiente CodeWarrior). A união das malhas de controle e verificação do desempenho quando em operação real no DSC é apresentada no item 6 .

6 IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 Objetivos

Testar cada algoritmo implementado no DSC juntamente com as etapas de potência é o objetivo principal deste capítulo. Como o conversor proposto opera os estágios elevador e inversor de forma independente, em virtude do barramento CC intermediário, é possível testar cada grupo de algoritmos de forma também independente. O algoritmo de MPPT pode ser testado apenas com o conversor elevador, enquanto que os algoritmos PLL e a malha de corrente podem ser testados com a parte do inversor VSI.

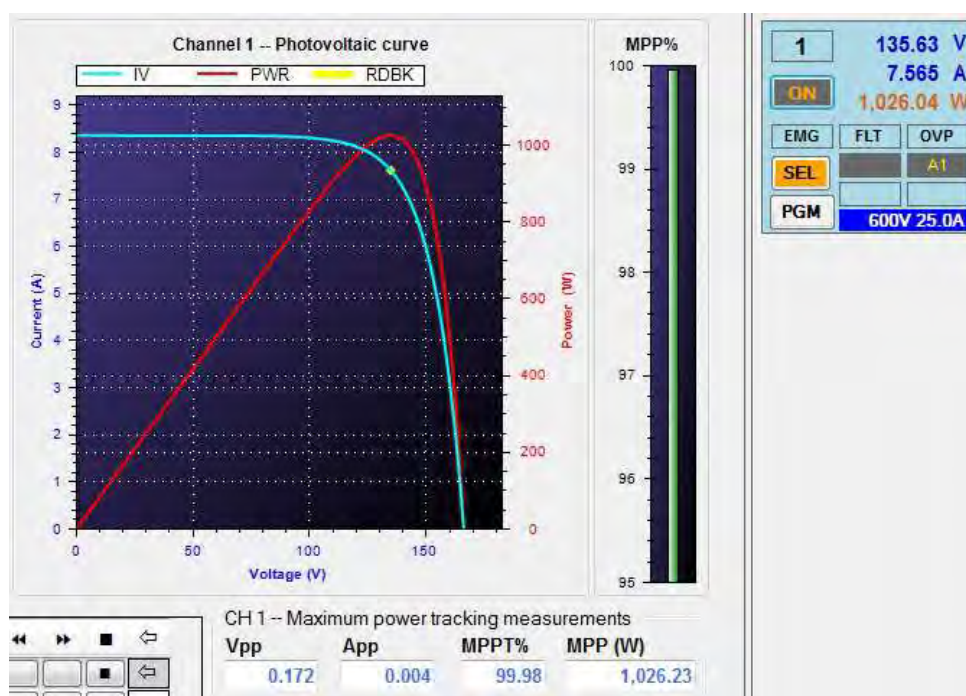
Os tempos de resposta do conversor frente aos distúrbios da rede de distribuição CA foram adaptados para atender ao projeto de norma da ABNT em discussão, número 03:082.01-001, chamado "Sistemas fotovoltaicos (FV) – Características da conexão à rede elétrica" e 03:082.01-002 "Procedimento de ensaio de anti ilhamento para inversores de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica". Cada característica atendida da norma será comentada no item pertinente.

6.2 Teste Algoritmo MPPT

O algoritmo de MPPT foi testado com auxílio da fonte emuladora de painéis solares TerraSAS (*Photovoltaic Simulator ETS 600/25*) para prover potência nominal de 1025W de pico. Este algoritmo apresentou excelente desempenho em regime permanente e está ainda com uma deficiência no rastreamento quando há mais de um ponto de máxima potência local (efeito que ocorre quando há sombreamento em um ou mais painéis fotovoltaicos no ramo). A eficiência média de rastreamento do MPP ficou acima de 98% em todos os testes.

Para a inicialização da extração da máxima potência, foi utilizado uma combinação com o algoritmo de MPPT de tensão constante (CV). Ao iniciar o conversor, a razão cíclica D da etapa CC-CC é incrementada, de forma lenta e gradual, até um valor limite previamente estabelecido ou até uma determinada porcentagem da tensão de circuito aberto (tipicamente 78% de V_{oc}) do PV. Após a inicialização, o algoritmo P&O assume o controle da extração de máxima potência.

Figura 120- Resultados para o algoritmo de MPPT usando conversor *boost interleaved* em regime.



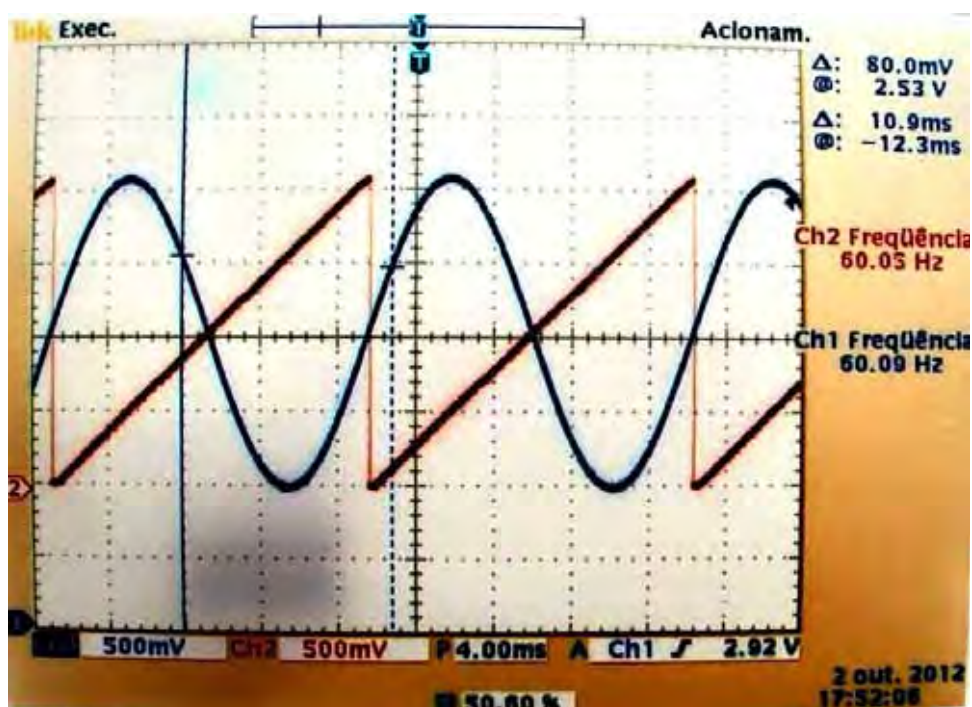
Fonte: Dados do próprio autor.

6.3 Teste Algoritmo PLL

O algoritmo PLL foi testado na rede convencional em 220V e também com auxílio da fonte emuladora de tensões da *Califórnia Instruments* (5001iX-CTS) a fim de simular redes com distorções harmônicas. Cada situação e os respectivos resultados são apresentados à seguir.

Como primeiro teste, o algoritmo de sincronismo foi submetido à uma tensão da rede composta apenas pela fundamental de 60Hz. Como o algoritmo de PLL assume no início que a frequência da rede já está em 60Hz, torna-se necessário sincronizar apenas o ângulo, sendo feito em poucos ciclos de rede (tipicamente menor do que 300ms). A Figura 121 apresenta a tensão da rede em azul e a rampa ωt resultante do algoritmo de PLL em vermelho. Pode-se observar o perfeito sincronismo entre os sinais.

Figura 121- Tensão da rede em 220V sincronizada com a rampa $\omega.t$.

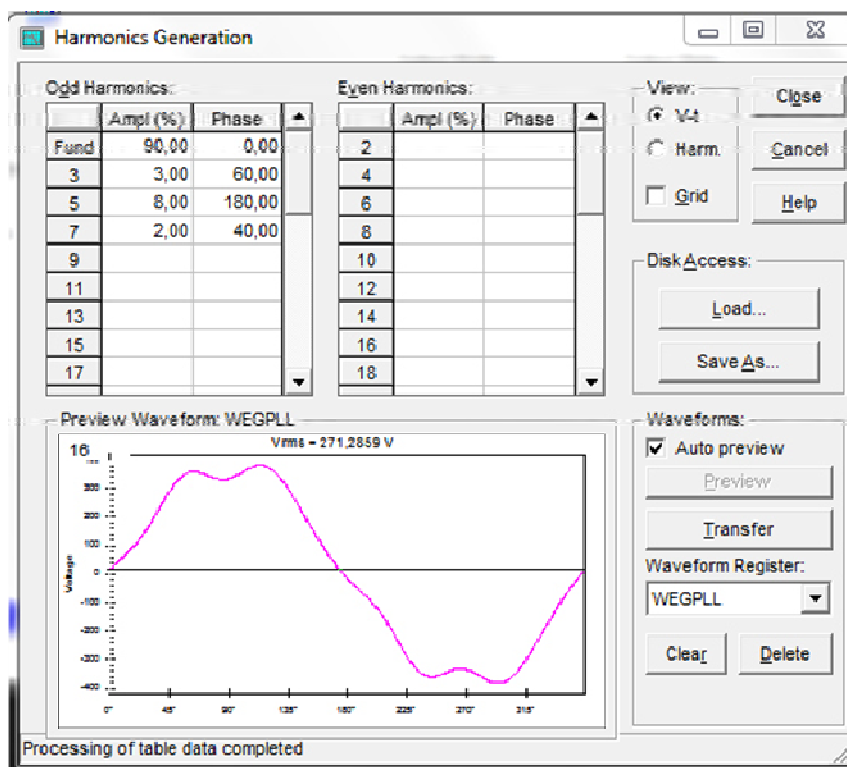


Fonte: Dados do próprio autor.

Na sequência, o algoritmo de PLL foi submetido à uma tensão de rede típica com harmônicos, como afundamento nos picos negativos e positivos. A Figura 122 apresenta as características da tensão gerada, contendo 3% de 3ª harmônica (fase 60°), 8% de 5ª harmônica (fase 180°) e 2% de 7ª harmônica (fase 40°).

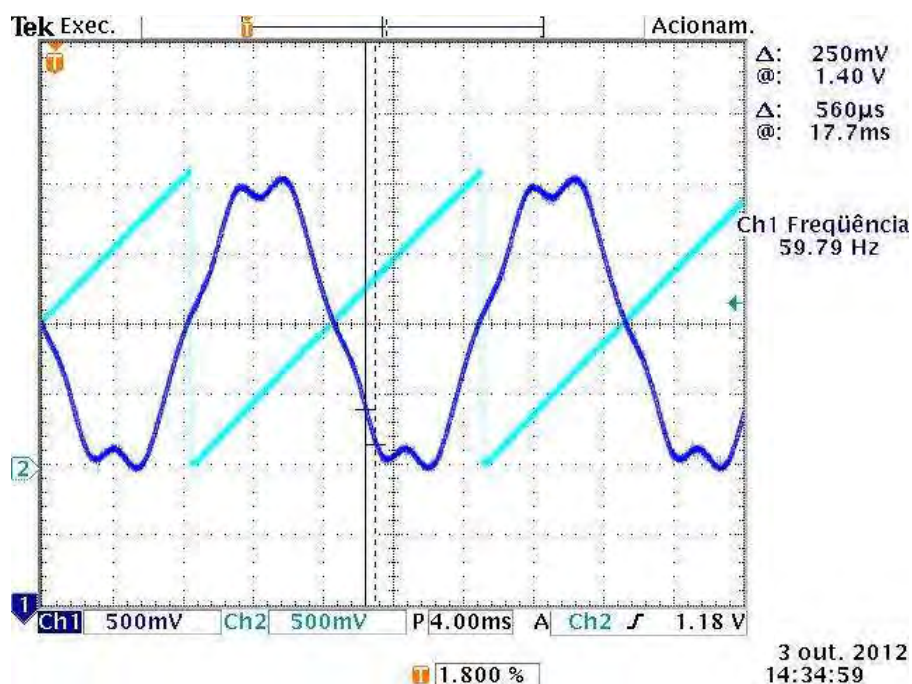
Observa-se na Figura 123 que a rampa $\omega.t$ do algoritmo de PLL conseguiu sincronizar perfeitamente com a tensão da rede de energia. O tempo de sincronismo obtido foi o mesmo em relação a tensão de rede sem harmônicos.

Figura 122- Gerador de harmônicos



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 123- Tensão de saída da Califórnia em 220V sincronizada com a rampa w.t.

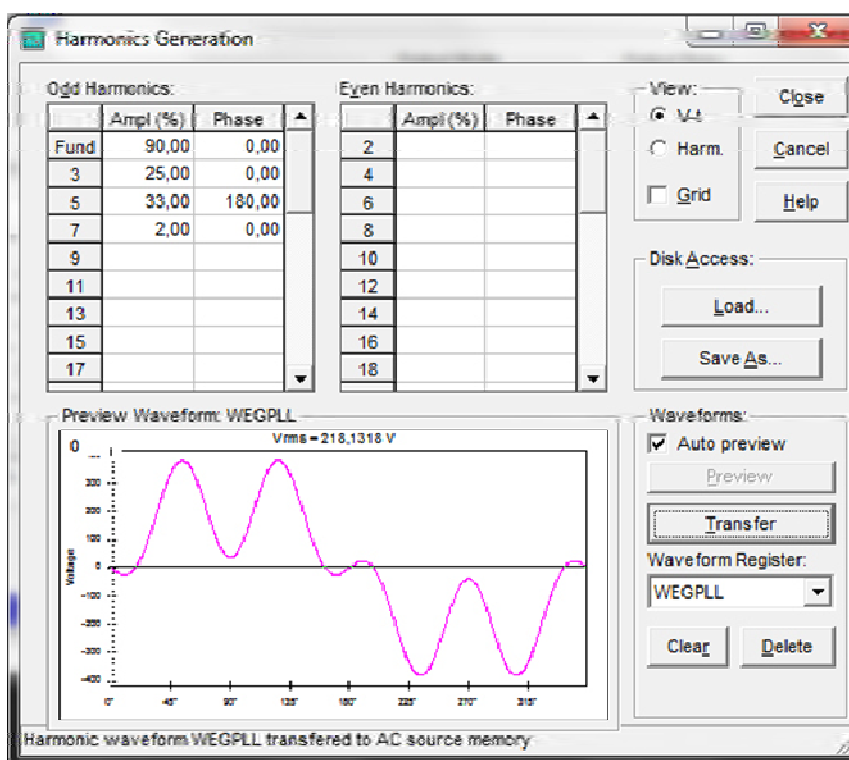


Fonte: Dados do próprio autor.

Para testar o algoritmo em uma condição extrema, o simulador de rede elétrica foi programado para gerar uma forma de onda que apresente mais de dois cruzamentos por zero

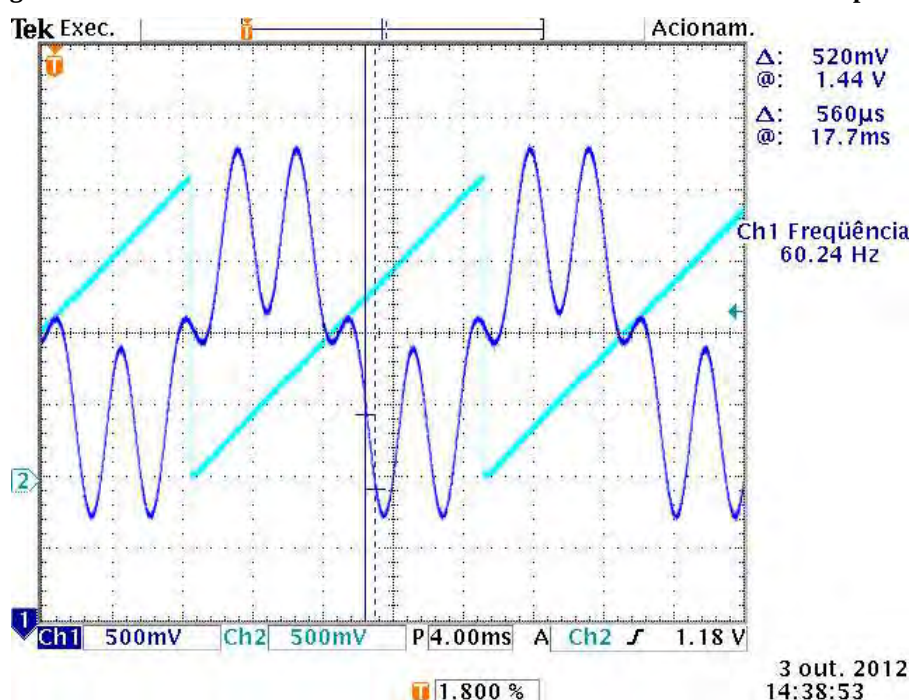
por ciclo de rede, resultando na forma de onda observada na Figura 124 composta por 25% de 3ª harmônica (fase 0°), 33% de 5ª harmônica (fase 180°) e 2% de 7ª harmônica (fase 0°).

Figura 124- Gerador de harmônicos



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 125- Tensão da saída da Califórnia em 220V sincronizada com a rampa $\omega.t$.

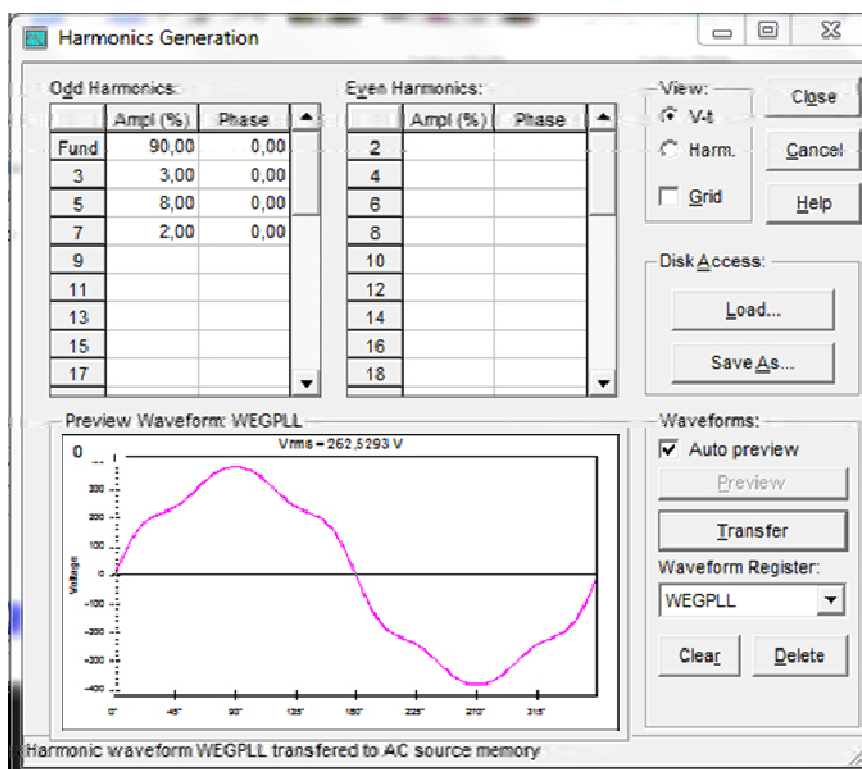


Fonte: Dados do próprio autor.

Ainda com uma considerável carga harmônica na rede, a rampa $\omega.t$ do algoritmo de PLL conseguiu sincronizar perfeitamente com a tensão da rede de energia elétrica (Figura 125), mantendo o mesmo tempo de sincronismo da forma de onda sem harmônicos.

Como último teste, uma quarta forma de onda foi gerada, caracterizada por uma considerável componente harmônica de 5ª ordem e fase de 0° . Pode ser observada na Figura 126 composta por 3% de 3ª harmônica (fase 0°), 8% de 5ª harmônica (fase 0°) e 2% de 7ª harmônica (fase 0°).

Figura 126- Gerador de harmônicos

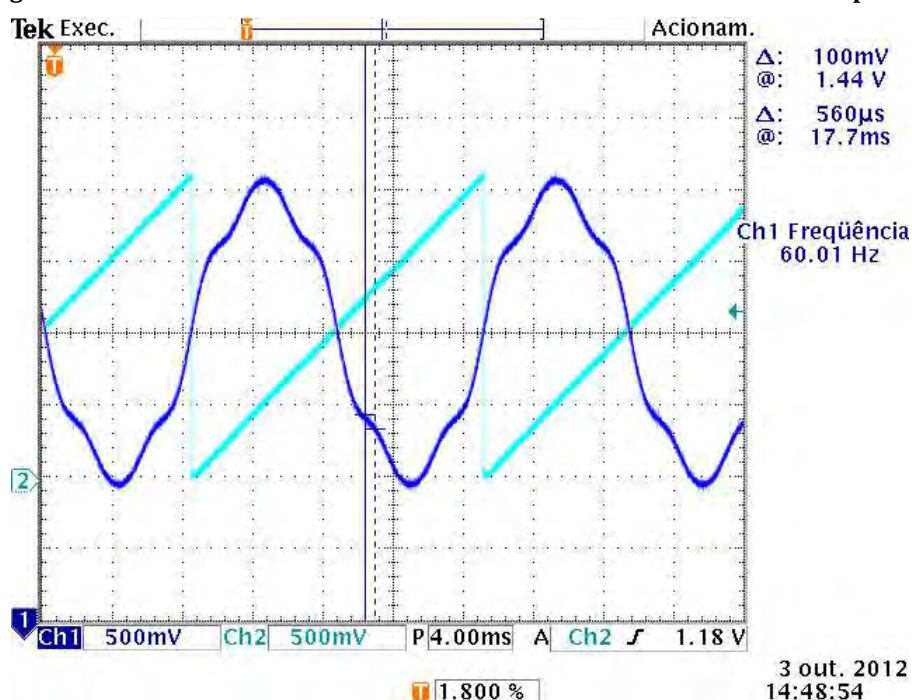


Fonte: Dados do próprio autor.

Novamente, pode-se observar na Figura 127 que a rampa ωt está sincronizada com a fundamental de 60Hz da rede de energia elétrica. Com o algoritmo de sincronismo funcional, é possível prosseguir os testes com a malha de injeção de corrente, apresentada no Item 6.4 .

O algoritmo de PLL também foi testado com variações de frequência da rede entre 55Hz e 65Hz, apresentando as mesmas dinâmicas e capacidade de sincronismo mostradas em 60Hz.

Figura 127- Tensão da saída da Califórnia em 220V sincronizada com a rampa $\omega.t$.



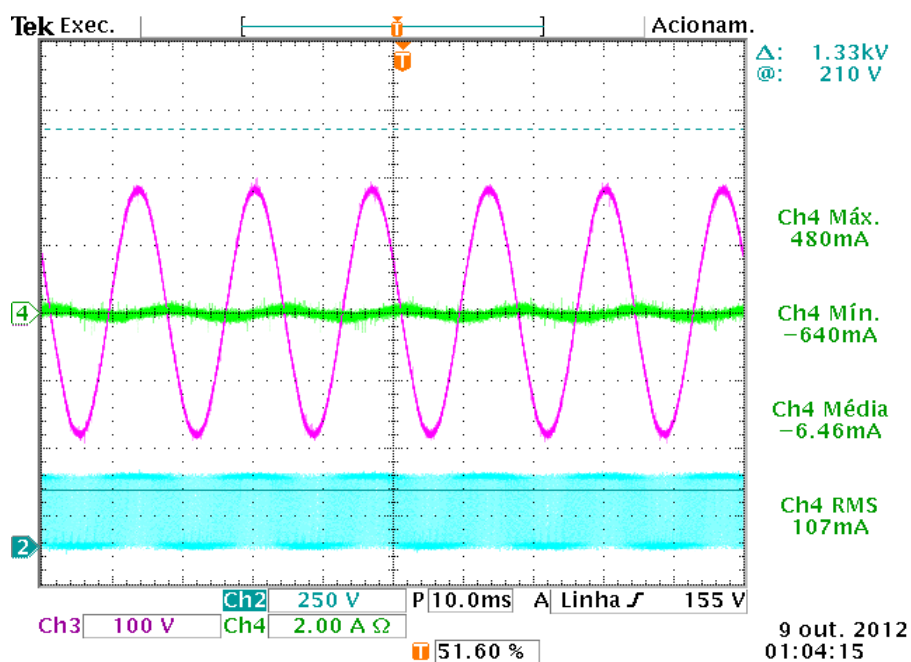
Fonte: Dados do próprio autor.

6.4 Teste da Malha de Corrente

A malha de corrente foi testada em conjunto com o algoritmo PLL para injeção de corrente na rede (em fase e na frequência desejada). O objetivo do teste é mostrar a injeção de corrente nominal de 4,5Arms na rede elétrica. Os testes iniciais são feitos alimentando o barramento CC-CC do inversor com a fonte TECTROL (TCA 300-10BR1A) de 300Vdc max. Desta forma os primeiros testes foram limitados a injeção de corrente na rede CA monofásica de 127Vac (180Vp). As etapas à seguir mostram a injeção gradual de corrente na rede elétrica, até o valor nominal de operação.

Como primeiro teste a etapa inversora foi conectada a rede sem injeção de corrente (operação à vazio) para demonstrar que a malha de corrente não permite o fluxo de energia para o conversor CC, protegendo o barramento de uma possível sobre tensão.

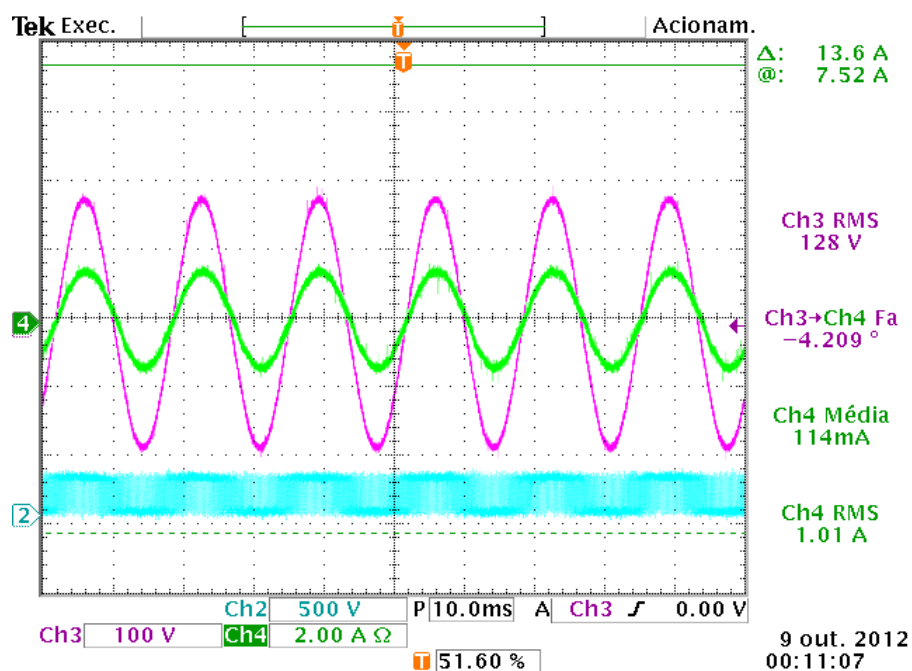
Figura 128- Tensão na rede (Rosa), corrente na rede (Verde) e tensão dreno-source na chave inferior da ponte VSI (Azul).



Fonte: Dados do próprio autor.

Na sequência, foi feita a injeção de corrente de 1A na rede elétrica (Figura 129), o valor RMS de corrente injetada na rede ainda é controlado manualmente através da interface de controle pelo computador *desktop*, de modo a permitir o aumento gradual de corrente ou fácil desligamento no caso de falhas.

Figura 129- Tensão na rede (Rosa), corrente na rede (Verde) e tensão dreno-source na chave inferior da ponte VSI (Azul).

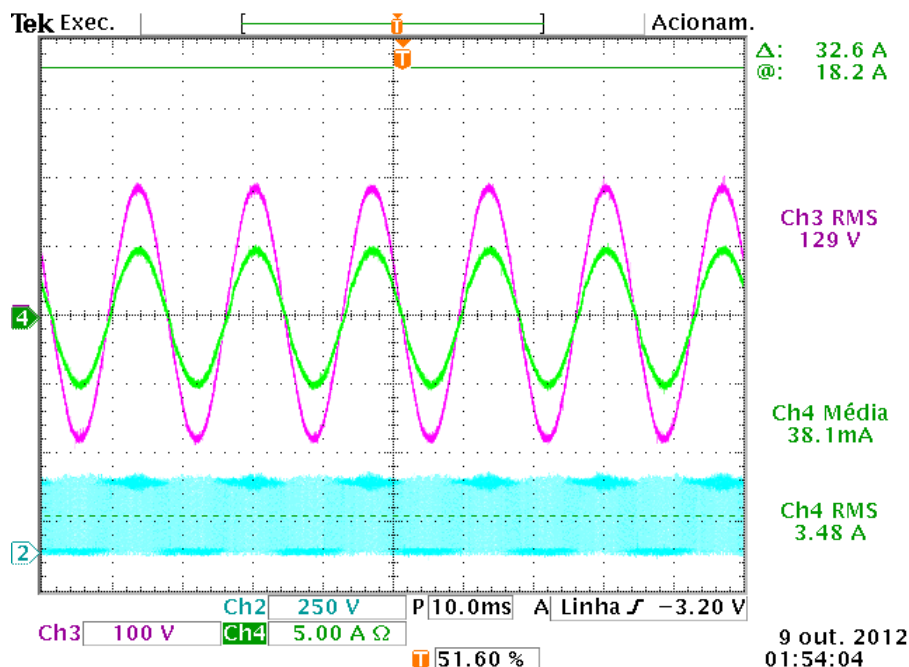


Fonte: Dados do próprio autor.

Em seguida a corrente injetada foi elevada para 1,77A. Observa-se ainda o baixo conteúdo harmônico da corrente e perfeito sincronismo com a rede de distribuição (vide Figura 130).

Injetando 3,48A de corrente na rede elétrica, cerca de 75% do valor nominal, o conteúdo harmônico da mesma continua abaixo dos 5%.

Figura 132- Tensão na rede (Rosa), corrente na rede (Verde) e tensão dreno-source na chave inferior da ponte VSI (Azul).

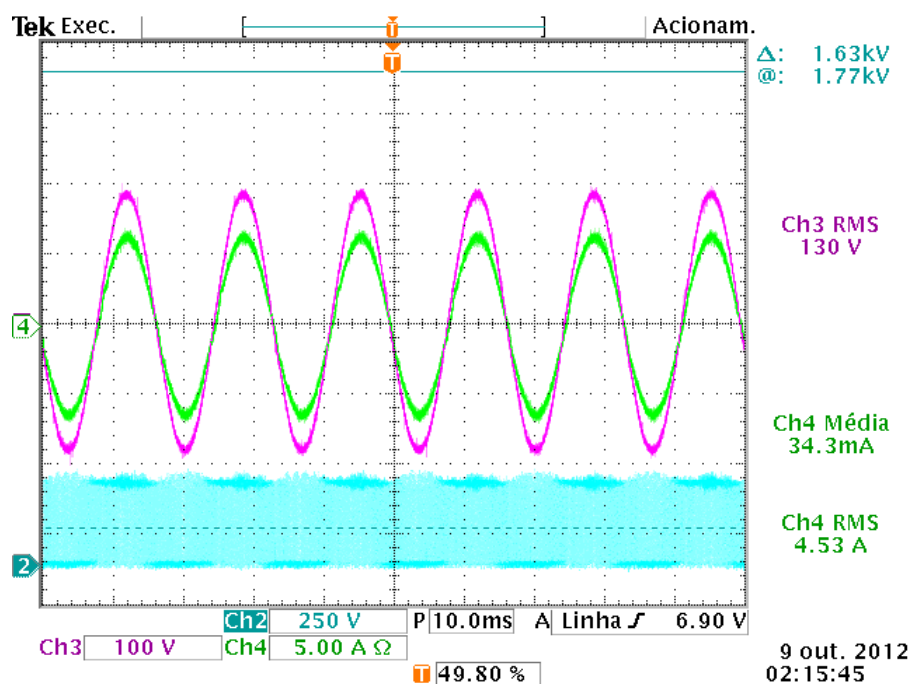


Fonte: Dados do próprio autor.

Com o aumento gradual da corrente injetada, conseguiu-se chegar no valor nominal de 4,50A, conforme Figura 133. A DHT da corrente ficou em 2,41%. A tensão da rede elétrica apresentava 1% de DHT durante todos os testes.

Desta forma, a malha de injeção de corrente foi validada para a continuidade dos testes em 220Vac de tensão de rede. Não foi implementado nenhum sistema de partida suave até este teste. A malha de corrente conseguiu controlar a injeção de potência iniciando em qualquer ângulo da rede.

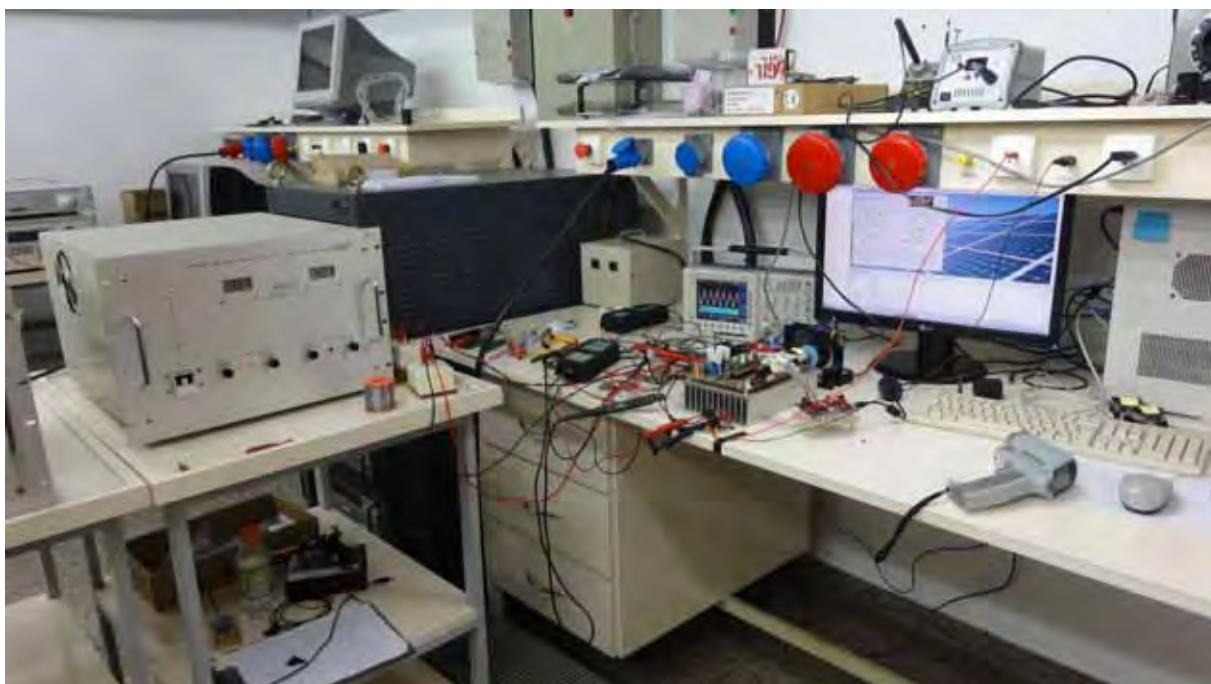
Figura 133- Tensão na rede (Rosa), corrente na rede (Verde) e tensão dreno-source na chave inferior da ponte VSI (Azul).



Fonte: Dados do próprio autor.

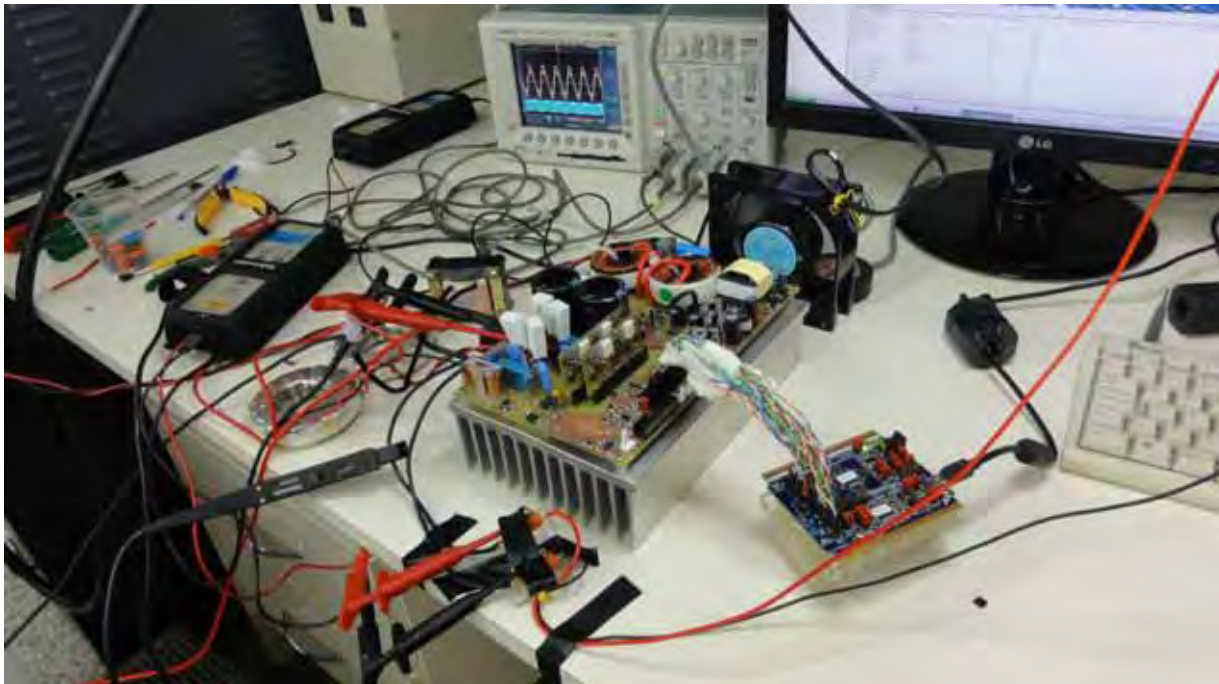
A título de ilustração, a seguir são apresentadas algumas fotos do laboratório de ensaios do conversor (Figura 134 até a Figura 137).

Figura 134- Arranjo experimental.



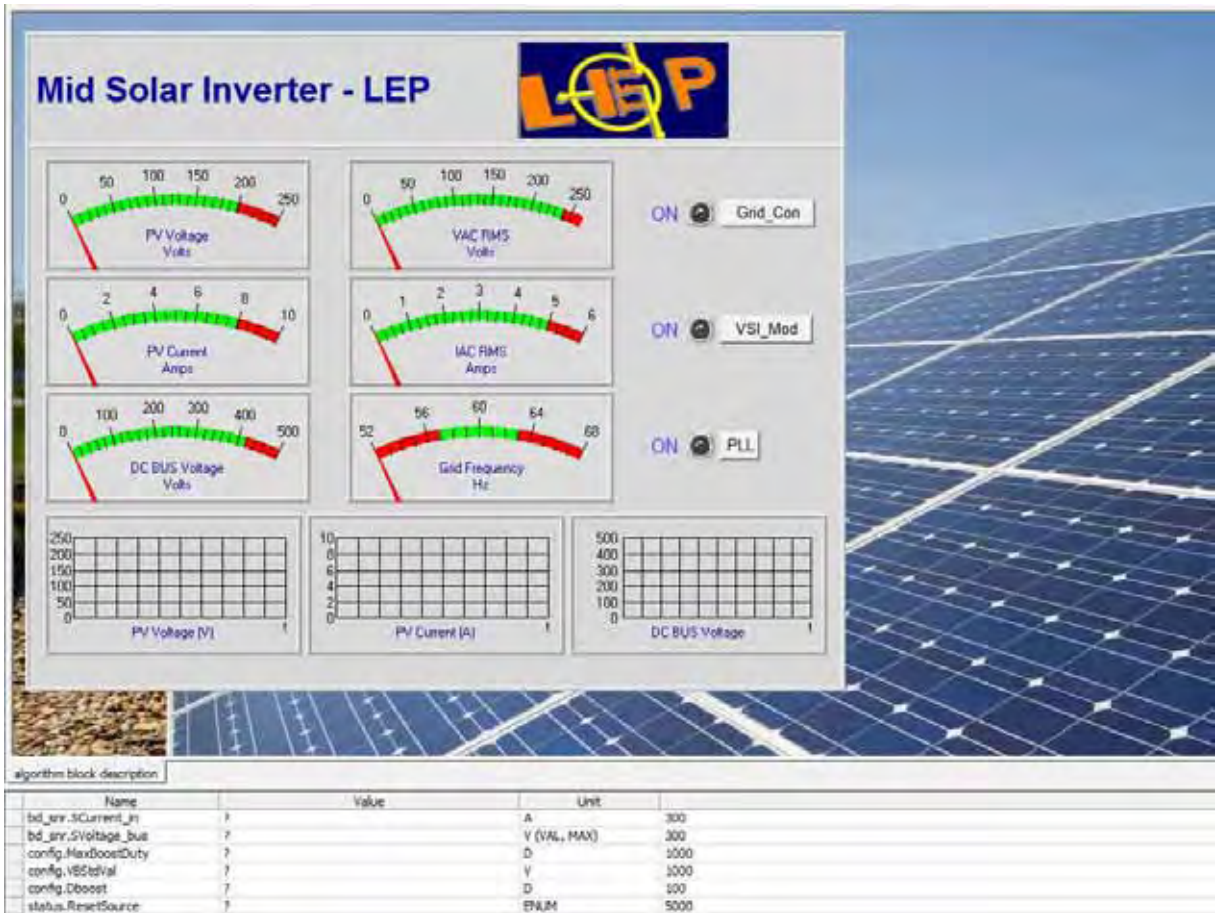
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 135- Detalhe do Conversor e da placa DSC.



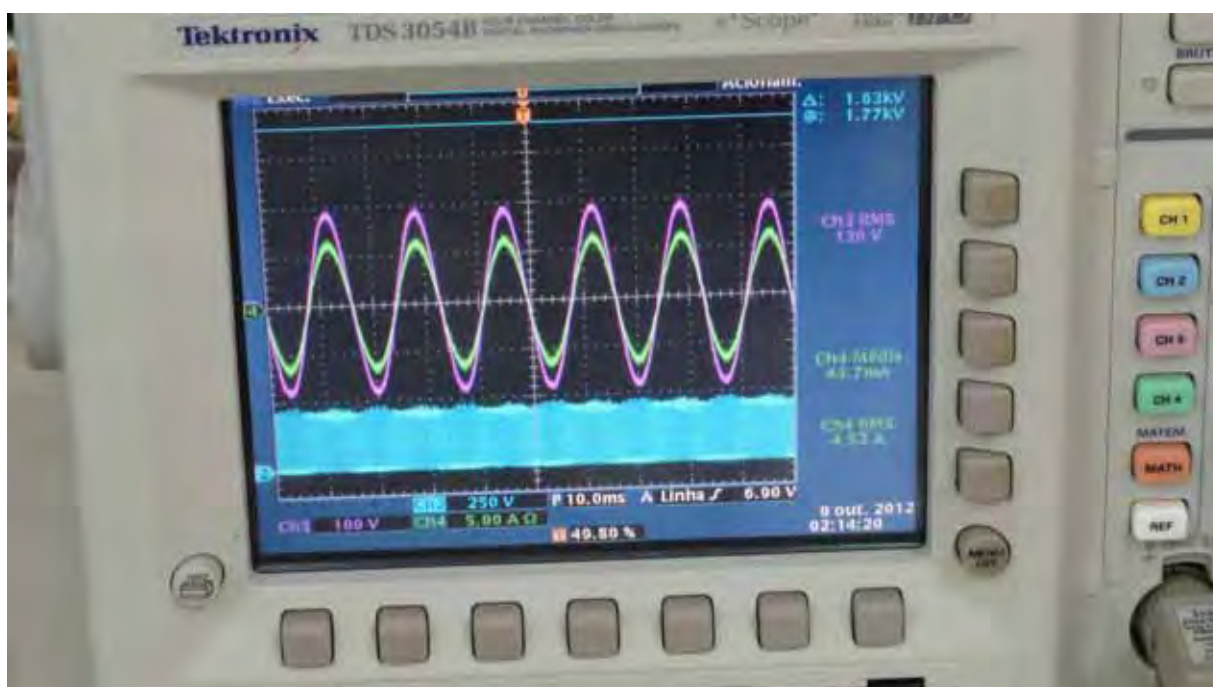
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 136- Interface gráfica para auxílio nos testes.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 137- . Medição das formas de onda com corrente nominal na saída.



Fonte: Dados do próprio autor.

6.5 Unificação das malhas de controle e teste em rede bifásica de 220V

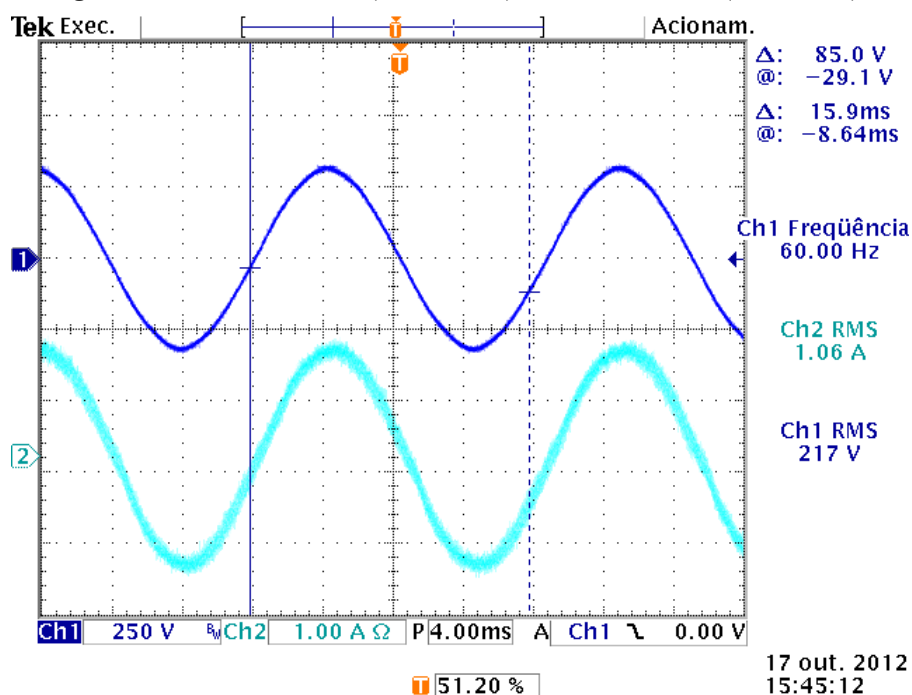
O objetivo é testar todos os algoritmos implementados de forma simultânea. Este teste tem como finalidade verificar o desempenho global do sistema. O inversor opera com os dois estágios, elevador e inversor, conectados pela malha de tensão, e, o sistema opera conectado às redes de 127Vac e posteriormente 220Vac RMS.

6.5.1 Teste de Injeção de Potência

Os resultados a seguir mostram a injeção de potência na rede convencional em 220V através da fonte programável *California Instruments* (5001iX-CTS). Com o aumento gradual da corrente injetada, similar ao teste em rede 127Vac.

Como primeiro teste, iniciou-se com a injeção de 1A de corrente eficaz na rede elétrica, vista na Figura 138. Pode-se observar o baixo conteúdo harmônico da corrente injetada (em azul claro), assim como o sincronismo com a rede de distribuição (em azul escuro).

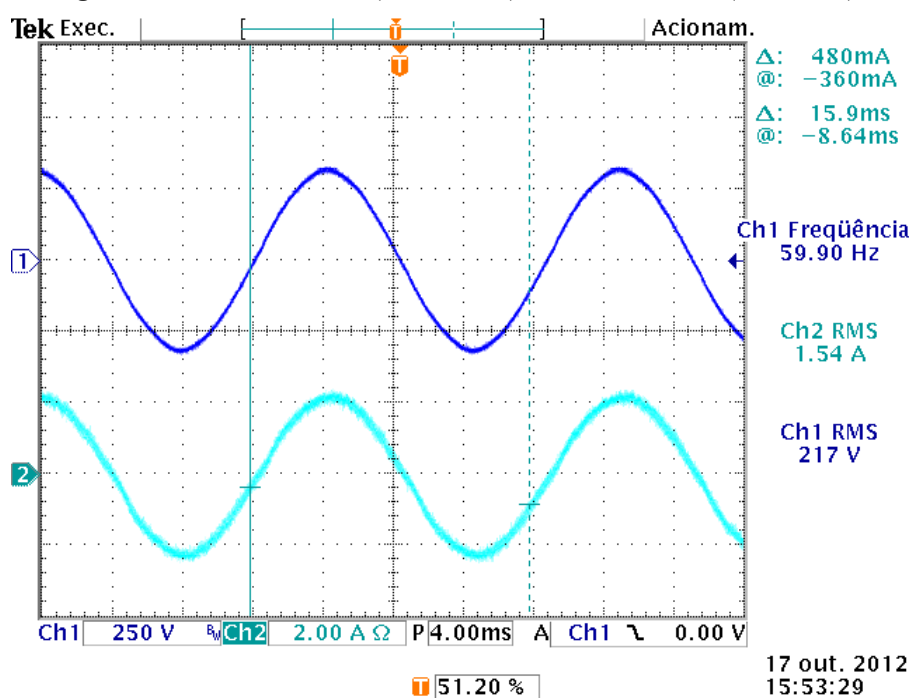
Figura 138- Tensão na rede (azul escuro), corrente na rede (azul Claro).



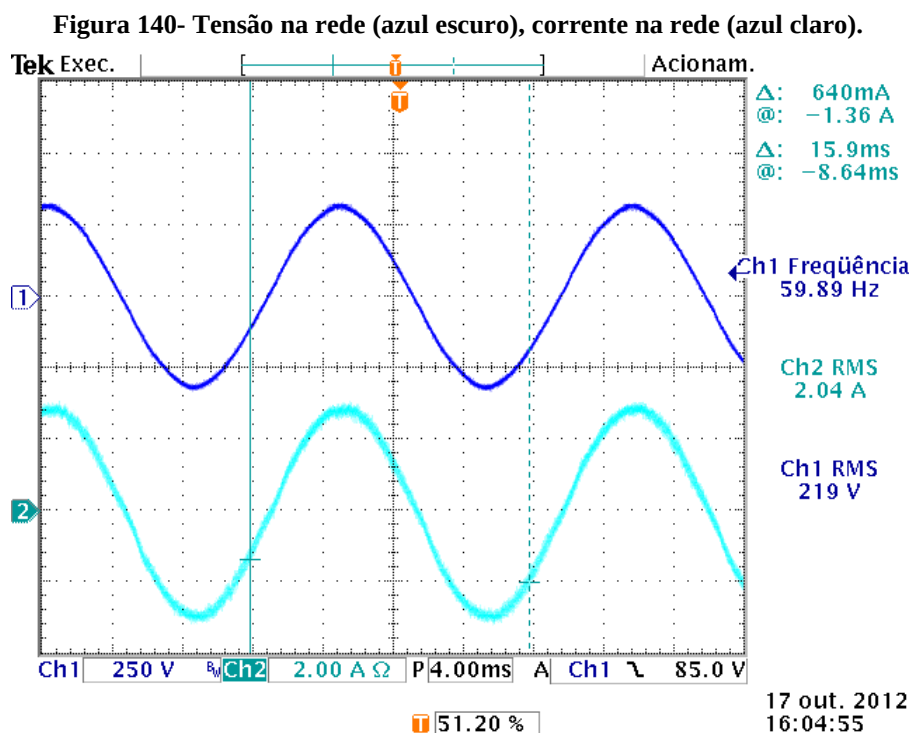
Fonte: Dados do próprio autor.

Em seguida, a corrente foi elevada para 1,5A na Figura 139 e para 2A na Figura 140, ambas mostram o baixo conteúdo harmônico da corrente e perfeito sincronismo com a rede de distribuição.

Figura 139- Tensão na rede (azul escuro), corrente na rede (azul claro).



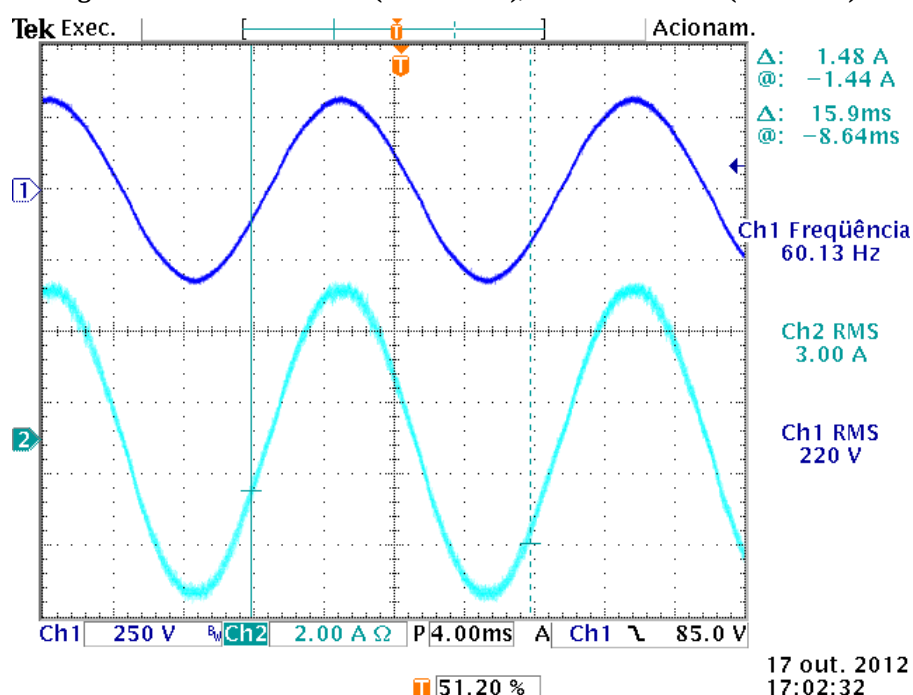
Fonte: Dados do próprio autor.



Fonte: Dados do próprio autor.

Com cerca de 3A, a Figura 141 apresenta as formas de onda de tensão da rede e corrente injetada. A partir desse patamar, pode-se observar um pequeno ruído nos picos positivo e negativo da corrente injetada, porém ainda abaixo dos 5% de DHT.

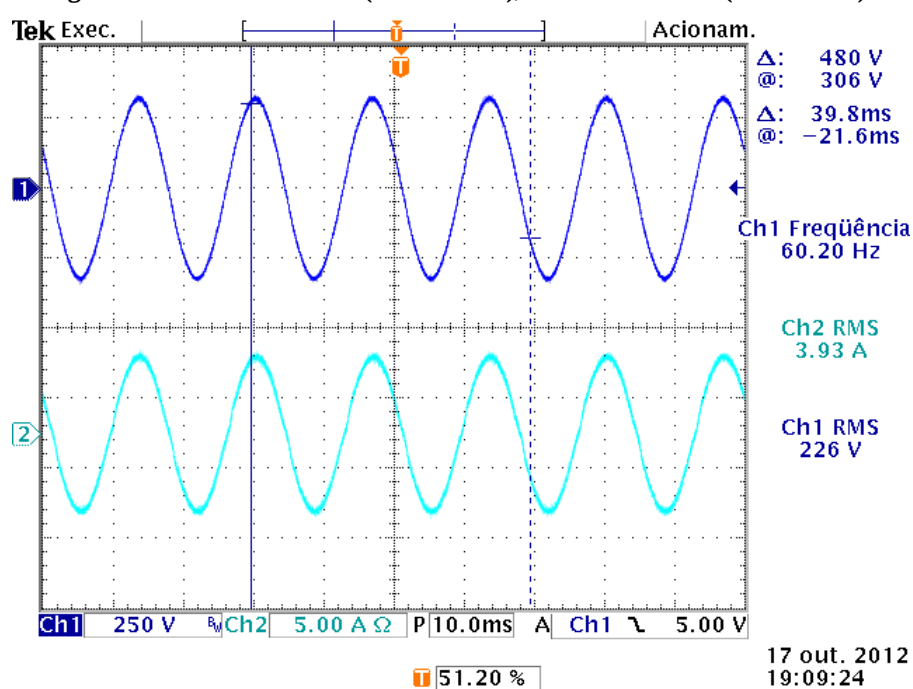
Figura 141- Tensão na rede (azul escuro), corrente na rede (azul claro).



Fonte: Dados do próprio autor.

Por fim, chegou-se ao máximo de 888W de saída do conjunto de painéis emulados, a corrente ficou em 3,93A (rede em 226Vac na Figura 142). A DHT máxima foi de 2,4%, similar a conexão com a rede de 127Vac.

Figura 142- Tensão na rede (Azul escuro), corrente na rede (Azul Claro).



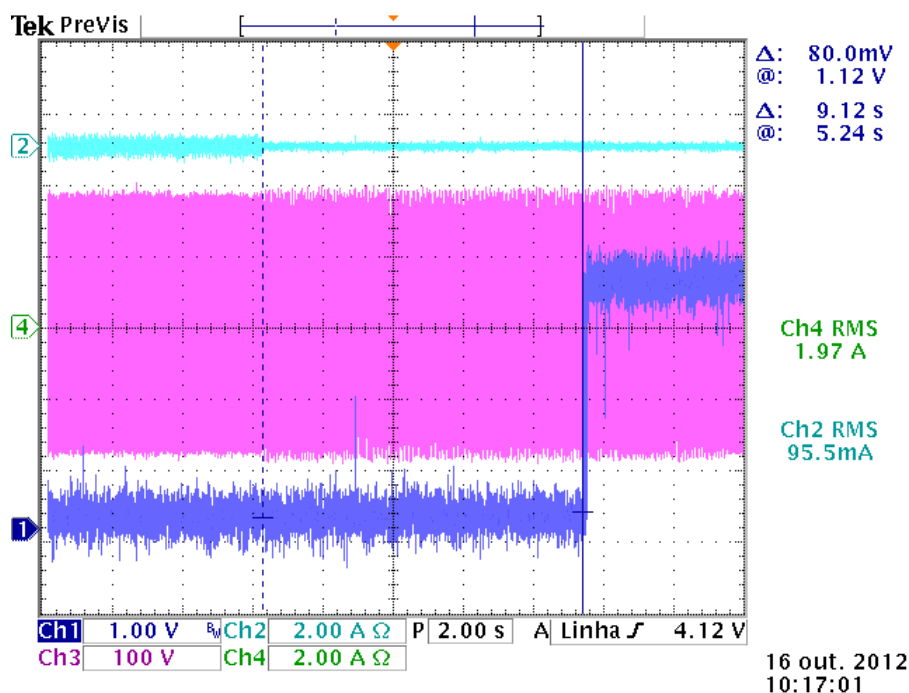
Fonte: Dados do próprio autor.

6.5.2 Teste do algoritmo SMS

Operando juntamente com o algoritmo de PLL, o algoritmo anti ilhamento foi testado com carga RLC balanceada, desse modo não haverá variações nos parâmetros de tensão e frequência na saída do converso quando a rede de distribuição for desconectada, situação esta a qual a proteção passiva não detecta a condição de ilhamento.

Primeiramente, este algoritmo foi testado na rede em 127Vac, e como teste de controle, a rede foi desconectada com o algoritmo de SMS desativado. A condição de ilhamento foi detectada apenas com o desvio de frequência do algoritmo de PLL que ocorre devido ao balanceamento não ideal dado pela carga RLC. A corrente injetada foi de 2A.

Figura 143- Tensão na rede (Rosa), corrente na rede (Azul Claro), sinal de detecção de ilhamento (Azul escuro, ativo em nível alto). Tempo de detecção de 9.12s devido ao desvio natural do algoritmo de PLL.

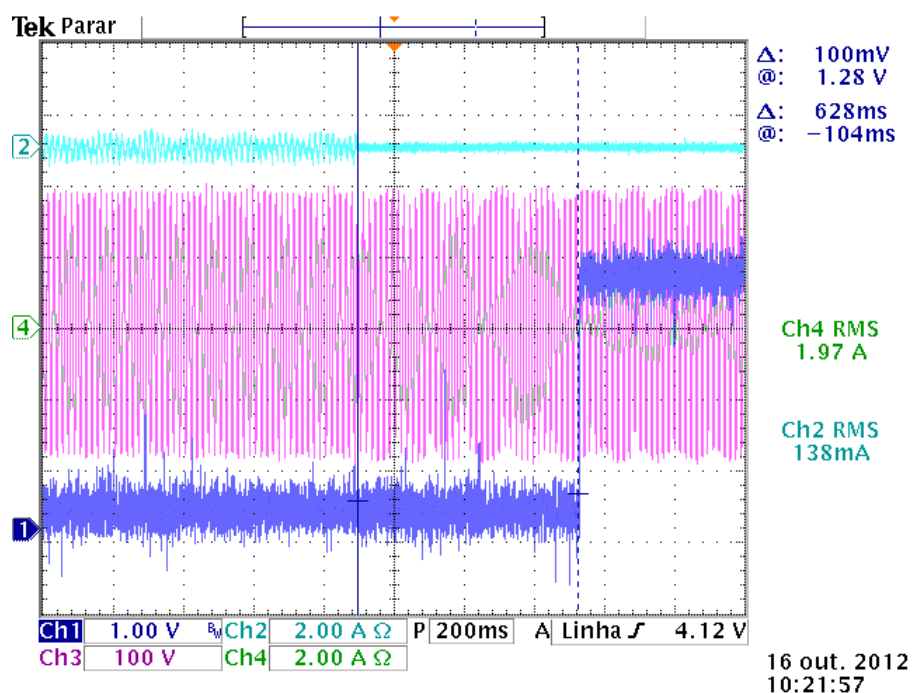


Fonte: Dados do próprio autor.

Após a desconexão da rede elétrica, o desvio de 1,5Hz na frequência, necessário para ativar a detecção de ilhamento ocorreu em 9,12s, visto na Figura 143.

Na sequência, o algoritmo de SMS foi ativado e testado nas mesmas condições do teste anterior. Pode se observar pela Figura 144 o tempo de detecção em 628ms, indicando a funcionalidade e efetividade do algoritmo implementado.

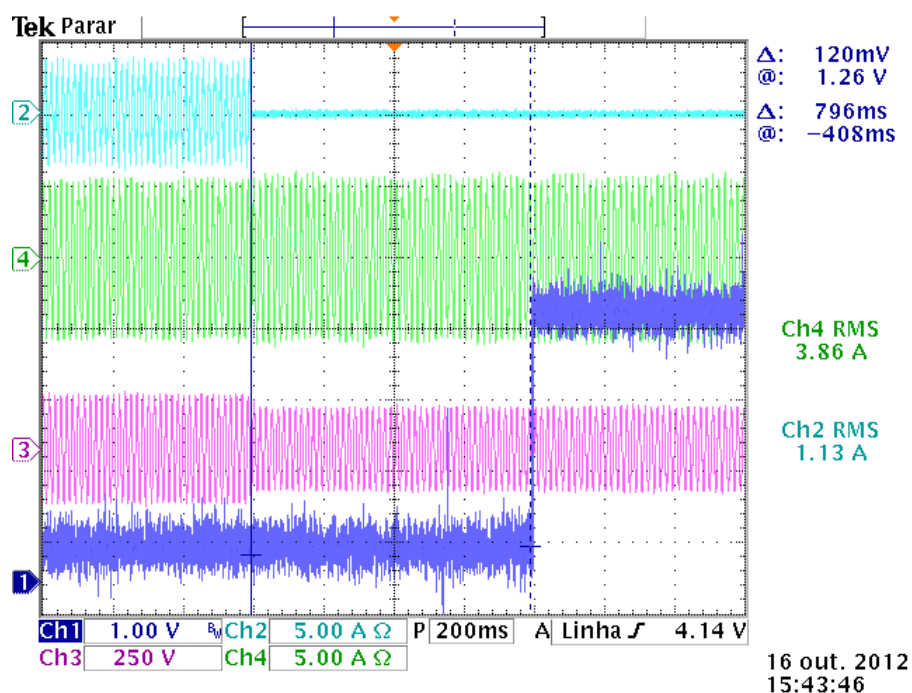
Figura 144- Tensão na rede (Rosa), corrente na rede (Azul Claro), sinal de detecção de ilhamento (Azul escuro, ativo em nível alto). Tempo de detecção 628ms.



Fonte: Dados do próprio autor.

Com corrente nominal de 3,83A, e a carga RLC readequada para a potência atual (Resistência de 33Ω , indutor de 70mH e capacitor de $100\mu\text{F}$), a Figura 145 apresenta a detecção de ilhamento com tempo de 796ms.

Figura 145- Tensão na rede (Rosa), corrente na rede (Azul Claro), sinal de detecção de ilhamento (Azul escuro, ativo em nível alto) e corrente de saída do inversor (verde). Tempo detecção de 796ms.

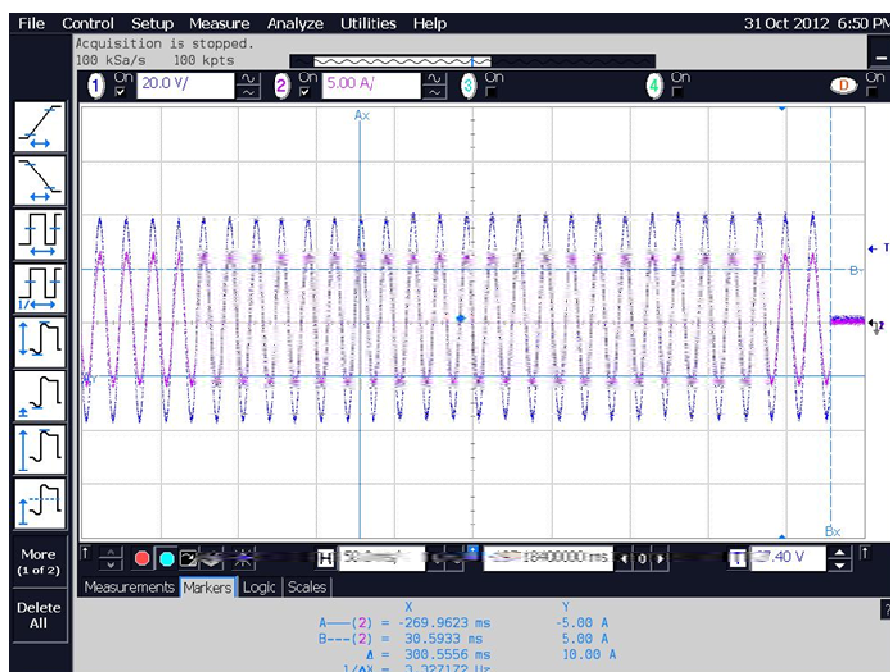


Fonte: Dados do próprio autor.

A Figura 146 e a Figura 147 mostram os resultados do algoritmo SMS sendo realizado em rede de 220Vac com carga máxima RLC, simulando as condições exigidas pelo projeto de norma 03:082.01-002. A partir deste teste o controle digital já implementa a desconexão da rede elétrica por parte do inversor quando ocorre a detecção da condição de ilhamento.

Com carga RLC de aproximadamente 1kW, o algoritmo levou cerca de 300ms para detectar a condição de ilhamento após a desconexão da rede elétrica (Figura 146).

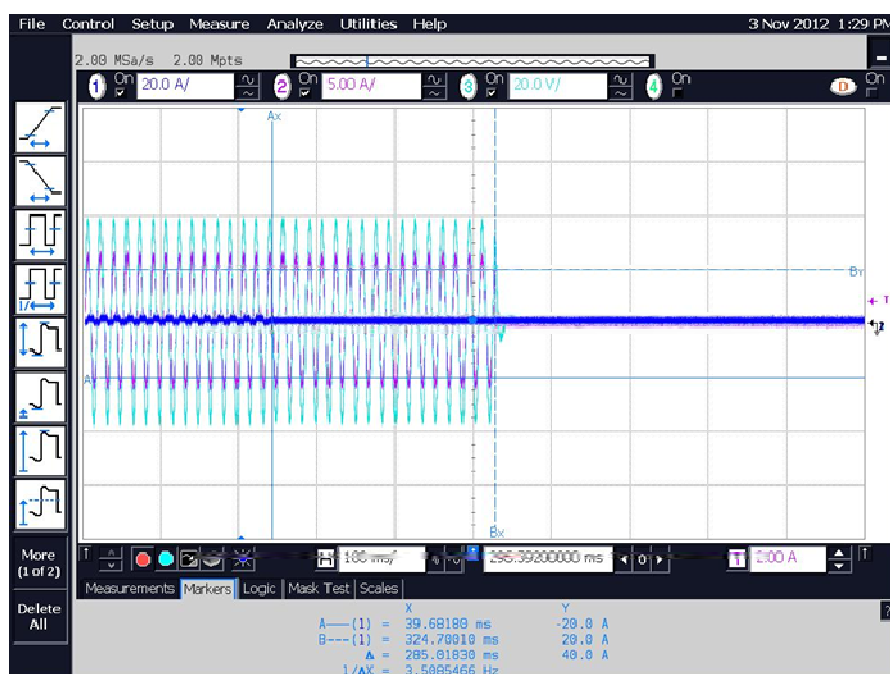
Figura 146- Tensão na rede (Azul) corrente na rede (Roxo)



Fonte: Dados do próprio autor.

Agora com carga RLC de 1kW, porém com fator de qualidade $Q_f=1$, o algoritmo SMS apresentou tempo de detecção de 285ms, mostrado na Figura 147.

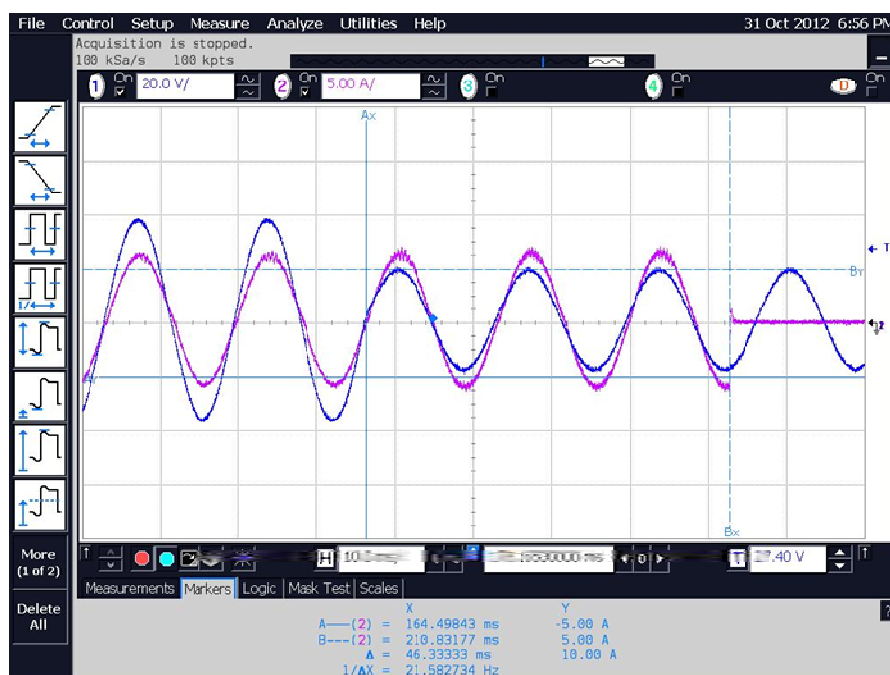
Figura 147- Tensão na rede (Verde), corrente na rede (Azul) e corrente do inversor (Roxo)



Fonte: Dados do próprio autor.

Como demonstrado, os testes com carga RLC equilibrado mostraram que o conversor desenvolvido atende ao projeto de norma 03:082.01-002 que define o tempo máximo de detecção de ilhamento em até 2 segundos.

Figura 149- Ensaio de sub tensão da rede de 50%

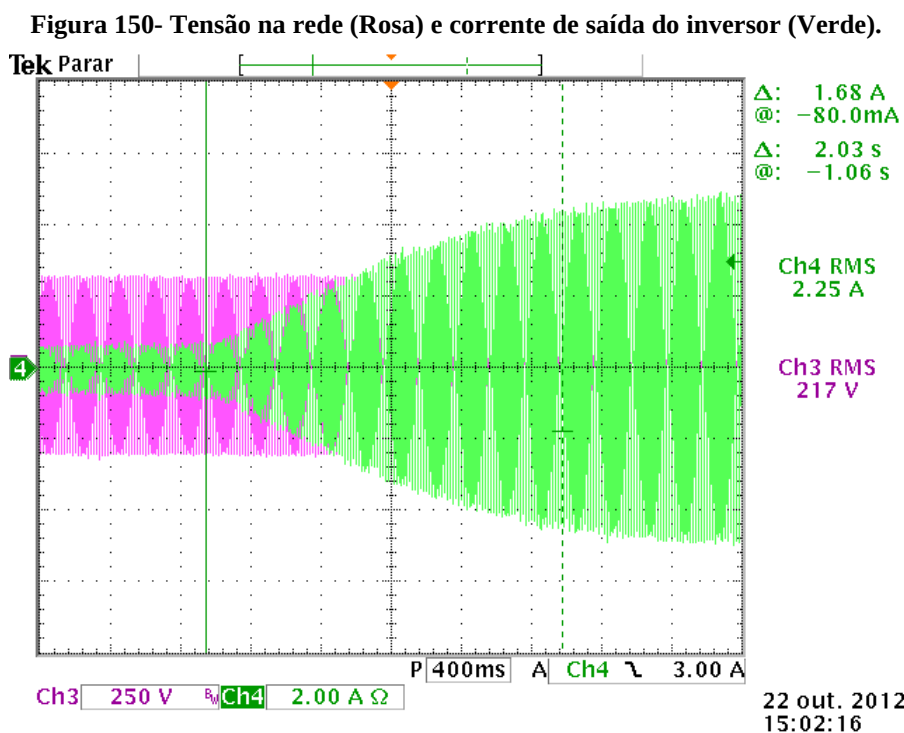


Fonte: Dados do próprio autor.

De acordo com os resultados, o sistema de controle do conversor responde adequadamente às condições de sobre e sub tensão da rede de distribuição CA. A norma 03:082.01-001 em discussão, define que para a condição de sobre tensão acima de 15% da tensão nominal, o conversor deve desconectar-se em no máximo 2 segundos. Assim como para a condição de sub tensão menor do que 50% da tensão nominal, o conversor deve se desconectar em no máximo 0.1s.

6.5.3 Inicialização da injeção de potência

Para a conexão suave do inversor com a rede elétrica, foi implementado um sistema de aumento gradual da corrente injetada na rede até a máxima disponível pelos painéis fotovoltaicos. A Figura 150 apresenta esta característica, com a tensão da rede em rosa e a corrente em verde. Importante salientar que a tensão da rede não varia durante injeção de corrente, visto que este é um parâmetro controlado pela concessionária de energia.



Fonte: Dados do próprio autor.

A seguir na Figura 151 até a Figura 154 são apresentadas novas fotos do laboratório de ensaios, considerando a utilização do simulador de Array Solar TerraSAS.

Figura 151- Arranjo experimental



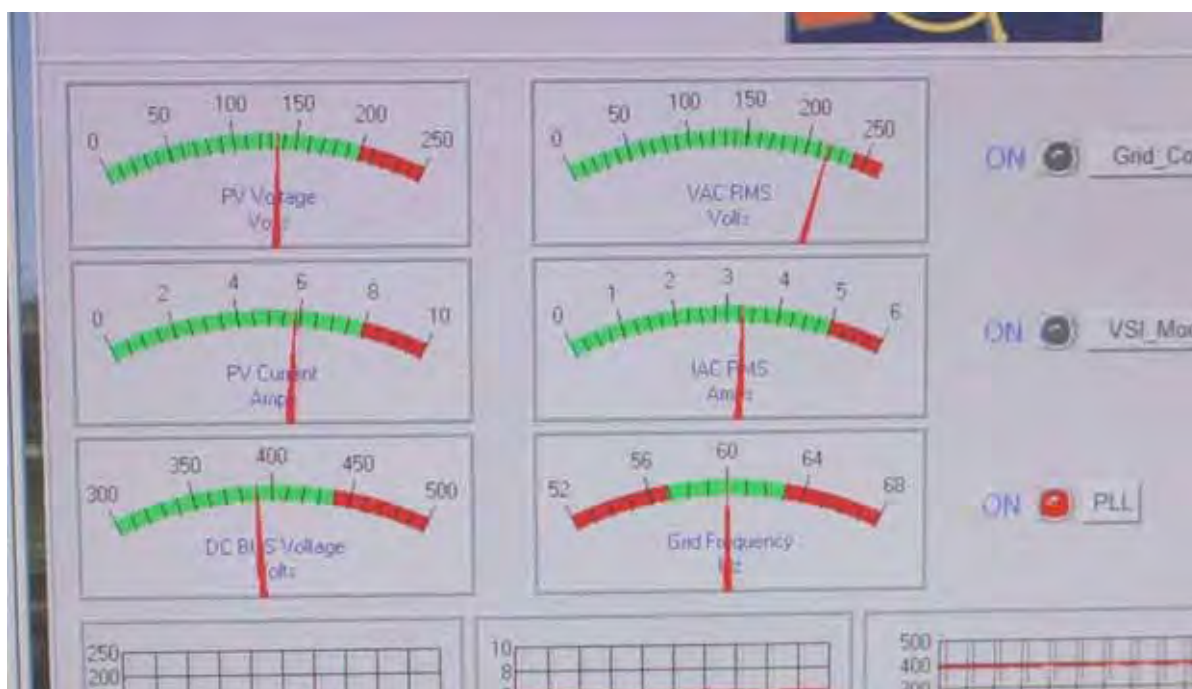
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 152- Detalhe do Conversor e da placa DSC.



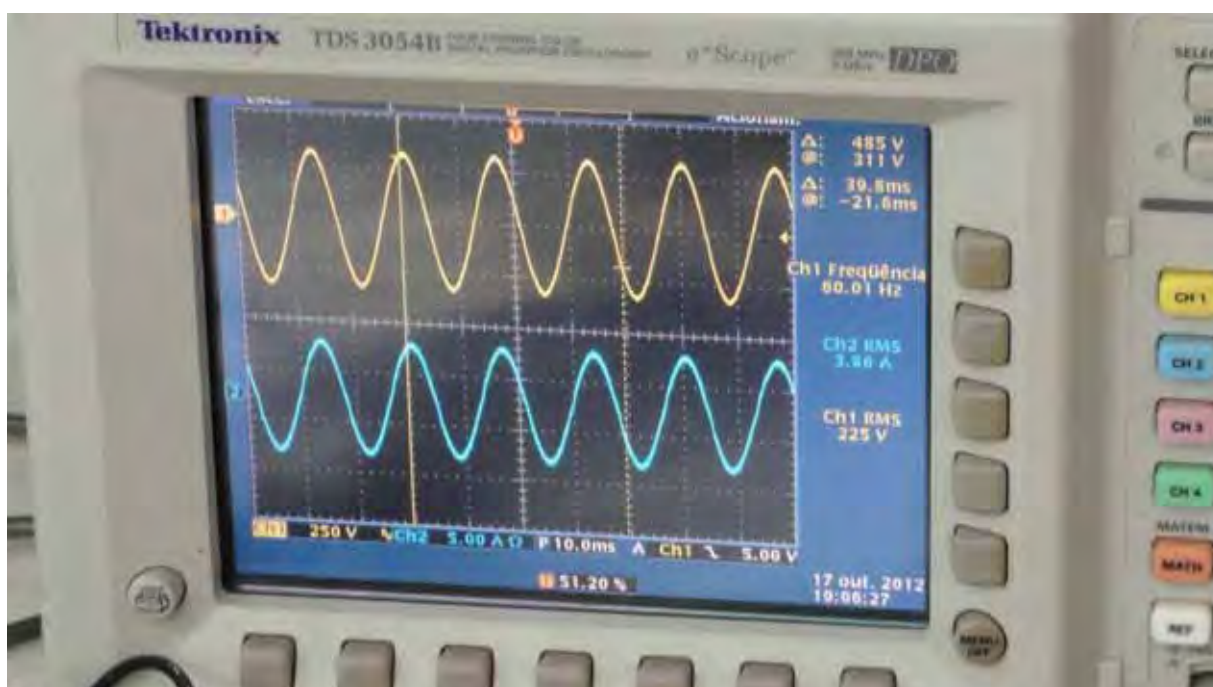
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 153- Interface gráfica para auxílio nos testes (Segunda Coluna representa etapa inversora em Teste)



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 154- Medição das formas de onda com 870W de saída em rede 220V.

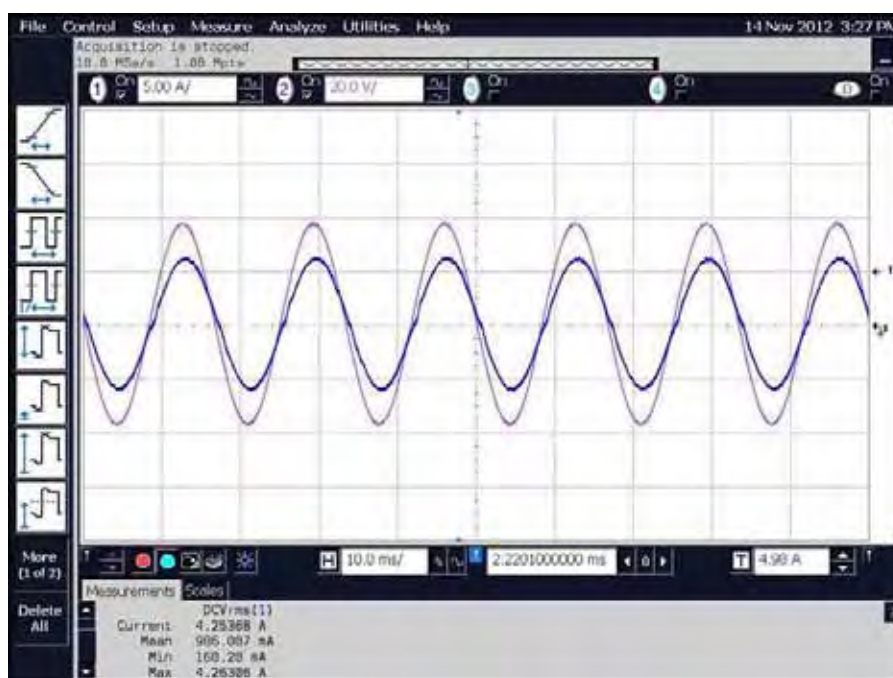


Fonte: Dados do próprio autor.

6.5.4 Eficiência do conjunto inversor

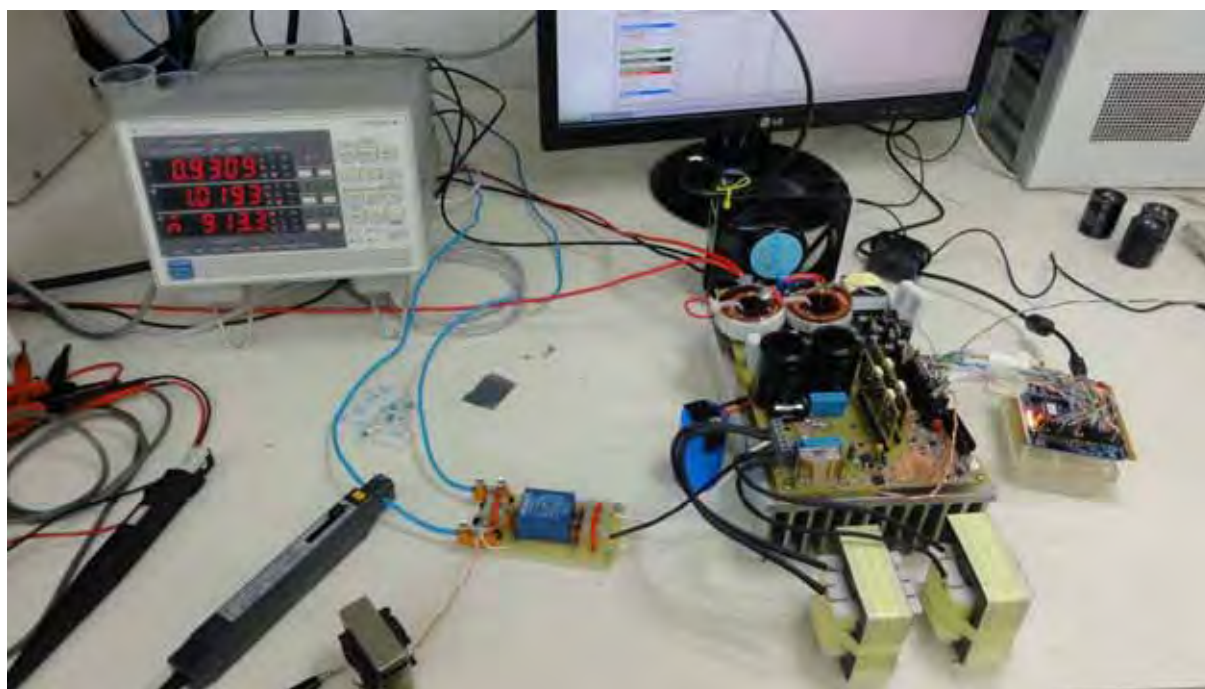
Neste Item é apresentada a eficiência obtida do conversor em sua forma final. O rendimento máximo ficou em 91.33%, medição obtida com o Wattímetro Yokogawa WT230. A Figura 155 apresenta a tensão e corrente injetada na rede 220V, o conjunto inversor final é mostrado na Figura 156.

Figura 155- Tensão (Verde) e Corrente de Rede (Amarelo).



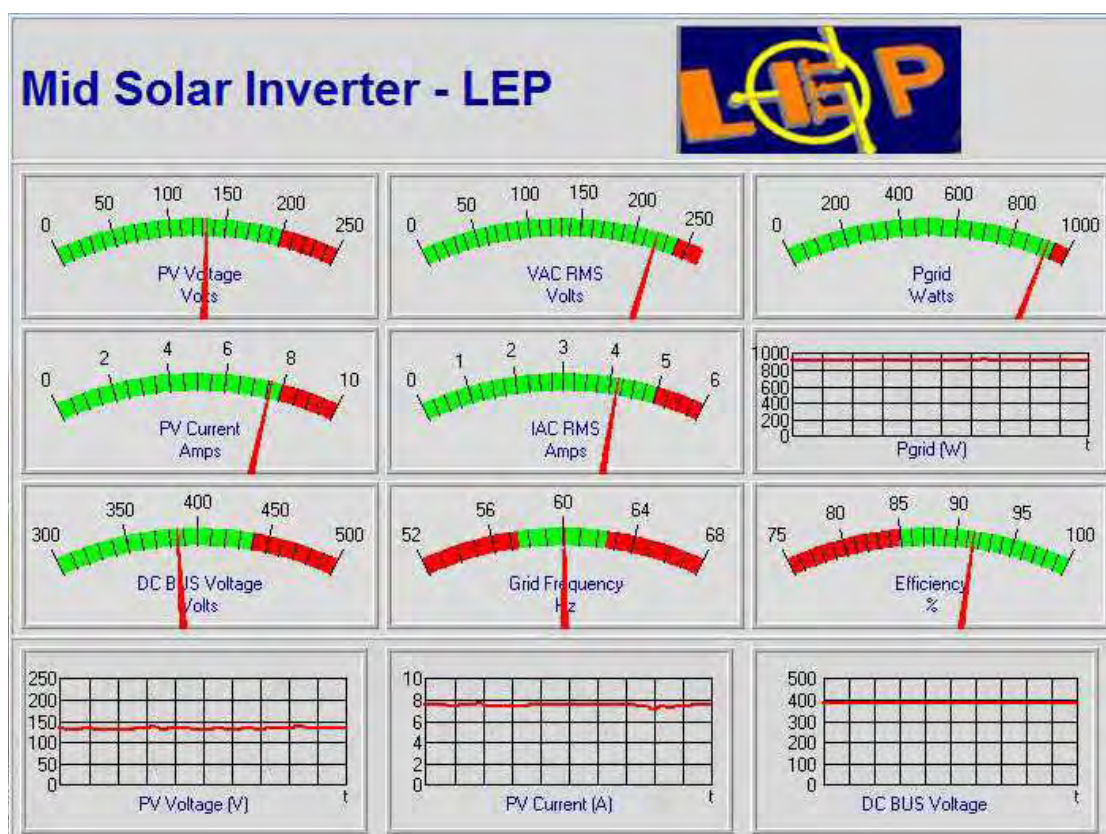
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 156- Sistema para medição da eficiência.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 157- Interface gráfica de monitoramento do inversor



Fonte: Dados do próprio autor.

Na Figura 157, pode-se observar o painel de monitoramento do conjunto inversor através do computador *desktop*. Na primeira coluna tem-se a tensão do Painel Fotovoltaico, a corrente drenada do PV, a tensão mantida no barramento CC pela etapa elevadora e um histórico da tensão do PV. Na segunda coluna tem-se a tensão eficaz da rede, corrente eficaz injetada, a frequência da rede detectada pelo PLL e um histórico da corrente drenada do PV. Na terceira e última coluna é apresentada a potência injetada na rede elétrica, um histórico da potência injetada, a eficiência estimada do sistema e um histórico da tensão do barramento CC.

7 CONCLUSÃO GERAL E CONTINUIDADE DO TRABALHO

O sistema de condicionamento e injeção de potência ativa na rede de distribuição a partir de painéis fotovoltaicos é uma solução eficiente para a geração de energia a partir de fontes alternativas. O baixo custo operacional, ausência de emissão de gases ou resíduos poluentes, baixo nível de ruído e alta robustez do sistema caracterizam o conjunto PV/Inversor como principal opção para o pequeno e médio consumidor que deseja investir nesta área.

A baixa distorção harmônica da corrente injetada, inferior à 5% em todos os testes, o rendimento acima de 90%, juntamente com a simplicidade das estruturas, caracterizam o conversor *boost interleaved* + VSI como topologias aptas para a prototipagem comercial e produção em grandes quantidades.

Os modelos de simulação utilizados em Matlab/Simulink demonstraram ser efetivos durante a etapa de depuração do projeto, desde que todos os parâmetros sejam inseridos adequadamente, inclusive os que são normalmente desprezados, como indutâncias de trilhas de conexão e resistências série de elementos passivos.

Um dos fatores ainda possível de melhoria neste projeto é o rendimento da estrutura, podendo ainda ser otimizado para uma possível aplicação industrial. O alto rendimento pode ser traduzido como aumento da vida útil do conjunto, menor tempo de amortização do investimento pelo proprietário do sistema gerador e menor peso/volume da estrutura. O projeto e refinamento dos elementos magnéticos, assim como o layout da PCB foram concebidos para serem otimizados em relação às perdas elétricas. Os interruptores ativos da etapa CC-CC também estão otimizados quanto ao rendimento, restando ainda a possibilidade de otimização para os interruptores ativos da etapa CC-CA. A etapa CC-CA utiliza IGBTs com tecnologia do ano de 2005, sendo possível sua substituição por chaves de menores perdas elétricas, com as mesmas características dinâmicas.

O controle digital com o DSC mostrou-se um desafio a parte. A utilização de variáveis de 16 bits muitas vezes invalidou as medições devido ao erro de quantização e inviabilizou as malhas de controle. Neste sentido, foi escolhido um modelo de DSC que permite operações com variáveis de 32 bits, utilizando mais ciclos de máquina. Como o tempo de processamento também é incrementado, o código deve ser o mais otimizado possível, sendo este um desafio

ainda maior. Apesar disso, o processador selecionado foi suficiente para realizar todas as tarefas exigidas nesta aplicação.

Para a continuidade do trabalho propõe-se a integração do controle digital na placa principal do conversor, resultando num protótipo mais robusto do ponto de vista mecânico e com menor nível de ruídos nos sinais lidos pelo DSC, uma vez que o acoplamento de IEM será reduzido significativamente com a eliminação dos cabos de conexão. Adicionalmente, pode-se ainda estudar diferentes configurações para o filtro de acoplamento com a rede em CA, resultando ainda na necessidade de adequações das malhas de controle.

REFERÊNCIAS

- 1 NATURALUX. **Product information brief**. Disponível em: <<http://www.naturalux.com.br>>. Acesso em: 20 dez. 2011.
- 2 GRUBERGER, I. Sistema de iluminação natural tubular. Disponível em: <<http://www.revistatechne.com.br/engenharia-civil/168/artigo211659-1.asp>>. Acesso em: 21 dez. 2011.
- 3 U.S. DEPARTMENT OF ENERGY. Linear concentrator systems for concentrating solar power. Disponível em: <http://www.eere.energy.gov/basics/renewable_energy/linear_concentrator.html>. Acesso em: 21 dez. 2011.
- 4 ASHCROFT, N. W. ;MERMIN, N. D. **Solid state physics**. Philadelphia: Saunders College, 1976.
- 5 MAEKAWA, S. et al. **Physics of transition metal oxides**. Berlin: Springer, 2004.
- 6 TAUC, J. **Photo and thermoelectric effects in semiconductors**. New York: Pergamon Press, 1962.
- 7 GUTMANN, F.; OLIVEIRA N. **Efeito fotoelétrico**. Disponível em: <<http://www.fis.ufba.br/~edmar/fis101/roteiros/Fotoelettrico.pdf>>. Acesso em: 3 jan. 2012.
- 8 CRESESB/CEPEL. **Energia solar: Princípios e Aplicações**. 2000. Disponível em: <<http://www.crescesb.cepel.br/tutorial/>>. Acesso em: 15 maio 2009.
- 9 SALAMONI, I. T.; RÜTHER, R. Potencial brasileiro da geração solar fotovoltaica conectada à rede elétrica: análise de paridade de rede. In: ENCONTRO NACIONAL, 9, LATINO-AMERICANO DE CONFORTO NO AMBIENTE CONSTRUÍDO, ENCAC, 5, 2007, Ouro Preto. **Anais...** Ouro Preto: UFOP, 2007. p.1-10.
- 10 AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - ANEEL. **Energia solar**. 2003. Disponível em: <[http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/atlas/pdf/03-Energia_Solar\(3\).pdf](http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/atlas/pdf/03-Energia_Solar(3).pdf)>. Acesso em: 10 dez. 2011.
- 11 MARTINS, F. R.; RÜTHER, E. B.; ABREU, S. L. Solarenergyscenarios in Brazil. **Energy Policy**, Holland, v. 36, n. 8, p. 2855-2867, 2009.
- 12 BALAGUER, I. J.; KIM, H.; PENG, F. Z.; ORTIZ, E. I. Survey of photovoltaic power island detection methods. In: ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, 34, 2008, Orlando. **Proceedingsofthe...** Orlando: IEEE, 2008. p. 2247-2252. Disponível em: <http://aicp.eecs.utk.edu/mediawiki/images/c/cd/2008-IEEE-IECON_Survey_of_Islanding_Methods.pdf> Acesso em: 15 dez. 2012.
- 13 FTHENAKIS V. M.; CHULKIM H.; ALSEMA, E. Emissions from photovoltaic life cycles. **Environmental Science & Technology**, Easton, v. 42, p. 2168-2174, 2008.

14 KYOCERA DO BRASIL. **Módulos solares**. Disponível em: <<http://www.kyocerasolar.com.br>>. Acesso em: 19 dez. 2011.

15 GREEN, M. A.; EMERY, K.; YOSHIO, H.; WARTA, W. Solar cell efficiency tables (version 37): **Progress in Photovoltaics: Research and Applications**, Chichester, v. 19, p. 84-92, 2011.

16 DESAI, H. P.; PATEL, H. K. **Maximum point algorithm in PV generation: an overview**. 2007, p. 624-630. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4487766>>. Acesso em: 21 nov. 2011.

17 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. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4207429>>. Acesso em: 10 jan. 2012.

18 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. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4118324>>. Acesso em: 12 jan. 2012.

19 FARANDA, R.; LEVA, S.; MAUGERI, V. MPPT Techniques for PV Systems: Energetic and Cost Comparison. In: POWER AND ENERGY SOCIETY GENERAL MEETING – CONVERSION AND DELIVERY OF ELECTRICAL ENERGY, 21, POWER AND ENERGY SOCIETY GENERAL MEETING – CONVERSION AND DELIVERY OF ELECTRICAL ENERGY, 21, 2008, Pittsburgh. **Proceeding of the...** New York: IEEE, 2008. p. 1-6. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4596156&tag=1>>. Acesso em: 20 dez. 2011.

20 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.

21 BRITO, M. A. G.; JUNIOR, L. G.; SAMPAIO, L. P.; CANESIN, C. A. Avaliação das principais técnicas para obtenção de MPPT de painéis fotovoltaicos. In: IEEE/IAS INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS, INDUSCON, 9, 2010a. **Proceedings of the...** São Paulo: IEEE, 2010a. Disponível em: <<http://www.labplan.ufsc.br/congressos/Induscon%202010/fscommand/web/docs/I0039.pdf>>. Acesso em: 15 jan. 2012.

22 BOWER, W.; ROPP, M. **Evaluation of islanding detection methods for photovoltaic utility-interactive power systems**. (International Energy Agency. Report IEA PVPS T5-09, 2002.). Disponível em: <<http://prod.sandia.gov/techlib/access-control.cgi/2002/023591.pdf>>. Acesso em: 15 dez. 2012.

23 IEEE STANDARDS COORDINATING COMMITTEE (IEEE SCC21). 1547 **IEEE standard for interconnecting distributed resources with electric power systems**, p. 1-16,

2003. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=01225051>>. Acesso em: 15 out. 2012.

24 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, 2006, 37, Jeju. **Proceedings of the...** Jeju: IEEE, 2006. p. 1-5.

25 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, 2008, 39, PESC08. 39, 2008, Rhodes. **Proceedings of the...** Rhodes: IEEE, 2008. p. 4569-4576. Disponível em: <http://vbn.aau.dk/files/17004650/Accurate_and_less_disturbing_anti-islanding_method.pdf>. Acesso em: 15 dez. 2010.

26 DE MANGO, F.; LISERRE, M.; AQUILA, A. D. Overview of anti-islanding algorithms for pv systems. Part II: active Methods. In: POWER ELECTRONICS AND MOTION CONTROL CONFERENCE, EPE-PEMC, 12, 2006, Portoroz. **Proceedings of the...** Portoroz: IEEE, 2006. P. 1884-1889. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4778679>>. Acesso em: 10 nov. 2012.

27 MAHAT, P.; CHEN, Z.; BAK-JENSEN, B. **Review of island detection methods for distributed generation**. 2008. p. 2743-2748. Disponível em: <http://vbn.aau.dk/ws/files/16285762/Review_of_islanding_detection_methods_for_distributed_generation.pdf>. Acesso em: 15 abr. 2012.

28 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.

29 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.

30 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, 2007, Vigo. **Proceedings of the...** Vigo: IEEE, 2007. p. 964-970b. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4374728>>. Acesso em: 15 jan. 2012.

31 VILLALVA, M. G.; FILHO, E. R. Dynamic analysis of the input-controlled buck converter fed by a photovoltaic array. **Controle & Automação**, Campinas, v. 19, n. 4, p. 463-474, 2008.

32 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.

33 SPAGNUOLO, G. et al. Renewable energy operation and conversion schemes. **IEEE Industrial Electronics**, New York, v. 4, n. 1, p. 38-51, 2010.

-
- 34 ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIĆ, D. **Fundamentals of power electronics**. 2. ed. New York: Kluwer Academic Publisher, 2001. 912 p.
- 35 MOHAN, N.; UNDELAND, T.M.; ROBINS, W.P. **Power electronics converters: applications and design**. 3. ed. New York: Wiley, 2003.
- 36 Li, W.; HE, X. Review of non isolated High Step-Up DC/DC converters in photovoltaic grid-connected applications. **IEEE Transactions Industrial Electronics**, New York, v. 58, n.4, p.1239-1250, 2011.
- 37 LICCARDO, F.; MARINO, P.; TORRE, G.; TRIGGIANESE, M. Interleaved dc-dc converters for photovoltaic modules. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON CLEAN ELECTRICAL POWER, ICCEP, 2007, Capri. **Proceedings of the...** Capri: IEEE, 2007. p. 201-207. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4272383>>. Acesso em: 15 jun 2011.
- 38 HUANG, B.; SADLI, I.; MARTIN, J. P.; DAVAT, B. Design of a high power, high step-Up non-isolated DC-DC converter for fuel cell applications. In: IEEE VEHICLE POWER AND PROPULSION CONFERENCE, VPPC, 2006, Windsor. **Proceedings of the...** Windsor: IEEE, 2006. p. 1-6. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4211352>>. Acesso em: 10 jun. 2011.
- 39 LUO, F. L.; YE, H. Positive output cascade boost converters. **IEEE Proceedings on Electric Power Applications**, New York, v. 151, n. 5, p. 590-606, 2004.
- 40 NOVAES, Y. R.; RUFER, A.; BARBI, I. A new quadratic, three-level, dc/dc converter suitable for fuel cell applications. In: IEEE ON POWER CONVERSION CONFERENCE, 7, 2007, Nagoya. **Proceedings of the...** Nagoya: IEEE, 2007. p. 601-607. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4239218>>. Acesso em: 15 dez. 2012.
- 41 HUTCHENS, C. **Design and control of charge-pumped reboost converter for pv applications**. 2010. (Theses) - Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, 2010. Disponível em: <http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-05112010-145353/unrestricted/Hutchens_CL_T_2010.pdf>. Acesso em: 20 dez. 2011.
- 42 CANESIN, C. A. **Apostila de eletrônica de potência 2**. Ilha Solteira: UNESP/DEE, 2009.
- 43 RASHID, M. H. **Power electronics handbook**. Canada: Academic Press, 2001. 895 p.
- 44 PERIN, A. J. **Curso - Modulação PWM**. Florianópolis, 2000.
- 45 ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIĆ, D. **Fundamentals of power electronics**. 2. ed. New York: Kluwer Academic Publisher, 2001. 912 p.
-

46 NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point-clamped PWM inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. IA-17, n. 5, 1981, p. 518-523.

47 DHERE, N.G.; BET, S.M.; PATIL, H.P. High-voltage bias testing of thin-film PV modules. In: PHOTOVOLTAIC ENERGY CONVERSION WORLD CONFERENCE, 3, 2003, Osaka. **Proceedings of the...** Osaka: IEEE, 2003. v. 2, p. 1923-1926. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1306316>>. Acesso em: 15 jun. 2012.

48 DEL CUETO, J.A.; RUMMEL, S.R. Degradation of photovoltaic modules under high voltage stress in the field. In: RELIABILITY OF PHOTOVOLTAIC CELLS, MODULES, COMPONENTS, AND SYSTEMS, SPIE, 3, SPIE 2010, OPTICS AND PHOTONICS CONFERENCE, 2010, San Diego. **Proceedings of the...** San Diego: SPIE, 2010. Disponível em: <<http://proceedings.spiedigitallibrary.org/volume.aspx?conferenceid=1938&volumeid=654>>. Acesso em: 15 jun. 2011.

49 DEL CUETO, J.A.; SEKULIC, B.R. An unlikely combination of experiments with a novel high-voltage CIGS photovoltaic array. In: WORLD CONFERENCE ON PHOTOVOLTAIC ENERGY CONVERSION, 4, 2006, Waikoloa. **Proceedings of the...** Waikoloa: IEEE, 2006. v. 2, p. 2054-2057. Disponível em: <<http://www.nrel.gov/docs/fy06osti/39877.pdf>>. Acesso em: 20 jun. 2010.

50 LO, Y. K.; WANG, J. M.; WU, S. T. A new commutation method for a full-bridge current-source inverter. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND DRIVES SYSTEMS, PEDS '05, 6, 2005, Kuala Lumpur. **Proceedings of the...** Kuala Lumpur: IEEE, 2005. p. 224-227. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1619689>>. Acesso em: 20 jun. 2011.

51 HIRACHI, K.; TOMOKUNI, Y. A novel control strategy on single-phase pwm current source inverter incorporating pulse area modulation. In: IEEE PROCEEDINGS OF THE POWER CONVERSION CONFERENCE, 1997, Nagaoka. **Proceedings of the...** Nagaoka: IEEE, 1997. p. 289-294.

52 VÁZQUES, N.; LÓPEZ, H.; HERNÁNDEZ, C.; RODRIGUEZ, E.; OROSCO, R.; ARAU, J. A grid connected current source inverter. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON CLEAN ELECTRICAL POWER, ICCEP '09, 9, Capri. **Proceedings of the...** Capri: IEEE, 2009. p. 439-442. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5212016>>. Acesso em: 25 jun. 2012.

53 ARAUJO, S.V.; ZACHARIAS, P.; MALLWITZ, R. Highly efficient single-phase transformerless inverters for grid-connected photovoltaic systems. **Industrial Electronics, IEEE Transactions**, New York, v. 57, n. 9, p. 3118-3128, 2010. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5345742>>. Acesso em: 10 jan. 2012.

-
- 54 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. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1510827&userType=inst>>. Acesso em: 20 jun. 2011.
- 55 JUNIOR, L. G.; BRITO, M. A. G.; SAMPAIO, L. P.; CANESIN, C. A. Integrated inverter topologies for low power photovoltaic systems. In: IEEE/IAS INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS, INDUSCON, 9, 2010, São Paulo. **Proceedings of the...** São Paulo: IEEE, 2010. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5740000>>. Acesso em: 20 dez. 2012.
- 56 BRITO, M. A. G.; SAMPAIO, L. P.; JUNIOR, L. G.; CANESIN, C. A. Inversor CS boost monofásico em aplicações com fontes renováveis. In: IEEE/IAS INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS, INDUSCON, 9, 2010, São Paulo. **Proceedings of the...** São Paulo: IEEE, 2010b. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5739990>>. Acesso em: 12 jun. 2011.
- 57 BRITO, M. A. G.; SAMPAIO, L. P.; JUNIOR, L. G.; GODOY, R. B.; CANESIN, C. A. New integrated Zeta and Cuk inverters intended for standalone and grid-connected applications. In: POWER ELECTRONICS CONFERENCE, COBEP, 2011, Praia Mar. **Proceedings of the...** Praia Mar: IEEE, 2011. p. 657-663. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=06085230>>. Acesso em: 12 jan. 2013.
- 58 BRITO, M. A. G.; JUNIOR, L. G.; SAMPAIO, L. P. E.; MELO, G. A.; CANESIN, C. A. Presentation of main maximum power point tracking strategies intended for photovoltaics. In: POWER ELECTRONICS CONFERENCE, COBEP, 2011, Praia Mar. **Proceedings of the...** Praia Mar: IEEE, 2011. p. 524-530, 2011. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=06085188>>. Acesso em: 20 dez. 2011.
- 59 HS DISSIPADORES. **Catálogo HS Dissipadores: 2008/2009**. São Paulo: HS Beneficiamento de Alumínio. Disponível em: <<http://www.hsdissipadores.com.br/catalogo.pdf>>. Acesso em: 22 ago 2011.
- 60 WILAMOWSKI, B. M.; XIANGLI, L. Fuzzy System Based Maximum Power Point Tracking for PV System. In: IECON 02. INDUSTRIAL ELECTRONICS CONFERENCE, 28, 2002, Sevilla. **Proceedings of the...** Piscataway: IEEE, 1993. p. 3280-3284.
- 61 SIMOES, M. G.; FRANCESCHETTI, N. N.; FRIEDHOFER, M.; A Fuzzy Logic Based Photovoltaic Peak Power Tracking Control. In: ISIE'98. INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, 1998, Pretoria. **Proceedings of the...** Piscataway: IEEE, 1998. p. 300-305.
- 62 HUDSON, R. M.; THORNE, T.; MEKANIK, F.; BEHNKE, M. R.; GONZALEZ, S.; GINN, J. Implementation and testing of anti-islanding algorithms for IEEE 929-2000 compliance of single phase photovoltaic inverters. In: PHOTOVOLTAIC SPECIALISTS CONFERENCE, 39, 2002, Livermore. **Conference of the...** Livermore: IEEE, 2002. p. 1414 - 1419. Disponível em:
-

<<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1190874>>. Acesso em: 20 dez. 2011.

63 IEEE STANDARDS COORDINATING COMMITTEE. **IEEE application guide for IEEE Std 1547, IEEE standard for interconnecting distributed resources with electric power systems**. New York: IEEE, 2009. 207 p. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4816078>>. Acesso em: 20 jun. 2012.

64 DHERE, N.G.; BET, S.M.; PATIL, H.P. High-voltage bias testing of thin-film PV modules. In: WORLD CONFERENCE ON PHOTOVOLTAIC ENERGY CONVERSION PROCEEDINGS, 3, 2003, Osaka. **Proceedings of the...** Osaka: IEEE, 2003. v. 2, p.1923-1926 Vol.2, 18-18 May 2003. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1306316>>. Acesso em: 20 dez. 2011.

65 DEL CUETO, J.A.; RUMMEL, S. R. Degradation of photovoltaic modules under high voltage stress in the field. In: SPIE OPTICS AND PHOTONICS CONFERENCE, 2010, San Diego. **Proceedings of the...** San Diego: SPIE, 2010. Disponível em: <<http://www.nrel.gov/docs/fy10osti/47463.pdf>>. Acesso em: 15 dez. 2012.

66 DEL CUETO, J.A.; SEKULIC, B.R. An unlikely combination of experiments with a novel high-voltage CIGS photovoltaic array. In: IEEE WORLD CONFERENCE ON PHOTOVOLTAIC ENERGY CONVERSION, 4, 2006, Waikoloa. **Proceedings of the...** Waikoloa: IEEE, 2006. v.2, p.2054-2057. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4060072>>. Acesso em: 20 jan. 2013.

APÊNDICE A

Produtos existentes no mercado

Neste apêndice serão apresentados alguns inversores do tipo *grid-tie* (conectados à rede elétrica), disponíveis no mercado mundial, para painéis fotovoltaicos com potência de saída na ordem de 1kW e suas principais características fornecidas pelos respectivos fabricantes. Observou-se, após a pesquisa, que nesta faixa de potência não existem ainda muitas opções disponíveis ao consumidor, especialmente no Brasil.

Como primeiro item a ser apresentado, um exemplo de micro inversor, projetado para operar com um único PV com potência de 230W máximos de entrada.

ENPHASE ENERGY – MICROINVERTER M190/M210

País de origem: EUA

Site: <http://www.enphaseenergy.com/products/products/micro-inverter.cfm>

Principais características:

Microinverter M190:

- Inversor selado, uso externo;
- 230W de entrada, 190W de saída;
- Tensão de trabalho de 28 à 54Vdc;
- Corrente máxima de entrada de 10A;
- Corrente de saída nominal 920mA;
- Tensão de saída nominal 208Vac / 60Hz;
- Eficiência máxima de 95,0%;
- MPPT nominal de 99,8%;
- Dissipação natural de calor;
- Comunicação pela rede CA;
- Temperatura de operação de -40 à 65°C
- Garantia de 15 anos;
- Anti-ilhamento;
- Valor de mercado aproximado: U\$180,00

Microinverter M210:

Diferenças em relação ao inversor M190:

- 240W de entrada, 210W de saída;
- Tensão de trabalho de 38 à 62V;
- Corrente de saída nominal 1A;
- Eficiência máxima de 95,5%;
- Valor de mercado aproximado: U\$210,00

Normas aplicáveis:

UL1741/IEEE1547;



MASTERVOLT – SOLADIN 600

País de origem: Amsterdam, Holanda, com sedes na Inglaterra, Alemanha, Estados Unidos, China, França e Espanha.

Site: <http://www.mastervolt.com/solar/products/soladin-600/>

Principais características:

- 550W de entrada, 525W de saída, máximo 600W de entrada;
- Tensão de trabalho de 28 à 125Vdc, máximo de 155Vdc;
- Corrente máxima de entrada 8A;
- Corrente nominal de saída 2.25A;
- Tensão de saída nominal 230V/50Hz (49,8 à 50.2Hz);
- Consumo à noite <0.05W;
- Faixa de operação do MPPT de 45 à 125Vdc;
- Eficiência máxima de 91 %;
- Fusível interno de 3,15A retardado;
- Comunicação por RS-232 isolada;
- Proteção de ilhamento por monitoramento da janela de tensão e frequência, tempo máximo de reação de 100ms;
- Redução da potência de saída quando a temperatura interna for > 75°C e desligamento em 90°C;
- Fator de potência 0.99; Temperatura de operação de 0 à 40°C;
- Peso: 2kg;
- Garantia de 5 anos;
- Potência do painel recomendada de 160 à 700W;
- Proteção de inversão de polaridade provavelmente feita com diodo anti paralelo;
- Indicação de estado através de dois LEDs;
- Desenvolvido para países em que o circuito ENS não é requerido.
- Inclui anti-ilhamento QNS.
- Valor de mercado aproximado: U\$640,00



Normas aplicáveis:

CE, EMC 89/336/EEG, EN50081-1, EN61000-3-2, EN50082-2, LV73/23/ECC, EN60950, EN62109-1.

SMA – SUNNY BOY 700-US 250VDC

País de origem: Alemanha

Site: <http://www.sma-america.com>

Principais características:

Sunny Boy 700-US 250Vdc

- Potência máxima de entrada: 780W;
- Potência nominal de saída: 700W/700VA;
- Tensão de trabalho de 125 à 200Vdc, nominal de 150Vdc;
- Tensão máxima de entrada 250Vdc;
- Faixa de atuação do MPPT de 125 à 200Vdc;
- Corrente máxima de entrada: 7A;
- Tensão de saída nominal: 120Vac, 60Hz (59.3 à 60.5Hz);
- Faixa da tensão de saída: 106 à 132Vac;
- Corrente máxima de saída: 6.6A;
- Fator de potência: 1;
- DHT < 3%;
- Eficiência máxima de 93.6%;
- Proteção contra curto circuito na saída;
- Proteção contra inversão de polaridade na entrada;
- Consumo à noite: 0.1W;
- Peso: 23kg;
- Temperatura de operação: -25 à 45°C;
- Topologia especificada: Transformador de baixa frequência;
- Dissipação: natural por convecção;
- Display lcd para comunicação com o usuário;
- Comunicação RS-485 opcional;
- Garantia de 10 anos;
- Isolação galvânica;
- Anti-ilhamento;
- Valor de mercado aproximado: U\$1200,00



Normas aplicáveis:

UL1741, UL1998, IEEE 1547, FCC Part 15 (Class A & B), CSA C22.2 No. 107.1-2001

LATRONICS – PVE1200

País de origem: Austrália

Site: <http://www.latronics.com.au/products/grid-connect-inverter-pv-edge-series>

Principais características:

- Potência máxima de entrada: 1600W;
- Potência nominal de saída: 1250W;
- Tensão de trabalho de 54 à 100Vdc;
- Tensão nominal de trabalho de 80 à 90Vdc;
- Tensão máxima de entrada: 100Vdc;
- Faixa de atuação do MPPT de 54 à 100Vdc;
- Início de operação em 70Vdc;
- Faixa da tensão de saída: 205 à 265Vac 50/60Hz +/- 1Hz selecionável;
- Consumo à noite nulo por desconexão da rede elétrica;
- Eficiência máxima de 94%;
- Isolação galvânica de 3500V com transformador toroidal;
- Temperatura de operação: -10 à 50°C;
- Anti-ilhamento com sobre/sub tensão, sobre/sub frequência, *active phase shift*;
- Peso: 11kg;
- Proteção contra inversão de polaridade na entrada através de diodo anti-paralelo;
- Proteção contra sobre carga;
- Proteção contra sobre temperatura;
- Dissipação: Ventilação forçada e controlada;
- Display LCD e LED's para comunicação com o usuário;
- Garantia de 5 anos;
- Valor de mercado aproximado: U\$1300,00



Normas aplicáveis:

AS3100, AS4777, AS1044, EN61000-6-1, EN61000-6-3, EN55014, EN60335-1 CE & C-Tick

CENTROSOLAR – POWERSTOCC OS 1200 MV EXCELLENT

País de origem: Alemanha

Site: <http://www.centrosolar.de/en/products-service/inverter/single/bpid/169/product/show/inv/powerstocc-ps-1200-mv/>

Principais características:

- Potência máxima de entrada: 1100W;
- Potência nominal de entrada: 900W;
- Faixa da tensão de entrada: 125 à 450Vdc;
- Faixa de atuação do MPPT de 180 à 350Vdc;
- Corrente máxima de entrada: 10Adc;
- Potência máxima de saída: 900W;
- Potência nominal de saída: 825W;
- Tensão nominal de saída: 230V +/- 15% 50Hz +/-5Hz;
- Corrente nominal de saída: 3.3A;
- Corrente máxima de saída: 4A;
- DHT < 5%;
- Eficiência máxima de 93.4%;
- Eficiência européia de 90.7%;
- Fator de potência: 1;
- Temperatura de operação: -25 à 60°C;
- Consumo à noite: 0.2W;
- Proteção contra sobre tensão de entrada e saída por varistor;
- Proteção contra inversão de polaridade por diodo em antiparalelo;
- Grau de proteção: IP21;
- Display LCD para comunicação com o usuário;
- Monitoramento de falha de aterramento;
- Anti-island por impedância;
- Dissipação: Natural por convecção;
- Chave de desconexão CC;
- Checar datasheet com fotos internas;
- Comunicação via RS-485;
- Algoritmo proprietário “Ride-Through” para detecção de falhas da rede comercial;
- Garantia de 5 anos;
- Peso: 14kg
- Consumo à noite < 0.2W;



Normas aplicáveis:

EN60529, VDE 0126-1-1, 73/23/EC, 89/336/EEC EMV, 93/68/EEC CE, EN61000-3-2-3, EN61000-6-1, EN61000-6-2, EN/IEC61000-4-13, EN/IEC61000-4-14, EN/IEC61000-4-28, ENV50204, EN61000-6-3, EN61000-6-4, EN50178, EN60664-1;

QNG – QNGST-A1000W

País de origem: China, exportando para North America, South America, Eastern Europe, Southeast Asia, Africa, Oceania, Mid East, Eastern Asia, Western Europe.

Site: <http://chanergy.en.made-in-china.com/product/WMyQADSJgvcE/China-Solar-Grid-Tie-Power-Inverter-1000W.html>

Principais características:

- Potência máxima de entrada 1200W;
- Potência máxima de saída 1100W;
- Potência nominal de saída 1000W;
- Consumo noturno máximo de 0,5W;
- Tensão de entrada máxima de 500Vdc;
- Tensão de trabalho de opcional de 21 à 36V, 46 à 75V ou 82 à 128V;
- Corrente de entrada máxima de 10,2A à 22A (depende da tensão de entrada);
- Faixa da tensão de saída de 160 à 260Vac (50 ou 60Hz +/- 1%);
- Fator de potência $\geq 0,99$;
- Taxa de distorção harmônica menor do que 3%;
- Eficiência máxima de 94,00%;
- Eficiência do algoritmo de MPPT de 99,00%;
- Comunicação RS-485 e RS-232;
- Comunicação com o usuário através de display LCD;
- Temperatura de operação de -25 à 55°C;
- Garantia não informada;
- Dissipação forçada e controlada por ventilador;
- Anti-ilhamento;
- Peso: 18,5kg;
- Dimensões: 440 x 95 x 350mm;
- Grau de proteção IP65;
- Proteção contra inversão de polaridade na entrada;
- Proteção contra sobre temperatura;
- Proteção contra sobre carga;
- Proteção contra curto-circuito;
- Controlador por DSP;
- Isolação de 2500V;
- Valor de mercado aproximado: U\$100,00.



Normas aplicáveis:

CE

FRONIUS – FRONIUS IG 15

País de origem: EUA

Site: <http://www.fronius.com>

Principais Características:

- Potência nominal de saída 1300W, máxima de 1500W;
- Tensão de trabalho de 150 à 400Vdc, máxima de 500V;
- Corrente máxima de entrada 10.73A;
- Corrente nominal de saída 5.7A;
- Eficiência máxima de 94,20%;
- Tensão de saída nominal 230V, 50Hz (49.8 à 50.2Hz);
- Faixa de operação do MPPT de 150 à 400Vdc;
- DHT da corrente < 3%;
- Consumo à noite 0,15W;
- Ventilação forçada e controlada;
- Grau de proteção IP21, opção para uso externo IP45;
- Peso 9kg;
- Temperatura de trabalho de -20°C à 50°C, redução da potência de saída a partir de 35°C;
- Proteção de isolamento, sobre tensão e polaridade reversa de entrada;
- Transformador de alta frequência;
- Anti-island;
- Valor de mercado aproximado: U\$1800,00



Normas aplicáveis:

CE, EN 61000-3-2 (harmonic oscillations), EN 61000-6-2, EN 61000-6-3, EN 50081-1 (EMV-interference emissions), EN 50082-2 (EMV-interference immunity), EN 50178 (electric safety), E DIN VDE 0126 (ENS: country versions with standard ENS card), Regulation 89/336/EEC electromagnetic compatibility, Regulation 93/68/EECCE marking,

KACO – BLUEPLANET 1502XI

País de origem: Alemanha, com sede nos EUA e Canada

Site: <http://www.kaco-newenergy.com/>

Principais características:

- Potência máxima de entrada: 1787W;
- Potência nominal de saída: 1500W;
- Tensão de trabalho de 125 à 400Vdc;
- Tensão máxima de entrada: 550Vdc;
- Faixa de atuação do MPPT de 125 à 400Vdc;
- Corrente máxima de entrada 14.3A, 21.45Asc
- Tensão nominal de saída: configurável 208, 220 ou 240V – 60Hz (59.3 à 60.5Hz);
- Faixa da tensão de saída: 208V → 184 à 226Vac, 220V → 198 à 242Vac, 240V → 211 à 264Vac.
- Corrente nominal de saída: 8A;
- Eficiência máxima: 95.5%;
- Dissipação: natural por convecção;
- Proteção contra curto circuito na saída;
- Proteção contra inversão de polaridade na entrada;
- Proteção contra sobre temperatura;
- Detecção de falha de aterramento;
- Desconexão CA/CC;
- Display LCD para comunicação com o usuário;
- Comunicação RS-485;
- Temperatura de operação: -20 à 60°C, com redução da potência de saída a partir dos 40°C;
- Emissão de ruído audível < 35db;
- Consumo à noite: 0.3W;
- Garantia de 10 anos;
- Anti-ilhamento;
- Peso: 19kg;
- Valor de mercado aproximado: U\$1700,00



Normas aplicáveis:

UL 1741, IEEE 1547, NEC, CSA 22.2 No.107.1-01;

Para este anexo, a pesquisa foi formulada com os principais fabricantes no mercado de inversores para painéis solares que se aproximam das características elétricas do protótipo desenvolvido. Mesmo sendo de países e valor de mercado final distintos, os inversores aqui apresentados são muito semelhantes em relação ao rendimento e potência processada, indicando que nenhum deles utiliza uma estrutura muito diferente ou relativamente inovadora em relação às estruturas já consolidadas no mercado. Acredita-se que existam pequenas

melhorias e alterações para fornecer o diferencial para a concorrência, principalmente no quesito rendimento, aspecto muito observado para utilização em fontes de energia renováveis.

APÊNDICE B

Principais componentes selecionados

Baseados nos esforços calculados na análise qualitativa foram selecionados os seguintes componentes principais para a implementação do protótipo:

CAPACITOR DE ENTRADA

Sugerido capacitor EPCOS modelo MKP B32654A3335 3,3 μ F x 250Vdc Box 15.0 x 24.5 x 31.5mm.



CAPACITOR DO LINK CC

Sugerido 2 Capacitores EPCOS em paralelo ALU Snap-in long life 105 B43504A53967 390 μ F x 450Vdc Radial 35 x 45mm (d x l)



SENSOR DE CORRENTE AC

Sugerido Allegro ACS716KLATR-12CB-T Bidirectional 12.5A Hall Effect Current Sensor.



SENSOR DE TENSÃO AC

Sugerido Avago ACPL-C79A Miniature Isolation Amplifiers



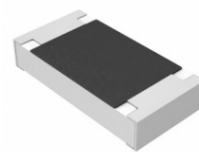
SENSOR DE CORRENTE DC

Como para o monitoramento da corrente na etapa CC-CC não é necessário o isolamento galvânico, pode-se utilizar um sensor resistivo. Sugerido WSR Series da Vishay - Power Metal Strip WSR3 10m Ω 3W 1%.



SENSOR DE TENSÃO DC

Sugerido resistor SMD [Panasonic da série ERJ](#). Resistor SMD de precisão para tensões elevadas.



SUGESTÃO DO CONTROLE DIGITAL

Sugerido DSC Freescale MC56F8257 ou MC56F8037, são modelos presentes no laboratório de eletrônica de potência (LEP).



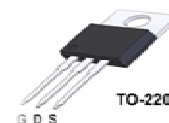
TRANSISTOR DA ETAPA CC-CC

Sugerido transistor MOSFET Canal N da Fairchild modelo FCP16N60N, de baixa resistência de condução.



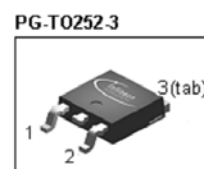
TRANSISTOR DA ETAPA CC-CA

Selecionado o transistor IGBT HTGT7N60A4D da Fairchild (modelo disponível no LEP, podendo ser substituído por novas gerações).



DIODO DA ETAPA BOOST

Sugerido diodo de SiC para avaliação no laboratório modelo IDD10SG60C da Infineon.



CIRCUITO DE ATAQUE DAS CHAVES DA ETAPA CC-CC

Sugerido *Dual Gate Driver* não isolado, modelo FAN3227 da Fairchild. Indicado para transistores de tecnologia MOSFET, possui pinos de habilitação de modulação independentes para cada chave.



CIRCUITO DE ATAQUE DAS CHAVES DA ETAPA CC-CA

Sugerido opto driver da Avago modelo ACPL-332J. Este *driver* é indicado para transistores de tecnologia IGBT, porém pode ser utilizado em MOSFETs também, permitindo uma maior flexibilidade durante a etapa de desenvolvimento. Implementa a tecnologia *Miller Clamp*®, que dispensa o uso tensão negativa para o



bloqueio da chave controlada, facilitando o projeto da fonte de alimentação auxiliar.

CIRCUITO INTEGRADO DE CONTROLE DA FONTE AUXILIAR

Sugerido circuito integrado de controle FSD146MRBN da *Fairchild*. Este modelo é projetado para a topologia *Flyback* e possui o transistor de potência já integrado. É indicado para aplicações de até 17W.

