

## Universidade do Estado do Rio de Janeiro

Centro de Tecnologia e Ciências Faculdade de Engenharia

Rodrigo de Britto Florencio

Conversor CC-CC Boost Interleaved Cinco Níveis com Fonte Solar Fotovoltaica Aplicado a Inversor Multinível MLC<sup>2</sup>

> Rio de Janeiro 2016

Rodrigo de Britto Florencio

## Conversor CC-CC Boost Interleaved Cinco Níveis com Fonte Solar Fotovoltaica Aplicado a Inversor Multinível MLC<sup>2</sup>

Dissertação apresentada, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Ciências, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Eletrônica, da Universidade do Estado do Rio de Janeiro. Área de concentração: Sistemas Inteligentes e Automação.

Orientadora: Prof.ª Maria Dias Bellar

# CATALOGAÇÃO NA FONTE UERJ / REDE SIRIUS / BIBLIOTECA CTC/B

F632 Florencio, Rodrigo de Britto. Conversor CC - CC boost interleaved cinco níveis com fonte solar fotovoltaica aplicado a inversos multinível MLC<sup>2</sup> / Rofrigo de Britto Florencio. - 2016. 239 f.
Orientador: Maria Dias Bellar. Dissertação (Mestrado) – Universidade do Estado do Rio de Janeiro, Faculdade de Engenharia.
1. Engenharia Eletrônica. 2. Energia direta - Conversão - Dissertações. 3. Energia solar fotovoltaica - Dissertações. 4. Conversor CC - CC - Dissertações. . I. Bellar, Maria Dias. II. Universidade do Estado do Rio de Janeiro. III. Título.

Autorizo, apenas para fins acadêmicos e científicos, a reprodução total ou parcial desta dissertação, desde que citada a fonte.

Assinatura

Data

Rodrigo de Britto Florencio

## Conversor CC-CC Boost Interleaved Cinco Níveis com Fonte Solar Fotovoltaica Aplicado a Inversor Multinível MLC<sup>2</sup>

Dissertação apresentada, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Ciências, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Eletrônica, da Universidade do Estado do Rio de Janeiro. Área de concentração: Sistemas Inteligentes e Automação.

Aprovada em \_\_\_\_ de Setembro de 2016. Banca Examinadora:

> Prof.<sup>a</sup> Maria Dias Bellar, Ph. D. (Orientadora) Faculdade de Engenharia – UERJ

Prof. Luís Fernando Corrêa Monteiro, D. Sc. Faculdade de Engenharia – UERJ

Prof. Aluisio Alves de Melo Bento, D. Sc. Faculdade de Engenharia – UERJ

Prof. Walter Issamu Suemitsu, Dr. Ing. Escola Politécnica – UFRJ

> Rio de Janeiro 2016

### DEDICATÓRIA

Ao meu Deus todo poderoso, pelo Dom da vida, por me sustentar nas lutas diárias, por me ensinar a ser humildes nos tropeços e nas derrotas e a ser grato nas vitórias.

À minha esposa Aline e filhos Lorenzo e Florença, que estão sempre ao meu lado, tanto na alegria como na dor e por me incentivarem a dar o meu melhor.

Aos meus pais e irmãos pelo carinho e força em todos os momentos de dificuldade.

Ao Programa de Engenharia Eletrônica da UERJ e a minha Orientadora Maria Bellar por me ajudarem na minha formação profissional e pessoal.

#### AGRADECIMENTOS

Faço um agradecimento todo especial a Deus por permitir uma grande realização em minha vida que é a conclusão e obtenção do título de Mestre.

Graças a Deus tenho uma família que me apoia em minhas escolhas e que foi meu alicerce durante esta batalha. Agradeço a minha esposa Aline, que com toda a sua sabedoria soube usar das palavras para me apoiar e me incentivar; ao meu filho Lorenzo que com seu sorriso e encanto sempre renova as minhas energias; e a minha filha Florença, que com apenas dois meses me transmite paz.

Agradeço aos meus pais, Milton e Fátima, que são a origem do que sou, são pessoas que me ensinaram a viver e a superar todos os obstáculos. Agradeço também aos meus irmãos Alexandre e Lissandro e a todos os meus familiares pela força, incentivo, e por acreditarem no meu potencial. O mesmo digo a minha orientadora Maria Bellar pela paciência, dedicação e pela importante contribuição para que eu pudesse concluir a dissertação.

Se Alguém, com efeito, pretende chegar a um determinado lugar, não há obstáculo algum no caminho que o faça desistir de chegar aonde deseja. Nenhuma prosperidade sedutora nos iluda. Insensato seria o viajante que, contemplando a beleza da paisagem, se esquece de continuar a sua viagem até o fim. São Gregório Magno (540-604), Papa – Século VI

Grandes realizações são possíveis quando se dá importância aos pequenos começos. Lao Tsé

#### **RESUMO**

FLORENCIO, Rodrigo de Britto. *Conversor CC-CC boost interleaved cinco níveis com fonte solar fotovoltaica aplicada a inversor multinível MLC*<sup>2</sup>. 2016. 239f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica) – Faculdade de Engenharia, Universidade do Estado do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2016.

Esta dissertação trata do desenvolvimento de um sistema eletrônico de conversão de energia solar fotovoltaica para tensão alternada trifásica no padrão da rede elétrica em 60 Hz. O sistema consiste de dois conversores CC-CC, barramento de tensão CC com tensão fixa regulada, e inversor trifásico de saída baseado na topologia multinível MLC<sup>2</sup>. Um dos conversores CC-CC é do tipo Boost Interleaved Cinco Níveis e é utilizado para controle do ponto de rastreamento de máxima potência (MPPT), e o outro é um Buck-Boost simples que serve para controlar o fluxo de energia de modo que a tensão do barramento CC seja fixa e regulada. O inversor multinível  $MLC^2$  é uma topologia de cinco níveis que se baseia em ramos de chaves do tipo grampeado a diodos em três níveis (Neutral Point Clamped - NPC) requerendo barramento CC com quatro capacitores. No processo de desenvolvimento da topologia Boost Interleaved Cinco Níveis proposta, foram inicialmente estudadas possibilidades de topologias que se adequassem e formassem um barramento CC com múltiplas tensões (quatro capacitores) equalizadas. Foram implementados dois algoritmos de MPPT em linguagem C: método Perturbar e Observar (P&O), e o método Beta. Foram realizadas simulações com o PSIM de modo a avaliar o desempenho do sistema de conversão de energia com cada método MPPT sob diferentes técnicas de chaveamento: PWM, Relé (on-off) e interleaved. Na análise realizada, foi dada ênfase à variabilidade da irradiação solar e aos correspondentes níveis de tensão e corrente nos componentes, fatores esses que impactam os valores nominais de tensão e corrente para a especificação dos dispositivos de circuito.

Palavras-chave: Boost Multinível; *Interleaved Boost;* NPP; NPC; Link-CC equilibrado e constante; Modulação PWM; MPPT; MLC<sup>2</sup>.

#### ABSTRACT

FLORENCIO, Rodrigo de Britto. *DC-DC five-level interleaved boost converter with solar photovoltaic modules for MLC<sup>2</sup> multilevel inverter*. 2016. 239f. Dissertation (Master Degree in Eletronic Engineering) – Faculty of Engineering, University of the State of Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2016.

This dissertation deals with the development of a solar photovoltaic energy conversion system to feed loads with standard three-phase AC voltage at 60 Hz. The system consists of two DC-DC converters, DC bus voltage regulated at a fixed voltage, and output three-phase inverter based on multilevel topology of type MLC<sup>2</sup>. One of the DC-DC converter is of the type Five Level Boost Interleaved and is used for controlling the maximum power point tracking (MPPT), and the other is a simple buck-boost serving to control the flow of energy so that the DC bus voltage is fixed and regulated. The inverter is a multilevel topology MLC<sup>2</sup> with five levels based on switch legs of the type Neutral Point Clamped (NPC) with three levels, but requiring four DC bus capacitors. In the development process of topology Boost Interleaved Five levels, at first, topologies which could fit and form a DC bus with equalized multiple voltages (four capacitors) have been studied. Two MPPT algorithms have been developed in C language: the Perturb and Observe (P & O) method, and the Beta method. Simulations have been performed with the PSIM to evaluate the operation of the energy conversion system with each MPPT method under different switching techniques: PWM, relay (on-off) and interleaved. In the system analysis, emphasis was given to the solar irradiation conditions and the corresponding resultant voltage and current levels in the components, factors that impact the VA ratings for the specification of the circuit devices.

Keywords: Boost Multilevel; Interleaved Boost; NPP; NPC; Constant and regulated DC link voltage; PWM; MPPT; MLC<sup>2</sup>.

### LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Oferta Interna de Energia no Brasil e no Mundo [87]23
Figura 2 - Oferta Interna de Energia Elétrica no Brasil e no Mundo [87]25
Figura 3 – Sistema fotovoltaico isolado com subsistema de carregamento conectado
diretamente ao painel solar [85]
Figura 4 - Sistema fotovoltaico isolado com subsistema de carregamento conectado
diretamente ao barramento CC [84]32
Figura 5 - Sistema completo do gerenciamento de energia produzida pela irradiação solar
proposto
Figura 6 – Sub-circuitos para obtenção da célula de chaveamento Anodo-Três Níveis (A-
TLSC) [1], [2]; (a) Boost clássico; (b) Inserção de duas chaves (Regra 1); (c) Inserção de dois
capacitores (regra 2); (d) Grampeamento da tensão (regra 3)
Figura 7 – Célula de chaveamento Catodo-Três Níveis (C-TLSC) [1] e [2]
Figura 8 - (a) A-TLSC; (b) C-TLSC; (c) Combinação do A-TLSC com o C-TLSC39
Figura 9 – BTL
Figura 10 – Estágios de comutação [5]; (a) Primeiro estágio; (b) Segundo estágio; (c) Terceiro
estágio; (d) Quarto estágio42
Figura 11 – (a) Conversor boost convencional; (b) Gráfico da tensão e da corrente no indutor
Figura 12 - (a) BTL; (b) fronteira entre o MCC e o MCD48
Figura 13 – Diagrama de blocos do controle em malha fechada utilizando a técnica PWM50
Figura 14 - Controle tipo Relé aplicado ao conversor Boost TL [7] e [8]51
Figura 15 – Controle Interleaved [13]52
Figura 16 – (a) Resposta do controle PWM, (b) Visão ampliada do instante onde ocorre o
desbalanceamento das cargas54
Figura 17 – Tensão nas chaves e os sinais modulantes para o controle PWM55
Figura 18 – Circuito Anti-Chattering [8]56
Figura 19 - (a) Resposta do controlador Relé, (b) Visão ampliada da resposta do controle Relé
em torno do transitório
Figura 20 - Tensão nas chaves e os sinais modulantes para o controle Relé58
Figura 21 - (a) Resposta do controle Interleaved, (b) Ampliação da resposta do controle
Interleaved

Figura 22 - Tensão nas chaves e os sinais modulantes para o controle Interleaved6	50
Figura 23 – Conversor CC dobrador de tensão com inversor ponte-H6	51
Figura 24 – Formas de onda para o conversor BTL com o controlador PWM6	53
Figura 25 – Formas de onda para o dobrador de tensão com ponte H com o controlador PWM	1
	54
Figura 26 – Formas de onda para o conversor BTL utilizando o controlador Relé6	66
Figura 27 – Formas de ondas do dobrador de tensão com ponte H utilizando o controlador	
Relé6	57
Figura 28 – Formas de ondas do conversor BTL com o controlador Interleaved7	0'
Figura 29 – Formas de onda do dobrador de tensão com ponte H com o controlador	
interleaved7	1
Figura 30 – Célula BTL7	'4
Figura 31 – IBTL paralelo [20]7	'4
Figura 32 – Controle tipo PWM aplicado ao conversor IBTL7	'5
Figura 33 - Controle tipo Relé aplicado ao conversor IBTL7	6'
Figura 34 – Controle tipo Interleaved aplicado ao conversor IBTL7	6'
Figura 35 - Resposta do controle IBTL paralelo utilizando ocontrole PWM7	'8
Figura 36 – Corrente RMS e os sinais modulantes7	'8
Figura 37 – Resposta do Controle Relé8	30
Figura 38 – Corrente eficaz nos Indutores e os sinais modulantes utilizando o controle relé no	С
IBTL	31
Figura 39 – Resposta do conversor IBTL paralelo utilizando o controle Interleaved	32
Figura 40 - Corrente eficaz nos Indutores e os sinais modulantes utilizando o controle	
interleaved8	33
Figura 41 - Dobrador de Tensão Interleaved paralelo[15]8	35
Figura 42 – Conversor IBTL paralelo com controlador PWM8	36
Figura 43 - Controlador PWM – Dobrador de Tensão8	36
Figura 44 – Resposta do conversor IBTL ao utilizar o controlador Relé; Tensão eficaz,	
corrente eficaz e Sinal Modulante (SM)8	38
Figura 45 – Resposta do dobrador de tensão ao utilizar o controlador Relé; Tensão eficaz,	
corrente eficaz e Sinal Modulante (SM)8	39
Figura 46 – Resposta do conversor IBTL paralelo utilizando o controlador Interleaved9	)1
Figura 47 – Resposta do Dobrador de Tensão interleaved paralelo utilizando o controlador	
Interleaved9	)2

Figura 48 - Conversor IBTL Série	95
Figura 49 - Dobrador de Tensão Interleaved série [15]	96
Figura 50 – Controle PWM aplicada aos conversores em conexão interleaved série	97
Figura 51 – Tensões nos componentes do IBTL série ao utilizar o controlador PWM	99
Figura 52 – Correntess nos componentes do IBTL série ao utilizar o controlador PWM	e os
sinais modulantes nas chaves	100
Figura 53 – Tensões nos componentes do Dobrador Tensão série ao utilizar o controlad	or
PWM	101
Figura 54 – Correntes nos componentes do Dobrador Tensão série ao utilizar o controla	ıdor
PWM e os sinais modulantes nas chaves	102
Figura 55 – Controle Relé	103
Figura 56 – Tensões nos componentes do IBTL série ao utilizar o controlador Relé	105
Figura 57 – Correntes nos componentes do IBTL série ao utilizar o controlador Relé e o	os
sinais modulantes nas chaves	106
Figura 58 – Tensões nos componentes do Dobrador Tensão série ao utilizar o controlad	or
Relé	107
Figura 59 – Correntes nos componentes do Dobrador Tensão série ao utilizar o controla	ıdor
Relé e os sinais modulantes nas chaves	108
Figura 60 – Controle Interleaved	109
Figura 61 – Tensões nos componentes do IBTL série ao utilizar o controlador Interleave	ed.110
Figura 62 – Correntes nos componentes do IBTL série ao utilizar o controlador Interlea	ved e
os sinais modulantes nas chaves	111
Figura 63 – Tensões nos componentes do Dobrador de Tensão série ao utilizar o contro	lador
Interleaved	112
Figura 64 – Correntes nos componentes do Dobrador de Tensão série ao utilizar o contr	olador
Interleaved e os sinais modulantes nas chaves	113
Figura 65 - Controle MPPT	118
Figura 66 - Fluxograma do método P&O	120
Figura 67 - Controle pelo método Beta	122
Figura 68 - Controle MPPT com barramento CC constante	125
Figura 69 - Controle MPPT/ PWM	127
Figura 70 - Controle do barramento-CC	127
Figura 71 – MPPT pelo método P&O utilizando o controle de equalização de barramen	to
PWM	129

Figura 93 - Conversor IBTL-série com controle MPPT/P&O e controle Relé	155
Figura 94 - Conversor IBTL-série com controle MPPT/P&O e controle Relé – Visão	
Ampliada	156
Figura 95 - Conversor IBTL-série com controle MPPT/Beta e controle PWM	159
Figura 96 - Conversor IBTL-série com controle MPPT/Beta e controle PWM – Visão	
ampliada	160
Figura 97 - Conversor IBTL-série com controle MPPT/Beta e controle Interleaved	161
Figura 98 - Conversor IBTL-série com controle MPPT/Beta e controle Interleaved - Vis	ão
ampliada	162
Figura 99 - Conversor IBTL-série com controle MPPT/Beta e controle Relé	163
Figura 100 - Conversor IBTL-série com controle MPPT/Beta e controle Relé – Visão	
ampliada	164
Figura 101 - Inversor trifásico de dois níveis	168
Figura 102 - Formas de onda da modulação SPWM para o inversor trifásico dois níveis .	169
Figura 103 - formas de onda do SPWM trifásico cinco níveis	171
Figura 104 - Inversor Cinco Níveis	173
Figura 105 - Inversor MLC <sup>2</sup> -5L monofásico [73]	175
Figura 106 - Inversor MLC <sup>2</sup> - 5L modular [73]	176
Figura 107 - (a) Variação da irradiação incidente nos painéis, (b) Potência máxima que o	I
painel pode produzir	177
Figura 108 – Controle do sistema completo	178
Figura 109 - Sinal no tempo utilizando o método P&O com PWM	180
Figura 110 - Tensão e Corrente ao Utilizar o método P&O com PWM	181
Figura 111 - Espectro de Fourier das tensões e correntes ao utilizar o método P&O com l	PWM
para toda a faixa de frequência	182
Figura 112 - Espectro de Fourier das tensões e correntes ao utilizar o método P&O com l	PWM
para a faixa de frequência de 0 a 480 Hz	183
Figura 113 - Modelo simplificado do banco de baterias	184
Figura 114 - Conversor buck-boost com banco de baterias simplificado	184
Figura 115 - Simulação do sistema com bateria conectado à saída do conversor buck-boc	st186
Figura 116 - Comportamento do barramento CC e das tensões nos painéis durante a simu	ılação
com banco de baterias simplificada	187
Figura 117 - Sinal no tempo utilizando o método P&O com Relé	189
Figura 118 - Tensão e Corrente ao Utilizar o método P&O com Relé	190

Figura 119 - Espectro de Fourier das tensões e correntes ao utilizar o método P&O com Relé
para toda a faixa de frequência191
Figura 120 - Espectro de Fourier das tensões e correntes ao utilizar o método P&O com Relé
para a faixa de frequência de 0 a 480 Hz192
Figura 121 - Sinal no tempo utilizando o método P&O com Interleaved
Figura 122 - Tensão e Corrente ao Utilizar o método P&O com Interleaved195
Figura 123 - Espectro de Fourier das tensões e correntes ao utilizar o método P&O com Relé
para toda a faixa de frequência196
Figura 124 - Espectro de Fourier das tensões e correntes ao utilizar o método P&O com
Interleaved para a faixa de frequência de 0 a 480 Hz197
Figura 125 - Sinal no tempo utilizando o método Beta com PWM200
Figura 126- Tensão e Corrente ao Utilizar o método Beta com PWM201
Figura 127 - Espectro de Fourier das tensões e correntes ao utilizar o método Beta com PWM
paratoda a faixa de frequência202
Figura 128 - Espectro de Fourier das tensões e correntes ao utilizar o método Beta com PWM
para a faixa de frequência de 0 a 480 Hz203
Figura 129 - Modelo simplificado do banco de baterias204
Figura 130 - Conversor buck-boost com banco de baterias simplificado
Figura 131 - Simulação do sistema com bateria conectado à saída do conversor buck-boost206
Figura 132 - Comportamento do barramento CC e das tensões nos painéis durante a simulação
com banco de baterias simplificada207
Figura 133 - Sinal no tempo utilizando o método Beta com Relé
Figura 134 - Tensão e Corrente ao Utilizar o método Beta com Relé
Figura 135 - Espectro de Fourier das tensões e correntes ao utilizar o método Beta com Relé
para toda a faixa de frequência211
Figura 136 - Espectro de Fourier das tensões e correntes ao utilizar o método Beta com Relé
para a faixa de frequência de 0 a 480 Hz212
Figura 137 - Sinal no tempo utilizando o método Beta com Interleaved
Figura 138 - Tensão e Corrente ao Utilizar o método Beta com Interleaved215
Figura 139 - Espectro de Fourier das tensões e correntes ao utilizar o método Beta com
Interleaved para toda a faixa de frequência216
Figura 140 - Espectro de Fourier das tensões e correntes ao utilizar o método P&O com
Interleaved para a faixa de frequência de 0 a 480 Hz217

Figura 141 - Controle do fluxo de energia – Acionamento das chaves do conve	ersor buck-boost
Figura 142 - Sistema contendo os painéis solares, o IBTL-série, o Inversor MI	C <sup>2</sup> -5L e a carga
trifásica	
Figura 143 - Controle MPPT/PWM	
Figura 144 - Controle MPPT/Relé	
Figura 137 - Controle MPPT/Interleaved	

### LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Distribuição da Oferta Interna de Energia (OIE) na Matriz Energética do I	Brasil
[87]	23
Tabela 2 – Oferta Interna de Energia no Brasil e no Mundo [87]	24
Tabela 3 - Oferta Interna de Energia Elétrica (OIEE) [87]	24
Tabela 4 – Lógica de chaveamento do conversor BTL[6]	41
Tabela 5 – Tabela do ripple de tensão	61
Tabela 6 – Tabela do sinal modulante (Sm)	61
Tabela 7 - Estratégia de controle do inversor ponte H	62
Tabela 8 – Comparação dos conversores multiníveis utilizando o controle PWM	63
Tabela 9	63
Tabela 10 - Comparação dos conversores multiníveis utilizando o controle Relé	66
Tabela 11	66
Tabela 12 - Comparação dos conversores multiníveis utilizando o controle Interleave	d69
Tabela 13	69
Tabela 14 – Ripple de tensão após o desbalanceamento	
Tabela 15 – Controlador PWM	
Tabela 16 – Controlador Relé	
Tabela 17 – Controlador Interleaved	91
Tabela 18	97
Tabela 19 – Comparação entre as tensões e correntes dos conversores	98
Tabela 20- Relé	
Tabela 21 - Comparação entre as tensões e correntes dos conversores	
Tabela 22	
Tabela 23 - Comparação entre as tensões e correntes dos conversores	110
Tabela 24 - Valores de Beta para diferentes condições ambientais	
Tabela 25 - Ripple de tensão – P&O	137
Tabela 26 - Comparação entre os diversos tipos de controle com o método P&O	137
Tabela 27 - Ripple de tensão - Beta	147
Tabela 28 - Comparação entre os diversos tipos de controle - Beta	147
Tabela 29 - Ripple de tensão no barramento do conversor IBTL-série com controle	
MPPT/P&O	157

Tabela 30 - Comparação entre os diversos tipos de controle utilizando o conversor IBTL-sé	érie
com controle MPPT/P&O	157
Tabela 31 - Ripple de tensão no barramento de saída do conversor IBTL-série com controle	e
MPPT/Beta	165
Tabela 32 - Comparação entre os diversos tipos de controle utilizando o conversor IBTL-sé	érie
······	165
Tabela 33 - Estado das chaves de potência associada a fase a	176
Tabela 34 - Comparação entre os três tipos de controle - Método P&O	198
Tabela 35 - Ripple das tensões no barramento CC - Método P&O	198
Tabela 36 - Comparação entre os três tipos de controle - Método Beta	218
Tabela 37 - Ripple das tensões no barramento CC - Método Beta	218

#### LISTAS DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- ANEEL Agência Nacional de Energia Elétrica
- A-TLSC Anode Three Level Switch Cell
- BTL Boost Three Level
- CA Corrente Alternada
- CC Corrente Contínua
- CCM Continuous Conduction Mode
- C-TLSC Cathode Three Level Switch Cell
- DCM Discontinuous Conduction Mode
- DCMC Diode Clamped Multilevel Converter
- DHT Distorção Harmônica Total
- DSP Digital Signal Processing
- FB Full Bridge
- FL Five Level
- FC Flying Capacitors
- FCMC Flying Capacitors Multilevel Converter
- FPGA Field Programmable Gate Arrays
- HB Half Bridge
- HVDC High Voltage Direct Currente
- IBTL Interleaved Boost Three Level
- MCC Multilevel Clamping Circuit
- MCU Multilevel Clamped Unit
- MLC<sup>2</sup> Multilevel-Clamped Multilevel Converter
- MMC Modular Multilevel Converters
- MPC Main Power Converter
- MPPT Maximum Power Point Tracking
- NPC Neutral Point Clamped
- NPP Neutral Point Potential
- OCDE Organização para Cooperação de Desenvolvimento Econômico
- OIE Oferta Interna de Energia
- OIEE Oferta Interna de Energia Elétrica

P&D – Pesquisa e Desenvolvimento

PV - Photovoltaic

PWM – Pulse Width Modulation

RMS – Root Mean Square

SPWM – Sinusoidal Pulse Width Modulation

STC – Standard Test Condition

SVC – Static Var Compensator

SVM – Space Vector Modulation

tep - toneladas equivalentes de petróleo

TL – Three Level

# SUMÁRIO

INTRODUÇÃO	22
1. Estado da Arte	30
1.1 Configuração do sistema solar fotovoltaico	30
1.1.1 Conversor CC-CC	33
1.1.2 Inversor multinível com grampeamento de ponto neutro	34
1.1.3 Rastreamento de máxima potência do painel fotovoltaico	35
2. CONVERSOR BOOST MULTINÍVEL COM PONTO DE POTENCIAL NEUT	ſRO
BALANCEADO	36
2.1 Conversor CC-CC Boost Three Level	37
2.1.1 Desenvolvimento da topologia Boost Three Level	37
2.2 Análise do Circuito BTL	39
2.2.1 Vantagens	40
2.2.2 Principio de funcionamento	40
2.2.3 Análise do Ganho do Circuito	43
2.3 Projeto do indutor e do capacitor do conversor BTL	46
2.4 Técnicas de controle para equilíbrio das tensões do barramento-CC	49
2.4.1 Controle PWM	49
2.4.2 Controle Relé	50
2.4.3 Controle Interleaved	51
2.5 Simulações do conversor BTL com diferentes técnicas de controles para equilíb	rio
das tensões do barramento-CC	52
2.5.1 Simulação com controle PWM	53
2.5.2 Simulação com controle Relé	56
2.5.3 Simulação com controle Interleaved	59
2.6 Conversor BTL e o dobrador de tensão	61
2.6.1 Simulação dos conversores com a técnica de controle PWM	63
2.6.2 Simulação dos conversores com a técnica de controle Relé	66
2.6.3 Simulação dos conversores com a técnica de controle Interleaved	69
Conclusão Parcial	72
3. CONVERSOR INTERLEAVED BOOST MULTINÍVEL COM TENSÕES DE SA	<b>AÍDA</b>
EQUILIBRADAS	73

3.1 Conversor Interleaved Boost Three Level Paralelo	73
3.1.1 Célula BTL	73
3.2 Técnicas de controle aplicada aos conversores interleaved paralelo multinível	75
3.2.1 Controle PWM	75
3.2.2 Controle Relé	75
3.2.3 Controle Interleaved	76
3.3 Simulação do conversor IBTL-Paralelo com os diferentes controles para	
balanceamento do barramento-CC	76
3.3.1 Simulação com controle PWM	78
3.3.2 Simulação com controle Relé	80
3.3.3 Simulação com controle Interleaved	82
3.4 Conversor IBTL paralelo e o dobrador de tensão Interleaved com inversor pon	te H
Paralelo	85
3.4.1 Simulação com controle PWM	85
3.4.2 Simulação com controle Relé	88
3.4.3 Simulação com controle Interleaved	91
3.5 Conversores Boost Three Level e o Dobrador de tensão com ponte H em conexã	io
Interleaved Série	94
3.5.1 Simulação com controle PWM	96
3.5.2 Simulação com controle Relé	103
3.5.3 Simulação com controle Interleaved	109
Conclusão Parcial	115
4. CONTROLE MPPT PARA PAINÉIS FOTOVOLTAICOS	116
4.1 A importância do MPPT	117
4.1.1 A Função do Conversor CC-CC	117
4.1.2 Método P&O	118
4.1.3 Método BETA	121
4.2 Simulação das técnicas MPPT no conversor BTL	124
4.2.1 Controle MPPT Pelo Método P&O e Controle do barramento-CC	126
4.2.2 Controle MPPT Pelo Método Beta e Controle do barramento-CC	138
4.3 Conversor-CC IBTL-Série	147
4.3.1 Simulação do IBTL-série com controle MPPT P&O	149
4.3.2 Simulação do IBTL-série com controle MPPT Beta	158
Conclusão Parcial	166

5. INVERSOR MULTINÍVEL COM GRAMPEAMENTO DO PONTO I	DE NEUTRO
	167
5.1 Chaveamento por Largura de Pulso Senoidal	167
5.1.1 SPWM para inversores trifásicas	
5.1.1.1 SPWM para inversores de dois níveis	168
5.1.1.2 SPWM para inversores de cinco níveis	170
5.2 Inversor Trifásico Multinível	172
5.2.1 Inversor Trifásico MLC <sup>2</sup> -5L	174
5.3 Resultado de Simulação	176
5.3.1 Simulação do MPPT P&O	
5.3.1.1 Controle PWM	179
5.3.1.2 Controle Relé	
5.3.1.3 Controle Interleaved	193
5.3.2 Simulação do MPPT Beta	
5.3.2.1 Controle PWM	198
5.3.2.2 Controle Relé	
5.3.2.3 Controle Interleaved	213
Conclusão Parcial	
CONCLUSÕES	
Propostas para trabalhos futuros	
REFERÊNCIAS	226
APÊNDICE A – Circuitos de simulações do sistema completo de ge	ração e
gerenciamento de energia	234

#### INTRODUÇÃO

Debates e propostas para o desenvolvimento sustentável têm se intensificado a nível mundial no sentido de promover o uso das fontes de energias renováveis [50]-[53], pois há uma constante preocupação concernente aos impactos destrutivos ao meio ambiente em função do uso de combustíveis fósseis [49].

Para mitigar tais impactos, vários países tais como Alemanha, Itália, Japão, China, EUA, França, Espanha, Índia, Canadá, Inglaterra, entre outros, muito tem investido na pesquisa e geração de energia a partir das fontes renováveis, dentre as quais tem se destacado a energia solar. O objetivo tem sido o de diminuir o uso de combustíveis fósseis, e principalmente do carvão que é considerado dos mais deletérios, em função do alto nível de emissão de poluentes que produzem. No sentido de erradicar o uso do carvão tem surgido campanhas para desmotivar a compra e venda desse combustível. A tendência é que o mesmo aconteça com o petróleo, sobre o qual está prevista a sua gradativa perda de espaço para as fontes de energias renováveis.

Embora 41,2% da matriz energética do Brasil seja baseada em energias renováveis [87], a sua ampla utilização de usinas hidroelétricas encontra-se cada vez mais vulnerável frente às recentes mudanças climáticas que têm alterado os ciclos anuais das chuvas. Além disso, tem havido dificuldades para a expansão do setor hidroelétrico no país por motivos políticos e financeiros [95]. Frente a essa oposição, já é assinalado que, daqui a dez anos, a energia solar será a fonte energética mais barata disponível [96]. Isso se deverá ao fato de que, dentre as energias renováveis, a energia solar é a que mais tem recebido investimentos no mundo [93].

Para que se tenha alguma compreensão sobre o cenário atual da matriz energética no Brasil e no mundo, a seguir são apresentados alguns dados produzidos pelo Ministério de Minas e Energia do Brasil [87]. A Tabela 1 e a Figura 1 apresentam a Oferta Interna de Energia (OIE) na matriz energética do Brasil nos anos 2014 e 2015, onde "mil tep" e "Mtep" representam milhões de toneladas equivalentes de petróleo, e OCDE significa Organização para Cooperação de Desenvolvimento Econômico. Os dados da Figura 1 são comparados com a produção mundial. A Tabela 2 mostra um intervalo de evolução do Brasil e do mundo quanto a produção de energia. A Tabela 3 exibe a produção de energia elétrica por setor, e a Figura 2 exibe a comparação da produção de energia elétrica do Brasil com a do mundo. Observa-se na Tabela 3 e na Figura 2 que a produção de eletricidade por irradiação solar tem uma representatividade muito baixa sendo em torno de apenas 0,01%. Todos esses dados indicam que, embora nas últimas décadas tenha havido um crescimento na oferta de energia no Brasil via fontes renováveis, neste país ainda há muito por se fazer em termos de produção de eletricidade com base em biodiesel, eólica e principalmente em solar.

	mil te	ер		Estrutura %	
ESPECIFICAÇÃO	2014 2015		15/14 % -	2014	2015
NÃO-RENOVÁVEL	185.070	175.957	-4,9	60,6	58,8
PETRÓLEO E DERIVADOS	120.327	111.626	-7,2	39,4	37,3
GÁS NATURAL	41.373	40.971	-1,0	13,5	13,7
CARVÃO MINERAL E DERIVADOS	17.521	17.675	0,9	5,7	5,9
URÂNIO (U308) E DERIVADOS	4.036	3.855	-4,5	1,3	1,3
OUTRAS NÃO-RENOVÁVEIS(*)	1.814	1.830	0,9	0,6	0,6
RENOVÁVEL	120.446	123.255	2,3	39,4	41,2
HIDRÁULICA E ELETRICIDADE	35.019	33.897	-3,2	11,5	11,3
LENHA E CARVÃO VEGETAL	24.936	24.519	-1,7	8,2	8,2
DERIVADOS DA CANA-DE-AÇÚCAR	48.128	50.648	5,2	15,8	16,9
OUTRAS RENOVÁVEIS	12.363	14.191	14,8	4,0	4,7
TOTAL	305.516	299.211	-2,1	100,0	100,0
dos quais fósseis	181.034	172.101	-4,9	59,3	57,5

(\*) Gás industrial de alto forno, aciaria, coqueria, enxofre e de refinaria

Tabela 1 – Distribuição da Oferta Interna de Energia (OIE) na Matriz Energética do Brasil [87]



#### Figura 1 - Oferta Interna de Energia no Brasil e no Mundo, ano 2015 [87]

Renováveis: Mundo (14,2%) e OCDE (9,4%)

	Brasil		OCDE		Outros		Mundo	
Fonte	Fonte 1973 2015 1973 2015	1973	2015	1973	2015			
Óleo	45,6	37,3	52,6	35,8	29,9	24,1	46,1	30,8
Gás natural	0,4	13,7	18,9	25,2	12,9	20,2	16,0	21,4
Carvão	3,2	5,9	22,6	19,0	31,1	36,7	24,6	28,4
Urânio	0	1,3	1,3	10,0	0,2	1,8	0,9	4,9
Hidro	6,1	11,3	2,1	2,3	1,2	2,6	1,8	2,6
Outras não-renováveis	0	0,6	0	0,5	0	0,1	0	0,3
Outras renováveis	44,8	29,9	2,5	7,2	24,7	14,4	10,6	11,6
Biomassa sólida	44,3	22,9	2,4	4,2	24,7	13,0	10,5	9,5
Biomassa líquida	0,5	6,3	0	0,93	0	0,13	0	0,57
Eólica	0	0,62	0	0,88	0	0,28	0	0,51
Solar	0	0,0005	0	0,52	0	0,58	0	0,53
Geotérmica	0	0	0,16	0,66	0	0,44	0,1	0,51
Total (%)	100	100	100	100	100	100	100	100
dos quais renováveis	50,8	41,2	4,6	9,4	26,0	17,1	12,5	14,3
Total - milhões tep	82	299	3.741	5.185	2.105	7.814	6.109	13.653
% do mundo	1,3	2,2	61,2	38,0	34,5	57,2		

Notas: a) estimativas N3E/MME para o último ano, a exceção do Brasil; b) somente o Mundo inclui bunker: 2,6% da OIE em 2015; c) carvão inclui gáses da indústria sidenúrgica

Tabela 2 – Oferta Interna de Energia no Brasil e no Mundo [87]

FORESTETCASÃO	GWI	h	15/14.04	Estrutura (%)	
ESPECIFICAÇÃO	2014	2015	15/14 %	2014	2015
HIDRO	373.439	359.743	-3,7	59,8	58,4
BAGAÇO DE CANA	32.303	34.163	5,8	5,2	5,5
EÓLICA	12.210	21.626	77,1	2,0	3,5
SOLAR	16	59	266,4	0,003	0,010
OUTRAS RENOVÁVEIS	13.879	14.864	7,1	2,2	2,4
ÓLEO	31.668	25.662	-19,0	5,1	4,2
GÁS NATURAL	81.075	79.490	-2,0	13,0	12,9
CARVÃO	18.385	19.096	3,9	2,9	3,1
NUCLEAR	15.378	14.734	-4,2	2,5	2,4
OUTRAS NÃO-RENOVÁVEIS	12.125	12.049	-0,6	1,9	2,0
IMPORTAÇÃO	33.775	34.422	1,9	5,4	5,6
TOTAL	624.254	615.908	-1,3	100,0	100,0
Dos quais renováveis	465.623	464.877	-0,2	74,6	75,5

Notas: (a) inclui 52,7 TWh de autoprodutor cativo em 2015 (que não usa a rede básica); (b) Gás industrial inclui gás de alto forno, gás siderúrgico, gás de coqueria, gás de processo, gás de refinaria, enxofre e alcatrão

Tabela 3 - Oferta Interna de Energia Elétrica (OIEE) [87]





Renováveis: Mundo (24,1%) e OECD (23,1%)

Na tentativa de fomentar a produção de energia por fontes renováveis, o governo brasileiro lançou em dezembro de 2015 um programa de geração distribuída denominado Programa de Desenvolvimento da Geração Distribuída (ProGD) com destaque para a energia solar.

A previsão é que com esse novo plano ocorra investimento de R\$ 100 bilhões até 2030, com 2,7 milhões de consumidores gerando energia em residências, comércio e industrias. Portanto, o ProGD pretende ampliar e aprofundar as ações de estímulo à geração de energia pelos próprios consumidores.

Estima-se que juntos os 2,7 milhões de consumidores possam produzir 23.500 MW (48 TWh produzidos) de energia limpa e renovável, o equivalente à metade da geração da Usina Hidrelétrica de Itaipu. Com isso, o Brasil pode evitar que sejam emitidos 29 milhões de toneladas de CO2 na atmosfera [88]. O ProGD é um incentivo para que o Brasil possa também, pesquisar, propor estudos e métodos eficientes de geração de energia fotovoltaica, já que o índice de irradiação solar é alto no solo brasileiro e deve ser bem aproveitado.

As aplicações da tecnologia por energia solar fotovoltaica vão desde acionamento de cargas isoladas, à ligação em sistemas híbridos, passando por veículos elétricos e às aplicações militares e espaciais [38]. Estima-se que a irradiação solar incidente sobre a superfície terrestre pode produzir dez mil vezes mais energia que o consumo mundial [39]. Atualmente a energia solar fotovoltaica tem sido de crescente interesse para os consumidores urbanos e rurais uma vez que os painéis solares podem ser facilmente adaptados aos telhados de casas e prédios. Além disso, a pesquisa intensa sobre a tecnologia dos painéis e dos conversores de eletrônica de potência tem proporcionado melhorias de desempenho e redução de custos. Unido a esse esforço existem engenheiros dedicados a pesquisar métodos mais eficientes de controle para poder tirar o máximo proveito de um painel fotovoltaico; este tipo de controle é conhecido como estratégia MPPT (*Maximum Power Point Tracking*). No entanto, obter o ponto de máxima potência (MPP), ainda é um problema desafiador, pois a saída do módulo PV possui fortes características não lineares dependentes das condições ambientais [40].

A produção de energia por painéis fotovoltaicos ainda possui um crescimento lento, devido ao alto custo de instalação deste tipo de sistema, tornando a energia produzida muito cara, mas em [54] é mostrado que o rompimento da barreira da paridade com a rede elétrica (*"grid parity"*), em algumas localidades nos Estados Unidos, já é uma realidade.

Esforços de pesquisa no setor das turbinas eólicas têm ampliado esse mercado para as aplicações residenciais e de pequeno porte [55]-[56]. Consequentemente, o universo de soluções baseadas nas fontes de energia alternativas e renováveis tem sido promissor para enfrentar os desafios de um desenvolvimento econômico sustentável com maior independência da rede elétrica ou do uso de combustíveis fósseis [59]-[61].

Nesse contexto, a configuração utilizando sistemas renováveis híbridos ou multifonte baseados em acoplamento CC a um único inversor tem sido atraente nas faixas de potência medianas ou baixas, devido a sua simplicidade para conexão a diferentes fontes e cargas CC. Nesses sistemas em geral é utilizado um conversor CC-CC do tipo elevador de tensão (stepup ou boost) para estabelecer níveis de tensão de barramento CC, que podem estar em torno de 340V ou 780V para alimentação de inversores de dois níveis em ponte completa ou meiaponte, respectivamente, de maneira a fornecer tensão de linha a 220 V em CA na saída [62], [63]. Além disso, encontra-se na literatura configurações de sistemas baseadas em conversor boost e inversor multinível para diversas aplicações, nas quais se incluem os acionamentos de motores elétricos [64]-[66]. No caso de se utilizar inversor multinível do tipo com grampeamento do ponto de neutro (NPC - Neutral-Point-Clamped), é conveniente que o conversor CC-CC também forneça saídas simétricas e equilibradas. Um problema comum para os inversores NPC é a flutuação do ponto de potencial neutro (NPP - Neutral-Point Potential) dos conversores CC-CC; esse desequilíbrio é inerente ao circuito e se agrava ainda mais quando o conversor é exigido por uma carga desequilibrada. Com isso, a tensão em um dos capacitores será superior e ou inferior que a metade do barramento CC, aumentando o estresse de tensão nos dispositivos de potência, gerando harmônicos, causando danos aos equipamentos ali funcionando [32] e dando origem a uma tensão CC indesejada do inversor. Por este motivo muitos pesquisadores estudam métodos de equilíbrio do ponto de potencial neutro (NPP) [30].

Diversas têm sido as propostas de conversores CC-CC *boost* com entrada em fonte única (*"single input"*) e saídas simétricas. Em geral, tais topologias são constituídas de estrutura única ou por uma associação de circuitos, neste trabalho esta associação será chamada de circuito *interleaved* série e ou paralelo.

Nesta Dissertação foi desenvolvido um estudo sobre o conversor *boost* a fim de se obter um conversor *boost* TL (*Three Level*) e em seguida uma associação *interleaved* paralelo foi realizada para aumentar a potência do barramento CC. Nesta estrutura é interessante que o barramento CC seja constante, para que se possa inserir novos conversores ao mesmo e consequentemente aumentar a sua potência. Nessa linha de pensamento foi proposto um método para se manter o barramento constante mediante a inclusão de um conversor *buck-boost*.

Outra proposta de circuito é a ligação em série do conversor BTL (*Boost Three Level*), ou seja, associação *interleaved*-série para se obter um cirtuito cinco níveis com saídas balanceadas e barramento constante. Até o final desta dissertação não foi encontrada na literatura trabalho que utilizasse a estrutura *interleaved* série do conversor BTL, este circuito tem por objetivo ser conectado ao inversor com grampeamento multinível (*Multilevel-Clamped Multilevel Converters – MLC*<sup>2</sup>).

#### **Objetivos**

Os objetivos desta dissertação são os seguintes:

➢ Realizar pesquisa bibliográfica sobre topologias CC-CC com múltiplas saídas com capacidade de fornecer tensões equalizadas com possibilidade de formar barramento CC para inversores multiníveis;

Desenvolver topologia CC-CC *boost* multinível capaz de fornecer múltiplas saídas equalizadas e constantes até cinco níveis;

> Analisar a possibilidade da topologia *boost* multinível desenvolvida ser aplicada ao barramento CC de um inversor multinível do tipo  $MCL^2$ –5L modular [73] e [73], o qual utiliza a estrutura clássica de ramos de chaves do inversor NPC–3L;

Pesquisar sobre técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) aplicadas à painéis solares; e escolher algumas técnicas para serem testadas no sistema proposto.

Desenvolver a modelagem e análise do desempenho do sistema de geração de energia solar fotovoltaico proposto através de simulações digitais.

#### Organização da dissertação

A presente dissertação está dividida em cinco capítulos, além da introdução e conclusão final. Todos os capítulos apresentam uma breve introdução inicial e conclusões parciais no final.

O estado da arte é apresentado no capítulo 01.

O capítulo 2 apresenta o desenvolvimento do conversor CC-CC BTL, e três técnicas de controle para manter o barramento CC equilibrado, este conversor tem seu desempenho comparado com o conversor dobrador de tensão com ponte H com saída TL.

No capítulo 3 são estudadas formas *interleaved* de conexão dos conversores BTL e dobradores de tensão com ponte H, e também será feito uma análise comparativa entre as novas estruturas de circuito obtido.

O capítulo 4 discorre sobre a importância da técnica de rastreio do ponto de máxima potencia e define duas estratégias de controle MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) empregadas ao circuito *Interleaved Boost Three Level* (IBTL) série proposto. No capítulo 5 é analisada a estrutura do inversor  $MLC^2$ -5L de forma sucinta e então é inserido ao circuito o conversor IBTL série com o painel fotovoltaico como fonte de tensão. Esse conjunto possui uma saída para acionamentos de cargas CA.

E por fim, é apresentada a conclusão final com sugestões para trabalhos futuros.

#### 1. Estado da Arte

Com a conscientização sobre a limitação dos recursos naturais, cresce o interesse em produção de energia renováveis, principalmente por meio do uso de painéis solares.

A produção de energia pela irradiação solar é dita energia limpa, porque não produz poluente. Outra vantagem é que pequenos produtores podem gerar energia, para seu próprio consumo, este sistema de produção pode ser conectado a rede de fornecimento convencional ou não, caso não esteja conectado a rede é chamado de sistema isolado.

A motivação deste trabalho é o estudo de um sistema de produção de energia fotovoltaica isolada da rede pública.

O caso cenário de interesse é a ilha de Cabo Frio, localizada em Arraial do Cabo, esta ilha é uma reserva ecológica controlada pela Marinha do Brasil. Para fazer o controle de turistas e embarcações houve a necessidade de se construir um prédio, porém esta ilha não possui nenhuma fonte de energia.

Para se conseguir ligar os equipamentos e tornar o prédio habitável tem-se a necessidade de uma fonte de energia e como a irradiação solar na região de arraial do cabo é alta, a produção de energia por meio dos painéis fotovoltaicos torna-se viável.

#### 1.1 Configuração do sistema solar fotovoltaico

Em [85] é proposto um sistema fotovoltaico isolado, que consiste em um painel fotovoltaico, baterias, dois conversores e um inversor monofásico, conforme exibido na Figura 3.

Um conversor *boost* clássico é usado para manter a tensão do barramento CC constante, enquanto que ao conversor bidirecional CC-CC é aplicado o controle MPPT e dependendo da energia fornecida pelo painel o conversor bidirecional irá operar no modo de descarga ou carregamento. O inversor utilizado é do tipo ponte H com saída monofásica. Para este sistema um único microcontrolador é utilizado.





A configuração do sistema apresentado na Figura 3 proporciona uma maior flexibilidade na escolha da tensão nominal das baterias. Permite o armazenamento da energia excedente para equilibrar o sistema e ao mesmo tempo permite o fornecimento da corrente de pico instantânea quando demandada [85].

Já na Figura 4 [84] é mostrado um segundo tipo de sistema para gerenciamento de energia proveniente de painel solar. Nota-se que neste sistema o conversor CC-CC bidirecional está conectado ao barramento CC, nesta configuração toda a energia produzida passará pelo conversor CC-CC de alta eficiência, mesmo que a carga não esteja demandando aquela energia naquele momento. Deve ser ressaltado que em [84] o objetivo do autor é estudar um conversor CC-CC de alta eficiência.

A proposta deste trabalho é fazer um estudo de um sistema de gerenciamento de energia, obtida através da irradiação solar, que possui três pontos centrais de interesse. Dar uma nova aplicabilidade para o conversor *Boost*, com isso, foi feito um estudo para se obter um conversor CC-CC a partir do *Boost* clássico, pois, o conversor de interesse deve possuir um ponto de potencial neutro (*NPP – Neutral Point Potential*) para que se possa liga-lo ao inversor multinível com ponto de grampeamento neutro (*NPC – Neutral Point Clamped*) que neste caso é o inversor MLC2-5L (*Multilevel-Clamped Multilevel-Converter - Five Level*). O segundo ponto de interesse é manter a tensão de barramento CC total constante e seus polos equalizados. O terceiro ponto é a extração da máxima potencia do painel solar.

Figura 4 - Sistema fotovoltaico isolado com subsistema de carregamento conectado diretamente ao barramento CC [84]



Todo o sistema mostrado na Figura 5 foi simulado na plataforma de simulação PSim. O conversor *buck-boost* tem a função de fazer o controle de fluxo de energia, desta forma consegue-se manter a tensão do barramento total constante.

O conversor IBTL-série tem a finalidade de buscar a tensão de máxima potência do painel e manter o barramento equalizado, ou seja, manter todas as tensões de saídas iguais. Para que isso seja possível o controle MPPT e o controle de equalização de barramento devem atuar ao mesmo tempo no conversor CC-CC. Para manter o barramento equalizado são utilizados três diferentes tipos de controles: Controle PWM, *Interleaved* e Relé.

O barramento CC constante e equalizado alimentará o inversor MLC2-5L, este alimentará uma carga RL equilibrada. O controle utilizado para se conseguir uma tensão CA na saída do inversor é o SPWM (*Sinusoidal Pulse width modulation*).



Figura 5 - Sistema completo do gerenciamento de energia produzida pela irradiação solar proposto

#### 1.1.1 Conversor CC-CC

Na literatura encontram-se estudos de diferentes topologias de conversores CC-CC com múltiplos polos de tensão de saída, para diversas aplicações. Como exemplo pode-se citar: Conversores com NPP [3], [14], [92] que podem ser utilizados para alimentar inversores NPC; Conversores para atender cargas balanceadas e ou desbalanceadas [5], [19]; e Para a-tender cargas que exigem tensões diferentes, facilitando a interação entre as diferentes cargas e demandas de potencia [90], [91].

Porém neste trabalho exige-se que o conversor CC-CC possua cinco níveis, ou seja, cinco polos, sendo um ponto de potencial neutro (NPP); e que os polos possam ser equalizados, mesmo que as cargas estejam desequilibradas.

Então, foi feito um estudo para se conseguir todas as características descritas no paragrafo anterior a partir do *boost* clássico, o que culminou no conversor CC-CC resultante que será chamado de *Interleaved Boost* três níveis série (IBTL-série). Até ao fim dessa dissertação não foi encontrado na literatura está nova configuração do conversor CC-CC, dando assim uma nova aplicabilidade para este conversor.

Neste projeto são utilizados dois tipos diferentes de conversores CC-CC, veja a Figura 5, porém, como o foco do estudo não está no conversor CC-CC bidirecional e nem no armazenamento de energia em baterias, este será deixado para análise e estudo futuro. No entanto no lugar do conversor bidirecional foi utilizado o *buck-boost* que funcionará apenas como controlador de fluxo de energia. Na saída do conversor um resistor foi inserido para utilizar a energia produzida em excesso.

Optou-se em colocar o conversor *buck-boost* em paralelo com o painel solar, assim, a corrente que circulará pelo conversor IBTL-série e pelo barramento CC, será apenas a demandada pela carga, desta forma, exige-se menos dos componentes envolvidos e o sistema opera de forma flexível, uma vez que o fluxo principal de energia (barramento CC de cinco níveis) e o subsistema composto pelo conversor *buck-boost* são claramente separadas uma da outra.

#### 1.1.2 Inversor multinível com grampeamento de ponto neutro

O inversor utilizado neste projeto é o MLC2-5L, pois, este possui ponto de grampeamento neutro e são produzidos utilizando módulos das pernas do inversor NPC três níveis.

O inversor NPC três níveis tem a vantagem de ser utilizado em larga escala na indústria [83], por isso pode ser facilmente encontrado no comércio, tornando o inversor MLC2-5L de fácil construção e robusto, outra vantagem está no número de componentes reduzido quando comparado com o inversor NPC de cinco níveis clássico [73]. Estás características que o inversor MLC2-5L possui é bem visto pela indústria, tornando-o muito promissor para este tipo de aplicação.
#### 1.1.3 Rastreamento de máxima potência do painel fotovoltaico

Dois são os tipos de estratégias de rastreamento da máxima potencia (MPPT – Maximum Power Point Tracking) que compõem este estudo, o Perturbar e Observar (P&O) e o método Beta.

O método Perturbar e Observar foi escolhido por ser um método clássico de fácil implementação e por possuir um vasto material de pesquisa na literatura. A vantagem deste método é que o seu funcionamento é independe das características do conversor, a desvantagem é que uma perturbação na tensão de saída do painel solar é provocada para se verificar como a potência do painel se comporta, e assim, se consiga rastrear o ponto de máxima potência.

O método Beta foi escolhido por ser de fácil desenvolvimento, porém, possui pouca documentação. Então na tentativa de mostrar que o método funciona e dar mais visibilidade ao método Beta, optou-se por inserir este método no estudo. A vantagem deste método é que não é necessário perturbar a tensão do painel para se conseguir o ponto de máxima potencia (MPP – Maximum Power Point). A desvantagem é que há a necessidade de conhecer os parâmetros do painel solar para se conseguir uma melhor eficiência do método, outra desvantagem é que é um método com pouca documentação.

# 2. CONVERSOR *BOOST* MULTINÍVEL COM PONTO DE POTENCIAL NEUTRO BALANCEADO

A palavra multinível foi introduzida na literatura nos anos 1990 [10], porém a ideia de circuitos TL (Three-Level) foi concebida no início da década de 60 para substituir o cálculo binário pelo cálculo ternário [1].

Em 1980, Akira Nabae, escreveu um importante trabalho onde um inversor TL foi desenvolvido para acionamento de um motor de alta eficiência [3], neste trabalho ele reuniu três conhecimentos importantes para reduzir de forma substancial os harmônicos na tensão de saída: Inversor TL, NPC (Neutral Point Clamped) e técnica PWM. Vale notar que a técnica descrita em [3] só pode ser utilizada para cargas balanceadas.

Um problema comum para os inversores NPC é a flutuação do NPP (Neutral-Point Potential) dos conversores CC-CC, esse desequilíbrio ocorre sempre que o conversor é exigido por uma carga desequilibrada, com isso, a tensão em um dos capacitores será superior e ou inferior que a metade do link CC, aumentando o estresse de tensão nos dispositivos de potência e harmônicos são gerados, causando danos aos equipamentos ali funcionando [32] e gerando uma tensão CC indesejada na saída do inversor. Por este motivo muitos pesquisadores estudam métodos de equilíbrio do ponto de potencial neutro (NPP) [30].

Em 1992, inspirados nas técnicas desenvolvidas por Nabae, Pinheiro e Barbi [4], perceberam que a melhor forma de implementar fontes chaveadas para alta tensão é utilizando topologias de conversores CC-CC multinível. Desde então muitos engenheiros e cientistas estão se esforçando para contribuir de alguma forma com o desenvolvimento e avanços que vão de chaves mais rápidas e com alto valor de tensão de operação até técnicas de chaveamento e novas configurações de topologias inversoras e conversoras multiníveis.

Uma vantagem dos circuitos TL é que a tensão nas chaves é reduzida à metade da tensão de entrada ou de saída, dependendo do tipo de circuito, o que o torna adequado para altas tensões de alimentação (entrada) ou altas tensões de saída dos conversores.

Em [1] e [2] é apresentado um método para síntese de uma família de conversores TL para as seguintes topologias:

1) Topologias não isoladas: buck, boost, buck-boost, Cuk, SEPIC, e Zeta;

2) Topologias Isoladas: forward, flyback, push-pull, half-bridge (HB) e full-bridge (FB).

Neste trabalho será abordado o conversor *boost* CC-CC de três níveis e também será analisado o seu comportamento com três diferentes técnicas de controle de tensão, com o ob-

jetivo de manter o balanceamento entre as tensões de saída, tanto para cargas equilibradas quanto para cargas desequilibradas.

## 2.1 Conversor CC-CC Boost Three Level

#### 2.1.1 Desenvolvimento da topologia Boost Three Level

Para se obter o conversor *Boost Three Level* (BTL) o ponto de partida é o conversor *boost* clásico, Figura 6(a). Para se chegar ao conversor desejado, basta seguir as regras descritas em [1] e [2].

Utilizando-se essas regras, descritas a seguir, dois circuitos são obtidos. O primeiro constitui-se de uma célula de chaveamento do tipo Anodo Três-Níveis ("*Three Level Switch Cell - A-TLSC*"), mostrada na Figura 6(d); o segundo compõe a célula de chaveamento do tipo Catodo Três-níveis ("*Cathode Three Level Switch Cell - C-TLSC*"), ilustrada na Figura 7, depois esses dois circuitos são combinados para se obter o circuito BTL.

<u>Regra 1</u>: Substituir a chave Q do conversor *boost* clássico Figura 6(a) por duas chaves Q1 e Q2, então se obtém o circuito da Figura 6(b).

<u>Regra 2</u>: O próximo passo é encontrar ou construir uma fonte de tensão de grampeamento. No conversor *boost* a tensão que a chave Q é submetida é igual à tensão de saida Vo, neste caso então, para construir uma tensão de saída grampeada, é necessário substituir o capacitor C por dois capacitores C1 e C2, Figura 6(c).

<u>Regra 3</u>: Finalmente, é introduzido um diodo de grampeamento CC do ponto central dos dois capacitores ao ponto central das duas chaves, Figura 6(d). Isso nos dará duas fontes de tensões VC1 = Vo/2 e VC2 = Vo/2.

Figura 6 – Sub-circuitos para obtenção da célula de chaveamento Anodo-Três Níveis (A-TLSC) [1], [2]; (a) Boost clássico; (b) Inserção de duas chaves (Regra 1); (c) Inserção de dois capacitores (regra 2); (d) Grampeamento da tensão (regra 3).



O procedimento para se obter o circuito da célula de chaveamento do tipo C-TLSC (Figura 7) será omitido já que as regras são as mesmas utilizadas para se obter o circuito da célula A-TLSC.

Figura 7 – Célula de chaveamento Catodo-Três Níveis (C-TLSC) [1] e [2]



A combinação das células A-TLSC e C-TLSC resulta na topologia do conversor BTL, conforme mostra a Figura 8. Os diodos em destaque (cor verde) na Figura 8(c) podem ser

eliminados, como mostrado na Figura 9, já que este tipo de combinação equivale a um curto circuito.



Figura 8 - (a) A-TLSC; (b) C-TLSC; (c) Combinação do A-TLSC com o C-TLSC

Figura 9 – BTL



## 2.2 Análise do Circuito BTL

Nesta seção serão abordadas as vantagens, desvantagens, principio de funcionamento e a análise de ganho. Com isso pretende-se abordar princípios fundamentais para um bom funcionamento do circuito BTL de modo a manter equalizadas as tensões de saída. Os conversores CC-CC multiníveis estão sendo cada vez mais utilizados por engenheiros e cientistas, devido a muitas vantagens, como baixo conteúdo harmônico, por ter esforço de tensão nas chaves inferior ao do barramento CC e capacidade de conversão de alta potência [6], [7] e [9].

Para este trabalho tem-se um maior interesse nos conversores *boost* multinível, então, salientar-se-á algumas vantagens desses conversores [5], [6], [7], [9], [27]:

 As chaves e diodos são projetados para suportar somente a metade da tensão do barramento CC de saída, sendo assim, é possível operar com tensões mais elevadas com o uso de chaves de menor custo;

2) Reduz perdas de chaveamento, uma vez que cada chave irá comutar com apenas a metade da tensão total de saída.

3) O volume do indutor do BTL é um quarto do volume do indutor do *boost* clássico para um mesmo valor da ondulação (*ripple*) da corrente de entrada;

4) É possível equalizar a tensão do ponto central do barramento CC;

5) Comparado com o conversor *boost* clássico o ganho de tensão é superior.

#### 2.2.2 Principio de funcionamento

O conversor BTL é composto por um indutor, duas chaves semicondutoras de potência, dois diodos e dois capacitores (Figura 9). O indutor tem a função de acumular energia em seu campo magnético e no momento apropriado essa energia será transferida para os capacitores. Assim consegue-se elevar as tensões de saída. Os capacitores são conectados de forma que o conversor possua duas fontes de tensões de saída e com uma lógica de controle adequada consegue-se equalizar as tensões de saída do conversor.

Dependendo da lógica de controle, obtém-se quatro sub-circuitos, correspondentes a cada estágio de chaveamento, os quais serão brevemente descritos. Esta etapa é importante para que se possa entender como os capacitores são carregados e assim entender o funcionamento do conversor.

A lógica de chaveamento que permite tensões equalizadas na saída do conversor é apresentada em [6] e é resumida na Tabela 4. Nesta tabela, as células preenchidas com 'ON' e 'OFF' indicam os momentos em que a chave está mantida em condução e em corte respectivamente, enquanto que 'PWM' indica a ocorrência de chaveamento conforme a lógica PWM aplicada.

	Lógica de Chaveamento					
	Região 1 (	Vo1 > Vin)	Região 2 (	Vin > Vo1)		
	Vo1 < Vo2	Vo1 > Vo2	Vo1 < Vo2	Vo1 > Vo2		
<b>S1</b>	PWM	ON	OFF	PWM		
<b>S2</b>	ON	PWM	PWM	OFF		

Tabela 4 – Lógica de chaveamento do conversor BTL[6]

Quatro estágios de comutação/operação são possíveis, são eles [5]:

**Primeiro estágio**: Este estágio ocorre quando as chaves Q1 e Q2 estão acionadas e a corrente no indutor aumenta. As correntes das saídas,  $i_2 e i_3$  são fornecidas pelos capacitores C1 e C2, Figura 10(a).

**Segundo estágio**: Neste estágio a chave Q1 está aberta e a chave Q2 está fechada. A corrente de entrada flui apenas pela saída 1 (Vo1). A corrente da saída 2 (Vo2) é fornecida pelo capacitor C2. Se a tensão de entrada Vin for maior que a tensão de saída Vo1 a corrente de saída cresce (tem inclinação positiva), caso contrário ela decresce (a inclinação é negativa). Neste estágio, a energia do capacitor C1 aumenta enquanto que a energia do capacitor C2 diminui. Este estágio está representado na Figura 10(b).

**Terceiro estágio**: Neste estágio a chave Q1 está fechada e a chave Q2 está aberta. A corrente de entrada,  $i_1$ , flui apenas pela saída 2 (Vo2), e a corrente,  $i_2$ , da saída 1 (Vo1) é fornecida totalmente pelo capacitor C1. Se a tensão de entrada Vin for maior que a tensão de saída Vo2 a corrente de saída tem inclinação positiva (cresce), caso contrário a inclinação é negativa (decresce). Neste estágio a energia do capacitor C1 diminui enquanto que a energia do capacitor C2 aumenta. Este estágio está representado na Figura 10(c).

**Quarto estágio**: Na Figura 10(d) está representado o quarto estágio. Neste caso, as chaves Q1 e Q2 estão abertas e a corrente de entrada, i<sub>1</sub>, flui pelas duas saídas (Vo1 e Vo2), ou seja, a energia é fornecida para os dois capacitores ao mesmo tempo. Nesta situação, a tensão de saída Vo é sempre maior que a tensão de entrada Vin, então a inclinação da corrente de entrada é negativa (decresce).

Figura 10 – Estágios de comutação [5]; (a) Primeiro estágio; (b) Segundo estágio; (c) Terceiro estágio; (d) Quarto estágio.









Analisando os estágios de comutação e as características do circuito, nota-se que é possível controlar as tensões de saída de forma independente e que duas regiões de operação são possíveis.

A região 1 acontece quando a tensão de saída 1 (Vo1) é igual à tensão de saída 2 (Vo2) e Vo1 é maior que a tensão de entrada (Vin). Nesta condição, somente os estágios 1, 2 e 3 ocorrem.

Já a região 2 acontece quando a tensão de saída 1 (Vo1) é igual à tensão de saída 2 (Vo2) e Vin é maior que Vo1. Nesta condição, somente os estágios 2, 3 e 4 ocorrem.

#### 2.2.3 Análise do Ganho do Circuito

Uma análise do ganho do conversor BTL será feita, porém, para facilitar o estudo, primeiro será analisado o conversor *boost* clássico, Figura 11.

O ciclo de trabalho (*duty cycle*) D é definido como sendo a razão entre o tempo em que a chave permanece acionada pelo período Ts da função. Para se obter o ganho do conversor *boost* clássico em relação a D é bem simples.

$$D = \frac{t_{on}}{T_S} \tag{2.1}$$

$$T_S = t_{on} + t_{off} \tag{2.2}$$

No momento em que a chave está acionada, a tensão sobre o indutor é dada por:

$$v_L = V_d = L \frac{di_l}{dt} \tag{2.3}$$

Integrando ambos os lados de (2.3), chega-se a (2.4).

$$Li_L = V_d \times t_{on} \tag{2.4}$$

Equacionando a tensão no indutor no momento em que a chave está desligada encontra-se a seguinte equação:

$$v_L = V_d - V_o = L \frac{di_l}{dt}$$
(2.5)

Integrando ambos os lados de (2.5), chegar-se a (2.6).

$$Li_L = (V_d - V_o) \times t_{off}$$
(2.6)

Uma outra forma de obter este resultado, é calculando as áreas de A1 e de A2 e igualando-as, Figura 11(b).

Figura 11 – (a) Conversor boost clássico; (b) Gráfico da tensão e da corrente no indutor



Igualando (2.4) e (2.6) e fazendo uma manipulação algébrica simples e inserindo a equação (2.1) no momento oportuno obtém-se, então, o resultado apresentado em (2.7).

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{1}{1-D} \tag{2.7}$$

O ganho de tensão do conversor *boost* clássico (2.7) foi discutido para se ter em mente que utilizando-se dos mesmos recursos, consegue-se equacionar o ganho do conversor BTL. Para se obter o ganho de tensão do conversor BTL deve-se levar em consideração a região em que o conversor está operando. O ganho na região 1 será calculado primeiro e em seguida, o ganho na região 2.

Quando se diz que o circuito TL está operando na região 1, deve-se ter em mente que Vo1 = Vo2 > Vin e que nessa região apenas os estágios 1, 2 e 3 acontecem.

A equação da tensão sobre o indutor, no estágio 1, é apresentada em (2.8).

$$v_L = V_{in} = L \frac{di_1}{dt} \tag{2.8}$$

Integrando ambos os lados de (2.8), obtém-se (2.9).

$$Li_1 = V_{in} \times t_{on} \tag{2.9}$$

No estágio 2 tem-se:

$$v_L = V_{in} - V_{o1} = L \frac{di_1}{dt}$$
(2.10)

Integrando ambos os lados de (1.10), obtém-se (1.11).

$$Li_{1} = (V_{in} - V_{o1}) \times t_{off}$$
(2.11)

E finalmente para o estágio 3 tem-se:

$$v_L = V_{in} - V_{o2} = L \frac{di_1}{dt}$$
(2.12)

Integrando ambos os lados de (1.12), obtém-se (1.13).

$$Li_1 = (V_{in} - V_{o2}) \times t_{off}$$
(2.13)

Para equacionar o ganho de tensão na saída 1 (Vo1), basta igualar (2.9) e (2.11) e então chega-se ao resultado apresentado em (2.14).

$$\frac{V_{o1}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D}$$
(2.14)

Para equacionar o ganho de tensão na saída 2 (Vo2), basta igualar (2.9) e (2.13) e então chega-se ao resultado apresentado em (2.15).

$$\frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D}$$
(2.15)

O ganho total é dado por  $\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{V_{o1} + V_{o2}}{V_{in}}$ , onde o resultado é:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2}{1-D}$$
 (2.16)

Quando se diz que o circuito TL está operando na região 2, deve-se ter em mente que Vo1 = Vo2 < Vin e que nessa região apenas os estágios 2, 3 e 4 acontecem. O desenvolvimento para se obter o ganho para a região 2 será ocultado, porém se for aplicado o mesmo raciocínio de desenvolvimento da região 1 chegar-se-á ao resultado mostrado em (2.17).

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2}{2-D}$$
 (2.17)

### 2.3 Projeto do indutor e do capacitor do conversor BTL

Para projetar o indutor deve-se definir se o conversor está operando no modo de condução contínua ou descontínua, bem como, a potência, as tensões de entrada e de saída e a frequência da portadora. Para este projeto deseja-se que o conversor opere em MCC (Modo de Condução Contínua), a tensão de entrada será de 100V e a de saída de 450V, para facilitar o cálculo será assumido cargas balanceadas na saída com potência distribuída de 2500W totalizando 5000W e a frequência de chaveamento é de 10kHz.

Pelos valores das tensões de entrada e saída, o conversor opera na região 1. A equação 2.16 mostra o ganho do circuito quando o mesmo opera nesta região e a equação 2.9 mostra a corrente no indutor; estas duas equações serão repetidas aqui para facilitar a análise.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2}{1-D}$$
 (2.18)

$$i_L = (V_{in} \times t_{on})/L \tag{2.19}$$

Assumindo que a potencia de entrada é igual à da saída, pode-se escrever,

$$P_{in} = P_{out} = P_1 + P_2 = V_{C1} * I_{o1} + V_{C2} * I_{o2}$$

Como as saídas estão balanceadas então,

$$V_{C1} = V_{C2}$$
;  $I_{o1} = I_{o2} = I_o$  e  $V_{out} = V_{C1} + V_{C2}$ ;

$$V_{in} * I_{in} = (V_{out}/2) * I_{o1} + (V_{out}/2) * I_{o2} = (V_{out}/2) * (I_{o1} + I_{o2}) = V_{out} * I_{o}$$

$$\frac{I_o}{I_{in}} = \frac{V_{in}}{V_o}$$

$$\frac{I_o}{I_{in}} = \frac{1 - D}{2}$$
(2.20)

Assim como em [11], para uma melhor compreensão a análise do cálculo do indutor será feita na fronteira entre o MCC e o MCD (Modo de Condução Descontínua) conforme mostrado na Figura 12. Onde,  $I_{Lo}$  é a corrente média no indutor.

$$I_{Lo} = \frac{1}{2} I_{L,Pico} = \frac{V_{in} * t_{on}}{2L}$$
(2.21)

Substituindo (1.18) em (1.21) chega-se a (1.22)

$$I_{Lo} = \frac{V_o}{4Lf_s} D(1-D)$$
(2.22)

Pela figura abaixo é possível verificar que a corrente do indutor é igual à corrente na fonte ( $i_{in} = i_L$ ), então, é possível encontrar a corrente média de saída ( $I_o$ ) usando as equações (2.20) e (2.22).

$$I_o = \frac{V_o}{8 L f_S} D(1 - D)^2$$
(2.23)

Em [11] é demostrado o cálculo de capacitor através do *ripple* de tensão desejado na saída do conversor, sendo que o valor para cada capacitor é dado por:

$$C = \frac{V_o D}{\Delta V_o R f_S} \tag{2.24}$$



Figura 12 - (a) BTL; (b) fronteira entre o MCC e o MCD

Sabendo que a tensão de saída é  $V_{C1} = V_{C2} = 225V$  e a potência em cada uma das cargas é de 2500W pode-se calcular as cargas de saída,  $R_1 = R_2 = 20,25\Omega$ . Sabendo que a corrente média máxima de saída acontece quando D = 0,333 [11] basta substituir os valores em (2.23) para obter o valor do indutor. Para o cálculo do capacitor definiu-se um *ripple* de tensão de 0,6% e dado os valores de entrada e saída de tensão, através de (2.18) é possível calcular o *duty cycle* D, e agora inserindo esses valores em (2.24) obtém-se o valor do capacitor.

$$L = \frac{R}{8 f_{SW}} D(1-D)^2 = \frac{40,5}{8 * 10000} * 0,333 * (1-0,333)^2 = 75\mu H$$
$$C = \frac{V_o D}{\Delta V_o R f_{SW}} = \frac{0,5556}{0,006 * 20 * 10000} = 463\mu F$$

#### 2.4 Técnicas de controle para equilíbrio das tensões do barramento-CC

#### 2.4.1 Controle PWM

Sem uma malha de controle para balancear as tensões de saída, não é possível distribuir de forma simétrica a energia nos capacitores devido à não linearidade intrínseca do circuito, assim, as tensões, em cada um dos capacitores serão diferentes (principalmente se as cargas forem desbalanceadas), então para corrigir tais assimetrias faz-se necessário o uso de malha de realimentação.

Três técnicas de controle serão aplicadas ao conversor CC-CC multinível neste trabalho, são elas: PWM, Relé e *Interleaved*, para balancear as tensões de saída do conversor mutinível. Cada técnica tem a função de monitorar as tensões envolvidas e controlar o tempo de acionamento das chaves para retirar ou inserir energia nos capacitores de forma a mantê-las equalizadas.

A primeira técnica a ser considerada é a PWM (*Pulse Width Modulation*), que foi escolhida por ser muito difundida na literatura e fácil de ser implementada e consiste em submeter as chaves a uma frequência de chaveamento  $f_s$  constante, onde ajusta-se o tempo  $t_{on}$  de acionamento das chaves.

Para se garantir o equilíbrio entre as saídas Vo1 e Vo2 são necessários dois circuitos PWM além de medições em cada saída. Cada tensão de saída é comparada com uma tensão de referência, gerando um sinal de erro que é inserida na entrada do controle PI, a saída deste gera um sinal modulante que está conectada a um limitador que tem a função de condicionar o sinal a entrada do modulador para gerar o sinal de ciclo de trabalho g1 e g2. A Figura 13 ilustra o diagrama de blocos para a técnica de controle PWM.



#### Figura 13 - Diagrama de blocos do controle em malha fechada utilizando a técnica PWM

#### 2.4.2 Controle Relé

A segunda técnica utilizada é do tipo *ON-OFF* e aqui será chamada de controle relé, pois o comportamento *ON-OFF* funciona como um relé físico que direciona o sinal PWM para as chaves do conversor de acordo com a lógica de controle mostrada na Tabela 4. Desta forma é possível controlar as tensões de saída [7] e [8]. A Figura 14 ilustra o controle tipo relé em malha fechada. Esta técnica de controle foi selecionada por ser de fácil implementação e por já ter sido usada em conversores muitinível em [6], [7] e [8].

Diferentemente da técnica de controle PWM onde se controla os sinais do ciclo de trabalho g1 e g2 de forma independente, na técnica relé o controle destes sinais são partilhados no tempo dependendo dos valores das tensões de saída [7], [14] e [15].

A técnica relé é mais simples de ser realizada do que a técnica PWM, pois é necessária apenas uma portadora, um sensor de tensão para medir Vo e um comparador, para comparar os valores de Vo1 e Vo2, aqui não há a necessidade de se usar um sensor porque tem-se interesse apenas em saber qual saída é maior (sinal lógico) e não o valor real de Vo1 e Vo2 [7] e [8].

Um inconveniente desta técnica é que como as chaves ficam sendo comutadas, na região de convergência acontece um fenômeno chamado *chattering* (oscilações excessivas, o que causa problema de controle). Na subseção 2.5.2 um ciruito anti-*chattering* será apresentado.



Figura 14 - Controle tipo Relé aplicado ao conversor Boost TL [7] e [8]

### 2.4.3 Controle Interleaved

A terceira técnica mostrada na Figura 15 é conhecida por controle *interleaved*, e este tipo de controle é similar ao controle PWM. No conversor mutinível tem-se a necessidade de medir a tensão de saída Vo e a tensão em um dos capacitores, porém recomenda-se medir a tensão no capacitor  $C_2$  porque possui um ponto em comum com a tensão de saída.

A ideia no controle *interleaved* é medir Vo e  $V_{C2}$  porque assim, consegue-se controlar a tensão de saída e a tensão no capacitor C2 respectivamente e consequentemente a tensão VC1 estará regulada também, pois, a tensão de saída será partilhada com o capacitor C1; isso se deve ao fato de que Vo = VC1 + VC2. Neste tipo de controle, para se obter tensões equilibradas na saída, as portadoras devem estar defasadas de 180° [13]. A técnica de controle *interleaved* foi motivada por [13], onde, esta técnica foi utilizada para controlar e balancear as tensões de saída de conversores muitiníveis.

Figura 15 – Controle Interleaved [13]



# 2.5 Simulações do conversor BTL com diferentes técnicas de controles para equilíbrio das tensões do barramento-CC

Nesta seção serão realizadas as simulações para cada uma das técnicas de controle mencionadas neste capítulo e em seguida, será feita uma análise comparativa entre os desempenhos de tais técnicas.

Especificações para os ensaios de simulação são os seguintes:

$$f_{s} = 10 \ kHz$$

$$V_{in} = 100 \ V$$

$$V_{o} = 320 \ V$$

$$R_{L1} = 30 \ \Omega$$

$$R_{L2A} = 30 \ \Omega$$

$$R_{L2B} = 30 \ \Omega$$

$$C_{1} = C_{2} = 440 \mu H$$

$$L = 200 \ \mu H$$

A simulação será realizada em duas etapas. Na primeira etapa as cargas estarão balanceadas e na segunda etapa será acrescida mais uma carga para provocar um desbalanceamento e assim observar a resposta de cada um dos três controladores.

Inicialmente a carga  $R_{L2}$  será composta pela carga  $R_{L2A}$  e no instante t igual a 30ms a carga  $R_{L2B}$  será inserida em paralelo com a carga  $R_{L2A}$ , o que provocará o desbalanceamento entre as cargas, sendo assim, a potencia inicial em cada saída será de 853W, totalizando 1707W e após o desbalanceamento das cargas a potência na saída 1 continuará 853W e na saída 2 a potência será de 1707W totalizando uma potência de 2560W.

#### 2.5.1 Simulação com controle PWM

No controle PWM, Figura 13, dois sinais de erros são gerados e aplicados aos respectivos controladores PI que geraram dois sinais modulantes que aplicados às entradas dos circuitos PWM, resultam em dois sinais de controle distintos, possibilitando o controle independentes das tensões Vo1 e Vo2.

A Figura 16(a) ilustra o resultado obtido para o controlador PWM em uma visão geral e a Figura 16(b) apresenta uma visão ampliada do instante onde ocorre o desbalanceamento das cargas, nota-se que após o transitório de carga o *ripple* na tensão em  $C_2$  aumenta. O reestabelecimento do equilíbrio ocorre após 5ms enquanto que a tensão Vo é reestabelecida após 2ms.

Por meio de uma analise visual percebe-se que o *ripple* nas tensões durante a etapa 1 é inferior, por este motivo foi calculado apenas o *ripple* de tensão durante a etapa 2.

O *ripple* de tensão como escrito em (1.25) foi definido desta forma em [11] e calculando *ripple* de tensão em Vo, Vo1 e Vo2 durante a etapa 2, encontra-se respectivamente: 0.39%, 0.65% e 0.97%.

$$ripple = \frac{\Delta V}{V_{m\acute{e}dio}} = \frac{V_{max} - V_{min}}{V_{m\acute{e}dio}}$$
(1.25)



Figura 16 – (a) Resposta do controle PWM, (b) Visão ampliada do instante onde ocorre o desbalanceamento das cargas

Na Figura 17 encontram-se traçadas as curvas das tensões nas chaves do conversor BTL e os sinais modulantes na entrada do bloco PWM. Enquanto o desbalanceamento das cargas não ocorrem os sinais modulantes possuem o mesmo valor de 72.6% e no momento em que o desbalanceamento ocorre os valores dos sinais modulantes 1 e 2 passam a ter o valor de 84.9% e 64.8% respectivamente, esta diferença acontece para compensar o desequilíbrio das cargas.



Figura 17 - Tensão nas chaves e os sinais modulantes para o controle PWM

#### 2.5.2 Simulação com controle Relé

Agora a analise será feita para o circuito de controle apresentado na Figura 14. Foi dito que para este tipo de controle, um único sinal PWM é partilhado no tempo pelas chaves, dependendo das tensões Vo1 e Vo2, está partilha é feito pelo módulo relé. Nesta técnica apenas um sinal modulante é gerado, o que implica em apenas um sinal de controle. Os sinais de *gate* (controle) g1 e g2 ficam se alternando continuamente na região de convergência, nesta região a comutação acontece de forma excessiva e este fenômeno é conhecido por *chattering*. Para evitar que esse fenômeno aconteça foi adicionado um circuito *anti-chattering* [8], este circuito é um *flip-flop* tipo D que utiliza um sinal de sincronismo para a mudança de posição dos sinais de *gate*, veja a Figura 18.





Para a simulação foi adicionado ao circuito da Figura 14 o esquema acima, assim as comutações realizadas pelo modulo relé será limitada pela frequência de sincronismo fsinc.

A frequência fsinc deve ser inferior que a frequência de chaveamento fs [8]. Para a simulação a ser realizada foi definido que:

$$f_{sinc} = \frac{f_s}{4} \tag{2.26}$$

Nestas condições o *flip-flop* tipo D funcionará como um filtro passa baixa.

A Figura 19(a) mostra o resultado obtido para o controlador Relé em uma visão geral e a Figura 19(b) ilustra uma vista do instante onde se impôs o desbalanceamento das cargas. Assim como ocorre no controle PWM o *ripple* aumenta com o desbalanceamento das cargas e calculando o *ripple* das tensões após o transitório chega-se as ondulações de 1.22%, 8.58% e 9.31% para Vo, Vo1 e Vo2 respectivamente.

Na Figura 20 são apresentadas as tensões nas chaves do conversor BTL para o intervalo de tempo de 50 ms a 52 ms. O sinal modulante na entrada do bloco PWM é exibida para toda a simulação.

Enquanto o desbalanceamento das cargas não ocorre o sinal modulante possui o valor de 44.1% e no momento em que o desbalanceamento ocorre esse aumenta para 48.11%.

Figura 19 - (a) Resposta do controlador Relé, (b) Visão ampliada da resposta do controle Relé em torno do transitório





Figura 20 - Tensão nas chaves e os sinais modulantes para o controle Relé

### 2.5.3 Simulação com controle Interleaved

Na técnica de controle *interleaved*, Figura 15, são gerados dois sinais de erros, os quais serão aplicados aos respectivos circuitos controladores que gerarão sinais modulantes, que serão aplicados às entradas dos blocos PWM.

Diferentemente da técnica de controle PWM aqui as duas saídas do controlador PI influenciam de forma direta nos sinais modulantes gerados, isto é, os controladores são acoplados.

Está técnica visa assegurar o equilíbrio das tensões nos capacitores e para isso, controla-se a tensão total de saída Vo e a tensão no capacito VC2, desta forma a tensão VC1 será controlada de forma indireta.





Na Figura 21(a) são apresentadas os resultados obtidos com o controlador *Interleaved* em uma visão geral e na Figura 21(b) é apresentada uma visão ampliada em torno do instante

do transitório onde ocorre o desbalanceamento das cargas. Como ocorre no controle PWM o *rippl*e de tensão aumenta com o aumento da potencia de saída. O calculo do *ripple* de tensão Vo, Vo1 e Vo2 após o transitório, resultaram em 0.4%, 0.67% e 0.99% respectivamente,.



Figura 22 - Tensão nas chaves e os sinais modulantes para o controle Interleaved

Na Figura 22 encontram-se plotados as tensões nas chaves do conversor BTL e os sinais modulantes do bloco PWM. Enquanto o desbalanceamento entre as cargas não ocorre os sinais modulantes possuem o mesmo valor de 72.6% e no momento em que o desbalanceamento ocorre os valores dos sinais modulantes 1 e 2 passam a ter o valor de 85.2% e 64.8% respectivamente. Esta diferença ocorre para compensar o desequilíbrio das cargas e manter a tensão Vo1 igual a Vo2.

A tabela abaixo mostra o *ripple* de tensão antes e depois do desbalanceamento da carga para uma melhor comparação.

	Antes			Depois			
	Vo	VC1	VC2		Vo	VC1	VC2
PWM	0.18%	0.63%	0.63%		0.39%	0.65%	0.97%
Relé	0.37%	3.38%	3.37%		1.22%	8.58%	9.31%
Interleaved	0.08%	0.56%	0.56%		0.40%	0.67%	0.99%

Tabela 5 - Tabela do ripple de tensão

	Antes		Depois		
	Sm1	Sm2	Sm1	Sm2	
PWM	72.6 %	72.6%	84.9%	64.8%	
Relé	44.1%	Х	48.1%	Х	
Interleaved	72.6%	72.6%	85.2%	64.8%	

Tabela 6 – Tabela do sinal modulante (Sm)

### 2.6 Conversor BTL e o dobrador de tensão

Nesta seção será feito um estudo comparativo entre os conversores BTL e o dobrador de tensão com inversor ponte H, apresentado na Figura 23.

Esses dois tipos de conversores CC-CC são de grande importância para uso em energias renováveis por facilitarem as conexões entre os painéis solares e possuírem saídas balanceadas para conexão com inversores multiníveis NPC (*Neutal Point Clamped*) [14] e [15].



Q1 – Q4	ON	OFF
Q2 – Q3	OFF	ON
 1 . 1 1 .		

Tabela 7 - Estratégia de controle do inversor ponte H

A estrategia de comutação para o conversor dobrador de tensão é mostrada na Tabela 7. É importante observar que os transistores Q1 e Q4 são acionados simultaneamente enquanto os transistores Q2 e Q3 estão desligados e ao acionar os transistores Q2 e Q3 devem-se desligar os transistores Q1 e Q4. Todo cuidado deve ser tomado no acionamento das chaves, pois, se forem acionados os transistores Q1 e Q2 ou Q3 e Q4 ao mesmo tempo resultará num curto circuito na fonte. Para maiores detalhas do circuito supramencionado leia [07].

A análise comparativa entre os dois circuitos será feita para os três tipos de controles já estudados conforme Figuras 13, 14 e 15. Será mostrado também a resposta das tensões e correntes RMS em cada um dos componentes dos circuitos.

Para a simulação foram utilizados as seguintes especificações:

$$f_{s} = 10 \ kHz$$

$$V_{in} = 100 \ V$$

$$V_{o} = 160 \ V$$

$$R_{L1} = 30 \ \Omega$$

$$R_{L2} = 30 \ \Omega$$

$$C_{1} = C_{2} = 440 \mu F$$

$$L = 20 \ \mu H$$

A tensão de entrada é de 100V, sendo assim, para o circuito dobrador de tensão a saída máxima é de 200V, sabendo disso, para efeito de comparação a tensão de saída proposta é de 160V, também optou-se por manter os componentes dos circuitos BTL e Dobrador de tensão com ponte H iguais.

### 2.6.1 Simulação dos conversores com a técnica de controle PWM

Nas Figuras 24 e 25 são mostradas as tensões e correntes em cada um dos componentes do circuito e os ciclos de trabalho dos transistores dos circuitos BTL e dobrador respectivamente. Comparando as duas figuras é possível verificar que as tensões de saída dos dois circuitos conversores se mantiveram equilibradas. Sendo assim, obteve êxito nos dois circuitos, com o controlador PWM. Porém, quando se analisa as demais tensões e correntes, o conversor BTL possui vantagens sobre o dobrador, isso porque o BTL conseguiu reduzir de forma significativa as tensões e correntes nos componentes do circuito segundo os dados da Tabela 8.

	BTL		Dobr	ador
	V (RMS)	I (RMS)	V (RMS)	I (RMS)
C1	80.0	4.74	80.0	5.15
C2	80.0	4.69	80.0	5.15
L1	0	7.18	0	8.21
Q1	56.53	4.67	61.69	5.87
Q2	56.55	4.67	61.68	5.75
Q3	Х	Х	61.68	5.75
Q4	Х	Х	61.69	5.87
D1	42.70	5.45	99.27	5.81
D2	42.68	5.38	99.26	5.81

Tabela 8 – Comparação dos conversores multiníveis util	izando o controle PWN
--	-----------------------

	Overshoot	Tos	Te
BTL	204.98 V	3.4 ms	15 ms
Dobrador	172.82 V	4 ms	15 ms

Tabela 9

Na Tabela 9 é mostrado o *overshoot* em cada um dos circuitos, bem como a sua duração (Tos) e o tempo que o circuito demora a atingir o regime permanente (Te).





Figura 25 - Formas de onda para o dobrador de tensão com ponte H com o controlador PWM



#### 2.6.2 Simulação dos conversores com a técnica de controle Relé

As respostas das tensões e correntes nos componentes dos circuitos BTL e dobrador de tensão utilizando o controlador Relé são mostrados nas Figuras 26 e 27 respectivamente, onde é possível ver que este controlador também cumpriu o que foi proposto, pois, as tensões de saída Vo1 e Vo2 estão equilibradas e Vo se manteve no nível desejado. A partir das figuras acima mencionadas foram geradas as Tabelas 10 e 11. Fazendo uma comparação das correntes no indutor dos dois circuitos, é possível notar que o conversor BTL também leva vantagem neste tipo de controle, pois, possui um valor de 8.4 A, enquanto que para o circuito dobrador de tensão a corrente eficaz no indutor é de 9.45 A.

	BTL		Dobrador	
	V (RMS)	I (RMS)	V (RMS)	I (RMS)
C1	80.0	5.71	80.0	6.11
C2	80.0	5.71	80.0	6.11
L1	0	8.40	0	9.45
Q1	54.51	5.55	58.76	6.68
Q2	54.53	5.56	58.72	6.69
Q3	Х	Х	58.72	6.69
Q4	Х	Х	58.76	6.68
D1	40.0	6.31	94.67	6.68
D2	40.0	6.30	94.60	6.69

Tabela 10 - Comparação dos conversores multiníveis utilizando o controle Relé

	Overshoot	Tos	Те
BTL	Х	Х	10 ms
Dobrador	171.45 V	3.1 ms	8 ms

Tabela 11



Figura 27 - Formas de ondas do dobrador de tensão com ponte H utilizando o controlador Relé



#### 2.6.3 Simulação dos conversores com a técnica de controle Interleaved

Já as Figuras 28 e 29 mostram o comportamento dos circuitos BTL e dobrador de tensão, respectivamente, para o controlador *interleaved*. Este controlador conseguiu equilibrar as tensões de saída Vo1 e Vo2 e manter Vo no nível desejado para os dois circuitos. A partir destas figuras foram geradas as Tabelas 12 e 13 para facilitar a análise comparativa. É possível verificar que para o controlador *interleaved*, o conversor BTL também possui vantagens por conseguir reduzir as tensões e corrente nos componentes.

	BTL		Dobrador	
	V (RMS)	I (RMS)	V (RMS)	I (RMS)
C1	80.0	4.69	80.0	5.20
C2	80.0	4.74	80.0	5.15
L1	0	7.18	0	8.25
Q1	56.53	4.74	61.47	6.01
Q2	56.55	4.67	62.25	5.65
Q3	Х	Х	62.25	5.65
Q4	Х	Х	61.47	6.01
D1	42.70	5.39	100.60	5.86
D2	42.68	5.45	98.94	5.81

Tabela 12 - Comparação dos conversores multiníveis utilizando o controle Interleaved

	Overshoot	Tos	Те
BTL	Х	Х	8 ms
Dobrador	166.0	7.32 ms	15 ms

Tabela 13

Na Tabela 13 é mostrado o *overshoot* em cada um dos circuitos, a duração do *over-shoot* (Tos) e o tempo que o circuito demora para atingir o regime estacionário (Te).



Figura 28 - Formas de ondas do conversor BTL com o controlador Interleaved


Figura 29 - Formas de onda do dobrador de tensão com ponte H com o controlador interleaved

# **Conclusão Parcial**

Neste capítulo foi apresentado o desenvolvimento do conversor *Boost Three Level* (B-TL) e a este foram aplicados três diferentes tipos de controle para avaliação de desempenho. Em seguida, outro circuito conversor também foi proposto e aplicado a estes mesmos três controladores para que assim fosse feito uma análise comparativa entre os dois conversores.

O circuito dobrador de tensão com ponte H foi escolhido por já ter sido estudado e com isso tem-se um vasto material de estudo. O outro motivo de escolha deste, é que ele é apresentado para aplicações em sistemas de energias renováveis, mais especificamente para energia fotovoltaica [15]. Isso se deve ao fato de ser um conversor CC-CC *step-up* com saídas simétricas e possuir um ponto de potencial neutro (NPP - *Neutral-Point Potential*) que pode ser facilmente conectado a um inversor com ponto de grampeamento neutro (NPC) de três níveis.

Analisando os resultados de simulação o circuito que apresenta um melhor resultado é o BTL com o controlador PWM, pois possuiu a menor corrente de indutor e como consequência uma menor potência será dissipado nos transistores.

Outra vantagem do conversor BTL é que este possui um ganho maior que o conversor dobrador de tensão e para aplicação em energias renováveis, tem-se preferência pelos conversores de alto ganho [18].

## 3. CONVERSOR INTERLEAVED BOOST MULTINÍVEL COM TENSÕES DE SAÍDA EQUILIBRADAS

Neste capítulo, é realizado um estudado do conversor BTL em conexão *interleaved* que comporta duas versões paralelo e série. Em seguida, será feita uma comparação com o conversor *interleaved* dobrador de tensão paralelo e série. O conversor IBTL, possui mais algumas vantagens sobre o conversor *boost three level* (BTL).

No modo *interleaved* paralelo a corrente será distribuída entre os dispositivos de forma equilibrada [21] e com isso pode-se elevar a transmissão de potência da conversão, já que a potência total será compartilhada entre os dispositivos. Assim, o circuito não fica limitado às características físicas individuais de cada um dos dispositivos. Já no modo *interleaved* série o ganho do dispositivo aumenta e desta forma consegue-se tensões de saída mais elevadas.

Com esta técnica benefícios como redução do *ripple* da corrente de entrada, transmissão de alta densidade de energia, maior eficiência e confiabilidade e melhor desempenho térmico podem ser obtidos. Uma desvantagem desse método é o aumento de componentes deixando os circuitos mais complexos, em alguns casos o controle de chaveamento também se torna mais complexo [12].

# 3.1 Conversor Interleaved Boost Three Level Paralelo

# 3.1.1 Célula BTL

Comparando com o conversor *boost* clássico, o conversor IBTL (Interleaved Boost Three Level) reduz o ripple de corrente de entrada e o ripple da tensão de saída [25].

A técnica *interleaved* também pode ser usada para facilitar a interconexão de várias fontes de tensão mais baixas para uma maior contribuição de energia na saída. Neste trabalho a técnica *interleaved* será utilizada para fazer a interconexão de painéis fotovoltaicos de uma forma mais eficiente.

O conversor de potência *interleaved* paralelo é construído de forma que duas células do BTL, Figura 30, sejam conectadas em paralelo e possuam a mesma frequência de comutação, no entanto, dependendo da estratégia de controle a ser adotada os tempos de condução das chaves podem ser diferentes. Figura 30 – Célula BTL



Figura 31 – IBTL paralelo [20]



Na Figura 31 é mostrado o conversor IBTL paralelo que é composto por duas células BTL que compartilham os capacitores C1 e C2. Os capacitores são conectados de forma que o conversor possua duas fontes de tensão na saída e com uma lógica de controle apropriado consegue-se equalizar as tensões de saída do conversor.

A lógica de chaveamento que permite tensões equalizadas na saída do conversor é apresentada na Tabela 4.

O ganho para as duas regiões dos conversores BTL e IBTL paralelo são iguais, porém consegue-se potências maiores nas saídas para os conversores com conexão *interleaved*.

# 3.2 Técnicas de controle aplicada aos conversores interleaved paralelo multinível

Neste seção, as mesmas três técnicas de controle já estudadas e aplicadas no controle do balanceamento das tensões de saída serão realizadas, desta forma mostrar-se-á que para o conversor IBTL, também é possível balancear as tensões de saída.

A primeira técnica de controle a ser considerada é a PWM e em seguida a relé e depois a *interleaved*. É importante fazer distinção entre a técnica de controle *interleaved* e conversor *interleaved*.

# 3.2.1 Controle PWM

Para se garantir o equilíbrio entre as saídas Vo1 e Vo2 na técnica de controle PWM fazem-se necessários quatro circuitos PWM e medir Vo1 e Vo2, assim garante-se continuamente a regulagem das tensões de saída. A Figura 32 mostra como o circuito de controle foi implementado levando em conta a modulação PWM.

Figura 32 - Controle tipo PWM aplicado ao conversor IBTL



## 3.2.2 Controle Relé

A segunda técnica utilizada é do tipo *ON-OFF* que como já mencionado no capítulo anterior aqui será chamado de controle relé, pois o comportamento *ON-OFF* funciona como um relé físico que direciona o sinal PWM para as chaves do conversor de acordo com a lógica de controle mostrada na Tabela 4, desta forma é possível controlar as tensões de saída [7] e [8]. A Figura 33 exibe o controle tipo relé em malha fechada.



Figura 33 - Controle tipo Relé aplicado ao conversor IBTL

# 3.2.3 Controle Interleaved

A técnica de controle *interleaved* aplicada ao conversor IBTL paralelo é mostrada na Figura 34, sendo necessários quatro controladores PI e quatro circuitos de modulação PWM. Neste tipo de controle, para se conseguir tensões equilibradas na saída, as portadoras devem estar defasados de 180º [13].

Figura 34 - Controle tipo Interleaved aplicado ao conversor IBTL



# **3.3 Simulação do conversor IBTL-Paralelo com os diferentes controles para balanceamento do barramento-CC**

Nesta seção será mostrado os resultados das simulações para cada um dos métodos de controle mencionado neste capítulo e em seguida compararemos alguns resultados obtidos. Para a simulação foi utilizado as seguintes especificações:

$$f_s = 10 \ kHz$$
$$V_{in1} = V_{in2} = 100 \ V$$

$$V_o = 320 V$$
$$R_{L1} = 30 \Omega$$
$$R_{L2A} = 30 \Omega$$
$$R_{L2B} = 30 \Omega$$
$$L = 20 \mu H$$
$$C_1 = C_2 = 440 \mu F$$

Da mesma forma que foi realizado para o BTL, a simulação aqui será realizada em duas etapas. A primeira etapa as cargas estarão balanceadas e na segunda etapa será acrescida mais uma carga para provocar um desbalanceamento e assim observar a resposta de cada controlador.

Inicialmente a carga  $R_{L2}$  será composta pela carga  $R_{L2A}$  e no tempo t igual a 35ms a carga  $R_{L2B}$  será inserida em paralelo com a carga  $R_{L2A}$ , o que provocará o desbalanceamento entre as cargas.

Note que na conexão *interleaved* paralelo é de extrema importância que as duas células possuam o mesmo valor de referência para que não ocorra problema com os circuitos envolvidos. Primeiro será analisado o controle PWM depois o controle Relé e em seguida o controle *Interleaved*.

# 3.3.1 Simulação com controle PWM

No circuito da Figura 32, que corresponde ao controle PWM, percebe-se que quatro sinais de erros são gerados e estes serão aplicados ao seu respectivos circuitos controladores e cada um gerará um sinal modulante, totalizando quatro sinais modulantes que serão aplicados às entradas dos circuitos de modulação PWM e tendo como resultado quatro sinais de controle distintos, assim será possível controlar as tensões Vo1 e Vo2 de forma independente.

Na Figura 35(a) é mostrada toda a resposta dinâmica do sistema e na Figura 35(b) é possível visualizar a região ampliada de onde ocorre o desbalanceamento das cargas, nota-se que quando tal fato ocorre o *ripple* nas tensões aumentam. As tensões Vo, Vo1 e Vo2 demoram 5ms para retornarem ao valor desejado. É possível notar também que em t = 3.88ms ocorre o *overshoot* e em 12ms o circuito já se encontra em regime permanente.

Calculando *ripple* de tensão de Vo, Vo1 e Vo2 durante a etapa 2, para o controlador PWM, encontra-se respectivamente: 1.04%, 0.72% e 1.38%.



Figura 35 - Resposta do controle IBTL paralelo utilizando ocontrole PWM

Na Figura 36 encontram-se plotados as correntes RMS nos indutores do conversor IBTL e os sinais modulantes do sinal PWM. Antes do desbalanceamento das cargas os sinais modulantes possuem valor de 73.1%, 23.3%, 73.1% e 23.3% respectivamente e no momento em que o desbalanceamento ocorre os valores dos sinais modulantes 1, 2, 3 e 4 passam a ter o valor de 81.9%, 29.1%, 81.9% e 29.1% respectivamente.



#### 3.3.2 Simulação com controle Relé

Agora a analise será feita para o sistema apresentado na Figura 33, foi dito que para este tipo de controle o ciclo de trabalho é partilhado no tempo dependendo das tensões Vo1 e Vo2, esta partilha é feito pelo módulo relé. Ao utilizar esta técnica no conversor IBTL, apenas dois sinal modulantes são gerados, o que implica em dois sinal de controle.

A Figura 37 mostra a resposta dinâmica do circuito ao se utilizar o controle relé e a região ampliada de onde ocorre o desbalanceamento das cargas, nota-se que quando tal fato ocorre o *ripple* nas tensões aumentam. As tensões Vo, Vo1 e Vo2 demoram 3ms para retornarem ao valor desejado. É possível notar também que em t = 5.14ms ocorre o *overshoot* e em 9ms o circuito já se encontra em regime.Calculando o *ripple* de tensão Vo, Vo1 e Vo2 durante a etapa 2, encontra-se respectivamente: 1.07%, 6.70% e 7.31%.



Figura 37 - Resposta do Controle Relé

Na Figura 38 encontram-se plotados as correntes RMS dos indutores do conversor IBTL para o controle Relé e os sinais modulantes do sinal PWM. Antes do desbalanceamento

ocorrer os sinais modulantes possuem o valor de 16.1% e 16.1% e após o desbalanceamento os valores dos sinais modulantes 1, 2 passam a ser de 22.2% e 22.2% respectivamente.



Figura 38 - Corrente eficaz nos Indutores e os sinais modulantes utilizando o controle relé no IBTL

#### 3.3.3 Simulação com controle Interleaved

Para controlar o conversor IBTL com o controle *interleaved*, como mostrado na Figura 34, faz-se necessário gerar quatro sinais de erro, onde estes serão, aplicados aos seus respectivos circuitos controladores e cada um gerará um sinal modulante, totalizando quatro sinais modulantes que serão aplicados às entradas dos circuitos PWM.

A Figura 39 mostra a resposta dinamica do circuito IBTL utilizando o controlador *in-terleaved* e no tempo de 7.98ms ocorre um *overshoot*, ou seja, uma tensão de pico de 335.1 V e entrando em regime em 19ms, mostra também a região onde ocorre o desbalanceamento das cargas, ampliada. Assim como ocorre no controle PWM o *ripple* aumenta com a introdução de um desbalanceamento de carga e calculando o *ripple* das tensões após o desbalanceamento encontram-se os seguintes resultados para Vo, Vo1 e Vo2 respectivamente, 1.24%, 0.90% e 1.60%.

Na Figura 40 encontram-se plotados as tensões nas chaves do conversor IBTL e os sinais modulantes do sinal PWM. Antes do desbalanceamento ocorrer os sinais modulantes possuem o valor de 72.6%, 22.5%, 72.6% e 22.5% e após o desbalanceamento os valores dos sinais modulantes 1, 2, 3 e 4 passam a ser de 82.7%, 30.1%, 82.7% e 30.1% respectivamente.

Controle	Ripple				
	Vo	VC1	VC2		
PWM	1.04%	0.72%	1.38%		
Relé	1.07%	6.7%	7.31%		
Interleaved	1.4%	0.9%	1.6%		

Tabela 14 – *Ripple* de tensão após o desbalanceamento



Figura 40 - Corrente eficaz nos Indutores e os sinais modulantes utilizando o controle interleaved



# **3.4** Conversor IBTL paralelo e o dobrador de tensão *Interleaved* com inversor ponte H Paralelo

Nesta seção será feito um estudo comparativo entre os conversores IBTL paralelo, Figura 31, e o dobrador de tensão *interleaved* com inversor ponte H.

O dobrador de tensão *interleaved* é concebido pela associação das respectivas células em paralelo, Figura 41. Sua estratégia de controle é igual à apresentada para o conversor dobrador convencional, resumida na Tabela 7.



Figura 41 - Dobrador de Tensão Interleaved paralelo[15]

A análise comparativa entre os dois circuitos supramencionados será feita para os três tipos de controles, com base na resposta das tensões de saída, na corrente eficaz do indutor e no ciclo de trabalho.

Para os dois circuitos simulados foram utilizados os seguintes dados:

$$f_{s} = 10 \ kHz$$

$$V_{in1} = V_{in2} = 100 \ V$$

$$V_{o} = 160 \ V$$

$$R_{L1} = 30 \ \Omega$$

$$R_{L2} = 15 \ \Omega$$

$$L = 20 \ \mu H$$

$$C_{1} = C_{2} = 440 \mu F$$

3.4.1 Simulação com controle PWM

As Figuras 42 e 43 mostram as respostas dos conversores IBTL e dobrador de tensão respectivamente, para o controlador PWM.



Figura 42 - Conversor IBTL paralelo com controlador PWM

Figura 43 - Controlador PWM - Dobrador de Tensão



	Valor eficaz			Sinal Modulante (SM)				
	VC1	VC2	IL1	IL2	1	2	3	4
IBTL	80V	80V	5.96A	5.96A	22.94%	12.94%	22.94%	12.94%
Dobrador	80V	80V	6.82A	6.82A	17.64%	25.42%	17.64%	25.42%

Tabela 15 - Controlador PWM

Na Tabela 15 encontram-se os valores medidos, em 0.5ms, das tensões nos capacitores C1 e C2, das correntes nos indutores L1 e L2 e o sinal modulante de cada chave. Comparando tais dados, vê-se que ambos os conversores mantiveram as tensões equilibradas mesmo com cargas desbalanceadas, percebe-se também que as correntes no conversor IBTL-paralelo é menor, para as condições de simulação, vê-se também que o sinal modulante do IBTL é inferior ao comparar com o dobrador de tensão, isso acontece porque o IBTL possui um ganho maior.

## 3.4.2 Simulação com controle Relé

Nas Figuras 44 e 45 são mostradas as respostas dos conversores IBTL e dobrador de tensão respectivamente, para o controlador Relé. Na Tabela 16 encontram-se os valores médios para o intervalo de tempo de 20 ms à 60 ms, das tensões nos capacitores C1 e C2, dos indutores L1 e L2 e o sinal modulante de cada chave. Comparando tais dados, vê-se que os controladores Relé conseguiram manter as tensões equilibradas mesmo com cargas desbalanceadas, Percebe-se também que os níveis das correntes no conversor IBTL são um pouco inferior, para as condições de simulação, assim como os sinais modulantes.

	Valor eficaz				Sinal Modu	ılante (SM)
	VC1	VC2	IL1	IL1	1	2
IBTL	81V	79V	6.85A	6.85A	27.49%	27.49%
Dobrador	80.22V	79.80V	7.78A	7.78A	32.80%	32.80%

Tabela 16 – Controlador Relé

Figura 44 – Resposta do conversor IBTL ao utilizar o controlador Relé; Tensão eficaz, corrente eficaz e Sinal Modulante (SM)



Figura 45 – Resposta do dobrador de tensão ao utilizar o controlador Relé; Tensão eficaz, corrente eficaz e Sinal Modulante (SM)



#### 3.4.3 Simulação com controle Interleaved

Nas Figuras 46 e 47 são mostradas as respostas dos conversores IBTL e dobrador de tensão respectivamente, ao ser utilizado o controlador *Interleaved*. Na Tabela 17 encontramse os valores médios, para o intervalo de 20ms a 60ms, das tensões nos capacitores C1 e C2, das correntes nos indutores L1 e L2 e o sinal modulante de cada chave. Comparando os dados apresentados, vê-se que os controladores *interleaved* conseguiram compensar o desbalanceamento das cargas e mantiveram as tensões de saídas equilibradas. Percebe-se também que as correntes no conversor IBTL é um pouco maior, para as condições de simulação, porém o ciclo de trabalho é inferior ao comparar com o dobrador de tensão, essa redução do ciclo de trabalho permite que uma menor potência seja dissipada nas chaves.

	RMS			Sinal Modulante				
	VC1	VC2	IL1	IL2	1	2	3	4
IBTL	80V	80V	5.99A	6.05A	22.81%	13.18%	22.81%	13.18%
Dobrador	80V	80V	6.82A	6.82A	25.18%	17.79%	25.19%	17.79%

Tabela 17 - Controlador Interleaved

Figura 46 - Resposta do conversor IBTL paralelo utilizando o controlador Interleaved



Figura 47 – Resposta do Dobrador de Tensão interleaved paralelo utilizando o controlador Interleaved



# **3.5** Conversores *Boost Three Level* e o Dobrador de tensão com ponte H em conexão *Interleaved* Série

Nesta seção será mostrado o comportamento dos conversores BTL e dobrador de tensão conectados pela técnica *interleaved* série utilizando os seguintes controladores: PWM, Relé e *Interleavead*. Mais uma vez vale ressaltar que não se deve confundir circuito *interleaved* com o controlador *interleaved*.

A Figura 30 mostra uma célula BTL, duas destas células podem ser associadas em série para gerar um circuito IBTL série, como mostrado na Figura 48.

Esta associação *interleaved* também pode ser usada para facilitar a interconexão de várias fontes de baixas tensões para uma maior contribuição de energia na saída. Neste caso, o ganho de tensão desse novo circuito, é a soma dos ganhos de cada conversor associado em série. Para o caso do IBTL série e assumindo que os ciclos de trabalho D são iguais para as duas células, o ganho para cada região é dado por:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{4}{(1-D)}$$
(3.17)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{4}{(2-D)}$$
(3.18)

As simulações desta seção iniciam com cargas balanceadas e em seguida é imposto um transitório de carga em uma das saídas simétricas. Inicialmente a carga  $R_{L2}$  será composta pela carga  $R_{L2A}$  e no tempo t igual a 35ms a carga  $R_{L2B}$  será inserida em paralelo com a carga  $R_{L2A}$ , o que provocará o desbalanceamento entre as cargas.

Para todas as simulações desta seção foram utilizados os seguintes dados:

$$f_s = 10 \ kHz$$
$$V_{in1} = V_{in2} = 100 \ V$$
$$V_o = 300 \ V$$
$$R_{L1} = 30 \ \Omega$$

$$R_{L2A} = 30 \Omega$$
$$R_{L2B} = 30 \Omega$$
$$L = 20 \mu H$$
$$C_1 = C_2 = 440 \mu F$$

Figura 48 - Conversor IBTL Série



O dobrador de tensão *interleaved* série é mostrado na Figura 48. Este circuito também será simulado e comparado com o IBTL.



Figura 49 - Dobrador de Tensão Interleaved série [15]

#### 3.5.1 Simulação com controle PWM

A Figura 50 mostra o controlador PWM que foi aplicado para simular as respostas dos conversores IBTL e dobrador de tensão. Nas Figuras 51 e 52 são mostradas as respostas de tensão e corrente em cada componente do circuito IBTL e nas Figuras 53 e 54 são mostradas as respostas de tensão e corrente em cada componente do circuito dobrador de tensão.

A partir das Figuras 51, 52, 53 e 54 foram gerados os dados apresentados nas Tabelas 18 e 19. Através delas é fácil perceber que o conversor IBTL teve um melhor desempenho, pois, conseguiu reduzir tanto as tensões nos componentes do circuito como também a corrente, ou seja, componentes com potencias menores e mais baratos podem ser utilizados. Outra vantagem do conversor IBTL série é o número inferior de componentes quando comparado ao dobrador de tensão com inversor ponte H.



# Figura 50 - Controle PWM aplicada aos conversores em conexão interleaved série

- Tos  $\rightarrow$  Tempo onde ocorre o overshoot
- Te  $\rightarrow$  Tempo para estabilizar
- Td → Tempo necessário para estabilizar após a ocorrência do desbalanceamento

	Overshoot	Tos	Te	Td
IBTL	389.79 V	3.52 ms	12.5 ms	11 ms
Dobrador	326.32 V	2.99 ms	12 ms	9 ms

Tabela 18

	IB	TL	Dobrador		
	V (RMS)	I (RMS)	V (RMS)	I (RMS)	
C1	75	7.34	75	8.93	
C2	75	7.26	75	8.93	
C3	75	10.56	75	13.73	
C4	74.99	10.48	75	13.73	
L1	0	11.45	0	14.49	
L2	0	19.16	0	24.04	
Q1	56.45	7.16	62.82	10.28	
Q2	55.94	7.30	63.61	10.21	
Q3	58.06	12.35	63.60	10.21	
Q4	58.04	12.57	62.83	10.28	
Q5	Х	Х	67.80	17.0	
Q6	Х	Х	67.80	17.0	
Q7	Х	Х	67.80	17.0	
Q8	Х	Х	67.80	17.0	
D1	40.15	8.94	95.15	10.25	
D2	40.86	8.82	96.78	10.25	
D3	47.48	14.65	103.37	17.0	
D4	47.48	14.46	103.35	17.0	

Tabela 19 – Comparação entre as tensões e correntes dos conversores



Figura 51 - Tensões nos componentes do IBTL série ao utilizar o controlador PWM



Figura 52 – Correntess nos componentes do IBTL série ao utilizar o controlador PWM e os sinais modulantes nas chaves



Figura 53 – Tensões nos componentes do Dobrador Tensão série ao utilizar o controlador PWM



Figura 54 – Correntes nos componentes do Dobrador Tensão série ao utilizar o controlador PWM e os sinais modulantes nas chaves

# 3.5.2 Simulação com controle Relé

Para a análise dos conversores utilizando o controle relé foram feitas simulações dos circuitos conforme o esquema mostrado na Figura 55.





Nas Figuras 56, 57 58 e 59 são mostradas as respostas de tensão e corrente em cada componente do circuito IBTL e dobrador de tensão. A partir destas figuras foram gerados os resultados apresentados nas tabelas abaixo:

	Overshoot	Tos	Те	Td
IBTL	309.44 V	1.45 ms	7 ms	8.2 ms
Dobrador	313.40 V	1.46 ms	6 ms	5 ms

Tabela 20- Relé

	IB	TL	Dobrador		
	V (RMS)	I (RMS)	V (RMS)	I (RMS)	
C1	75.0	9.0	74.99	10.96	
C2	75.01	8.99	75.04	10.94	
C3	74.92	13.26	75.00	17.29	
C4	74.94	13.24	75.09	17.23	
L1	0	13.58	0	17.03	
L2	0	22.45	0	28.21	
Q1	54.21	8.83	59.52	12.05	
Q2	54.30	8.86	59.60	12.03	
Q3	55.34	15.07	59.57	12.03	
Q4	55.56	15.13	59.54	12.05	
Q5	Х	Х	62.96	19.97	
Q6	Х	Х	62.89	19.92	
Q7	Х	Х	62.90	19.92	
Q8	Х	Х	62.96	19.97	
D1	37.95	10.32	90.22	12.05	
D2	37.82	10.29	90.34	12.03	
D3	44.71	16.64	96.25	19.99	
D4	44.49	16.59	96.19	19.91	

Tabela 21 - Comparação entre as tensões e correntes dos conversores

Assim como aconteceu na simulação com a técnica de controle PWM, é fácil perceber que o conversor IBTL teve um melhor desempenho, Tabela 21, pois, conseguiu reduzir tanto as tensões como as correntes nos componentes do circuito, ou seja, componentes com potências menores e mais baratos podem ser utilizados para uma mesma demanda de potência entre os dois conversores.



Figura 56 – Tensões nos componentes do IBTL série ao utilizar o controlador Relé V\_Carga V\_Carga\_RMS

Figura 57 – Correntes nos componentes do IBTL série ao utilizar o controlador Relé e os sinais modulantes nas chaves




Figura 58 - Tensões nos componentes do Dobrador Tensão série ao utilizar o controlador Relé

Figura 59 – Correntes nos componentes do Dobrador Tensão série ao utilizar o controlador Relé e os sinais modulantes nas chaves



# 3.5.3 Simulação com controle Interleaved

Para a análise dos conversores utilizando o controle *Interleaved* foram feitas simulações dos circuitos conforme mostrado na Figura 60.



Figura 60 - Controle Interleaved

Nas Figuras 61, 62,63 e 64 são mostradas as respostas de tensões e correntes em cada componente do circuito IBTL e dobrador de tensão e a partir destas figuras foram gerados os dados apresentados nas Tabelas 22 e 23:

	Overshoot	Tos	Те	Td
IBTL	Х	Х	2 ms	15 ms
Dobrador	Х	Х	1 ms	13 ms

Tabela 22

	IB'	ГL	Dobrador		
	V (RMS)	I (RMS)	V (RMS)	I (RMS)	
C1	75.0	7.35	75.0	8.93	
C2	75.0	7.27	75.0	8.94	
C3	74.97	10.56	74.88	13.75	
C4	74.93	10.49	74.89	13.76	
L1	0	11.45	0	14.49	
L2	0	19.17	0	24.07	
Q1	56.45	7.16	62.79	10.20	
Q2	55.94	7.30	63.63	10.29	
Q3	58.03	12.38	63.62	10.29	
Q4	57.99	12.57	62.81	10.20	
Q5	Х	Х	67.79	16.96	
Q6	Х	Х	67.78	17.08	
Q7	Х	Х	67.78	17.08	
Q8	Х	Х	67.79	16.96	
D1	40.15	8.94	95.15	10.24	
D2	40.86	8.81	96.79	10.25	
D3	47.46	14.64	103.24	17.02	
D4	47.39	14.47	103.19	17.02	

Tabela 23 - Comparação entre as tensões e correntes dos conversores

Ao analisar a Tabela 23 é fácil perceber que o conversor IBTL também teve um melhor desempenho, pois, conseguiu reduzir tanto as tensões como as correntes nos componentes do circuito. Ou seja, componentes com potências menores e mais baratos podem ser utilizados para uma mesma demanda de potência nos dois conversores. Outra vantagem do conversor IBTL série é o numero inferior de componentes quando comparado ao dobrador de tensão com inversor ponte H *interleaved* série.



Figura 62 – Correntes nos componentes do IBTL série ao utilizar o controlador *Interleaved* e os sinais modulantes nas chaves



Figura 63 – Tensões nos componentes do Dobrador de Tensão série ao utilizar o controlador Interleaved



Figura 64 – Correntes nos componentes do Dobrador de Tensão série ao utilizar o controlador *Interleaved* e os sinais modulantes nas chaves



### **Conclusão Parcial**

Neste capítulo foi aplicada a técnica de conexão *interleaved* no conversor BTL formando duas novas topologias chamadas de IBTL-paralelo [20] e IBTL-série (proposta). A primeira manteve a saída em três níveis, porém uma maior potência pode ser entregue ao barramento. Já a segunda estrutura possui uma saída de cinco níveis , nesta estrutura, além de uma maior potência de saída, são obtidas tensões de barramento mais elevadas.

A conexão *interleaved* formando estruturas em paralelo e em série também foi aplicada ao conversor dobrador de tensão com inversor ponte H, onde, a primeira estrutura permaneceu com saída em três níveis e a segunda estrutura com saída em cinco níveis.

Como as quatro estruturas formadas possuem um ponto central que pode ser mantida no ponto neutro aplicaram-se três técnicas de controle para que o barramento fosse composto por tensões simétricas equilibradas.

Para os conversores *interleaved* paralelo foi feito um estudo detalhado para possibilitar uma análise comparativa entre tais conversores. Verificou-se que em todas as estruturas o barramento é composto por tensões simétricas e equilibradas. Mediram-se também as tensões e correntes em todos os componentes dos dois circuitos. Considerando-se esses dados, percebe-se que o conversor CC-CC IBTL-paralelo obteve melhor desempenho que o conversor *interleaved* dobrador de tensão com ponte H paralelo.

A estrutura de interesse desse trabalho é a que possui cinco níveis na saída, pois o objetivo é que se possa conectar o conversor a um inversor NPC multinível, então foi feita uma avaliação detalhada das estruturas *interleaved* série. Durante as simulações, verificou-se que todas as estruturas permaneceram com as tensõies do barramento CC simétricas e equilibrada. Também foram plotadas as tensões e correntes de todos os componentes para uma melhor avaliação e o conversor IBTL-série obteve desempenho superior frente ao conversor dobrador de tensão com inversor ponte H série, pois, todos os componentes avaliados operam com tensões e correntes menores no IBTL-série.

Como o conversor IBTL-série obteve melhor desempenho em todos os quesitos avaliados, como: ganhos mais elevados; tensões e correntes menores nos componentes; e um número menor de componentes é utilizado. Então, ele será adotado nos próximos capítulos para compor um sistema mais complexo, que inclui painéis fotovoltaicos e inversor multinível para uma melhor eficiência no gerenciamento de energia.

# 4. CONTROLE MPPT PARA PAINÉIS FOTOVOLTAICOS

A demanda por energia, no âmbito mundial, vem crescendo a cada dia e juntamente com isso, cresce também a consciência de um planeta mais limpo. Existe uma pressão internacional para que, cada vez mais, a energia produzida venha por fontes renováveis e com mínimo impacto ambiental.

Uma fonte de energia limpa que vem produzindo muitos estudos é a energia produzida através da irradiação solar, as aplicações desta tecnologia, vão desde o acionamento de cargas isoladas, a ligação em sistemas híbridos, passando por veículos elétricos e chegando a aplicações militares e espaciais [38].

Estima-se que a irradiação solar incidente sobre a superfície terrestre possa produzir dez mil vezes mais energia que o consumo mundial [39].

Estudos recentes indicam que em um futuro próximo mais de 45% da energia gerada no planeta virá de painéis fotovoltaicos (PV) [38] e especialistas dizem também que a célula fotovoltaica será a mais importante fonte de energia alternativa renovável até 2040 [39]. A popularização da geração de energia por irradiação solar é lenta por conta do alto custo inicial de instalação, além de apresentar baixa eficiência de conversão.

Atualmente muitos países estão concentrando forças em pesquisas e desenvolvimento (P&D) de painéis PV mais eficientes e baratos, unido a esse esforço existem engenheiros dedicados a pesquisar métodos mais eficientes de controle para poder tirar o máximo proveito de um painel PV, este tipo de controle é conhecido como estratégia MPPT (*Maximum Power Point Tracking*). No entanto, obter o ponto de máxima potência (MPP), ainda é um problema desafiador, pois a saída do módulo PV possui fortes características não lineares dependentes das condições ambientais como temperatura e intensidade da radiação incidente [40]. Aqui dois tipos de controle MPPT serão implementados, o método Perturbar e Observar (P&O) e o método Beta. Estes dois métodos serão implementados junto com um conversor BTL.

Entre o painel PV e o barramento CC regulado, será utilizado o conversor BTL, para que se possa transferir energia de forma mais eficiente e tirando o melhor proveito do painel PV, para isto, um controle MPPT se faz necessário, outro ponto importante é manter em equilíbrio as tensões de saída do conversor e assim um circuito adicional de controle de tensão nos capacitores também é necessário.

### 4.1 A importância do MPPT

#### 4.1.1 A Função do Conversor CC-CC

A temperatura ambiente e a irradiação solar variam ao longo do dia e consequentemente o ponto de máxima potência (MPP) também varia. Por isso se conectarmos uma carga diretamente ao painel PV dificilmente será extraído a máxima potência do painel, então para se obter o MPP usa-se como interface um conversor CC-CC entre o painel PV e a carga (ou barramento).

Uma estratégia MPPT é integrada ao controle de chaveamento do conversor, desta forma é possível alterar o ciclo de trabalho das chaves para garantir que o MPP seja alcançado e mantido.

Como o MPP é dependente das condições ambientais, o conversor de energia de interface deve funcionar como um casador de impedância dinâmico, de tal forma que fique corrigindo a sua impedância de entrada no tempo de execução, alterando os níveis de tensão de entrada e saídas com base no MPP da fonte PV.

Supondo que o conversor CC-CC possui uma taxa de conversão M(d) como definida em (4.1), onde d é o sinal modulante, pode-se calcular a relação entre a impedância de entrada com a impedância de saída do conversor [37].

$$M(d) = \frac{V_o}{V_{in}} \tag{4.1}$$

Como o objetivo é transferir o máximo de potência produzido no painel para a carga, então, para calcular essa relação de impedância faz-se a potência de entrada igual à potência de saída do conversor e desenvolvendo esta equação chega-se a (3.5).

$$P_{in} = P_{out} \tag{4.2}$$

$$V_{in} * I_{in} = V_{out} * I_{out} \tag{4.3}$$

$$\frac{V_{in}^2}{R_{in}} = \frac{V_{out}^2}{R_{out}}$$

$$\tag{4.4}$$

$$R_{in} = \frac{R_{out} * V_{in}^2}{V_{out}^2} = \frac{R_{out}}{V_{out}^2 / V_{in}^2}$$
(4.5)

Substituindo (4.1) em (4.5), chega-se a (4.6).

$$R_{in} = \frac{R_{out}}{M^2(d)} \tag{4.6}$$

Porém para garantir que o painel PV atue sempre no MPP, o valor do sinal modulante (d) deve ser alterado em tempo de execução, então, faz-se necessário um controlador que fique rastreando o MPP em tempo real, para quaisquer condições ambientais. Uma boa técnica de controle MPPT (*Maximum Power Point Tracking*), deve ser capaz de rastrear o ponto MPP [38], [42], Figura 65.

Atualmente existem diferentes métodos para implementar o controle MPPT e a maioria fica sensoriando a tensão e a corrente do painel PV, dentre as quais podemos citar [42] e [44]: Razão Cíclica Fixa, Tensão Constante, P&O, P&O Modificado, Condutância Incremental, Condutância Incremental Modificada, Método Beta, Oscilação do Sistema e Correlação de *Ripple*.

Neste projeto será utilizado o método Beta e o método P&O (Perturbar e Observar) baseado em controle PI, este último, é amplamente utilizado em produtos comerciais e serve de base para muitos algoritmos mais sofisticados [37].





### 4.1.2 Método P&O

Este método é o mais popular dos algoritmos de controle MPPT, é fácil de implementar [42] e tem a vantagem de ser independente das características e parâmetros do gerador PV, de modo que o MPP pode ser alcançado independentemente da degradação e envelhecimento do mesmo, assegurando assim, uma elevada robustez e confiabilidade [37]. Para este método há a necessidade de se utilizar sensores nos terminais do painel fotovoltaico, e assim, obter os valores instantâneos da tensão e corrente que serão enviados para o sistema de controle MPPT P&O.

No algoritimo P&O é comparado o tempo todo, a potência do ciclo atual com a potência anterior e caso haja diferença entre as potencias, é produzida uma pertubação na tensão de referência, está perturbação consiste em um incremento ou decremento periódico da tensão de referencia em direção ao MPP, a Figura 66 mostra o fluxograma deste método.

Ao utilizar o método P&O, o MPP pode ser monitorado de forma eficaz, mas a tensão do painel PV pode oscilar em torno da tensão de referência, pois, como já dito este método produz uma perturbação na tensão de referência. O incremento ou decremento possui uma taxa constante (ou passo de iteração constante) e ocorre a uma frenquência constante, sendo assim a amplitude e a frequência de ocilação da tensão de referencia do painel solar está relacionada com a taxa e frequência da perturbação. Nota-se que ao ser utilizada uma taxa de crescimento grande o controle fica rápido, porém, perde precisão e quando a taxa é pequena o controle fica lento, mas se ganha em precisão, por isso, a taxa e a frequência da perturbação devem ser ajustadas para que o circuito chegue rápido ao estado estacionário e com o mínimo de transiente [38], [39], [43], [51].





Abaixo encontra-se o código do método P&O, para o rastreio da máxima potência. Este código foi implementado na plataforma PSIM, utilizando-se a ferramenta "C\_BLOCK".

static float V = 0; static float I = 0; static float P = 0; static float  $V_ant = 0$ ; static float  $P_ant = 0$ ; static float  $V_ref = 220$ ; *static float inc* $_V = 0.5$ ; *static float delta*P = 0; static float delta\_V = 0; V = xl;I = x2; $P = V^*I$ :  $delta_P = P - P_ant;$  $delta_V = V - V_ant;$ *if* ( $delta_P == 0$ ) else  $V\_ref = V\_ref + inc\_V;$ else  $V\_ref = V\_ref - inc\_V;$ } else ł  $if(delta_V < 0)$  $V\_ref = V\_ref - inc\_V;$ else  $V\_ref = V\_ref + inc\_V;$ } }  $V_ant = V;$  $P\_ant = P;$  $y1 = V_ref;$ 

### 4.1.3 Método BETA

 $y^2 = P;$ 

Neste método rastreia-se uma variável intermediaria  $\beta$  para se chegar de forma indireta ao MPP aproximado do painel PV. Assim,  $\beta$  pode ser continuamente calculado usando a tensão e a corrente do painel e inserido num circuito com malha fechada

convencional, com uma referência constante [39], [40], [42], [43], [44], veja a Figura 67. O cálculo de Beta pode ser visto em (4.7).

$$\beta = \ln\left(\frac{I_{pv}}{V_{pv}}\right) - c * V_{pv} \tag{4.7}$$

 $I_{pv}$  e  $V_{pv}$  denotam a corrente e a tensão do painel solar respectivamente e *c* é a condutância e é calculada em (3.8).

$$c = \frac{q}{\eta * K * T * N_S} \tag{4.8}$$

Onde,

 $q = 1.6 * 10^{-19} \text{ C}$  (Carga do elétron)  $\eta = 1.2$  (Qualidade do fator de junção do painel) K = 1.38 \* 10-23 J/K (Constante de Boltzmann) T = Temperatura [K] $N_S = 384$  (Número de células em série do painel solar por exemplo)

Figura 67 - Controle pelo método Beta



Para o estudo da variável Beta utilizou-se o painel solar *SunPower<sup>TM</sup> E19/320* por possuir os parametros conhecidos, na condição de teste padrão (STC – Standard Test Condition). Este painel possui tensão, corrente e potência máxima de 54.7V, 5.86A e 320W respectivamente. O painel da *SunPower<sup>TM</sup>* supramencionado foi utilizado em uma configuração 4x4, ou seja, 16 paineis foram usados formando um arranjo de 4 linhas e 4 colunas, que nesta configuração fornece tensão, corrente e potência máxima de 213V, 24A, 5120W respectivamente. Um ponto não muito atraente deste método é a necessidade de se conhecer os parâmetros do painel PV, no entanto, este modelo de controle é rápido, não possui transientes periódicos, não oscilando a tensão do painel e é robusto [39]. Para facilitar, a configuração 4x4 do painel solar *SunPower<sup>TM</sup> E19/320* será chamado de painel PV5120W. De posse do modelo matemático do painel PV5120W é fácil calcular os valores de Beta para diferentes condições ambientais.

Irradiação	Temperatura					
Solar	BETA					
S [W/m <sup>2</sup> ]	T [15 °C]	T [25 °C]	T [45 °C]			
1000	-21.4038	-20.1183	-17.7849			
900	-21.5083	-20.2179	-17.8772			
700	-21.7187	-20.42	-18.0621			
500	-21.9283	-20.6216	-18.2482			
300	-22.1392	-20.8231	-18.4339			

Tabela 24 - Valores de Beta para diferentes condições ambientais

A Tabela 24 mostra o comportamento da variável Beta, onde se observa que a variável Beta mantém-se praticamente constante ao variar a irradiação solar e mantendo a temperatura constante. Já ao se fixar a irradiação e variar a temperatura, Beta sofre alterações mais acentuadas. No entanto, na natureza a temperatura dificilmente sofre alterações drásticas em poucos minutos, sendo assim, o método Beta pode ser usado como bom indicador de MPP. Umas das técnicas para a implementação do método Beta encontra-se na Figura 67 [45].

O valor de Beta de referência pode ser calculado para uma dada condição de irradiação e temperatura [45], porém aqui o valor de Beta de referência foi calculado usando uma média do Beta máximo e mínimo encontrado na Tabela 24,  $\beta = -19.8567$ 

Abaixo se encontra o código do método Beta, para o rastreio da máxima potência. Este código foi implementado na plataforma PSIM, utilizando-se a ferramenta "C\_BLOCK".

```
static float V = 1;
static float I = 0;
static float c = 0;
static float beta = 0;
const float q = 1.6E-19;
const float k = 1.38E-23;
const float T = 25 + 273;
const int Ns = 384;
const float n = 1.2;
```

V = x1;

```
I = x2;
if (V <=1)
{
beta = -22;
}
else
{
c = q/(n*k*T*Ns);
beta = log(I/V) - c*V;
}
y1 = beta;
y2 = V;
```

# 4.2 Simulação das técnicas MPPT no conversor BTL

Nesta seção o conversor BTL será simulado utilizando as técnicas de controle para balanceamento de tensão do barramento-CC apresentadas. Porém agora, a fonte de alimentação será substituida pelo painel PV5120W e um controle MPPT também será acrescentado a cada técnica de controle.

Algumas alterações também são necessárias, pois agora estamos interessados em aproveitar a máxima potência produzida pelo painel e ao mesmo tempo manter o barramento-CC constante em 450V. Para tanto, será adicionado um conversor *buck-boost* para disipar a energia excedente caso haja necessidade, veja a Figura 68.



Figura 68 - Controle MPPT com barramento CC constante

Nas próximas subseções serão analisados os comportamentos dos controles do barramento-CC ao ser adicionado o controle MPPT. Primeiro o controle P&O será abordado e em seguida o método beta e por fim uma breve comparação entre os dois metodos será feita.

As simulações serão realizadas para as seguintes especificações:

$$f_s = 50 \ kHz$$
$$V_{pv\_MPP} = 213 \ V$$
$$V_o = 450 \ V$$

$$R_{L1} = 35 \Omega$$
$$R_{L2} = 52 \Omega$$
$$L = 200 \mu H$$
$$C_1 = C_2 = 440 \mu F$$

Inicialmete o painel será excitado por uma irradiação de  $1000W/m^2$  e no tempo de 0,35s a irradiação cairá para  $500W/m^2$  e voltando a subir a  $750W/m^2$  no instante de tempo de 0,65s permanecendo assim até o 1s. Esta dinamica foi escolhida para testar o controle em boas condições de iluminação e em seguida caindo para uma condição onde a potência fornecida pelo painel é integralmente consumida pela carga e por ultimo a condição de iluminação mediana é exibida, somada a essas variações ambientais está a carga desbalanceada o que fará com que o controle esteja bem ajustado.

## 4.2.1 Controle MPPT Pelo Método P&O e Controle do barramento-CC

Como já foi dito, o controle MPPT tem por finalidade acompanhar o ponto de máxima potência do painel e assim pode-se aproveitar toda a energia fornecida pela fonte de energia solar, porém, mais dois controles são necessários quando se deseja manter o barramento equilibrado e com tensão constante. Aqui será analisado o que acontece quando esses três tipos de controles atuam ao mesmo tempo.

O método P&O foi simulado com três tipos diferentes controladores que têm por objetivo manter o barramento CC equilibrado: PWM, *Interleaved* e Relé.

A Figura 68 mostra um circuito genérico com controle MPPT e do barramento-CC, mas para uma melhor compreensão, na Figura 69 é mostrado o método P&O inserido no controle PWM e na Figura 70 é apresentado o circuito de controle do barramento que é utilizado para acionar a chave do conversor *Buck-Boost*, este último tem por finalidade manter o mesmo constante.

Figura 69 - Controle MPPT/ PWM



Figura 70 - Controle do barramento-CC



Na Figura 71 é possível ver o comportamento do controle atuando no circuito MPPT para diferentes condiçoes de iluminação. Com este conjunto de controladores foi possível manter as tensões no barramento CC equilibradas e contante.

Melhores detalhes dos sinais podem ser vistos na Figura 72 que exibe uma visão ampliada dos sinais das tensões na carga, no capacitor 1 e 2 e no painel. Também é possivel visualisar a corrente eficaz no indutor, entre o intervalo de tempo de 0,8s. a 0,9s, No qual percebe-se a influência do controle MPPT/P&O no sistema. Este provoca perturbações a cada 10ms para rastrear o MPP, alterando a tensão de referencia do painel PV. Estas perturbações

refletem na corrente e na tensão de saida provocando transientes e obrigando o controle do barramento-CC buscar o nivel de referência para o MPPT.



Figura 71 – MPPT pelo método P&O utilizando o controle de equalização de barramento PWM



Figura 72 - MPPT pelo método P&O utilizando o controle de equalização de barramento PWM – Visão Ampliado

O segundo tipo de controle a ser analizado é o controle MPPT/ P&O em conjunto com a técnica de controle *Interleaved*, cujo circuito encontra-se na Figura 73. O controle do barramento-CC é o mesmo já mostrado na Figura 70.



Figura 73 - Controle MPPT/P&O com controle Interleaved

Na Figura 74 é possível ver o comportamento do controle atuando no circuito para diferentes condiçoes de iluminação ao utilizar o controle P&O com Interleaved. O controle reagiu bem para controlar as tensões envolvidas, mesmo sofrendo fortes perturbações pela irradiação. Porém ao analisar a corrente no indutor observa-se que com as mudanças das condiçoes ambientais, grandes picos de correntes ocorreram, ou seja, a corrente entra em estado transiente até se chegar ao estado estacionário. Ao ampliar os sinais onde os mesmos atingem o regime estacionário, verifica-se que ondulações de menor intensidade continuam ocorrendo. Maiores detalhes podem ser vistos na Figura 75 que mostra uma visão ampliada dos sinais das tensões na carga, no capacitor 1 e 2 e no painel. Também é possivel visualisar a corrente eficaz no indutor, entre o intervalo de tempo de 0,8s à 0,9s. Assim como visto na simulação do circuito anterior, aqui se percebe a influência do controle MPPT/P&O no sistema, já que este provoca perturbações a cada 10ms para localizar o MPP através da alteração da tensão de referência do painel PV. Estas perturbações se refletem na corrente do indutor e na tensão de saida provocando transientes e obrigando o controle do barramento-CC a buscar o nivel de referência. Comparando a velocidade de resposta do controle interleaved com o PWM percebe-se que o PWM é mais rápido.



Figura 74 - MPPT pelo método P&O utilizando o controle de equalização de barramento Interleaved



Figura 75 - MPPT pelo método P&O utilizando o controle de equalização de barramento *Interleaved* – Visão Ampliada

O terceiro tipo de controle a ser analisado é o controle MPPT P&O com controle Relé, cujo circuito é mostrado na Figura 76. O controle do barramento-CC é o mesmo já mostrado na Figura 70.



Figura 76 - Controle MPPT P&O com controle Relé

O comportamento do controle atuando no circuito ao utilizar o controle P&O com Relé para diferentes condições de insolação é mostrado na Figura 77, onde se observa que o controle reagiu bem para controlar as tensões envolvidas, mesmo sofrendo fortes variações de irradiação. Porém a corrente no indutor apresenta oscilações com picos de corrente que ocorrem ao longo de toda a simulação. Este comportamento é explicado pelo fato do controle Relé possuir o ciclo de trabalho compartilhado, tornando-o mais sensível a variações abruptas da referência que o controle MPPT/P&O impõe ao buscar a tensão do MPP. Esta sensibilidade a variações abruptas da tensão de referência reflete-se no indutor, impondo maior esforço de corrente do mesmo.

Na Figura 78 é possível ver os sinais das tensões na carga, nos capacitor C1 e C2 e no painel. Também é possivel visualisar a corrente eficaz no indutor, entre o intervalo de tempo de 0,8s. à 0,9g. Assim, como visto nas simulações dos circuitos anteriores, aqui percebe-se a influência do controle MPPT/P&O no sistema, já que este provoca perturbações a cada 10ms para localizar o ponto MPP alterando a tensão do painel PV.



Figura 77 - MPPT pelo método P&O utilizando o controle de equalização de barramento Relé



Figura 78 - MPPT pelo método P&O utilizando o controle de equalização de barramento Relé – Visão ampliada

A Tabela 25 mostra o *ripple* de tensão para cada um dos métodos de controle utilizados. Todos os três métodos possuem *ripple* de tensão baixos.

Na Tabela 26 encontra-se a média dos sinais no regime permanente e no intervalo de 0,8 a 0,9 segundo, o que facilita uma análise comparativa. Nesta tabela apenas o sinal modulante do controle Relé está diferente dos demais, este sinal é responsável pelo chaveamento dos transistores do conversor CC BTL e quanto menor o seu valor, menos tempo o transistor permanecerá acionado e conseguentemente menores serão as perdas de energia pelas chaves.

	RIPPLE [%]			
	Vo	V <sub>C1</sub>	V <sub>C2</sub>	
PWM	0.26	0.30	0.20	
INTERLEAVED	0.26	0.31	0.22	
RELÉ	0.86	0.67	1.02	

Tabela 25 - Ripple de tensão - P&O

	MÉDIA [0,8 0,9]seg.							
	V <sub>o</sub> [V]	<b>V</b> <sub>C1</sub> <b>[V]</b>	V <sub>C2</sub> [V]	V <sub>PV</sub> [V]	I <sub>L_RMS</sub> [A]	SM_G1	SM_G2	P <sub>PV</sub> [W]
PWM	450.11	225.05	225.06	212.03	11.76	45.4%	0.631	3752.21
INTERLEAV ED	450.81	225.35	225.46	211.9	11.79	45.6%	0.633	3752.26
RELÉ	450.0	224.78	225.22	211.95	11.76	9.7%	X	3752.23

Tabela 26 - Comparação entre os diversos tipos de controle com o método P&O

#### 4.2.2 Controle MPPT Pelo Método Beta e Controle do barramento-CC

O método Beta foi simulado com três diferentes tipos de controladores que têm por objetivo manter o barramento CC equilibrado: PWM, *Interleaved* e Relé.

A Figura 68 mostra um circuito genérico com controle do MPPT e do barramento-CC, mas para uma melhor compreensão na Figura 79 é mostrado o método Beta inserido no controle PWM. Já a Figura 70 mostra o circuito de controle do barramento-CC utilizado para acionar a chave do conversor *Buck-Boost*, que tem a finalidade de manter o barramento-CC constante.





O comportamento do controle atuando no circuito ao utilizar o controle Beta com PWM para diferentes condições de insolação é mostrado na Figura 80, onde se observa que o controle reagiu bem para controlar as tensões envolvidas, mesmo sofrendo fortes variações pela irradiação. Porém, ao olhar para a corrente no indutor, observa-se que oscilações com picos de corrente ocorrem para condições de irradiação que estejam entre 1000 e 500 W/m<sup>2</sup>.

A Figura 81 exibe uma visão ampliada no intervalo de 0,9 a 1,0 segundo das tensões na carga, no capacitor 1 e 2 e no painel e também é possivel visualisar a corrente eficaz no indutor. Este intervalo de tempo foi escolhido, pois, é onde o sistema encontra-se em regime permanente e a irradiação é de 750W/m<sup>2</sup>. As Tabelas 27 e 28 mostram o *ripple* das tensões e a média dos sinais no intervalo de tempo supramencionado.







Figura 81- MPPT pelo método Beta utilizando o controle de equalização de barramento PWM – Visão ampliado

Na Figura 82 é mostrado o método Beta inserido no controle *Interleaved* e o circuito de controle do barramento-CC é mostrado na Figura 70. Este circuito é utilizado para acionar a chave do conversor *Buck-Boost* para consumir a energia excedente produzida pelo painel. Desta forma consegue-se manter a tensão constante em 450V no barramento.





O comportamento do controle atuando no circuito ao utilizar o controle Beta com *Interleaved* para diferentes condições de iluminação é mostrado na Figura 83. Este possui um transitório mais lento que os demais controles apresentados. Observa-se também que o controle reagiu bem para controlar as tensões envolvidas, mesmo sofrendo fortes variações de irradiação.

A Figura 84 mostra uma visualização ampliada dos resultados da os sinais ampliados da Figura 83, no intervalo de 0,9 a 1,0 segundo. Comparando a corrente no indutor com o controle PWM e com o *Interleaved*, este último, possui variações de corrente ( $\Delta I_L = max(I_L)-min(I_L)$ ) de menor intensidade, e este  $\Delta I_L$  menor reflete diretamente nas tensões de saída, inserindo um *ripple* menor. As Tabelas 27 e 28 mostram o *ripple* das tensões e a média dos sinais no intervalo de tempo supramencionado.



Figura 83 - MPPT pelo método Beta utilizando o controle de equalização de barramento Interleaved


Figura 84 - MPPT pelo método Beta utilizando o controle de equalização de barramento *Interleaved* Visão – ampliado

Na Figura 85 é mostrado o método Beta inserido no controle Relé e o circuito de controle do barramento-CC é mostrado na Figura 70. Este circuito é utilizado para acionar a chave do conversor *Buck-Boost*, que tem a função de consumir a energia excedente caso necessário, desta forma consegue-se manter a tensão constante em 450V no barramento.



Figura 85 - Método Beta com Relé

Os sinais que mostram o comportamento do controle atuando no circuito ao utilizar o controle Beta com Relé para diferentes condiçoes de insolação são mostrados na Figura 86, este controle reagiu bem ao controlar as tensões envolvidas, mesmo sofrendo fortes perturbações pela irradiação.

No intervalo de tempo de 0,9 a 1,0 segundo, a Figura 87 mostra de forma ampliada os resultados da Figura 86.

Comparando a corrente no indutor para cada controle simulado o controle Relé é o que possui maior variação de corrente ( $\Delta I_L = max(I_L)-min(I_L)$ ), mas mesmo assim, na tensão de saída baixo *ripple* ocorre, um outro ponto interessante é que esse método conseguiu diminuir o sinal modulante.







Figura 87 - MPPT pelo método Beta utilizando o controle de equalização de barramento Relé – Visão ampliado

	RIPPLE [%]					
	V <sub>o</sub> V <sub>C1</sub> V <sub>C2</sub>					
PWM	2.9	3	2.8			
INTERLEAVED	1.23	1.52	1			
RELÉ	1.49	1.92	1.04			

Tabela 27 - Ripple de tensão - Beta

no intervalo de tempo supramencionado.

	MÉDIA [0,9 1,0]seg.							
	V <sub>o</sub> [V]	<b>V</b> <sub>C1</sub> <b>[V]</b>	V <sub>C2</sub> [V]	V <sub>PV</sub> [V]	I <sub>L_RMS</sub> [A]	SM_G1	SM_G2	P <sub>PV</sub> [W]
PWM	450.15	225.07	225.08	215.8	11.53	42%	63%	3737.43
INTERLEAVE D	449.76	224.87	224.89	215.46	11.54	42%	63%	3752.32
RELÉ	450	224.74	225.26	215.98	11.56	9.9%	X	3737.31

Tabela 28 - Comparação entre os diversos tipos de controle - Beta

## 4.3 Conversor-CC IBTL-Série

Nesta seção o conversor-CC *interleaved Boost Three Level* (IBTL) na configuração série será analisado ao ser posto em um sistema cuja a fonte é um painel fotovoltaico, sendo assim, há a necessidade de se ter um controlador MPPT e este mesmo conversor, poderá ser ligado a um inversor cinco níveis, logo as quatro saídas de tensão também necessitam estar equilibradas, o que justifica os controles PWM, *Interleaved* e Relé. O controle para manter o barramento CC constante é realizado pelo conversor *Buck-Boost* instalado na saída do painel PV, este tipo de controle é interessante caso queira expandir a potência do barramento, facilitando assim a instalação de novos geradores de energia, sendo este fotovoltaico ou não.

O conversor-CC IBTL-Série, é a conexão de dois conversores BTL em série, veja Figura 88, para formar um conversor-CC cinco níveis, resultando em uma nova configuração que permite manter os quatro barramentos equilibrados.



Figura 88 - IBTL-Série com controles MPPT e do barramento-CC

Para as simulações desta seção foram utilizados dois arrays de paineis fotovoltaicos com potência de 3200W cada, estes dois arrays foram formados apartir de ligações sérieparalelo de dez paineis fotovoltaico da SunPower modelo SPR-E19-320. Para obter o array fotovoltaico de interesse, dois paineis da SunPower, modelo SPR-E19-320 são conectados em série, formando um conjunto-série, ao se colocar cinco desses conjuntos-série em paralelo, forma-se um outro conjunto série-paralelo 2x5, ou seja, este segundo conjunto é formado por 2 linhas e 5 colunas, totalizando dez paineis SunPower cujas caracteristicas principais são:  $V_{mpp} = 106,4V$ ,  $I_{mpp} = 29,42A$ ,  $P_{mpp} = 3130W$ ,  $V_{OC} = 129,59V$ ,  $I_{SC} = 31,2A$ .

A idéia do conversor-CC *Interleaved Boost Three Level* Série (IBTL-Série) é que através de uma estrutura já concebida, esta, possa ser aproveitada para a realização de outra estrutura mais complexa, ou seja, aproveitar uma estrutura de três níveis e conceber outra de cinco níveis, uma outra vantagem é que, desta forma, consegue-se aproveitar toda a estrutura de controle já realizada.

Primeiro será simulado utilizando a técnica MPPT P&O com os três tipos de controladores já estudados e em seguida, as simulações serão feitas utilizando a técnica MPPT Beta. As figuras contendo os circuitos simulados não serão inseridos nas próximas sub-seções, porque são iguais às figuras das sub-seções anteriores com a diferença que estão conectadas em série.

#### 4.3.1 Simulação do IBTL-série com controle MPPT P&O

Para a simulação desta sub-seção, quatro cargas resistivas foram usadas, nas saídas Vo1 e Vo3 foram utilizadas as cargas, RL1 e RL3 de resistência igual a 25 ohms e nas saídas Vo2 e Vo3 foram utilizadas RL2 e RL4 de resistência igual a 30 ohms.

As condições ambientais foram configuradas para que a temperatura ambiente permaneça constante durante toda a simulação em 25  $^{O}C$  e a irradiação começa em 1000 W/m<sup>2</sup>, no tempo de 0,35 seg. cai para 400 W/m<sup>2</sup> e em 0,65 seg. sobe para 750 W/m<sup>2</sup>, sendo assim, cada um dos arranjos fonece potencia de 3000W, 1200W e 2250W respectivamente.

A primeira simulação a ser analisada é para o controle MPPT P&O – PWM. Na Figura 89 pode-se observar que o sistema reagiu bem, pois as tensões do barramento CC estão equilibradas e se manteveram constante, o controle MPPT conseguiu extrair a máxima potência dos arranjos para todas as condições ambientais propostas.

Os sinais ampliados dentro do intervalo de tempo de 0,9 a 1.0 segundos é mostrado na Figura 90, onde pode-se ver com detalhes as tensões do barramento, a tensão no arranjo e a corrente nos indutores. Observa-se também que quando o controle P&O busca a máxima potência, ocorrem pequenos degraus na tensão de referência do arranjo, inserindo também pequenos degraus nas tensões de barramento, o que obriga os controladores a corrigir todos os sinais envolvidos e neste ato de correção, ocilações nas correntes dos indutores e nas tensões de saída são inevitáveis.



Figura 89 - Conversor IBTL-série com controle MPPT/P&O e controle PWM



Figura 90 - Conversor IBTL-série com controle MPPT/P&O e controle PWM – Visão ampliada

A Figura 91 mostra que tanto o controle P&O, quanto o controle de barramento-CC e equilibrio do barramento obtiveram êxito, pois, vê-se que as tensões de saida estão equilibradas e que a tensão total está constante em 450V e que o MPPT rastreou o ponto de máxima potência. Na Figura 92 é possível ver com mais detalhes o comportamento das tensões de saida, tensão no painel e a corrente no indutor.

O comportamento de todo o sistema ao se utilizar o controle P&O com controle Relé pode ser visto na Figura 93 e na Figura 94 pode-se ver os sinais com mais detalhes, analisando estas duas figuras, verifica-se que os controladores envolvidos obtiveram êxito, pois, conseguiram manter o barramento em equilibrio e a tensão total permaneceu constante em 450V, o controle MPPT extraiu a máxima potência dos arranjos.

Entre os três controladores o controle relé é o que possui o *ripple* um pouco mais acentuado e no *Interleaved* menores. Comparando as tensões do painel fotovoltaico nota-se que no controle *Interleaved* a tensão de referência do painel fotovoltaico demora um pouco mais para ser atingido. Os picos de corrente nos indutores possuem uma menor amplitude no controle *Interleaved* e picos mais elevados no controle Relé, no entanto, o controlé relé possui apenas dois sinais modulantes enquanto que os outros controladores necessitam de quatro, nota-se também que o valor deste sinal é menor no controle Relé.

As Tabelas 29 e 30 possuem alguns dados de comparação entre os tipos de controladores utilizados, estes dados foram colhidos entre o intervalo de tempo de 0,9 a 1.0 segundos, pois nesse intervalo o sistema encontra-se em regime permanente o que facilina uma análise comparativa.



Figura 91 - Conversor IBTL-série com controle MPPT/P&O e controle Interleaved



Figura 92 - Conversor IBTL-série com controle MPPT/P&O e controle Interleaved - Visão ampliada



Figura 93 - Conversor IBTL-série com controle MPPT/P&O e controle Relé



Figura 94 - Conversor IBTL-série com controle MPPT/P&O e controle Relé - Visão Ampliada

	RIPPLE [%]					
_						
PWM	1.06	1.2	0.91	1.2	0.91	
INTERLEAVED	0.62	0.71	0.52	0.71	0.52	
RELÉ	1.66	1.06	2	1.21	2.29	

 Tabela 29 - *Ripple* de tensão no barramento do conversor IBTL-série com controle MPPT/P&O

	MÉDIA [0,9 1,0]seg.				
	PWM	Interleaved	Relé		
V <sub>o</sub> [V]	450.2 V	449.86 V	450.2 V		
<b>V</b> <sub>C1</sub> <b>[V]</b>	112.6 V	112.46 V	112.42 V		
<b>V</b> <sub>C2</sub> <b>[V]</b>	112.6 V	112.46 V	112.68 V		
<b>V</b> <sub>C3</sub> <b>[V]</b>	112.6 V	112.46 V	112.44 V		
V <sub>C4</sub> [V]	112.6 V	112.46 V	112.66 V		
$V_{PV_1}[V]$	106 V	106 V	105.95 V		
$V_{PV_1}[V]$	106 V	106 V	105.95 V		
I <sub>L1_RMS</sub> [A]	9.17 A	9.15 A	9.19 A		
I <sub>L2_RMS</sub> [A]	9.17 A	9.15 A	9.19 A		
SM_G1	50.82 %	50.79 %	9.91%		
SM_G2	<b>59.07 %</b>	59.02 %	X		
SM_G3	50.87 %	50.79 %	9.91%		
SM_G4	59.09 %	59.02 %	X		
$\mathbf{P}_{\mathbf{PV}_{1}}[\mathbf{W}]$	2344.4 W	2344.5 W	2344.4 W		
$P_{PV_2}[W]$	2344.4 W	2344.5 W	2344.4 W		

Tabela 30 - Comparação entre os diversos tipos de controle utilizando o conversor IBTL-série com controle MPPT/P&O

#### 4.3.2 Simulação do IBTL-série com controle MPPT Beta

O controle MPPT Beta foi desenvolvido para tentar mitigar os transientes nas tensões de saída causadas por diversos tipos de controles MPPT, que como exemplo pode-se citar o Pertubar e Observar, no entanto muitos fabricantes de módulos MPPT são desestimulados a construir este tipo de controlador pelo fato de se ter que conhecer muito bem o conjunto de paineis a ser instalado.

As próximas simulações serão realizadas no mesmo molde da sub-seção anterior.

A simulação realizada para o controle MPPT Beta integrado ao controle PWM é mostrada na Figura 95, e é possível ver que os controles atuaram muito bem, dado que as saídas de tensões estão equilibradas e a tensão total permaneceu constante em 450V, nota-se também que as tensões e correntes não possuem transientes gerados por perturbações internas do sistema. Na Figura 96 vê-se que pouco *ripple* de tensão é gerado e a corrente quase não possui oscilações.

Nas Figuras 97 e 98 são mostrados os resultados gerados a partir da união do controle MPPT Beta com o controle *Interleaved*, nestas figuras são exibidas as tensões no barramento-CC, a tensão nos paineis, a corrente nos indutores, os sinais modulantes, a potência que o painel pode entregar dadas as condições ambientais, a potência real que este entrega e a potência consumida pela carga, a diferença entre a potência gerada e a consumida pela carga é enviada para o conversor *buck-boost* para ser queimada e manter o barramento de tensão no nivel projetado. As tensõe no barramento-CC estão balanceadas e com tensão de barramento de 450V e com *ripple* extremamente baixos, a corrente no indutor pemaneceu contante.

Assim como acontece nas simulações anteriores, o controle MPPT Beta junto com o controle Relé, conseguiram encontrar o ponto de máxima potência e manter as tensões do link-CC equilibrados e com tensão total constante em 450V. O *ripple* de tensão para este método foi um pouco maior que os demais, isso é devido ao compartilhamento no tempo do sinal PWM, porém o sinal modulante é bem inferior que na configuração de controle PWM e *Interleaved*, note também que a corrente nos indutores possui oscilações de maior itensidade, veja as Figuras 99 e 100.

Para efeito de comparação as Tabelas 31 e 32 mostram o *ripple* de tensão no barramento e a média dos sinais entre o intervalo de 0,9 a 1,0 segundo.



Figura 95 - Conversor IBTL-série com controle MPPT/Beta e controle PWM



Figura 96 - Conversor IBTL-série com controle MPPT/Beta e controle PWM - Visão ampliada



Figura 97 - Conversor IBTL-série com controle MPPT/Beta e controle Interleaved



Figura 98 - Conversor IBTL-série com controle MPPT/Beta e controle Interleaved - Visão ampliada



Figura 99 - Conversor IBTL-série com controle MPPT/Beta e controle Relé



Figura 100 - Conversor IBTL-série com controle MPPT/Beta e controle Relé - Visão ampliada

	RIPPLE [%]						
	$\mathbf{V}_{0}  \mathbf{V}_{C1}  \mathbf{V}_{C2}  \mathbf{V}_{C3}  \mathbf{V}_{C4}$						
PWM	0.01	0.09	0.09	0.09	0.09		
INTERLEAVED	0.01	0.09	0.09	0.09	0.09		
RELÉ	0.45	1.72	1.8	2	1.86		

Tabela 31 - *Ripple* de tensão no barramento de saída do conversor IBTL-série com controle MPPT/Beta

	MÉDIA [0,9 1,0]seg.			
	PWM	Interleaved	Relé	
V <sub>o</sub> [V]	450 V	450 V	450 V	
<b>V</b> <sub>C1</sub> <b>[V]</b>	112.5 V	112.5 V	112.39 V	
<b>V</b> <sub>C2</sub> <b>[V]</b>	112.5 V	112.5 V	112.63 V	
<b>V</b> <sub>C3</sub> <b>[V]</b>	112.5 V	112.5 V	112.36 V	
V <sub>C4</sub> [V]	112.5 V	112.5 V	112.63 V	
V <sub>PV_1</sub> [V]	103.3 V	103.3 V	103.3 V	
V <sub>PV_1</sub> [V]	103.3 V	103.3 V	103.3 V	
I <sub>L1_RMS</sub> [A]	9.42 A	9.42 A	9.44 A	
I <sub>L2_RMS</sub> [A]	9.52 A	9.42 A	9.44 A	
SM_G1	52.22 %	52.18 %	10.39%	
SM_G2	60.14 %	60.18 %	X	
SM_G3	52.17 %	52.18 %	10.53%	
SM_G4	60.22 %	60.18%	X	
$P_{PV_1}[W]$	2332 W	2332 W	2332 W	
$P_{PV_2}[W]$	2332 W	2332 W	2332 W	

Tabela 32 - Comparação entre os diversos tipos de controle utilizando o conversor IBTL-série

#### **Conclusão Parcial**

A irradiação solar varia ao longo do dia e por este motivo a estrategia MPPT é necessária para extrair a máxima potência. Das diversas técnicas encontradas na literatura, neste trabalho foram utilizadas duas, uma por ser a estratégia mais conhecida e de fácil implementação (P&O), e a segunda por ser uma técnica mais recente e também de fácil implementação (Beta).

Simulações foram realizadas com o BTL utilizando os dois métodos de MPPT. Ao ser utilizado o P&O todos os controladores apresentaram desempenho satisfatório com o que foi proposto, porém o controle com o menor *ripple* de tensão de saída foi o PWM. O método que produziu o menor sinal modulante foi o Relé. Com o método Beta os controladores do barramento-CC também apresentaram um bom rdesempenho, pois as tensões de saída permaneceram equilibradas e constantes, porém com *ripple* de tensão um pouco maiores que aquelas obtidas com o método PEO. O método réle teve um melhor desempenho, pois teve *ripple* e sinais modulamtes baixos.

Para o IBTL-série também foram realizadas simulações com as técnicas MPPT P&O e Beta utilizando os três controladores de tensão. Com a técnica P&O o controlador que obteve melhor desempenho em relação ao *ripple* de tensão foi o *interleaved*. Já em relação ao sinal modulante o melhor foi o controle Relé. Ao ser utilizado o método Beta, todos os três controladores obtveram sucesso, pois, apresentaram um baixo *ripple* de tensão e mantiveram o barramento constante e equilibrado.

Com isso, mostrou-se que é possível utilizar técnicas de estratégias MPPT na estrutura proposta (IBTL-série) para se obter o MPP. Unida a esta estratégia foi adicionado o controle de equalização do barramento CC bem como o controle para mante-lo constante. O controle de barramento constante foi inserido, pois, pode ser necessário aumentar a potência do barramento, com isso facilita-se a inserção de novas fontes de energia.

# 5. INVERSOR MULTINÍVEL COM GRAMPEAMENTO DO PONTO DE NEUTRO

O tipo de inversor que é amplamente utilizado em energias renováveis funciona com o grampeamento do ponto de neutro (NPC). Porém este exige uma fonte de tensão que possua um potencial de ponto neutro (NPP) e que as tensões sejam balanceadas [72].

Neste capítulo o inversor NPC de cinco níveis será conectado ao conversor IBTLsérie estudada no capítulo anterior, onde painéis solares são utilizados como fonte de energia. O controle MPPT é utilizado para que as máximas potências dos painéis sejam extraídas. Existe também o controle para manter o barramento constante e equilibrado. O inversor MLC<sup>2</sup> (*Multilevel-Clamped Multilevel-Converter*) será conectado ao barramento CC para alimentar uma carga de corrente alternada, este inversor é controlado pela técnica de Modulação por Largura de Pulso Senoidal (SPWM).

## 5.1 Chaveamento por Largura de Pulso Senoidal

Em circuitos inversores o PWM é um pouco mais complexo, do que quando utilizado em conversores CC-CC [11]. Mesmo com as técnicas de modulação mais atuais, é difícil reproduzir ondas de tensões senoidais perfeitas. A qualidade da forma de onda gerada é fortemente dependente da frequência de comutação das chaves[78]. Além disso, formas de ondas distorcidas produzem conteúdo harmônico, que tem como consequência perdas de energia adicionais. Harmônicos de altas frequências podem afetar não só a carga, mas também os controladores [78]. Todas estas características indesejadas podem ser mitigadas com o uso de inversores multiníveis.

Em um inversor de dois níveis, para se produzir na saída uma tensão senoidal com amplitude e frequência controláveis, necessita-se de uma portadora triangular e de um sinal de controle senoidal, também conhecido por sinal modulante. A portadora e o sinal modulante são injetados num comparador, cuja a saída é o ciclo de trabalho das chaves. A tensão de pico e a frequência da portadora devem ser fixas, enquanto que o sinal senoidal modulante possui amplitude e frequência variáveis, desta forma, consegue-se produzir um sinal na saída do inversor com amplitude e frequência da fundamental (1º harmônico) desejada.

A diferença entre o SPWM dois níveis e o SPWM multinível é o numero de portadoras utilizadas. Para inversores multiníveis de 'm' níveis, são necessários m-1 portadoras.

#### 5.1.1 SPWM para inversores trifásicas

É muito comum encontrar aplicações onde se deseja alimentar cargas trifásicas através de inversores. Na literatura é possível encontrar diversos métodos de controle para se obter tensões senoidais trifásicas na saída do inversor, neste trabalho será abordada apenas a modulação SPWM.

O objetivo da modulação SPWM em inversores trifásicos é produzir tensões controladas em amplitude e frequência.

Para obter tensões simétricas na saída do inversor, é de fundamental importância que o mesmo possua fontes de alimentação CC equilibradas.

## 5.1.1.1 SPWM para inversores de dois níveis

O circuito inversor mais comum encontrado é mostrado na Figura 101, este possui três pernas inversoras, uma para cada fase. Em inversores trifásicos de dois níveis é necessário apenas um sinal de portadora triangular e três sinais modulantes senoidais defasados de 120°, conforme mostrado na Figura 102(a). As chaves que estão na mesma perna têm funcionamento complementar, isto é, quando uma conduz a outra deve ser mantida em bloqueio; elas nunca devem ser acionadas ao mesmo tempo para evitar curto-circuito no barramento CC.

Figura 101 - Inversor trifásico de dois níveis





Figura 102 - Formas de onda da modulação SPWM para o inversor trifásico dois níveis

Para formar a lógica de chaveamento, os sinais modulantes são comparados com a portadora triangular e quando o sinal modulante for maior que o sinal de portadora as chaves S1, S2 e S3 são acionadas, colocando na saída a tensão do barramento Vd. Quando o sinal modulante for menor a saída vai para zero.

Utilizando a lógica de chaveamento mencionada, na Figura 102 é possível ver as formas de ondas de Va e Vb na saída do inversor, e a forma de onda da tensão linha-linha Vab = Va - Vb e a sua onda senoidal fundamental. É possível notar que VaN e VbN possuem componentes CC idênticas e que são canceladas em uma medida linha-linha [11]. A portadora triangular mostrada na Figura 102(a) possui frequência  $f_c$ , esta frequência também pode ser chamada de frequência de chaveamento ou frequência de portadora, que estabelece a frequência de comutação das chaves do inversor [11].

O controle da amplitude da tensão de saída  $v_{ab}$  é feita através do sinal modulante  $v_r$  definido em (5.1). Este sinal controla o ciclo de trabalho dos transistores através da taxa de modulação de amplitude  $m_a$ . É possível, também, escolher a frequência da componente harmônica fundamental da tensão senoidal de saída através de  $f_1$ .

$$v_r = V_m * sen(2\pi f_1 * t) \tag{5.1}$$

$$m_a = \frac{V_m}{V_{tri}}$$
(5.2)

$$m_f = \frac{f_c}{f_1} \tag{5.3}$$

$$v_{ab} = m_a * V_d * sen(2\pi f_1 * t)$$
(5.4)

$v_r$	$\rightarrow$	Sinal modulante ou sinal de referência
$V_m$	$\rightarrow$	Pico do sinal modulante
V <sub>tri</sub>	$\rightarrow$	Pico do sinal de portadora
$f_1$	$\rightarrow$	frequência fundamental da tensão de saída desejada
$f_c$	$\rightarrow$	frequência da portadora
m <sub>a</sub>	$\rightarrow$	taxa de modulação de amplitude
$m_{f}$	$\rightarrow$	taxa de modulação de frequencia

Outro ponto importante é que a taxa de frequência de modulação seja um número inteiro, pois assim garante-se uma simetria de meia onda e de quarto de onda, fazendo isso, consegue-se eliminar harmônicos CC indesejados na tensão de saída, pois se for alimentar uma carga indutiva esta componente CC pode produzir altas correntes no circuito.

### 5.1.1.2 SPWM para inversores de cinco níveis

A técnica SPWM, por ser uma técnica de modulação robusta e de simples implementação, é amplamente utilizada na eletrônica de potência e na indústria [79]. Tal técnica é caracterizada por possuir pulsos de amplitude constante e diferentes ciclos de trabalho em cada nível de tensão do inversor. A largura destes pulsos é modulada para obter o controle das tensões de saída do inversor e para reduzir o seu conteúdo harmônico.

A modulação SPWM, para inversores cinco níveis, é baseada na de dois níveis clássica, diferenciando apenas no número de sinais de portadora a ser utilizada. O número de portadoras é dada por 'm - 1', onde m é o número de níveis do inversor.

Na técnica SPWM multinível as portadoras podem ser deslocadas tanto horizontalmente como verticalmente. Neste trabalho serão usadas portadoras deslocadas na vertical, Figura 103, o que resulta em quatro regiões de tensões, onde cada região contém uma portadora.

A equação do sinal modulante e da tensão de saída do inversor são mostradas em (5.5) e (5.6) respectivamente, onde se observa que é possível controlar a amplitude dos sinais através de  $m_a$ .

$$v_r = m_a * V_m * sen(2\pi f_1 * t)$$
 (5.5)

$$v_a = m_a * V_d / 2 * sen(2\pi f_1 * t)$$
(5.6)

O sinal modulante é continuamente comparado com a portadora, alterando assim o ciclo de trabalhos das chaves do inversor, desta forma consegue-se produzir o sinal desejado na saída do inversor. Na Figura 103 é exibida a forma de onda da tensão Va produzida pela técnica de modulação SPWM, e sua respectiva componente harmônica fundamental.

Figura 103 - formas de onda do SPWM trifásico cinco níveis



# 5.2 Inversor Trifásico Multinível

Basicamente pode-se dizer que um inversor multinível é construído por uma matriz de semicondutores, ligados a fontes de tensão capacitivas e gerando na saída uma forma de onda com pequenos degraus. Desta forma, a comutação dos semicondutores permite uma alta tensão na saída enquanto que nas chaves de potência, tensões menores são suportadas.

Para que o inversor consiga produzir cinco níveis de tensão na saída uma fonte de tensão CC de cinco níveis deve estar conectada a mesma. A Figura 104 mostra uma perna de fase que produz cinco níveis na saída e sua forma de onda. Quanto maior o número de níveis, maior o número de degraus que aparecem na forma de onda de saída do inversor, com isso consegue-se reduzir as distorções harmônicas e diminuir a tensão de comutação de cada chave. No entanto, quanto maior o número de níveis, mais complexo se torna o inversor, bem como o controle a ele associado, podendo então, introduzir problemas de desbalanceamento de tensão.

Para que o inversor produza uma saída trifásica deve-se conectar três pernas inversora em paralelo, onde cada perna possuirá um sinal modulante senoidal defasado de 120° um do outro.

Figura 104 - Inversor Cinco Níveis



Como já mencionado, para reduzir ao máximo a componente harmônica CC, é importante sincronizar a frequência da portadora com a frequência do sinal produzido na saída do inversor, este sincronismo produz uma simetria de meia onda e de quarto de onda. Para que isso seja possível basta escolher uma frequência de portadora múltipla inteira da frequência fundamental do sinal de saída conforme (5.3) [11].

O inversor escolhido para ser utilizado neste trabalho foi o  $MLC^2$ -5L (Multilevel-Clamped Multilevel-Converter – Five Level), pois, este é produzido a partir de dois inversores NPC três níveis. O inversor NPC três níveis é amplamente utilizado na eletrônica de potência e na indústria, por ser robusto, de simples implementação e de fácil controle [83]. Outra vantagem do  $MLC^2$ -5L é que possui número de componentes reduzidos quando comparado com o inversor NPC de cinco níveis clássico [73].

# 5.2.1 Inversor Trifásico MLC<sup>2</sup>-5L

O inversor MLC<sup>2</sup>-5L monofásico é formado pela união de duas pernas do inversor NPC três níveis com a fonte CC, veja a Figura 105, esta ttopologia permite aumentar o número de níveis de tensão na saída através da geração de níveis de tensão grampeados e entregue pela MCU [74]. A primeira perna forma a estrutura conhecida por unidade multinivel de grampeamento (MCU) e tem a finalidade de controlar o nível de tensão que deve ser inserida na saída. A segunda forma o conversor de potência principal (MPC), este tem a função de transportar os níveis de tensão para a saída. A conexão das fontes CC com o MCU é conhecida por circuito multinível de grampeamento, estas fontes vão compor a tensão de saída do inversor [73].

As tensões da fonte de alimentação são equilibradas, isso significa que  $V_{C1} = V_{C2} = V_{C3} = V_{C4} = V_C$ , então, pode-se dizer que  $V_d = 4 * V_C$ . Neste caso é de se notar que as tensões possíveis na saída são  $V_d/2$ ,  $V_d/4$ , 0,  $-V_d/4$ ,  $V_d/2$  e que a MCU controla as tensões CC intermediárias ( $V_d/4$ ; 0;  $-V_d/4$ ) que devem ser colocadas na saída, enquanto que o MPC controla as tensões CC extremas ( $V_d/2$ ;  $-V_d/2$ ).

Figura 105 - Inversor MLC<sup>2</sup>-5L monofásico [73]



O inversor MLC<sup>2</sup>-5L trifásico possui duas topologias distintas, denominadas de modo comum ou modular. Na topologia modo comum o MCU é compartilhada por todas as fases, enquanto que na topologia modular cada MPC possui sua própria unidade de grampeamento multinível [80]. Como neste trabalho só será utilizado a topologia modular, apenas esta será mostrada, veja a Figura 106.



Figura 106 - Inversor  $MLC^2$  - 5L modular [73]

A Figura 103 mostra as formas de ondas das portadoras e do sinal modulante juntos, para o tipo de modulação SPWM. E como já foi dito, os MPCs controlam as tensões superiores e as MCUs controlam as tensões intermediarias que devem ser posta na saída, sendo assim, o ciclo de trabalho gerado a partir da comparação entre as formas de ondas das portadoras V\_tri1, V\_tri2, V\_tri3 e V\_tri4 com o sinal modulante Vra devem ser conectadas as chaves Sa1, Ta1, Ta2 e Sa2 respectivamente. As chaves Sa1', Sa2', Ta1' e Ta2' são complementares as chaves Sa1, Sa2, Ta1 e Ta2.

A Tabela 33 mostra as tensões na saída do inversor de acordo com o acionamento das chaves. O mesmo conceito se aplica para as fases b e c.

	Tensão			
Sa1	Ta1	Ta2	Sa2	
1	1	1	1	Vd/2
0	1	1	1	Vd/4
0	0	1	1	0
0	0	0	1	-Vd/4
0	0	0	0	-Vd/2

Tabela 33 - Estado das chaves de potência associada a fase a

# 5.3 Resultado de Simulação

Nesta seção foi conectado o inversor MLC<sup>2</sup>-5L para sintetizar tensão de fase CA de cinco níveis, ao circuito IBTL-série estudado no capítulo anterior, conforme apresentado na Figura 108.

O circuito simulado é composto por dois painéis solares de 3100W, dois conversor BTL em série, dois conversores *buck-boost* e um inversor  $MLC^2$  alimentando uma carga RL -AC de 3400W, sendo R = 20 $\Omega$  e L = 20mH.

As simulações realizadas nesta seção possuem dois controles de MPPT distintos, o P&O e o Beta. Para equalizar as tensões no barramento três tipos de controle são utilizados, o PWM, Relé e *Interleaved*. O controle de barramento constante é um PWM simples, este controle, foi introduzido caso se tenha interesse em manter o barramento constante, facilitando, assim, a inclusão de novas fontes de energia e também para compatibilizar a energia que está sendo demandada pela carga com a energia que está sendo produzida, funcionando como um circuito de controle de fluxo de energia. A modulação SPWM é utilizado para sintetizar tensão CA de cinco níveis na saída do inversor MLC<sup>2</sup>-5L.

A configuração de todo o sistema para a simulação é a seguinte: O tempo total de simulação é de 1.5s. Inicialmente a irradiação é de 1000W/m<sup>2</sup> e em 0.5 seg. ocorre uma queda de irradiação de -350W/m<sup>2</sup> em cada painel solar, isso significa uma queda de fornecimento de potência total de 2200W. Em 1seg. a irradiação sobe 350W/m2, retornando assim para a irradiação inicial.





Nos conversores BTL, o valor dos indutores e capacitores usados é de 200 $\mu$ H e 4400 $\mu$ F respectivamente. Para que a taxa de modulação de frequência ( $m_f$ ) seja inteira, a frequência das portadoras foram alteradas para 48kHz. Na literatura foi encontrado frequência de chaveamento de 10 kHz, a 100 kHz como em [23], [39], [41], [52].

Na Figura 108 é mostrado o diagrama bloco do sistema contendo os conversores CC-CC, o inversor (Figura 106), o controle MPPT e de equalização do barramento CC e o controle de barramento constante. Estes circuitos não serão mostrados nesta seção, pois, já foram detalhados exaustivamente nos capítulos anteriores.



Figura 108 - Controle do sistema completo

## 5.3.1 Simulação do MPPT P&O

Esta subseção mostrará resultados de simulação da técnica P&O em conjunto com as três técnicas de controle de equilíbrio do barramento e controle de barramento constante. A
modulação SPWM, utilizada no inversor, possuirá taxa de modulação de amplitude  $(m_a)$  fixa.

Nos instantes onde ocorrem as variações de irradiação abruptas, acontecem perturbações no barramento-CC que são transferidas para a linha CA, estas perturbações ocorrem nos três controles analisados. Maneiras de tentar mitigar ou eliminar tais efeitos serão deixadas para trabalhos futuros.

# 5.3.1.1 Controle PWM

A Figura 109 mostra as potências que o painel solar está entregando, a potência que está sendo dissipada pelo conversor *buck-boost* e a potência que a carga está consumindo. Podem ser vistas também as tensões no barramento CC, bem como as tensões e correntes na carga CA.

A Figura 112 mostra o espectro de Fourier das tensões Va, Vb e Vc, e também o espectro de Fourier das correntes em cada fase. A análise é feita para o sinal compreendido entre o intervalo de tempo de 1.4 à 1.5 segundos, Figura 110.

O indutor da carga funciona como um filtro passa baixa de corrente, fazendo com que, a mesma, seja uma senoide pura, pois, aparece apenas a harmônica fundamental de 60 Hz.

No espectro de Fourier da tensão é possível ver a componente fundamental senoidal de 60Hz, mas por não possuir filtro de tensão aparece componentes de alta frequência em 48kHz e suas múltiplas, estas componentes aparecem devido à frequência de chaveamento.

Analisando os resultados de simulação durante o intervalo de tempo de 1,4 seg. a 1,5 seg., verifica-se que as tensões eficazes de barramento total, VC1, VC2, VC3 e VC4 são respectivamente de 450V, 112,49V, 112,51V, 112,45V e 112,54V. Cada conversor CC possui um indutor e a corrente eficaz nelas são: IL1 = 17,21A e IL2 = 17,16A.









Figura 111 - Espectro de Fourier das tensões e correntes ao utilizar o método P&O com PWM para toda a faixa de frequência



Figura 112 - Espectro de Fourier das tensões e correntes ao utilizar o método P&O com PWM para a faixa de frequência de 0 a 480 Hz



Como é de extrema importância o armazenamento de energia em sistemas isolados, dois casos foram selecionados (P&O/PWM e Beta/PWM) para verificar o comportamento do sistema proposto ao ser utilizado um acumulador de energia, então, adotou-se o modelo simplificado do banco de bateria apresentado em [97], Figura 113. Em uma simulação de poucos segundos, este modelo tem um comportamento semelhante a um banco de baterias real, o que motivou a sua escolha.

Figura 113 - Modelo simplificado do banco de baterias



O banco de baterias simplificado foi conectado à saída do conversor *buck-boost* para acúmulo de energia, conforme ilustrado na Figura 114.

Figura 114 - Conversor buck-boost com banco de baterias simplificado



A Figura 115 mostra a potência máxima (Pmpp) que os painéis em conjuntos podem fornecer, assim como a potência na carga trifásica (P\_3F) e a potência que está sendo desviada para os bancos de baterias (P\_bat). Pode-se ver também as tensões (V\_bat1 e V\_bat2) e correntes (I\_bat1 e I\_bat2) em cada banco de baterias. Nesta figura é possível visualizar o carregamento do banco de baterias. É exibido na Figura 116 o comportamento do barramento e vê-se que o mesmo encontra-se equalizado e constante, também é possível visualizar as tensões nos painéis PV.



Figura 115 - Simulação do sistema com bateria conectado à saída do conversor *buck-boost* utilizando o método P&O com PWM



Figura 116 - Comportamento do barramento CC e das tensões nos painéis durante a simulação com banco de baterias simplificada ao utilizar o método P&O com PWM

#### 5.3.1.2 Controle Relé

As próximas quatro figuras mostram o comportamento do circuito com o controle Relé. A Figura 117 mostra as potências que o painel solar está entregando, a potência que está sendo dissipada pelo conversor *buck-boost* e a potência que a carga está consumindo. Pode-se ver também as tensões no barramento CC, bem como as tensões e correntes na carga CA.

A Figura 120 mostra o espectro de Fourier das tensões Va, Vb e Vc, e também o espectro de Fourier das correntes em cada fase. A análise é feita para o sinal compreendido entre o intervalo de tempo de 1,4 a 1,5 segundos, Figura 118.

O indutor da carga funciona como um filtro passa baixa de corrente, fazendo com que, a mesma, seja uma senoide pura, pois, aparece apenas a harmônica fundamental de 60 Hz.

Na resposta em frequência da tensão é possível ver a componente fundamental senoidal de 60Hz, mas por não possuir filtro de tensão aparece componentes de alta frequência em 48kHz e suas múltiplas, estas componentes aparecem devido à frequência de chaveamento.

Analisando os resultados de simulação durante o intervalo de tempo de 1.4 seg. a 1.5 seg., verifica-se que as tensões eficazes de barramento total, VC1, VC2, VC3 e VC4 são respectivamente de 449,94V, 112,62V, 112,56V, 112,34V, 112,41V. A corrente eficaz nos conversores CC são: IL1 = 17,2A e IL2 = 17,08A.



Figura 117 - Sinal no tempo utilizando o método P&O com Relé



Figura 118 - Tensão e Corrente ao Utilizar o método P&O com Relé

Figura 119 - Espectro de Fourier das tensões e correntes ao utilizar o método P&O com Relé para toda a faixa de frequência



Figura 120 - Espectro de Fourier das tensões e correntes ao utilizar o método P&O com Relé para a faixa de frequência de 0 a 480 Hz



As próximas quatro figuras mostram o comportamento do circuito com o controle *In-terleaved*. A Figura 121 mostra as potências que o painel solar está entregando, a potência que está sendo dissipada pelo conversor *buck-boost* e a potência que a carga está consumindo. Pode ser visto também as tensões no barramento CC, bem como as tensões e correntes na carga CA.

O controle de barramento constante, para manter o barramento CC constante, funciona como um "controlador de fluxo de potência". Se a carga estiver demandando menos potência que a produzida no painel solar, então a potência excedente é desviada para o conversor *buck-boost*, este efeito pode ser visto na Figura 121.

A Figura 124 mostra o espectro de Fourier das tensões Va, Vb e Vc, e também espectro de Fourier das correntes em cada fase. A análise é feita para o sinal compreendido entre o intervalo de tempo de 1,4 à 1,5 segundos, Figura 122.

O indutor da carga funciona como um filtro passa baixa de corrente, fazendo com que, a mesma, seja uma senoide pura, pois, aparece apenas a harmônica fundamental de 60 Hz.

Na resposta em frequência da tensão é possível ver a componente fundamental senoidal de 60Hz, mas por não possuir filtro de tensão aparece componentes de alta frequência em 48kHz e suas múltiplas, estas componentes aparecem devido a frequência de chaveamento.

Analisando os resultados de simulação durante o intervalo de tempo de 1,4 seg. a 1,5 seg., verifica-se que as tensões eficazes de barramento total, VC1, VC2, VC3 e VC4 são respectivamente de 449,94V, 112,62V, 112,56V, 112,34V, 112,41V. A corrente eficaz nos conversores CC são: IL1 = 17,2A e IL2 = 17,08A.



Figura 121 - Sinal no tempo utilizando o método P&O com Interleaved



Figura 122 - Tensão e Corrente ao Utilizar o método P&O com Interleaved







Figura 124 - Espectro de Fourier das tensões e correntes ao utilizar o método P&O com Interleaved para a faixa de frequência de 0 a 480 Hz

A Tabela 34 mostra as tensões eficazes no barramento, as correntes eficazes nos indutores dos conversores CC BTL. A Tabela 35 mostra o *ripple* de tensão do barramento CC. Todos os valores calculados estão entre o intervalo de tempo 1,4 a 1,5 segundos.

	Valor eficaz							
Controle	Vo[V]	VC1[V]	VC2[V]	VC3[V]	VC4[V]	IL1[A]	IL2[A]	
PWM	450.0	112.49	112.51	112.45	112.54	17.21	17.26	
Relé	449.95	112.62	112.56	112.34	112.41	17.2	17.08	
Interleaved	450.01	112.51	112.51	112.50	112.50	17.95	17.99	

Tabela 34 - Comparação entre os três tipos de controle - Método P&O

	Ripple %							
Controle	Vo	VC1	VC2	VC3	VC4			
PWM	0.39	2.02	0.96	1.2	2			
Relé	0.30	1.56	1.61	1.47	1.5			
Interleaved	1.37	1.74	2.06	2.58	2.11			

Tabela 35 - Ripple das tensões no barramento CC - Método P&O

#### 5.3.2 Simulação do MPPT Beta

Esta subseção mostrará resultados de simulação da técnica MPPT método Beta em conjuntos com as três técnicas de controle de equilíbrio do barramento e controle de barramento constante. A modulação SPWM utilizada no inversor, possuirá taxa de modulação de amplitude  $(m_a)$  fixa.

Nos instantes onde ocorrem as variações de irradiação abruptas, acontecem perturbações no barramento-CC que são transferidas para a linha CA, estas perturbações ocorrem nos três controles analisados. Maneiras de tentar mitigar ou eliminar tais efeitos serão deixadas para trabalhos futuros.

## 5.3.2.1 Controle PWM

A Figura 125 mostra as potências que o painel solar está entregando, a potência que está sendo dissipada pelo conversor *buck-boost* e a potência que a carga está consumindo. Pode ser visto também as tensões no barramento CC, bem como as tensões e correntes na carga CA.

A Figura 128 mostra o espectro de Fourier Va, Vb e Vc, e também o espectro de Fourier das correntes em cada fase. A análise é feita para o sinal compreendido entre o intervalo de tempo de 1,4 à 1,5 segundos, Figura 126.

O indutor da carga funciona como um filtro passa baixa de corrente, fazendo com que, a mesma, seja uma senoide pura, pois, aparece apenas a harmônica fundamental de 60 Hz.

Analisando o espectro de Fourier da tensão é possível ver a componente fundamental senoidal de 60Hz, mas por não possuir filtro de tensão aparece componentes de alta frequência em 48kHz e suas múltiplas, estas componentes aparecem devido à frequência de chaveamento. É de se notar também que na analise espectral não aparece componente CC, deste modo este inversor pode alimentar uma carga puramente indutiva. Se a componentes CC estivesse presente e uma carga puramente indutiva fosse alimentada, correntes elevadas apareceriam no circuito, podendo causar grandes danos aos componentes e a carga.

Analisando os resultados de simulação durante o intervalo de tempo de 1,4 seg. a 1,5 seg., verifica-se que as tensões eficazes de barramento Vo, VC1, VC2, VC3 e VC4 são respectivamente de 450V, 112,51V, 112,51V, 112,47V e 112,47V. Cada conversor CC possui um indutor e a corrente eficaz neles são: IL1 = 18,24A e IL2 = 18,16A.















Figura 128 - Espectro de Fourier das tensões e correntes ao utilizar o método Beta com PWM para a faixa de frequência de 0 a 480 Hz

Como é de extrema importância o armazenamento de energia em sistemas isolados, dois casos foram selecionados (P&O/PWM e Beta/PWM) para verificar o comportamento do sistema proposto ao ser utilizado um acumulador de energia, então, adotou-se o modelo simplificado do banco de bateria apresentado em [z], Figura 113. Em uma simulação de poucos segundos, este modelo tem um comportamento semelhante a um banco de baterias real, o que motivou a sua escolha.

Figura 129 - Modelo simplificado do banco de baterias



O banco de baterias simplificado foi conectado à saída do conversor *buck-boost* para acumulo de energia, conforme ilustrado na Figura 114.

Figura 130 - Conversor buck-boost com banco de baterias simplificado



A Figura 115 mostra a potência máxima (Pmpp) que os painéis em conjuntos podem fornecer, assim como a potência na carga trifásica (P\_3F) e a potência que está sendo desviada para os bancos de baterias (P\_bat). Pode-se ver também as tensões (V\_bat1 e V\_bat2) e correntes (I\_bat1 e I\_bat2) em cada banco de baterias. É exibido na Figura 116 o comportamento do barramento e vê-se que o mesmo encontra-se equalizado e constante, também é possível visualizar as tensões nos painéis PV.



Figura 131 - Simulação do sistema com bateria conectado à saída do conversor *buck-boost* utilizando o método Beta com PWM



Figura 132 - Comportamento do barramento CC e das tensões nos painéis durante a simulação com banco de baterias simplificada ao utilizar o método Beta com PWM

### 5.3.2.2 Controle Relé

A Figura 133 mostra as potências que o painel solar está entregando, a potência que está sendo dissipada pelo conversor *buck-boost* e a potência que a carga está consumindo. Pode ser visto também as tensões no barramento CC, bem como as tensões e correntes na carga CA. O conversor *buck-boost* está associado ao controle de barramento-CC constante e funciona como um regulador de fluxo de potência, toda a potência que está sendo produzida em excesso é desviado para ser aplicado em outras finalidades, neste trabalho a energia produzida em excesso e queimada.

A Figura 136 mostra o espectro de Fourier das tensões Va, Vb e Vc, e também o espectro de Fourier das correntes em cada fase. A análise é feita para o sinal compreendido entre o intervalo de tempo de 1.4 à 1.5 segundos, Figura 134.

O indutor da carga funciona como um filtro passa baixa de corrente, fazendo com que, a mesma, seja uma senoide pura, pois, aparece apenas a harmônica fundamental de 60 Hz.

Na resposta em frequência da tensão é possível ver a componente fundamental senoidal de 60Hz, mas por não possuir filtro de tensão aparece componentes de alta frequência em 48kHz e suas múltiplas, estas componentes aparecem devido à frequência de chaveamento. Assim como nos casos anteriores, na analise espectral não aparece componente CC, deste modo este inversor pode alimentar uma carga puramente indutiva. Se a componentes CC estivesse presente e uma carga puramente indutiva fosse alimentada, correntes elevadas apareceriam no circuito, podendo causar grandes danos aos componentes e a carga.

Analisando os resultados de simulação durante o intervalo de tempo de 1,4 seg. a 1,5 seg., verifica-se que as tensões eficazes de barramento Vo, VC1, VC2, VC3 e VC4 são respectivamente de 450V, 112,53V, 112,47V, 112,47V e 112,53V. Cada conversor CC possui um indutor e a corrente eficaz neles são: IL1 = 18,24A e IL2 = 18,16A.







Figura 134 - Tensão e Corrente ao Utilizar o método Beta com Relé

Figura 135 - Espectro de Fourier das tensões e correntes ao utilizar o método Beta com Relé para toda a faixa de frequência



Figura 136 - Espectro de Fourier das tensões e correntes ao utilizar o método Beta com Relé para a faixa de frequência de 0 a 480 Hz



A Figura 137 mostra as potências que o painel solar está entregando, a potência que está sendo dissipada pelo conversor *buck-boost* e a potência que a carga está consumindo. Pode ser visto também as tensões no barramento CC, bem como as tensões e correntes na carga CA.

O conversor *buck-boost* está associado ao controle de barramento-CC constante e funciona como um regulador de fluxo de potência, toda a potência que está sendo produzida em excesso é desviado para ser aplicado em outras finalidades, neste trabalho a energia produzida em excesso é dissipada.

A Figura 140 mostra o espectro de Fourier das tensões Va, Vb e Vc, e também o espectro de Fourier das correntes em cada fase. A análise é feita para o sinal compreendido entre o intervalo de tempo de 1.4 à 1.5 segundos, Figura 138.

O indutor da carga funciona como um filtro passa baixa de corrente, fazendo com que, a mesma, seja uma senoide pura, pois, aparece apenas a harmônica fundamental de 60 Hz.

Na resposta em frequência da tensão é possível ver a componente fundamental senoidal de 60Hz, mas por não possuir filtro de tensão aparece componentes de alta frequência em 48kHz e suas múltiplas, estas componentes aparecem devido à frequência de chaveamento. Assim como nos casos anteriores, na analise espectral não aparece componente CC, deste modo este inversor pode alimentar uma carga puramente indutiva. Se a componentes CC estivesse presente e uma carga puramente indutiva fosse alimentada, correntes elevadas apareceriam no circuito, podendo causar grandes danos aos componentes e a carga.

Analisando os resultados de simulação durante o intervalo de tempo de 1.4 seg. a 1.5 seg., verifica-se que as tensões eficazes de barramento Vo, VC1, VC2, VC3 e VC4 são respectivamente de 450,23V, 112,50V, 112,50V, 112,73V e 112,50V. Cada conversor CC possui um indutor e a corrente eficaz neles são: IL1 = 17,70A e IL2 = 17,61A.






Figura 138 - Tensão e Corrente ao Utilizar o método Beta com Interleaved



Figura 139 - Espectro de Fourier das tensões e correntes ao utilizar o método Beta com *Interleaved* para toda a faixa de frequência



Figura 140 - Espectro de Fourier das tensões e correntes ao utilizar o método P&O com *Interleaved* para a faixa de frequência de 0 a 480 Hz

A Tabela 36 mostra as tensões eficazes no barramento, as correntes eficazes nos indutores dos conversores CC BTL. A Tabela 37 mostra o *ripple* de tensão do barramento CC. Todos os valores calculados estão entre o intervalo de tempo 1,4 a 1,5 segundos.

	Valor eficaz							
Controle	Vo[V]	VC1[V]	VC2[V]	VC3[V]	VC4[V]	IL1[A]	IL2[A]	
PWM	450	112.51	112.51	112.47	112.47	18.24	18.16	
Relé	450	112.53	112.47	112.47	112.53	17.38	17.38	
Interleaved	450.23	112.50	112.50	112.73	112.50	17.70	17.61	

Tabela 36 - Comparação entre os três tipos de controle - Método Beta

	Ripple %							
Controle	Vo	VC1	VC2	VC3	VC4[V]			
PWM	0.92	1.40	1.37	1.70	1.63			
Relé	0.16	1.34	1.37	1.41	1.37			
Interleaved	0.57	1.98	1.24	0.68	1.79			

Tabela 37 - Ripple das tensões no barramento CC - Método Beta

#### **Conclusão Parcial**

O conversor CC-CC IBTL-série foi utilizado como interface, entre a fonte de energia renovável e o inversor. O painel solar foi utilizado como fonte de energia e para que a máxima potência fornecida fosse aproveitada duas estratégias de MPPT foram utilizadas, o método P&O e o Beta. Em conjunto com esses dois métodos de estratégia MPPT, três diferentes estratégias de controle foram utilizadas e obtiveram êxito em manter o barramento equilibrado.

Com o barramento CC de cinco níveis controlado e equalizado, é possível alimentar o inversor  $MLC^2$ -5L. Neste capítulo foi visto como é formada a estrutura do circuito  $MLC^2$ -5L, seu principio de funcionamento e a estratégia de chaveamento SPWM utilizada pra obter na saída do inversor uma tensão CA senoidal de cinco níveis.

Os resultados de simulação mostraram o comportamento de todo o sistema operando em conjunto e verificou-se que é possível manter o barramento CC equilibrado ao utilizar um inversor trifásico com cargas equilibradas, e assim, sintetizar uma onda senoidal de cinco níveis na saída do inversor.

Foi visto também que neste circuito existem três tipos de controles distintos, o controle MPPT, o controle que mantem o barramento equilibrado e o que mantem o barramento constante.

Foi dito que o controle de barramento constante funciona como um controlador de fluxo de potência, desviando a potência excedente para o conversor *buck-boost* para ser usado em outros fins.

Quando variações abruptas de impedância ou das condições ambientais acontecem, perturbações no barramento-CC ocorrem, obrigando o controle de barramento constante a atuar rapidamente e regulando, em um curto intervalo de tempo, a tensão total do barramento para o ponto de referencia. Isto é importante, pois, mantem a tensão de pico no lado AC sempre no nível desejado.

Em trabalhos futuros pode-se investigar maneiras de tentar minimizar estas oscilações no barramento CC devido a perturbações abruptas.

## CONCLUSÕES

Debates e propostas para o desenvolvimento sustentável têm se intensificado a nível mundial no sentido de promover o uso das fontes de energias renováveis e de uma melhor qualidade da energia gerada.

A eletrônica de potência tem dado muitas contribuições na melhoria e na qualidade da tensão fornecida, onde, através de técnicas de controle e de conversores mais eficientes, consegue-se reduzir os harmônicos, aumentando a qualidade da energia e diminuindo o consumo [7].

Como o motor de indução possui uma grande parcela no consumo de energia, grandes esforços vêm sendo realizados para tornar o motor de indução mais eficiente, contribuindo, desta forma, com esse pensamento de conservação de energia. Na indústria, atualmente, o motor de indução, devido a sua robustez, durabilidade e custo reduzido, vem ganhando cada vez mais espaço e substituindo os tradicionais motores CC [7].

Neste cenário de produção de energia limpa integrada a sistemas de alimentação de motores CA, os conversores CC-CC e CC-CA multiníveis, bem como as técnicas de controle e modulação, são de fundamental importância.

Neste contexto e para dar continuidade ao trabalho realizado em [7] e [14] onde foi proposto o conversor de três níveis com controle relé, para balanceamento das tensões de saída, foi realizado o estudo de uma segunda topologia de conversor CC-CC TL, para que um confronto de ambas as topologias pudesse ser realizada, culminando então no estudo realizado no capítulo 2.

Em [1] e [2] é apresentado técnica de derivação do conversor, HB TL, da qual duas células de chaveamento TL são extraídas (C-TLSC e A-TLSC). Sendo esta técnica estendida a todos os conversores CC-CC, e uma família de conversores TL é proposta.

Esta família é dividida em dois grupos, isoladas e não isoladas. Os conversores ditos isolados são, *Forward, Flyback, Push–pull*, HB e FB. Os ditos não isolados são os conversores, *Buck, Boost, Buck–boost, Cuk, SEPIC e Zeta*.

Como o conversor desejado deveria ser não isolado, e com uma boa capacidade de ganho, escolheu-se o conversor *boost*; outro ponto importante para a escolha é a possibilidade de equalização do barramento CC conforme mostrado em [5]. No capítulo 2 é mostrado o desenvolvimento do conversor *boost* clássico para três níveis, baseado nas técnicas mostradas em [1] e [2].

Um estudo detalhado do conversor BTL foi realizado, como as vantagens, estágios de chaveamento, cálculo do ganho, do indutor e do capacitor. Em seguida três diferentes técnicas de controle foram selecionadas e usadas no controle das chaves dos conversores, BTL e do dobrador de tensão com ponte H, estas técnicas são a PWM [11], Relé [7] e [8], e *Interleaved* [13]. Por fim simulações foram realizadas mostrando o comportamento do circuito para cada tipo de controle.

Ainda no capítulo 2 o circuito do conversor dobrador de tensão é apresentado e simulado para efeito de comparação com o conversor BTL. Para cada técnica de controle foram geradas as Tabelas 4, 6, 8, contendo as tensões e correntes nos capacitores, nas chaves e nos diodos e contendo também a corrente no indutor.

Em [15] foi apresentada a estrutura do conversor dobradora de tensão com ponte H conectada em paralelo e em série chamada de conexão *interleaved* paralelo e série. Esta estrutura em série foi a que motivou a busca de um conversor de três níveis, para que assim, pudesse ser conectado também em série e formar uma nova estrutura de cinco níveis.

Este novo estudo gerou o capítulo 3 que fala sobre o conversor BTL em ligação *inter-leaved*. A técnica *interleaved* também pode ser usada para facilitar a interconexão de várias fontes menores para uma maior contribuição de energia na saída. Neste trabalho a técnica *interleaved* foi utilizada para fazer a interconexão de painéis solares de uma forma mais eficiente. Outro benefício é que com este tipo de ligação não há a necessidade de grandes mudanças no controle de chaveamento para equalização do barramento. É importante notar que não se deve confundir circuito *interleaved* com o controlador *interleaved*.

Neste mesmo capítulo simulações dos conversores IBTL-paralelo e dobrador de tensão *Interleaved* paralelo são realizadas. Através dos dados de simulação, montaram-se então as Tabelas 12, 13 e 14 para melhor comparação e verificou-se que em todas as estruturas as tensões do barramento permaneceram equilibradas. Mediu-se também as tensões e correntes em todos os componentes dos dois circuitos e considerando-se esses dados observa-se que o conversor CC-CC IBTL-paralelo apresenta melhor desempenho que o conversor *interleaved* dobrador de tensão com ponte H paralelo.

A estrutura de interesse desse trabalho é a *interleaved* série, pois possui cinco níveis de barramento CC. O objetivo é que se possa conectar o conversor a um inversor NPC. Foi feito, então, uma avaliação detalhada das estruturas *interleaved* série. Durante as simulações, verificou-se que todas as estruturas permaneceram com o barramento CC equilibrados. Também foram plotadas as tensões e correntes de todos os componentes para uma melhor avaliação, a qual mostrou que o conversor IBTL-série obteve desempenho superior frente ao con-

versor dobrador de tensão com inversor ponte H série, pois, todos os componentes avaliados possuíam tensões e correntes menores no IBTL-série. Por este motivo nos capítulos seguintes apenas o conversor CC-CC IBTL-série foi utilizado.

Outro ponto importante é a utilização de painéis solares como fonte de energia, então, tem-se interesse em um estudo do comportamento do painel solar para diferentes condições ambientais.

É conhecido que as condições ambientais variam ao longo do dia e que o módulo PV possui fortes características não lineares dependentes das condições ambientais [40], fazendo com que o ponto de máxima potência (MPP) também varie. Por isso, conectando-se uma carga diretamente ao painel PV dificilmente será extraído a máxima potência do painel; então para se obter o MPP usa-se como interface um conversor CC-CC entre o painel PV e a carga.

Neste caso então, para utiliza-lo como fonte de energia, existe a necessidade de se usar uma estratégia MPPT para que se possa obter o máximo proveito da energia gerada, e maximizar o seu rendimento, já que outra característica dos painéis PV é o baixo rendimento de conversão de energia solar em elétrica.

Esta estratégia MPPT altera o ciclo de trabalho das chaves para garantir que o MPP seja alcançado. Neste sentido o conversor CC-CC funciona de forma similar a um casador de impedância.

Atualmente existem diferentes métodos para implementar o controle MPPT e a maioria realiza o sensoreamento da tensão e corrente do painel PV, tais como [42], [44]: Razão Cíclica Fixa, Tensão Constante, P&O, P&O Modificado, Condutância Incremental, Condutância Incremental Modificada, Método Beta, Oscilação do Sistema, Correlação de *Ripple*.

Após uma análise entre os diferentes métodos resolveu-se implementar o método P&O, por ser uma estratégia clássica na literatura e de fácil implementação e o método Beta por ser uma estratégia mais recente e também de fácil implementação.

No capítulo 4 foi visto todo este estudo do controle MPPT, no qual é estudado também a interconexão do controle MPPT com os três diferentes controladores de equalização do barramento CC.

Neste mesmo capítulo foi adicionado um controle para manter a tensão total do barramento CC constante, independentemente das condições ambientais, ou seja, independente da potência que está sendo fornecida pelo painel e da carga o controle de barramento constante mantém a tensão máxima sempre no nível de referencia desejado. Para realizar esta tarefa foi necessário a instalação de um conversor *buck-boost* na saída do painel PV. Este funciona como um controlador de fluxo de energia, consumindo toda a energia produzida em excesso.

As duas estratégias MPPT foram implementadas e simuladas no ambiente de simulação PSIM, cada estratégia MPPT foi utilizada em conjunto com os controladores PWM, Relé e *interleaved*, que tem por objetivo equalizar as tensões do barramento.

Na simulação com o conversor BTL, o método P&O com PWM apresentou o menor *ripple* de tensão, enquanto que o Relé utilizou o menor sinal modulante. O conjunto de simulações realizadas com o método Beta mostraram tensões de saída equilibradas e constantes, porém com *ripple* de tensão um pouco maiores do que o obtido com o método anterior; neste caso o método Réle apresentou um melhor desempenho, pois obteve-se *ripple* e sinais modulantes baixos.

O controle *interleaved* gerou bons resultados para os dois conjuntos de controle, porém inferiores aos dois anteriores; outro problema é que este é de difícil ajuste.

No capítulo 4 também foram realizadas simulações das duas técnicas MPPT com o conversor IBTL-série. Para esta configuração e ao utilizar a técnica P&O, o controlador que obteve melhor desempenho em relação ao *ripple* de tensão foi o *interleaved*, já em relação ao sinal modulante foi o controle Relé. Ao ser utilizado o método Beta todos os três controladores apresentaram resultados satisfatórios, pois, apresentaram um baixo *ripple* de tensão e mantiveram o barramento constante e equilibrado. Aqui o controle *interleaved* também foi de difícil ajuste dos controladores PI.

O próximo passo foi estudar o inversor NPC MLC<sup>2</sup>-5L, bem como a estratégia de chaveamento PWM senoidal, capítulo 5.

A modulação por lagura de pulso senoidal (SPWM) foi estudada para o inversor trifásico dois níveis e em seguida foi extendida para o inversor trifásico MLC2-5L (*Multile-vel-Clamped Multilevel-Converter – Five Level*) para cargas trifásicas equilibradas.

Para inversores multiníveis, as portadoras podem ser deslocadas tanto horizontalmente como verticalmente. Neste trabalho foram usadas portadoras deslocadas na vertical que produzem quatro regiões, onde, cada região contém uma portadora, estas portadoras são comparadas com o sinal modulante senoidal, e a partir desta comparação é gerado sinais de modulação das tensões de saída. Para produzir a tensão senoidal trifásico são necessários três sinais modulantes defasados de 120º entre si.

A modulação SPWM é caracterizada por possuir pulsos de amplitude constante e diferentes ciclos de trabalho em cada nível de tensão do inversor. A largura destes pulsos são moduladas para obter o controle da tensão de saída do inversor e para reduzir o seu conteúdo harmônico.

O  $MLC^2$ -5L é produzido a partir de dois inversores NPC três níveis, que é amplamente utilizado na eletrônica de potência e na indústria, por ser robusto, de simples implementação e de fácil controle [83].

No capítulo 5 foram realizadas simulações com o sistema completo o qual contempla, fonte de alimentação (painel solar) que requer controle MPPT, conversor IBTL-série com controle PWM, Relé e ou *Interleaved*, e tem por objetivo manter o barramento equalizado, conversor *Buck-Boost* com controle PI que controla o fluxo de energia, mantendo assim, o barramento constante e o inversor MLC<sup>2</sup>-5L com controle de chaveamento SPWM.

Os dados de simulação para o método P&O encontram-se nas Tabelas 31 e 32 e para o método Beta encontram-se nas Tabelas 33 e 34, nas quais observa-se os níveis de corrente nos indutores e as tensões no barramento e o *ripple* das tensões.

Em todas as simulações o barramento está equalizado e constante e, analisando-se o espectro de Fourier das tensões trifásicas, é possível notar a componente fundamental senoidal de 60Hz, mas por não possuir filtro de tensão surgem as componentes de alta frequência em 48kHz e suas múltiplas devido à frequência de chaveamento. Pelas análises dos espectros das correntes verifica-se que o indutor da carga funciona como um filtro passa baixa, fazendo com que, a corrente em cada fase seja uma senóide pura, pois, ocorre apenas a harmônica fundamental de 60 Hz.

O sistema completo mostrou-se interessante para alimentação de motores trifásicos, por produzir uma tensão CA equilibrada.

#### **Propostas para trabalhos futuros**

O trabalho desenvolvido nessa dissertação abordou diversos aspectos relacionados a conversores CC-CC e para trabalhos futuros outras estruturas de conversores TL podem ser conectadas em serie para formas conversores cinco níveis e comparações de desempenho podem ser realizadas.

Outras estratégias de controle MPPT podem ser propostas para análise de desempenho do circuito.

No capítulo 5 foi visto que quando variações abruptas de impedância ou das condições ambientais acontecem, perturbações no barramento-CC ocorrem, obrigando o controle de barramento constante a atuar rapidamente e regulando em um curto intervalo de tempo, a tensão total do barramento para o ponto de referencia. Isto é importante, pois, mantem a tensão de pico no lado CA sempre no nível desejado.

Em trabalhos futuros pode-se investigar maneiras de tentar minimizar estas oscilações no barramento CC devido a perturbações.

O estudo e aplicação de outras técnicas de controle dos inversores MLC<sup>2</sup>-5L e a introdução de carga trifásica desbalanceada para análise de desempenho formam mais uma proposta de interesse.

Outro ponto de interesse é a implementação prática do sistema completo, bem como a caracterização das perdas nos componentes.

### REFERÊNCIAS

[1] X. Ruan, B. Li, Q. Chen, S. -C. Tan, C. K. Tse, "Fundamental Considerations of Three-Level DC–DC Converters: Topologies, Circuits and Control," *IEEE Trans. Circuits and Systems I*: Regular Papers, vol. 55, pp. 3733 - 3743, Dec. 2008.

[2] X. Ruan, B. Li, Q. Chen, "Three-Level Converters - A New Approach for High Voltage and High Power DC-to-DC Conversion," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, pp. 663 - 668, Jun. 2002.

[3] A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-17, pp. 518 - 523, Sept. 1981.

[4] J. R. Pinheiro, I. Barbi, "The three-level zvs pwm converter - A new concept in high-voltage dc-to-dc conversion," *IEEE IECON*, vol. 1 pp.173-178, Nov. 1992

[5] J. R. Pinheiro, D. L. R. Vidor, H. A. Grundling, "Dual Output Three-Level Boost Power Factor Correction Converter With Unbalanced Loads," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, pp. 733 - 739, Jun. 1996.

[6] J. E. Baggio, H. A. Grundling, J. R. Pinheiro, "Modelagem e Controle Discreto para o Retificador PFC Boost Três Níveis", *Revista SOBRAEP*, vol. 7, n. 1, pp. 54-61, Nov. 2002.

[7] F. J. C. Padilha, "Implementação de um Inversor NPC com Enfasê no Circuito de Acionamento e Controle de Equalização", COPPE/UFRJ, M.Sc., Engenharia Elétrica, 2006.

[8] F. J. C. Padilha, "Topologia de Conversores CC-CC não Isolados com Saídas Simétricas para Sistemas Fotovoltaicos", COPPE/UFRJ, Tese D. Sc. Engenharia Elétrica, 2011.

[9] F. Zhang, F. Z. Peng, Z. Qian, "Study of the Multilevel Converters in DC-DC Applications," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, pp. 1702 - 1706, Jun. 2004.

[10] F. Z. Peng, W. Qian, D. Cao, "Recent Advances in Multilevel Converter/ Inverter Topologies and Applications," *IEEE International Power Electronics Conference*, pp. 492 – 501, Jun. 2010.

[11] N. Moran, T. M. Undeland, W. P. Robbins, "Power Electronics - Converters, Applications and Design," 3 ed. New York, Wiley, 2003.

[12] J. R. Pinheiro, H. A. Grundling, D. L. R. Vidor, J. E. Baggio, "Control Strategy of an Interleaved Boost Power Factor Correction Converter," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, pp. 137 - 142, Jul. 1999.

[13] X. Ruan, J. Wei, Y. Xue, L. Zhou, "Voltage-Sharing of the Divided Capacitors in Non-Isolated Three-Level Converters," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 3, pp. 1725 - 1729 Vol.3, Feb. 2004.

[14] F. J. C. Padilha, W. I. Suemitsu, M. D. Bellar, "DC-DC converter connected to threelevel NPC inverter for renewable energy sources application," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 264 – 269, Jul. 2008.

[15] F. J. C. Padilha, W. I. Suemitsu, M. D. Bellar, "Transformerless DC-DC step-up topologies with symmetrical outputs for renewable energy applications," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 450–455, Jun. 2011.

[16] X. Ruan, D. Xu, L. Zhou, B. Li, Q. Chen, "Zero-voltage-switching PWM three-level converter with two clamping diodes," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, pp. 790 – 799, Aug. 2002.

[17] G. J. Kish, P. W. Lehn, "A comparison of modular multilevel energy conversion processes: DC/AC versus DC/DC," *IEEE International Power Electronics Conference*, pp. 951–958, May 2011.

[18] P. K. Maroti, M. S. B. Ranjana, D. K. Prabhakar, "A novel high gain switched inductor multilevel buck-boost DC-DC converter for solar applications," *IEEE International Conference on Electrical Energy Systems*, pp. 152 – 156, Jan. 2014.

[19] S. Patil, S. Vemuru, V. Devabhaktuni, K. Al-Olimat, "Comparison of multilevel DC-DC converter topologies," *IEEE International Electro-Information Technology*, pp. 1 – 5, May 2013.

[20] Z. Hao, Z. J.-hua, H. Bing, T. C.-Nan, "A new interleaved three-level Boost converter and neutral-point potential balancing," *IEEE International Symposium Instrumentation and Measurement, Sensor Network and Automation (IMSNA)*, pp. 1093 - 1096, Dec. 2013.

[21] H. B. Shin, J. G. Park, S. K. Chung, H. W. Lee, T. A. Lipo, "Generalised steady-state analysis of multiphase interleaved boost converter with coupled inductors," *IEE Proceedings* - *Electric Power Applications*, vol. 152, pp. 584 - 594, May 2005.

[22] B. A. Miwa, D. M. Otten, M. E. Schlecht, "High efficiency power factor correction using interleaving techniques," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 557 - 568, Fev. 1992.

[23] G. Yao, L. Hu, Y. Liu, A. Chen, X. He, "Interleaved three-level boost converter with zero diode reverse-recovery loss," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1090 – 1095 vol.2, Fev. 2004.

[24] M. Ilic; B. Hesterman; D. Maksimovic, "Interleaved zero current transition three-level buck converter," *Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 7, Mar. 2006.

[25] B. A. Miwa, "Interleaved Conversion Techniques for High Density Power Supplies," Ph. D. Thesis, Dept. Elect. Eng., Massachusetts Institute of Technology, 1992.

[26] L. Balogh; R. Redl, "Power-Factor Correction with Interleaved Boost Converters in Continuous-Inductor-Current Mode," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 168 – 174, Mar. 1993.

[27] M. T. Zhang, Y. Jiang, F. C. Lee, M. M. Jovanovic, "Single-phase Three-Level Boost Power Factor Correction Converter," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, IEEE, vol. 1, pp. 434 - 439, Mar. 1995.

[28] P.-W. Lee, Y.-S. Lee, D. K. W. Cheng, X.-C. Liu, "Steady-State Analysis of an Interleaved Boost Converter with Coupled Inductors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, pp. 787 - 795, Aug. 2000.

[29] H. C. Chen, J. Y. Liao, "Multiloop Interleaved Control for Three-Level Switch-Mode Rectifier in AC/DC Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, pp. 3210 - 3219, Jul. 2014.

[30] J. M. Guerrero, F. Blaabjerg, T. Zhelev, K. Hemes, E. Omasson, S. Jemei, M. P. Comech, R. Granadno, J. I. Frau, "Distributed Generation Toward a New Energy Paradigm," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 4, pp. 52 - 64, Mar 2010.

[31] J. T. Pinho, M. A. Galdino, "Manual de Engenharia Para Sistemas Fotovoltaicos," CEPEL - CRESESB, Mar. 2014.

[32] J. Kumagai, "Residential Solar Power Heads Toward Grid Parity," *IEEE Spectrum*, April 2013.

[33] T. Ise, "Power Electronics Toward the Era of Distributed Generations," *IEEE Control and Modeling for Power Electronics*, pp. 1-8, Jun. 2012.

[34] C. A. P. Tavares, "Estudo Comparativo de Controladores Fuzzy Aplicados a um Sistema Solar Fotovoltaico," UERJ, M.Sc, Programa de Engenharia Eletrônica, 2009.

[35] V. M. Trindade, "Utilização de conversores de potência em redes elétricas monofásicas para alimentação de cargas trifásicas com aproveitamento de energia solar fotovoltaica," UERJ, Faculdade de Engenharia, 2013.

[36] R. M. Andrade, "Microgeração de Energia - Sistema Fotovoltaico Isolado," UERJ, Faculdade de Engenharia, 2015.

[37] N. Femia, G. P. G. Spagnuolo, M. Vitelli, "Power Electronics and Control Techniques for Maximum Energy Harvesting in Photovoltaic Systems," CRC Press, 2012.

[38] A. Dolara; R. Faranda; S. Leva, "Energy Comparison of Seven MPPT Techniques for PV Systems," J. *Electromagnetic Analysis & Applications, Scientific Research*, Sept. 2009.

[39] M. A. G. Brito, L. Galotto, L. P. Sampaio, G. A. Melo, C. A. Canesin, "Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 1156 - 1167, Vol. 60, Mar. 2013.

[40] X. Li, H. Wen, C. Zhao, "Improved Beta parameter based MPPT method in Photovoltaic system," *IEEE International Conference on Power Electronics and ECCE Asia*, pp. 1405 - 1412, Jun. 2015. [41] Prajof, V. Agarwal, "Novel Solar PV-Fuel Cell fed Dual-Input-Dual-Output DC-DC Converter for DC Microgrid Applications," *IEEE Photovoltaic Specialist Conference*, pp. 1 - 6, Jun. 2015.

[42] R. R. Spaduto, L. C. G. Freitas, "Estudo de Técnicas de MPPT Em Sistemas Fotovoltaicos," *XI Conferencia de Estudos em Engenharia Eletrica*, Nov. 2013.

[43] S. Jain, V. Agarwal, "A New Algorithm for Rapid Tracking of Approximate Maximum Power Point in Photovoltaic Systems", *IEEE Power Electronics Letters*, vol. 2, pp. 16-19, Mar. 2004.

[44] M. A. G. Brito, L. G. Junior; L. P. Sampaio, C. A. Canesin, "Avaliação das Principais Técnicas para Obtenção de MPPT de Painéis Fotovoltaicos", *9th IEEE International Conference on Industry Applications*, 2010.

[45] G. B. Lima, F. R. Arduini, R. A. Jordão, R. H. Milhorim, D. B. Rodrigues, L. C. G. Freitas, "Implementação de Técnicas De MPPT em Sistemas Fotovoltaicos Utilizando Uma Plataforma Computacional," Universidade Federal do Triângulo Mineiro, 2014.

[46] C. Hu, Q. Wang; G. Li, "Research on neutral-point potential balancing for three-level NPC voltage source inverter," *IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 1659 – 1664, Oct. 2008.

[47] S. Ogasawara; H. Akagi, "Analysis of Variation of Neutral Point Potential in Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters," *IEEE Industry Applications Conference Society Annual Meeting*, Vol. 2, pp. 965 – 960, Oct. 1993.

[48] LiGao He; Xinbing Chen, "A Neutral Point Potential Balance Control Strategy Based on Vector Controlled VIENNA Rectifier," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 2060 – 2065, Sept. 2010.

[49] T. Dineshkumar, M. Subramani, "Design and Implementation Maximum Power Point Tracking in Photovoltaic Cells," *International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability (ICEETS)*, pp. 792 - 795, Apr. 2013.

[50] H.-C. Chen, W.-J. Lin, "Three-Level Boosting MPPT Control with Reduced Number of Sensors," *IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems*, pp. 1 - 6, Jul. 2013.

[51] P. Sadasivam, M. Kumaravel, K. Vasudevan, A. Jhunjhunwala,"Analysis of Subsystems Behaviour and Performance Evaluation of Solar Photovoltaic Powered Water Pumping System," *IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, pp. 2932 - 2937, Jun. 2013.

[52] L. Zhang, K. Sun, Y. Fang, "An optimized common mode voltage reduction PWM strategy for T-type three phase three level photovoltaic grid-tied inverter," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 1623 - 1627, Sept. 2013.

[53] A. S. K. Chowdhury, S. Chakraborty, K. M. A. Salam, M. A. Razzak, "Design of a single stage grid-connected buck-boost photovoltaic inverter for residential application,"

*IEEE Power and Energy Systems Conference: Towards Sustainable Energy*, pp. 1 - 6, Mar. 2014.

[54] J. H. R. Enslin, "Integration of Photovoltaic Solar Power – The Quest towards Dispatchability," *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, vol. 17, no. 2, pp. 21 - 26, Apr. 2014.

[55] K. Chang. (2013, September 6). Research Cites Role of Warming in Extremes. The New York Times. [Online]. pp. A6. Available: http://nyti.ms/19nJQE4

[56] B. K. Bose, "Global Warming: Energy, Environmental Pollution, andtheImpactof Power Electronics," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol.4, no. 1, pp. 6 – 17, Mar. 2010.

[57] C. C. Chan, "Sustainable Energy and Mobility, and Challenges to Power Electronics," *CES/IEEE 5th Int. Power Electronics and Motion Control Conference*, vol. 1, pp. 1 - 6, Aug. 2006.

[58] S. Dusmez, A. Hasanzadeh, A. Khaligh "Comparative Analysis of Bidirectional Three-Level DC–DC Converter for Automotive Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, pp. 3305 - 3315, May 2015.

[59] B. K. Bose, "Global Energy Scenario and Impact of Power Electronics in 21st Century," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 7,pp. 2638 - 2651, Jul. 2013.

[60] W. D. Jones, "I've Got the Power," *IEEE Spectrum*, vol. 43, no. 10, pp. 18 - 18, Oct. 2006.

[61] A. G. Siraki, N. Curry, P. Pillay, S. S. Williamson, "Power electronics intensive solutions for integrated urban building renewable energy systems," *IEEE Industrial Electronics Conference*, pp. 3998 - 4006, Nov. 2009.

[62] J. K. Kaldellis, Stand-alone and hybrid wind energy systems.: CRC Press, 2010.

[63] David Wood, Small Wind Turbines. Calgary: Springer, 2011.

[64] I. Cvetkovic, T. Thacker, D. Dong, G. Francis, V. Podosinov, D. Boroyevich, F. Wang, R. Burgos, G. Skutt, J. Lesko, "Future home uninterruptible renewable energy system with vehicle-to-grid technology," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 2675 - 2681, Sept. 2009.

[65] O. Soysal, H. Soysal, J. Spears, D. Posson, K. O'Hearn, B. Charles, B. Harwick, "Design of a grid-independent energy efficient building: Sustainable Energy Research Facility," *IEEE Power and Energy Society General Meeting*, pp. 1 - 6, Jul. 2010.

[66] B. L. Yong, D. B. Chia, R. K. Rajkumar, V. K. Ramachandaramurthy, "Performance assessment of a micro solar - wind - battery scheme for residential load in Malaysia," *9th Int. Conf. on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*, pp. 69 - 72, May 2010.

[67] F. Evran, M. T. Aydemir, "Isolated High Step-Up DC–DC Converter With Low Voltage Stress," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 7, pp. 3591 - 3603, Jul. 2014.

[68] W. Li, X. Lv, Y. Deng, J. Liu, X. He, "A Review of Non-Isolated High Step-Up DC/DC Converters in Renewable Energy Applications," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 364 - 369, Feb. 2009.

[69] A. A. Boora, A. Nami, F. Zare, A. Ghosh, F. Blaabjerg, "Voltage-sharing converter to supply single-phase asymmetrical four-level diode-clamped inverter with high power factor loads," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 10, pp. 2507 - 2520, Oct. 2010.

[70] S. Arezki, M. Boudour, "Simulation and modeling of a photovoltaic system adapted by a MPPT control reaction: Application on a DSIM," *IEEE International Energy Conference and Exhibition*, pp. 423 - 428, Dec. 2010.

[71] E. Ahmed, S. Yuvarajan, "Hybrid Renewable Energy System Using DFIG and Multilevel Inverter," *IEEE Green Technologies Conference*, 2012, pp. 1 - 6, Apr. 2012.

[72] A. Nami ; F. Zare ; G. Ledwich ; A. Ghosh, "A new configuration for multilevel converters with diode clamped topology," *IEEE International Power Engineering Conference*, pp. 661–665, Dec. 2007.

[73] P. Rodriguez, M. D. Bellar, R. S. Muñoz-Aguilar, J. Rocabert, A. Luna, "Multilevelclamped multilevel converters (MLC<sup>2</sup>) - an alternative approach for multilevel power conversion," *37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 4433 – 4438, Nov. 2011.

[74] P. Rodriguez, M. D. Bellar; R. S. Muñoz-Aguilar, S. Busquets-Monge, F. Blaabjerg, "Multilevel-Clamped Multilevel Converters (MLC<sup>2</sup>)," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 1055 – 1060, Mar. 2012.

[75] A. Tariq, M. A. Husain, M. Ahmad, M. Tariq, "Simulation and study of a grid connected Multilevel Converter (MLC) with varying DC input," *IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering International Conference*, pp. 1–4, May 2011.

[76] K. Ma, R. S. Muñoz-Aguilar, P. Rodríguez, F. Blaabjerg, "Thermal and Efficiency Analysis of Five-Level Multilevel-Clamped Multilevel Converter Considering Grid Codes," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, pp. 415 – 423, Jan 2014.

[77] P. Rodríguez, S. Busquets-Monge, F. Blaabjerg, R. S. Muñoz-Aguilar; M. D. Bellar, "Virtual-Vector-Based Space Vector Pulse Width Modulation of the DC-AC Multilevel-Clamped Multilevel Converter (MLC<sup>2</sup>)," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 170 – 176, Sept. 2011.

[78] M. S. Aspalli; A. Wamanrao, "Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) With Variable Carrier Synchronization for Multilev el Inverter Controllers," *IEEE International Conference on Control, Automation, Communication and Energy Conservation*, pp. 1 – 6, Jun. 2009.

[79] X. Yue; X. Ma; H. Wang, "A Conceit of Unipolar N-multiple Frequency SPWM and the Main Circuit Topology", *IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference*, pp. 1531 – 1534, May 2009.

[80] J. A. Almeida Jr., "Modulação SHE com Algoritmo Genético Aplicada ao Conversor Multinível MLC<sup>2</sup> Modular de Sete Níveis," UERJ - Faculdade de Engenharia – PEL, M.Sc., 2016.

[81] Z. Liu, Z. Zheng, S. D. Sudhoff, C. Gu, Y. Li, "Reduction of Common-Mode Voltage in Multiphase Two-Level Inverters Using SPWM With Phase-Shifted Carriers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, pp. 6631 – 6645, Sep. 2016.

[82] F. Lin, K. Li; Y. Liu, "A Design and Implementation of Edge Controller for SPWM Waves," *IEEE International Conference on Information and Automation*, pp. 764 – 767, Jun. 2011.

[83] H. A.-Rub, J. Holtz, J. Rodriguez, G. Baoming, "Medium-Voltage Multilevel Converters—State of the Art, Challenges, and Requirements in Industrial Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 2581 - 2596, Aug. 2010.

[84] M. Das, V. Agarwal, "Design and Analysis of a High-Efficiency DC–DC Converter With Soft Switching Capability for Renewable Energy Applications Requiring High Voltage Gain," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, pp. 2936 - 2944, May 2016.

[85] T. V. Thang, A. Ahmed, C. Kim, J.-H. Park, "Flexible System Architecture of Stand-Alone PV Power Generation With Energy Storage Device," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, pp. 1386 - 1396, May 2015.

[86] B. Mangu, S. Akshatha, D. Suryanarayana, B. G. Fernandes, "Grid-Connected PV-Wind-Battery-Based Multi-Input Transformer-Coupled Bidirectional DC-DC Converter for Household Applications", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, pp. 1086 - 1095, Sept. 2016.

[87] Ministério de Minas e Energia, "Resenha Energética Brasileira", Exercício 2015, Edição Maio de 2016. Disponível em: http://www.mme.gov.br/documents/10584/3580498/02+-+Resenha+Energ%C3%A9tica+Brasileira+2016+-+Ano+Base+2015+(PDF)/66e011ce-f34b-419e-adf1-8a3853c95fd4;version=1.0 Acesso em: 27 nov. 2016.

[88] Ministério de Minas e Energia, Brasil lança Programa de Geração Distribuída com destaque para energia solar, Disponível em: http://www.mme.gov.br/web/guest/pagina-inicial/outras-noticas/-/asset\_publisher/32hLrOzMKwWb/content/programa-de-geracao-distribuida-preve-movimentar-r-100-bi-em-investimentos-ate-2030 Acesso em: 27 nov. 2016

[89] G L. Sekar, R. Jayapal, C. K Shankar, "Advancement In Multilevel Vsi For Stand-Alone Solar PV System," *IEEE International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability*, pp. 89 - 95, Apr. 2016. [90] M. B. F. Prieto, S. P. Litran, E. D. Aranda, J. M. E. Gomez, "New Single-Input, Multiple- Output Converter Topologies: Combining Single-Switch Nonisolated dc–dc Converters for Single-Input, Multiple-Output Applications," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 10, pp. 6 - 20, Jun. 2016.

[91] H. Wu, C. Wan, K. Sun, Y. Xing, "A High Step-Down Multiple Output Converter With Wide Input Voltage Range Based on Quasi Two-Stage Architecture and Dual-Output LLC Resonant Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 1793 - 1796, Apr. 2015.

[92] M. Zhang, B. Chi, X. Wang, Q. Wang, G. Li, "Study on Neutral-Point Potential Control for the NPC Three-Level Converter," *IEEE International Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pp. 1 - 5, Jun. 2016.

[93] J. Nicoletti. Energia solar: países com maior capacidade instalada. 3 ago. 2013. Disponível em: http://www.dw.com/pt-br/energia-solar-pa%C3%ADses-com-maior-capacidade-instalada/a-16991069 Acesso em: 27 nov. 2016.

[94] Cinco países que mais utilizam energia solar. Disponível em: http://www.pratil.com.br/blog/2015/08/cinco-paises-que-mais-utilizam-energia-solar/ Acesso em: 27 nov. 2016.

[95] R. Grandelle. Investimento em fontes de energia renováveis bate recorde. In: Jornal OGlobo,25março,2016.Disponívelem:http://oglobo.globo.com/sociedade/sustentabilidade/investimento-em-fontes-de-energia-renovaveis-bate-recorde-18952759Acesso em: 27 nov. 2016.

[96] V. de Gênova. Geração de energia solar recebe investimentos que passam de R\$ 24 milhões em Santa Catarina. In: Jornal Notícias do Dia, Florianópolis, SC, 22 maio 2016. Disponível em: http://ndonline.com.br/florianopolis/noticias/sol-favoravel-a-tecnologia Acesso em: 27 nov. 2016.

[97] B. R. Renan, "Sistema isolado de geração de energia baseado em aerogerador de pequeno porte", UERJ, Faculdade de Engenharia, 2014.

# APÊNDICE A – Circuitos de simulações do sistema completo de geração e gerenciamento de energia

Na Figura 108 é mostrado o diagrama bloco do sistema completo de geração e gerenciamento de energia, neste apendice sera exibido o circuito montado no PSim para cada bloco.







Figura 142 - Sistema contendo os painéis solares, o IBTL-série, o Inversor MLC<sup>2</sup>-5L e a carga trifásica

Figura 143 - Controle MPPT/PWM



Figura 144 - Controle MPPT/Relé



Figura 145 - Controle MPPT/Interleaved

