

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**SISTEMA DE GERAÇÃO DISTRIBUÍDA DE ENERGIA
FOTOVOLTAICA INTEGRADO A UM SISTEMA DE ILUMINAÇÃO
PÚBLICA À BASE DE LEDS**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Maicol Flores de Melo

Santa Maria, RS, Brasil

2014

PPGEE / UFSM, RS

Maicol Flores de, MELLO

Mestre

2014

SISTEMA DE GERAÇÃO DISTRIBUIDA DE ENERGIA FOTOVOLTAICA INTEGRADO A UM SISTEMA DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA À BASE DE LEDS

Maicol Flores de Melo

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia: Eletrônica de Potência, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica.**

Orientador: Prof. Dr. Marco Antônio Dalla Costa

Santa Maria, RS, Brasil

2014

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Flores de Melo, Maicol
SISTEMA DE GERAÇÃO DISTRIBUÍDA DE ENERGIA
FOTOVOLTAICA INTEGRADO A UM SISTEMA DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA
À BASE DE LEDS. / Maicol Flores de Melo.-2014.
145 p.; 30cm

Orientador: Marco Antônio Dalla Costa
Coorientador: Jorge García García
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, RS, 2014

1. Energia solar fotovoltaica 2. Iluminação pública à
base de LEDs 3. Conversor bidirecional I. Dalla Costa,
Marco Antônio II. García García, Jorge III. Título.

**Universidade Federal de Santa Maria
Centro de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a Dissertação de Mestrado

**SISTEMA DE GERAÇÃO DISTRIBUIDA DE ENERGIA
FOTOVOLTAICA INTEGRADO A UM SISTEMA DE ILUMINAÇÃO
PÚBLICA À BASE DE LEDS**

elaborada por
Maicol Flores de Melo

como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica

Co-orientador: Jorge García García, Dr. (UNIOVI)

COMISSÃO EXAMINADORA:



Marco Antônio Dalla Costa, Dr. (UFSM)
(Presidente/Orientador)



Vales Rômulo de Novaes, Dr. (UDESC)



Luciano Schuch, Dr. (UFSM)

Santa Maria, 24 de fevereiro de 2014.

“No que diz respeito ao desempenho, ao compromisso,
ao esforço, à dedicação, não existe meio termo.
Ou você faz uma coisa bem feita ou não faz.”

(Ayrton Senna)

Aos meus pais,
Clóvis e Mariseti,
simplesmente por tudo!!

À minha namorada,
pelo apoio e carinho.

AGRADECIMENTOS

Agradeço à minha família pelo apoio, incentivo, amor e educação a mim dedicados.

Agradeço ao meu orientador e amigo Marco Antônio Dalla Costa pela confiança, dedicação e por contribuir de forma intensa em minha formação profissional.

Agradeço ao grupo GEDRE e a toda família constituída no mesmo pela amizade, apoio e troca de conhecimentos.

Agradeço ao amigo e colega da pós-graduação André Kirsten pela disponibilidade e contribuição para o desenvolvimento deste trabalho. Aos acadêmicos de iniciação científica pelo apoio nos trabalhos desenvolvidos no grupo. Em especial aos que dedicaram suas pesquisas a fim de contribuir na realização desse trabalho: Alexandre Baseggio, Guilherme Pereira, Lucas Jantsch, Robson Delavechia e William Vizzotto.

Agradeço à Universidade Federal de Santa Maria por ter propiciado uma estrutura adequada e ensino de qualidade para minha formação acadêmica e para realizar o curso de pós-graduação.

Agradeço aos professores da graduação e pós-graduação por todo o conhecimento compartilhado.

Agradeço à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo suporte financeiro.

RESUMO

Dissertação de Mestrado
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

SISTEMA DE GERAÇÃO DISTRIBUIDA DE ENERGIA FOTOVOLTAICA INTEGRADO A UM SISTEMA DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA À BASE DE LEDS

AUTOR: MAICOL FLORES DE MELO
ORIENTADOR: MARCO ANTÔNIO DALLA COSTA
Local da Defesa e Data: Santa Maria – RS, 24 de fevereiro de 2014.

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de uma topologia eletrônica para suprir a energia demandada por uma luminária de iluminação pública à base de LEDs, a qual é integrada a um sistema de geração distribuída de energia elétrica fotovoltaica conectado à rede elétrica. Referente aos sistemas de iluminação, os mesmos devem apresentar elevado fator de potência e ainda estar de acordo com a norma IEC 61000-3-2, para equipamentos de iluminação. No que diz respeito aos sistemas fotovoltaicos, estes devem seguir uma série de recomendações quando conectados à rede elétrica, as quais são apresentadas neste trabalho. Dessa forma, um sistema eletrônico bidirecional baseado na integração de dois conversores *flyback* é proposto, propiciando a injeção da energia proveniente de um painel fotovoltaico na rede elétrica durante o dia e a alimentação de uma luminária de iluminação pública durante a noite. Um protótipo desse sistema foi implementado, onde a luminária apresenta uma potência de 106 W, enquanto o painel fotovoltaico gera uma potência máxima de 130 W sob condições nominais de operação. Resultados experimentais comprovam a metodologia de projeto através da operação satisfatória do sistema, apresentando fator de potência próximo ao unitário e elevada eficiência em ambos os estágios de operação.

Palavras-chave: Conversor bidirecional; Energia solar fotovoltaica; Iluminação pública à base de LEDs.

ABSTRACT

Master Thesis
Post-Graduation Program in Electrical Engineering
Federal University of Santa Maria

DISTRIBUTED PHOTOVOLTAIC ENERGY GENERATION SYSTEM INTEGRATED TO AN LED-BASED STREET LIGHTING SYSTEM

AUTHOR: MAICOL FLORES DE MELO
ADVISOR: MARCO ANTÔNIO DALLA COSTA
Place and Date: Santa Maria, RS, February 24th, 2014

This work presents the development of an electronic topology to supply an LED-based street lighting system, which is integrated to a grid-connected photovoltaic distributed generation system. The lighting systems need to present high power factor and comply with the IEC-61000-3-2 Class C standard requirements, to lighting equipment. The photovoltaic systems need to comply with a series of recommendation when grid-connected. Therefore, a bidirectional electronic system based on the integration between two flyback converters is proposed, providing the energy injection from the photovoltaic panel in the grid during the day, and feeding an LED luminaire during the night. A prototype was implemented, the luminaire demands 106 W, while the peak generation point of the photovoltaic panel is 130 W in nominal conditions. Experimental results prove the design methodology through the satisfactory operation of the system, presenting near-unity power factor and high efficiency in both operation stages.

Keywords: Bidirectional converter; Photovoltaic Energy; LED-based street lighting system.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

CAPÍTULO 1

Figura 1.1 – Relação entre a radiação na camada superior da atmosfera e a radiação na superfície terrestre para cada comprimento de onda.	40
Figura 1.2 - Evolução da capacidade mundial instalada de energia solar fotovoltaica	42
Figura 1.3 - Países com maiores capacidades instaladas de energia solar fotovoltaica.	42
Figura 1.4 – Comparação da irradiância média anual entre Brasil e Alemanha.....	43
Figura 1.5 – Tipos de sistemas fotovoltaicos: (a) Doméstico isolado; (b) Não doméstico isolado; (c) Distribuído e conectado à rede elétrica; (d) Centralizado e conectado à rede elétrica.....	47
Figura 1.6 – Topologia com: (a) único estágio inversor, não isolada; (b) único estágio inversor, isolada; (c) múltiplos estágios de conversão, isolada; (d) múltiplos estágios de conversão, não isolada.	48
Figura 1.7 – Configurações de inversores em sistemas conectados à rede.	50
Figura 1.8 – Classificação dos LEDs: (a) LEDs Indicativos; (b) LEDs de Alto Brilho (c) LEDs de potência	52
Figura 1.9 - Princípio de funcionamento dos LEDs.	53
Figura 1.10 - Espectro de radiação visível ao olho humano.....	54
Figura 1.11 – Evolução da eficácia luminosa de diversas fontes luminosas.	55
Figura 1.12 – Diagramas de radiação de um LED (a) Espacial; (b) Polar.	55
Figura 1.13 –Emissão direcionada de luz proveniente de um LED.	57
Figura 1.14 – Comportamento da visão humana sob diferentes níveis de luminosidade.	59
Figura 1.15 – Comprimento de onda da luz emitida por uma HPS e um LED em relação à sensibilidade do olho humano sob condição fotópica e escotópica.	60
Figura 1.16 – Sistema autônomo de iluminação pública.	61
Figura 1.17 – (a) Estrutura de um sistema tradicional para iluminação pública e geração distribuída de energia fotovoltaica; (b) Estrutura do sistema proposto.....	62

CAPÍTULO 2

Figura 2.1 – Princípio básico de funcionamento de uma célula fotovoltaica.	66
Figura 2.2 - Circuito equivalente da célula fotovoltaica: modelo de um diodo.....	67
Figura 2.3 – Comportamento de um arranjo fotovoltaico.....	69
Figura 2.4 – Algoritmo para determinação das resistências R_{se} e R_{pa}	71
Figura 2.5 - Curva I-V do painel KC130TM sob condições padrões de teste	72
Figura 2.6 – Curvas características do painel fotovoltaico KC130TM para variação na irradiância.....	73
Figura 2.7 - Curvas características do painel fotovoltaico KC130TM para variação na temperatura.....	73
Figura 2.8 – Curvas características do painel fotovoltaico KC130TM para variação contínua na irradiância.	74
Figura 2.9 – Curvas características do painel fotovoltaico KC130TM para variação contínua na temperatura.	74
Figura 2.10 – Circuito convencional para acionamento de LEDs.....	76
Figura 2.11 – Topologia convencional para conexão de sistemas fotovoltaicos com a rede elétrica.	81

CAPÍTULO 3

Figura 3.1 – Esquema do sistema proposto.....	84
Figura 3.2 – Conversor <i>flyback</i> bidirecional proposto e conversor <i>boost</i> MPPT.	84
Figura 3.3 – Arranjos de LEDs utilizados na luminária.....	85
Figura 3.4 – Conversor simplificado para o estágio retificador.....	86
Figura 3.5 - Etapas de operação do estágio retificador: (a) primeira etapa; (b) segunda etapa; (c) terceira etapa.	87
Figura 3.6 – Painel fotovoltaico considerado para projeto do sistema.....	88
Figura 3.7 – Conversor simplificado para o estágio inversor.	89
Figura 3.8 – Etapas de operação do estágio inversor: (a) primeira etapa; (b) segunda etapa; (c) terceira etapa.	90
Figura 3.9 – Principais formas de onda: (a) operação do retificador; (b) operação do inversor.....	92

Figura 3.10 - Influência da tensão de barramento nos picos de corrente no estágio inversor.	104
Figura 3.11 - Esforços máximos de tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 considerando diferentes relações de transformação.....	105
Figura 3.12 - Esforços máximos de tensão sobre os interruptores S_A e S_B considerando diferentes relações de transformação.....	105
Figura 3.13 - Esforços máximos de tensão sobre o interruptor S_R considerando diferentes relações de transformação.....	106
Figura 3.14 - Esforços máximos de corrente nos interruptores S_1 e S_2 considerando diferentes relações de transformação.....	106
Figura 3.15 - Esforços máximos de corrente nos interruptores S_A , S_B e S_R considerando diferentes relações de transformação.....	107
Figura 3.16 – Esforços de tensão e corrente nos interruptores para ambos os estágios de operação.	107
Figura 3.17 - Definição da Indutância magnetizante e das frequências de chaveamento	108
Figura 3.18 – Conversor Boost MPPT	109

CAPÍTULO 4

Figura 4.1 – Fluxograma com metodologia de projeto.....	112
Figura 4.2 – Esquemático do sistema completo proposto	114
Figura 4.3 – Representação em diagrama de blocos da estrutura implementada.	115
Figura 4.4 – Foto do protótipo implementado	116
Figura 4.5 – Corrente de saída (CH 2 – 1 A/div), tensão de saída (CH 1 – 25 V/div) e potência de saída.....	117
Figura 4.6 - Corrente de entrada (CH 4 – 1 A/div), tensão de entrada (CH 3– 250 V/div) e potência de entrada (CH M – 200 W/div) – Escala de tempo 10 ms/div.	117
Figura 4.7 – Conteúdo harmônico da corrente de entrada para o estágio retificador.	118
Figura 4.8 – Resultados obtidos com analisador de espectro para o estágio retificador.	118
Figura 4.9 – Corrente no enrolamento primário L_P (CH 4 – 5 A/div) e corrente nos enrolamentos secundários L_{S1} e L_{S2} (CH 2 – 5 A/div) – Escala de tempo 4 ms/div... ..	119

Figura 4.10 - Corrente no enrolamento primário L_P (CH 4 – 2 A/div) e corrente nos enrolamentos secundários L_{S1} e L_{S2} (CH 2 – 5 A/div) – Escala de tempo 20 μ s/div.	119
Figura 4.11 – Tensão sobre os interruptores do primário S_1 (CH 3 – 250 V/div), S_2 (CH 1 – 250 V/div) e corrente sobre os mesmos (CH 4 – 5 A/div) – Escala de tempo 4 ms/div.	120
Figura 4.12 - Tensão sobre os interruptores do primário S_1 (CH 3 – 250 V/div), S_2 (CH 1 – 250 V/div) e corrente sobre os mesmos (CH 4 – 2 A/div) – Escala de tempo 20 μ s/div.	120
Figura 4.13 - Tensão sobre os interruptores do secundário S_A (CH 1 – 100 V/div), S_B (CH 3 – 100 V/div) e corrente sobre os mesmos (CH 2 – 10 A/div) – Escala de tempo 4 ms/div.	121
Figura 4.14 - Tensão sobre os interruptores do primário S_A (CH 1 – 250 V/div), S_B (CH 3 – 250 V/div) e corrente sobre os mesmos (CH 2 – 10 A/div) – Escala de tempo 20 μ s/div.	121
Figura 4.15 - Tensão sobre o interruptor do secundário S_R (CH 1 – 25 V/div) e corrente sobre o mesmo (CH 2 – 5 A/div) – Escala de tempo 4 ms/div.	122
Figura 4.16 - Tensão sobre o interruptor do secundário S_R (CH 1 – 25 V/div) e corrente sobre o mesmo (CH 2 – 5 A/div) – Escala de tempo 20 μ s/div.	122
Figura 4.17 - Corrente injetada na rede (CH 4 – 500 mA/div) e Tensão da rede (CH 3– 100 V/div) –	123
Figura 4.18 – Tensão de barramento (CH 1 – 25 V/div), corrente de entrada (CH 2 – 5 A/div) –	124
Figura 4.19 - Resultados obtidos com o Yokogawa para o estágio inversor.	124
Figura 4.20 - Corrente no enrolamento primário L_P (CH 4 – 2 A/div) e corrente nos enrolamentos secundários L_{S1} e L_{S2} (CH 2 – 5 A/div) – Escala de tempo 4 ms/div.	125
Figura 4.21 - Corrente no enrolamento primário L_P (CH 4 – 1 A/div) e corrente nos enrolamentos secundários L_{S1} e L_{S2} (CH 2 – 2 A/div) – Escala de tempo 10 μ s/div.	125
Figura 4.22 - Tensão sobre os interruptores do primário S_1 (CH 1 – 500 V/div), S_2 (CH 3 – 500 V/div) e corrente sobre os mesmos (CH 4 – 2 A/div) – Escala de tempo 4 ms/div.	126
Figura 4.23 – Tensão sobre os interruptores do primário S_1 (CH 1 – 250 V/div), S_2 (CH 3 – 500 V/div) e corrente sobre os mesmos (CH 4 – 2 A/div) – Escala de tempo 10 μ s/div.	126

Figura 4.24 – Tensão sobre os interruptores do secundário S_A (CH 3 – 100 V/div), S_B (CH 1 – 100 V/div) e corrente sobre os mesmos (CH 2 – 5 A/div) – Escala de tempo 4 ms/div.	127
Figura 4.25 - Tensão sobre os interruptores do secundário S_A (CH 3 – 100 V/div), S_B (CH 1 – 100 V/div) e corrente sobre os mesmos (CH 2 – 5 A/div) – Escala de tempo 10 μ s/div.	127
Figura 4.26 - Tensão sobre o interruptor do secundário S_R (CH 1 – 25 V/div) e corrente sobre o mesmo	128
Figura 4.27 - Tensão sobre o interruptor do secundário S_R (CH 1 – 25 V/div) e corrente sobre o mesmo	128
Figura 4. 28 - Análise comparativa para diferentes potências de entrada do inversor	129
Figura 4.29 – Tensão e corrente na rede (resultado experimental).....	131
Figura 4.30 – Tensão e corrente na rede (resultado de simulação com capacitâncias utilizadas na prática)	131
Figura 4.31 - Tensão e corrente na rede (resultado de simulação com reduzidas capacitâncias – mosfets de Silicon Carbide)	131

LISTA DE TABELAS

CAPÍTULO 2

Tabela 2.1 – Parâmetros do painel solar KC130TM nas condições nominais de operação (25°C e 1000 W/m ²)	71
Tabela 2.2 - Limites do conteúdo harmônico - IEC 61000-3-2, Classe C.....	75
Tabela 2.3 – Resposta do inversor a condições anormais da tensão da rede.....	79
Tabela 2.4 – Limites de distorção harmônica na corrente injetada na rede.....	80

CAPÍTULO 3

Tabela 3.1 – Resumo dos esforços máximos nos semicondutores durante o estágio retificador.....	100
Tabela 3.2 – Resumo dos esforços máximos nos semicondutores durante o estágio inversor.	102
Tabela 3.3 – Parâmetros de operação do conversor <i>boost</i> MPPT	110

CAPÍTULO 4

Tabela 4.1 – Parâmetros obtidos em projeto	113
Tabela 4.2 – Componentes utilizados na implementação do sistema proposto.....	113
Tabela 4.3 - Parâmetros de projeto do estágio retificador	116
Tabela 4.4 - Parâmetros de projeto do estágio inversor.....	123
Tabela 4.5 – Comparação entre os esforços calculados e medidos durante a operação do estágio retificador.	129
Tabela 4.6 - Comparação entre os esforços calculados e medidos durante a operação do estágio inversor.	130

APÊNDICE A

Tabela 5.1 – Parâmetros para cálculo do filtro LC	145
---	-----

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

IEC	Comissão Eletrotécnica Internacional (do inglês, <i>International Electrotechnical Commission</i>)
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (do inglês, <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>)
THD	Distorção harmônica total (do inglês, <i>Total Harmonic Distortion</i>)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
LED	Diodo Emissor de Luz (do inglês, <i>Light Emitting Diode</i>)
HID	Lâmpada de descarga de alta pressão (do inglês, <i>High Intensity Discharge</i>)
HPM	Lâmpadas de vapor de mercúrio
HPS	Lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão
DOE	Departamento de energia (do inglês, <i>Department of Energy</i>)
MPPT	Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (do inglês, <i>Maximum Power Point Tracker</i>)
MCD	Modo de Condução Descontínua (do inglês, <i>discontinuous conduction mode</i>)
SPWM	Modulação senoidal por largura de pulso (do inglês, <i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>)
PWM	Modulação por largura de pulso (do inglês, <i>Pulse Width Modulation</i>)
PV	Energia Fotovoltaica (do inglês, <i>Photovoltaic</i>)
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo (do inglês, <i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>)

LISTA DE SÍMBOLOS

C_{bus}	Capacitor do barramento (F)
C_{filtro}	Capacitor do filtro (F)
q	Carga do elétron ($1.60217646 \times 10^{-19} \text{C}$)
K_V	Coefficiente de temperatura para V_{oc} (V/K)
K_I	Coefficiente de temperatura pra I_{sc} (A/K)
k	Constante de Boltzmann ($1.280653 \times 10^{-23} \text{J/K}$)
a	Constante ideal do diodo
I_{sc}	Corrente de curto circuito (A)
$i_{in}(t)$	Corrente de entrada do conversor (A)
I_{mp}	Corrente de máxima potência (A)
I_0	Corrente de saturação reversa do diodo da célula (A)
I_d	Corrente do diodo da célula (A)
I_{pv}	Corrente gerada pela célula sem influência das resistências (A)
I	Corrente gerada pelo painel (A)
$I_{p_{pk}}$	Corrente máxima no lado primário do conversor <i>Flyback</i> (A)
$I_{s_{pk}}$	Corrente máxima no lado secundário do conversor <i>Flyback</i> (A)
I_{L_P}	Corrente no enrolamento primário (A)
$I_{L_{S1}}$	Corrente no enrolamento secundário 1 (A)
$I_{L_{S2}}$	Corrente no enrolamento secundário 2 (A)
I_{S1}	Corrente no interruptor 1 (A)
I_{S2}	Corrente no interruptor 2 (A)
I_{SA}	Corrente no interruptor A (A)
I_{SB}	Corrente no interruptor B (A)
I_{SR}	Corrente no interruptor R (A)
$I_{p,n}$	Corrente nominal gerada pela célula (A)
I_{leds}	Corrente nos leds (A)
f_r	Frequência da rede (Hz)
f_{si}	Frequência de comutação do estágio inversor (Hz)
f_{sr}	Frequência de comutação do estágio retificador (Hz)
L_p	Indutância do enrolamento primário do conversor <i>Flyback</i> (H)
L_s	Indutância no secundário (H)
L_{filtro}	Indutor do filtro (H)
S_1	Interruptor 1
S_2	Interruptor 2

S_A	Interruptor A
S_B	Interruptor B
S_R	Interruptor R
G	Irradiância instantânea na célula (W/m^2)
G_n	Irradiância nominal da célula (W/m^2)
N_{pa}	Número de células em paralelo
N_{se}	Número de células em série
N_s	Número de espiras de cada enrolamento do secundário
N_p	Número de espiras do enrolamento primário
T_r	Período da rede (s)
T_{si}	Período de comutação do estágio inversor (s)
T_{sr}	Período de comutação do estágio retificador (s)
$I_{S_{max}}$	Pico da forma de onda de corrente obtida pela média das correntes de cada período de comutação (A)
$p(t)$	Potência instantânea de entrada do conversor (W)
$P_{max,e}$	Potência máxima experimental (W)
P_{max}	Potência máxima nominal (W)
P_{in}	Potência média de entrada do conversor (W)
D_r	Razão cíclica do estágio inversor
D_i	Razão cíclica do estágio retificador
η	Rendimento
R_p	Resistência paralelo entre as células (Ω)
R_s	Resistência série entre as células (Ω)
GS_1	Sinal de porta no interruptor 1 (V)
GS_2	Sinal de porta no interruptor 2 (V)
GS_A	Sinal de porta no interruptor A (V)
GS_B	Sinal de porta no interruptor B (V)
GS_R	Sinal de porta no interruptor R (V)
T	Temperatura instantânea na célula (K)
T_n	Temperatura nominal da célula (K)
V_{rede}	Tensão da rede (V)
V_{oc}	Tensão de circuito aberto (V)
$V_{in}(t)$	Tensão de entrada do conversor (V)
V_{bus}	Tensão de entrada do conversor <i>Flyback</i> (V)
V_{pk}	Tensão de pico da rede (V)
V	Tensão gerada pelo painel (V)

V_{mp}	Tensão na máxima potência (V)
V_{S1}	Tensão no interruptor 1 (V)
V_{S2}	Tensão no interruptor 2 (V)
V_{SA}	Tensão no interruptor A (V)
V_{SB}	Tensão no interruptor B (V)
V_{SR}	Tensão no interruptor R (V)
V_{leds}	Tensão nos leds (V)
V_t	Tensão térmica do painel (V)
ΔT	Varição de temperatura (T-T _n)

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1.....	39
1.1 Objetivos	39
1.2 Introdução	39
1.3 Energia solar fotovoltaica	40
1.3.1 Energia solar fotovoltaica no mundo.....	41
1.3.2 Benefícios da energia solar fotovoltaica	44
1.3.3 Tipos de sistemas fotovoltaicos.....	45
1.3.4 Sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica.....	47
1.4 Sistemas de iluminação	51
1.4.1 Diodos emissores de luz	51
1.4.2 Iluminação pública	56
1.5 Sistemas híbridos de iluminação e geração fotovoltaica	60
1.6 Conclusão.....	63
CAPÍTULO 2.....	65
2.1 Objetivos	65
2.2 Efeito fotovoltaico.....	65
2.3 Circuito equivalente da célula fotovoltaica.....	67
2.4 Características elétricas dos painéis fotovoltaicos	70
2.4.1 Ajuste das resistências intrínsecas.....	70
2.4.2 Curvas características	72
2.5 Circuitos para acionamento de LEDs em iluminação pública	74
2.5.1 Circuitos para correção do fator de potência.....	77
2.6 Circuitos para conexão de geração fotovoltaica	77
2.6.1 Requisitos para conexão	78
2.6.2 Topologias utilizadas para conexão com a rede.....	81
2.7 Considerações sobre a topologia completa	82
2.8 Conclusão.....	82

CAPÍTULO 3	83
3.1 Objetivos.....	83
3.2 Visão geral do sistema eletrônico.....	83
3.3 Conversor <i>flyback</i> bidirecional.....	84
3.3.1 Estágio Retificador	85
3.3.2 Estágio Inversor	88
3.3.3 Considerações sobre o conversor <i>flyback</i> bidirecional	91
3.4 Projeto individual dos conversores propostos	93
3.4.1 Estagio retificador.....	93
3.4.2 Estágio Inversor	95
3.5 Análise dos Esforços	98
3.5.1 Estágio Retificador	98
3.5.2 Estágio Inversor	100
3.6 Metodologia de projeto para o conversor <i>flyback</i> bidirecional	103
3.6.1 Tensão de Barramento	103
3.6.2 Relação de transformação	104
3.6.3 Indutância magnetizante e frequências de operação.....	108
3.7 Sistema MPPT	109
3.8 Conclusão	110
CAPÍTULO 4	111
4.1 Objetivo	111
4.2 Principais definições da metodologia de projeto e resultados obtidos	111
4.3 Sistema implementado.....	114
4.3.1 Estágio retificador.....	116
4.3.2 Estágio Inversor	123
4.4 Distorção da corrente injetada na rede	130
4.5 Conclusão	132
CONCLUSÃO	133

TRABALHOS FUTUROS	135
Referências	137
APÊNDICE A.....	143
5.1 Filtro LC.....	143
5.1.1 Determinação do filtro LC para a topologia bidirecional.....	144

CAPÍTULO 1

ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA E SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO

1.1 Objetivos

Neste capítulo serão abordados de uma maneira geral sistemas de energia solar fotovoltaica e sistemas de iluminação à base de LEDs. A respeito dos sistemas fotovoltaicos, será apresentado o atual cenário mundial de geração desse tipo de energia, os benefícios da utilização da mesma, tipos de sistemas fotovoltaicos, e por fim, será feita uma discussão a respeito dos sistemas conectados à rede elétrica. Sobre os sistemas de iluminação, será realizada uma abordagem sobre os LEDs, apresentado o princípio de funcionamento dos mesmos, suas características construtivas, evolução da tecnologia utilizada nesses dispositivos, etc. Posteriormente, uma discussão a respeito dos sistemas de iluminação pública e os benefícios da utilização de LEDs nesses sistemas será efetuada. Por fim, são apresentados alguns aspectos a respeito dos sistemas híbridos de geração distribuída de energia e iluminação pública, o que caracteriza o sistema proposto neste trabalho, sendo esse apresentado no final deste capítulo.

1.2 Introdução

Nos últimos anos, sistemas promovendo energia solar fotovoltaica têm se tornado um dos principais tópicos de pesquisas no mundo. Um maior interesse a respeito desses sistemas de energias renováveis, como a energia solar fotovoltaica, tem ocorrido devido ao anseio da sociedade por fontes renováveis e economia de energia. Além disso, a utilização de painéis fotovoltaicos contribui para a redução de problemas ambientais, como emissão de agentes poluentes para a atmosfera e efeito estufa. Outro assunto em destaque, entre os principais tópicos de pesquisas atualmente, são os sistemas de iluminação, visto que esses sistemas apresentam grande relevância para o uso racional de energia elétrica. Recentemente, em

sistemas de iluminação pública iniciou-se a integração de microgeradores de energias renováveis, como painéis solares e geradores eólicos (DALLA-COSTA, 2009; BECHERIF, 2010; DALLA-COSTA, 2010; FEMIA, 2012).

1.3 Energia solar fotovoltaica

A energia da radiação solar que atinge a atmosfera a cada ano é de $1,52 \times 10^{18}$ kWh, sendo o consumo primário anual de energia no mundo de aproximadamente $1,40 \times 10^{14}$ kWh (SOLAR, 2012; ABINEE, 2012). Convertendo estes valores em informações mais palpáveis, um aproveitamento de apenas 0,01% da radiação solar seria suficiente para suprir toda a demanda mundial de energia. Em outra perspectiva, uma hora de energia solar incidente sobre o planeta equivale ao consumo energético mundial anual (ABINEE, 2012).

Obviamente, parte dessa energia não atinge a superfície terrestre devido a sua dissipação, a qual ocorre em função da altitude, latitude, mês do ano, horário do dia, chuvas, etc. Um importante valor a ser estimado é o quanto da radiação que atinge a camada superior da atmosfera chega à superfície. A Figura 1.1 apresenta esta proporção para cada comprimento de onda da radiação, supondo que o sol está no zênite e não há nuvens.

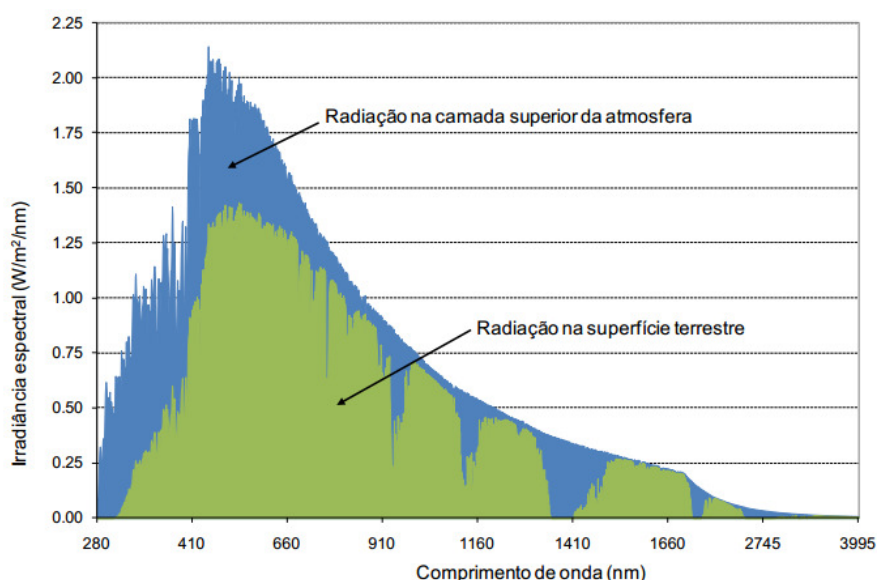


Figura 1.1 – Relação entre a radiação na camada superior da atmosfera e a radiação na superfície terrestre para cada comprimento de onda. **Fonte:** (ABINEE, 2012)

Um importante fator a ser observado é de que cerca da metade da radiação está na faixa de luz visível, entre 380 nm e 780 nm. Este fato não é apenas coincidência, e sim consequência do processo evolutivo dos organismos que ao longo de centenas de milhões de anos otimizaram a eficiência de seus fotorreceptores. Outra observação interessante é que há comprimentos de onda quase totalmente absorvidos pelas moléculas da atmosfera, tais como CO₂ e vapor d'água (SOLAR, 2012).

A energia total que atinge a atmosfera por unidade de tempo e de área, ou seja, o fluxo de radiação do sol, é conhecido como constante solar, cujo valor é de 1360 W/m². A razão entre a energia do espectro de radiação que atinge a superfície terrestre e a energia que chega à parte superior da atmosfera é de aproximadamente 73%. Multiplicando-se a constante solar por esta porcentagem chega-se a aproximadamente 1000 W/m². Levando-se ainda em consideração a variação da intensidade da irradiância ao longo do dia, a irradiância média diária ao nível do mar é de aproximadamente 250W/m². Ou seja, entre a irradiância incidente na parte superior da atmosfera (1360 W/m²) e a irradiância média diária (250 W/m²) há uma perda de aproximadamente 80%. Apesar da elevada perda de energia até que a mesma atinja a superfície terrestre, há um montante bastante significativo da mesma disponível, sendo necessário apenas a utilização de meios mais eficientes e mais baratos para um melhor aproveitamento da energia solar para geração de eletricidade.

1.3.1 Energia solar fotovoltaica no mundo

A capacidade mundial instalada de energia fotovoltaica tem apresentado um significativo crescimento nos últimos anos. Para ilustrar este crescimento, alguns dados são apresentados com base no estudo publicado pela *European Photovoltaic Industry Association* (EPIA, 2013). Durante o ano de 2012 foram instalados em torno de 32 GW de energia solar fotovoltaica no mundo, montante este que contribuiu para que se atingisse a marca de 102 GW de potência instalada em sistemas solares fotovoltaicos.

A Figura 1.2 apresenta a evolução da capacidade mundial instalada de energia solar fotovoltaica entre os anos de 2000 e 2012. A capacidade total instalada no ano de 2012 passa a ser ainda mais expressiva quando constata-se que no ano de 2006 essa capacidade era menor do que 7 GW.

Capacidade total instalada de energia solar fotovoltaica no mundo (MW)

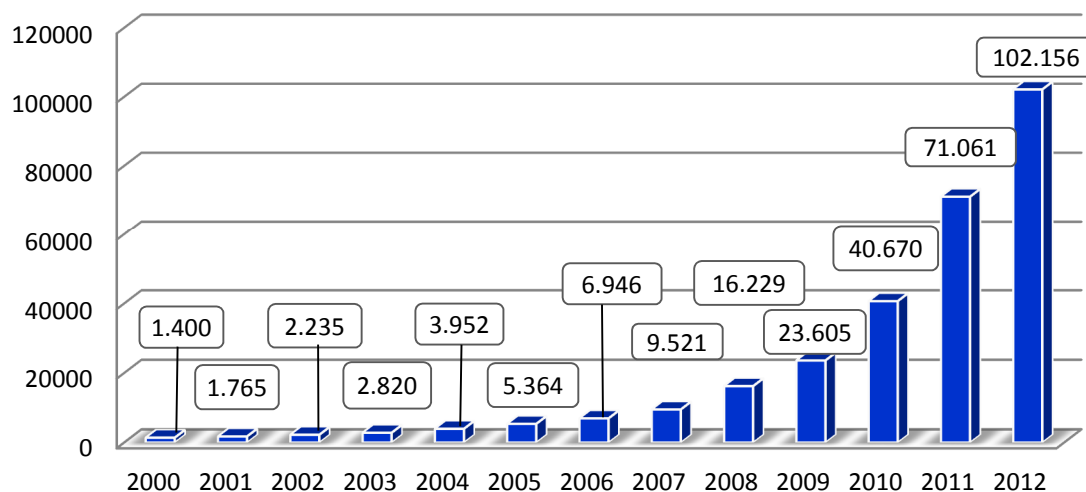


Figura 1.2 - Evolução da capacidade mundial instalada de energia solar fotovoltaica

A Alemanha, com 32,698 GW, e a Itália, com 16,361 GW, são os países que mais contribuem para os 70 GW de capacidade instalada na Europa. Posteriormente à esses países aparece a China, com 8,3 GW, os Estados Unidos com 7,8 GW, seguidos pelo Japão com 6,9 GW de capacidade instalada. A Figura 1.3 apresenta a capacidade instalada de energia através de sistemas fotovoltaicos de alguns países.

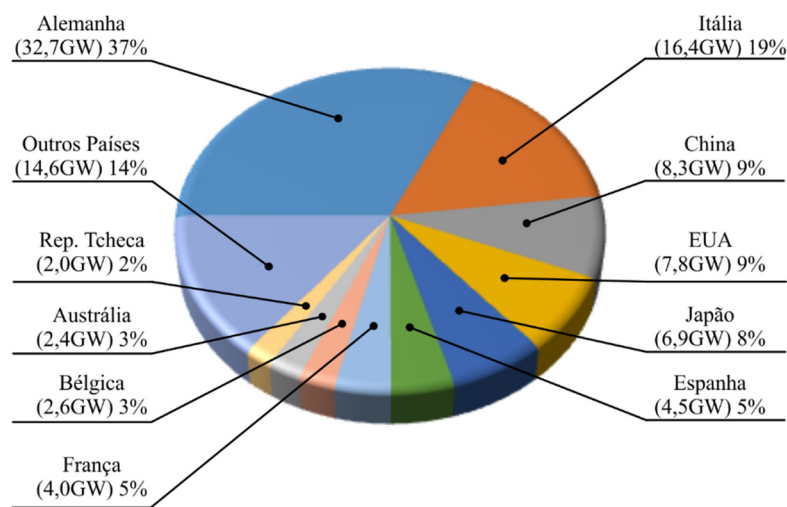


Figura 1.3 - Países com maiores capacidades instaladas de energia solar fotovoltaica.

Fonte: Adaptado de (REN21, 2012)

No que diz respeito ao Brasil, no ano de 2010 a capacidade instalada nacional era de aproximadamente 20 MW (ALMEIDA, 2011), sendo no ano de 2012 verificada uma capacidade total de 32 MW (ABINEE, 2012b). Deste montante, cerca de 30 MW são referente a sistemas fotovoltaicos autônomos (*off-grid*) (ABINEE, 2012b) usados na eletricidade rural e no bombeamento de água em áreas isoladas.

Em (SALAMONI, 2007) é apresentado um estudo comparativo entre o Brasil e o líder mundial de produção de energia fotovoltaica, onde consta que o Brasil possui uma série de vantagens em relação à Alemanha. Uma das vantagens mais significativas é no que diz respeito à irradiação solar de cada país. Na Figura 1.4 é possível observar que a região mais favorecida da Alemanha, em termos de radiação solar, apresenta aproximadamente 1,4 vezes menos radiação do que a região menos ensolarada do Brasil.



Figura 1.4 – Comparação da irradiação média anual entre Brasil e Alemanha.
Fonte: (SALAMONI, 2007)

Como pode ser observado, a energia solar fotovoltaica já é uma realidade quando refere-se à fontes renováveis de energia. Entretanto, o montante de energia gerada por estes sistemas ainda é pequeno, mesmo com o crescimento exponencial de sistemas instalados nos últimos anos.

O Brasil, com base nos dados apresentados, ainda apresenta um montante insignificante de geração, mesmo apresentando características favoráveis em relação até mesmo ao maior produtor mundial desse tipo de energia. Dessa forma, pesquisas, regulamentações e incentivos para um desenvolvimento tecnológico que possibilite um melhor aproveitamento do vasto potencial disponível em território nacional se fazem necessárias.

1.3.2 Benefícios da energia solar fotovoltaica

1.3.2.1 Sinergia com a carga

Os sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica de distribuição podem atuar em sinergia com as cargas, ou seja, a geração de energia tende a existir nos momentos de carga máxima. Como exemplo se pode citar a carga gerada por equipamentos de ar condicionado em regiões predominantemente comerciais, onde a carga máxima ocorre durante dias extremamente quentes durante o turno da tarde.

1.3.2.2 Baixos impactos ambientais

Um dos principais benefícios da utilização da energia solar fotovoltaica são os mínimos impactos ambientais decorrentes deste tipo de geração, não havendo qualquer emissão na produção de energia através desses sistemas (ABINEE, 2012). Além disso, estratégias de reuso dos materiais dos módulos têm sido desenvolvidas em alguns países. Outro aspecto importante a ser apresentado é a respeito da emissão de poluentes na fabricação de células fotovoltaicas, onde também é bastante reduzida e controlada, devido ao interesse da indústria em preservar sua imagem de limpa e amigável ao meio ambiente, sendo bastante rigorosa no controle das emissões (ABINEE, 2012). As instalações fotovoltaicas no mundo poupam 53 milhões de toneladas de gás carbônico (CO₂) (EPIA, 2013). Além disso, a energia produzida por um módulo de silício ao longo de sua vida útil é de 9 a 17 vezes maior do que a energia consumida em sua produção, principalmente no processo químico de purificação do silício (ABINEE, 2012).

1.3.2.3 Confiabilidade

Os fabricantes de módulos fotovoltaicos oferecem garantia sobre a capacidade de produção mínima dos módulos. Essa garantia é referente à manutenção da potência inicial do módulo fotovoltaico, que fica normalmente em 90% da potência inicial após 10 ou 12 anos e de 80% após 20 anos.

1.3.2.4 Suporte à operação da rede elétrica

Receios e desconfianças iniciais a respeito das instalações fotovoltaicas eram entraves na expansão desses sistemas. Entretanto, posteriormente a um período de experiência, principalmente nos países da Europa, os receios naturais vêm dando espaço a ideia de que estes sistemas podem contribuir para a operação das redes. Dentre os principais serviços prestados à rede elétrica pelos sistemas fotovoltaicos estão o controle de produção pelo operador da rede, controle da potência ativa no caso de elevação da frequência, opção de provisão de potência reativa para controle de tensão da rede e, até mesmo, opção de segmento na operação do sistema fotovoltaico mesmo com queda súbita na tensão da rede, caso ocorra em um curto intervalo de tempo (ABINEE, 2012).

1.3.3 Tipos de sistemas fotovoltaicos

Os sistemas fotovoltaicos dividem-se em quatro aplicações principais, sendo ainda subdivididos em sistemas isolados (sistemas não conectados à rede) e em sistemas conectados à rede elétrica. No que diz respeito aos sistemas isolados, os mesmos podem ser classificados em sistemas domésticos ou sistemas não domésticos. Já os sistemas conectados à rede elétrica podem se apresentar na forma de sistema distribuído ou sistema centralizado, de acordo com (IEI, 2009). A principal diferença entre esses sistemas é que os sistemas isolados, ou autônomos, normalmente utilizam acumuladores de energia, enquanto os sistemas conectados injetam a energia produzida diretamente na rede elétrica.

1.3.3.1 Sistemas fotovoltaicos domésticos isolados

São aqueles que fornecem eletricidade às residências e que não estão conectados à rede elétrica de distribuição. No Brasil, estes sistemas atendem às comunidades isoladas, fornecendo eletricidade, na maior parte dos casos, para iluminação, refrigeração e outras cargas de demanda reduzida de energia. Em (MAIA, 2002) é reportada uma experiência da instalação de um sistema fotovoltaico em uma comunidade em uma ilha isolada em São Paulo. A Figura 1.5(a) apresenta a foto de um painel fotovoltaico instalado na ilha em SP.

1.3.3.2 Sistemas fotovoltaicos não domésticos isolados

Os sistemas fotovoltaicos não domésticos isolados foram as primeiras aplicações comerciais para sistemas terrestres. Estes sistemas fornecem energia para uma ampla escala de aplicações, tais como em telecomunicações, refrigeração de medicamentos e vacinas em postos de saúde, bombeamento de água, entre outros. Em (DANIEL SÁ, 2010) são apresentados sistemas para bombeamento de água através da utilização de energia fotovoltaica. A Figura 1.5(b) apresenta uma foto desses sistemas.

1.3.3.3 Sistemas fotovoltaicos distribuídos conectados à rede elétrica

Sistemas fotovoltaicos distribuídos conectados à rede elétrica são instalados para fornecer energia ao consumidor, o qual pode usar a energia da rede elétrica convencional para complementar a quantidade de energia demandada. O consumidor também pode vender a energia gerada pelo sistema fotovoltaico para a distribuidora, caso haja uma maior geração em relação ao consumo. Em (RÜTHER, 2004), sistemas residenciais de geração fotovoltaica conectados à rede elétrica são apresentados, sendo apresentada uma imagem de um desses sistemas na Figura 1.5(c).

1.3.3.4 Sistemas fotovoltaicos centralizados conectados à rede elétrica

Executam a função de estações centralizadas de energia. A fonte de energia destes sistemas não é associada a um cliente particular. São sistemas instalados em grandes áreas e funcionam normalmente distante dos consumidores finais. Em (CÂMARA, 2011) é apresentado o primeiro sistema fotovoltaico centralizado, construído em 1982, próximo a uma subestação, suprindo cerca de 100 MWh/mês à rede elétrica de transmissão de alta tensão, sendo uma foto desse sistema apresentada na Figura 1.5(d).



(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 1.5 – Tipos de sistemas fotovoltaicos: (a) Doméstico isolado; (b) Não doméstico isolado; (c) Distribuído e conectado à rede elétrica; (d) Centralizado e conectado à rede elétrica.

1.3.4 Sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica

Sistemas de geração de energia fotovoltaica estão cada vez mais em evidência no cenário mundial. Estes sistemas operam de forma complementar ao sistema elétrico ao qual estão conectados, não necessitando mecanismos de armazenamento de energia, uma vez que toda a energia gerada é injetada no sistema elétrico de distribuição. No entanto, visto que os painéis solares geram tensões e correntes contínuas, para injetar a energia gerada pelos mesmos é necessária a utilização de conversores estáticos de potência.

Algumas variações topológicas utilizadas para a conexão desses sistemas são apresentadas em (KJAER, 2005; LI, 2008; KYRITSIS, 2008). As topologias apresentam as mais diversas configurações de conversores estáticos, operando em baixa ou alta frequência, podendo ser divididos em quatro grupos, os quais são apresentados a seguir e representados na Figura 1.6.

- Topologias com único estágio inversor não-isolado;
- Topologias com único estágio inversor isolado;
- Topologias com múltiplos estágios de conversão (isoladas);
- Topologias com múltiplos estágio de conversão (não-isoladas).

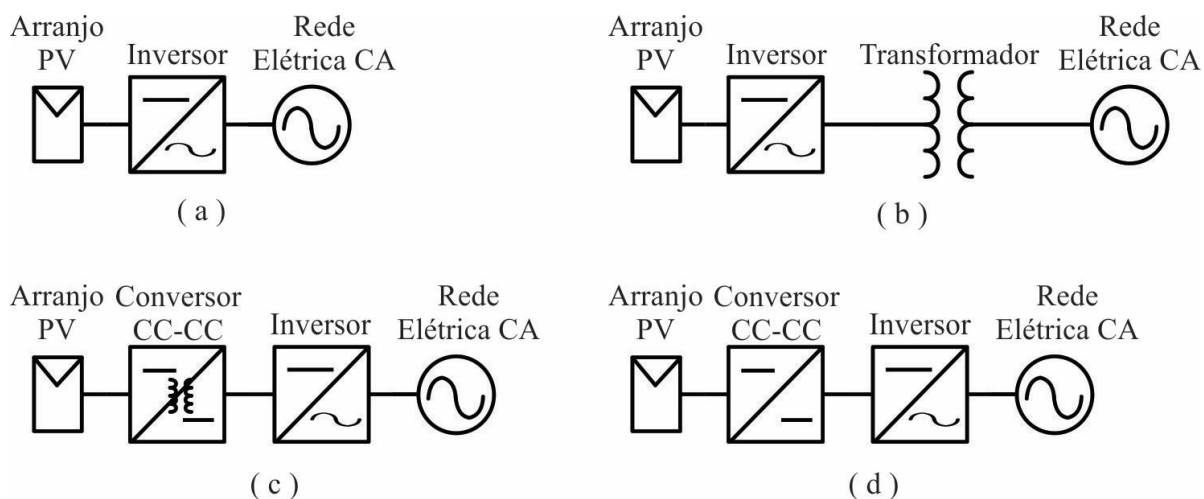


Figura 1.6 – Topologia com: (a) único estágio inversor, não isolada; (b) único estágio inversor, isolada; (c) múltiplos estágios de conversão, isolada; (d) múltiplos estágios de conversão, não isolada.

1.3.4.1 Configurações de Inversores

1.3.4.1.1 Inversor centralizado

Esta configuração é baseada em um inversor centralizado, onde o mesmo é responsável por fazer a conexão de um grande número de módulos fotovoltaicos com a rede elétrica. Nessa configuração os módulos são divididos em ligações série, denominadas *string*, sendo que cada *string* deve gerar tensão suficientemente alta para não ser necessária uma elevação da tensão gerada. As *strings* são então conectadas em paralelo, através de diodos de *string*, com o objetivo de atingir elevados níveis de potência. Em (KJAER, 2005) essa configuração é apresentada como tecnologia do passado, devido às diversas limitações apresentadas, como a necessidade de cabos DC de elevada tensão entre os módulos e o inversor, perdas de potência devido à centralização do sistema de rastreamento de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking - MPPT*), incompatibilidade entre os módulos e perdas nos diodos de *string*. Nesse tipo de sistema, a conexão com a rede é normalmente feita

através de tiristores, envolvendo muitos harmônicos de corrente e baixa qualidade de energia, além de não apresentarem flexibilidade para adição de novos módulos. Esses fatores incentivaram a utilização de novas estruturas para conexão com a rede, como apresentado a seguir.

1.3.4.1.2 Inversores em *string*

A tecnologia em *string* é tida como tecnologia do presente (KJAER, 2005). O inversor em *string* é uma versão reduzida do inversor centralizado, onde uma única *string* de módulos é conectada ao inversor. A tensão dessa *string*, assim como no inversor centralizado, deve ser elevada o suficiente para não necessitar amplificação. Na Europa, esses sistemas apresentam normalmente 16 painéis fotovoltaicos, porém, um número menor de painéis pode ser utilizado desde que a tensão de saída dos painéis seja elevada (KJAER, 2005). Como vantagens, essa configuração não apresenta perdas associadas aos diodos de *string* e o sistema MPPT é implementado individualmente em cada *string*, aumentando a eficiência global do sistema em comparação com as topologias centralizadas.

1.3.4.1.3 Inversores em *Multi-string*

A tecnologia multi-*string* consiste em *strings* interconectadas juntamente com seus respectivos conversores CC-CC através de um inversor. Em comparação ao sistema centralizado, a vantagem apresentada por essa configuração é de que cada *string* pode ser controlada separadamente. A principal característica dessa estrutura é a flexibilidade para novas instalações, visto que a geração pode começar com uma única *string*, sendo as outras conectadas posteriormente.

1.3.4.1.4 Inversor módulo integrado

A tecnologia módulo integrado é uma configuração que vem sendo bastante utilizada atualmente para a conexão de sistemas fotovoltaicos com a rede elétrica. Nessa estrutura, o

inversor é integrado ao módulo fotovoltaico, sendo o inversor responsável por efetuar a injeção de energia na rede de apenas um painel. Dentre as principais vantagens dessa configuração pode-se citar o fato de que a mesma remove as perdas relativas à incompatibilidade entre os módulos e permite um ajuste preciso entre o módulo e o inversor devido ao fato de apresentar um sistema MPPT individual. Essa estrutura é bastante flexível e permite facilmente sua expansão. Em contrapartida, a necessidade de circuitos com alta amplificação de tensão reduz a eficiência desses sistemas e aumenta o preço relativo por Watt por causa da necessidade de utilização de topologias mais complexas. Por outro lado, a tecnologia módulo integrado tem a tendência de ser produzida em massa, apresentando uma tendência de redução de custos.

As estruturas inversor centralizado, inversores em string, inversores em multi-string e módulo integrado são apresentadas na Figura 1.7, sendo a última estrutura bastante similar a utilizada neste trabalho.

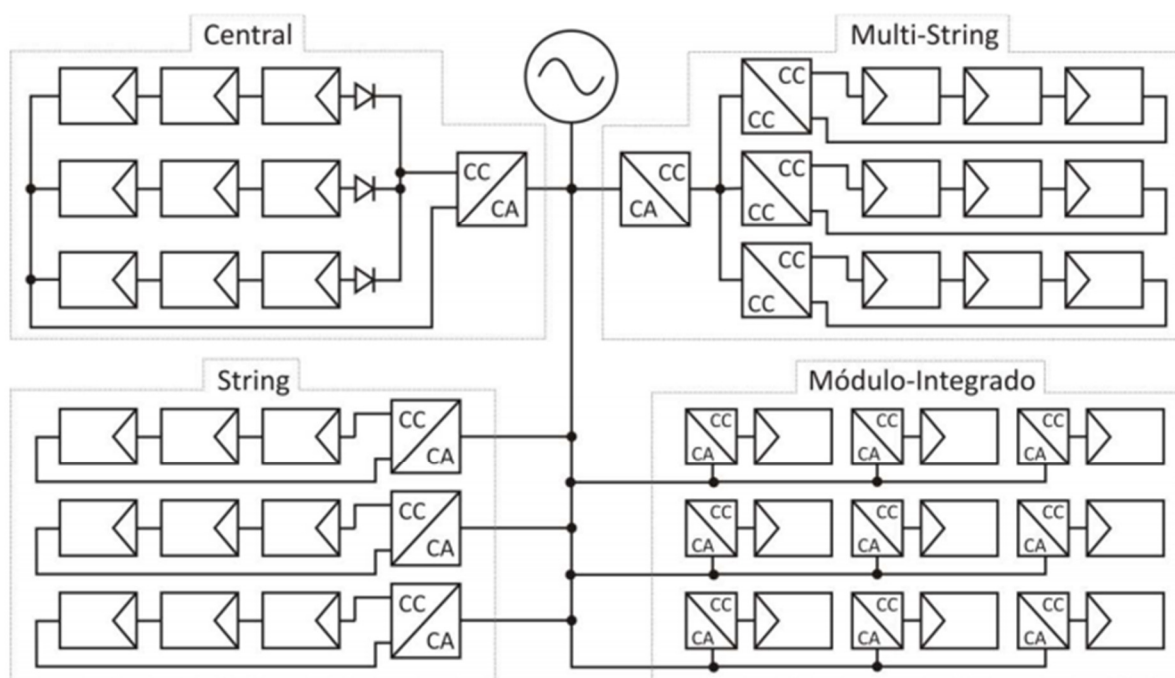


Figura 1.7 – Configurações de inversores em sistemas conectados à rede. **Fonte: (REIS, 2011)**

1.4 Sistemas de iluminação

Sistemas de iluminação são tidos como um dos principais tópicos de pesquisa atualmente no cenário mundial quando se refere à sistemas eletrônicos. Estes sistemas apresentam grande relevância em estratégias de economia de energia e eficiência energética. Devido à importância desses tópicos, constantes estudos têm sido efetuados para desenvolvimento de novas fontes de iluminação, novas topologias, otimização e redução dos custos relacionados à esses sistemas.

1.4.1 Diodos emissores de luz

O fenômeno da eletroluminescência, a qual consiste na emissão de luz em um material sólido quando submetido a uma corrente elétrica, foi reportado primeiramente por Henry Joseph Round em 1907. Henry percebeu a emissão de luz em tom amarelado enquanto aplicava uma diferença de potencial elétrico em um cristal de carbeto de silício (SiC) (SCHUBERT, 2003). Os Diodos Emissores de Luz (*Light Emitting Diode* - LED), são dispositivos semicondutores que surgiram por volta da 1960 (BULLOUGH, 2003) e baseiam-se no princípio da eletroluminescência.

Inicialmente, a aplicação destes dispositivos limitava-se à iluminação indicativa, principalmente em equipamentos elétricos e eletrônicos, indicando certas funcionalidades destes equipamentos. O primeiro LED utilizado como indicador foi desenvolvido por Nick Holonyak Jr., o qual apresentava uma eficácia de apenas 0,11 lm/W (SÁ JUNIOR, 2010). Os LEDs indicativos ainda são muito utilizados em equipamentos eletrônicos, painéis e visores de diversos dispositivos. Posteriormente aos LEDs indicativos surgiram os LEDs de alto brilho, os quais apresentam uma ampla faixa de aplicação, como semáforos, painéis eletrônicos, iluminação decorativa, lanternas, sistemas de iluminação de emergência, etc. Devido ao constante aumento do fluxo luminoso emitido por estes dispositivos, aliado à descoberta de novas tecnologias que possibilitam a emissão de luz branca, já na década de 1990 (BULLOUGH, 2003) surgiram os LEDs de potência. O surgimento do primeiro LED de potência comercial ocorreu em 1998, causando enorme impacto no desenvolvimento dos sistemas de iluminação (STEIGERWALD, 2002), possibilitando a utilização dessas fontes luminosas em ambientes internos e externos.

Dessa forma, os LEDs são classificados em indicativos, alto brilho e potência, conforme apresentado na Figura 1.8.

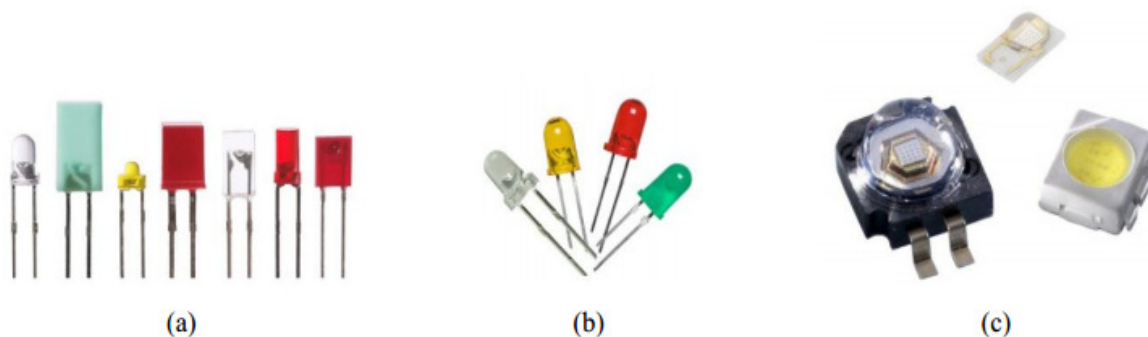


Figura 1.8 – Classificação dos LEDs: (a) LEDs Indicativos; (b) LEDs de Alto Brilho (c) LEDs de potência

1.4.1.1 Princípio de funcionamento

A classificação de um material em isolante, semicondutor e condutor está diretamente relacionada com a energia do *gap* do mesmo. O *gap* consiste na energia necessária para a transição de cargas da banda de valência para a banda de condução. Dessa forma, quanto menor for o *gap*, mais fácil será a transição entre estas bandas de energia, ou seja, uma maior condutividade apresenta o material.

Os LEDs são compostos por uma junção semicondutora do tipo p-n, assim como um diodo convencional. O lado p é dopado positivamente, apresentando excesso de lacunas (falta de elétrons), enquanto o lado n é dopado negativamente, apresentando excesso de elétrons (falta de lacunas). Quando polarizado diretamente, as lacunas do lado p e os elétrons do lado n se deslocam para o mesmo ponto, denominado região de depleção. Quando um elétron adquire a energia necessária para transpor a região de depleção, ao combinar-se com uma lacuna, o mesmo passa de um nível de energia maior (banda de condução) para um nível de energia inferior (banda de valência). Dessa forma ocorre uma recombinação, conforme apresentado na Figura 1.9, a qual resulta na emissão de energia na forma de fótons (luz) (BULLOUGH, 2003).

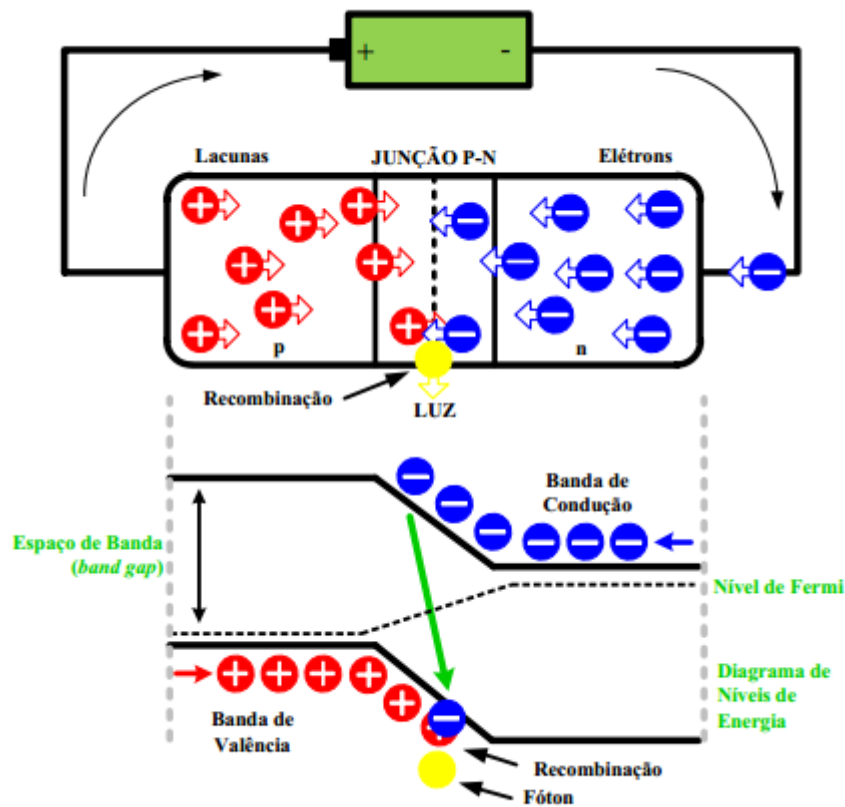


Figura 1.9 - Princípio de funcionamento dos LEDs. Fonte: (BENDER, 2012)

1.4.1.2 Características construtivas e luminotécnicas

A luz emitida pelo LED é monocromática, ou seja, a luz emitida pelo mesmo está relacionada apenas a um comprimento de onda, o qual está relacionado ao tipo de material utilizado no semiconductor. A dopagem do cristal de silício pode ser feita com gálio, alumínio, arsênio, fósforo, índio e nitrogênio. A combinação desta variedade de elementos químicos permite a emissão de luz em ampla faixa do espectro de radiação (BULLOUGH, 2003 ; CERVI, 2005). Este espectro é apresentado na Figura 1.10 juntamente a cor correspondente para cada comprimento de onda.

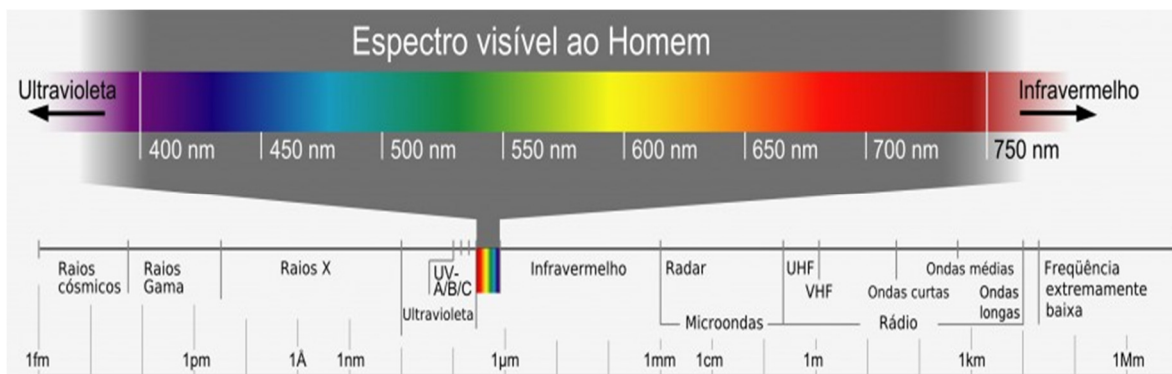


Figura 1.10 - Espectro de radiação visível ao olho humano.
Fonte: <http://universoracionalista.orgredshift-e-efeito-doppler>

Embora os LEDs emitam luz monocromática, existem algumas maneiras de se obter luz branca. O método mais simples é a utilização de uma camada de fósforo na superfície de um LED azul. Assim, quando parte desta luz azul atravessa a camada de fósforo a mesma torna-se amarela. A combinação da luz amarela, com o restante da luz azulada emitida pelo LED resulta em luz branca (BULLOUGH, 2003 ; CERVI, 2005). Uma outra maneira de se obter luz branca é a combinação de LEDs vermelho, verde e azul. Dessa forma, com a utilização destes três LEDs coloridos, ou um LED RGB (R-Red, G-Green, B-Blue) é possível a obtenção de uma luz branca ou qualquer outra tonalidade de cor simplesmente alterando a intensidade luminosa de cada LED (BULLOUGH, 2003 ; CERVI, 2005). Esta técnica é bastante utilizada em LEDs quando os mesmos são aplicados em ambientes de decoração. Outra possibilidade para a obtenção da luz branca é a utilização de um LED ultravioleta recoberto por uma camada de fósforo (SÁ JUNIOR, 2010).

Como citado anteriormente, um importante aspecto no desenvolvimento de sistemas de iluminação à base de LEDs é o aumento acelerado da eficácia luminosa destes dispositivos, a qual relaciona a quantidade de luz emitida, lúmens (lm), com a potência elétrica consumida (W). Segundo (HAITZ, 1999) tanto a eficácia quanto o fluxo luminoso dos LEDs tem dobrado a cada 36 meses, efeito conhecido como Lei de Haitz's. Atualmente, alguns fabricantes apresentam LEDs com eficácia luminosa de 201 lm/W e 231 lm/W (OSRAM, 2011 ; CREE, 2011). A CREE já havia quebrado a barreira de 200 lm/W em 2010 e no último ano alcançou a impressionante marca de 276 lm/W (CREE, 2013). Além disso, estima-se que o limite teórico da eficácia luminosa dos LEDs brancos esteja entre 300 lm/W e 400 lm/W (ZORPETTE, 2002). A fim de comparação, as eficácias luminosas de diversas fontes são apresentadas na Figura 1.11.

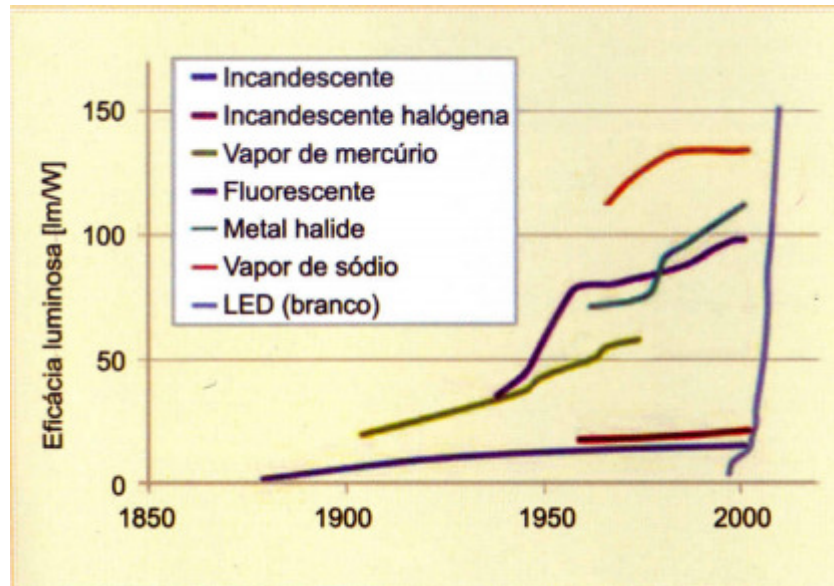


Figura 1.11 – Evolução da eficácia luminosa de diversas fontes luminosas. Fonte (KHANH, 2011).

Devido a esses avanços a possibilidade de empregar LEDs em iluminação de grandes áreas, como em iluminação pública, já é considerada.

Outra relevante característica dos LEDs é o diagrama de radiação dos mesmos. Esse diagrama relaciona o ângulo de emissão e a intensidade luminosa do dispositivo. Os LEDs de alto brilho normalmente apresentam um ângulo de aproximadamente 20° a 30° , enquanto nos LEDs de potência este ângulo pode chegar a 150° (PINTO, 2012). A Figura 1.12(a) apresenta o diagrama de radiação espacial típico para uma matriz de LEDs de potência, modelo Bridgelux BXRA-C4500 (BRIDGELUX, 2010). A Figura 1.12(b) apresenta os mesmos dados através do diagrama de radiação polar, outro método bastante utilizado para esta representação.

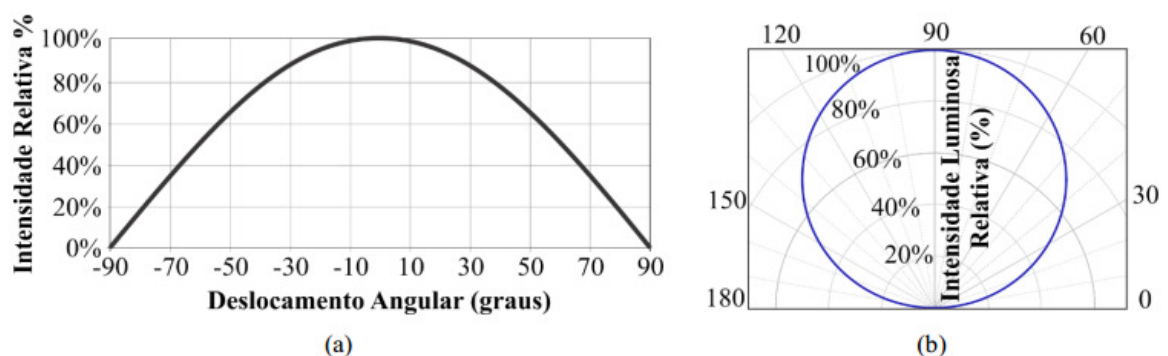


Figura 1.12 – Diagramas de radiação de um LED (a) Espacial; (b) Polar. Fonte: (BRIDGELUX, 2010).

O ângulo de abertura é uma característica muito importante dos LEDs, visto que a iluminação proveniente dos mesmos é direcionada à área que se pretende iluminar, não ocorrendo emissão de luz em direções indesejadas. Além disso, lentes adicionais podem ser utilizadas para se direcionar a luz para os locais desejados.

Uma das características que tornam os sistemas de iluminação à base de LEDs bastante interessantes e reduz o custo de manutenção desses sistemas é a vida útil dos mesmos, que pode atingir até 50.000 horas (BRIDGELUX, 2010). Este valor se torna mais significativo quando comparado ao de lâmpadas incandescentes, fluorescentes compactas e HPS que alcançam 1000 horas, 8000 horas e 32000 horas de uso respectivamente (OSRAM, 2010b).

Elevada eficácia luminosa, iluminação direcionada e elevada vida útil são algumas das principais características que favorecem a utilização de LEDs em sistemas de iluminação. Além dessas características, os LEDs são mais resistentes a vibrações e choques mecânicos do que outras fontes luminosas, não apresentam gás ou filamento em seu interior e não necessitam de pulso de elevada tensão para ignição. Além disso, relativo à questões ambientais, os LEDs se apresentam como uma boa alternativa, visto que não apresentam em sua constituição elementos químicos nocivos ao meio ambiente, facilitando o descarte destas lâmpadas.

Dessa forma, a iluminação à base de LEDs tem se tornado cada vez mais interessante até mesmo para ser utilizada em sistemas de iluminação de exteriores, como é o caso dos sistemas de iluminação pública.

1.4.2 Iluminação pública

A iluminação pública apresenta uma contribuição sobre vários aspectos imprescindíveis para uma boa qualidade de vida. Entre os aspectos positivos de uma iluminação pública eficiente pode-se citar um ganho significativo na aparência visual da cidade, possibilitando uma melhor observação do trânsito, maior segurança aos cidadãos, além de propiciar atividades de lazer, comércio e cultura durante a noite. No Brasil, a iluminação pública corresponde a aproximadamente 4,5 % da demanda nacional e a cerca de 3,0 % do consumo total de energia elétrica do país. Estes valores equivalem a uma demanda de 2,2 GW e a um consumo de 9,7 bilhões de kWh/ano. Segundo o levantamento cadastral

realizado pela Eletrobrás junto às distribuidoras de energia elétrica, há aproximadamente 15 milhões de pontos de iluminação pública instalados no país (ELETROBRÁS, 2011).

As primeiras lâmpadas utilizadas para este tipo de iluminação foram as incandescentes, seguidas pelas fluorescentes de baixa pressão e então as lâmpadas de descarga de alta pressão (*High Intensity Discharge - HID*). Atualmente, as principais fontes luminosas utilizadas em iluminação pública são as lâmpadas de vapor de mercúrio, lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão e lâmpadas de multi vapor metálico.

Os LEDs têm se tornado uma alternativa bastante atraente para sistemas de iluminação pública devido a características como elevada eficácia luminosa, elevada vida útil, aumento do fluxo luminoso, etc. Além disso, sistemas de iluminação pública à base de LEDs têm sido bastante propostos na literatura (PINTO, 2012; LUZ, 2013; MAGGI, 2013). Além dessas características, a iluminação à base de LEDs é direcionada para a via pública, reduzindo a luminosidade emitida em direções não desejadas, como propriedades privadas, conforme pode ser observado na Figura 1.13.

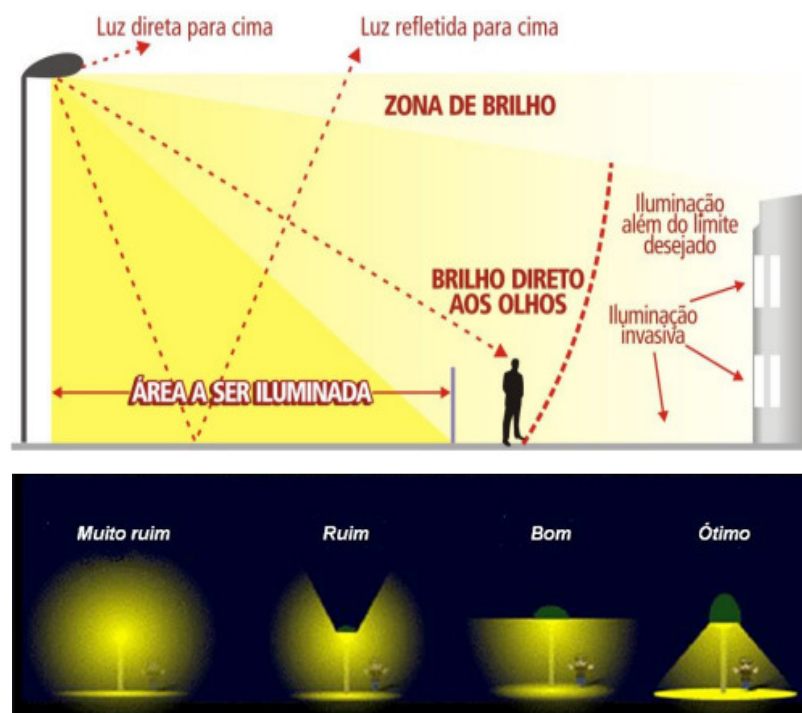


Figura 1.13 –Emissão direcionada de luz proveniente de um LED.
Fonte: Adaptado (LUMILEDS, 2010)

Estudos de caso tem mostrado resultados positivos na substituição de lâmpadas de descarga por lâmpadas LEDs para iluminação pública. Dentre as principais justificativas apontadas destaca-se a redução do consumo de energia elétrica e a redução do custo de manutenção destes sistemas. De acordo com (MAGGI, 2013), para a mesma aplicação, utilizando-se a luminária de LED se pode garantir os níveis de luminosidade exigidos pela norma com um consumo de 52% do caso em que a solução utilizada são as lâmpadas HPS. Além disso, o retorno do investimento direto, considerando a diferença de investimento atual, se daria em cerca de 11,9 anos (MAGGI, 2013). Entretanto, como as luminárias de LED são produtos recentes, seus preços ainda são elevados. Segundo dados publicados pelo departamento de energia dos Estados Unidos (*Department of Energy - DOE*) em 2020 o custo da luminária será de 34 % do custo atual (MAGGI, 2013).

Como se pode observar, várias características favorecem a aplicação dos LEDs em sistemas de iluminação pública. Esta aplicação traz resultados positivos, como economia de energia, benefícios ao meio ambiente e até mesmo vantagens econômicas já são consideradas com a utilização de LEDs nesses sistemas. Além disso, existe a expectativa de redução dos custos desses sistemas, o que poderá tornar os mesmos ainda mais vantajosos em relação aos sistemas tradicionais utilizados em iluminação pública.

1.4.2.1 Visão humana e comprimento de onda

O comportamento da visão humana apresenta uma resposta diferente ao espectro de luz visível conforme o nível de luminosidade ao qual o mesmo está submetido. Dessa forma, diferentes tipos de fontes luminosas geram diferentes respostas no olho humano, o que representa uma variação na eficácia luminosa dessa fonte dependendo da aplicação.

O olho humano é composto por dois receptores, denominados cones e bastonetes. Durante o dia, quando a luminosidade ambiente é maior a atividade dos cones é mais significativa do que a dos bastonetes. Por outro lado, durante a noite ou em ambientes com baixa luminosidade, prevalece a atividade dos bastonetes. Estes estados são classificados como visão fotópica, quando a luminância é superior a três candelas por metro quadrado, e como visão escotópica quando a luminância é inferior a 0,001 candelas por metro quadrado. Entre estes dois estados, com uma luminância intermediária, tem-se a condição chamada de visão mesópica, como pode ser observado na Figura 1.14 (CANDURA, 2003; LEWIN, 1999). Esses limites superiores e inferiores de luminosidade que caracterizam a visão mesópica não

são bem definidos, sendo encontrado diferentes valores na literatura (CANDURA, 2003; CIE, 2010).

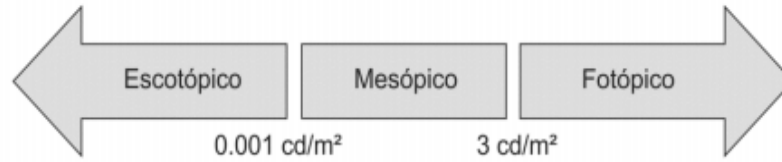


Figura 1.14 – Comportamento da visão humana sob diferentes níveis de luminosidade.
Fonte: (LEWIN, 1999)

Uma questão de grande relevância em sistemas de iluminação é a diferente sensibilidade de cones e bastonetes em relação ao espectro de luz visível. Os cones apresentam uma maior sensibilidade em 555 nm, comprimento de onda associado à luz verde-amarelada, enquanto os bastonetes apresentam uma maior sensibilidade em 508 nm, cujo comprimento de onda está associado à luz verde (PINTO, 2012). Devido a essas características que a eficácia das fontes luminosas é alterada, pois além do fluxo luminoso das mesmas, outros fatores contribuem em sua eficácia, como comprimento de onda emitido e sob qual luminosidade o olho humano está submetido.

A lâmpada de sódio de alta pressão (HPS) apresenta uma redução significativa em sua eficácia luminosa sob condição escotópica, devido ao deslocamento da curva de sensibilidade para outra região do espectro (CANDURA, 2003). Em relação aos LEDs, o comprimento de onda da luz emitida está relacionado ao tipo de material utilizado na composição do semicondutor. A combinação destes materiais permite a emissão de luz em uma ampla faixa do espectro (BULLOUGH, 2003; CERVI, 2005). A distribuição de energia em relação ao comprimento de onda emitido é mostrada na Figura 1.15 para uma lâmpada HPS e um LED branco em comparação com a sensibilidade do olho humano sobre condições fotópica e escotópica.

O índice (S/P) relaciona o desempenho luminoso de uma fonte luminosa sob condições escotópicas-fotópicas. Quanto melhor for o desempenho de uma fonte luminosa sob condições escotópicas em relação ao seu desempenho sobre condições fotópicas maior será o índice S/P da mesma. Para exemplificar, a lâmpada HPS apresenta um índice S/P de aproximadamente 0,65, enquanto um LED branco frio apresenta um índice S/P de aproximadamente 2,2 (CIE 191, 2010).

Sistemas de iluminação pública estão sob condição mesópica, onde fontes luminosas com relação $S/P > 1$ apresentam um ganho de desempenho luminoso, embora menor do que o ganho apresentado em condição escotópica, e fontes luminosas com relação $S/P < 1$ apresentam uma perda em relação ao seu desempenho sob condição fotópica (CIE 191, 2010).

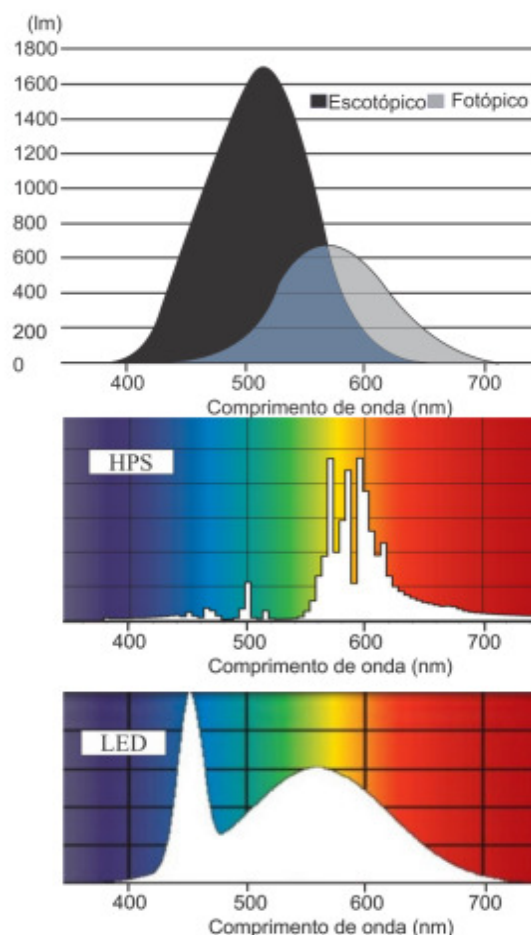


Figura 1.15 – Comprimento de onda da luz emitida por uma HPS e um LED em relação à sensibilidade do olho humano sob condição fotópica e escotópica. **Fonte: (LUZ, 2013)**

1.5 Sistemas híbridos de iluminação e geração fotovoltaica

Sistemas que integram iluminação pública à fontes alternativas de energia são bastante comuns na literatura (DALLA-COSTA, 2009; BECHERIF, 2010; DALLA-COSTA, 2010; FEMIA, 2012). Porém, estes sistemas são autônomos, ou seja, não apresentam conexão com a rede elétrica, necessitando, dessa forma, a utilização de acumuladores de energia para suprir as luminárias durante a noite, conforme pode ser observado na Figura 1.16.

Estes sistemas são mais indicados para localidades isoladas, onde não existe uma rede de distribuição de energia elétrica. Para localidades com distribuição de energia, a utilização destes sistemas conectados à rede elétrica pode ser mais interessante, devido ao fato de que os sistemas conectados com a rede elétrica não necessitam de acumuladores de energia. Como apresentado anteriormente, os painéis fotovoltaicos apresentam uma vida útil superior a 20 anos, enquanto a vida útil dos LEDs é de aproximadamente 50.000 horas, dessa forma, a utilização de baterias reduziria drasticamente a vida útil do sistema, devido à reduzida vida útil das baterias.

Outro ponto a ser destacado é a respeito da questão ambiental, pois sistemas de geração de energia fotovoltaica e sistema de iluminação à base de LEDs são apresentados como sistemas ambientalmente corretos, o que não pode ser expandido à bateria, visto que a mesma apresenta materiais pesados em sua constituição, como chumbo, e é de difícil descarte e reaproveitamento. Além disso, para a utilização de baterias seria necessário um controlador de carga das mesmas.

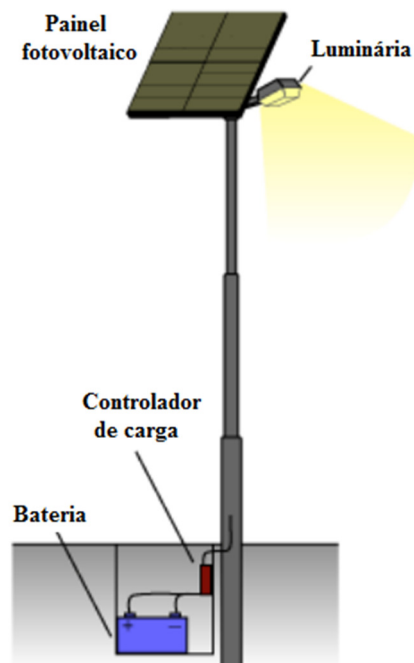


Figura 1.16 – Sistema autônomo de iluminação pública. Fonte: Adaptado (NUNOO, 2010)

Assim sendo, sistema de iluminação à base de LEDs com geração fotovoltaica de energia conectado à rede elétrica apresenta vantagens em relação aos sistemas autônomos. Para suprir a energia demandada por uma luminária se faz necessária a utilização de um

sistema eletrônico capaz de acionar os LEDs de forma satisfatória, propiciando características positivas para a operação dos mesmos. Assim como para se realizar a injeção de energia na rede elétrica proveniente de um painel fotovoltaico também é necessário um sistema eletrônico, a fim de adequar os níveis contínuos de tensão e corrente produzidos pelo painel para injeção de energia na rede elétrica. A Figura 1.17(a) apresenta um esquemático de um sistema de iluminação pública e geração distribuída de energia conectada à rede elétrica. Tradicionalmente, esses sistemas operam de forma distinta, pois para alimentar a luminária um conversor CA-CC é utilizado e para injetar energia na rede um conversor CC-CA (inversor) é utilizado. No entanto, a fim de maximizar a utilização desses sistemas, a Figura 1.17(b) apresenta o esquemático do sistema proposto, onde ambas as funções, iluminação e microgeração, são efetuadas por apenas um sistema eletrônico integrado. Como será apresentado no Capítulo 3, com apenas algumas modificações na topologia proposta para acionamento dos LEDs é possível tornar o sistema bidirecional. Dessa forma, ocorre a maximização da utilização do sistema eletrônico, pois, convencionalmente o conversor CA-CC opera apenas durante à noite, enquanto o conversor CC-CA opera apenas durante o dia, possibilitando que ambas as funções sejam realizadas por apenas um conversor.

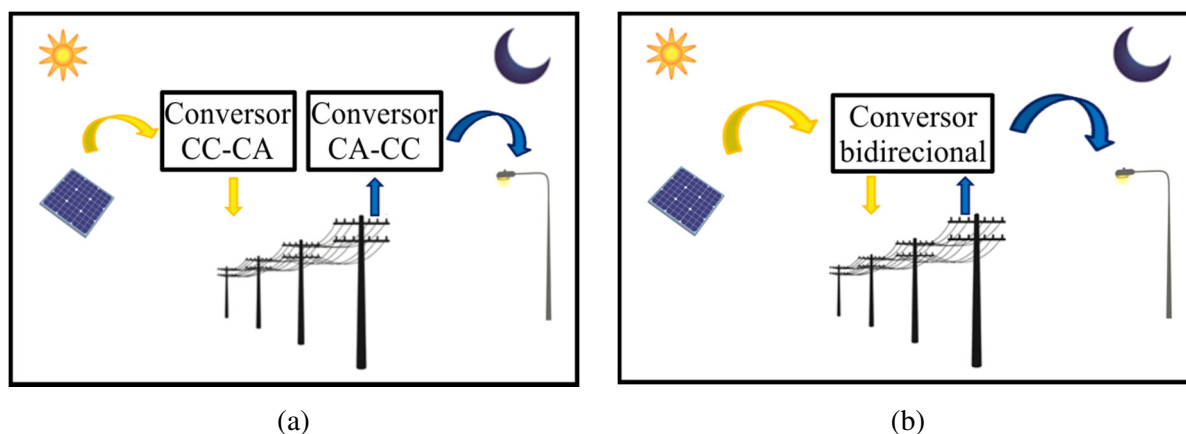


Figura 1.17 – (a) Estrutura de um sistema tradicional para iluminação pública e geração distribuída de energia fotovoltaica; (b) Estrutura do sistema proposto

1.6 Conclusão

Neste capítulo foi realizada uma introdução a respeito dos assuntos que serão discutidos durante esse trabalho, como energia solar fotovoltaica e iluminação à base de LEDs. Foram apresentadas características dos sistemas fotovoltaicos, como potencial de geração e aproveitamento da energia disponível, assim como a situação atual desses sistemas no Brasil e no mundo. Além disso, tipos de sistemas fotovoltaicos e configurações de inversores para conexão desses sistemas com a rede elétrica foram descritos. No que diz respeito aos LEDs, diversas características dos mesmos foram apresentadas, assim como as vantagens da utilização dos mesmos em sistemas de iluminação pública. Por fim, uma breve discussão de sistemas de iluminação com microgeração distribuída foi realizada.

CAPÍTULO 2

MODELAGEM DO SISTEMA FOTOVOLTAICO E SISTEMAS ELETRÔNICOS PARA ACIONAMENTO DE LEDS E CONEXÃO DE MICROGERAÇÃO COM A REDE

2.1 Objetivos

Neste capítulo, inicialmente são apresentadas algumas características das células fotovoltaicas, como por exemplo, geração de energia através do efeito fotovoltaico, circuito elétrico equivalente e equacionamento da mesma. Posteriormente, essas análises são expandidas para o painel fotovoltaico, sendo o mesmo modelado com base no equacionamento apresentado. A modelagem representa o comportamento elétrico do painel em função da variação das condições climáticas sob o qual é submetido, sendo os resultados da modelagem apresentados. Também é realizada uma discussão a respeito dos circuitos utilizados para acionamento de LEDs e conexão de painéis fotovoltaicos na rede elétrica. Nessa discussão são apresentadas topologias tradicionais, normas que regem a utilização desses sistemas, etc. Por fim, é feita uma abordagem a respeito das características da topologia proposta neste trabalho.

2.2 Efeito fotovoltaico

Em 1839, o físico francês Edmund Becquerel observou o aparecimento de uma diferença de potencial nos extremos de uma estrutura de material semicondutor, a qual foi produzida pela absorção da luz, sendo esse fenômeno denominado efeito fotovoltaico (RAZYKOV, 2003). A fim de se obter elétrons livres, o material semicondutor é dopado com materiais, como o Fósforo (P) e Arsênio (Ar), que o deixam com excesso de elétrons em uma metade, tipo n, e escassez na outra, tipo p, formando dessa forma uma junção p-n.

Toda radiação eletromagnética é quantizada em partículas chamadas fótons. Quando a luz solar, radiação eletromagnética, incide sobre a célula fotovoltaica, alguns fótons são absorvidos e sua energia é transferida para um elétron em um átomo da célula, obrigando esse elétron a se deslocar da sua posição inicial no material tipo n (STEVENSON, 2008). Se os fótons tiverem energia suficiente, os elétrons serão capazes de superar o campo elétrico existente na junção p-n, ficando livres para se moverem através do material tipo p, já que este apresenta excesso de lacunas. O deslocamento de um elétron irá gerar uma lacuna, a qual vai atrair outro elétron de um átomo vizinho, criando outra lacuna, e assim consecutivamente. Este processo é repetido infinitas vezes até que uma corrente elétrica seja estabelecida (LORENZO, 1994). Dessa forma, a energia solar é convertida diretamente em energia elétrica, gerando tensão contínua nos terminais de uma célula.

A célula fotovoltaica é a unidade básica de um sistema de geração de energia solar fotovoltaica, tendo como princípio de funcionamento o efeito fotovoltaico. A célula é constituída fisicamente por uma capa de vidro, camada de proteção contra agentes externos, revestimento antirreflexo, substância concebida para evitar que a luz incidente nas células seja refletida e um contato frontal por onde a corrente elétrica é transmitida. Uma representação básica de uma célula fotovoltaica pode ser observada na Figura 2.1.

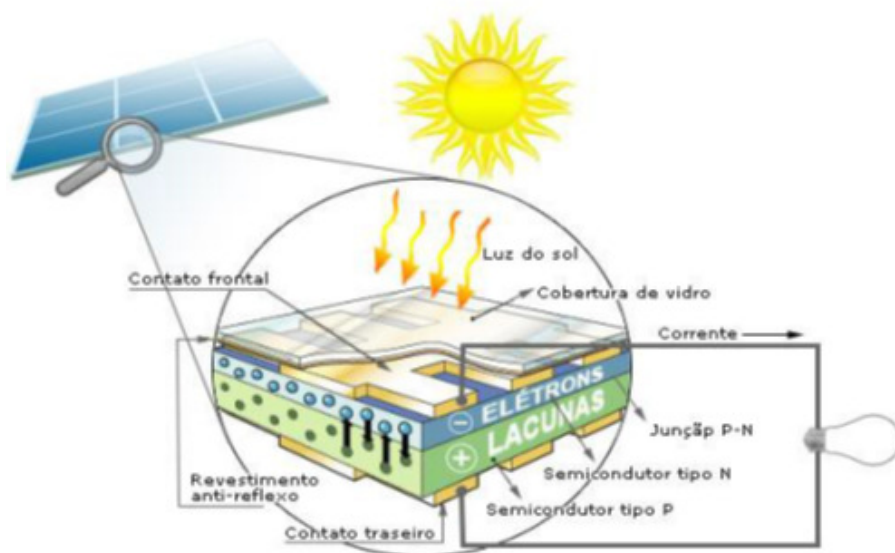


Figura 2.1 – Princípio básico de funcionamento de uma célula fotovoltaica. Fonte: (TAVARES, 2009)

2.3 Circuito equivalente da célula fotovoltaica

Uma das principais características das células fotovoltaicas é sua curva corrente-tensão (I-V). Para representar essa curva característica é necessária a criação de modelos matemáticos que representem seu comportamento em função das condições climáticas, como irradiância e temperatura. O modelo obtido é capaz de apresentar o comportamento elétrico das células frente a essas variações climáticas, contribuindo para a análise e projeto das topologias de potência, podendo ser implementado em ambientes de simulação.

A fim de modelar a célula fotovoltaica, a mesma é representada por um circuito equivalente. Algumas variações do circuito equivalente são encontradas na literatura, como o modelo ideal (ANDOUISI, 2002; CAMPBELL, 2007) e o modelo de um e de dois diodos (GOW, 1999; HYVARINEN, 2003). Diferentes níveis de complexidade podem ser inseridos ou removidos do modelo, trazendo como resultado comportamentos e performances variadas. Entre os circuitos elétricos equivalentes da célula solar, o mais utilizado é o de um diodo, também conhecido como modelo real (ANDOUISI, 2002; TAVARES, 2009). Dentre os principais motivos para que o modelo de um diodo seja mais utilizado, pode-se citar o fato de o mesmo apresentar complexidade moderada, quando comparada aos demais, e resultados satisfatórios. O modelo real utilizado neste trabalho, pode ser observado na Figura 2.2.

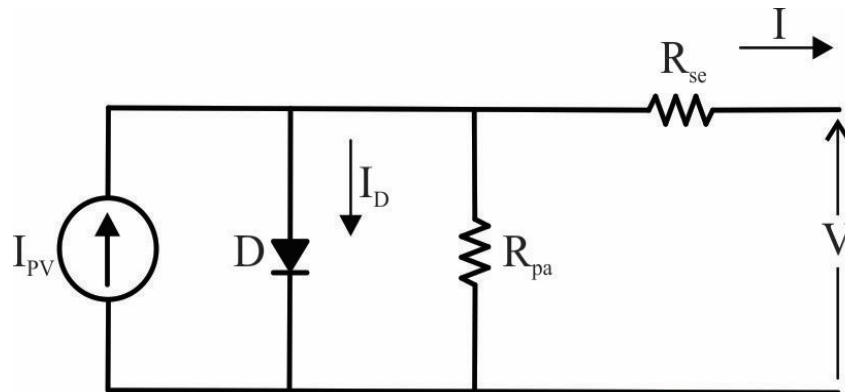


Figura 2.2 - Circuito equivalente da célula fotovoltaica: modelo de um diodo

A fonte de corrente I_{PV} representa a corrente gerada pela célula através do efeito fotovoltaico em função das condições de operação. O diodo em paralelo (D) é utilizado para representar a característica não linear da junção p-n do material semiconductor. A resistência série R_{se} representa a resistência do corpo da célula à junção p-n e a resistência dos contatos

elétricos entre os terminais e o semicondutor. A resistência paralela R_{pa} representa a corrente de fuga da junção p-n e está relacionada ao método de fabricação da célula.

A equação característica do modelo da célula fotovoltaica é obtida mediante a aplicação da Lei das Correntes de Kirchoff para o circuito equivalente apresentado na Figura 2.2, conforme (2.1).

$$I = I_{pv} - I_d \quad (2.1)$$

Substituindo-se a equação característica do diodo em (2.1), obtém-se (2.2), equação básica da célula fotovoltaica.

$$I = I_{pv} - \underbrace{I_0 \left[\exp\left(\frac{q \cdot V}{a \cdot k \cdot T}\right) - 1 \right]}_{I_d} \quad (2.2)$$

Porém, a equação básica da célula não representa as características I-V do arranjo fotovoltaico, pois os mesmos são compostos por ligações de células em série (N_{se}) e em paralelo (N_{pa}). Expandindo o modelo básico da célula obtém-se o modelo para um arranjo fotovoltaico (2.3), em função do número de células conectadas em série e paralelo.

$$I = I_{pv} - I_0 \left[\exp\left(\frac{V + R_s \cdot I}{V_t \cdot a}\right) - 1 \right] - \frac{V + R_{se} \cdot I}{R_{pa}} \quad (2.3)$$

Onde I_{pv} é a corrente gerada pela incidência da luz solar, I_0 é a corrente reversa de saturação do diodo (2.4), “q” é a carga do elétron ($1.60217646 \times 10^{-19}$ C), “k” é a constante de Boltzmann ($1.3806503 \times 10^{-23}$ J/K), T é a temperatura em kelvin (K) da junção p-n, $V_t = N_{se} \cdot k \cdot T / q$ é a tensão térmica do arranjo, a qual considera o número de células em série e “a” é a constante ideal do diodo, usualmente ($1 \leq a \leq 1.5$).

$$I_0 = \frac{I_{sc} + K_I \cdot \Delta T}{\exp\left(\frac{V_{oc} + K_V \cdot \Delta T}{a \cdot V_t}\right) - 1} \quad (2.4)$$

Fontes de eletricidade geralmente são classificadas como fonte de corrente ou fonte de tensão. Os arranjos fotovoltaicos apresentam um comportamento híbrido, ou seja, podem apresentar um comportamento de fonte de tensão ou de corrente, dependendo do ponto em que o mesmo está operando. Dentre os principais pontos a serem considerados para a representação da curva característica I-V de um módulo fotovoltaico estão tensão nominal de circuito aberto (V_{oc}), corrente nominal de curto circuito (I_{sc}), tensão e corrente no ponto de máxima potência (V_{mp}, I_{mp}) e o valor máximo de potência obtido experimentalmente ($P_{max,e}$).

Na Figura 2.3 uma representação típica da curva I-V de um módulo fotovoltaico é apresentada.

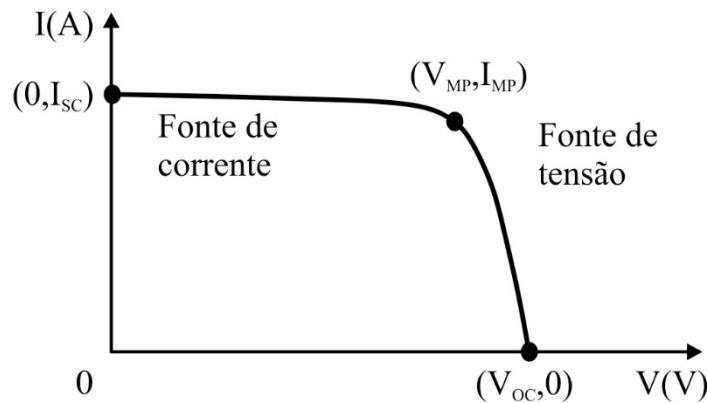


Figura 2.3 – Comportamento de um arranjo fotovoltaico

A corrente I_{pv} gerada pelas células é influenciada apenas pela irradiância e temperatura, de acordo com (2.5).

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

Onde $I_{pv,n}$ é a corrente nominal gerada, apresentada em (2.6), sob condições nominais de testes (25°C e 1000 W/m^2), $\Delta_T = T - T_n$ (T e T_n são as temperaturas atual e nominal, respectivamente), G é a irradiância na superfície da célula e G_n a irradiância nominal.

$$I_{pv,n} = \frac{R_{pa} + R_{se}}{R_{pa}} \cdot I_{sc} \quad (2.6)$$

O equacionamento apresentado foi proposto por (VILLALVA, 2009). No entanto, ainda restam dois parâmetros a serem determinados para que a modelagem da célula esteja concluída. Estes parâmetros são as resistências série (R_{se}) e paralela (R_{pa}), as quais são definidas a seguir.

2.4 Características elétricas dos painéis fotovoltaicos

2.4.1 Ajuste das resistências intrínsecas

Um método de ajuste das resistências intrínsecas R_{se} e R_{pa} foi proposto em (VILLALVA, 2009). Este método foi baseado na observação de que existe apenas um par de resistências que garante que a máxima potência calculada seja igual à máxima potência experimental ($P_{\max,m} = P_{\max,e}$). A relação entre essas resistências é apresentada em (2.7).

$$R_{pa} = \frac{V_{mp} (V_{mp} + I_{mp} \cdot R_{se})}{\left\{ V_{mp} \cdot I_{pv} - V_{mp} \cdot I_0 \cdot \exp \left[\frac{V_{mp} + I_{mp} \cdot R_{se}}{N_s \cdot a} \cdot \frac{q}{k \cdot T} \right] + V_{mp} \cdot I_0 - P_{\max,e} \right\}} \quad (2.7)$$

Com base em (2.7), no ponto de máxima potência, os únicos parâmetros desconhecidos são as resistências R_{se} e R_{pa} . Dessa forma, para a definição dos valores das resistências deve-se resolver o algoritmo proposto, apresentado na Figura 2.4. Como pode ser observado, inicialmente é necessário que se atribua um valor inicial para as resistências intrínsecas, onde $R_{se} = 0$ e R_{pa} é aproximadamente $R_{p,\min}$, conforme (2.8).

$$R_{p,\min} = \frac{V_{mp}}{I_{sc} - I_{mp}} - \frac{V_{oc} - V_{mp}}{I_{mp}} \quad (2.8)$$

O painel especificado neste trabalho é o KC130TM da Kyocera, cujos principais parâmetros são apresentados na Tabela 2.1 (KYOCERA, 2014), juntamente com os valores obtidos para as resistências, através da solução do algoritmo proposto.

De posse de todos os parâmetros necessários para se resolver o equacionamento apresentado, é possível obter as curvas que representam o comportamento do painel

fotovoltaico (I-V) e (P-V) em função das condições climáticas sob as quais o painel está submetido.

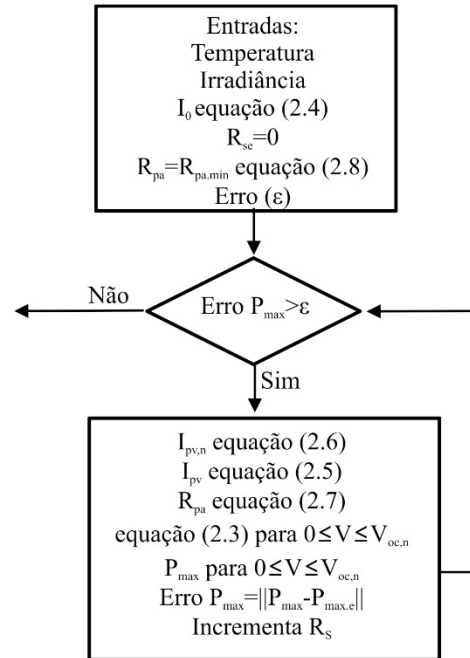


Figura 2.4 – Algoritmo para determinação das resistências R_{sc} e R_{pa}

Tabela 2.1 – Parâmetros do painel solar KC130TM nas condições nominais de operação (25°C e 1000 W/m²)

Parâmetro	Valor
I_{mp}	7,39 A
V_{mp}	17,6 V
$P_{max,e}$	130,064 W
I_{sc}	8,02 A
V_{oc}	21,9 V
K_V	$-8,21 \cdot 10^{-2} V/K$
K_I	$3,18 \cdot 10^{-3} A/K$
N_s	36
R_p	97,476 Ω

R_s	$0,1135 \Omega$
-------	-----------------

2.4.2 Curvas características

Na Figura 2.5 é apresentada a curva I-V do painel para as condições padrões de testes, ou seja, quando o módulo está submetido à temperatura de 25°C e irradiância de 1000 W/m².

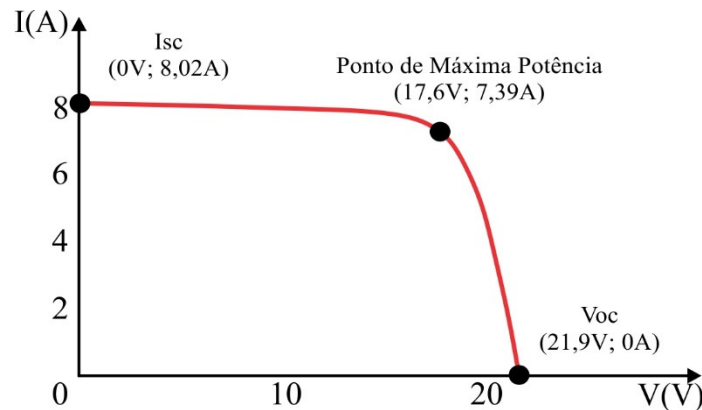


Figura 2.5 - Curva I-V do painel KC130TM sob condições padrões de teste

2.4.2.1 Variação da irradiância solar

No que diz respeito ao comportamento do painel fotovoltaico, a variação da irradiância solar tem como principal efeito a variação dos valores de corrente produzidos pelo mesmo, alterando conseqüentemente a potência gerada pelo mesmo. A Figura 2.6 apresenta o comportamento das curvas de corrente em função da tensão (I-V) e da potência em função da tensão (P-V) em função da variação de irradiância.

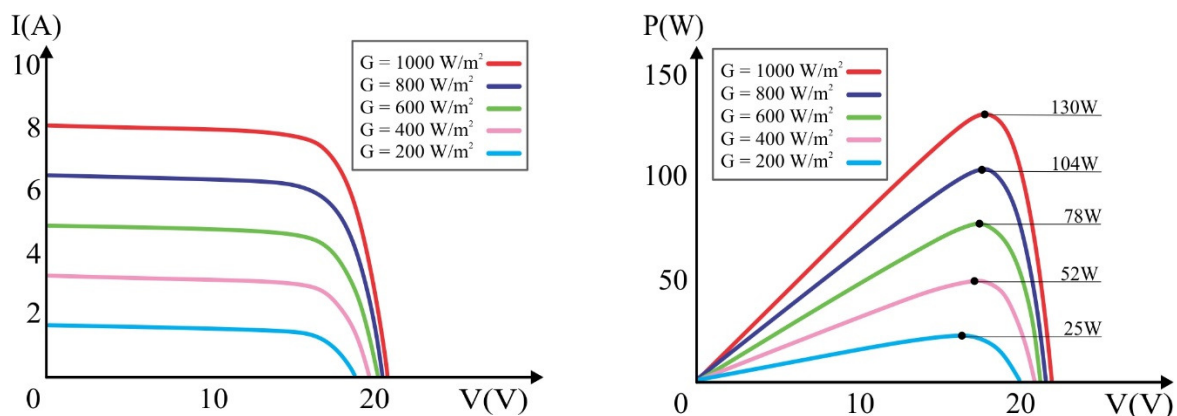


Figura 2.6 – Curvas características do painel fotovoltaico KC130TM para variação na irradiância.

Pode-se observar que com o aumento da radiação tem-se uma elevação da corrente de saída e um aumento na potência disponível na saída do módulo fotovoltaico. A tensão de máxima potência não sofre uma alteração significativa para esta condição.

2.4.2.2 Variação da temperatura

Sendo a temperatura o fator analisado, o efeito mais significativo observado é a variação da tensão disponível nos terminais do módulo fotovoltaico, alterando da mesma forma a potência disponível na saída do painel. A Figura 2.7 apresenta o comportamento das curvas (I-V) e (P-V) em função da variação de temperatura.

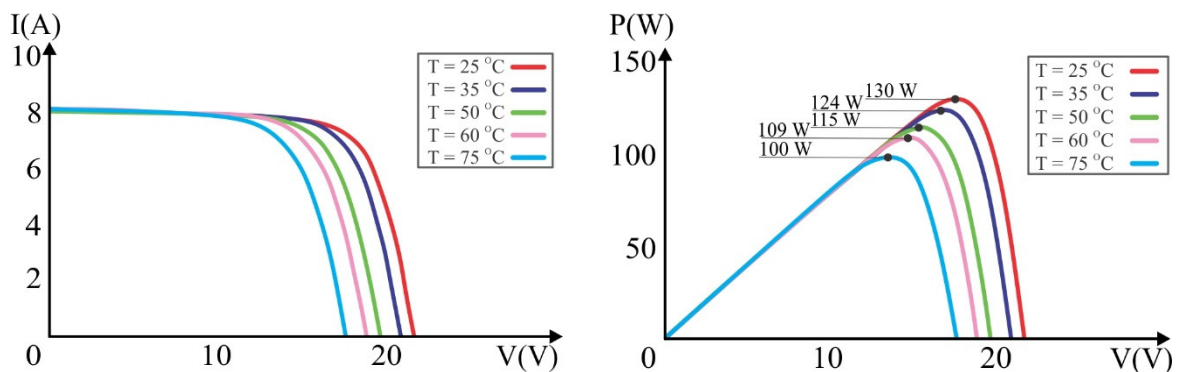


Figura 2.7 - Curvas características do painel fotovoltaico KC130TM para variação na temperatura.

No que diz respeito à variação de temperatura, pode-se observar que o aumento da mesma resulta em uma redução da tensão de saída e, conseqüentemente, na redução da potência disponível na saída do módulo fotovoltaico. O valor da corrente de máxima potência não sofre uma alteração significativa para esta condição.

Com o objetivo de propiciar uma análise mais completa, com mais pontos para observação, as análises apresentadas anteriormente foram repetidas para uma variação contínua de 0 W/m² até 1000 W/m² na irradiância, Figura 2.8, e de 25°C até 75°C na temperatura, Figura 2.9. Embora o efeito mais significativo observado como consequência da variação da irradiância seja o valor da corrente gerada, como comentando anteriormente,

também ocorre uma variação da tensão de máxima potência, a qual também contribui para uma possível redução da potência disponível na saída do módulo fotovoltaico.

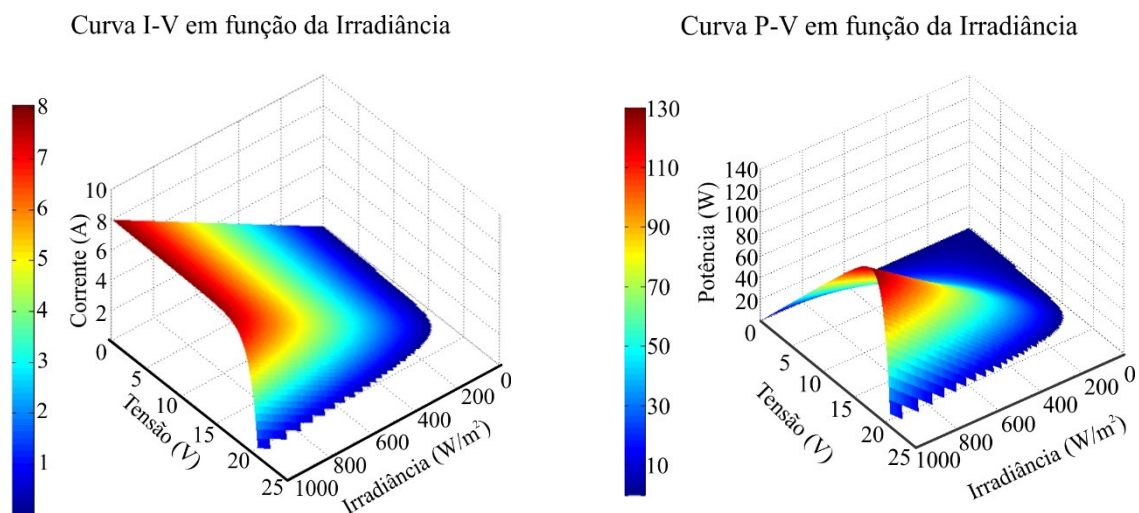


Figura 2.8 – Curvas características do painel fotovoltaico KC130TM para variação contínua na irradiância.

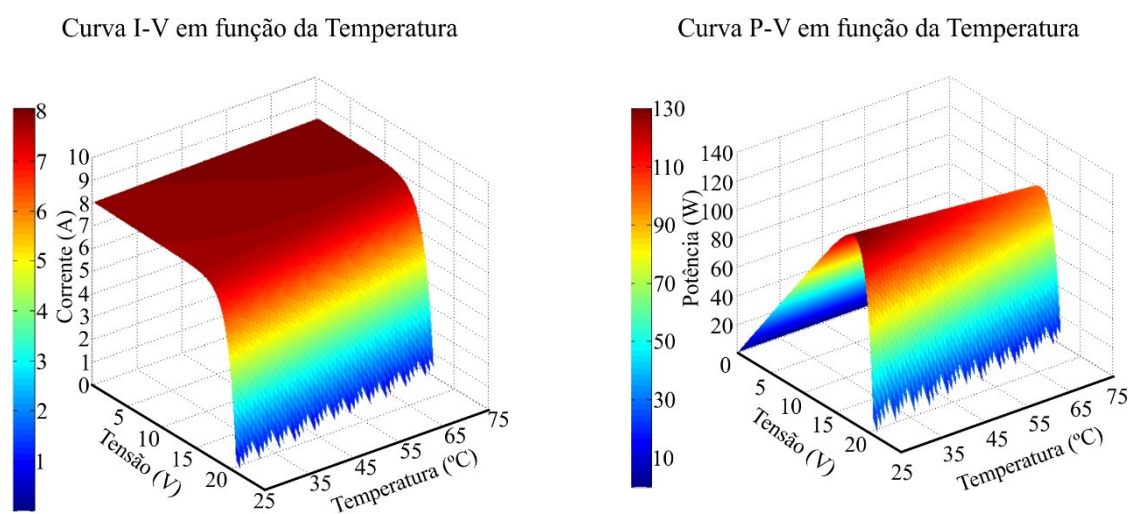


Figura 2.9 – Curvas características do painel fotovoltaico KC130TM para variação contínua na temperatura.

2.5 Circuitos para acionamento de LEDs em iluminação pública

Quando os sistemas de iluminação são alimentados diretamente pela rede elétrica, alguns requisitos em relação à qualidade de energia devem ser atendidos. De acordo com a NBR16026, os circuitos eletrônicos com potência maior ou igual a 25 W, empregados em sistemas de iluminação, devem possuir um fator de potência maior ou igual a 0,92 (ABNT,

2012). Outra regulamentação vigente para estes sistemas é a norma internacional IEC 61000-3-2, na qual os equipamentos elétricos estão divididos em quatro classes.

- Classe A: equipamentos com alimentação trifásica equilibrada; aparelhos de uso doméstico, excluindo os da classe D; ferramentas, exceto as portáteis; circuitos dedicado à variação da intensidade luminosa para lâmpadas incandescentes (*dimmers*); equipamentos de áudio e todos os demais que não pertencem às classes seguintes.

- Classe B: ferramentas portáteis.

- Classe C: dispositivos de iluminação

- Classe D: computadores pessoais, monitores de vídeo e aparelhos de televisão. A potência ativa de entrada deve ser igual ou inferior a 600 W.

Como pode ser observado, sistemas de iluminação pertencem a Classe C. Como os sistemas de iluminação pública apresentam potências superiores a 25 W, os limites da norma IEC 61000-3-2, a qual é apresentada na Tabela 2.2, referem-se à máxima distorção harmônica em relação à fundamental.

Tabela 2.2 - Limites do conteúdo harmônico - IEC 61000-3-2, Classe C.

Ordem	Máximo Permitido (%)
2 ^a	2%
3 ^a	30% x Fator de potência
5 ^a	10%
7 ^a	7%
9 ^a	5%
11 ^a ≤ n ≤ 39 ^a (somente ímpares)	3%

Dessa forma, o acionamento de LEDs requer a utilização de circuitos eletrônicos que controlem a potência entregue aos mesmos, com elevado fator de potência e reduzida distorção harmônica da corrente de entrada. Na literatura encontra-se uma grande variedade de topologias eletrônicas utilizadas para acionamento de LEDs em sistemas de iluminação pública (PINTO, 2011; CAMPONOGARA, 2012; LUZ, 2013).

Na Figura 2.10 é apresentado o diagrama de blocos de um sistema eletrônico convencional para acionamento de LEDs a partir da rede elétrica.

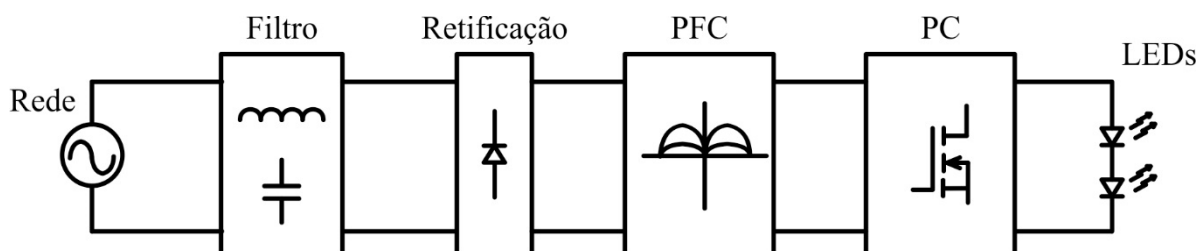


Figura 2.10 – Circuito convencional para acionamento de LEDs

Esses sistemas são compostos, normalmente, por um filtro passa baixas, retificador não controlado e pelos estágios de potência. O filtro passa baixas é utilizado para filtrar os harmônicos de alta frequência produzidos pelo chaveamento em alta frequência. Visto que normalmente são empregados conversores CC-CC nesses sistemas, o estágio de retificação da corrente da rede se faz necessário. Posteriormente à retificação é necessária a utilização de um estágio de correção do fator de potência (*Power Factor Correction* – PFC) e, por fim, com o objetivo de propiciar uma corrente adequada para o acionamento dos LEDs, um estágio de controle de potência é utilizado (*Power Control* - PC).

É possível que os estágios de filtro, PFC e PC ou os estágios PFC e PC sejam realizados por apenas um conversor CC-CC. No entanto, utilizar estes estágios em um mesmo conversor traz a necessidade da utilização de uma elevada capacitância de saída, a fim de reduzir a ondulação de corrente sobre os LEDs, tendo impacto direto no custo e no volume dessas soluções. Outra alternativa para reduzir a ondulação de corrente nos LEDs é a utilização de um sistema de controle, entretanto, para correção da ondulação de corrente nos LEDs seria necessário um controle rápido, o que afetaria a distorção da corrente de entrada. Dessa forma, visando a redução da capacitância de barramento, o estágio PC costuma ser implementado através de um conversor CC-CC exclusivo para o acionamento de LEDs. O estágio de controle de potência pode ser realizado por diversas topologias, como por exemplo, os conversores não isolados *buck*, *boost* e *buck-boost* e os conversores isolados *flyback* e *forward*. Os conversores *SEPIC*, *Ćuk* e *Zeta* também são amplamente utilizados nesse estágio.

Por outro lado, a utilização de dois estágios apresenta como desvantagem a redução da eficiência do sistema devido ao processo de conversão de energia de cada conversor. Além disso, há o aumento da quantidade de componentes, principalmente do número de interruptores, o que aumenta o custo da topologia.

2.5.1 Circuitos para correção do fator de potência

Entre as principais causas de um baixo fator de potência (FP) estão a defasagem da corrente drenada da rede em relação à tensão da mesma e a elevada taxa de distorção harmônica da corrente de entrada. Circuitos com baixo FP necessitam de uma corrente maior para realizar o mesmo trabalho que um circuito com alto fator de potência realizaria, apresentam maior aquecimento dos componentes do sistema e sobrecarga das subestações e redes de distribuição (POMÍLIO, 2007). Visto que sistemas de acionamento de LEDs sem o estágio PFC podem produzir correntes de entrada altamente distorcidas e com baixo fator de potência (ALMEIDA, 2012), a utilização desse estágio no acionamento dos mesmos é recorrente.

Visando reduzir o tamanho do circuito utilizado para correção do fator de potência, reduzir a ondulação da tensão de saída e deixá-la com valores mais próximos ao requerido pela carga, conversores CC-CC operando em alta frequência e no modo de condução descontínua (MCD) tem sido amplamente utilizados como estágio PFC, sendo este método conhecido como método ativo para correção do fator de potência. Quando operado em MCD, os conversores básicos CC-CC apresentam uma característica intrínseca de correção do fator de potência, sendo este tipo de reguladores conhecidos como seguidores de tensão. Circuitos reguladores do fator de potência também podem operar em modo de condução contínua (MCC) ou no modo de condução crítica (MCCr). No entanto, para isso, pode haver a necessidade de utilizar variação de frequência ou razão cíclica, dificultando o projeto dos componentes reativos, além de um circuito de controle mais complexo (COSETIN, 2013).

Os conversores CC-CC mais utilizados na literatura para o estágio PFC são os conversores *buck-boost* e *boost*, trabalhando em modo de condução descontínua (BISOGNO, 2001; MOO, 2009). Entretanto, os demais conversores CC-CC como *buck*, *SEPIC*, *Ćuk*, *Zeta* e *flyback* também têm sido empregados (DALLA-COSTA, 2010; GACIO, 2011; MARCHESAN, 2007).

2.6 Circuitos para conexão de geração fotovoltaica

Discussões a respeito do melhoramento da eficiência dos módulos fotovoltaicos, incentivos políticos, custo dos sistemas fotovoltaicos, entre outros, são de grande relevância

para a evolução e aprimoramento desses sistemas. No entanto, outros aspectos tão importantes quanto os citados anteriormente são referentes aos inversores utilizados para conexão desses sistemas à rede elétrica e as regulamentações em relação à essas conexões. Dessa forma, uma breve discussão a respeito das normas que regulamentam a conexão dos sistemas fotovoltaicos à rede elétrica e algumas topologias utilizadas para efetuar essa conexão será efetuada.

2.6.1 Requisitos para conexão

A conexão destes sistemas com a rede elétrica deve seguir uma série de regulamentações. Organizações técnicas mundiais como o Instituto dos Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (*Institute of Electrical and Electronics Engineers - IEEE*) e a comissão Eletrotécnica Internacional (*International Electrotechnical Commission - IEC*) elaboraram recomendações e relatórios específicos dedicadas a esse assunto, que regem os projetos de conexão com a rede nos países afiliados às mesmas. Dentre os documentos mais utilizados dessas organizações, pode-se citar:

IEEE 1547: *standard for interconnecting distributed resources with electric power systems.*

IEEE 929-2000: *recommended practice for utility interface of photovoltaic (PV) systems.*

IEC 61727: *characteristics of the utility interface.*

IEC 62116: *testing procedure of islanding prevention methods for utility-interactive photovoltaic inverters.*

A partir de março desse ano entra em vigor a norma brasileira NBR 16149:2013 – Sistemas fotovoltaicos (FV) – Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição, publicada em março do ano passado. Dentre as principais regulamentações para a conexão de sistemas fotovoltaicos na rede elétrica estão a tensão e a frequência de operação do sistema, distorção harmônica da corrente injetada na rede elétrica, fator de potência, injeção de corrente contínua e proteção contra ilhamento do sistema fotovoltaico, como apresentado a seguir.

2.6.1.1 Tensão de operação

Os sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica não estão habilitados a regular a tensão do sistema, devendo operar apenas injetando corrente no sistema de distribuição. A faixa de tensão na qual o conversor deve ser capaz de operar é selecionada para que não ocorra desconexões desnecessárias. Se a tensão da rede estiver fora dos limites normais de operação o conversor deve ser capaz de detectar e desconectar-se da rede com diferentes intervalos de tempo, a ser monitorado a partir do começo da operação sob condições anormais, conforme apresentado na Tabela 2.3.

Tabela 2.3 – Resposta do inversor a condições anormais da tensão da rede

Tensão no ponto de conexão	Tempo máximo de desligamento
$V < 50\%$	6 ciclos
$50\% \leq V < 88\%$	120 ciclos
$88\% \leq V \leq 110\%$	Operação Normal
$110\% \leq V \leq 137\%$	120 ciclos
$137\% \leq V$	2 ciclos

2.6.1.2 Frequência de Operação

O sistema conectado à rede elétrica deve operar em sincronismo com a frequência da rede. Nos sistemas elétricos de potência, onde a frequência é de 60 Hz, a variação máxima permitida está na faixa entre 59,3 Hz e 60,5 Hz. Se a frequência estiver fora deste intervalo o conversor deve se desconectar da rede em seis ciclos de operação.

2.6.1.3 Distorção harmônica

A corrente de saída do conversor deve obedecer alguns requisitos quanto a sua distorção harmônica a fim de assegurar que nenhum efeito adverso será causado nos equipamentos dos consumidores conectados ao sistema elétrico.

As regulamentações referente a distorção harmônica apresenta duas exigências. A distorção harmônica total da corrente injetada na rede não deve ultrapassar o valor de 5% em

relação a corrente fundamental em condições normais de operação. A norma também estipula limites individuais para cada harmônico da corrente de entrada em porcentagem da fundamental, conforme apresentado na Tabela 2.4. Os harmônicos pares devem ser menores do que 25% em relação aos harmônicos ímpares apresentados.

Tabela 2.4 – Limites de distorção harmônica na corrente injetada na rede

Harmônicos ímpares	Limite de distorção
3 ^a – 9 ^a	< 4,0 %
11 ^a – 15 ^a	< 2,0 %
17 ^a – 21 ^a	< 1,5 %
23 ^a – 33 ^a	< 0,6 %
Acima da 33 ^a	< 0,3 %
THD	≤ 5,0 %

2.6.1.4 Fator de potência

O sistema de geração de energia fotovoltaica disperso deve operar com fator de potência maior que 0,85 (indutivo ou capacitivo) quando a potência de saída é maior que 10% da potência nominal do sistema de geração. Sistemas fotovoltaicos de grande porte podem operar fora destes limites, proporcionando uma compensação de potência reativa com a permissão da concessionária.

2.6.1.5 Injeção de corrente CC

Correntes com níveis médios maiores que 0,5% da corrente nominal do conversor não devem ser injetadas na rede elétrica CA sob qualquer condição de operação.

2.6.1.6 Proteção anti-ilhamento

Em sistemas fotovoltaicos conectados à rede, deve ser previsto a proteção contra possíveis ilhamentos desses sistemas. A condição de ilhamento pode ser entendida como um

sistema fotovoltaico operando isoladamente do restante do sistema elétrico de potência, mantendo parte da rede elétrica ao qual está conectado energizada. Dessa forma, o sistema fotovoltaico mantém o fornecimento de energia para as cargas elétricas conectadas no interior dessa ilha, sem o controle direto do operador do sistema elétrico. Para verificar a eficiência da proteção anti-ilhamento existem diversos testes a serem executados no inversor. A NBR IEC 62116:2012 apresenta o procedimento de ensaio anti-ilhamento para inversores conectados à rede elétrica.

2.6.1.7 Reconexão após um distúrbio na rede

Após a ocorrência de um evento no sistema de potência que tenha forçado a desconexão do sistema fotovoltaico, o mesmo deve permanecer em estado de espera até que as condições nominais de operação sejam reestabelecidas e mantidas pela concessionária por no mínimo cinco minutos. Decorrido este tempo mínimo o conversor pode ser reconectado a rede elétrica.

2.6.2 Topologias utilizadas para conexão com a rede

Uma topologia amplamente utilizada em conexão com a rede elétrica é o conversor *full-bridge*, apresentado na Figura 2.11. Entretanto, como citado anteriormente, para a utilização dessa topologia é necessário a associação de vários módulos em série, a fim de manter a tensão no barramento CC maior que o pico da tensão da rede elétrica, possibilitando dessa forma a injeção de corrente na mesma.

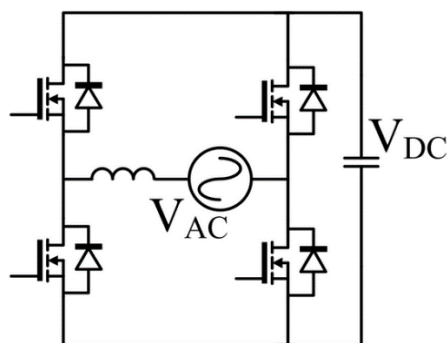


Figura 2.11 – Topologia convencional para conexão de sistemas fotovoltaicos com a rede elétrica.

Considerando que nesse trabalho será utilizada a estrutura módulo integrado, a utilização do conversor *full-bridge* é inviável, visto que seria necessária a utilização de um conversor elevador de ganho bastante elevado entre o painel fotovoltaico e o conversor *full-bridge*. Dessa forma, outras alternativas são cada vez mais utilizadas para a conexão de painéis fotovoltaicos com a rede elétrica quando utiliza-se a estrutura módulo integrado. Dentre essas topologias, uma das mais utilizadas é o conversor *flyback* operando em MCD, com algumas modificações necessárias para que o mesmo opere com saída de corrente alternada. Essas soluções são uma alternativa interessante para faixas de potências relativamente baixas, até 150W, visto que o conversor *flyback* apresenta uma estrutura relativamente simples, de alta eficiência e com elevado fator de potência.

2.7 Considerações sobre a topologia completa

Neste trabalho é proposta a utilização de um conversor bidirecional para suprir uma luminária de LEDs e injetar a energia proveniente do painel fotovoltaico na rede elétrica. De acordo com o projeto apresentado no capítulo 3, referente ao estágio inversor, será necessária a utilização de um capacitor de barramento de elevada capacitância, a fim de proporcionar uma operação satisfatória do estágio inversor. Dessa forma, o sistema utilizado para suprir a energia dos LEDs poderá ser implementado com apenas um estágio de potência, realizando tanto a correção do fator de potência quanto o controle de potência nos LEDs. Além disso, a fim de propiciar o fluxo bidirecional de energia, a ponte retificadora da entrada é suprimida.

2.8 Conclusão

Nesta seção foi apresentado o equacionamento da célula fotovoltaica e do painel solar, obtendo-se modelos que representam o comportamento dos mesmos frente às variações das condições climáticas. Além disso, uma discussão a respeito dos circuitos eletrônicos utilizados para acionamento de LEDs e conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica foi efetuado, assim como considerações a respeito da topologia completa a ser utilizada neste trabalho.

CAPÍTULO 3

SISTEMA PROPOSTO

3.1 Objetivos

Neste capítulo é apresentada a topologia do conversor bidirecional proposto e seu princípio de funcionamento. Também é apresentado o projeto do conversor e os esforços sobre os semicondutores para cada modo de operação. Posteriormente, uma metodologia de projeto para o conversor bidirecional é desenvolvida. Por fim, são realizadas algumas considerações sobre o conversor utilizado para rastreamento do ponto de máxima potência.

3.2 Visão geral do sistema eletrônico

Como apresentado anteriormente, a proposta deste trabalho consiste em um sistema eletrônico aplicado à iluminação pública integrada a fontes de energias renováveis, sendo necessária a utilização de sistemas eletrônicos com controle de fluxo de energia no mesmo. O conversor proposto consiste em uma topologia originada na integração de dois conversores *flyback* com diferentes polaridades, com o objetivo de remover a ponte retificadora da entrada do conversor, possibilitando o fluxo bidirecional de energia.

Para o funcionamento satisfatório do estágio inversor é necessário que o sistema apresente uma etapa de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT), enquanto o estágio retificador é composto apenas pelo conversor *flyback* bidirecional alimentando a luminária de LEDs. Um esquema completo do sistema proposto é apresentado na Figura 3.1.

A comutação entre a operação do modo retificador para o modo inversor, ou vice-versa, é realizada através de um relé (R1) e da alteração dos sinais de comando nos interruptores.

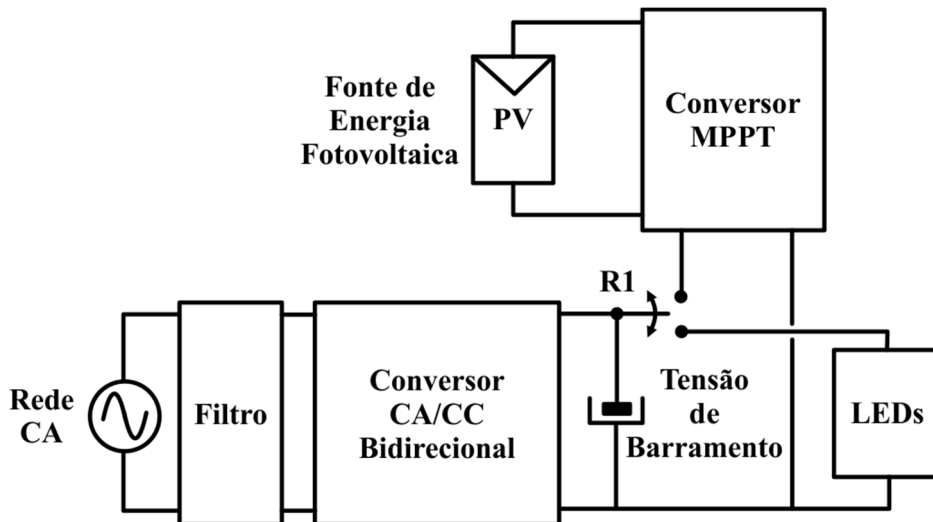


Figura 3.1 – Esquema do sistema proposto.

3.3 Conversor *flyback* bidirecional

Para sistemas com baixos níveis de potência, o conversor *flyback* operando em modo descontínuo de condução é amplamente utilizado, tanto em sistemas de iluminação (GARCIA, 2011; Y.-C, 2010) quanto em sistemas de microgeração fotovoltaica (FERNANDEZ, 2006; JI, JUNG, 2010; CHIU, 2012). Dentre as principais características que propiciam a larga utilização do conversor *flyback* nesses sistemas, pode-se citar isolamento galvânica, estrutura relativamente simples, baixo custo e alta eficiência. Dessa forma, o conversor *flyback* bidirecional proposto neste trabalho opera no modo de condução descontínua em ambos os estágios de operação, sendo a topologia completa do conversor *flyback* bidirecional, juntamente com o conversor *boost* MPPT, apresentada na Figura 3.2.

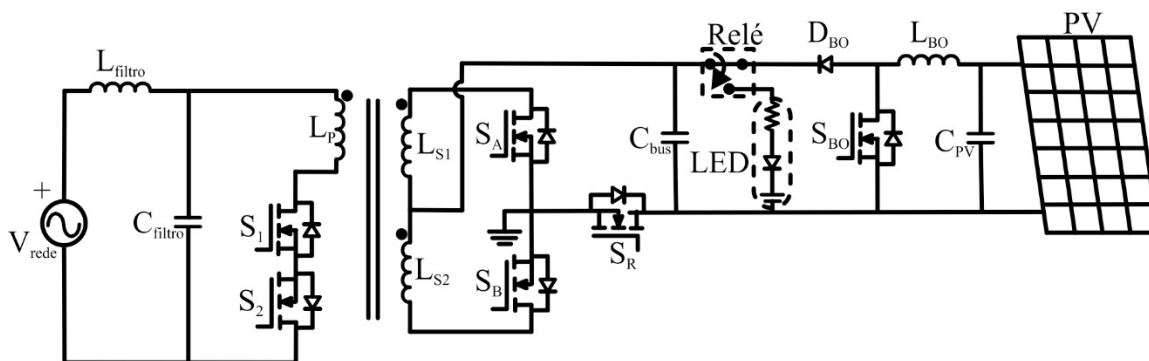


Figura 3.2 – Conversor *flyback* bidirecional proposto e conversor *boost* MPPT.

Pode ser observado, na topologia completa proposta, que um relé é utilizado, conectando o painel fotovoltaico ao inversor durante a geração de energia, propiciando a injeção de energia na rede elétrica, ou então, colocando os LEDs em conexão com a rede através do retificador durante a noite, período no qual a iluminação pública se faz necessária. Essa permuta entre iluminação ou geração de energia é possível visto que os sistemas não operam de forma concomitante. Como apresentado no Capítulo 2, um único estágio para acionamento dos LEDs é satisfatório, visto que uma elevada capacitância de barramento é requerida pelo estágio inversor, o que será apresentado posteriormente.

3.3.1 Estágio Retificador

A luminária utilizada neste trabalho é composta por dois arranjos de LEDs Bridgelux em série, modelo BXRA-C4500. Cada arranjo gera um fluxo luminoso típico de 5.000 lúmens, somando um fluxo total de 10.000 lúmens, com uma temperatura de cor 5600 K *cool-white*. A tensão e corrente típica pra cada arranjo de LEDs é de 25,4 V e 2,1 A, resultando em uma luminária de aproximadamente 106 W, com uma tensão total de 50,8 V e uma resistência equivalente de 24,2 Ω . A Figura 3.3 apresenta os arranjos de LEDs utilizados na luminária.



Figura 3.3 – Arranjos de LEDs utilizados na luminária

3.3.1.1 Etapas de Operação

A topologia simplificada do conversor *flyback* bidirecional operando durante o estágio retificador é apresentada na Figura 3.4.

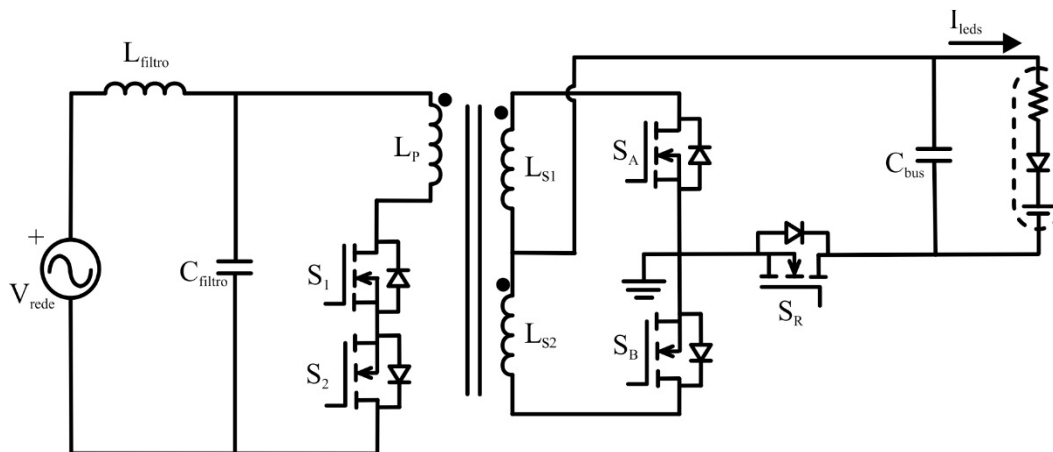


Figura 3.4 – Conversor simplificado para o estágio retificador.

As etapas de operação do conversor proposto, operando como retificador, são apresentadas na Figura 3.5. A análise apresentada é referente ao semiciclo positivo da tensão da rede. Durante esse semiciclo o interruptor principal é o S_1 , enquanto o interruptor S_2 opera em baixa frequência, permanecendo bloqueado durante todo o semiciclo, sendo a condução realizada pelo seu diodo intrínseco. Referente aos interruptores do secundário, S_A e S_B , os mesmos permanecem bloqueados durante toda a operação do retificador, pois são utilizados apenas os diodos intrínsecos dos mesmos. O interruptor S_R tem o sinal de porta complementar em relação ao interruptor principal. Os sinais de controle dos interruptores e as principais formas de onda da operação do conversor retificador, são apresentadas na Figura 3.9(a).

Durante a primeira etapa, a qual pode ser observada na Figura 3.5(a), o interruptor S_1 é colocado em condução, polarizando diretamente o diodo de S_2 . Dessa forma, a tensão da rede (V_{rede}) é aplicada ao enrolamento primário L_p , ocorrendo o armazenamento de energia mesmo. Nesta etapa o capacitor de barramento C_{bus} é responsável por manter a corrente nos LEDs. Não ocorre a descarga através do secundário durante esta etapa devido ao fato de que os interruptores S_A e S_R estão bloqueados e seus diodos reversamente polarizados.

A segunda etapa de operação, apresentada na Figura 3.5(b), tem início no instante em que S_1 é bloqueado, ocorrendo a descarga da energia armazenada no indutor acoplado através do interruptor S_R e do diodo de S_A . O interruptor S_R deve ser colocado em condução no mesmo instante que S_1 é bloqueado, a fim de possibilitar a descarga da energia armazenada durante a primeira etapa e suprir a energia demandada pelo capacitor C_{bus} e pelos LEDs. Esta descarga ocorre visto que a tensão de saída (V_{LEDs}) é aplicada ao enrolamento secundário L_{S1} ,

com polaridade invertida. Durante essa etapa não circula corrente no primário (L_P) e no secundário (L_{S2}), pois os interruptores S_2 e S_B estão bloqueados.

A terceira etapa inicia quando ocorre a desmagnetização completa do indutor L_{S1} , caracterizando a operação em MCD do conversor. Durante essa etapa, apresentada na Figura 3.5(c), o capacitor C_{bus} alimenta os LEDs. Essa etapa termina quando o interruptor principal S_1 é acionado novamente, recomeçando a primeira etapa de operação.

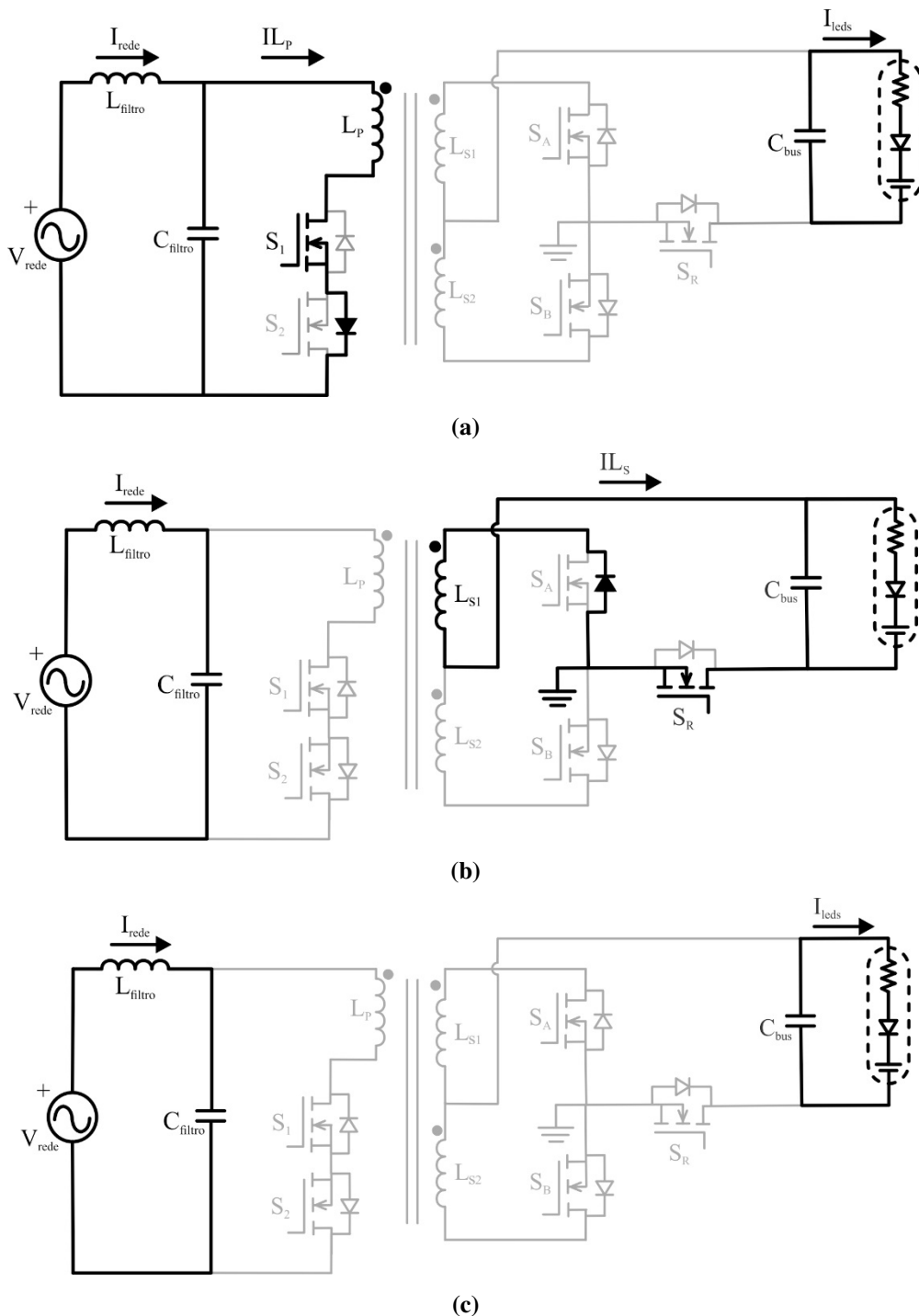


Figura 3.5 - Etapas de operação do estágio retificador: (a) primeira etapa; (b) segunda etapa; (c) terceira etapa.

Essas etapas de operação se repetem até que a tensão da rede inverta sua polaridade, passando para o semiciclo negativo, onde S_2 se torna o interruptor principal e S_1 permanece bloqueado, sendo utilizado apenas seu diodo intrínseco. A descarga durante o semiciclo negativo ocorre através do enrolamento L_{S2} , do diodo de S_B e do interruptor S_R .

3.3.2 Estágio Inversor

O painel fotovoltaico considerado neste trabalho é o KC130TM fabricado pela Kyocera. Como apresentado anteriormente, o painel fotovoltaico, sob condições nominais de operação (25°C e 1000 W/m^2) gera uma potência de 130 W, com uma tensão de máxima potência de 17,6 V e corrente de 7,39 A.

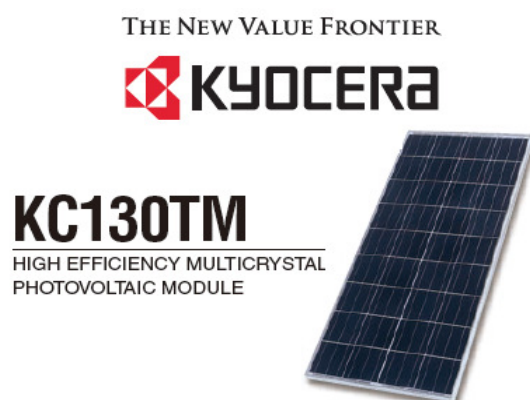


Figura 3.6 – Painel fotovoltaico considerado para projeto do sistema

3.3.2.1 Etapas de operação

A topologia simplificada do conversor *flyback* bidirecional operando como estágio inversor pode ser observada na Figura 3.7.

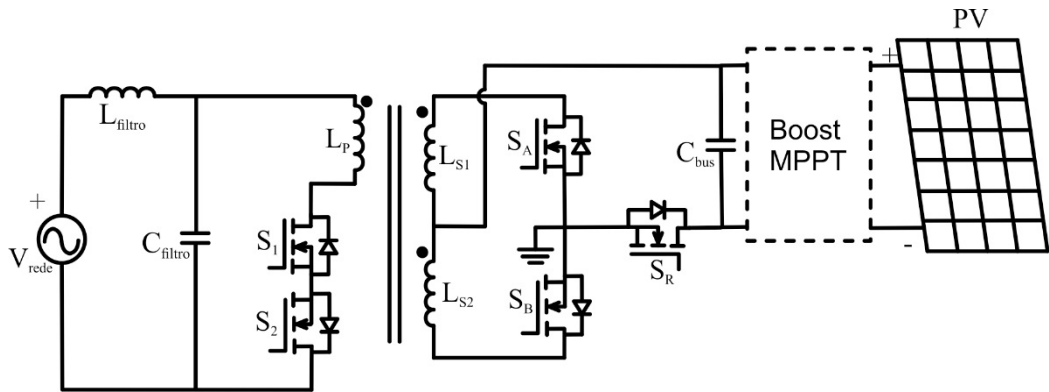


Figura 3.7 – Conversor simplificado para o estágio inversor.

As etapas de operação do conversor proposto, operando como inversor, são apresentadas na Figura 3.8, sendo considerada a operação do mesmo durante o semiciclo positivo da tensão da rede. Durante esse semiciclo, o interruptor S_A é o interruptor principal, enquanto S_B permanece bloqueado. O interruptor S_R permanece bloqueado durante toda a operação do estágio inversor, sendo utilizado apenas o diodo intrínseco do mesmo. Os interruptores do primário operam em baixa frequência, estando nesse semiciclo S_1 bloqueado e S_2 em condução. Ainda se deve ressaltar que para a geração de uma corrente senoidal na saída do inversor a modulação SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*) é utilizada para comandar o interruptor principal. Na Figura 3.9(b) podem ser observadas as principais formas de onda da operação do conversor *flyback* bidirecional operando como inversor.

Durante a primeira etapa, apresentada na Figura 3.8(a), o interruptor S_A é colocado em condução, polarizando diretamente o diodo de S_R . Dessa forma, a tensão do painel fotovoltaico é aplicada ao enrolamento LS_1 , ocorrendo o armazenamento de energia no indutor acoplado. Durante essa etapa o filtro LC mantém a corrente na rede, pois nenhuma corrente circula através do enrolamento primário (LP).

A segunda etapa de operação tem início no instante em que S_A é bloqueado, ocorrendo a descarga da energia armazenada no indutor acoplado através do interruptor S_2 e do diodo de S_1 . Essa descarga ocorre com a tensão da rede, pois a mesma é aplicada ao enrolamento primário (LP). Durante essa etapa não circula corrente nos secundários (LS_1 e LS_2), pois os interruptores S_B e S_R estão bloqueados. Essa etapa é apresentada na Figura 3.8(b).

A terceira etapa, Figura 3.8(c), começa quando ocorre a desmagnetização completa do indutor LP , caracterizando a operação em MCD. Durante essa etapa o filtro LC mantém a

injeção de corrente na rede elétrica e o painel alimenta o capacitor C_{bus} . Essa etapa termina quando o interruptor principal (S_A) é acionado novamente, recomeçando a primeira etapa.

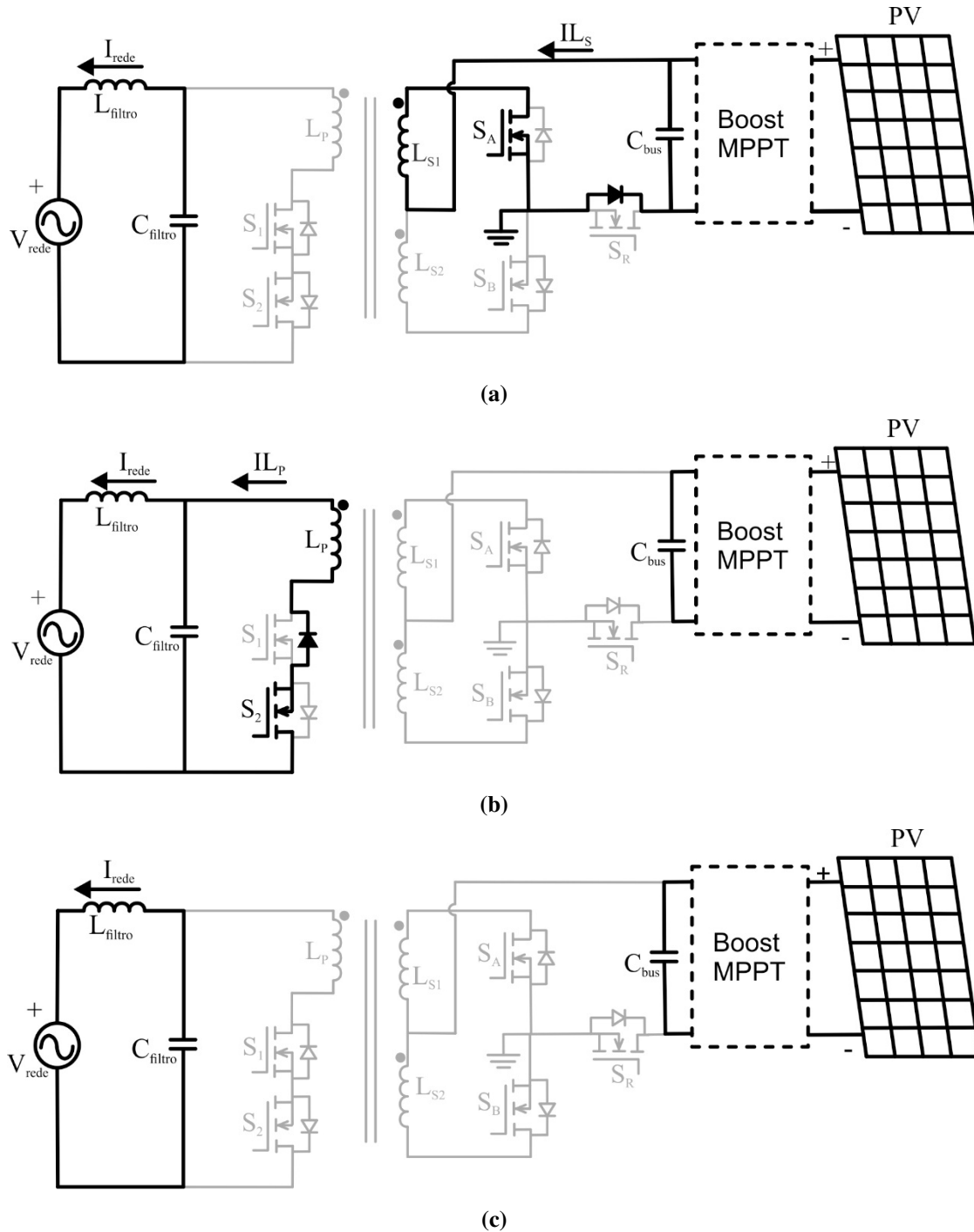


Figura 3.8 – Etapas de operação do estágio inversor: (a) primeira etapa; (b) segunda etapa; (c) terceira etapa.

Essas etapas de operação se repetem até que a tensão da rede inverta sua polaridade, passando para o semiciclo negativo, onde S_B se torna o interruptor principal e S_A permanece

bloqueado. Quando S_B é colocado em condução, polariza diretamente o diodo de S_R , ocorrendo a carga de L_{S2} . Visto que S_2 está bloqueado no semiciclo negativo, durante a carga de L_{S2} não ocorre a descarga de L_P . A descarga, durante o semiciclo negativo, ocorre através do interruptor S_1 e do diodo do interruptor S_2 .

3.3.3 Considerações sobre o conversor *flyback* bidirecional

Na Figura 3.9, como citado anteriormente, podem ser observadas as principais formas de onda da operação do conversor *flyback* bidirecional proposto para ambos os estágios de operação.

Como pode ser observado, ambos os estágios de operação necessitam de sincronismo com a tensão da rede. A geração dos sinais de comando no estágio retificador é feita através de uma modulação PWM (*Pulse Width Modulation*), onde o sinal modulante é uma constante, gerando os sinais de comando para os interruptores S_1 e S_2 . Dessa forma, o armazenamento de energia (primeira etapa de operação) ocorre durante o mesmo intervalo de tempo em todos os períodos de comutação, sendo a corrente no primário proporcional à tensão da rede, proporcionando um elevado fator de potência e baixa distorção harmônica da corrente de entrada do conversor.

No que diz respeito ao estágio inversor, a modulação utilizada é a SPWM, sendo, dessa forma, utilizado como sinal modulante o módulo de uma forma de onda senoidal. A consequência da aplicação de uma modulação SPWM nos interruptores S_A e S_B é uma corrente magnetizante com envoltória senoidal, visto que a tensão aplicada ao enrolamento no qual está ocorrendo o armazenamento de energia é constante (V_{bus}). O filtro passa baixas utilizado no estágio retificador para filtrar as harmônicas de alta frequência, consequentes do chaveamento do conversor, também é utilizado no estágio inversor, propiciando uma corrente senoidal injetada na rede elétrica.

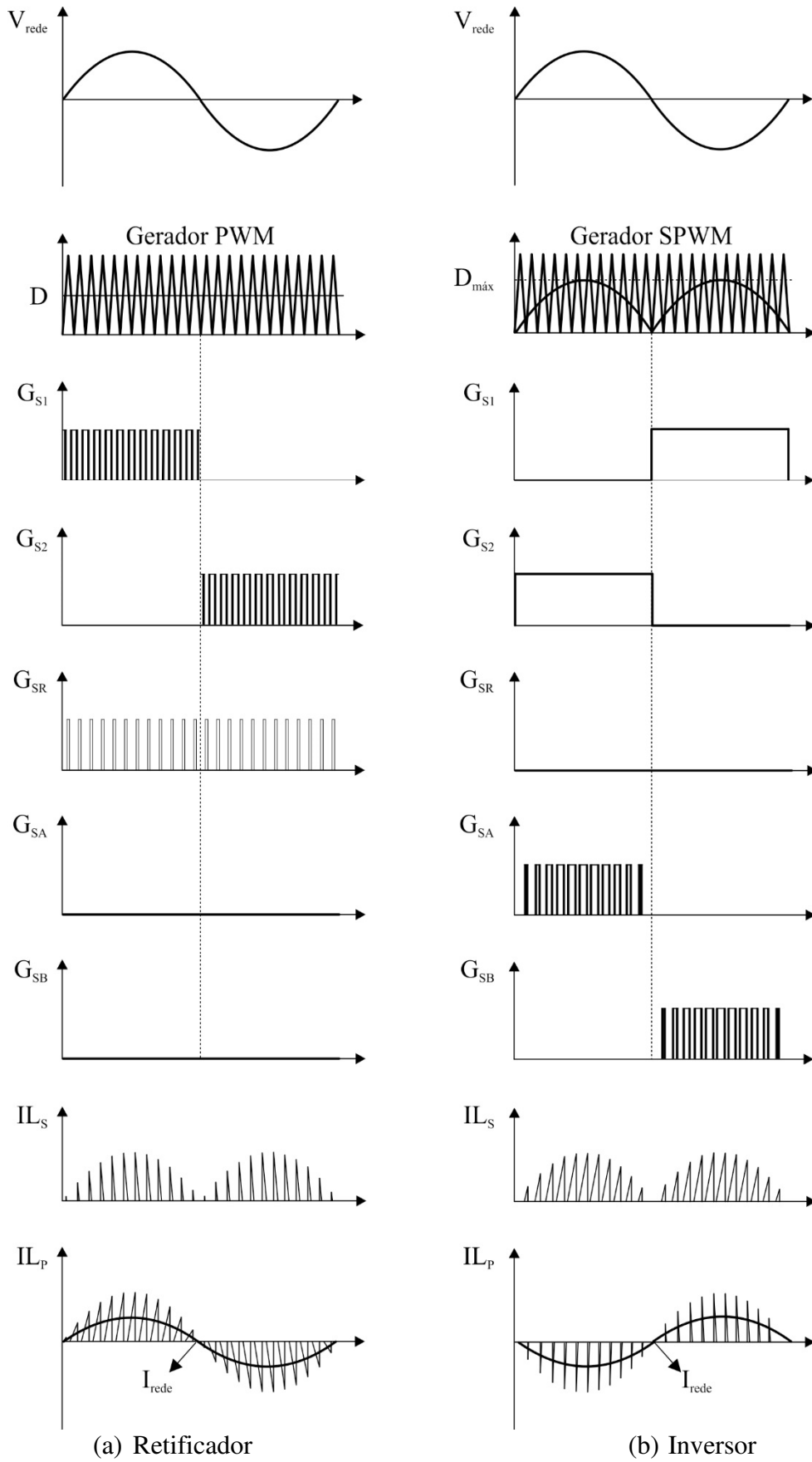


Figura 3.9 – Principais formas de onda: (a) operação do retificador; (b) operação do inversor.

Outras considerações importantes a respeito do conversor *flyback* bidirecional são apresentadas a seguir:

- Para a operação satisfatória do conversor proposto, em comparação com o conversor *flyback* tradicional, três interruptores controlados foram adicionados e um interruptor não controlado foi substituído por um interruptor controlado. Também há a necessidade de um enrolamento adicional no secundário.

- Os enrolamentos L_{S1} e L_{S2} não necessitam de isolamento galvânica entre eles, dessa forma, o custo adicional em relação ao enrolamento extra não é muito elevado.

- Apesar de a topologia apresentar cinco interruptores controlados, os interruptores S_1 e S_2 , assim como S_A e S_B , operam durante meio período da rede cada, reduzindo as perdas relativas a esses interruptores. Além disso, durante o estágio retificador, as únicas perdas adicionais são referentes a um diodo intrínseco no primário (S_1 ou S_2) e ao interruptor S_R . Por outro lado, não há perdas relativas aos diodos da ponte retificadora.

3.4 Projeto individual dos conversores propostos

3.4.1 Estágio retificador

Para o projeto do estágio retificador é necessário que se determine o valor da razão cíclica máxima de operação do conversor (3.1), a fim de garantir que o mesmo não entre em modo de condução contínua.

$$D_{r_{\max}} = \frac{V_{leds} \cdot N_P}{V_{leds} \cdot N_P + V_{pk} \cdot N_S} \quad (3.1)$$

Onde V_{leds} é a tensão sobre os LEDs, N_P o número de espiras do enrolamento primário, N_S o número de espiras de cada enrolamento secundário e V_{pk} a tensão de pico da rede.

Para a definição da indutância do enrolamento primário (L_P), é utilizada a definição de potência média de entrada do conversor, dada por (3.2).

$$Pin = \frac{2}{T_r} \cdot \int_0^{\frac{T_r}{2}} p(t) dt \quad (3.2)$$

Onde $p(t)$ é a potência instantânea de entrada do conversor, dada por (3.3), e T_r é o período da rede.

$$p(t) = V_{in}(t) \cdot I_{in}(t) \quad (3.3)$$

Onde $V_{in}(t)$ é a tensão da rede e $I_{in}(t)$ a corrente de entrada do conversor. A corrente de entrada do conversor é a mesma do indutor do filtro de entrada. Dessa forma, pode-se aproximar a corrente de entrada $I_{in}(t)$ pelo valor médio de cada período de comutação da corrente do indutor primário do conversor *flyback* bidirecional, desconsiderando dessa forma as ondulações de alta frequência. Calculando a corrente média no indutor do conversor proposto por período de comutação, obtém-se (3.4).

$$\langle I_{in}(t) \rangle = \frac{V_{in}(t) \cdot D_r^2 \cdot T_{sr}}{2 \cdot L_p} \quad (3.4)$$

Onde D_r é a razão cíclica utilizada, T_{sr} o período de comutação para o estágio retificador e L_p a indutância do enrolamento primário do conversor *flyback* bidirecional.

Dessa forma, substituindo (3.4) em (3.3), e então o resultado em (3.2), obtém-se (3.5).

$$P_{in} = \frac{2}{T_r} \cdot \int_0^{T_r/2} V_{in}(t) \cdot \frac{V_{in}(t) \cdot D_r^2 \cdot T_{sr}}{2 \cdot L_p} dt \quad (3.5)$$

A fim de se definir a indutância a ser utilizada no conversor operando como retificador, basta manipular (3.5) a fim de isolar L_p , resultando em (3.6).

$$L_p = \frac{V_{pk}^2 \cdot D_r^2}{4 \cdot P_{in} \cdot f_{sr}} \quad (3.6)$$

De acordo com a equação acima, pode-se observar que a indutância do enrolamento primário depende da razão cíclica (D_r) e da frequência de comutação (f_{sr}), parâmetros os quais podem ser alterados em projeto. A determinação da indutância do secundário é feita

através de (3.7), a qual leva em consideração apenas a relação de transformação do indutor acoplado.

$$L_S = L_P \cdot \left(\frac{N_S}{N_P} \right)^2 \quad (3.7)$$

Sendo que a corrente máxima no primário do conversor *flyback* operando como retificador é dada por (3.8),

$$I_{\max.p} = \frac{V_{pk}}{L_P} \cdot Dr \cdot T_{sr} \quad (3.8)$$

substituindo (3.6) em (3.8), obtém-se (3.9), equação que representa a corrente máxima no primário (lado da rede) do conversor *flyback* operando no estágio retificador, e consequentemente, no secundário (3.10).

$$I_{\max.p} = \frac{4 \cdot Pin}{Dr \cdot V_{pk}} \quad (3.9)$$

$$I_{\max.s} = \frac{4 \cdot Pin}{Dr \cdot V_{pk}} \cdot \frac{N_P}{N_S} \quad (3.10)$$

A análise desses esforços máximos de corrente foi efetuada a fim de auxiliar no projeto apresentado posteriormente.

3.4.2 Estágio Inversor

Para o projeto de potência do estágio inversor, a mesma metodologia utilizada para o estágio retificador é empregada, conforme apresentado a seguir. Inicialmente necessita-se calcular a razão cíclica máxima (3.11) a fim de garantir que o conversor *flyback* não entre em modo de condução contínua.

$$Di_{\max} = \frac{V_{pk} \cdot N_S}{V_{pk} \cdot N_S + V_{bus} \cdot N_P} \quad (3.11)$$

Onde V_{bus} é a tensão de entrada do conversor *flyback*, sobre o capacitor C_{bus} .

As mesmas considerações feitas para a potência média de entrada do estágio retificador são válidas para o estágio inversor, obtendo-se (3.12).

$$Pin = \frac{2}{Tr} \cdot \int_0^{Tr} (V_{bus} \cdot Is_{\max} \cdot \text{sen}(t)) dt \quad (3.12)$$

Onde a corrente Is_{\max} (3.13) representa o pico da forma de onda de corrente obtida através da média das correntes de cada período de comutação.

$$Is_{\max} = \frac{(Di_{\max} \cdot T_{si}) \cdot Is_{pk}}{2 \cdot T_{si}} \quad (3.13)$$

Onde Is_{pk} é a corrente de pico no secundário em alta frequência, a qual pode ser calculada por (3.14) e T_{si} é o período de chaveamento para a operação no modo inversor.

$$Is_{pk} = \frac{V_{bus} \cdot Di_{\max} \cdot T_{si}}{L_S} \quad (3.14)$$

Substituindo (3.7) e (3.11) em (3.14), obtém-se (3.15), a qual representa a corrente máxima no secundário em função da indutância L_P .

$$Is_{pk} = \frac{V_{bus} \cdot V_{pk} \cdot N_S}{L_P \cdot f_{si} \cdot (V_{pk} \cdot N_S + V_{bus} \cdot N_P) \cdot \left(\frac{N_S}{N_P}\right)^2} \quad (3.15)$$

Dessa forma, substituindo (3.15) e (3.11) em (3.13), obtém-se (3.16), a qual representa a corrente de pico da corrente média por período de chaveamento em função dos parâmetros do inversor.

$$I_{S_{\max}} = \frac{V_{bus} \cdot V_{pk}^2 \cdot N_S^2}{2 \cdot L_P \cdot f_{si} \cdot (V_{pk} \cdot N_S + V_{bus} \cdot N_P)^2 \cdot \left(\frac{N_S}{N_P}\right)^2} \quad (3.16)$$

Dessa forma, substituindo (3.16) em (3.12) é possível determinar a indutância necessária no enrolamento primário do conversor *flyback* operando como estágio inversor (3.17).

$$L_P = \frac{V_{bus}^2 \cdot Di_{\max}^2 \cdot \left(\frac{N_P}{N_S}\right)^2}{4 \cdot Pin \cdot f_{si}} \quad (3.17)$$

Da mesma forma que no estágio retificador, a indutância do secundário é calculada por (3.7). A fim de realizar uma análise dos picos de corrente do conversor *flyback* em função das variáveis de projeto, substituiu-se (3.17) em (3.15), originando (3.18) e (3.19), equações as quais representam respectivamente os esforços máximos de corrente nos enrolamentos secundário e primário do conversor operando durante o estágio inversor.

$$I_{S_{pk}} = \frac{\left(V_{pk} + V_{bus} \cdot \left(\frac{N_P}{N_S}\right)\right) \cdot Pin \cdot \pi}{V_{pk} \cdot V_{bus}} \quad (3.18)$$

$$I_{P_{pk}} = \frac{\left(V_{pk} + V_{bus} \cdot \left(\frac{N_P}{N_S}\right)\right) \cdot Pin \cdot \pi}{V_{pk} \cdot V_{bus}} \cdot \frac{N_S}{N_P} \quad (3.19)$$

A seguir é apresentada uma análise completa dos esforços sobre os semicondutores da topologia bidirecional para ambos os estágios de operação, auxiliando, dessa forma, no projeto do conversor.

3.5 Análise dos Esforços

Conhecer os esforços sobre os semicondutores das topologias é fundamental para o dimensionamento dos mesmos, impactando em algumas características do conversor, como custo e eficiência. Dessa forma, os esforços sobre os semicondutores utilizados na topologia *flyback* bidirecional são analisados a seguir, levando em consideração a operação do mesmo durante o semiciclo positivo da tensão da rede.

3.5.1 Estágio Retificador

Referente aos esforços de tensão, durante a primeira etapa de operação do estágio retificador, os interruptores S_1 e S_2 estão em condução, dessa forma os mesmos não sofrem esforços de tensão. Os esforços sobre os interruptores do secundário dividem-se em dois momentos, os quais são apresentados a seguir.

- $V_{rede} \cdot \frac{N_S}{N_P} < V_{leds}$

$$V_{SR} = 0 \quad (3.20)$$

$$V_{SA} = V_{rede} \cdot \frac{N_S}{N_P} + V_{leds} \quad (3.21)$$

$$V_{SB} = V_{leds} - V_{rede} \cdot \frac{N_S}{N_P} \quad (3.22)$$

- $V_{rede} \cdot \frac{N_S}{N_P} > V_{leds}$

$$V_{SR} = V_{rede} \cdot \frac{N_S}{N_P} - V_{leds} \quad (3.23)$$

$$V_{SA} = 2 \cdot V_{rede} \cdot \frac{N_S}{N_P} \quad (3.24)$$

$$V_{SB} = 0 \quad (3.25)$$

Referente aos esforços de corrente, os interruptores do secundário S_A , S_B e S_R estão bloqueados e conseqüentemente não apresentam esforços nesta etapa. No primário, a corrente sobre S_1 é apresentada em (3.26), sendo esta a mesma corrente que percorre o diodo de S_2 .

$$I_{S1} = \frac{V_{pk}}{L_p} \cdot D_r \cdot T_{Sr} \quad (3.26)$$

Durante a segunda etapa de operação os interruptores S_A e S_R estão em condução, não apresentando esforços de tensão. A tensão sobre S_B é apresentada em (3.27). Do lado primário, a tensão sobre o interruptor S_2 é nula, visto que o mesmo é mantido em condução durante todo o semiciclo positivo da rede, sendo a tensão sobre S_1 definida em (3.28).

$$V_{SB} = 2 \cdot V_{leds} \quad (3.27)$$

$$V_{S1} = V_{rede} + V_{leds} \cdot \frac{N_p}{N_s} \quad (3.28)$$

Referente aos esforços de corrente, os interruptores S_1 , S_2 e S_B estão bloqueados, e conseqüentemente não apresentam esforços de corrente nesta etapa. A corrente através do interruptor S_R é proporcional ao pico de corrente da primeira etapa (3.26), conforme (3.29), sendo esta a corrente que percorre o diodo de S_A .

$$I_{SR} = \left(\frac{V_{pk}}{L_p} \cdot D_r \cdot T_{Sr} \right) \cdot \frac{N_p}{N_s} \quad (3.29)$$

Durante a terceira etapa de operação do conversor não circula corrente através dos semicondutores, apresentando os mesmos apenas esforços de tensão, conforme apresentado a seguir. Os interruptores S_2 e S_R não sofrem esforços de tensão nesta etapa, pois são mantidos em condução.

$$V_{S1} = V_{rede} \quad (3.30)$$

$$V_{SA} = V_{leds} \quad (3.31)$$

$$V_{SB} = V_{leds} \quad (3.32)$$

Durante o semiciclo negativo da tensão da rede as mesmas análises realizadas são válidas, assim como os esforços calculados. Porém, as considerações feitas para S_1 e S_A durante o semiciclo positivo, são válidas respectivamente para S_2 e S_B durante o semiciclo negativo.

Na Tabela 3.1 é apresentado um resumo dos esforços máximos de tensão e corrente em cada semicondutor da topologia proposta durante o estágio retificador.

Tabela 3.1 – Resumo dos esforços máximos nos semicondutores durante o estágio retificador.

Semicondutor	Esforço máximo de tensão	Esforço máximo de corrente
S_1 e S_2	$V_{rede} + V_{leds} \cdot \frac{N_P}{N_S}$	$\frac{V_{pk}}{L_P} \cdot D_r \cdot T_{sr}$
S_A e S_B	$2 \cdot V_{rede} \cdot \frac{N_S}{N_P}$	$\left(\frac{V_{pk}}{L_P} \cdot D_r \cdot T_{sr} \right) \cdot \frac{N_P}{N_S}$
S_R	$V_{rede} \cdot \frac{N_S}{N_P} - V_{leds}$	$\left(\frac{V_{pk}}{L_P} \cdot D_r \cdot T_{sr} \right) \cdot \frac{N_P}{N_S}$

3.5.2 Estágio Inversor

Referente aos esforços de tensão, durante a primeira etapa de operação do estágio inversor S_A e o diodo de S_R estão em condução, dessa forma, os mesmos não sofrem esforços de tensão, assim como S_2 , o qual permanece em condução durante todo o semiciclo positivo do estágio inversor. Os esforços sobre os demais interruptores são apresentados a seguir.

$$V_{SB} = 2 \cdot V_{bus} \quad (3.33)$$

$$V_{S1} = V_{rede} + V_{bus} \cdot \frac{N_P}{N_S} \quad (3.34)$$

Referente aos esforços de corrente, os interruptores S_1 e S_B estão bloqueados e consequentemente não apresentam esforços de corrente nessa etapa, assim como o interruptor S_2 , pois nessa etapa não circula corrente pelo primário. A corrente de S_A é dada por (3.35), sendo essa a mesma corrente que percorre o diodo de S_R .

$$I_{SA} = \frac{V_{bus}}{L_s} \cdot Di \cdot Tsi \quad (3.35)$$

Na segunda etapa de operação, S_1 e S_2 estão em condução, dessa forma não sofrem esforços de tensão. Os interruptores do secundário estão bloqueados, e seus esforços de tensão dividem-se em dois momentos, os quais são apresentados a seguir.

- $V_{rede} \cdot \frac{N_S}{N_P} < V_{bus}$

$$V_{SR} = 0 \quad (3.36)$$

$$V_{SA} = V_{rede} \cdot \frac{N_S}{N_P} + V_{bus} \quad (3.37)$$

$$V_{SB} = V_{bus} - V_{rede} \cdot \frac{N_S}{N_P} \quad (3.38)$$

- $V_{rede} \cdot \frac{N_S}{N_P} > V_{bus}$

$$V_{SR} = V_{rede} \cdot \frac{N_S}{N_P} - V_{bus} \quad (3.39)$$

$$V_{SA} = 2 \cdot V_{rede} \cdot \frac{N_S}{N_P} \quad (3.40)$$

$$V_{SB} = 0 \quad (3.41)$$

Referente aos esforços de corrente, os interruptores S_A , S_B e S_R estão bloqueados e consequentemente não apresentam esforços de corrente nessa etapa. A corrente através de S_2 (3.42) é proporcional ao pico de corrente da primeira etapa (3.35), sendo esta a mesma corrente que percorre o diodo de S_1 .

$$I_{S2} = \left(\frac{V_{bus}}{L_S} \cdot Di \cdot Tsi \right) \cdot \frac{N_S}{N_P} \quad (3.42)$$

Durante a terceira etapa de operação a corrente sobre todos os semicondutores é nula, assim como a tensão sobre S_2 e S_R . A tensão sobre S_1 (3.43) é a tensão da rede, enquanto os interruptores S_A e S_B devem suportar a tensão do barramento (3.44) (3.45).

$$V_{S1} = V_{rede} \quad (3.43)$$

$$V_{SA} = V_{bus} \quad (3.44)$$

$$V_{SB} = V_{bus} \quad (3.45)$$

Assim como no estágio retificador, durante o semiciclo negativo da tensão da rede as mesmas análises realizadas são válidas, assim como os esforços calculados. As considerações feitas para S_1 e S_A durante o semiciclo positivo, são válidas respectivamente para S_2 e S_B durante o semiciclo negativo.

Na Tabela 3.2 é apresentado um resumo dos maiores esforços de tensão e corrente em cada semicondutor da topologia proposta durante o estágio inversor.

Tabela 3.2 – Resumo dos esforços máximos nos semicondutores durante o estágio inversor.

Semicondutor	Esforço máximo de tensão	Esforço máximo de corrente
S_1 e S_2	$V_{rede} + V_{bus} \cdot \frac{N_P}{N_S}$	$\left(\frac{V_{bus}}{L_S} \cdot Di \cdot Tsi \right) \cdot \frac{N_S}{N_P}$
S_A e S_B	$2 \cdot V_{rede} \cdot \frac{N_S}{N_P}$	$\frac{V_{bus}}{L_S} \cdot Di \cdot Tsi$
S_R	$V_{rede} \cdot \frac{N_S}{N_P} - V_{bus}$	$\frac{V_{bus}}{L_S} \cdot Di \cdot Tsi$

De posse das equações para projeto de ambos os estágios do conversor *flyback* bidirecional, e, ainda, dos esforços sobre os semicondutores em função dos parâmetros de projeto, é possível o desenvolvimento de uma metodologia de projeto para o mesmo, a qual será apresentada a seguir. Os esforços de corrente considerados para a metodologia a seguir são os apresentados nas equações (3.9) e (3.10) para o estágio retificador, e (3.18) e (3.19) para o estágio inversor. Esses esforços são os mesmos apresentados nas tabelas anteriores, entretanto, os mesmos estão apresentados em função dos parâmetros a serem definidos do conversor, facilitando a análise proposta.

3.6 Metodologia de projeto para o conversor *flyback* bidirecional

Foi utilizada como estratégia de projeto do conversor *flyback* bidirecional a análise dos esforços sobre os semicondutores definidos anteriormente. Esta análise é apresentada a seguir em função de algumas variáveis que podem ser alteradas no projeto do mesmo, como frequência de operação, relação de transformação, tensão de barramento, etc. O principal objetivo dessa metodologia é encontrar um ponto em comum de operação para ambos os estágios e maximizar o rendimento do conversor bidirecional proposto.

3.6.1 Tensão de Barramento

Inicialmente, foi feito um estudo referente à influência em se utilizar um conversor elevador entre o painel fotovoltaico e o inversor nos esforços do conversor. Dentre esses esforços, os de corrente do lado do painel são os mais significantes. A tensão gerada nos terminais do painel em máxima potência é de 17,6 V, tendo como consequência elevados valores de corrente no inversor. A Figura 3.10 apresenta os picos de corrente no secundário do *flyback* inversor em relação à tensão de barramento para diferentes relações de transformação.

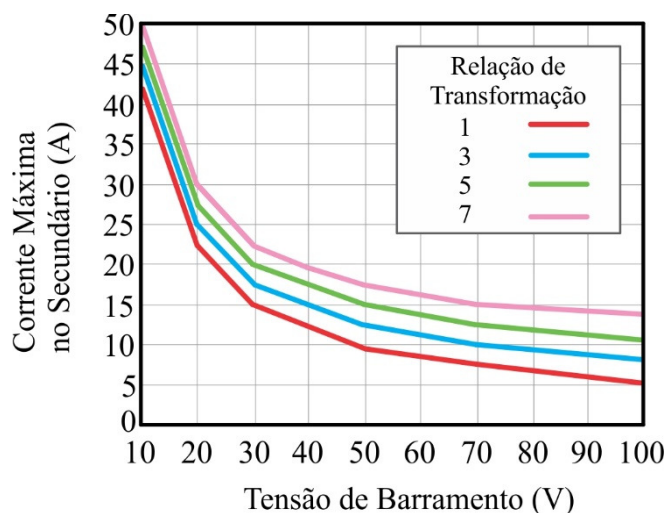


Figura 3.10 - Influência da tensão de barramento nos picos de corrente no estágio inversor.

Pode-se observar que para a tensão de 17,6 V os esforços de corrente seriam bastante elevados, podendo ultrapassar 30 A no secundário. Através dessa análise definiu-se que seria utilizado um conversor elevador para elevar a tensão de saída do painel e conseqüentemente reduzir as perdas nos semicondutores. Para sistemas conectados à rede com apenas um painel fotovoltaico, a utilização de um conversor elevador é bastante encontrada na literatura, onde o mesmo é responsável por realizar o rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT).

3.6.2 Relação de transformação

Outro parâmetro submetido a uma análise genérica, semelhante à realizada para a tensão de barramento, é a relação de transformação do indutor acoplado do conversor bidirecional. Vale ressaltar que a tensão de barramento definida anteriormente é considerada nessa análise, a qual levará em consideração os esforços de corrente e tensão sobre todos os semicondutores da topologia bidirecional, conforme as equações apresentadas anteriormente.

3.6.2.1 Tensão nos interruptores

A Figura 3.11 apresenta a tensão máxima sobre os interruptores S_1 e S_2 para ambos os estágios de operação em função da relação de transformação, enquanto a Figura 3.12

apresenta esses esforços para os interruptores S_A e S_B . A Figura 3.13 apresenta os esforços máximos de tensão em S_R , também para ambos os estágios de operação.

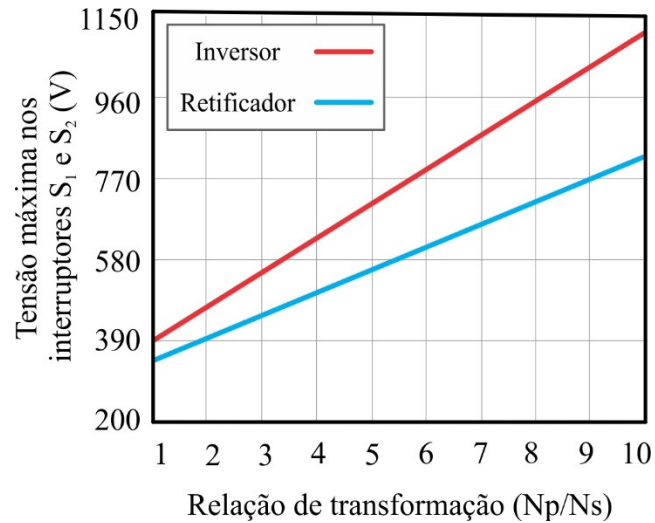


Figura 3.11 - Esforços máximos de tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 considerando diferentes relações de transformação

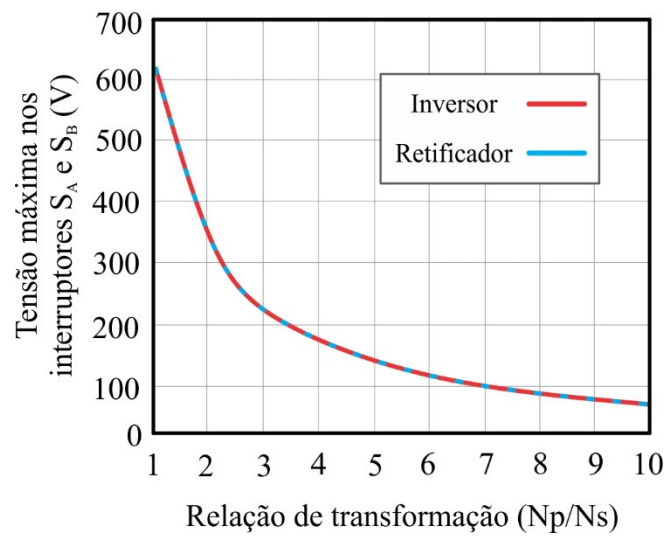


Figura 3.12 - Esforços máximos de tensão sobre os interruptores S_A e S_B considerando diferentes relações de transformação

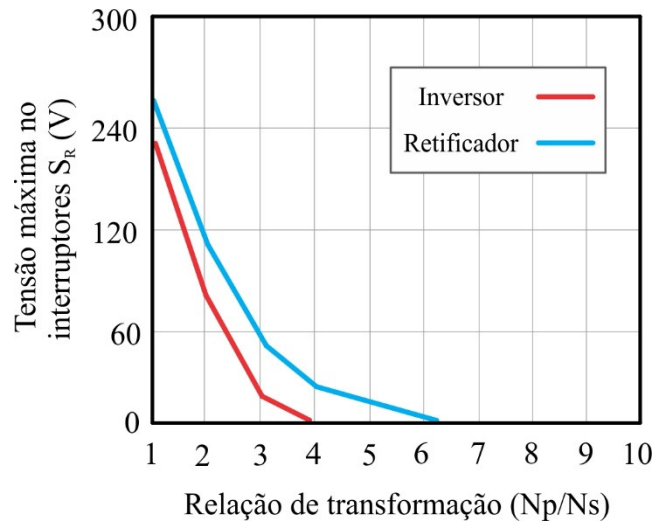


Figura 3.13 - Esforços máximos de tensão sobre o interruptor S_R considerando diferentes relações de transformação.

3.6.2.2 Corrente nos interruptores

A Figura 3.14 apresenta a corrente nos interruptores S_1 e S_2 , para ambos os estágios de operação, em função da relação de transformação. A Figura 3.15 apresenta esses esforços para os interruptores S_A , S_B e S_R .

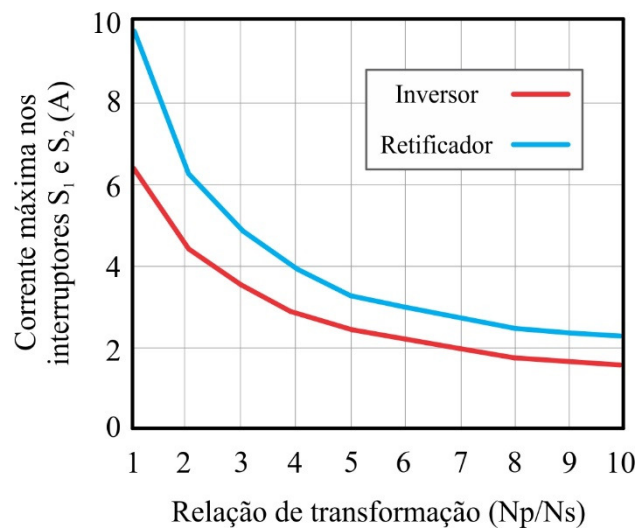


Figura 3.14 - Esforços máximos de corrente nos interruptores S_1 e S_2 considerando diferentes relações de transformação

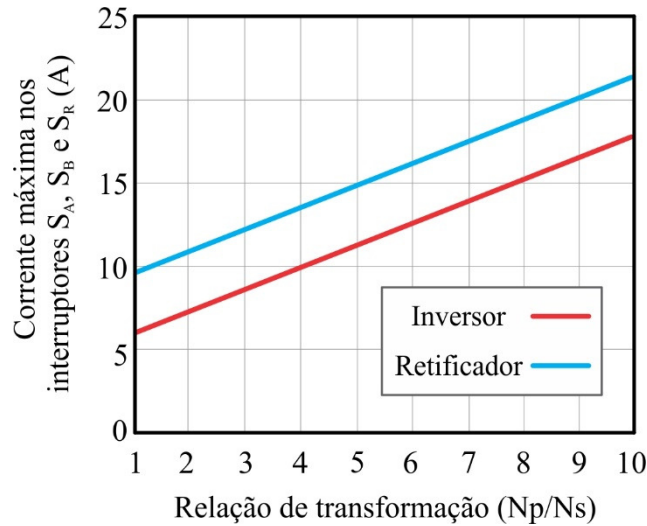


Figura 3.15 - Esforços máximos de corrente nos interruptores SA, SB e SR considerando diferentes relações de transformação

Os ábacos apresentados anteriormente são divididos em esforços de tensão e corrente, dando origem à Figura 3.16. Pode-se observar que a relação de transformação igual a 1 (um) é inviável, devido aos elevados valores de tensão nos interruptores SA e SB. Este fator é agravado, visto que, por se tratar de um conversor flyback, os picos de tensão normalmente são amplificados devido à indutância de dispersão do mesmo, o que não foi considerado nessa análise. Além disso, as correntes em S1 e S2 são mais elevadas para essa relação de transformação. Para relações de transformações maiores que 4 (quatro), têm-se acréscimos consideráveis nos valores de tensão sobre S1 e S2, e nas correntes em SA, SB e SR.

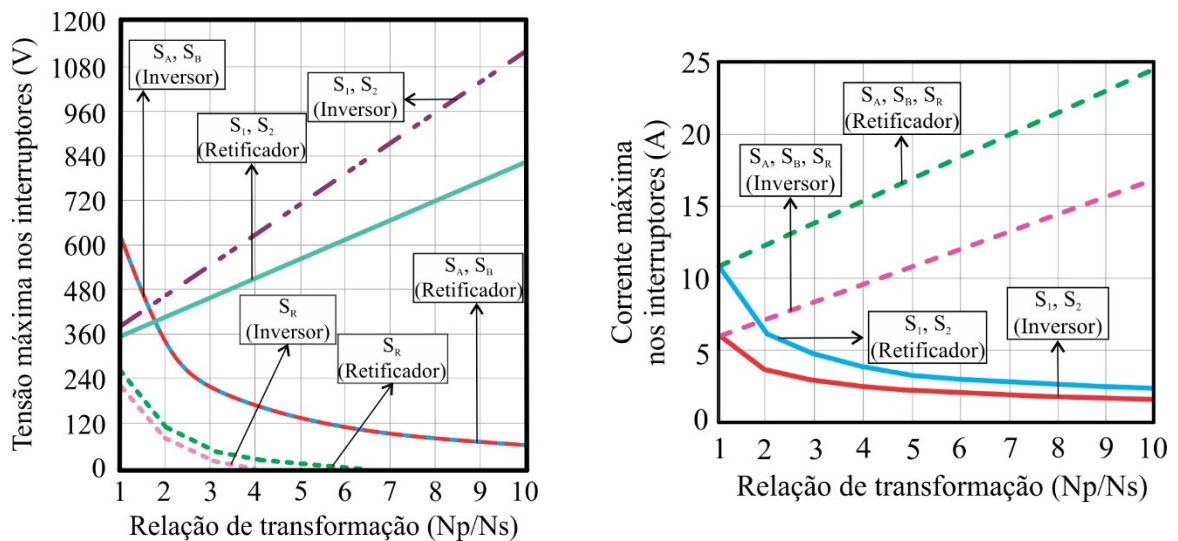


Figura 3.16 – Esforços de tensão e corrente nos interruptores para ambos os estágios de operação.

Como se pode observar, a escolha da relação de transformação envolve muitas variáveis. Além disso, outros aspectos que vão além da análise dos esforços e perdas sobre os semicondutores devem ser consideradas em um projeto completo, como custo, projeto magnético, perdas no transformador, etc. No entanto, com base na análise apresentada onde foram considerados apenas os esforços nos semicondutores, os quais têm impacto sobre o custo dos componentes e perdas do conversor, é conveniente a escolha de uma relação de transformação maior do que 2 (dois) e menor do que 4 (quatro). Dessa forma, foi definida uma relação de transformação intermediária, igual a 3 (três).

3.6.3 Indutância magnetizante e frequências de operação

Visto que o sistema proposto apresenta dois estágios de operação com diferentes características, como por exemplo, diferentes potências de entrada, foi feita uma análise objetivando a definição da indutância magnetizante do conversor *flyback* bidirecional em função das frequências de chaveamento de cada estágio de operação. Nessa análise, a tensão de barramento e a relação de transformação definidas anteriormente são levadas em consideração. Além disso, para essa análise, a razão cíclica de operação para cada estágio foi estipulada, respeitando os limites apresentados em (3.1) e (3.11). A Figura 3.17 apresenta o resultado desta análise.

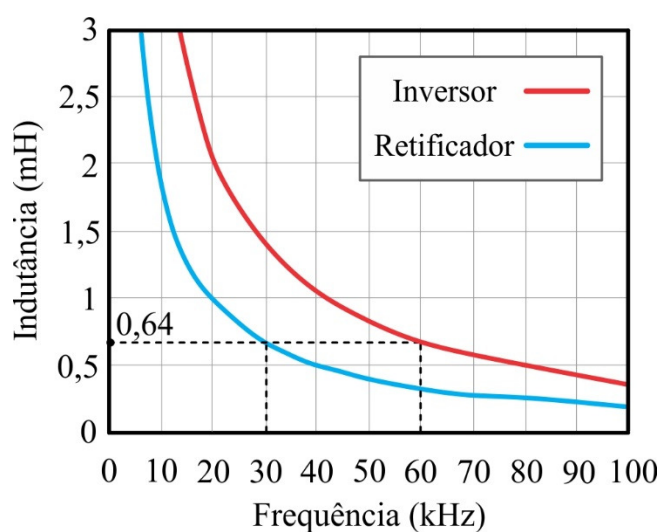


Figura 3.17 - Definição da Indutância magnetizante e das frequências de chaveamento

As únicas limitações impostas para tais definições são relativas às frequências de operação dos estágios, visto que se objetivou evitar frequências abaixo de 20 kHz, evitando dessa forma ruído audível, e também frequências muito elevadas, o que ocasionaria elevadas perdas por comutação. Assim sendo, foi definida uma indutância de 640 μH , o que resulta em uma frequência de operação de 30 kHz para o estágio retificador, e de 60 kHz para o estágio inversor.

3.7 Sistema MPPT

O MPPT é responsável por extrair a máxima potência disponível nos terminais dos painéis fotovoltaicos. Para isso, o ponto da curva I-V no qual o sistema deve operar tem que ser determinado. Esses sistemas são compostos por duas partes, sendo elas *software* e *hardware*. O *software* é composto pelo algoritmo responsável por realizar os cálculos e definir o melhor ponto de operação do sistema, enquanto o *hardware* compreende o conversor de potência, o qual deve operar no ponto definido pelo algoritmo.

Dentre os algoritmos mais conhecidos e utilizados na literatura, pode-se citar as técnicas Perturba e Observa (P&O), Condutância Incremental (IC), Tensão Constante (CV), entre outras (FEMIA, 2004; CHAIRMA, 2013; BERRERA, 2009). Além disso, uma grande variedade de conversores são utilizados nesses sistemas, sendo o conversor *boost* amplamente empregado. Como se pretende elevar a tensão do painel fotovoltaico, o conversor *boost* será considerado nesse trabalho, o qual é apresentado na Figura 3.18.

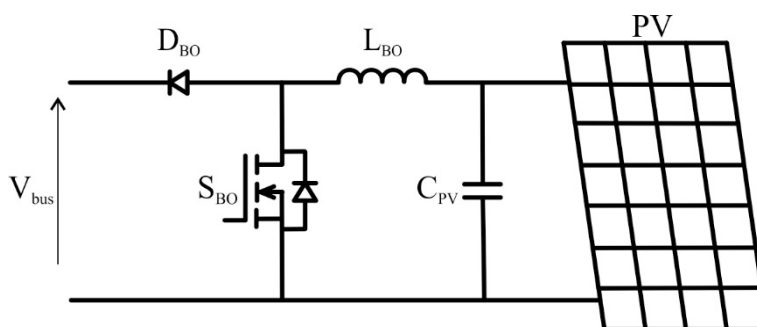


Figura 3.18 – Conversor Boost MPPT

Visto que o sistema MPPT não é o foco principal deste trabalho, o mesmo será apresentado visando apenas as definições dos parâmetros necessários para o projeto da topologia bidirecional, não sendo implementado experimentalmente neste trabalho de

dissertação. Em (FEMIA, 2005; FEMIA, 2009) uma metodologia otimizada do algoritmo P&O é apresentada, a fim de se evitar efeitos negativos durante o rastreamento de máxima potência, como perda de eficiência do algoritmo durante variações bruscas da irradiância.

O estudo apresentado da otimização do algoritmo P&O foi levado em consideração a fim de se definir alguns parâmetros de operação do conversor *boost*. Um dos parâmetros mais importante definido nessa análise é o valor do capacitor de barramento (C_{bus}) necessário na saída do conversor elevador, o qual irá influenciar no funcionamento da topologia bidirecional, pois este capacitor será utilizado para filtrar a corrente aplicada aos LEDs durante o funcionamento do conversor como retificador.

A Tabela 3.3 apresenta o resumo dos valores de projeto obtidos para o conversor MPPT.

Tabela 3.3 – Parâmetros de operação do conversor *boost* MPPT

Parâmetro	Símbolo	Valor
Frequência máxima (software)	$f_{m_{max}}$	3476 Hz
Varição mínima da razão cíclica	Δd_{min}	1,1%
Varição máxima da razão cíclica	$\Delta d_{máx}$	1,7%
Capacitor de barramento	C_{bus}	2,2 mF

3.8 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o sistema proposto neste trabalho, começando com uma visão geral do sistema e suas características. Posteriormente, foi feita uma discussão individual dos estágios de operação, apresentando o funcionamento da topologia aplicada em cada estágio, cálculo dos esforços e projeto das mesmas. Além disso, uma metodologia para o projeto da topologia completa foi apresentada, onde definiu-se tensão de barramento, relação de transformação, frequências de operação, indutâncias, etc, com base nos esforços sobre os semicondutores, visando a otimização da eficiência energética do conversor. Por fim, considerações a respeito do sistema MPPT foram feitas.

CAPÍTULO 4

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1 Objetivo

Neste capítulo é apresentado um passo à passo dos principais pontos da metodologia de projeto proposta a fim de se obter todos os parâmetros do conversor bidirecional. Posteriormente, são apresentados os resultados experimentais para o conversor *flyback* bidirecional operando durante o estágio retificador e então os resultados obtidos para o estágio inversor.

4.2 Principais definições da metodologia de projeto e resultados obtidos

O fluxograma da Figura 4.1 apresenta os principais passos para o projeto do conversor *flyback* bidirecional. Vale ressaltar que a análise apresentada posteriormente é baseada nas definições e considerações feitas no Capítulo 3, sendo neste capítulo apenas evidenciadas as principais etapas do projeto. Como pode ser observado, definiu-se inicialmente a tensão de barramento a ser utilizada durante o estágio inversor, a qual é de 80 V. Posteriormente, a análise dos esforços nos semicondutores resultou na definição da relação de transformação, a qual é igual a 3 (três). Tendo os valores de tensão de barramento e relação de transformação definidos, os valores das razões cíclica para cada estágio de operação foram calculadas, sendo definido para o estágio retificador $D_r = 0,3$ e para o estágio inversor $D_i = 0,55\sin(t)$.

Com os valores de tensão de barramento, relação de transformação e razão cíclica definidos, definiu-se a indutância LP utilizada no conversor *flyback*. Essa definição foi realizada em função das frequências de chaveamento para cada modo de operação, obtendo-se uma indutância no primário (L_p) de 640 μH , e, conseqüentemente, as indutâncias do secundário (L_{s1} e L_{s2}) igual à 71 μH . Para isso, o conversor deve operar com uma frequência de 30kHz durante o estágio retificador e de 60 kHz durante o estágio inversor.

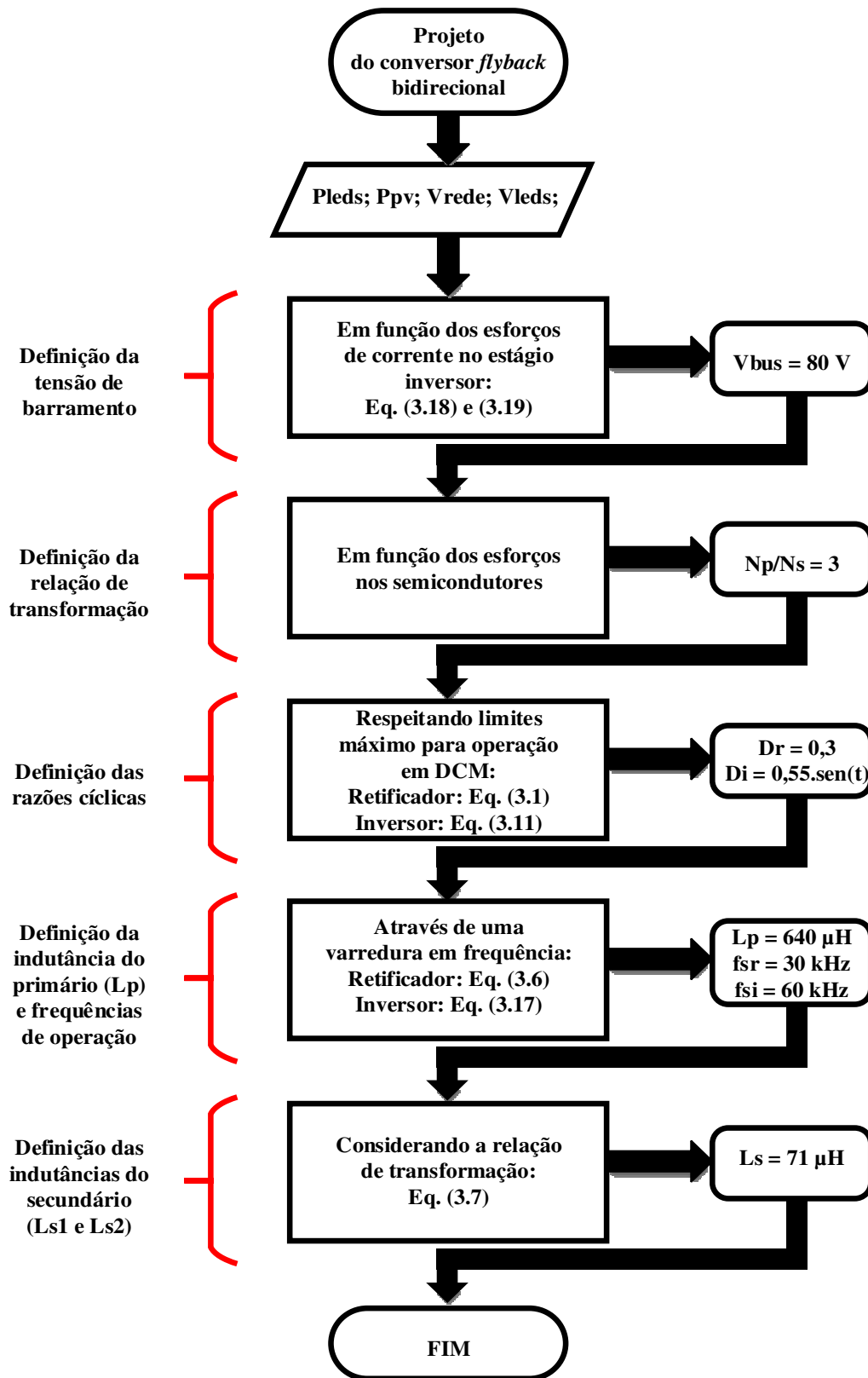


Figura 4.1 – Fluxograma com metodologia de projeto

O projeto do filtro LC, é apresentado no Apêndice A. A Tabela 4.1 apresenta os parâmetros obtidos através do projeto da topologia completa, enquanto a Tabela 4.2 apresenta informações sobre os componentes utilizados na implementação do sistema.

Tabela 4.1 – Parâmetros obtidos em projeto

Parâmetro	Abreviatura	Valor
Tensão de Barramento	V_{bus}	80V
Relação de transformação	N_p/N_s	3
Razão cíclica para o estágio retificador	D_r	0,3
Razão cíclica para o estágio inversor	D_i	$0,55\sin(t)$
Indutância do primário	L_p	640 μ H
Indutância do secundário	L_{S1} e L_{S2}	71 μ H
Indutor do filtro	L_{filtro}	4,8 mH
Capacitor do filtro	C_{filtro}	330 nF
Capacitor de barramento	C_{bus}	2,2 mF

Tabela 4.2 – Componentes utilizados na implementação do sistema proposto

Componente	Abreviatura	Item	Valor	
Indutor Acoplado	L_p	Nº de espiras	78	
		Fio	22 AWG	
	L_s	Nº de espiras	26	
		Fio	22 AWG	
Indutor do Filtro	Núcleo	$A_e A_w$	42/20	
		L_{filtro}	Nº de espiras	200
		Fio	24 AWG	
Interruptores do primário	$S_1; S_2$	Núcleo	30/07	
		Modelo	G4PH40U	
Interruptores do secundário	$S_A; S_B; S_R$	Modelo	IRFP4242	

4.3 Sistema implementado

O esquemático do sistema completo é apresentado na Figura 4.2. Pode-se observar que é necessário a utilização de três sensores de tensão e um sensor de corrente, no entanto, visto que o foco desse trabalho é o conversor *flyback* bidirecional, os sensores V_{s_PV} e I_{PV} - utilizados no conversor *boost* para realização do rastreamento de máxima potência não são considerados.

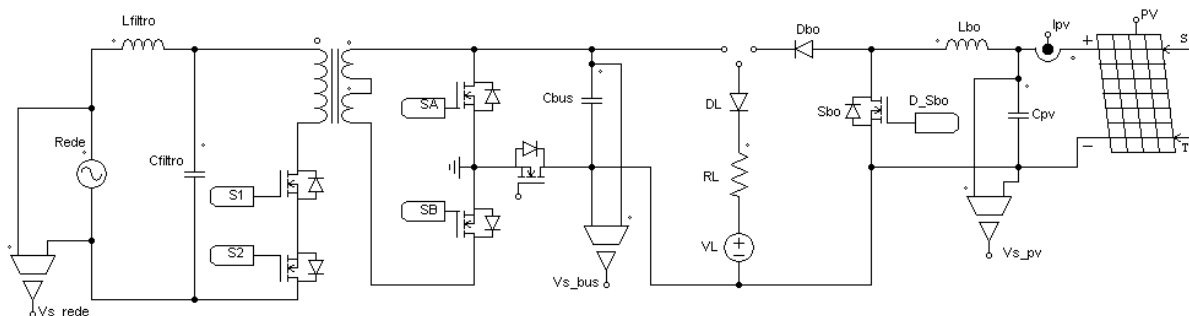


Figura 4.2 – Esquemático do sistema completo proposto

O sensor de tensão da rede elétrica (V_{s_rede}) tem como principal objetivo propiciar o sincronismo da operação do conversor com a rede elétrica em ambos os estágios de operação. Visto que a tensão de barramento varia conforme o ponto de operação do conversor *boost*, e que esse ponto depende das condições climáticas sob as quais o painel está submetido, um sensor de tensão para monitorar a tensão de barramento é necessário (V_{s_bus}). Dessa forma, é possível garantir a operação em DCM do conversor *flyback* operando como inversor independentemente da tensão de barramento, pois, sendo essa monitorada, é possível que se altere a razão cíclica de operação do conversor (D_i) conforme a tensão V_{bus} . O diagrama de blocos apresentado na Figura 4.3 representa a estrutura utilizada para geração dos sinais de comando para os interruptores, o que é realizado digitalmente através do DSP F28335 da *Texas Instruments*. Para a geração desses sinais é preciso, como comentado anteriormente, conhecer as tensões instantâneas da rede e de barramento, informações essas propiciadas pelo sensor de tensão CA e pelo sensor de tensão CC respectivamente.

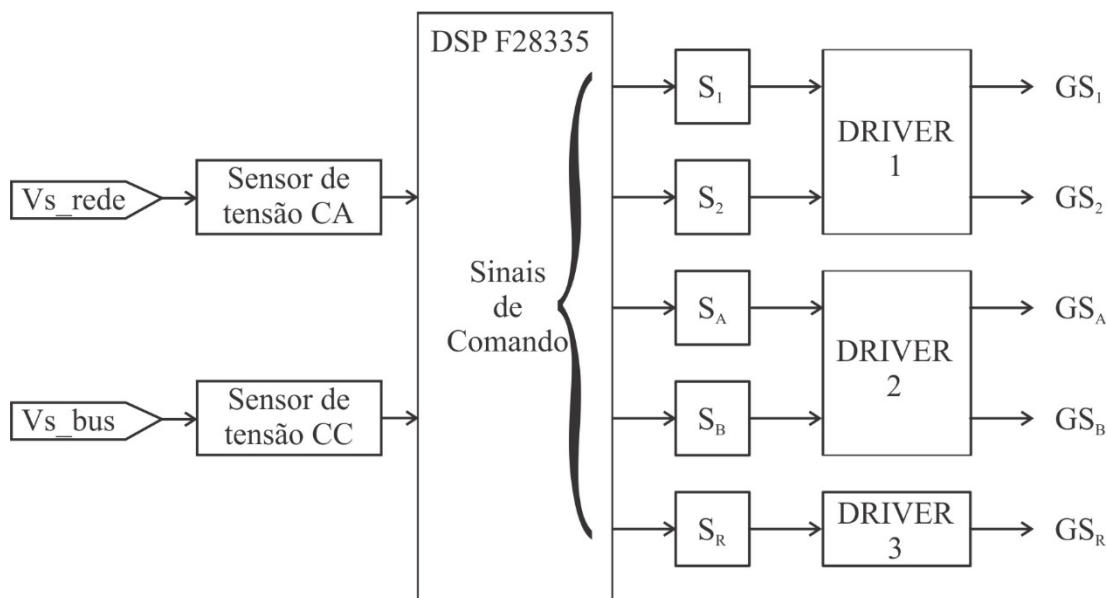


Figura 4.3 – Representação em diagrama de blocos da estrutura implementada.

Referente aos sensores de tensão, os mesmos tratam o sinal obtido da rede e o transmite em corrente, a fim de reduzir interferências externas no sinal medido. Junto ao DSP é utilizada uma recepção em corrente, onde é feito o isolamento do sinal através de um isolador óptico e a conversão do sinal de corrente em tensão, sendo esse sinal disponibilizado na entrada do DSP. Para sinais senoidais, um estágio extra é necessário no sensor de tensão, a fim de adicionar um *offset* no sinal medido. Dessa forma, o sincronismo dos sinais de comando com a tensão da rede elétrica é realizado digitalmente, onde o zero da tensão da rede corresponde ao valor médio do sinal com *offset* disponibilizado na entrada do DSP.

O circuito de *driver* é realizado com base em um circuito integrado (HCLP3120) da *Avago Technologies*, através do qual é realizada a isolação e amplificação dos sinais de controle. Entre os sinais de controle nas saídas do DSP e o driver, um circuito de *buffer* é utilizado. Uma fonte isolada gera sinais de alimentação para os *drivers* e sensores, a qual apresenta isolamento magnético em suas cinco saídas.

Na Figura 4.4 é apresentado uma foto do protótipo implementado, onde podem ser observados o conversor *flyback* bidirecional, *driver* e sensor de tensão. O DSP também é apresentado, e a placa de tratamento de sinais, a qual faz a interface entre os sensores e o DSP, e o DSP e os *drivers*. Na placa de tratamento de sinais encontram-se a recepção em corrente dos sensores de tensão e os circuitos de *buffer* utilizados antes dos *drivers*. A fonte isolada também é apresentado na foto do sistema implementado.

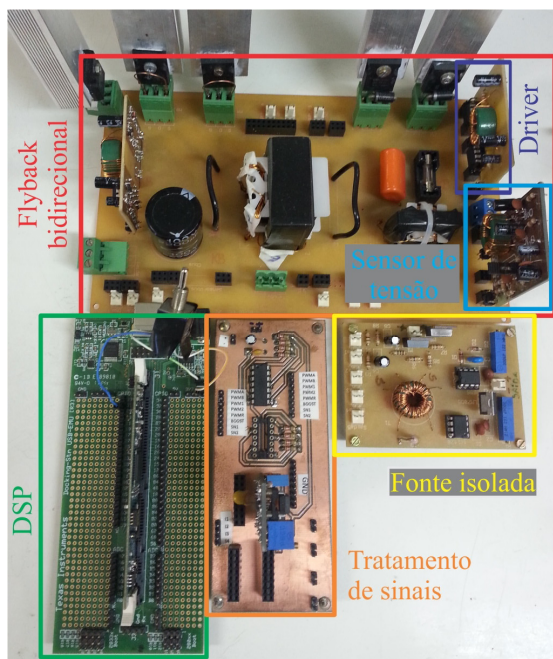


Figura 4.4 – Foto do protótipo implementado

4.3.1 Estágio retificador

Os parâmetros de projeto para o conversor bidirecional operando como retificador são apresentados na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 - Parâmetros de projeto do estágio retificador

Parâmetro	Abreviatura	Valor
Tensão de entrada	V_{rede}	220 V _{RMS}
Tensão de barramento	V_{bus}	50,8 V
Frequência da rede	f_r	60 Hz
Frequência de comutação	f_{sr}	30 kHz
Número de LEDs	N_{LEDs}	2
Corrente da saída	I_{LEDs}	2,1 A
Potência de saída	P_{LEDs}	106 W

Na Figura 4.5, são apresentadas as formas de onda da corrente, tensão e potência nos LEDs. O valor médio de corrente sobre os LEDs é de 2,12 A, resultando em uma potência de 106 W na luminária. Pode-se observar uma ondulação de aproximadamente 50% na corrente dos LEDs, sendo que para essa ondulação a eficácia luminosa dos mesmos não é comprometida, além de apresentar um nível de cintilamento aceitável (BENDER, 2012).

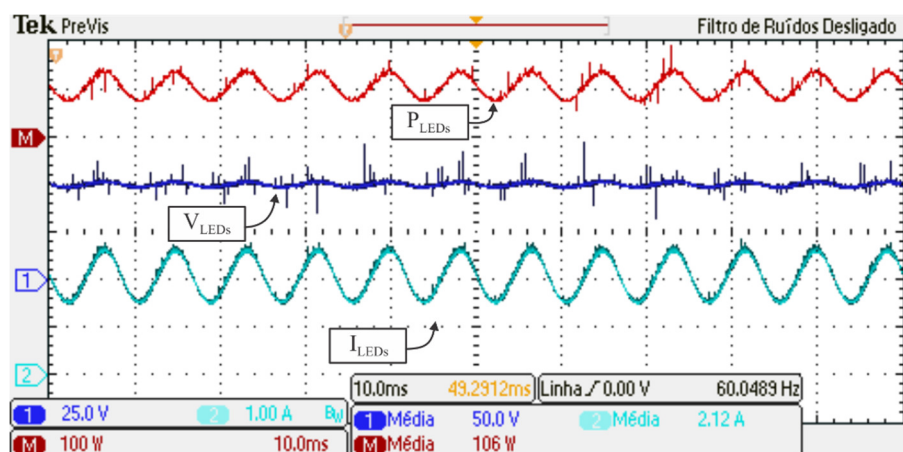


Figura 4.5 – Corrente de saída (CH 2 – 1 A/div), tensão de saída (CH 1 – 25 V/div) e potência de saída (CH M – 100 W/div) – Escala de tempo 10 ms/div.

Na Figura 4.6 são apresentadas as formas de onda da entrada do sistema retificador, como tensão e corrente da rede elétrica e a potência de entrada. Como pode ser observado a potência de entrada é de 123 W, dessa forma, o rendimento desta topologia operando como retificador é de aproximadamente 86%.

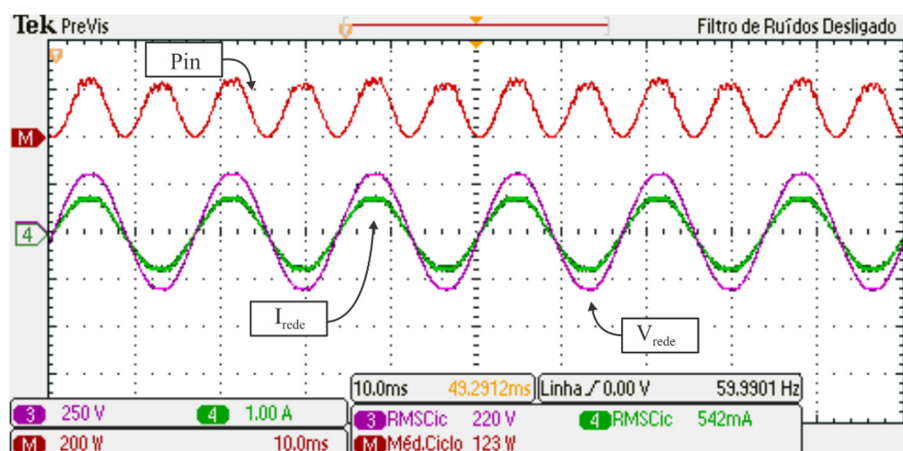


Figura 4.6 - Corrente de entrada (CH 4 – 1 A/div), tensão de entrada (CH 3– 250 V/div) e potência de entrada (CH M – 200 W/div) – Escala de tempo 10 ms/div.

O conteúdo harmônico da corrente de entrada é apresentado na Figura 4.7, onde é realizada uma comparação com a norma IEC 61000-3-2. Pode-se observar que o conversor proposto está dentro do especificado pela norma. O fator de potência obtido com esta topologia foi de 0,998 e a THD total da corrente de entrada de 5,996%

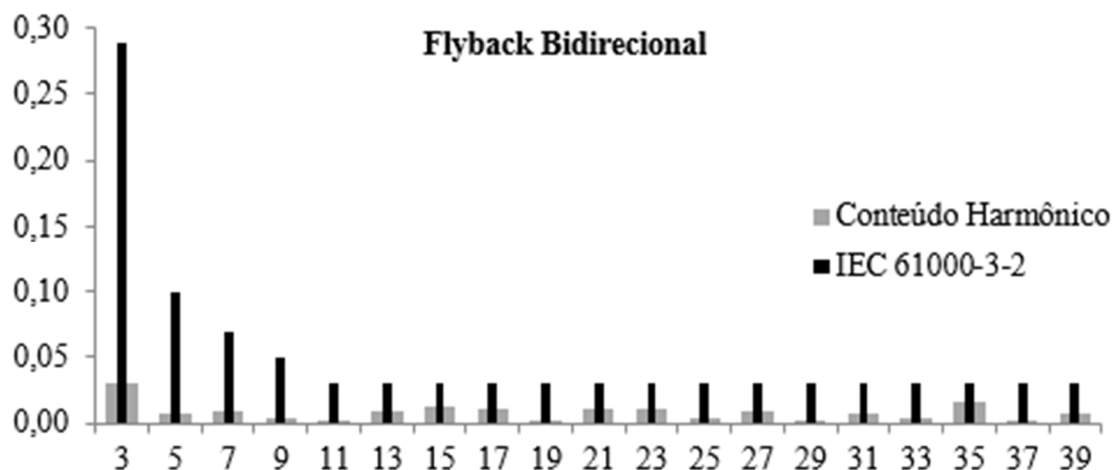


Figura 4.7 – Conteúdo harmônico da corrente de entrada para o estágio retificador

Com o objetivo de comprovar os resultados obtidos, foi utilizado o analisador de energia Yokogawa, modelo WT1800, sendo o resultado apresentado na Figura 4.8. O rendimento obtido foi de aproximadamente 86% e uma THD total da corrente de entrada de 5.605%.

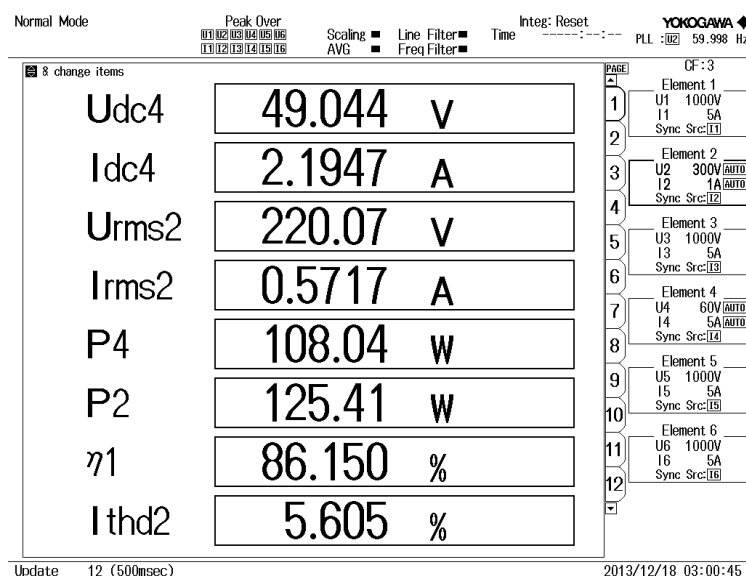


Figura 4.8 – Resultados obtidos com analisador de espectro para o estágio retificador.

Na Figura 4.9 são apresentadas as correntes nos enrolamentos primário e secundário do conversor *flyback*. Os interruptores S_1 e S_2 são submetidos à corrente do primário, a qual apresenta um valor máximo de 4,76 A e um valor eficaz de 1,14 A. Os interruptores do secundário, S_A , S_B e S_R , são submetidos a uma corrente máxima de 15,9 A e um valor eficaz de 4,09 A. No entanto, no que diz respeito aos interruptores S_A e S_B , o valor eficaz da corrente sobre os mesmos é menor, pois cada interruptor opera durante meio ciclo da rede apenas.

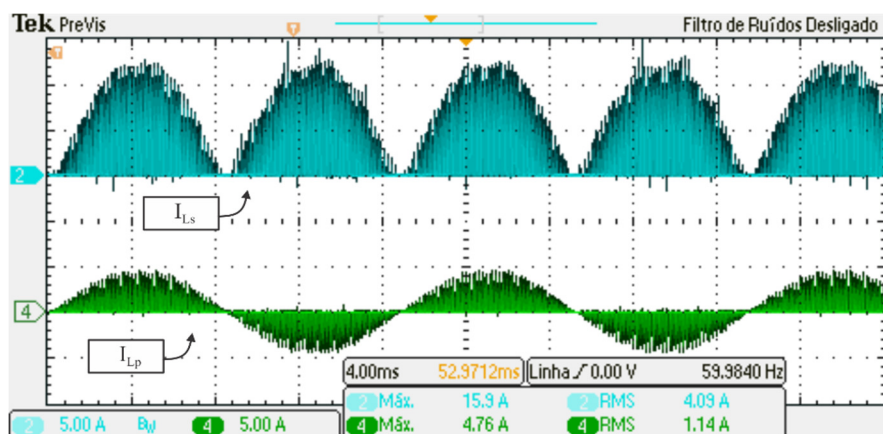


Figura 4.9 – Corrente no enrolamento primário L_P (CH 4 – 5 A/div) e corrente nos enrolamentos secundários L_{S1} e L_{S2} (CH 2 – 5 A/div) – Escala de tempo 4 ms/div.

Na Figura 4.10 são apresentadas as mesmas formas de onda das correntes em ambos os enrolamentos do conversor *flyback* em uma escala de tempo igual a $20\mu\text{s}/\text{div}$, onde é comprovada a operação em DCM do mesmo. Um valor mais preciso do esforço máximo de corrente sobre cada interruptor pode ser observado, onde as correntes máximas do lado primário e secundário são respectivamente 4,76 A e 12,9 A.

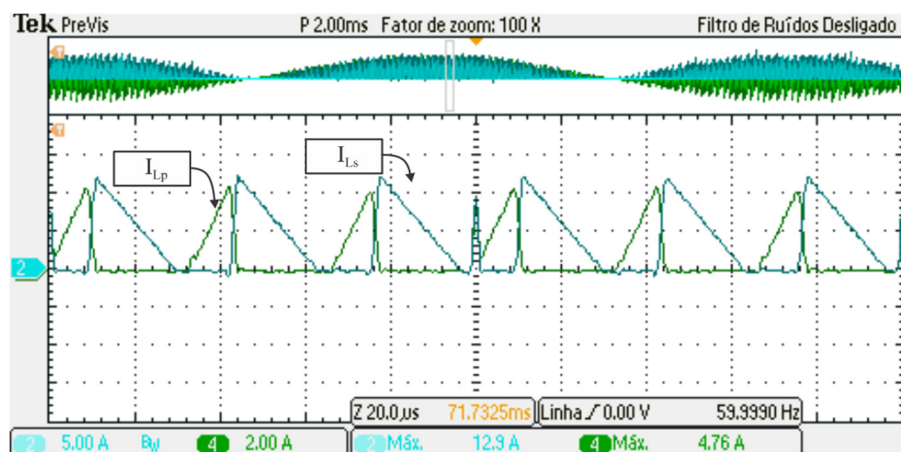


Figura 4.10 - Corrente no enrolamento primário L_P (CH 4 – 2 A/div) e corrente nos enrolamentos secundários L_{S1} e L_{S2} (CH 2 – 5 A/div) – Escala de tempo $20\mu\text{s}/\text{div}$.

Na Figura 4.11 é possível observar a tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 , juntamente com a corrente no primário do conversor *flyback*.

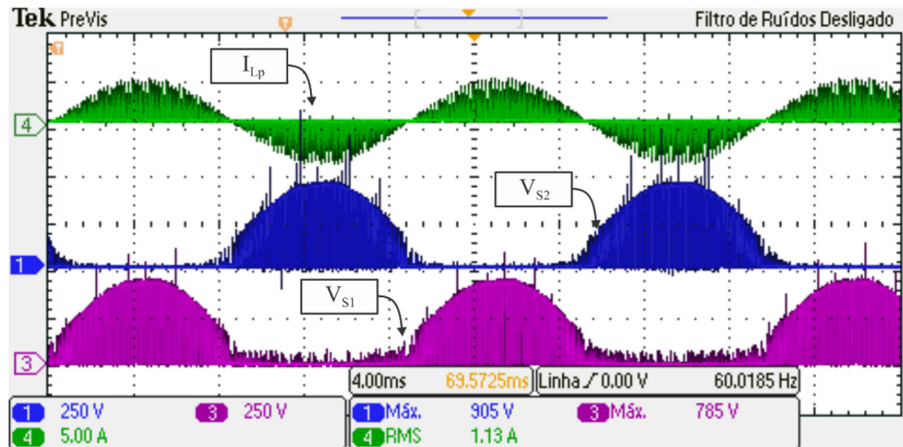


Figura 4.11 – Tensão sobre os interruptores do primário S_1 (CH 3 – 250 V/div), S_2 (CH 1 – 250 V/div) e corrente sobre os mesmos (CH 4 – 5 A/div) – Escala de tempo 4 ms/div.

Vale ressaltar que, apesar dos picos elevados de tensão, 905 V e 785 V sobre os interruptores, esses valores são referentes a picos isolados durante a operação do conversor, tendo como principais motivos possíveis atrasos no acionamento de S_R e ruído. A tensão nominal sobre os mesmos ficou em torno de 440 V. Estes valores podem ser observados na Figura 4.12, onde são apresentadas as mesmas formas de onda em uma escala de tempo igual a 20 μ s/div.

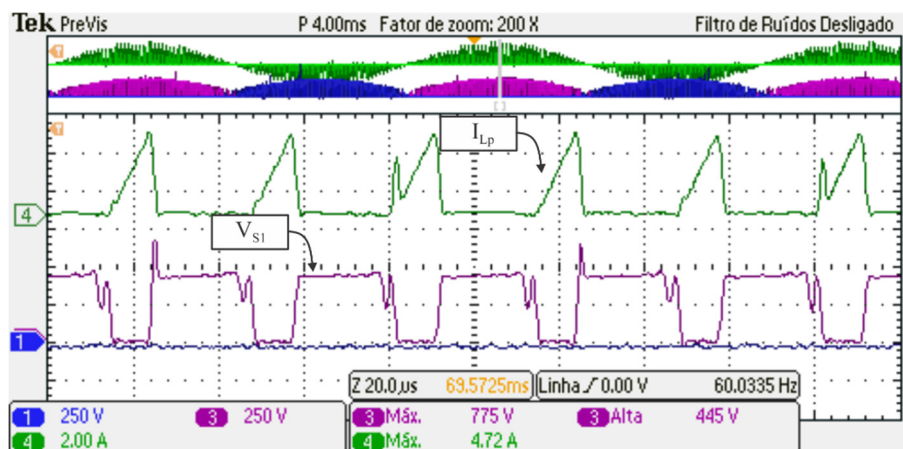


Figura 4.12 - Tensão sobre os interruptores do primário S_1 (CH 3 – 250 V/div), S_2 (CH 1 – 250 V/div) e corrente sobre os mesmos (CH 4 – 2 A/div) – Escala de tempo 20 μ s/div.

Na Figura 4.13 é possível observar a tensão sobre os interruptores S_A e S_B , juntamente com a corrente do secundário do conversor *flyback*. A tensão máxima sobre esses interruptores é de aproximadamente 380 V. Esses mesmos resultados podem ser observados na Figura 4.14 em uma escala de tempo de $20\mu\text{s}/\text{div}$.

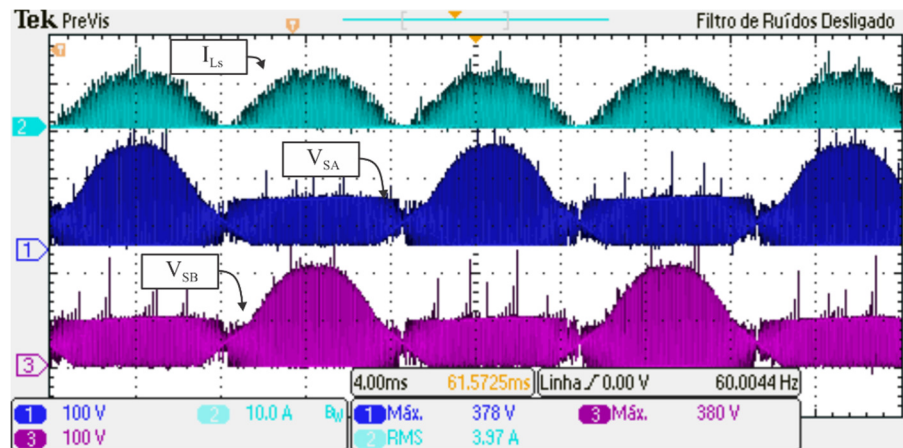


Figura 4.13 - Tensão sobre os interruptores do secundário S_A (CH 1 – 100 V/div), S_B (CH 3 – 100 V/div) e corrente sobre os mesmos (CH 2 – 10 A/div) – Escala de tempo 4 ms/div.

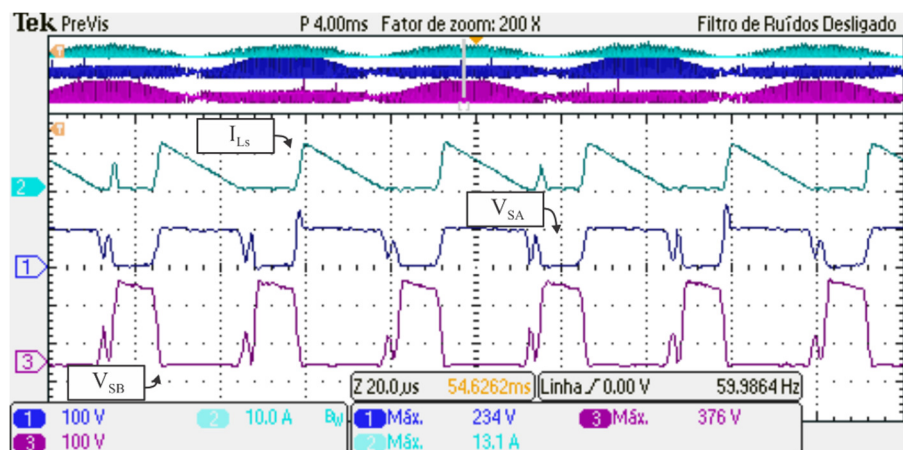


Figura 4.14 - Tensão sobre os interruptores do primário S_A (CH 1 – 250 V/div), S_B (CH 3 – 250 V/div) e corrente sobre os mesmos (CH 2 – 10 A/div) – Escala de tempo $20\mu\text{s}/\text{div}$.

Na Figura 4.15 e Figura 4.16 podem ser observadas as formas de onda de tensão e corrente sobre o interruptor S_R em escalas de tempo de 4ms/div e 20 μ s/div respectivamente. A tensão máxima sobre este interruptor é de 71 V e sua tensão nominal é de aproximadamente 60 V, enquanto a corrente máxima é de 12,9 A e a eficaz de 3,46 A.

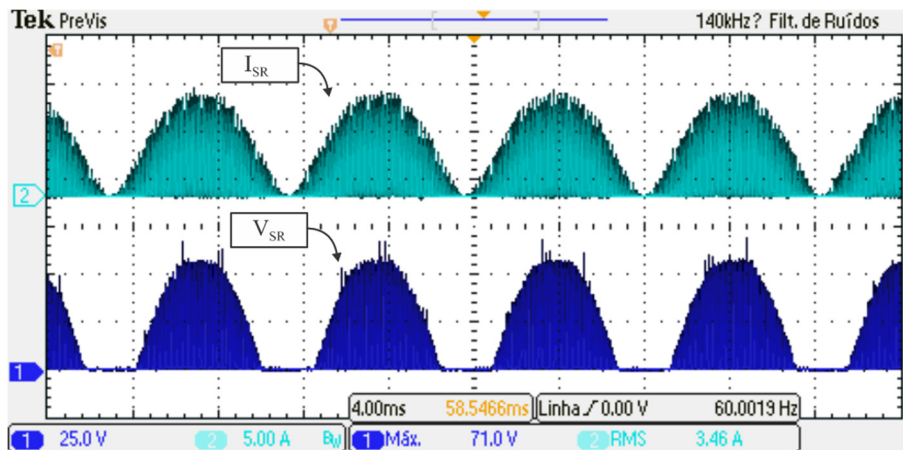


Figura 4.15 - Tensão sobre o interruptor do secundário S_R (CH 1 – 25 V/div) e corrente sobre o mesmo (CH 2 – 5 A/div) – Escala de tempo 4 ms/div.

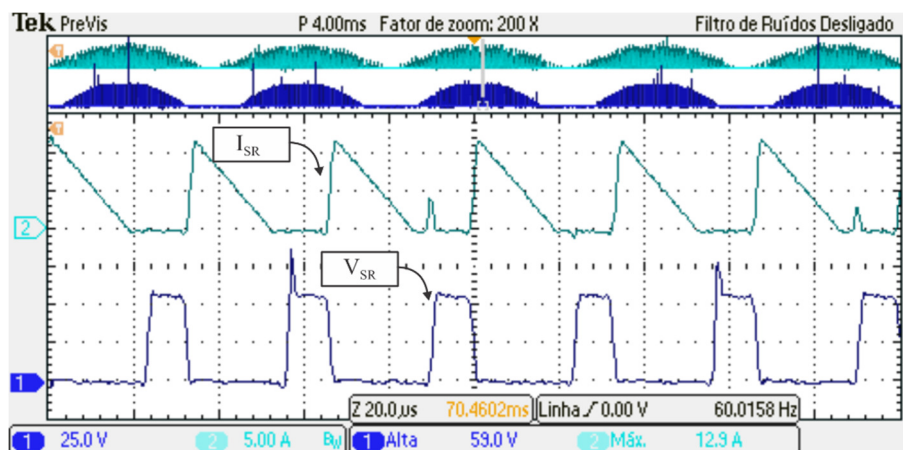


Figura 4.16 - Tensão sobre o interruptor do secundário S_R (CH 1 – 25 V/div) e corrente sobre o mesmo (CH 2 – 5 A/div) – Escala de tempo 20 μ s/div.

4.3.2 Estágio Inversor

Os parâmetros de projeto para o estágio inversor são apresentados na Tabela 4.4.

Tabela 4.4 - Parâmetros de projeto do estágio inversor

Parâmetro	Abreviatura	Valor
Tensão de saída	Vrede	220 V _{RMS}
Tensão de barramento	Vbus	80 V
Frequência da rede	Fr	60 Hz
Frequência de comutação	Fs	60 kHz
Potência de entrada	Pin	130 W

Na Figura 4.17 são apresentadas as formas de onda de saída do conversor *flyback* bidirecional operando durante o estágio inversor, ou seja, a tensão da rede e a corrente injetada na mesma. O fator de potência obtido com esta topologia foi de 0,996 e a THD total da corrente de entrada de 8,343%

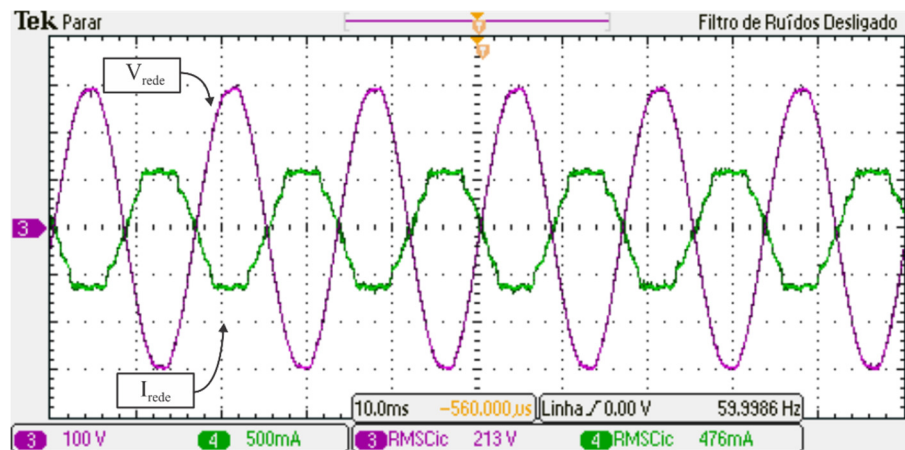


Figura 4.17 - Corrente injetada na rede (CH 4 – 500 mA/div) e Tensão da rede (CH 3– 100 V/div) – Escala de tempo 10 ms/div.

Na Figura 4.18 são apresentadas as formas de onda no barramento do conversor *flyback*, onde uma tensão de barramento de 83,3 V e uma corrente média de 1,47 A podem ser observadas.

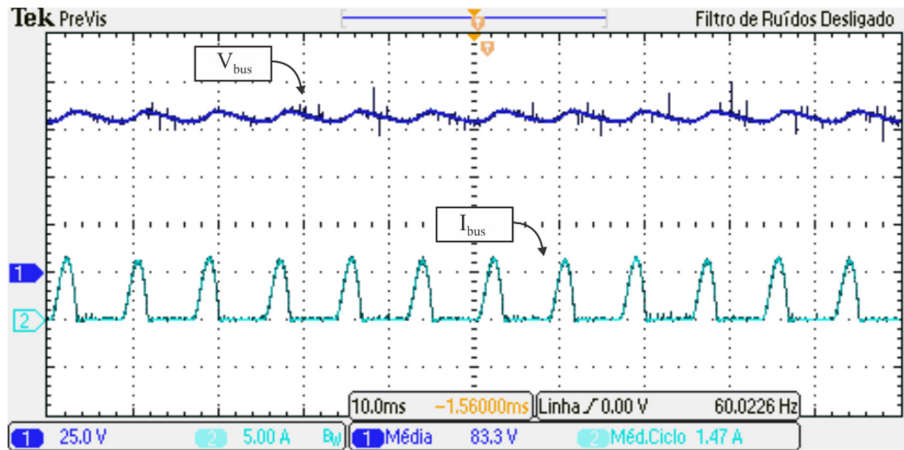


Figura 4.18 – Tensão de barramento (CH 1 – 25 V/div), corrente de entrada (CH 2 – 5 A/div) – Escala de tempo 10 ms/div.

A Figura 4.19 apresenta os resultados obtidos através do analisador de energia Yokogawa, modelo WT1800, onde obteve-se um rendimento de aproximadamente 89% sendo a THD total da corrente injetada na rede de aproximadamente 9,505%. Como pode ser observado, a THD total da corrente injetada na rede não está de acordo com a norma apresentada, a qual limita a distorção máxima dessa corrente em 5%.

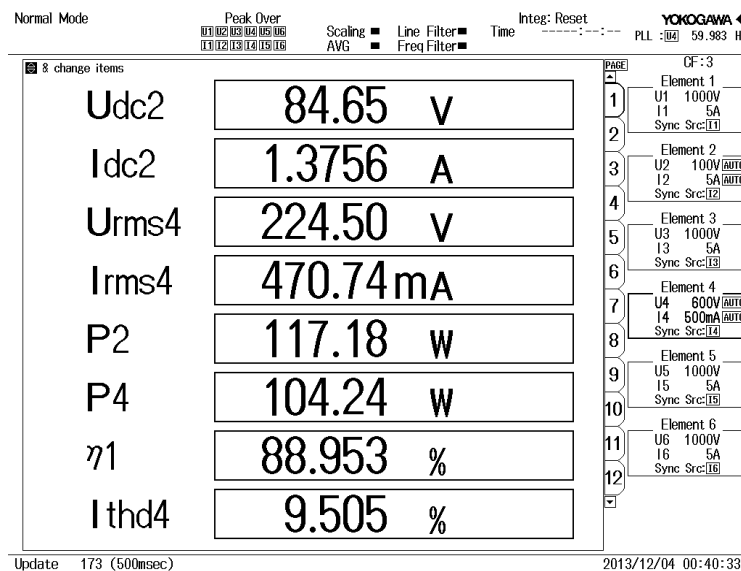


Figura 4.19 - Resultados obtidos com o Yokogawa para o estágio inversor.

Na Figura 4.20 é possível observar as correntes nos enrolamentos primário e secundário do conversor *flyback* bidirecional operando no estágio inversor. Os interruptores S_1 e S_2 são submetidos à corrente do primário, a qual apresenta um valor máximo de 3,56 A e um valor eficaz de 844 mA. Os interruptores do secundário, S_A , S_B e S_R , são submetidos a uma corrente máxima de 9,5 A e um valor eficaz de 2,74 A, sendo o valor da corrente eficaz obtido para o ciclo completo da rede.

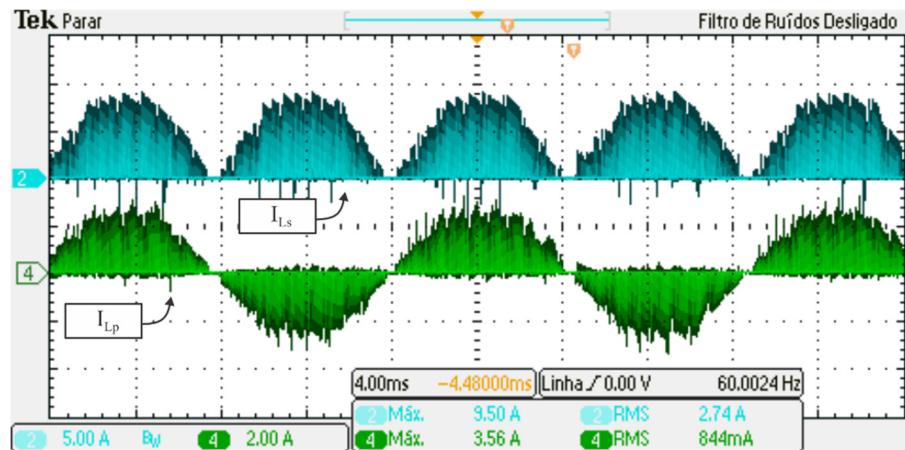


Figura 4.20 - Corrente no enrolamento primário L_p (CH 4 – 2 A/div) e corrente nos enrolamentos secundários L_{S1} e L_{S2} (CH 2 – 5 A/div) – Escala de tempo 4 ms/div.

Na Figura 4.21 são apresentadas as correntes nos dois enrolamentos do conversor *flyback* com uma escala de tempo de 10 μ s/div, onde é comprovada a operação em modo descontínuo do mesmo.

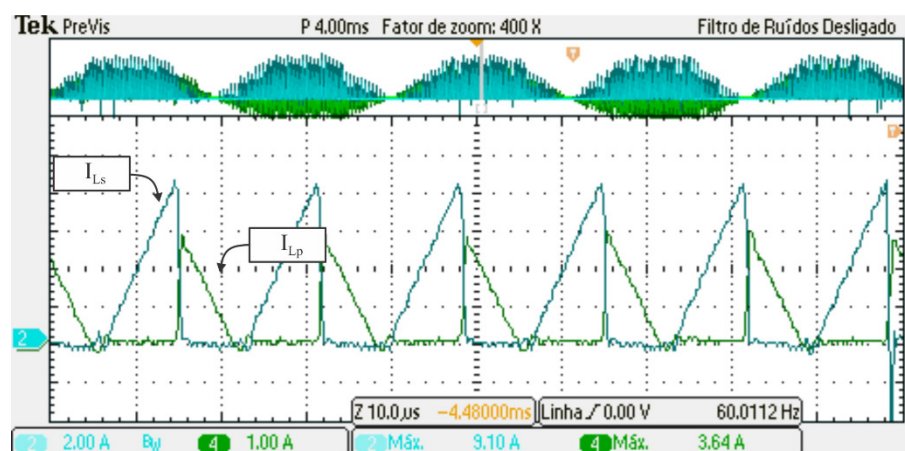


Figura 4.21 - Corrente no enrolamento primário L_p (CH 4 – 1 A/div) e corrente nos enrolamentos secundários L_{S1} e L_{S2} (CH 2 – 2 A/div) – Escala de tempo 10 μ s/div.

Na Figura 4.22 podem ser observados os esforços de tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 , assim como a corrente sobre os mesmos. Pode-se observar que os esforços máximos de tensão nesses interruptores são de aproximadamente 670 V.

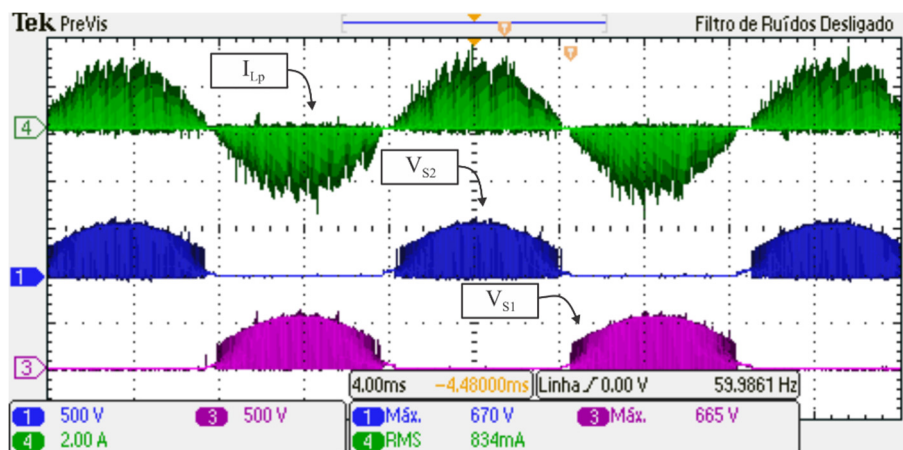


Figura 4.22 - Tensão sobre os interruptores do primário S_1 (CH 1 – 500 V/div), S_2 (CH 3 – 500 V/div) e corrente sobre os mesmos (CH 4 – 2 A/div) – Escala de tempo 4 ms/div.

Na Figura 4.23 são apresentados os esforços de tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 , assim como a corrente sobre os mesmos em uma escala de tempo igual a $10\mu\text{s}/\text{div}$.

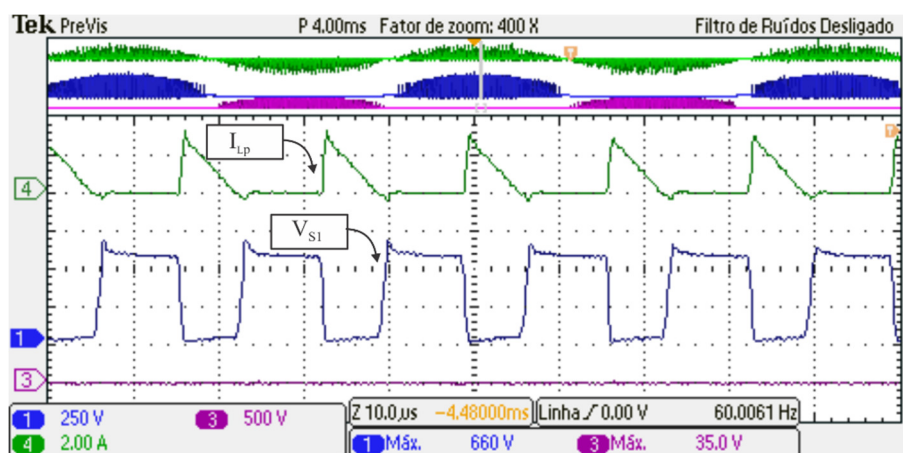


Figura 4.23 – Tensão sobre os interruptores do primário S_1 (CH 1 – 250 V/div), S_2 (CH 3 – 500 V/div) e corrente sobre os mesmos (CH 4 – 2 A/div) – Escala de tempo $10\mu\text{s}/\text{div}$.

Na Figura 4.24 é possível observar a tensão sobre os interruptores S_A e S_B juntamente com a corrente no secundário do conversor *flyback*. A tensão máxima sobre estes interruptores é de aproximadamente 360 V. Estes mesmos resultados podem ser observados na Figura 4.25 para uma escala de tempo de $10\mu\text{s}/\text{div}$.

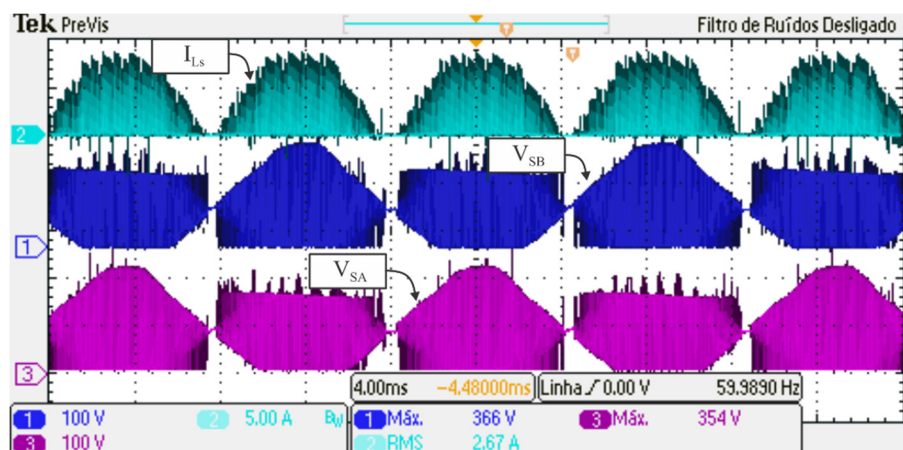


Figura 4.24 – Tensão sobre os interruptores do secundário S_A (CH 3 – 100 V/div), S_B (CH 1 – 100 V/div) e corrente sobre os mesmos (CH 2 – 5 A/div) – Escala de tempo 4 ms/div.

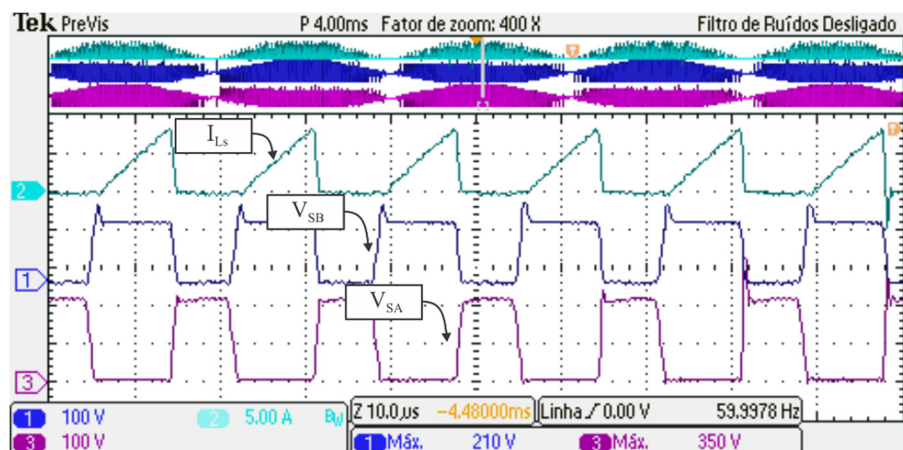


Figura 4.25 - Tensão sobre os interruptores do secundário S_A (CH 3 – 100 V/div), S_B (CH 1 – 100 V/div) e corrente sobre os mesmos (CH 2 – 5 A/div) – Escala de tempo $10\mu\text{s}/\text{div}$.

Na Figura 4.26 e Figura 4.27 podem ser observadas as formas de onda de tensão e corrente sobre no interruptor S_R para escalas de tempo de $4\text{ms}/\text{div}$ e $10\mu\text{s}/\text{div}$, respectivamente. Pode ser observado que a tensão máxima sobre este interruptor é de 149 V, enquanto a corrente máxima é de 9,2 A e a eficaz de 2,72 A. Pode-se observar que a tensão nominal sobre o mesmo é de aproximadamente 25 V.

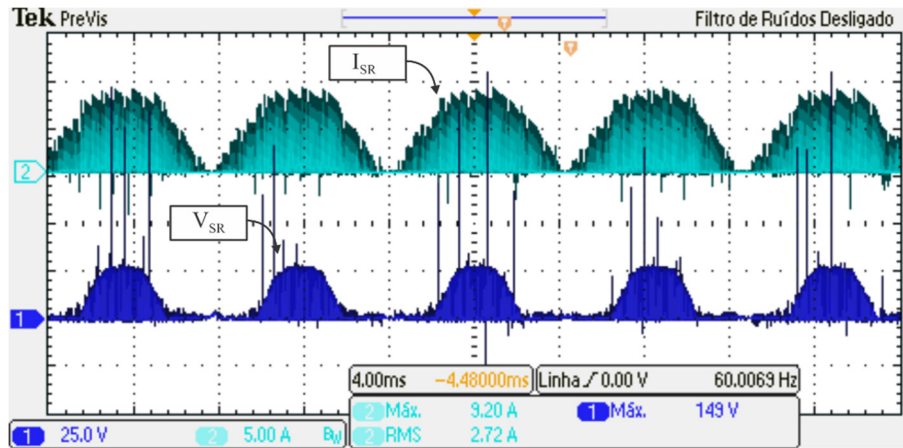


Figura 4.26 - Tensão sobre o interruptor do secundário S_R (CH 1 – 25 V/div) e corrente sobre o mesmo (CH 2 – 5 A/div) – Escala de tempo 4 ms/div.

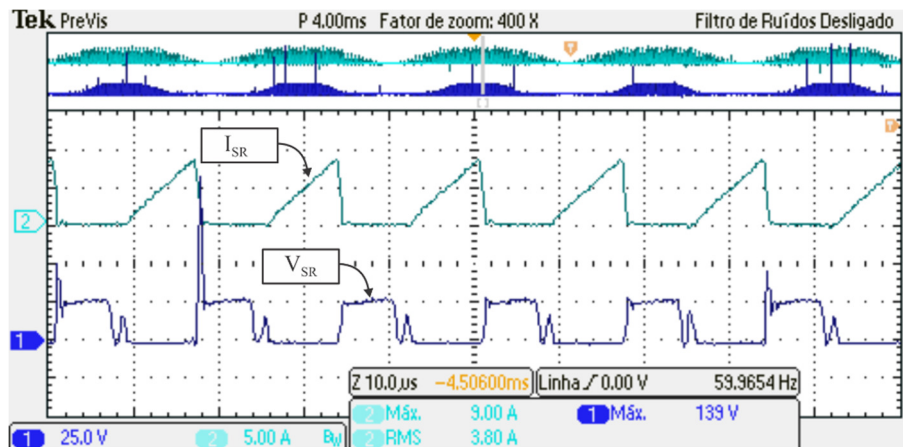


Figura 4.27 - Tensão sobre o interruptor do secundário S_R (CH 1 – 25 V/div) e corrente sobre o mesmo (CH 2 – 5 A/div) – Escala de tempo 10 μ s/div.

Foram feitas análises experimentais para diferentes potências de entrada do estágio inversor, sendo os resultados apresentados na Figura 4. 28:

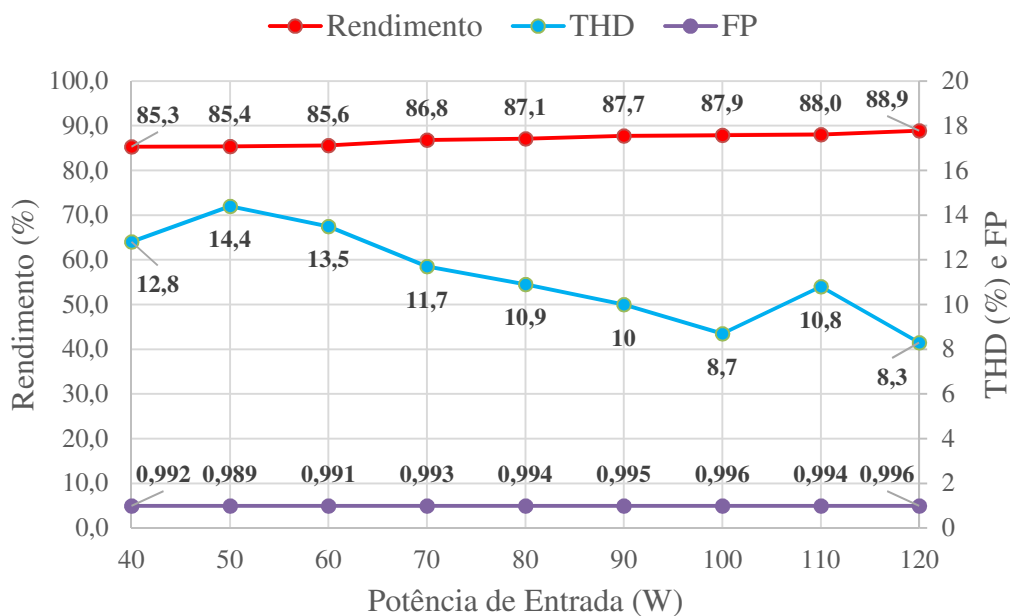


Figura 4. 28 - Análise comparativa para diferentes potências de entrada do inversor

Visto que a metodologia de projeto apresentada neste trabalho baseou-se principalmente nos esforços de tensão e corrente sobre os semicondutores, a Tabela 4.5 e a Tabela 4.6 apresentam um comparativo entre os esforços calculados e os obtidos experimentalmente para o estágio retificador e inversor, respectivamente.

Tabela 4.5 – Comparação entre os esforços calculados e medidos durante a operação do estágio retificador.

Interruptores	Tensão		Corrente	
	Calculado	Experimental	Calculado	Experimental
S1 e S2	463 V	445 V (775 V)	4,17 A	4,76 A
Sa e Sb	207 V	210V (376 V)	12,51 A	12,9 A
Sr	53 V	59 V	12,51 A	12,9 A

Tabela 4.6 - Comparação entre os esforços calculados e medidos durante a operação do estágio inversor.

Interruptores	Tensão		Corrente	
	Calculado	Experimental	Calculado	Experimental
S1 e S2	551	660	3,02	3,64
Sa e Sb	207	210 V (350 V)	9,06	9,1
Sr	23	25 V (139 V)	9,06	9,1

Como pode ser observado, os valores obtidos na prática estão muito próximos aos calculados, validando a metodologia proposta. Os valores de tensão indicados entre parênteses nas tabelas acima, referem-se aos picos de tensão que, como comentado anteriormente, são consequência de pequenas defasagens entre os comandos dos interruptores ou de ruídos, não descaracterizando a precisão da metodologia proposta.

4.4 Distorção da corrente injetada na rede

Como pode ser observado na Figura 4.17, a corrente na saída do inversor (injetada na rede elétrica) apresenta uma elevada taxa de distorção harmônica (THD), não estando de acordo com a norma. No entanto, resultados de simulação mostram que a corrente de entrada é fortemente afetada pelas capacitâncias intrínsecas dos interruptores. As formas de onda da tensão da rede e corrente injetada na mesma são novamente apresentadas na Figura 4.29 a fim de se efetuar uma comparação com os resultados obtidos em simulação. Na Figura 4.30 são apresentadas as mesmas formas de onda, porém obtidas em simulação, onde foram utilizadas as mesmas capacitâncias dos interruptores empregados na prática. Pode-se observar que o resultado é uma corrente muito próxima à obtida experimentalmente. Reduzindo os valores das capacitâncias dos interruptores, através da utilização de mosfets de Silicon Carbide, modelo C2M0160120D, nota-se uma diminuição significativa da distorção da corrente da rede, apresentada na Figura 4.31, o que faz com que o conversor opere dentro dos limites da norma NBR16149.

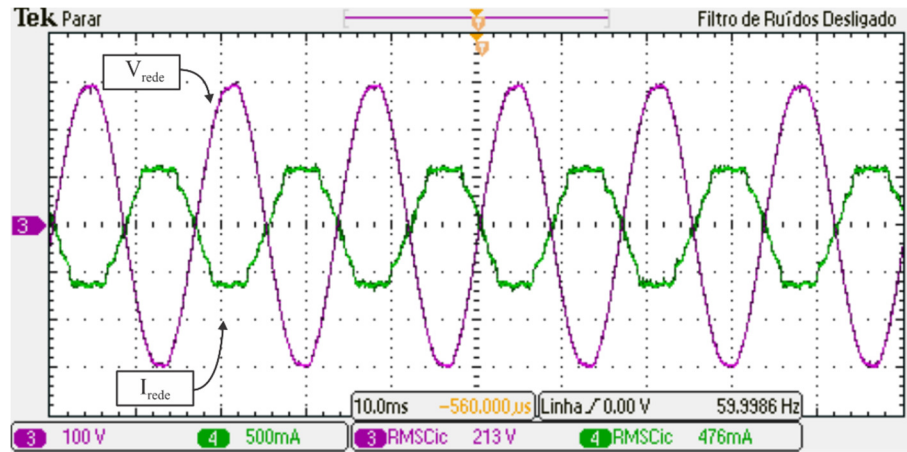


Figura 4.29 – Tensão e corrente na rede (resultado experimental)

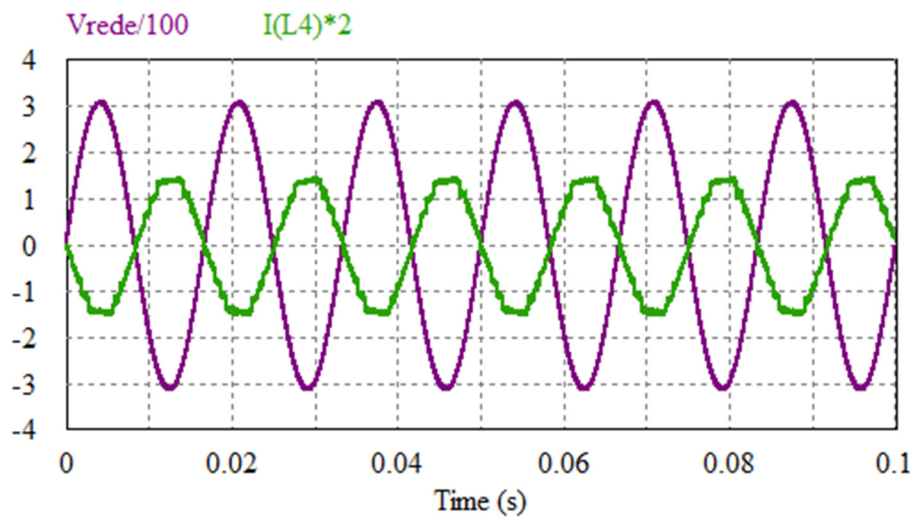


Figura 4.30 – Tensão e corrente na rede (resultado de simulação com capacitâncias utilizadas na prática)

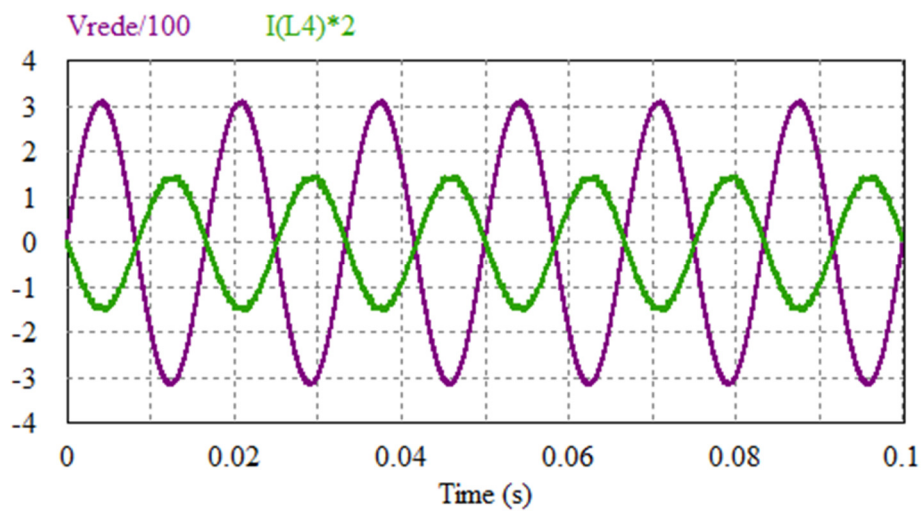


Figura 4.31 - Tensão e corrente na rede (resultado de simulação com reduzidas capacitâncias – mosfets de Silicon Carbide)

4.5 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os resultados de projeto obtidos para o conversor *flyback* bidirecional. Além disso, os resultados para ambos os estágios de operação também foram apresentados. A topologia proposta apresentou uma operação conforme o especificado, com eficiência relativamente alta para ambos os estágios de operação. Como o esperado, o fator de potência do conversor ficou bastante próximo do unitário. O estágio retificador atendeu as normas apresentadas para os sistemas de iluminação, enquanto o estágio inversor apresentou uma THD acima do permitido, no entanto, a utilização de semicondutores com menores capacitâncias em relação aos utilizados reduziria significativamente a distorção dessa corrente.

CONCLUSÃO

O trabalho desenvolvido nesta dissertação apresentou uma sistema de iluminação pública à base de LEDs integrado a um sistema de energia renovável fotovoltaica. Inicialmente, foram abordados assuntos referentes à evolução da energia solar fotovoltaica no mundo, como o crescimento da capacidade mundial instalada e o aprimoramento da tecnologia para um melhor aproveitamento dessa energia, assim como os benefícios da utilização da energia fotovoltaica. Uma visão geral sobre os diodos emissores de luz também foi apresentada, com ênfase na evolução desses dispositivos, características construtivas, princípio de funcionamento e características positivas que tem propiciado a utilização desses dispositivos semicondutores em iluminação de exteriores, como iluminação pública.

Alguns sistemas híbridos de geração de energia fotovoltaica e sistema de iluminação também foram apresentados, no entanto, esses sistemas operam de forma autônoma, ou seja, sem conexão com a rede elétrica. Tanto os LEDs quanto a energia solar fotovoltaica apresentam características bastante positivas sob diversos aspectos, como economia de energia, eficientização dos sistemas, elevada vida útil e devido à constante preocupação da sociedade com alternativas ambientalmente corretas, os quais são assuntos de grande relevância. Como aspectos negativos, cita-se o fato de que essas tecnologias apresentam custos elevados, com tempo de retorno de investimento elevado e necessidade de incentivos e pesquisas a fim de aprimorar esses sistemas. No entanto, por se tratarem de tecnologias relativamente novas, a tendência é de que esses dispositivos se tornem cada vez mais competitivos e vantajosos quando comparados aos sistemas tradicionais.

Posteriormente, foram apresentadas as características dos painéis fotovoltaicos e da unidade básica que o constitui, a célula fotovoltaica. Dentre essas características, inclui-se a modelagem da célula, através de seu circuito equivalente e do equacionamento do mesmo, sendo posteriormente essa análise expandida para o módulo fotovoltaico. O modelo obtido elétrico representa o comportamento do painel frente à variações das condições climáticas sob as quais o mesmo está submetido, como irradiância e temperatura, auxiliando no projeto e simulação desses sistemas.

Uma discussão a respeito das características elétricas dos sistemas eletrônicos utilizados para acionamento dos LEDs foi realizada, como estágios de processamento de energia, características dos conversores utilizados e regulamentações dos mesmos. Uma discussão semelhante foi realizada para os conversores inversores, responsáveis pela injeção

da energia elétrica gerada por módulos fotovoltaicos na rede elétrica. Com base na revisão bibliográfica realizada, constatou-se que o conversor *flyback* é amplamente utilizado tanto em sistemas de iluminação quanto em sistemas fotovoltaicos de baixa potência, o qual, na maioria dos casos, opera em modo de condução descontínua. Visto que as características do sistema proposto eram vantajosas para a utilização do conversor *flyback*, o mesmo foi utilizado nesse trabalho, com algumas modificações em sua topologia a fim de propiciar o fluxo bidirecional de energia.

A topologia bidirecional proposta foi então apresentada, sendo realizada uma discussão individual dos estágios de operação, retificador e inversor, apresentando o funcionamento, projeto, principais formas de onda e esforços sobre os semicondutores para ambos os estágios. Posteriormente, uma metodologia de projeto da topologia completa foi proposta e considerações a respeito do sistema MPPT foram realizadas.

O conversor proposto foi implementado, sendo os resultados obtidos satisfatórios, comprovando a metodologia de projeto utilizada. O conversor atendeu os requisitos para sistemas de iluminação, no entanto, para o estágio inversor o mesmo apresentou uma THD acima do permitido, sendo apresentada uma alternativa para solucionar esse problema.

Durante o estágio retificador, o conversor operou com um fator de potência de 0,998, uma THD total da corrente de entrada de 5,6% e rendimento de 86%. Durante o estágio inversor, o conversor operou com um fator de potência de 0,996, uma THD total da corrente injetada na rede de 9,5% e um rendimento de 89%. Como pode ser observado, o conversor bidirecional apresentou alto fator de potência e elevada eficiência, com uma topologia relativamente simples, propiciando uma operação satisfatória em ambos os estágios de operação.

TRABALHOS FUTUROS

Como trabalhos futuros sugeridos pode-se citar os seguintes itens:

- Regular o sistema inversor de acordo com as normas de conexão com a rede: apresentar resultados experimentais de acordo com a regulamentação da distorção harmônica de corrente injetada na rede e as proteções exigidas.
- Implementar o conversor *boost* juntamente com o algoritmo de MPPT (P&O) com o objetivo de extrair a máxima potência disponível do painel fotovoltaico.
- Evitar a utilização do capacitor eletrolítico ou apresentar soluções alternativas para o aumento da vida útil do mesmo.

REFERÊNCIAS

ABINEE. **Propostas para inserção da Energia Solar Fotovoltaica na Matriz Elétrica Brasileira**. Associação Brasileira da Indústria Elétrica e Eletrônica - ABINEE., p. 174. 2012.

ABINEE. **Potencial e perspectivas da energia solar no Brasil**. Associação Brasileira da indústria Elétrica e Eletrônica. 2012b.

ABNT. **NBR 16026:2012 - Dispositivo de controle eletrônico C.C ou C.A para módulos de LED - Requisitos de desempenho**. Associação Brasileira de Normas Técnicas. . 2012.

ALMEIDA, P. M. D. **Modelagem e controle de conversores estáticos fonte de tensão utilizados em sistemas de geração fotovoltaicos conectados à rede elétrica de distribuição**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF). Juiz de Fora. 2011.

ALMEIDA, P. S. **Conversor integrado SEPIC-Buck-Boost aplicado ao acionamento de LEDs de potência em Iluminação Pública**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF). Juiz de Fora. 2012.

ANDOUISI, R. et al. **Bond graph modelling and dynamic study of a photovoltaic system using MPPT buck-boost converter**. Systems, Man and Cybernetics (IEEE). Hammam-Lif: 2002.

BECHERIF, M. et al. **Hybridization of fuel cell, solar panel and batteries on the DC link for street lighting application**. IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. Glendale: 2010. p. 2795-2802.

BENDER, V. C. **Metodologia de projeto eletrotérmico de LEDs aplicada ao desenvolvimento de sistemas de iluminação pública**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria - UFSM. Santa Maria. 2012.

BERRERA, M. et al. **Experimental test of seven widely-adopted MPPT algorithms**. PowerTech. Bucharest: [s.n.]. 2009. p. 1-8.

BISOGNO, F. E. **Topologia para iluminação fluorescente utilizando conversores eletrônicos integrados empregando compartilhamento de chave semicondutora**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria - UFSM. Santa Maria. 2001.

BRIDGELUX. **Bridgelux RS Array Series Product Data Sheet DS15**. 2010.

BULLOUGH, J. D. **Lighting answers: LED Lighting Systems**. National Lighting Product Information Program, Rensselaer polytechnic Institute. 2003.

CÂMARA, C. F. **Sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica**. Monografia (Formas Alternativas de Energia) - Universidade Federal de Lavras. Lavras. 2011.

CAMPBELL, R. C. **A Circuit-based Photovoltaic Array Model for Power System Studies**. Power Symposium, 2007. NAPS '07. Las Cruces, NM: 2007. p. 97-101.

CAMPONOGARA, D. et al. **Off-line LED driver for street lighting with an optimized cascade structure**. Industry Applications Society Annual Meeting (IAS). Las Vegas: 2012. p. 1-6.

CANDURA, P. Iluminação Pública: Visão humana. **LUME Arquitetura**, n. 3, 2003.

CERVI, M. **Rede de iluminação semicondutora para iluminação automotiva**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria. 2005.

CHAIRMA LAKSHMI, K. R. et al. **Performance analysis of MPPT algorithms for enhancing the efficiency of SPV power generation system: A simulation study**. Emerging Trends in VLSI, Embedded System, Nano Electronics and Telecommunication System (ICEVENT). Tiruvannamalai: 2013. p. 1-5.

CHIU, H.-J. et al. An optimal control method for photovoltaic grid-connected interleaved flyback micro-inverters to achieve high efficiency in wide load range.. **Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)**, Harbin, Junho 2012. 1429-1433.

CIE 191, C. **Recommended System For Mesopic Photometry Based on Visual Performance**. International commission on illumination. 2010.

COSETIN, M. R. **Circuitos de acionamento para iluminação semicondutora empregando topologias integrados com capacitores de longa vida útil**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria - UFSM. Santa Maria. 2013.

CREE. Leds Magazine, 2011. Disponível em: <<http://www.ledsmagazine.com/articles/2011/05/cree-reports-r-d-result-of-231-lm-w-efficacy-for-white-led.html>>. Acesso em: 14 Janeiro 2014.

CREE. Lighting, 2013. Disponível em: <<http://www.lighting.co.uk/news/latest-news/-cree-reaches-276-lumens-per-watt-record/8642972.article>>. Acesso em: 14 Janeiro 2014.

DALLA-COSTA, M. A. et al. Integrated power topologies to supply HPS lamps: a comparative study. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 8, p. 2124-2132, Agosto 2010.

DALLA-COSTA, M. A. et al. **A high efficiency autonomous street lighting system based on solar energy and LEDs**. Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Bonito: 2009. p. 265-273.

DALLA-COSTA, M. A. et al. **Autonomous street lighting system based on solar energy and LEDs**. Industrial Technology (ICIT), 2010. Vi a del Mar: 2010. p. 1143-1148.

ELETROBRÁS. Iluminação pública no Brasil, 2011. Disponível em: <<http://www.eletronbras.gov.br/elb/procel/main.asp>>. Acesso em: 14 Janeiro 2014.

EPIA. **Global Market Outlook for Photovoltaics 2013-2017**. European Photovoltaic Industry Association. p. 60. 2013.

FEMIA, N. et al. **Optimizing duty-cycle perturbation of P&O MPPT technique**. Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004. p. 1939-1944.

FEMIA, N. et al. Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method. **Power Electronics, IEEE Transactions**, v. 20, n. 4, p. 963 - 973, Julho 2005. ISSN 0885-8993.

FEMIA, N. et al. A Technique for Improving P&O MPPT Performances of Double-Stage Grid-Connected Photovoltaic Systems. **Industrial Electronics, IEEE Transactions** , v. 56, n. 11, p. 4473 - 4482, Novembro 2009. ISSN 0278-0046.

FEMIA, N.; ZAMBONI, W. **Photovoltaic-fed LED lighting system with SOC-based dimmable LED load**. IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. Montreal: 2012. p. 1132-1137.

FERNANDEZ, A. et al. Single stage inverter for a direct AC connection of a photovoltaic cell module. **Power Electronics Specialists Conference (PESC)**, Jeju, Junho 2006. 1-6.

FRAYTAG, J. Efficient lighting systems based on photopic and scotopic visual conditions. **Congresso brasileiro de Automática**, 2010.

GACIO, D.; AL., E. A universal-input single-stage high-power-factor power supply for HB-LEDs based on integrated Buck-Flyback converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 2, p. 589-599, 2011.

GARCIA, J. et al. A novel flyback-based input PFC stage for electronic ballasts in lighting applications. **Industry Applications Society (IAS)**, Outubro 2011. 1-6.

GOW, J. A.; MANNING, C. D. Development of a photovoltaic array model for use in power-electronics simulation studies. **Electric Power Applications, IEE Proceedings**, v. 146, n. 2, p. 193-200, Março 1999. ISSN 1350-2352.

HAITZ, R. et al. **The Case for a National Research Program on Semiconductor Lighting**. 1999.

HYVARINEN, J.; KARILA, J. **New analysis method for crystalline silicon cells**. Photovoltaic Energy Conversion, 2003. Osaka: 2003. p. 1521-1524.

IEI. **Sistemas Fotovoltaicos conectados a rede elétrica no brasil: panorama da atual legislação**. International Energy Initiative. Campinas, p. 45. 2009.

JI, Y.-H. et al. Dual mode switching strategy of flyback inverter for photovoltaic ac modules. **Power Electronics Conference (IPEC)**, Sapporo, Junho 2010. 2924-2929.

JR., D. P. et al. **Instalação de painéis fotovoltaicos em comunidades isoladas: a experiência da Ilha da Ferradura - Ilha Solteira (SP)**. Proceedings of the 4th Encontro de Energia no Meio Rural. Campinas: 2002.

KHANH, T. Q. LEDs: Tecnologia para qualidade da iluminação e eficiência energética. **Eletricidade Moderna**, p. 58-65, Maio 2011.

KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. **Industry Applications, IEEE Transactions**, v. 41, n. 5, p. 1292 - 1306, Setembro - Outubro 2005. ISSN 0093-9994.

KYOCERA, 2014. Disponível em: <<http://www.kyocerasolar.com/assets/001/5186.pdf>>. Acesso em: 25 Janeiro 2014.

KYRITSIS, A. C.; TATAKIS, E. C.; PAPANIKOLAOU, N. P. Optimum Design of the Current-Source Flyback Inverter for Decentralized Grid-Connected Photovoltaic Systems. **Energy Conversion, IEEE Transactions**, v. 23, n. 1, p. 281-293, Março 2008. ISSN 0885-8969.

LEWIN, I. Lamp color and visibility in outdoor lighting design. **Conference of the Institution of Lighting Engineers**, Portsmouth, England, 1999.

LI, Q.; WOLFS, P. A Review of the Single Phase Photovoltaic Module Integrated Converter Topologies With Three Different DC Link Configurations. **Power Electronics, IEEE Transactions**, v. 23, n. 3, p. 1320-1333, Maio 2008. ISSN 0885-8993.

LORENZO, E. et al. **Solar Electricity: Engineering of Photovoltaic Systems**. 1ª. ed. Madrid: Sevilla, 1994.

LUMILEDS. **Wide area lighting designer's guide**. Lumileds. 2010.

LUZ, P. C. **Sistema Eletrônico Isolado com Elevado Fator de Potência e Reduzidas Capacitâncias para Alimentação de LEDs Aplicado À Iluminação Pública**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria. 2013.

MAGGI, T. **Estudo e Implementação de uma Luminária de Iluminação Pública à Base de LEDs**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria. 2013.

MARCHESAN, T. B. **Integração de conversores estáticos aplicados a sistemas de iluminação pública**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria - UFSM. Santa Maria. 2007.

MOO, C. S. et al. A single-stage high-power-factor electronic ballast with ZVS buck-boost conversion. **IEEE Transaction on Industrial Electronics**, v. 56, n. 4, p. 1136-1146, Abril 2009.

NUNOO, S.; ATTACHIE, J. C.; ABRAHAM, C. K. **Using Solar Power as an Alternative Source of Electrical Energy for Street Lighting in Ghana**. Innovative Technologies for an Efficient and Reliable Electricity Supply (CITRES). Waltham: 2010. p. 467-471.

OSRAM. **Case study: Lansing city street lights**. 2010b.

OSRAM. Osram Opto Semiconductors, 2011. Disponível em: <http://www.osram-os.com/osram_os/en/press/press-releases/led-for-general-illuminationsolid-state-lighting/2011/laboratory-record-red-led/index.jsp>. Acesso em: 14 Janeiro 2014.

PINTO, R. **Sistemas Eletrônicos para Iluminação de Exteriores Empregando Diodos Emissores de Luz (LEDs) Alimentados pela Rede Elétrica e por Baterias..** Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria. 2012.

PINTO, R. A. C. M. R. et al. **Street lighting system based on integrated buck-flyback converter to supply LEDs without energy consumption during the peak load time**. Power Electronics Conference (COBEP). Praiamar: 2011. p. 891-897.

POMÍLIO, J. A. Pré-reguladores de fator de potência, 2007. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pfp.html>>. Acesso em: 26 Janeiro 2014.

RAZYKOV, T. M. **Photovoltaic solar electricity: state of the art and future prospects**. Electrical Machines and Systems, 2003. ICEMS 2003. Beijing: 2003. p. 297-301.

REIS, F. S. D. **Estudo da modelagem dinâmica de pequenos sinais do conversor Zeta no MCD alimentado a partir de painéis fotovoltaicos para conexão à rede elétrica**. Pontífica Universidade Católica do Rio Grande do Sul. Porto Alegre. 2011.

REN21. **Renewables 2012 - Global Status Report**. Paris, p. 171. 2012.

RÜTHER, R. **Edifícios Solares Fotovoltaicos**. Florianópolis: UFSC / LABSOLAR, 2004.

SÁ JUNIOR, E. M. Estudo de estruturas de reatores eletrônicos para LEDs de iluminação. **Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina**, Florianópolis, 2010.

SÁ, D. A. P. D. **Sistemas Fotovoltaicos para Bombeamento de Água**. Escola Politécnica da Universidade Federal do Rio de Janeiro. Rio de Janeiro. 2010.

SALAMONI, I. T.; R., R. O potencial brasileiro da geração solar fotovoltaica conectada à rede elétrica: análise de paridade da rede. **Encontro Nacional e Latino Americano de Conforto no Ambiente Construído (ENCAC)**, Ouro Preto, Agosto 2007.

SCHUBERT, E. F. **Light-emitting diodes**. 2ª. ed. Cambridge: Cambridge University Press, 2003.

SOLAR, G. C. **Inserção da Energia Solar no Brasil**. COGEN - Associação da Indústria de Cogeração de Energia. São Paulo. 2012.

STEIGERWALD, D. A. et al. Illumination with solid state lighting technology. **Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal** , v. 8, n. 2, p. 310-320, Março/Abril 2002.

STEVENSON, R. First Solar: Quest for the \$1 Watt. **IEEE Spectrum**, Agosto 2008.

TAVARES, C. A. P. **Estudo comparativo de controladores Fuzzy aplicados a um sistema solar fotovoltaico**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade do Estado do Rio de Janeiro - Faculdade de Engenharia. Rio de Janeiro. 2009.

VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; FILHO, E. R. Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays. **Power Electronics, IEEE Transactions**, v. 24, n. 5, p. 1198-1208, Maio 2009. ISSN 0885-8993.

Y.-C, C. et al. Single stage power factor correction circuit with flyback converter to drive LEDs for lighting applications. **Industry Applications Society (IAS)** , Houston, Outubro 2010. 1-9.

ZORPETTE, G. Let there be light [gallium nitride LED]. **Spectrum, IEEE**, v. 39, n. 9, p. 70-74, Setembro 2002. ISSN 0018-9235.

APÊNDICE A

PROJETO DO FILTRO LC

5.1 Filtro LC

Visto que o conversor *flyback* proposto opera no modo de condução descontínua, é necessária a utilização de um filtro passa baixas (LC) para atenuar as harmônicas de alta frequência consequentes do chaveamento em alta frequência do conversor.

O projeto do filtro de entrada normalmente é realizado para uma frequência de corte uma década abaixo da frequência de chaveamento (5.1) (MARCHESAN, 2007), sendo a frequência angular de corte expressa por (5.2).

$$f_c = \frac{f_s}{10} \quad (5.1)$$

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_c \quad (5.2)$$

A equação característica de um filtro de segunda ordem é apresentada em (5.3).

$$G_c(s) = \frac{\omega^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega \cdot s + \omega^2} \quad (5.3)$$

Onde ξ é o coeficiente de amortecimento, sendo que para não haver picos de ressonância na frequência de corte, o termo ξ deve ser maior ou igual a 0,707 (OGATA, 2003).

Em (5.4) é apresentada a função de transferência do filtro LC.

$$G_c(s) = \frac{\frac{1}{L_f \cdot C_f}}{s^2 + \frac{1}{C_f \cdot R_c} \cdot s + \frac{1}{L_f \cdot C_f}} \quad (5.4)$$

Onde L_f é o valor da indutância do filtro, C_f é o valor da capacitância do filtro e R_c é a resistência equivalente do conversor, dada por (5.5).

$$R_c = \frac{V_{pk}}{I_{in_m\acute{a}x}} \quad (5.5)$$

Onde V_{pk} é a tensão de pico da rede e $I_{in_m\acute{a}x}$ é a corrente de pico no enrolamento primário.

Comparando (5.3) com (5.4) os valores de C_f e L_f são definidos, de acordo com (5.6) e (5.7) respectivamente.

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \xi \cdot \omega \cdot R_c} \quad (5.6)$$

$$L_f = \frac{1}{\omega^2 \cdot C_f} \quad (5.7)$$

5.1.1 Determinação do filtro LC para a topologia bidirecional

Visto que o conversor proposto opera em dois estágios com características distintas, foi efetuado o projeto para ambos os estágios de acordo com as equações apresentadas anteriormente.

A Tabela 5.1 apresenta os dados obtidos durante o projeto do filtro LC.

Tabela 5.1 – Parâmetros para cálculo do filtro LC

Parâmetro	Estágio Retificador	Estágio Inversor
Frequência de chaveamento (f_s)	30 kHz	60 kHz
Frequência de corte (f_c)	3 kHz	6 kHz
Frequência angular de corte (ω_c)	18.850 rad/s	37.700 rad/s
Resistência equivalente (R_c)	74,58 Ω	103,66 Ω

Com base nos dados apresentados anteriormente, é possível calcular o capacitor e indutor do filtro C_f e L_f . Considerando o estágio retificador, para o capacitor C_f obteve-se um valor de aproximadamente 503 nF e para o indutor um valor de 8,5 mH. No que diz respeito ao estágio inversor, o capacitor necessário C_f durante esse estágio é de 181 nF enquanto o indutor é de 2,1 mH.

Algumas simulações visando a determinação do filtro LC dentro da faixa dos valores calculados foram efetuadas, no entanto não foram observadas diferenças significativas nos resultados. Dessa forma, foram estipulados os seguintes valores para o filtro LC da entrada do conversor *flyback* bidirecional.

$$C_f = 330 \text{ nF}$$

$$L_f = 4,8 \text{ mH}$$

Dessa forma, o filtro LC do conversor *flyback* bidirecional é empregado em ambos os estágios de operação do conversor. Foi verificado que o mesmo atenuou as harmônicas de alta frequência resultantes da operação do conversor bidirecional de forma satisfatória, sendo os principais problemas da distorção harmônica da corrente as capacitâncias intrínsecas dos interruptores controlados, como discutido no Capítulo 4.