

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

**ANÁLISE COMPARATIVA DA ENERGIA INJETADA  
NA REDE POR INVERSORES MÓDULOS CA  
UTILIZADOS EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO**

**Luccas Matiuzzi Kunzler**

**Santa Maria, RS, Brasil  
2013**



**ANÁLISE COMPARATIVA DA ENERGIA INJETADA NA  
REDE POR INVERSORES MÓDULOS CA UTILIZADOS EM  
SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

**Luccas Matiuzzi Kunzler**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em 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. Luciano Schuch**

**Santa Maria, RS, Brasil  
2013**



**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

**ANÁLISE COMPARATIVA DA ENERGIA INJETADA NA REDE POR  
INVERSORES MÓDULOS CA UTILIZADOS EM SISTEMAS  
FOTOVOLTAICOS**

elaborada por  
**Luccas Matiuzzi Kunzler**

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

**Comissão Examinadora:**

**Luciano Schuch, Dr. Eng**  
(Presidente/Orientador)

**José Eduardo Baggio, Dr. Eng. (UFSM)**

**Diorge Alex Bão Zambra, Dr. Eng. (UCS)**

Santa Maria, 29 de Maio de 2013.



*Dedico este trabalho  
a minha companheira e namorada Karin  
a meus pais Mara e Jorge e meus irmãos Ana Carolina e Vinícius.*





## AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus pela força que me depositou para continuar no caminho projetado por Ele, apesar dos desafios encontrados.

Agradeço a minha companheira e namorada Karin Feistel pela imensa compreensão e o auxílio prestado durante a execução desta Dissertação. Agradeço também pelos momentos de descontração e as experiências que compartilhamos.

Agradeço ao meu orientador, Prof. Dr. Luciano Schuch, pela sua sabedoria transmitida, e por sua orientação fundamental no desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço a Pró-Reitoria de Infraestrutura, nos nomes de Prof. Valmir Brondani, Eng. Edison da Rosa, Eng. André Foletto, Eng. Humberto Trindade, pela amizade, auxílio e força que me deram, assumindo compromissos em meu nome para que fosse possível executar este trabalho.

Ao amigo Ms. Eng. Jonas Roberto Tibola pelo imensurável apoio prestado na execução deste trabalho, tanto na parte experimental quanto na parte teórica. Seus conhecimentos tornaram possível o desenvolvimento deste trabalho.

Aos professores e engenheiros do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC) Prof. Dr. José Renes Pinheiro, Prof. Dr. Hilton Abílio Gründling, Prof. Dr. Hélio Leães Hey, Prof. Dr. Rafael Beltrame, Dr. Jorge Massing, e em especial ao Prof. Dr. Humberto Pinheiro que compartilhou seus conhecimentos práticos de Eletrônica de Potência e se mostrou, durante a execução do trabalho, um amigo e incentivador.

Aos colegas do GEPOC pelo conhecimento partilhado: Fernando Beltrame, Guilherme da Silva, Leandro Roggia, Rafael Denardin, Raffael Engleitner, Rodrigo Krug, Tadeu Vargas.

Aos pacientes e compreensivos revisores deste trabalho Jonas Tibola, Karin Feistel, Fernando Beltrame e ao colega e amigo Rodrigo Krug pelo apoio na parte experimental deste trabalho.

Aos amigos de longa data pelo incondicional apoio: Alexandre Dalla Favera, Augusto Grützmacher, Charles Farias, Eduardo Dalla Favera, Gabriela Sikacz, Gustavo Ugalde, Henrique Pereira, Matheus Carazzo, Rafael M. Pereira, Rafael Pereira e Vinícius Jensen.

A meus pais, Jorge e Mara, e meus irmãos, Ana Carolina e Vinícius, e meus pais emprestados Paulo e Graça, pela base e estrutura que me forneceram durante toda vida.

À Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), que possibilitou e possibilita o desenvolvimento de trabalhos de qualidade, juntamente com os funcionários do Programa de

Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), pelo trabalho desenvolvido na secretaria, fundamental ao bom andamento das atividades deste programa.

*“Nossa maior fraqueza está em desistir. O caminho mais certo de vencer é tentar mais uma vez”*

Thomas Edison



## **RESUMO**

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

### **ANÁLISE COMPARATIVA DA ENERGIA INJETADA NA REDE POR INVERSORES MÓDULOS CA UTILIZADOS EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

AUTOR: LUCCAS MATIUZZI KUNZLER

ORIENTADOR: LUCIANO SCHUCH

Data e Local da Defesa: Santa Maria, 29 de Maio de 2013.

Esta Dissertação de Mestrado tem como objetivo a comparação entre duas topologias de conversores Módulo CA, aplicados em sistemas fotovoltaicos. Os princípios de funcionamento, as equações características e os parâmetros encontrados são detalhados para as duas topologias. São especificados componentes comerciais para a simulação do sistema, baseando-se no critério apresentado para ambos os Módulos CA. A análise da energia injetada na rede para cada topologia e o levantamento do custo com componentes ativos proporciona a criação de um índice de qualidade. Este índice permite a comparação entre elas e a determinação de qual topologia apresenta maior injeção de energia na rede com o menor investimento em componentes ativos. Através desse índice se observa que em simulação o rendimento do conversor *Full-Bridge ZVS Phase Shift* Módulo CA é superior. Resultados experimentais do conversor são apresentados para validar as análises teóricas e o funcionamento da topologia. A aplicação da topologia é voltada para sistemas fotovoltaicos de baixa potência e possibilita a utilização destes sistemas em pequena escala e com grande possibilidade de expansão.

Palavras-chave: Eletrônica de Potência, Inversor CC-CA, Energia Fotovoltaica.



## **ABSTRACT**

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

### **COMPARATIVE ANALYSIS OF THE INJECTED ENERGY ON THE GRID BY AC MODULE INVERTERS USED ON PHOTOVOLTAIC SYSTEMS**

AUTHOR: LUCAS MATIUZZI KUNZLER  
RESEARCH SUPERVISOR: LUCIANO SCHUCH  
Santa Maria, May 29<sup>th</sup>, 2013.

This Master's Dissertation aims to compare two topologies of AC Module converters, applied in photovoltaic systems. The principles of operation, the characteristic equations, the parameters found are detailed for both topologies, while their transfer functions are analyzed in order to present optimized controllers. Commercial components are determined for the real system simulation, based on the same criteria for both AC Modules. The analysis of the energy injected in the grid by each topology and their respective cost with active components provides a quality index that allows a fair comparison between them and determining which topology provides superior performance on the conditions of this study. Through this index is observed that the efficiency of the converter Full-Bridge ZVS Phase Shift AC Module is superior. Experimental results of the converter are presented validating the theoretical analysis and the operation of the topology. The application of this topology is on photovoltaic systems and enables the use of these systems at small scales and with great potential for expansion. The use of photovoltaic energy is of utmost importance in the global scenario, where the search for renewable energy grows exponentially.

Keywords: Power Electronics, DC-AC Inverters, Photovoltaic Energy.





## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 Crescimento da produção global de energia (MToe) entre 1971 e 2009 e parcelas representativas de cada combustível [1].....	35
Figura 1.2 (a) Participação dos países no mercado global de sistemas fotovoltaicos até o ano de 2010 e (b) crescimento da capacidade instalada durante os anos de 2000 e 2010 [2].....	38
Figura 2.1 Sistema fotovoltaico isolado ou autônomo .....	42
Figura 2.2 Sistema autônomo CC com armazenamento de energia .....	44
Figura 2.3 Sistema autônomo CC com armazenamento de energia sem ligação do painel com a carga.....	45
Figura 2.4 Sistema fotovoltaico conectado à rede.....	45
Figura 2.5 Sistema fotovoltaico conectado à rede – residencial/industrial .....	46
Figura 2.6 Sistema fotovoltaico conectado à rede – plantas centralizadas.....	46
Figura 2.7 Sistema fotovoltaico – Configuração inversor central .....	49
Figura 2.8 Sistema fotovoltaico – Configuração a) <i>String</i> e b) <i>Multi-String</i> .....	50
Figura 2.9 Sistema fotovoltaico – Configuração Módulo CA.....	51
Figura 2.10 Sistema fotovoltaico – Configuração <i>Team-Concept</i> .....	52
Figura 2.11 Módulo CA com barramento CC .....	57
Figura 2.12 Módulo CA com <i>pseudo</i> barramento CC.....	58
Figura 2.13 Módulo CA sem barramento CC .....	58
Figura 2.14 Inversor 200W <i>PWM ZVS</i> proposto por [27].....	59
Figura 2.15 Inversor com conversor série ressonante na entrada e saída em <i>Full-Bridge</i> híbrido [28].....	60
Figura 2.16 Inversor com <i>Flyback</i> na entrada e <i>Full-Bridge</i> na saída [29] e [30]. .....	60
Figura 2.17 Inversor com entrada <i>Boost</i> dois indutores e saída em ponte retificadora e <i>Full-Bridge</i> de baixa frequência [31] .....	61
Figura 2.18 Inversor com conversor <i>Boost</i> paralelo ressonante e comutação suave na entrada e <i>Full-Bridge</i> na saída [32].....	61
Figura 2.19 Inversor com <i>Boost</i> , <i>Push-Pull</i> e <i>CSI</i> integrados [33]. .....	63
Figura 2.20 Inversor com <i>Push-Pull</i> , <i>Buck</i> e <i>CSI</i> integrados .....	63
Figura 2.21 Inversor <i>Flyback</i> e <i>CSI</i> (baseado em um <i>Full-Bridge</i> ) integrados [35] e [36] .....	64
Figura 2.22 Inversor <i>Full-Bridge</i> série-paralelo ressonante com <i>CSI</i> [37] .....	64
Figura 2.23 Inversor <i>Flyback</i> CC-CA com transformador com <i>tap</i> central [38] e [39].....	65
Figura 2.24 Inversor <i>Buck-Boost</i> e <i>Flyback</i> CC-CA integrado [40], [41] e [42] .....	66

Figura 2.25 Inversor <i>Flyback</i> com interruptor auxiliar com comutação suave [43].....	66
Figura 2.26 Inversor <i>Flyback</i> com células intercaladas e célula bidirecional da saída [44]....	67
Figura 2.27 Inversor com <i>Full-Bridge</i> na entrada e célula bidirecional da saída [44] .....	67
Figura 2.28 Inversor <i>Flyback</i> com células em paralelo e célula bidirecional da saída [44] ....	68
Figura 2.29 Inversor com <i>Buck</i> e <i>Boost</i> em cascata com snubbers passivos não-dissipativos [45] e [46].....	68
Figura 2.30 Inversor com <i>Boost</i> de dois indutores e três estágio de operação [47] e [48] .....	69
Figura 2.31 Inversor com entrada <i>Buck-Boost</i> em MCD e <i>Full-Bridge</i> na saída [49]. .....	69
Figura 2.32 Inversor com entrada <i>Buck-Boost</i> não inversora em MCD e <i>Full-Bridge</i> na saída [50]. .....	70
Figura 2.33 Inversor com entrada <i>Buck-Boost Switched-inductor</i> e <i>Full-Bridge</i> na saída [51]. .....	70
Figura 2.34 Inversor com <i>Full-Bridge</i> na entrada e conversão “impedância-admitância” [53] .....	72
Figura 2.35 Inversor com conversor <i>Push-Pull</i> CC-CA e cicloconversor [54] .....	73
Figura 2.36 Inversor com <i>Boost</i> de dois indutores e alternador de frequência com interruptores bidirecionais [55] .....	73
Figura 2.37 Inversor com <i>Boost</i> integrado com <i>Full-Bridge</i> de saída [56]. .....	74
Figura 2.38 Inversor com <i>Buck-Boost</i> diferencial [57].....	74
Figura 2.39 Inversor baseado em conversor <i>Buck-Boost</i> [58]. .....	75
Figura 2.40 Inversor duplamente aterrado de um indutor baseado em conversor <i>Buck-Boost</i> [59].....	75
Figura 2.41 Inversor baseado em conversor <i>Semi quasi-Z</i> com ganho contínuo de tensão [60] .....	76
Figura 2.42 Conversor <i>FBZPS</i> Módulo CA [86] .....	78
Figura 2.43 Conversor <i>FBZPS</i> Módulo CA com Barramento CC [87] .....	79
Figura 2.44 Conversor série-paralelo com saída em ponte retificadora, filtro <i>LC</i> , e <i>Full-Bridge</i> na saída proposto por [88].....	79
Figura 3.1 Conversor <i>Flyback</i> CC-CC convencional .....	81
Figura 3.2 Conversor <i>Flyback</i> Módulo CA .....	82
Figura 3.3 Primeira etapa de operação do conversor <i>Flyback</i> Módulo CA.....	85
Figura 3.4 Segunda etapa de operação do conversor <i>Flyback</i> Módulo CA.....	86
Figura 3.5 Comportamento das variáveis $i_{Lm}$ , $v_{Cf}$ , $i_{Lf}$ e $d$ sob análise QRP.....	87

Figura 3.6 Diagrama de Bode da função de transferência, $G_{iLfd}$ , da corrente de saída e a razão cíclica .....	91
Figura 3.7 Diagrama de Bode da função de transferência, $G_{iLm_d}$ , da corrente de saída e a razão cíclica .....	92
Figura 3.8 Diagrama de Bode da FTMA com o controlador $G_c$ .....	93
Figura 3.9 Corrente e tensão no primário do conversor em regime senoidal .....	97
Figura 3.10 Corrente na saída do conversor e tensão da rede em regime senoidal para 100 % da potência de entrada .....	97
Figura 3.11 Corrente na saída do conversor e tensão da rede em regime senoidal para 50 % da potência de entrada .....	98
Figura 3.12 Tensão e corrente no interruptor $S$ .....	98
Figura 3.13 Detalhe da tensão sobre o interruptor $S$ .....	99
Figura 3.14 Corrente no interruptor $S_p$ durante o semiciclo positivo da rede .....	99
Figura 3.15 Tensão no interruptor $S_p$ durante o semiciclo negativo da rede .....	100
Figura 3.16 Tensão e corrente no diodo $D_p$ durante o semiciclo positivo da rede .....	100
Figura 3.17 Rendimento estimado através da simulação do sistema .....	102
Figura 3.18 Relação da energia produzida pelo custo total dos componentes ativos.....	105
Figura 4.1 Conversor $FBZPS$ CC-CC convencional .....	107
Figura 4.2 Detalhamento dos elementos conversor $FBZPS$ Módulo CA .....	110
Figura 4.3 Inversor $FBZPS$ Módulo CA.....	112
Figura 4.4 Primeira etapa de operação Inversor $FBZPS$ Módulo CA .....	114
Figura 4.5 Segunda etapa de operação Inversor $FBZPS$ Módulo CA .....	115
Figura 4.6 Terceira etapa de operação Inversor $FBZPS$ Módulo CA.....	116
Figura 4.7 Quarta etapa de operação Inversor $FBZPS$ Módulo CA .....	117
Figura 4.8 Quinta etapa de operação Inversor $FBZPS$ Módulo CA .....	118
Figura 4.9 Sexta etapa de operação Inversor $FBZPS$ Módulo CA .....	119
Figura 4.10 Principais formas de ondas do conversor $FBZPS$ de acordo com as etapas de operação.....	120
Figura 4.11 Detalhamento das tensões no primário e secundário do transformador.....	121
Figura 4.12 Diagrama de Bode da função de transferência, $G_{iLg_\theta}$ , da corrente de saída e deslocamento de fase .....	124
Figura 4.13 Diagrama de Bode da função de transferência, $G_{iLf_\theta}$ , da corrente do filtro de saída e deslocamento de fase .....	126
Figura 4.14 Diagrama de Bode da FTMA com o controlador $G_c$ .....	126

Figura 4.15 Tensão de entrada e corrente no primário em análise senoidal .....	129
Figura 4.16 Tensão da rede e corrente na saída para condição de 100 % da carga em análise senoidal .....	130
Figura 4.17 Tensão da rede e corrente na saída para condição de 50 % da carga em análise senoidal .....	130
Figura 4.18 Corrente no primário e no secundário do transformador em análise QRP .....	131
Figura 4.19 Tensão no primário e no secundário do transformador em análise QRP .....	131
Figura 4.20 Tensão e corrente no primário do transformador em análise QRP.....	132
Figura 4.21 Tensão e corrente no secundário do transformador em análise QRP .....	132
Figura 4.22 Tensão e corrente no interruptor $S_I$ em análise QRP.....	133
Figura 4.23 Corrente no primário e nos diodos $D_1$ e $D_2$ da ponte retificadora em análise QRP .....	134
Figura 4.24 Corrente e tensão no diodo $D_1$ em análise QRP .....	134
Figura 4.25 Tensão e corrente sobre o interruptor $Q_I$ durante o semiciclo positivo da rede em análise QRP.....	135
Figura 4.26 Tensão e corrente sobre o interruptor $Q_I$ durante o semiciclo negativo da rede em análise QRP.....	135
Figura 4.27 Rendimento estimado através da simulação do sistema.....	136
Figura 4.28 Relação da energia produzida pelo custo total dos componentes ativos .....	139
Figura 6.1 Diagrama do sistema completo do conversor <i>FBZPS</i> Módulo CA .....	147
Figura 6.2 Sistema real do conversor <i>FBZPS</i> Módulo CA implementado .....	148
Figura 6.3 Tensão e corrente na saída do inversor <i>FBZPS</i> Módulo CA para potência nominal .....	149
Figura 6.4 Entrada em Condução – Tensão <i>dreno-source</i> (Ch1) e tensão <i>gate-source</i> (Ch2) no interruptor $S_I$ durante o pico positivo da senóide de referência para potência nominal .....	150
Figura 6.5 Bloqueio – Tensão <i>dreno-source</i> (Ch1) e tensão <i>gate-source</i> (Ch2) no interruptor $S_I$ durante o pico positivo da senóide de referência para potência nominal .....	151
Figura 6.6 Corrente (Ch1) e tensão (Ch2) no primário do transformador durante o pico positivo da senóide de referência para potência nominal .....	152
Figura 6.7 Tensão no primário (Ch2) e secundário (Ch4) do transformador durante o pico positivo da senóide de referência para potência nominal .....	152
Figura 6.8 Entrada em Condução – Tensão <i>dreno-source</i> (Ch1) e tensão <i>gate-source</i> (Ch2) no interruptor $S_I$ durante o cruzamento por zero da senóide de referência para potência nominal ..	153

Figura 6.9 Bloqueio – Tensão <i>dreno-source</i> (Ch1) e tensão <i>gate-source</i> (Ch2) no interruptor $S_I$ durante o cruzamento por zero da senóide de referência para potência nominal.....	154
Figura 6.10 Tensão e corrente na saída do inversor <i>FBZPS</i> Módulo CA para potência reduzida .....	155
Figura 6.11 Entrada em Condução – Tensão <i>dreno-source</i> (Ch1) e tensão <i>gate-source</i> (Ch2) no interruptor $S_I$ durante o pico positivo da senóide de referência para potência reduzida ...	156
Figura 6.12 Bloqueio – Tensão <i>dreno-source</i> (Ch1) e tensão <i>gate-source</i> (Ch2) no interruptor $S_I$ durante o pico positivo da senóide de referência para potência reduzida .....	156
Figura 6.13 Corrente (Ch1) e tensão (Ch2) no primário do transformador durante o pico positivo da senóide de referência para potência reduzida .....	157
Figura 6.14 Tensão no primário (Ch2) e secundário (Ch4) do transformador durante o pico positivo da senóide de referência para potência reduzida .....	157
Figura 6.15 Entrada em Condução – Tensão <i>dreno-source</i> (Ch1) e tensão <i>gate-source</i> (Ch2) no interruptor $S_I$ durante o cruzamento por zero da senóide de referência para potência reduzida .....	158
Figura 6.16 Bloqueio – Tensão <i>dreno-source</i> (Ch1) e tensão <i>gate-source</i> (Ch2) no interruptor $S_I$ durante o cruzamento por zero da senóide de referência para potência reduzida.....	158
Figura 6.17 Rendimento do conversor <i>FBZPS</i> Módulo CA em função da potência de entrada .....	159



## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 Comparação das configurações de sistemas fotovoltaicos .....	53
Tabela 2.2 Comparativo entre as topologias de Módulo CA com barramento CC .....	62
Tabela 2.3 Comparativo entre as topologias de Módulo CA com <i>pseudo</i> barramento CC.....	71
Tabela 2.4 Comparativo entre as topologias de Módulo CA sem barramento CC .....	76
Tabela 2.5 Comparação entre as configurações de Módulos CA.....	77
Tabela 3.1 Algoritmo para determinação do valor de $L_m$ e $n$ .....	89
Tabela 3.2 Configurações necessárias do projeto <i>Flyback</i> Módulo CA.....	89
Tabela 3.3 Parâmetros do conversor.....	89
Tabela 3.4 Valores máximos de corrente e tensão sobre os componentes da topologia.....	90
Tabela 3.5 Determinação dos valores de tensão e corrente para os semicondutores do <i>Flyback</i> Módulo CA.....	95
Tabela 3.6 Componentes comerciais utilizados na simulação do <i>Flyback</i> Módulo CA .....	95
Tabela 3.7 Peso dos diferentes índices de rendimento de acordo com a carga .....	101
Tabela 3.8 Rendimento do conversor <i>Flyback</i> Módulo CA simulado .....	101
Tabela 3.9 Energia produzida segundo índice Euro eficiência .....	103
Tabela 3.10 Energia produzida segundo índice Califórnia eficiência .....	103
Tabela 3.11 Energia injetada na rede durante a vida útil do conversor.....	104
Tabela 3.12 Custo total de componentes ativos do sistema <i>Flyback</i> Módulo CA .....	104
Tabela 3.13 Relação de energia produzida por custo total de componentes ativos do sistema <i>Flyback</i> Módulo CA .....	104
Tabela 4.1 Interruptores <i>FBZPS</i> Módulo CA na primeira etapa de operação.....	114
Tabela 4.2 Interruptores <i>FBZPS</i> Módulo CA na segunda etapa de operação .....	115
Tabela 4.3 Interruptores <i>FBZPS</i> Módulo CA na terceira etapa de operação .....	116
Tabela 4.4 Interruptores <i>FBZPS</i> Módulo CA na quarta etapa de operação .....	117
Tabela 4.5 Interruptores <i>FBZPS</i> Módulo CA na quinta etapa de operação .....	118
Tabela 4.6 Interruptores <i>FBZPS</i> Módulo CA na sexta etapa de operação .....	119
Tabela 4.7 Configurações necessárias do projeto <i>FBZPS</i> Módulo CA.....	123
Tabela 4.8 Parâmetros do conversor [65].....	123
Tabela 4.9 Valores máximos de corrente e tensão sobre os componentes da topologia.....	127
Tabela 4.10 Determinação dos valores de tensão e corrente para os semicondutores do <i>FBZPS</i> Módulo CA.....	128
Tabela 4.11 Componentes comerciais utilizados na simulação do <i>FBZPS</i> Módulo CA.....	128

Tabela 4.12	Rendimento do conversor <i>FBZPS</i> Módulo CA simulado .....	136
Tabela 4.13	Energia produzida segundo índice Euro eficiência .....	137
Tabela 4.14	Energia produzida segundo índice Califórnia eficiência .....	138
Tabela 4.15	Energia injetada na rede durante a vida útil do conversor .....	138
Tabela 4.16	Custo total de componentes ativos do sistema <i>FBZPS</i> Módulo CA .....	138
Tabela 4.17	Relação de energia produzida por custo total de componentes ativos do sistema <i>FBZPS</i> Módulo CA .....	138
Tabela 5.1	Energia injetada na rede pelas topologias <i>Flyback</i> e <i>FBZPS</i> Módulo CA de acordo o tipo de critério de rendimento .....	142
Tabela 5.2	Custo das topologias <i>Flyback</i> e <i>FBZPS</i> Módulo CA em componentes ativos ....	143
Tabela 5.3	Comparação da energia produzida por Real utilizado em componentes ativos...	143
Tabela 6.1	Parâmetros utilizados para implementação prática do conversor <i>FBZPS</i> Módulo CA .....	146
Tabela 6.2	Semicondutores utilizados para implementação prática do conversor <i>FBZPS</i> Módulo CA .....	146
Tabela 6.3	Valores das resistências de carga $R_g$ em função da potência de entrada.....	147



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
BIT	Unidade de informação
CA	Corrente Alternada
CA-CC	Corrente Alternada para Corrente Contínua
CC	Corrente Contínua
CC-CA	Corrente Contínua para Corrente Alternada
CC-CC	Corrente Contínua para Corrente Contínua
CL	Capacitor e Indutor
CSI	<i>Current-Source Inverters</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
EEG	<i>Erneuerbare-Energien-Gesetz</i> – Ato de Energias Renováveis
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
FBZPS	<i>Full-Bridge ZVS Phase Shift</i>
FP	Fator de Potência
FTMA	Função de Transferência em Malha Aberta
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
LC	Indutor-Capacitor
LCL	Indutor-Capacitor-Indutor
LPT	Luz Para Todos
MCC	Modo de Condução Contínua
MCCR	Modo de Condução Crítica
MCD	Modo de Condução Descontínua
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
NBR	Norma Brasileira
PPGEE	Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
PRODEEM	Programa de Desenvolvimento de Estados e Municípios
PS	<i>Phase Shift</i>
PWM	<i>Pulse-width modulation</i>
QRP	<i>Quasi</i> Regime Permanente
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SEP	Sistema Elétrico de Potência
SMD	<i>Surface-mount technology</i>
TCU	Tribunal de Contas da União
TDH	Taxa de Distorção Harmônica
TWh	1 trilhão de unidades de energia (watt-hora)
UFMS	Universidade Federal de Santa Maria
UPS	Uninterruptible power supply

ZVS  
ZVSE

*Zero Voltage Switching*  
Zero Variável no Semiplano Esquerdo

## LISTA DE SÍMBOLOS

A	Unidade de corrente (Âmpere)
$C_f$	Capacitor de filtro
$C_{oss}$	Capacitância intrínseca entre <i>drain</i> e <i>source</i> de cada interruptor
$C_{pv}$	Capacitor utilizado em paralelo com o painel fotovoltaico
$C_{S1-4}$	Capacitores $C_{oss}$ dos interruptores $S_{1-4}$
$D$	Razão cíclica
$D_{1-4}$	Diodos utilizados na ponte retificadora
$d_{eff}$	Razão cíclica efetiva
$d_{effMCCmax}$	Razão cíclica efetiva máxima em MCC
$d_{MCCmax}$	Razão cíclica máxima
$D_{p,n}$	Diodos utilizados nos semiciclos positivos e negativos da rede
$D_{S1-4}$	Diodos em antiparelelo dos interruptores $S_{1-4}$
$E_{dia}$	Energia produzida por dia
$E_{total}$	Energia produzida total
$f_s$	Frequência de comutação
$G_c$	Ganho do controlador
$G_{iL_f_d}$	Função de transferência da corrente $i_{L_f}$ em função de $d$
$G_{iL_f_\theta}$	Função de transferência da corrente $i_{L_f}$ em função de $\theta$
$G_{iL_m_d}$	Função de transferência da corrente $i_{L_m}$ em função de $d$
$G_{iL_m_\theta}$	Função de transferência da corrente $i_{L_m}$ em função de $\theta$
GWp	1 bilhão de unidades de potência de pico (watt-pico)
Hz	Unidade de frequência (ciclos/segundo)
$i_{L_f}$	Corrente no indutor de filtro $L_f$
$i_{L_g}$	Corrente no indutor de filtro $L_g$
$i_{L_m}$	Corrente no indutor magnetizante $L_m$
$I_P$	Corrente no primário
$I_{Pmax}$	Corrente no primário máxima
$I_{pv}$	Corrente de MPPT do painel fotovoltaico
$I_S$	Corrente no secundário
$I_{Smax}$	Corrente no secundário máxima
kHz	1 milhar de unidades de frequência
kW	1 milhar de unidades de potência (watt)
kWh	1 milhar de unidades de energia (watt-hora)
$L_f$	Indutância do filtro
$L_g$	Indutância contra rede
$L_{lk}$	Indutância de dispersão
$L_m$	Indutância magnetizante

$L_{mc}$	Indutância magnetizante crítica
MToe	<i>Million Tonnes of Oil Equivalent</i> – Equivalente a Milhões de Toneladas de Petróleo
MWp	1 milhão de unidades de potência de pico (watt-pico)
$m\Omega$	1 milésimo de unidade de resistência
$N$	Relação de transformação $N2/N1$
$N1$	Número de espiras no primário do transformador ou indutor acoplado
$N2$	Número de espiras no secundário do transformador ou indutor acoplado
ns	1 bilionésimo de unidade de segundo
$P_{100\%}$	Potência de saída para 100% da carga
$p_{100\%}$	Peso relativo à potência de saída para 100% da carga
$P_{5\%}$	Potência de saída para 5% da carga
$p_{5\%}$	Peso relativo à potência de saída para 5% da carga
$P_{in}$	Potência de entrada
$P_{out}$	Potência de saída
$P_{pv}$	Potência do painel fotovoltaico
$Q_{1-4}$	Interruptores comutados em baixas frequências do conversor <i>FBZPS</i> Módulo CA
R\$	Unidade de moeda real brasileira
$R_{dson}$	Resistência de condução entre <i>dreno</i> e <i>source</i> de interruptores
$R_g$	Resistência de carga
$S$	Interruptor comutado em alta frequência do conversor <i>Flyback</i> Módulo CA
s	Unidade de segundo
$S_{1-4}$	Interruptores comutados em altas frequências do conversor <i>FBZPS</i> Módulo CA
$S_{p,n}$	Interruptores utilizados nos semiciclos positivos e negativos da rede
$t_{on}$	Tempo de condução dos interruptores
$T_s$	Período de comutação
V	Unidade de tensão
$v_{Cf}$	Tensão sobre o capacitor de filtro $C_f$
$v_{Cpv}$	Tensão sobre o capacitor $C_{pv}$
$V_F$	Queda de tensão no diodo
$V_g$	Tensão instantânea da rede
$V_{grms}$	Tensão RMS
$V_P$	Tensão sobre o primário do transformador ou indutor acoplado
$V_{pv}$	Tensão de MPPT do painel fotovoltaico
$V_{rms}$	Unidade de tensão RMS
$V_S$	Tensão sobre o secundário do transformador ou indutor acoplado
Wh	Unidade de energia (watt-hora)
Wp	1 unidade de potência de pico (watt-pico)

$\Delta d$	Perda de razão cíclica
$\Delta d_{MCCmax}$	Perda de razão cíclica máxima
$\Delta t_{E/C}$	Intervalo de tempo utilizado para o cálculo da energia injetada na rede segundo a Euro e Califórnia eficiência
$\Delta t_{E/C}$	Intervalo de tempo para a Califórnia eficiência e Euro eficiência
$\theta$	Deslocamento de fase
$\Omega$	Unidade de resistência



# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>35</b>
1.1	Panorama da energia solar fotovoltaica	35
1.2	Objetivos do estudo	39
1.3	Organização da dissertação	39
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b>	<b>41</b>
2.1	Introdução	41
2.2	Topologias de sistemas fotovoltaicos	41
2.2.1	Sistemas isolados	42
2.2.2	Sistemas conectados à rede de distribuição	45
2.2.3	Comparação entre os sistemas isolados e conectados à rede	47
2.3	Configurações de sistemas fotovoltaicos conectados à rede	47
2.3.1	Configuração Inversor Central	48
2.3.2	Configuração String e Multi-String	49
2.3.3	Configuração Módulo CA	50
2.3.4	Configuração Team-Concept	52
2.3.5	Configuração “Célula CA”	53
2.3.6	Comparação das configurações de sistemas fotovoltaicos conectados à rede	53
2.3.7	Conclusão	54
2.4	Módulo CA	54
2.4.1	Organização do Módulo CA	56
2.4.2	Módulo com barramento CC	58
2.4.3	Módulo com <i>pseudo</i> barramento CC	62
2.4.4	Módulo sem barramento CC	71
2.4.5	Comparação entre as topologias de Módulos CA	76
2.4.6	Conclusão	77
2.5	Topologias de <i>FBZPS</i> Módulo CA	78
2.5.1	Conversor <i>FBZPS</i> Módulo CA sem Barramento CC	78
2.5.2	Conversor <i>FBZPS</i> Módulo CA com Barramento CC	79
2.5.3	Conversor <i>FBZPS</i> Módulo CA com <i>Pseudo</i> Barramento CC	79
2.5.4	Conclusão	80
2.6	Conclusão	80
<b>3</b>	<b>CONVERSOR CC-CA <i>FLYBACK</i> MÓDULO CA</b>	<b>81</b>
3.1	Introdução	81
3.2	Conversor <i>Flyback</i> Módulo CA	82
3.2.1	Elementos do conversor	83
3.2.2	Descrição dos modos de operação em MCC	84
3.2.3	Equacionamento e parâmetros do conversor	88
3.2.4	Modelagem e controle em MCC	90
3.2.5	Determinação de semicondutores comerciais	94

3.3	Resultados de simulação .....	95
3.3.1	Análise senoidal e QRP .....	96
3.3.2	Rendimento.....	101
3.3.3	Taxa de distorção harmônica e fator de potência .....	102
3.3.4	Qualidade e quantificação da energia produzida .....	103
3.4	Conclusão .....	105
<b>4</b>	<b>CONVERSOR CC-CA <i>FULL-BRIDGE ZVS PHASE SHIFT</i> MÓDULO CA .....</b>	<b>107</b>
4.1	Introdução.....	107
4.1.1	Elementos do Conversor.....	109
4.2	Detalhamento do conversor <i>FBZPS</i> Módulo CA com <i>pseudo</i> barramento CC .....	112
4.2.1	Introdução .....	112
4.2.2	Descrição dos modos de operação em MCC .....	113
4.2.3	Perda de razão cíclica, equacionamento e parâmetros do conversor.....	121
4.2.4	Modelagem e controle em MCC.....	123
4.2.5	Determinação de semicondutores comerciais.....	127
4.3	Resultados de simulação .....	128
4.3.1	Análise senoidal e QRP .....	129
4.3.2	Rendimento.....	136
4.3.3	Taxa de distorção harmônica e fator de potência .....	137
4.3.4	Qualidade e quantificação da energia produzida .....	137
4.4	Conclusão .....	139
<b>5</b>	<b>ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OS SISTEMAS .....</b>	<b>141</b>
5.1	Introdução.....	141
5.2	Qualidade da energia injetada na rede.....	141
5.2.1	Taxa de distorção harmônica .....	141
5.2.2	Fator de potência.....	142
5.3	Quantidade da energia injetada na rede.....	142
5.3.1	Energia injetada na rede durante a vida útil.....	142
5.3.2	Custo em componentes ativos .....	143
5.3.3	Energia injetada na rede durante a vida útil por custo em componentes ativos .....	143
5.4	Conclusão .....	144
<b>6</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....</b>	<b>145</b>
6.1	Introdução.....	145
6.2	Definições do conversor <i>FBZPS</i> Módulo CA implementado .....	145
6.3	Resultados experimentais do conversor <i>FBZPS</i> Módulo CA .....	148
6.3.1	Potência de entrada nominal – 200 W .....	148
6.3.2	Potência de entrada reduzida – 100 W .....	154
6.3.3	Análise da rendimento .....	159



6.4	Conclusão.....	160
<b>7</b>	<b>CONCLUSÃO .....</b>	<b>161</b>
7.1	Propostas para trabalhos futuros .....	163
7.2	Artigos vinculados ao trabalho desenvolvido .....	164
<b>8</b>	<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>165</b>
<b>9</b>	<b>APÊNDICE.....</b>	<b>171</b>



# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 Panorama da energia solar fotovoltaica

No início da humanidade a única fonte de energia utilizada pelo homem era aquela necessária para fazer o fogo: lenha ou matérias orgânicas combustíveis. Com o passar do tempo e a chegada da Idade Média, o homem começou a dominar o uso da água e do vento para produção de energia. Esse aproveitamento de energia tornou possível os primeiros processos industriais, por mais primitivos que fossem. Nada se compara a série de mudanças tecnológicas que aceleraram o crescimento a partir do século XVIII, conhecida como Revolução Industrial.

Com a Revolução Industrial passou-se a utilizar combustíveis fósseis, primeiramente o carvão, para a produção de energia. A partir deste momento a demanda mundial de energia vem crescendo à medida que antigos processos são automatizados e novos processos criados. Atualmente a demanda global de energia se duplica a cada intervalo de 20 a 30 anos e atingiu no ano de 2010 12.717 MToe, equivalente a 147.898 TWh [1]. A Figura 1.1 apresenta o crescimento da produção de energia desde o ano de 1971 até 2009 e a porcentagem que cada tipo de combustível representa neste total [1].

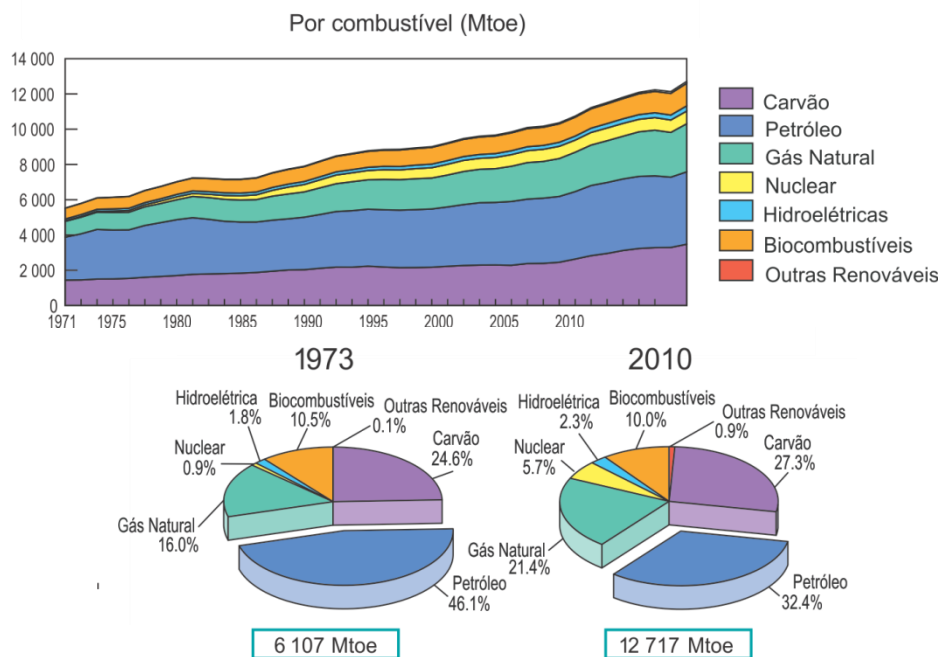


Figura 1.1 Crescimento da produção global de energia (MToe) entre 1971 e 2009 e parcelas representativas de cada combustível [1]

É possível observar na Figura 1.1 a imensa dependência do mundo de combustíveis fósseis, de 86,7 % em 1971 e de 81,1 % em 2010. O combustível fóssil é limitado pela geologia terrestre, considerado uma fonte de energia finita, ou não renovável.

Nos dias atuais existem duas frentes de estudo e investimentos para reduzir a imensa dependência do ser humano pelo petróleo e carvão. A primeira trata da efficientização de processos. De forma simplificada, esta medida trata de realizar um mesmo processo com certa economia de energia, ou seja, para uma mesma saída de produtos, uma menor energia utilizada. Dentro de um sistema, esta medida proporciona ou economia de energia ou a possibilidade de crescimento sem custos adicionais, sem consumir mais energia.

A segunda frente, considerada a mais importante, trata das fontes renováveis de energia. Energias renováveis são aquelas provindas de processos que garantam a sustentabilidade e a renovação dos recursos naturais, com reduzidas emissões atmosféricas de poluentes. Além disso, elas aumentam a quantidade e oferta de energia e são melhores utilizadas em sistemas descentralizados de distribuição de energia, provendo sua energia para o entorno das suas instalações [5]. Atualmente algumas fontes de energia são economicamente viáveis, enquanto outras se encontram em processo de redução de preços a fim de tornarem-se competitivas no mercado. Para exemplificar o potencial da energia renovável, cita-se o exemplo de Portugal, que somente em 2011, economizou 825 milhões de euros através da utilização de energias renováveis para a produção de energia elétrica. Deste montante, 104 milhões de euros são atrelados às licenças ambientais relativas à emissão de poluentes que o país deixou de pagar [5].

Ainda na Figura 1.1, percebe-se no intervalo de 37 anos um pequeno aumento da utilização de fontes de energia renováveis, tais como hídrica, biocombustível e outros, passando de 12,4 % em 1971 para 13,2 % em 2010. Vale lembrar que esse percentual representa uma parte do todo, ou seja, por mais que o crescimento percentual seja pequeno, ele representa um aumento bruto de 9.908 TWh na energia produzida. Porém, esse percentual se deve principalmente ao aumento das usinas hidroelétricas, ou seja, as energias eólica, solar e bioenergia ainda representam valores muito baixos no cenário global da produção de energia primária.

Em 2011, devido a acidentes nucleares ocorridos em Fukushima (Japão), as energias renováveis ganharam um apoio ainda maior no cenário internacional para suprir o déficit de energia que irá se criar nos próximos anos devido ao desligamento de várias usinas nucleares.

Dentre as energias renováveis com um grande potencial de crescimento e utilização encontra-se a energia solar.

A energia solar fotovoltaica usada para geração de energia elétrica vem sendo considerada por muitos países como uma alternativa para a diminuição dos impactos ambientais causados pelas usinas termoelétricas e nucleares. Anualmente chega à Terra energia solar suficiente para abastecer todo consumo mundial de energia primária em mais de 10.000 vezes [2]. A energia solar é a que possui o maior potencial dentre todos os tipos de energia. Segundo estudos, se somente 0,34 % da área da Europa fosse coberta com painéis solares, esta área seria capaz de fornecer toda a energia elétrica mundial demandada. Outro estudo revela que se 4 % das áreas desérticas do planeta fossem cobertas de painéis, essa energia seria suficiente para suportar a demanda primária mundial de energia [2].

Esta forma de geração é a que mais cresce no mundo atualmente. Somente durante o ano de 2010, 15 GWp foram instalados ao redor do mundo, elevando a capacidade global para 40 GWp. Além desse crescimento em potência instalada houve também um aumento significativo de instalações de unidades geradoras, ultrapassando dois milhões de unidades. No ano de 2013 a capacidade mundial aproximadamente 80 GWp de sistemas instalados [2].

Dentre as vantagens da energia solar, pode-se dizer que: ela é uma energia limpa, sustentável e renovável; gera desenvolvimento regional devido à criação de novos empregos (previsão de 1,62 milhões de empregos em 2015 e 4,64 milhões em 2030); energia que contribui com os objetivos internacionais de corte de emissão de poluentes e reduz mudanças no clima, hoje evitando que aproximadamente quatro milhões de toneladas de gás carbônico, CO<sub>2</sub>, sejam emitidas por ano [2].

Além disso, produz energia que pode ser utilizada de forma distribuída, reduzindo as perdas associadas à transmissão e distribuição. Não possui partes móveis, o que reduz manutenções, não produz poluição visual e/ou sonora como aerogeradores e hidroelétricas. Sua característica modular garante a possibilidade de aumentar os sistemas somente com as expansões do sistema de transmissão. Pode-se também integrar a geração de energia fotovoltaica a fachadas, telhados, lajes e jardins sem a necessidade de exigir uma área específica e destinada para a alocação de painéis [3].

Em países de primeiro mundo, como Japão, Estados Unidos da América e Alemanha existem mecanismos regulatórios específicos para utilização de geração fotovoltaica, seja com incentivo financeiro ou fiscal. Foi através dessa política que a Alemanha dominou em 10 anos (2000-2010) 53 % do mercado global de sistemas fotovoltaicos, conforme pode ser visto na

Figura 1.2. Essa porcentagem representa uma capacidade instalada de aproximadamente 21 GWp [1].

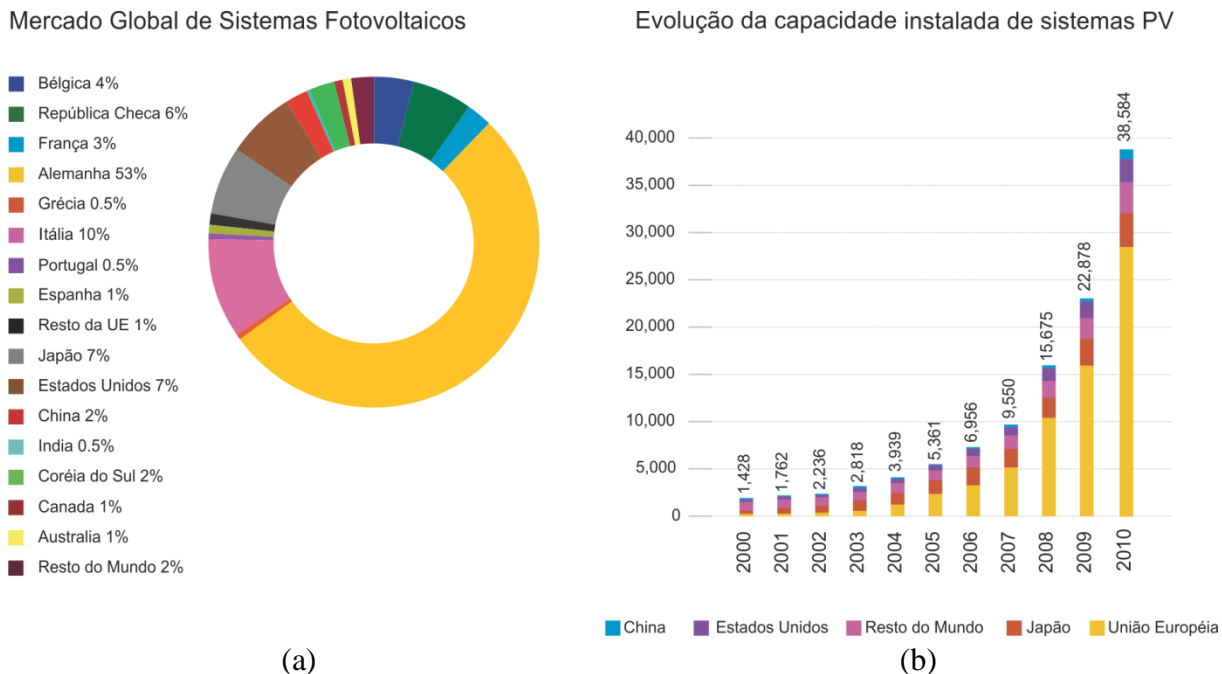


Figura 1.2 (a) Participação dos países no mercado global de sistemas fotovoltaicos até o ano de 2010 e (b) crescimento da capacidade instalada durante os anos de 2000 e 2010 [2].

No Brasil, país que pela área, geografia e localização, entre outros fatores, é potencialmente favorável para o desenvolvimento de sistemas fotovoltaicos, existe um atraso nesta área em relação a outros países. Porém, em abril de 2012 a Agência Nacional de Energia Elétrica, ANEEL, através de suas resoluções número 481 e 482 habilitou o acesso de mini e micro usinas fotovoltaicas à rede e criou mecanismo de incentivo, aplicando descontos de até 80 % durante os primeiros 10 anos de funcionamento da unidade [4].

No ano de 2013 foram regulamentadas três normas relativas à energia fotovoltaica em âmbito brasileiro. A ABNT NBR16150 define as características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição, determinando os procedimentos de ensaio de conformidade. A ABNT NBR 16149 define as características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição e a ABNT NBR IEC 62116:2012 define os procedimento de ensaio de anti-ilhamento para inversores de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica.

Um sistema fotovoltaico é constituído por um painel fotovoltaico, ou um conjunto de painéis, por um conversor de energia, também conhecido por inversor e pela rede elétrica. O conversor de energia é responsável por compatibilizar os níveis de tensão e corrente entre o

painel e a rede. Este conversor deve ser o mais eficiente possível para não agregar mais perdas ao sistema.

O desenvolvimento da Eletrônica de Potência possibilitou nos últimos anos um desenvolvimento muito grande, com significativas elevações nos rendimentos de inversores das mais variadas potências. Nas duas últimas décadas houve principalmente a viabilização de inversores para baixas potências e com elevado ganho estático. Isso possibilitou que o conceito do Módulo CA, um inversor de baixa potência integrado ao painel fotovoltaico fosse implementado. O Módulo CA é um inversor utilizado para sistemas onde deseja-se um baixo custo inicial e de simples instalação.

## **1.2 Objetivos do estudo**

Esta Dissertação de Mestrado tem como objetivo apresentar inicialmente uma revisão bibliográfica, encontrada na literatura técnica, sobre a energia solar fotovoltaica, sobre as configurações de sistemas utilizados, descrevendo suas vantagens e desvantagens. Após este estudo inicial, comparam-se diversas topologias de inversores conhecidos como Módulo CA. O objetivo principal deste trabalho é a comparação entre duas topologias de conversores Módulo CA, aplicadas em sistemas fotovoltaicos. Esta comparação visa esclarecer a relação entre energia injetada na rede durante a vida útil do sistema fotovoltaico com o custo dos componentes ativos do sistema. Esta análise proporciona a criação de um índice de qualidade que permite a comparação entre elas e a determinação de qual topologia apresenta comportamento superior à outra sobre as condições deste estudo. Uma vez determinada a topologia com melhor desempenho, esta será implementada na prática para provar seus princípios de funcionamento e validar a análise teórica.

## **1.3 Organização da dissertação**

O Capítulo 1 apresenta o tema da Energia Solar Fotovoltaica, salientando sua importância e aumento de sua utilização num cenário global, como fonte renovável de geração de energia elétrica, diversificando a matriz energética.

O Capítulo 2 apresenta a revisão bibliográfica realizada na literatura técnica sobre as configurações e topologias utilizadas em sistemas fotovoltaicos, juntamente com a revisão

específica de topologias de inversores Módulo CA. Duas topologias de Módulos CA são escolhidas para a posterior comparação de seus desempenhos.

O Capítulo 3 apresenta os princípios de operação e equacionamento do conversor *Flyback* Módulo CA, sendo realizada a análise matemática e modelagem do conversor, apresentando uma proposta de controlador adequado. É realizada análise da quantidade de energia injetada na rede e o custo encontrado por componentes ativos, com a criação do índice de comparação.

O Capítulo 4 apresenta os princípios de operação e equacionamento do conversor *Full-Bridge ZVS Phase Shift* Módulo CA. Também é realizada a análise matemática e modelagem do conversor, apresentando uma proposta de controlador adequado. É realizada análise da quantidade de energia injetada na rede e o custo encontrado por componentes ativos, com a criação do índice de comparação.

O Capítulo 5 apresenta a comparação entre os dois conversores, levando em consideração a Taxa de Distorção Harmônica, o Fator de Potência, a quantidade de energia injetada na rede durante uma determinada vida útil do sistema e o custo dos componentes ativos. A comparação serve para determinar qual das topologias sob análise apresenta melhor desempenho quanto à energia injetada na rede e consequentemente retorno financeiro, que será implementada na prática.

O Capítulo 6 apresenta os resultados experimentais do protótipo do conversor *Full-Bridge ZVS Phase Shift* Módulo CA operando em malha aberta.

O Capítulo 7 apresenta as principais contribuições e conclusões obtidas na dissertação. Também são sugeridos tópicos para trabalhos futuros.



## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

### 2.1 Introdução

Neste capítulo é apresentada a revisão bibliográfica sobre as principais topologias de sistemas fotovoltaicos e sobre a configuração dos conversores estudados. Além disso, são discutidas as vantagens e desvantagens de cada sistema e topologia.

Os conceitos básicos sobre a tecnologia fotovoltaica, no que tange os princípios da conversão de energia solar em fotovoltaica, assim como, outros exemplos de configurações topológicas, não serão apresentados neste trabalho, por já ser objeto de estudo em trabalhos anteriores, no próprio PPGEE-UFSM e de amplo conhecimento na literatura. Entretanto, são citadas bibliografias que abordam estes assuntos [6], [7] e [8].

### 2.2 Topologias de sistemas fotovoltaicos

O sistema fotovoltaico é composto por vários itens, sendo o mais importante o painel solar fotovoltaico. Qualquer sistema fotovoltaico contém obrigatoriamente um painel ou milhares destes. Estes painéis podem ser ligados em série, paralelo ou ainda ligações séries e paralelo mistas para atender as especificações do sistema [2].

Após os painéis situam-se os conversores de energia. Estes conversores tem a função de compatibilizar a energia provida do painel para atender os requisitos da carga. Nas diferentes topologias que serão explicadas a seguir, há aquelas conectadas à rede nas quais a corrente deve ser controlada. Já nos sistemas isolados ocorre o controle da tensão.

A divisão de diferentes topologias relatadas nesta seção é baseada em que tipo de carga será alimentada e considera os painéis fotovoltaicos como única fonte de energia do sistema, ou seja, sistemas híbridos serão desconsiderados. Serão apresentados os sistemas isolados e os conectados à rede.

Um sistema autônomo, isolado, *off-grid* ou *Stand-alone* é aquele que possui a carga do conversor isolada, sem ligação nenhuma com a rede de distribuição. Se o conversor por sua vez injetar corrente na rede, fornecendo energia, diz-se que o sistema é conectado à rede, *grid-connected* ou *on-grid*.

Pode existir em sistemas isolados ou em sistemas conectados a rede um algoritmo de busca do ponto de máxima potência do painel ou do conjunto de painéis. Esse termo é mais

conhecido como *Maximum Power Point Tracking*, ou MPPT. Diversas técnicas são utilizadas, e uma maior descrição é encontrada em [9]. Todas as técnicas apresentam o mesmo objetivo de drenar a máxima potência do painel para diferentes níveis de potência. Contudo utilizando princípios diferentes e obtendo rendimentos distintos. Dentre os algoritmos mais robustos e de simples implementação destaca-se: perturbação e observação, indutância incremental e tensão constante [9].

Dentro destas duas categorias de sistemas, existem na literatura diversas arquiteturas, cuja quantidade e disposição dos elementos necessários para a construção do sistema variam. A seguir serão discutidas estas duas categorias, citando as suas vantagens e desvantagens.

### 2.2.1 Sistemas isolados

Sistemas isolados ou autônomos, representados pela Figura 2.1, são aqueles que fornecem energia a carga sem haver presença da rede de distribuição e que são energizados através de painéis fotovoltaicos. Esses sistemas possuem como característica principal a presença de um sistema de armazenamento de energia (para manter o fornecimento de energia quando não há energia solar disponível, ou por longo tempo com baixa intensidade).

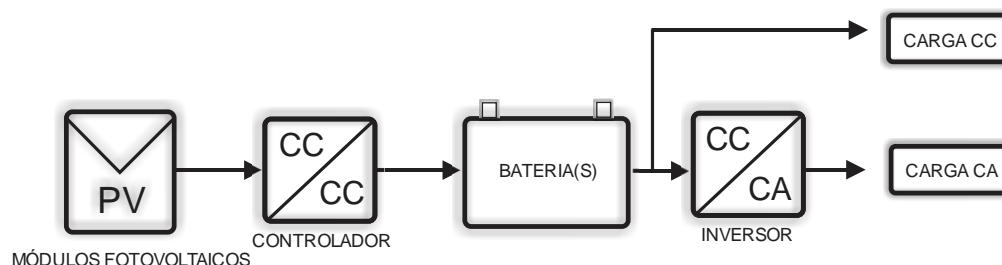


Figura 2.1 Sistema fotovoltaico isolado ou autônomo.

Os sistemas podem ser compostos por painéis fotovoltaicos, conversores para condicionamento do sinal, inversores, entre outros. Nesta configuração conversores controladores de carga e descarga do sistema de armazenamento de energia usualmente um banco de baterias faz-se necessário. Os algoritmos de MPPT podem ser utilizados nesses sistemas a fim de drenar a máxima energia dos painéis, porém devido ao baixo custo desejado do sistema, muitas vezes eles não são implementados.

Diversos trabalhos sobre sistemas autônomos foram desenvolvidos em [7] e [8] onde são mostradas as várias arquiteturas, topologias e modos de operação. O sistema fornece energia demandada pela carga e se houver excedente de energia, utiliza-a para carregar as

baterias. Uma vez que o painel não produz a energia suficiente para a carga, cabe às baterias a função de manter a carga alimentada [14].

Este sistema usualmente é empregado em localidades distantes e remotas, onde o custo de uma extensão da rede ou construção de outras fontes torna-se muito alto. Também é utilizado em torres ou equipamentos de telecomunicação isolados, em montanhas ou pontos estratégicos. São sistemas projetados para atender pequenas cargas residenciais ou industriais e ainda “sistemas de bombeamento de água, iluminação pública, sistemas de uso coletivo como escolas e postos de saúde, eletrificação de cercas, produção de gelo ou dessalinização da água e em estações de telefonia e monitoramento remoto” [7].

A inserção da tecnologia de geração fotovoltaica no país iniciou-se em dezembro de 1994 com o Programa de Desenvolvimento Energético de Estados e Municípios - PRODEEM, que é voltado à eletrificação rural e comunidades isoladas. O objetivo do PRODEEM é “contribuir para o desenvolvimento integrado de comunidades não atendidas pelos sistemas convencionais de suprimento de energia, utilizando fontes energéticas renováveis e descentralizadas tecnicamente factíveis, economicamente viáveis e ambientalmente saudáveis”. Instalaram-se no Brasil, entre junho de 1996 a dezembro de 2001, aproximadamente nove mil sistemas fotovoltaicos em cinco fases de geração de energia e uma de bombeamento de água [10].

Após oito anos de projeto, em 2002, o Tribunal de Contas da União elaborou um relatório de auditoria com o objetivo de avaliar os resultados do PRODEEM. Este relatório levou a aprovação do Acórdão TCU nº 598/03, em maio de 2003, cujas diretrizes recomendavam uma completa reestruturação do programa. A partir desta condição os objetivos do projeto foram reafirmados e outros foram inseridos, dentre eles destaca-se a inclusão do PRODEEM no Programa Nacional de Universalização do Acesso e Uso da Energia Elétrica, também conhecido como Luz Para Todos – LPT. O LPT segue em operação até o final deste ano, com o objetivo de atender com o fornecimento de energia elétrica a 100 % da população brasileira [10].

O PRODEEM fornece energia elétrica para comunidades rurais não somente na forma convencional, como é fornecida por uma concessionária de energia. Ela também fornece sistemas completos para bombeamento de água e sistemas para iluminação pública.

Na literatura são conhecidas quatro principais topologias, que variam com a carga a ser alimentada (corrente contínua, CC, ou corrente alternada, CA) e com a existência e

localização do sistema de armazenamento [6]. O detalhamento de cada categoria pode ser encontrado em [6]:

- Carga CC sem armazenamento de energia;
- Carga CC com armazenamento de energia;
- Carga CA sem armazenamento de energia;
- Carga CA com armazenamento de energia.

A Figura 2.2 e a Figura 2.3 representam dois casos que se enquadram na segunda categoria onde a carga da unidade é alimentada em corrente contínua e existe o armazenamento de energia. Na primeira situação, representada pela Figura 2.2, pode-se dizer que a energia é transferida do painel para a carga diretamente e o controlador de carga tem a função de controlar o fluxo de energia, para carga ou descarga da bateria. A potência dos módulos fotovoltaicos deve ser calculada para suprir a energia demandada pela carga assim como a energia destinada ao banco de baterias.

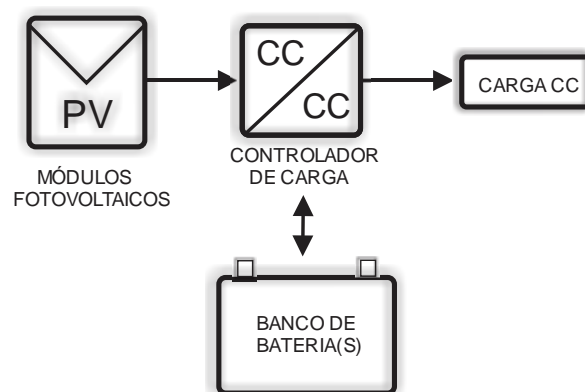


Figura 2.2 Sistema autônomo CC com armazenamento de energia

No segundo cenário, Figura 2.3, toda energia flui através do controlador de carga e do sistema de armazenamento, uma vez que não existe um caminho direto entre painel e carga. A principal vantagem do primeiro sistema é a sua simplicidade e menor custo. O segundo a pesar de apresentar um maior custo, possui maior rendimento.

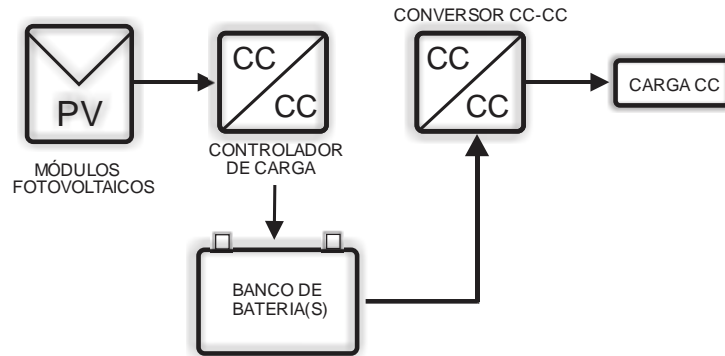


Figura 2.3 Sistema autônomo CC com armazenamento de energia sem ligação do painel com a carga

### 2.2.2 Sistemas conectados à rede de distribuição

Sistemas conectados a rede de distribuição são sistemas energizados através de painéis fotovoltaicos que estão fornecendo energia à rede, como apresentado na Figura 2.4. A principal característica deste sistema é que deve haver sincronismo entre a corrente injetada e a tensão da rede.

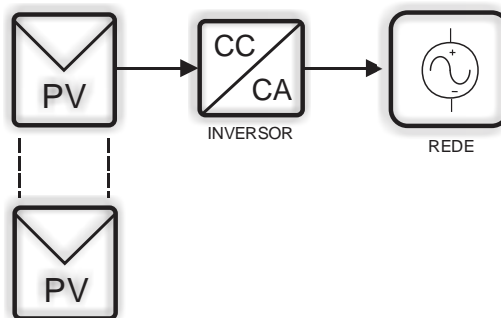


Figura 2.4 Sistema fotovoltaico conectado à rede

Os sistemas podem ser compostos por painéis fotovoltaicos, conversores para condicionamento do sinal, inversores, painéis de conexão com a rede, entre outros. Diferente do sistema autônomo ele não possui baterias para armazenamento de energia, ou seja, ele fornece energia à rede somente quando é possível realizar a conversão de energia solar para fotovoltaica. Algoritmos são utilizados para rastreamento do ponto de máxima potência de cada sistema.

Dentro desta categoria os sistemas podem ser residenciais/industriais ou parques de produção de energia solar. Os sistemas residenciais, apresentados na Figura 2.5, são compostos de um pequeno número de painéis fotovoltaicos instalados em fachadas ou coberturas de casas e indústrias, aproveitando uma área já existente. Nesse sistema a energia

produzida pelos painéis é inicialmente destinada à carga dos equipamentos da unidade, sendo somente o excedente injetado na rede.

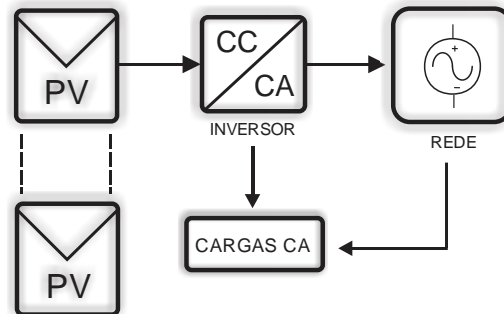


Figura 2.5 Sistema fotovoltaico conectado à rede – residencial/industrial

Outra categoria de sistema são as plantas centralizadas conectadas à rede pública, como apresentado na Figura 2.6. Estas são consideradas usinas de produção de energia, compostas por milhares de painéis fotovoltaicos com o único objetivo de fornecer energia à rede. São locadas em posições estratégicas para maximizar a produção. Usualmente são afastadas dos grandes centros e necessitam de uma grande área de cobertura. Por causa deste afastamento, linhas de transmissão, ou sub-transmissão são necessárias para interligar as usinas aos centros consumidores.

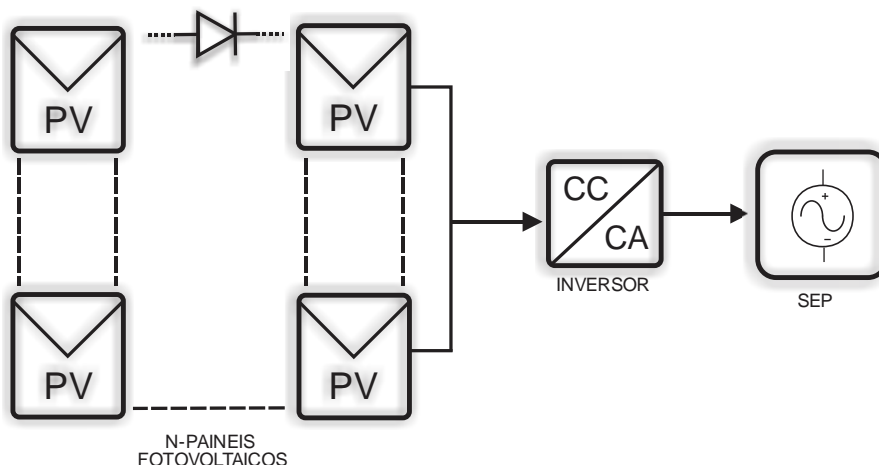


Figura 2.6 Sistema fotovoltaico conectado à rede – plantas centralizadas

No Brasil, em Agosto de 2011 entrou em operação a primeira usina solar fotovoltaica comercial do país, a Usina Solar de Tauá, localizada na cidade de Tauá, Ceará. Com uma carga de painéis instalados de 1 MWp, segundo dados da empresa gestora da usina ela

produziu em seis meses 800 MWh. A usina teve custo de instalação de R\$10.000.000,00 e é possível uma expansão gradual para até 50 MWp de painéis instalados [12].

A Usina *Agua Caliente* é o maior sistema centralizado do mundo em construção, já possuindo uma carga de painéis instalada de 250 MWp e com expansão prevista para 2014 de até 397 MWp. A usina é localizada nos Estados Unidos, na cidade de Yuma County [13].

A Agência Nacional de Energia Elétrica, através de suas resoluções normativas números 481 e 482 regulamentam o uso e acesso das usinas de geração distribuída à rede, definindo responsabilidades e descontos a serem aplicados ao acesso ao sistema de distribuição. A resolução número 481 define exclusivamente os descontos oferecidos nas tarifas de acesso ao sistema de distribuição de acordo com a potência instalada e data de início de operação do sistema, ofertando 80 % de desconto nas tarifas de uso dos sistemas elétricos de transmissão e de distribuição, incidindo na produção e no consumo da energia comercializada, durante 10 anos para usinas instaladas até o ano de 2017. Após estes 10 anos o desconto dado será de 50 % [4]. As normas brasileiras ABNT NBR 14149 e 14159, e ANBT NBR IEC 62116 foram apresentadas em 2013 e 2012 respectivamente definindo os parâmetros e requisitos mínimos dos conversores utilizados na injeção de energia solar na matriz energética brasileira.

### 2.2.3 Comparação entre os sistemas isolados e conectados à rede

Quando comparado aos sistemas autônomos vale citar as vantagens dos sistemas conectados à rede como: maior facilidade e menor custo na instalação por não haver baterias e conversores para controle de carga e descarga; operam com maiores rendimentos; não possuem perdas devido aos armazenadores de energia (baterias); possibilidade de aproveitamento de áreas remotas ou impróprias para agricultura e pecuária. Já como desvantagens citam-se: o sistema só opera e fornece energia enquanto há um nível mínimo de intensidade de luz solar; é necessário sistema de proteção e coordenação contra sobrecarga; é necessário o uso de algoritmo de sincronismo com a rede.

## 2.3 Configurações de sistemas fotovoltaicos conectados à rede

Como dito anteriormente para a compatibilização da energia injetada na rede pelos painéis fotovoltaicos com a demandada pela carga (seja a rede ou isolada) são necessários

conversores de energia. Como a variedade e possibilidade de diferentes sistemas é muito grande, torna-se muito oneroso a tentativa de explicação de todos os sistemas.

Três grupos de conversores são encontrados em quase todos os sistemas, sendo eles: os conversores de condicionamento de sinal CC, que realizam a elevação ou redução do nível da tensão CC do painel; os controladores de carga, para carga e descarga das baterias; e os inversores CA, responsáveis pela injeção de energia na rede. Será discutido neste item as configurações dos sistemas que possuem os conversores ou mecanismos de condicionamento de sinal CC e os inversores CA.

### 2.3.1 Configuração Inversor Central

A configuração de Inversor Central é caracterizada pela presença de somente um inversor para a conexão de todos os painéis com a rede. Os painéis são dispostos em conexões série e/ou paralelo até que os requisitos de entrada do inversor sejam atendidos. Em alguns casos a presença de conversores CC-CC é necessária para esta compatibilização e também para extração da máxima potência do sistema [15]. São utilizados para sistemas de baixa potência até centenas de kW, sendo o mais utilizado, e há mais tempo no mercado, em instalações residenciais/industriais [16]. A grande vantagem desse sistema dá-se pelo baixo custo de instalação e simplicidade de projeto e operação. A Figura 2.7 apresenta a configuração de um sistema de geração fotovoltaica baseado na configuração Inversor Central.

A principal desvantagem dessa configuração é que o sistema depende unicamente de um inversor. Se este inversor apresentar algum defeito toda a instalação estará comprometida. Isto configura uma baixa robustez e confiabilidade do sistema.

Pode-se dizer que este sistema possui baixa modularidade, pois um único inversor é projetado para a potência nominal do sistema. Se a potência do sistema aumentar com a inserção de novos painéis, outro inversor que consiga sintetizar toda a nova potência deverá ser instalado, o que acarreta numa desvantagem desse sistema. Já como vantagem, o custo global do sistema é baixo, uma vez que somente um inversor é utilizado.

Pode-se citar também que essa configuração não é altamente eficiente em drenar a máxima energia dos painéis, uma vez que possui muitos painéis fotovoltaicos conectados em série. Além disso, devido ao fenômeno de sombreamento a energia drenada de toda essa conexão será reduzida [7]. Na tentativa de reduzir os efeitos de sombreamento são



introduzidos diodos de potência entre cada bloco de conexões série, para evitar que correntes circulem entre os blocos.

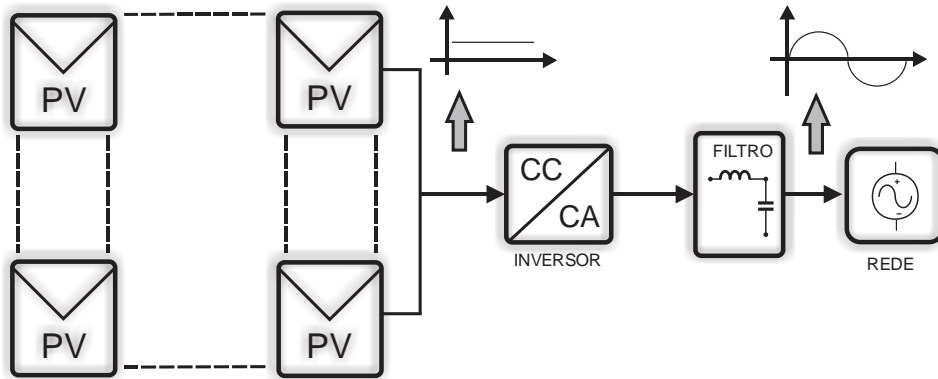


Figura 2.7 Sistema fotovoltaico – Configuração inversor central

Tanto nesta configuração quanto nas configurações que serão apresentadas a seguir, em que existe conexão série de painéis, ocorre um fenômeno de perdas devido à associação, também conhecidas como perdas por *mismatch*. Essas perdas são ocasionadas devido a diferenças nas construções físicas e químicas dos painéis. Essas diferenças podem originar painéis de uma mesma linha de produção com diferentes curvas características de tensão e corrente [17]. Outro problema causado pela associação série de painéis, é que estes obrigatoriamente devem estar sobre uma mesma superfície com a mesma inclinação, com o objetivo de todos receberem a mesma quantidade de irradiação. Se forem utilizados em diferentes inclinações, todo o arranjo série será limitado pelo painel que estiver submetido a menor irradiação e conseqüentemente todo arranjo não irá gerar toda energia possível [17].

### 2.3.2 Configuração String e Multi-String

As configurações *String* e *Multi-String*, representadas na Figura 2.8 a) e b), respectivamente, são baseadas na configuração de Inversor Central. A configuração *String* utiliza vários painéis em série com um inversor na saída de cada *string*. Somente as saídas dos inversores são conectadas, o que permite o rastreamento do ponto de máxima potência de cada *string*, elevando o rendimento quando comparado ao Inversor Central. O custo desse sistema é mais elevado que a anterior por apresentar um maior número de conversores, o que pode ser apontado como sua principal desvantagem. No entanto, a alta modularidade destes permite que a sua expansão seja realizada com maior facilidade e menos custo, uma vez que a inversão do sinal (geração da senóide de saída) é feita internamente na *string*.

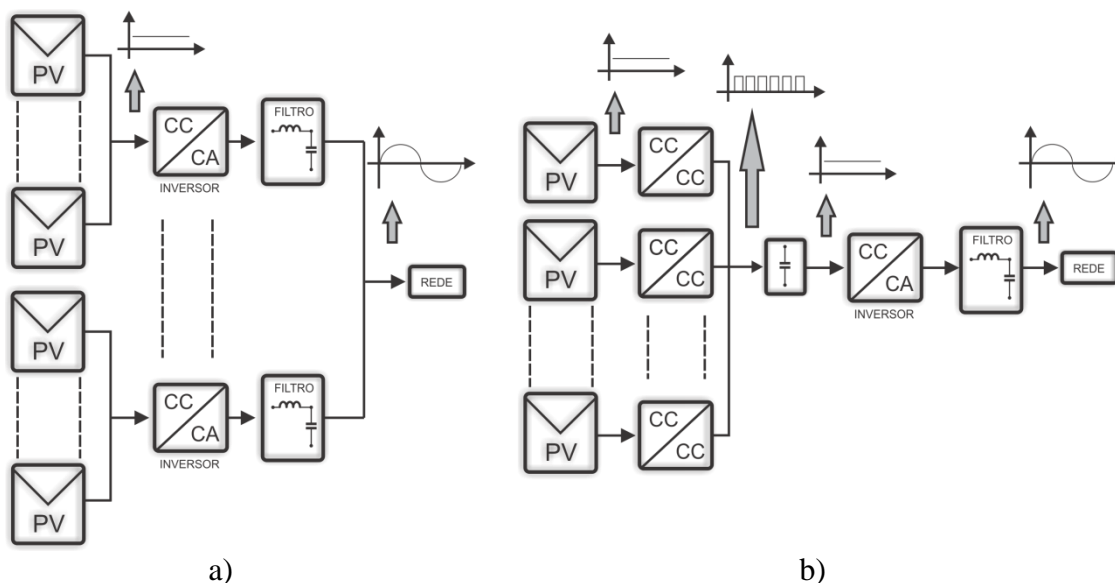


Figura 2.8 Sistema fotovoltaico – Configuração a) *String* e b) *Multi-String*

A configuração *Multi-String*, surgiu da união das configurações Inversor Central e Inversor *String*. Da mesma forma que a configuração *string*, ela utiliza determinado número de painéis em um arranjo. Após este arranjo utiliza-se um conversor CC-CC para compatibilização dos níveis de tensão e para o rastreamento do ponto de máxima potência. Isso garante um rendimento no rastreamento similar à configuração *string*. Porém, a fim de reduzir custos, todas as saídas desses conversores CC-CC formam um barramento no qual ocorre a transferência da energia para a rede, através de um único inversor CC-CA. A configuração *Multi-String* apresenta menor custo que a configuração *string*, porém, a limitação do sistema dá-se pela máxima potência que o inversor central pode operar. Quanto à modularidade do sistema pode-se dizer que este sistema aceita o crescimento das *strings*, contudo, é limitado da mesma maneira que a configuração anterior pelo inversor principal.

### 2.3.3 Configuração Módulo CA

A Configuração Módulo CA, também conhecida como Microinversor e representada na Figura 2.9, consiste em utilizar um inversor diretamente conectado (integrado) ao painel fotovoltaico. Para cada painel, um inversor é necessário, o que confere a essa configuração uma elevada modularidade e reduz as perdas de associação (*mismatch*) entre painéis e conversores/inversores. Esta configuração é capaz de extrair a máxima potência de cada painel, reduzindo os efeitos do sombreamento sobre os painéis, podendo aumentar a energia produzida pelo sistema como um todo.

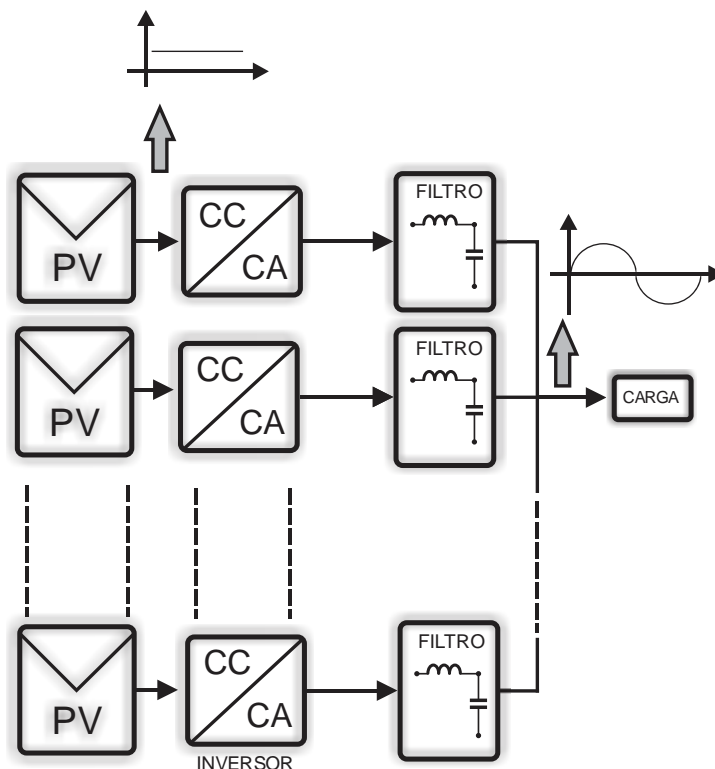


Figura 2.9 Sistema fotovoltaico – Configuração Módulo CA

Devido ao baixo custo unitário, quando comparado a grandes sistemas, com Inversor Central, por exemplo, e por ser uma solução completa (que pode constar de apenas um módulo) esta configuração não apresenta empecilhos para a entrada no mercado. Na teoria a instalação pode conter de um até infinitos painéis, apenas com o dimensionamento dos ramais da rede em que serão conectados. Outra vantagem desse sistema é a eliminação de cabamentos e proteções em corrente contínua, o que não requer conhecimento específico para ser instalado. Somente uma expansão e conexão com a rede CA é desejada para a instalação de quantos módulos forem necessários.

A utilização de Módulos CA extingue também a necessidade da utilização de barramentos CC com alto valor de tensão. Comercialmente, configurações de inversor central menores que 10 kW, possuem entradas CC de até 700 V [15]. Isso garante uma maior segurança na operação e instalação do sistema.

O *hardware* distribuído do sistema garante uma elevada confiabilidade ao sistema. Se houver falha em um painel todos os outros estarão funcionando normalmente, ou seja, não será interrompida a corrente na string, ou queda geral do sistema como aconteceria nas configurações *Multi-String* e Inversor Central, respectivamente.

Alguns Módulos CA oferecem também uma grande vantagem: a isolação entre o painel e a rede. Com a utilização de transformadores, ou indutores acoplados, diversas topologias

fornecem isolamento galvânica entre a entrada (painel) e a saída do sistema (rede). A isolamento galvânica auxilia na proteção contra transientes provenientes da rede de distribuição, protegendo o painel fotovoltaico.

Esta configuração é tema desta dissertação e serão destinadas seções exclusivas para explicação detalhada das configurações e topologias existentes. Também é feito um estudo comparativo entre duas topologias desta configuração: a topologia baseada num conversor *Flyback*; e a baseada em um conversor *Full-Bridge*, objetivo principal desta dissertação.

### 2.3.4 Configuração Team-Concept

Como são conhecidos na literatura, os conversores de energia usualmente tem rendimentos maiores quando operam entre 80-95 % da sua carga nominal. É nesse conceito que se baseia essa configuração, conhecida como *Team-Concept*, representada pela Figura 2.10.

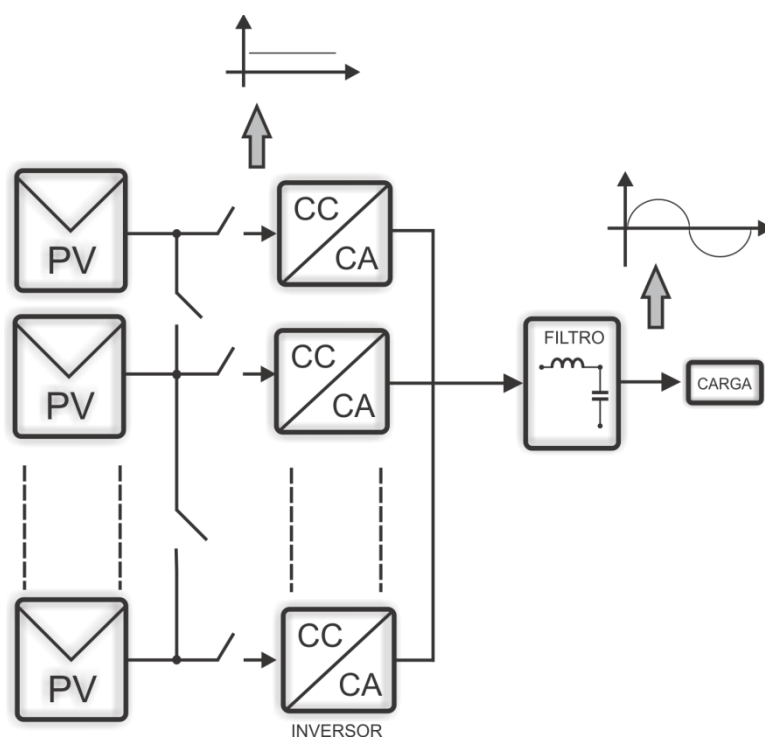


Figura 2.10 Sistema fotovoltaico – Configuração *Team-Concept*

Baseado numa configuração por *Strings* ou Módulo CA, ela utiliza conexões entre os painéis fotovoltaicos para que os conversores operem sempre dentro de uma faixa de carga. Por exemplo, se dois arranjos de painéis com seus respectivos inversores na saída estão operando a 45 % da sua capacidade, o sistema automaticamente forma somente um arranjo,

utilizando apenas um conversor, que irá operar na sua faixa de carga onde o rendimento é maior. Como empecilho desta configuração cita-se o elevado custo e complexidade envolvida para gerenciar todo o fluxo de energia, decidindo quais arranjos devem ser formados e quais inversores devem ser energizados ou desativados.

### 2.3.5 Configuração “Célula CA”

Uma das mais novas linhas de pesquisa sobre Eletrônica de Potência dedicada a geração fotovoltaica é a que trabalha com a configuração “Célula CA”. Esta configuração consiste em inserir um inversor para cada célula fotovoltaica. O grande desafio é a conversão de baixa tensão e elevada corrente de cada célula para a tensão da rede. O projeto dessa configuração, no entanto, apresenta uma elevada complexidade [18].

A vantagem desta configuração é que se o painel estiver 10 % sombreado, somente esses 10 % não trabalharão na potência nominal, enquanto o restante das 90 % das células estará operando normalmente. Essa configuração é utilizada quando o máximo rendimento de uma célula deseja ser atingido, pois a realização do MPPT é feita em cada célula. Esta configuração apresenta a maior modularidade entre todas as configurações analisadas, porém apresenta também o maior custo [18].

### 2.3.6 Comparação das configurações de sistemas fotovoltaicos conectados à rede

Existem configurações indicadas de acordo com a magnitude do sistema, com o rendimento esperado, com a possibilidade de expansão do sistema, tempo para o retorno do investimento, entre diversos outros aspectos. A Tabela 2.1 apresenta uma análise comparativa entre as configurações apresentadas, em relação à modularidade, custo e robustez/confiabilidade.

Tabela 2.1 Comparação das configurações de sistemas fotovoltaicos

Configuração	Modularidade	Custo	Robustez/Confiabilidade
Inversor Central	Baixa	Baixo	Baixa
<i>String</i>	Moderada	Alto	Alta
<i>Mutli-String</i>	Moderada	Moderado	Baixa
Módulo CA	Alta	Alto	Alta
<i>Team-Concept</i>	Alta	Moderado	Alta
Célula CA	Extremamente Alta	Extremamente Alto	Alta

Dentre as configurações de sistema apresentadas, a que será melhor detalhada será a Módulo CA, por ser a configuração principal das topologias utilizadas como tema desta dissertação.

### 2.3.7 Conclusão

Muitos estudos e trabalhos científicos são publicados a cada ano e observa-se a elevação dos rendimentos tanto na captação solar quando dos conversores e inversores, redução dos custos de produção e compatibilização dos sistemas com outros sistemas de geração distribuída.

A utilização de sistemas fotovoltaicos, como já citado, tem crescido exponencialmente no decorrer dos anos e cada vez mais a Eletrônica de Potência deve se adaptar aos desafios que surgem. É responsabilidade dos pesquisadores de Eletrônica de Potência projetar sistemas capazes de transferir a máxima energia possível, provinda dos painéis solares para a rede, elevando o rendimento.

Foram apresentadas as principais configurações de sistemas conectados à rede encontradas na literatura. Foi realizada uma análise em relação à modularidade, custo e confiabilidade de cada configuração.

Dentre as configurações apresentadas nesta seção destaca-se a Módulo CA. Sua modularidade elevada e o fato dos módulos poderem ser projetados para baixas potências representam uma pequena barreira de entrada no mercado. A configuração Módulo CA é eficaz em drenar a máxima potência de cada painel, evitando os efeitos de sombreamento e *mismatch*. O conceito da configuração Módulo CA que será detalhada na seção a seguir.

## 2.4 Módulo CA

A utilização de conversores de energia projetados para trabalhar somente com um painel fotovoltaico enquanto acoplados a estes, recebe o nome de Módulo CA, numa tradução livre de *AC-Module*. Por vezes também é denominada como Microinversor. Este conceito foi citado pela primeira vez no final dos anos 70, pelo *Caltech's Jet Propulsion Laboratory*, pertencente ao grupo *NASA*, em conjunto com *Sandia National Labs*, porém não havia ainda tecnologia necessária para a sua implementação prática [19]. Quase 20 anos após a

concepção do conceito, é que a Eletrônica de Potência tornou isto possível. Os primeiros trabalhos apresentados com levantamento de resultados práticos datam de 1994 [20] e [21].

Sistemas fotovoltaicos tradicionais, por sua vez, requerem um sistema de cabeamento CC. Este sistema pode apresentar várias desvantagens: altos níveis de tensão; baixa segurança e confiabilidade, uma vez que todo o sistema depende de apenas um ou poucos conversores; risco de arcos voltaicos; susceptibilidade a incêndios; entre outros. A maioria destes problemas pode ser resolvida utilizando proteções e cabeamento específicos, o que torna o custo do sistema elevado. Além disso, em sistemas convencionais, todos os elementos (inversor CC-CA, conversor CC-CC, barramentos, proteções) devem ser dimensionados para um determinado nível de potência, reduzindo a possibilidade de aumento de carga do sistema. Isto requer que para cada sistema fotovoltaico seja realizado um projeto exclusivo e personalizado [21].

A ligação entre cada painel com um conversor único permite um rastreamento do ponto de máxima potência eficiente e também evita problemas de sombreamento parcial dos painéis ou por diferenças elétricas entre as células fotovoltaicas [7]. Além disso, a configuração Módulo CA apresenta uma possibilidade de fácil expansão. Isso é possível, pois mais painéis, com seus respectivos inversores acoplados, podem ser interligados em paralelo, somente redimensionando o barramento CA principal. Não existe necessidade de troca de inversores, proteções e, além disso, a confiabilidade do sistema é muito elevada, uma vez que cada painel opera individualmente. Dentre as principais vantagens desta configuração pode-se citar [19], [20], [21] e [22]:

- Aumentam a confiabilidade e segurança do sistema devido ao *hardware* distribuído.
- Custos de instalação menores para baixas potências, pois é uma solução completa, sem necessidade de interligações com barramentos CC e utilização de conversores CC-CC e inversores CC-CA.
- Facilidade na instalação, pois não é necessário conhecimento sobre barramentos e condutores CC.
- Elevada modularidade e possibilidade de expansão.
- Eliminação do efeito de *mismatch*, presente em conexões de painéis em série, o que torna possível a utilização desse sistema em superfícies curvas ou irregulares.
- Menores perdas ôhmicas nos barramentos e conexões.

- Menores perdas por sombreamento, pois cada painel realiza o seu rastreamento de máxima potência.
- A configuração minimiza o tempo, custo e complexidade de projeto.
- Inexistência do transporte de grandes inversores.
- Proteções individuais em cada módulo.

Apesar do grande número de vantagens, essa configuração também apresenta algumas desvantagens. Dentre elas, pode-se citar [19], [20], [21] e [22]:

- Como são acoplados na parte de trás do painel, estão submetidos a um ambiente de elevada temperatura, o que aumenta a complexidade dos dissipadores do sistema e reduz a vida útil dos componentes.
- Apesar de realizar o MPPT individual, inversores de baixa potência usualmente possuem rendimentos menores quando comparados aos de elevada potência, o que reduz o ganho de rendimento obtido na eliminação do *mismatch*.
- O custo do sistema, considerando sua vida útil, deve manter-se baixo para tornar a configuração atrativa ao mercado, pois não pode haver significativo aumento de preço da energia fotovoltaica.

A configuração Módulo CA é utilizada por diferentes topologias, mas todas possuem alguns itens em comum, como o estágio de entrada, transformador em alta frequência e o estágio de saída. A seguir, será apresentado o modelo de organização do Módulo CA.

#### 2.4.1 Organização do Módulo CA

##### a) Estágio de Entrada

O estágio de entrada presente na configuração Módulo CA é responsável sempre por condicionar o sinal CC de tensão proveniente do painel fotovoltaico para a entrada deste, em forma CA, no transformador em alta frequência. Operam em elevadas frequências, podendo até chegar a algumas centenas de kHz.



### b) Transformador em Alta Frequência

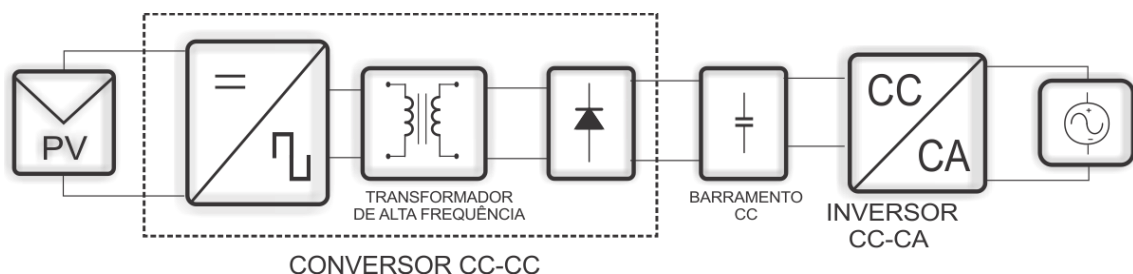
O transformador em alta frequência tem dois objetivos. O primeiro deles é a isolamento galvânica entre o painel fotovoltaico e a rede, diminuindo o risco de transientes provindos da rede danificarem o painel e elevando a segurança do sistema. O segundo objetivo é a compatibilização dos níveis de tensão ou corrente para os níveis da rede, através da utilização da relação de espiras presentes no transformador.

### c) Estágio de Saída

O estágio de saída compreende o condicionamento e filtragem do sinal proveniente do transformador de alta frequência, para os padrões impostos pela rede de energia. A filtragem é feita para adequar a corrente injetada na rede aos padrões de qualidade previstos em norma.

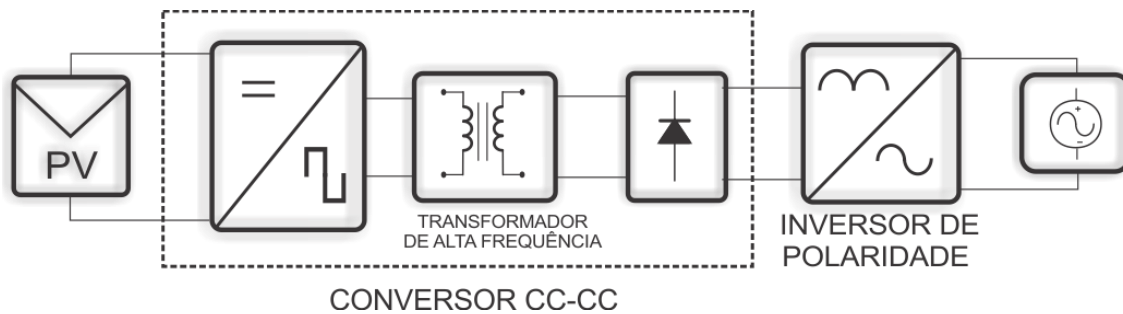
Diversas topologias monofásicas foram apresentadas desde o ano de 2002, baseadas em diversos conversores básicos como: *Half-Bridge*, *Full-Bridge*, *Push-Pull*, *Buck Boost*, *Flyback*, *Cúk*, *Zeta*, *D2* e *Boost* de dois indutores. Estas topologias podem ser classificadas de acordo com o tipo de barramento utilizado. Serão apresentadas algumas das principais topologias em suas respectivas categorias [23], [24] e [25]. Em todas as topologias é utilizado como entrada apenas um painel fotovoltaico. Porém não há uma padronização deste painel, sendo utilizados painéis entre 70 Wp e 300 Wp, com tensões de saída (no ponto de máxima potência) a partir de 15 V até 35 V.

A primeira configuração, apresentada na Figura 2.11 possui barramento CC que proporciona um desacoplamento entre o sinal retificado após a ponte de diodos do inversor presente no estágio de saída. Nesta configuração, tanto o estágio de entrada, quanto o estágio de saída devem ser comutados em alta frequência.



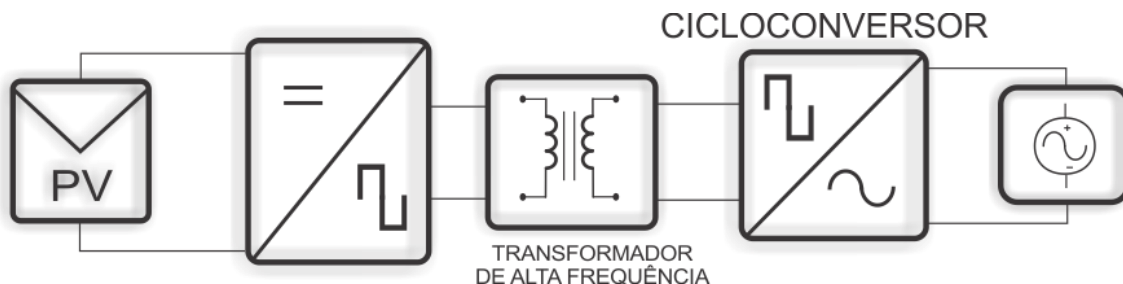
A Figura 2.12 apresenta a configuração Módulo CA com *pseudo* barramento CC. Nessa topologia o sinal de saída da ponte de diodos já possui o comportamento de uma senóide

refletida, necessitando apenas um estágio de desdobramento. Nessa configuração somente o estágio de entrada é comutado em alta frequência, enquanto a comutação do estágio de saída ocorre na mesma frequência da rede.



CONVERSOR CC-CC  
 Figura 2.12 Módulo CA com *pseudo* barramento CC

A terceira configuração sob análise será a que não possui barramento CC, conforme representado na Figura 2.13. Nesta configuração ocorre comutação em alta frequência no estágio de entrada e o estágio de saída é composto por um comutador de frequência. O comutador de frequência é um conversor CA-CA que compatibiliza a alta frequência da comutação provinda do estágio de entrada com a frequência de comutação da rede.



TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA  
 CICLOCONVERSOR  
 Figura 2.13 Módulo CA sem barramento CC

A seguir cada tipo de configuração será detalhada, e diversas topologias dentro de cada grupo serão apresentadas. Para cada topologia serão analisadas: o seu funcionamento, o número de componentes ativos e o rendimento.

#### 2.4.2 Módulo com barramento CC

Os estágios de conversão dos Módulos CA com barramento CC podem ser divididos em duas etapas separadas, a conversão CC-CC e a conversão CC-CA. A etapa CC-CC pode ser projetada para encontrar o ponto de máxima potência do painel e o estágio CC-CA pode ser

controlado para produzir uma saída com fator de potência unitário. Porém, uma desvantagem pode ser citada: as perdas em comutação serão grandes se não forem usadas técnicas de comutação suave em ambos os estágios, devido às altas frequências utilizadas. Isso causa uma redução global do rendimento.

Para minimizar estas desvantagens, técnicas de comutação suave podem ser utilizadas, aumentando, porém, o número de componentes e diminuindo a confiabilidade do sistema. Outro problema é que o sistema necessita de um elemento armazenador de energia, geralmente um capacitor eletrolítico para drenar e reduzir o *ripple* na tensão de saída (100/120 Hz). Como o barramento possui uma elevada tensão CC, o indicador de energia armazenada pelo capacitor por unidade de volume é alto, o que proporciona um projeto mais compacto.

A topologia apresentada por [27], apresentada na Figura 2.14, utiliza comutação suave no estágio CC-CA, com modulação por largura de pulso e transição em zero de tensão. A comutação em zero de tensão minimiza as perdas de comutação deste conversor, o que eleva seu rendimento. Como desvantagem pode-se citar que não possui isolamento galvânica e exige a presença de um estágio inicial com um conversor CC-CC somente para elevação da tensão.

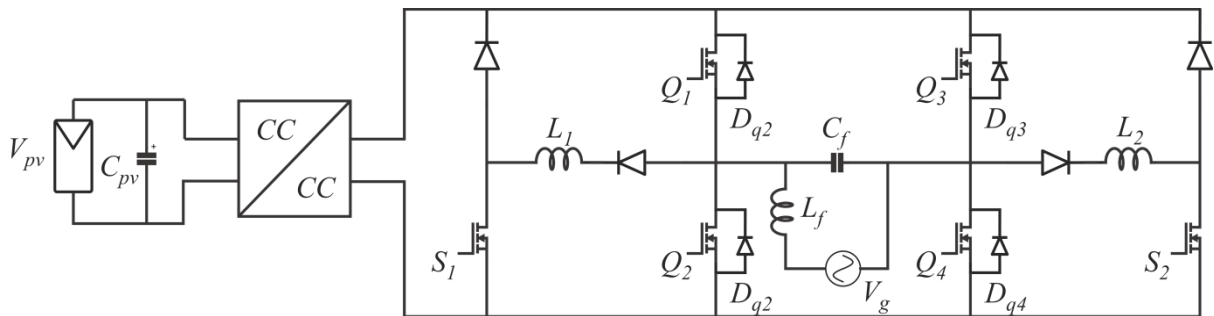


Figura 2.14 Inversor 200 W PWM ZVS proposto por [27]

A topologia apresentada por [28], apresentada na Figura 2.15, utiliza um conversor série ressonante na etapa CC-CC. O conversor CC-CA é um *Full-Bridge* modificado, com dois diodos adicionais. O braço da esquerda opera em alta frequência e controla a corrente injetada na rede enquanto o braço direito é controlado pela polaridade da tensão da rede, havendo comutação no zero de tensão da rede. As perdas são reduzidas quando comparadas à comutação *hard*.

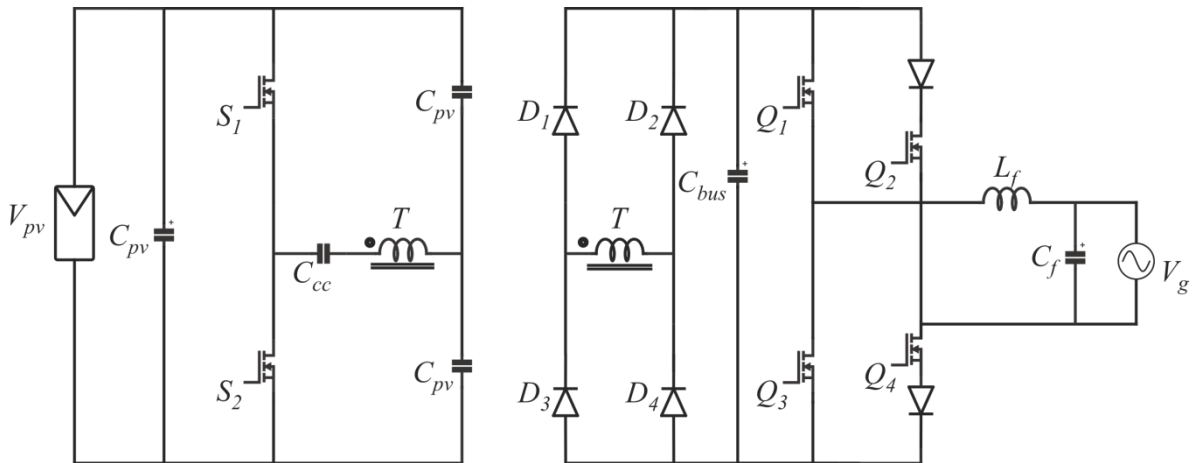


Figura 2.15 Inversor com conversor série ressonante na entrada e saída em *Full-Bridge* híbrido [28].

Em [29] e [30] é apresentada um topologia que utiliza um conversor *Flyback* na etapa CC-CC com um *Full-Bridge* na etapa CC-CA, com modulação PWM. A topologia é representada pela Figura 2.16.

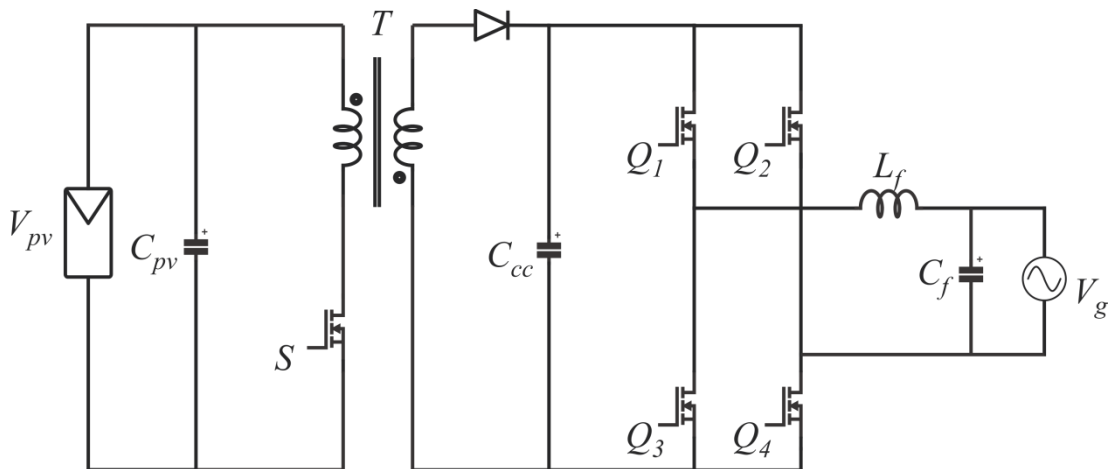


Figura 2.16 Inversor com *Flyback* na entrada e *Full-Bridge* na saída [29] e [30].

Na Figura 2.17, [31] é apresentado inversor que utiliza um conversor *Boost* com dois indutores. Na etapa CC-CA um conversor *Full-Bridge* convencional de baixa frequência é utilizado para desdobramento da tensão, conhecido como *voltage unfold*, de acordo com a polaridade da rede, precedido de uma ponte retificadora.

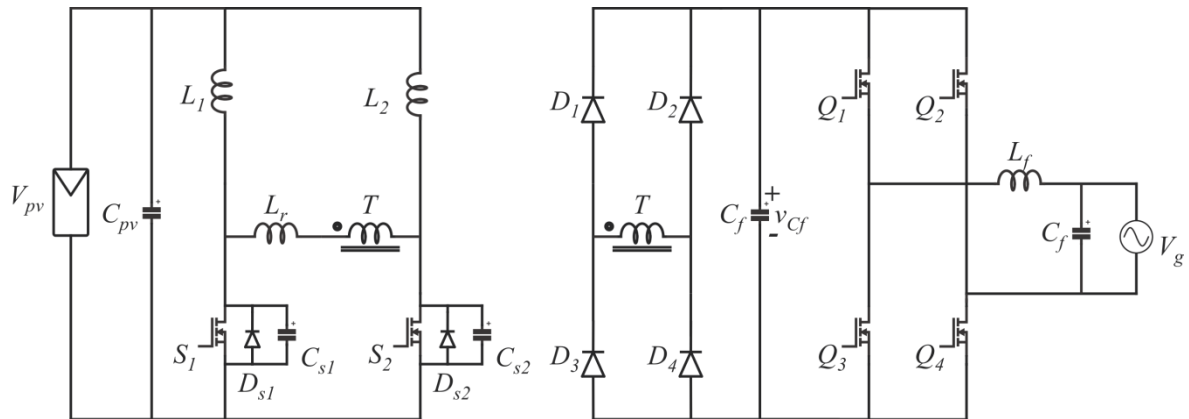


Figura 2.17 Inversor com entrada *Boost* dois indutores e saída em ponte retificadora e *Full-Bridge* de baixa frequência [31]

A topologia apresentada na Figura 2.18 foi proposta para melhorar o rendimento de uma topologia que consistia apenas de um conversor *Boost* na entrada e de um *Full-Bridge* na saída. Além de este conversor ser ressonante, seus interruptores possuem comutação suave tanto na entrada em condução quanto no bloqueio. Um controle por histerese no conversor de saída também possibilita comutação suave (*Zero Voltage Switching, ZVS*) dos seus interruptores.

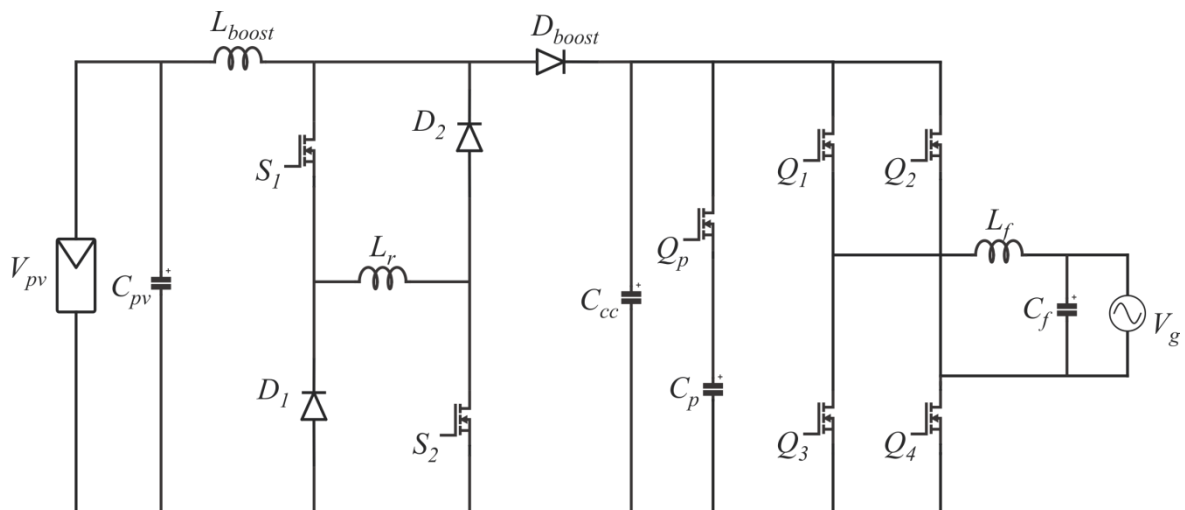


Figura 2.18 Inversor com conversor *Boost* paralelo ressonante e comutação suave na entrada e *Full-Bridge* na saída [32]

Entre as cinco topologias, a apresentada em [29] e [30], Figura 2.16, possui o menor número de componentes e isso pode levar a um menor custo e maior confiabilidade. Porém, ambas as etapas desta topologia utilizam comutação *hard* o que inviabiliza um alto rendimento em altas frequências de comutação. As outras topologias possuem comutação suave, o que possibilita um aumento do rendimento em altas frequências, porém com o custo

de mais componentes. Além disso, os interruptores nessas topologias deverão suportar maiores tensões e correntes devido à natureza ressonante dos circuitos. A Tabela 2.2 apresenta um comparativo entre o número de componentes de cada topologia, incluindo os interruptores, diodos, núcleos e enrolamentos.

Tabela 2.2 Comparativo entre as topologias de Módulo CA com barramento CC

Topologia	Potência (W)	Componentes				Rendimento Máximo
		Interruptores	Diodos	Núcleos Magnéticos	Enrolamentos	
[27]	200	>6	>4	>2	>2	96 %
[28]	250	6	6	1	2	-
[29] e [30]	100	5	1	1	2	-
[31]	100	6	4	4	5	90 %
[32]	250	7	3	3	3	-

#### 2.4.3 Módulo com *pseudo* barramento CC

Dentre os três grupos de Módulos CA, os Módulos CA com *pseudo* barramento CC tem recebido o maior interesse e um número maior de topologias sendo lançadas. Essa configuração possui um *pseudo* barramento no sentido de que a corrente que circula após a ponte retificadora possui componentes CC, porém, já modulada com a frequência da rede. É necessário somente um conversor na saída que controle a polaridade desse sinal.

A maior vantagem do grupo que possui o *pseudo* barramento é que a etapa CC-CA opera na mesma frequência da rede. Na saída pode ser utilizada uma modulação de onda quadrada e as perdas de comutação são reduzidas em função da baixa frequência de comutação. Porém, uma técnica de modulação em alta frequência é necessária na etapa CC-CC. Na literatura encontram-se topologias com ou sem transformadores ou de único estágio de conversão. Apesar de serem mais compactos e eficientes (menor número de componentes e perdas) eles sofrem desvantagens como: as topologias sem transformador possuem limitação do valor de pico da tensão CA, que é menor que a tensão do barramento CC; apresenta o problema de ter duas referências de terra; nas topologias de único estágio, a faixa de tensão CC é mais limitada do que em conversores com múltiplos estágios.

Nessa categoria o capacitor de balanço de carga é colocado na entrada como barramento CC para proporcionar uma ampla faixa de tensão de entrada, livre de grandes capacitores.

A topologia a seguir, apresentada na Figura 2.19, utiliza um conversor *Boost* para elevação de tensão como primeira etapa. Um conversor *Push-Pull* é utilizado em seguida para gerar uma onda senoidal retificada que é ligada a um *CSI* (*Current Source Inverter*) responsável somente pelo controle da polaridade da corrente injetada na rede. Possuem três estágios de operação, o que caracteriza um grande número de componentes [33].

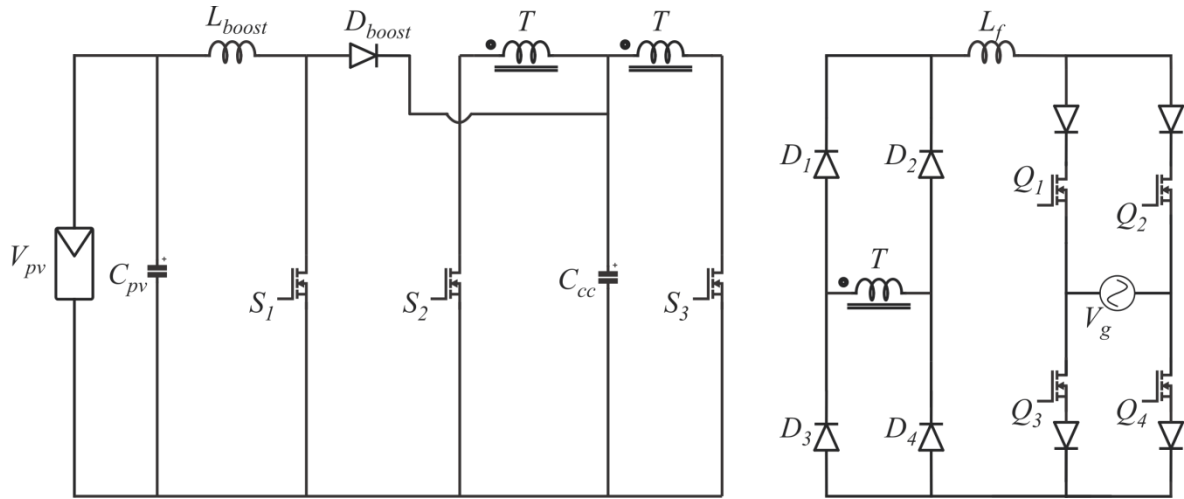


Figura 2.19 Inversor com *Boost*, *Push-Pull* e *CSI* integrados [33].

A topologia representada pela Figura 2.20, também possui três estágios de conversão. Ela utiliza um conversor *Push-Pull* alimentado em corrente que eleva o nível de tensão, seguido por um conversor modulado *Buck* que produz uma onda senoidal retificada. Seguido por um *CSI* [34].

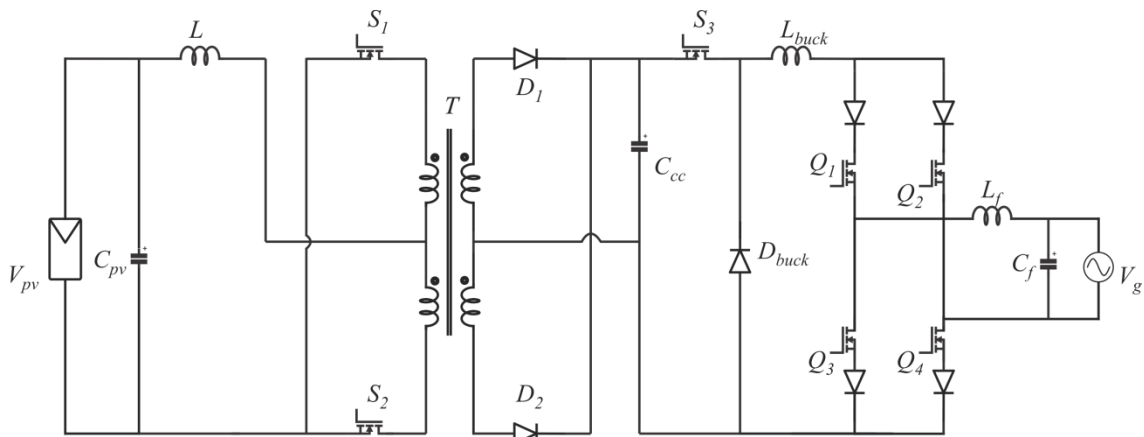


Figura 2.20 Inversor com *Push-Pull*, *Buck* e *CSI* integrados

A topologia apresentada em [35] e [36], e apresentada na Figura 2.21, utiliza um *Flyback* para gerar uma onda senoidal retificada, seguido por um *CSI*, baseado em um *Full-Bridge*. Uma modulação

senoidal é aplicada na operação do *Flyback* e, por isso, um inversor comutado na frequência da rede pode ser utilizado na saída. Possui como vantagem possuir apenas dois estágios de conversão.

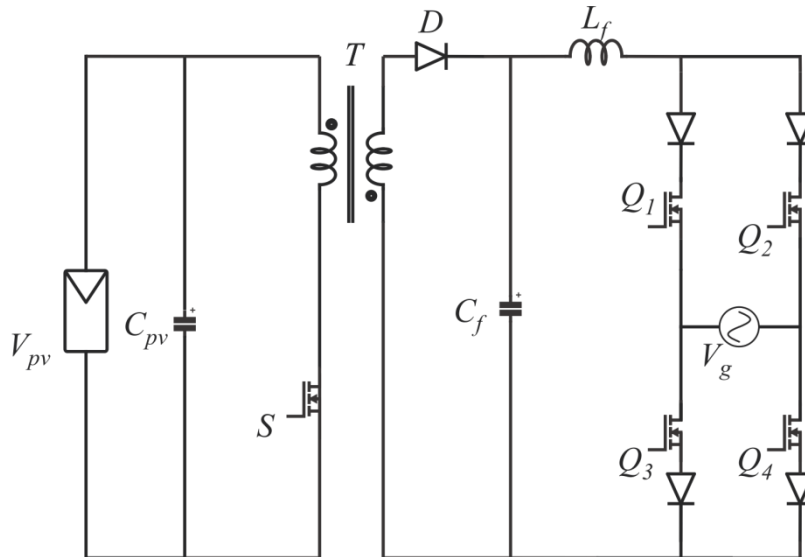


Figura 2.21 Inversor *Flyback* e *CSI* (baseado em um *Full-Bridge*) integrados [35] e [36]

Utilizando dos princípios de comutação suave e conversores ressonantes, esta topologia, apresentada na Figura 2.22, foi desenvolvida [37]. A topologia apresenta um inversor composto por um *Full-Bridge* série-paralelo ressonante com *snubbers* sem perdas. Na saída, um *CSI* é utilizado para compatibilizar o sinal senoidal retificado produzido pelo estágio CC-CC com a polaridade da tensão da rede.

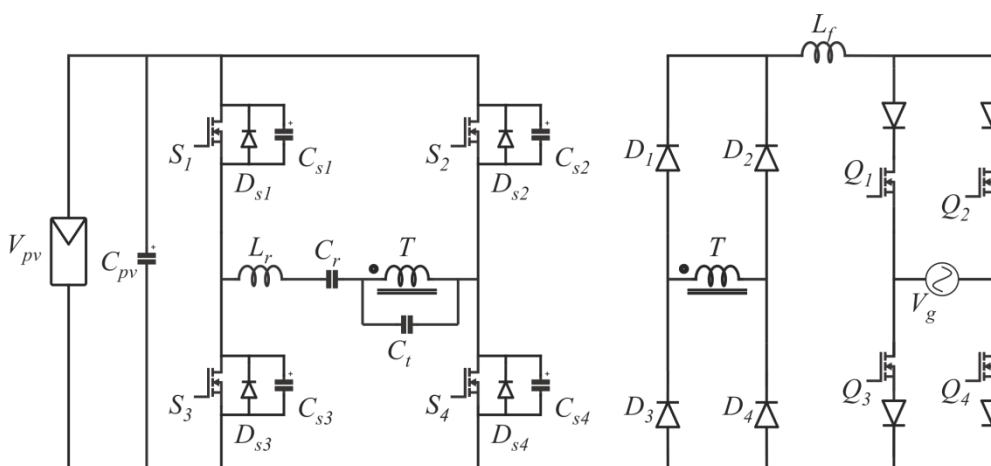


Figura 2.22 Inversor *Full-Bridge* série-paralelo ressonante com *CSI* [37]

A topologia apresentada em [38] e [39] e representada pela Figura 2.23, utiliza um conversor *Flyback* modulado em alta frequência na etapa CC-CA. Possui um transformador



de *tap* central, utilizado para eliminar a necessidade de uma ponte retificadora completa na saída do conversor, e dois estágios de conversão. Este é um dos conversores onde inexistem etapas CC-CC. Caracteriza-se por ser a topologia com menor número de componentes, entre todas as topologias analisadas. Esta topologia será minuciosamente detalhada, pois é uma das escolhidas para a análise comparativa por apresentar um reduzido número de componentes.

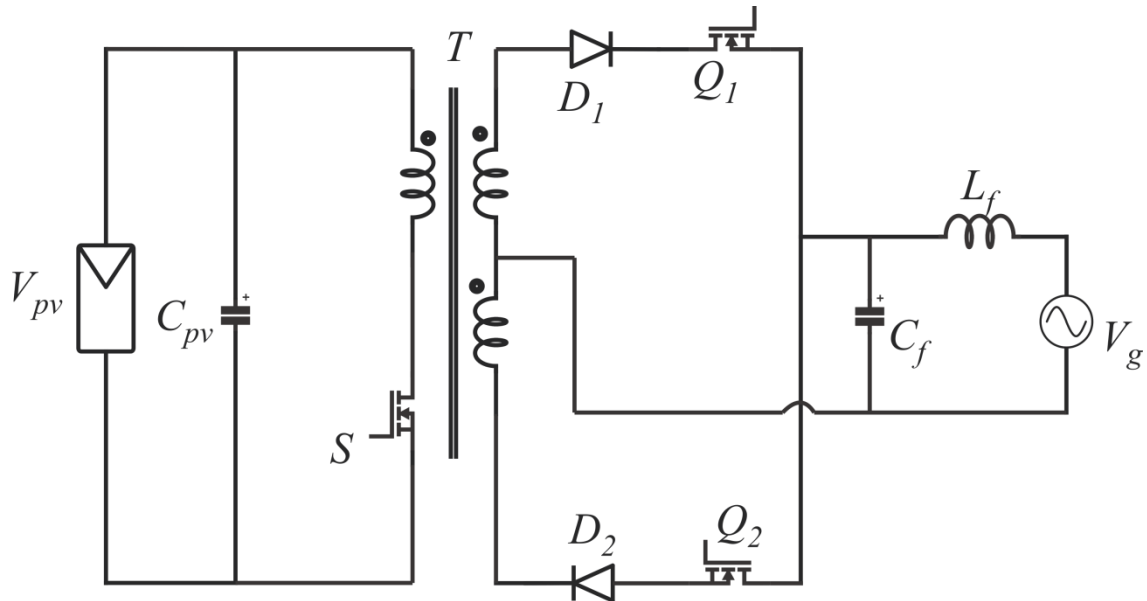


Figura 2.23 Inversor *Flyback* CC-CA com transformador com *tap* central [38] e [39]

Seguindo a linha de pesquisa do Inversor *Flyback* CC-CA, a topologia apresentada em [40] é um aperfeiçoamento daquela apresentada em [41] e [42]. Esta topologia, representada na Figura 2.24, é baseada na disposição série de um *Buck-Boost* e de um *Flyback*. Nela a energia é transferida da indutância magnetizante do transformador para o interruptor do *Buck-Boost* e após para o capacitor intermediário através do interruptor do *Flyback*. Por fim a energia é transferida para a saída através do transformador de *tap* central e seus interruptores. Diodos no interruptor do *Buck-Boost* e no secundário do transformador são necessários para bloquear a corrente reversa. Comparada com [41] e [42], a topologia [40] mostra um recurso muito importante recuperando a energia armazenada na indutância de dispersão do transformador e utilizando-a no capacitor intermediário.

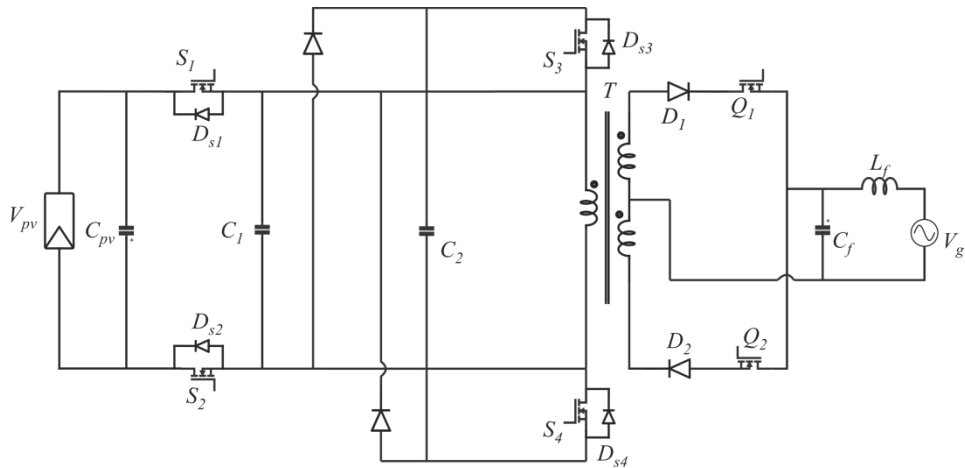


Figura 2.24 Inversor *Buck-Boost* e *Flyback* CC-CA integrado [40], baseado em [41] e [42]

Outra topologia que deriva do *Flyback* apresentado em [38] e [39] é a apresentada em [43], Figura 2.25. A principal diferença é a presença de um interruptor auxiliar adicional para possibilitar comutação suave, com comutação em zero de tensão (*Zero Voltage Switch, ZVS*) e as perdas de comutação podem ser reduzidas. É possível também reduzir o valor do capacitor eletrolítico de entrada, possibilitando a utilização de até outros tipos de capacitores (cerâmicos ou poliméricos), elevando a vida útil do sistema.

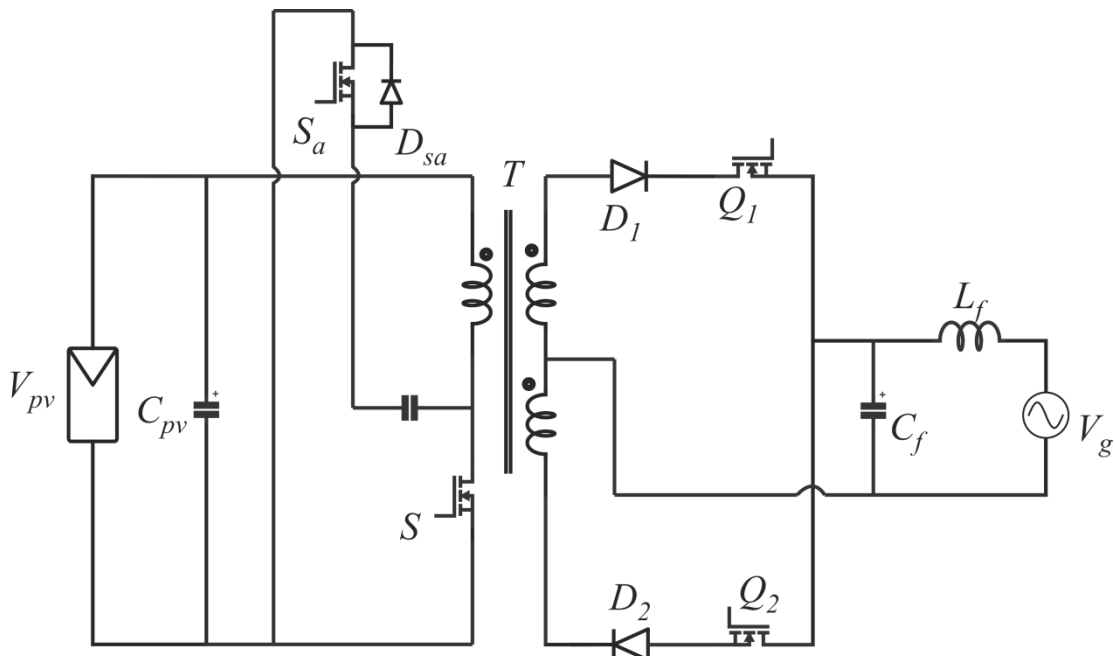


Figura 2.25 Inversor *Flyback* com interruptor auxiliar com comutação suave [43]

Em [44] são apresentadas mais três topologias baseadas no *Flyback*. A Figura 2.26 representa as topologias de um *Flyback* com duas células intercaladas. A Figura 2.27 apresenta um inversor com um *Full-Bridge* na entrada e uma célula bidirecional na saída e a

Figura 2.28 apresenta um *Flyback* com duas células em paralelo. Interruptores bidirecionais são adicionados na saída e cada um destes conduz por meio ciclo da tensão da rede para produzir a forma de onda senoidal. Os dois interruptores são colocados em série para a composição de uma chave bidirecional.

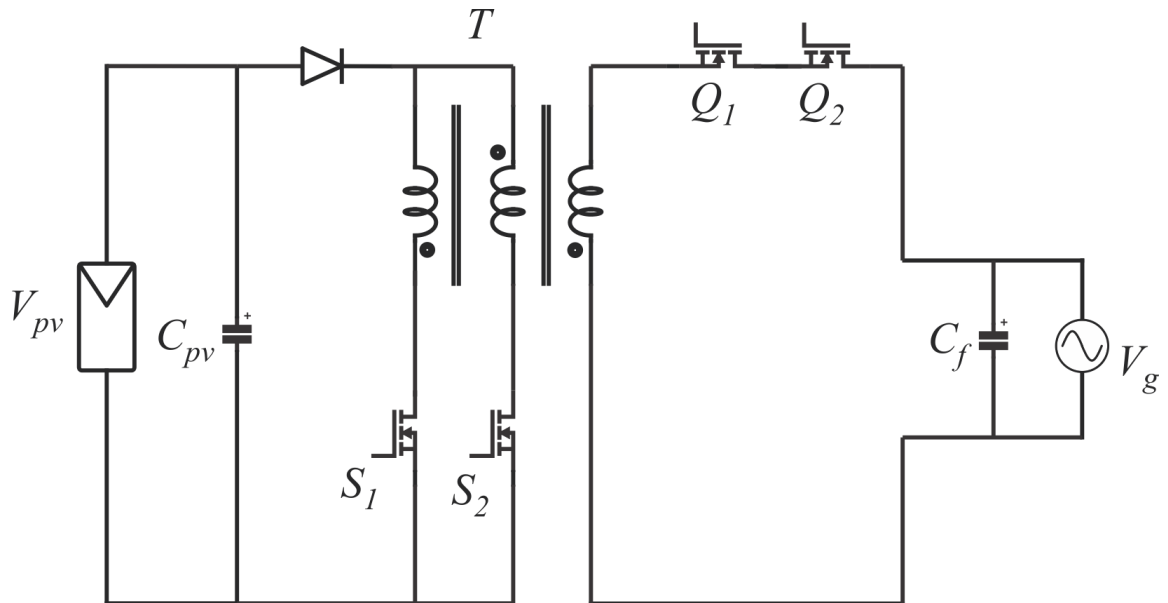


Figura 2.26 Inversor *Flyback* com células intercaladas e célula bidirecional da saída [44]

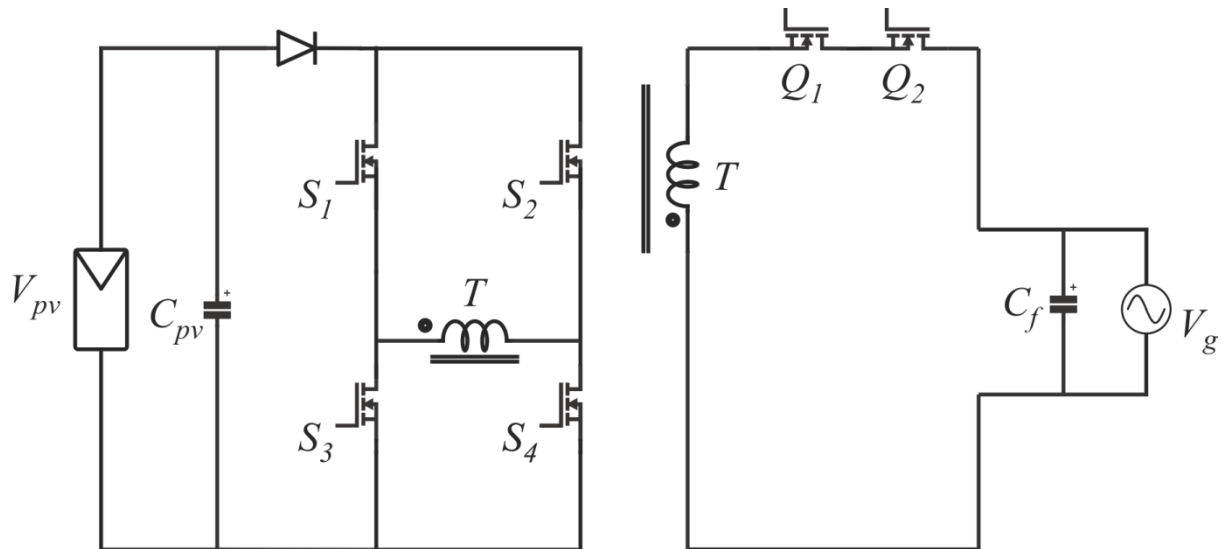


Figura 2.27 Inversor com *Full-Bridge* na entrada e célula bidirecional da saída [44]

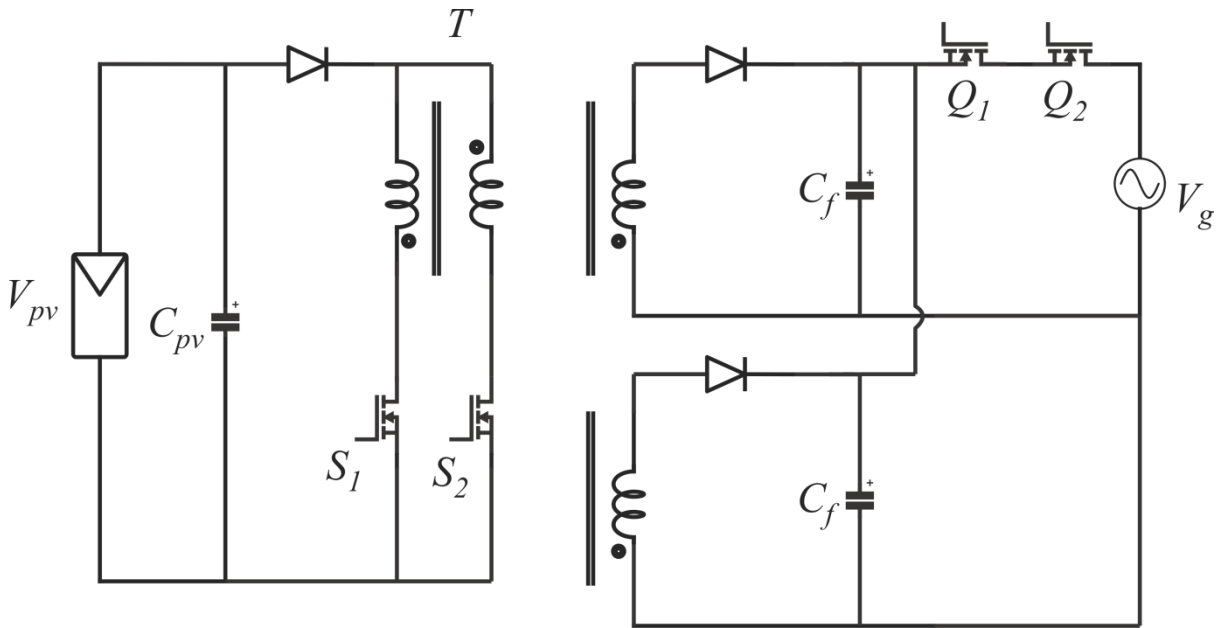


Figura 2.28 Inversor *Flyback* com células em paralelo e célula bidirecional da saída [44]

A próxima topologia em estudo, que pode ser visualizada na Figura 2.29, utiliza um conversor *Buck* síncrono com modelagem senoidal e de alto rendimento em cascata com um *Boost* de dois indutores para produzir a forma de onda senoidal retificada, com amplificação [45] e [46]. *Snubbers* passivos não-dissipativos são utilizados para recuperar parcialmente a energia dissipada nas comutações do *Boost* de dois indutores.

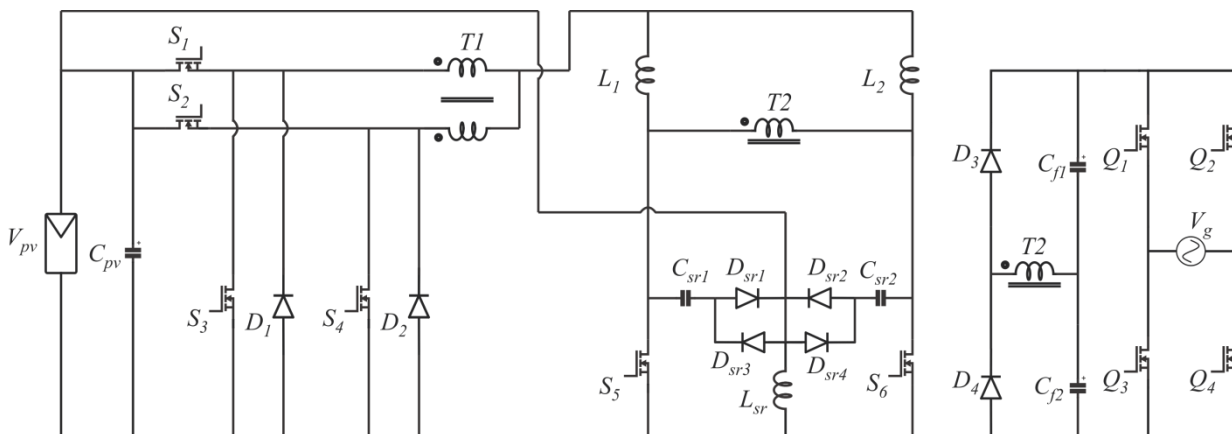


Figura 2.29 Inversor com *Buck* e *Boost* em cascata com *snubbers* passivos não-dissipativos [45] e [46].

A topologia a seguir foi desenvolvida por [47] e [48] e utiliza um conversor *Boost* de dois indutores com comutação suave no estágio CC-CC. Conforme pode ser visto na Figura 2.30, possui grande número de componentes, porém, opera com um dos mais altos rendimentos.

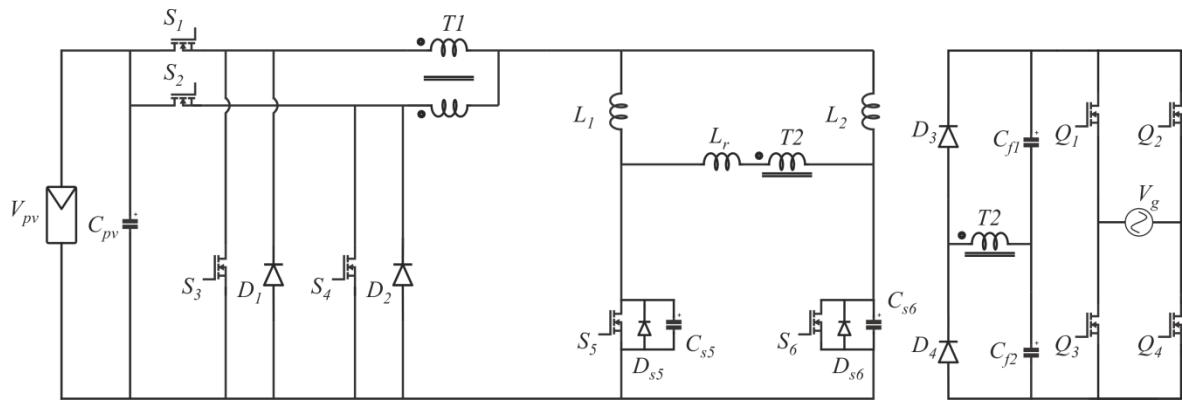


Figura 2.30 Inversor com *Boost* de dois indutores e três estágios de operação [47] e [48]

A Figura 2.31, apresenta uma topologia não isolada, baseada num conversor *Buck-Boost* na entrada do inversor e um *Full-Bridge* na saída. A operação em modo de condução descontínua, MCD faz o conversor operar como uma fonte de corrente [49].

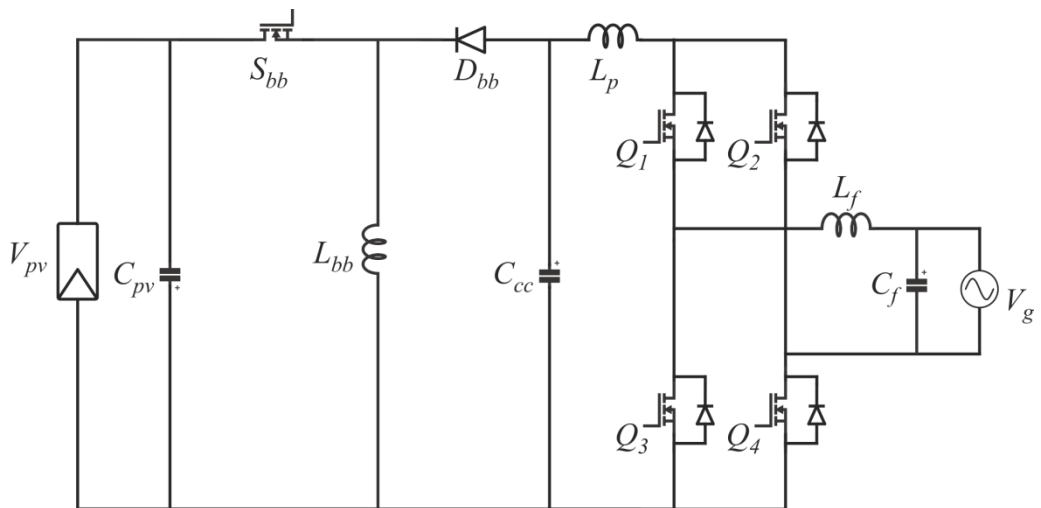


Figura 2.31 Inversor com entrada *Buck-Boost* em MCD e *Full-Bridge* na saída [49].

A topologia apresentada em [50], apresentada na Figura 2.32, é baseada na topologia apresentada em [49], porém tem a saída do conversor *Buck-Boost* como não-invertida, característica que é construtiva desse conversor.

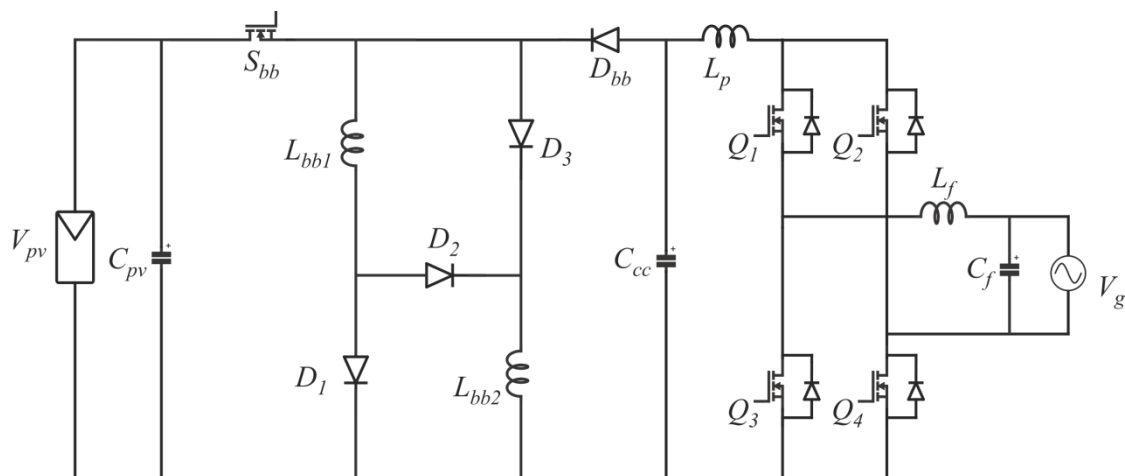


Figura 2.32 Inversor com entrada *Buck-Boost* não inversora em MCD e *Full-Bridge* na saída [50].

A topologia apresentada na, Figura 2.33, também é derivada de [49] e é caracterizada pela adição de mais um indutor, interruptor e diodo ao conversor, o que garante um maior ganho de tensão [51].

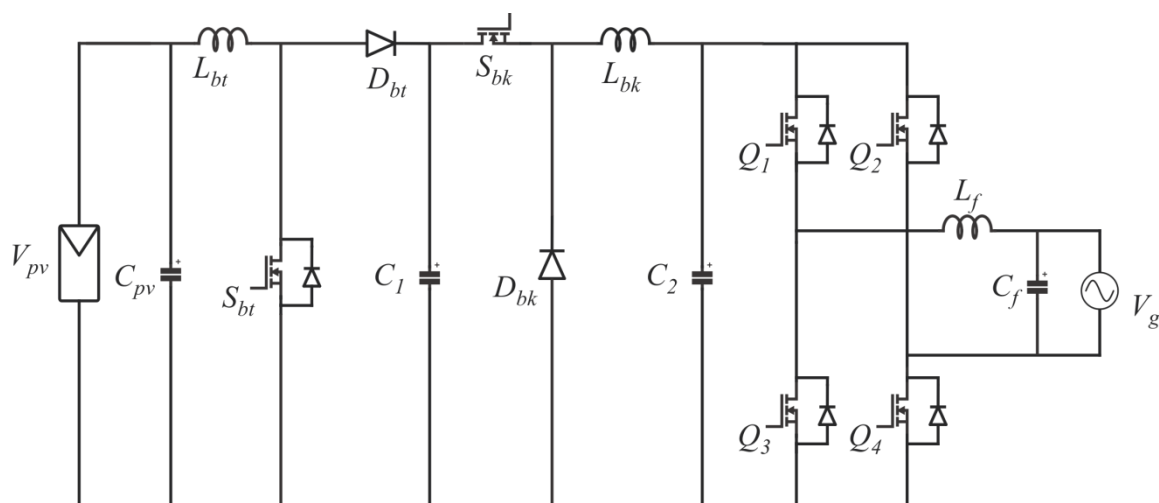


Figura 2.33 Inversor com entrada *Buck-Boost Switched-inductor* e *Full-Bridge* na saída [51].

Entre as topologias analisadas, pode-se dizer quanto aos estágios de operação:

a) Dois estágios de conversão

Tendem a ter menor tamanho e número de componentes, podendo levar a um custo menor. Nessas configurações a modulação é aplicada na entrada do estágio CC-CC.

b) Três estágios de conversão

Dois estágios CC-CC em cascata e mais um estágio inversor (*unfolding*) na saída. É necessária modulação em somente um conversor CC-CC, o que facilita o projeto do outro conversor CC-CC, reduzindo tamanho custo e perdas.

Entre as dezessete topologias mostradas previamente, a apresentada em [38] e [39] possui o menor número de componentes e isso pode levar a um menor custo e maior confiabilidade. Outras topologias possuem comutação suave nos interruptores, o que possibilita um aumento do rendimento em altas frequências, porém com o custo de mais componentes. A Tabela 2.3 apresenta um comparativo entre o número de componentes de cada topologia, incluindo os interruptores, diodos, núcleos e enrolamentos.

Tabela 2.3 Comparativo entre as topologias de Módulo CA com *pseudo* barramento CC

Topologia	Potência (W)	Componentes				Rendimento Máximo
		Interruptores	Diodos	Núcleos Magnéticos	Enrolamentos	
[33]	350	6	5	3	5	90 %
[34]	300	7	7	3	6	80 %
[35] e [36]	150	5	1	2	3	-
[37]	60	8	4	3	4	-
[38]	100	3	2	1	3	96 %
[39]	300	3	2	1	3	89 %
[40]	160	6	4	1	3	86,7 %
[41] e [42]	100	4	3	1	3	70 %
[43]	70	4	2	1	3	84 %
[44] (a)	130	4	1	1	3	84,8 %
[44] (b)	130	6	1	1	2	83 %
[44] (c)	130	4	2	2	4	84,1 %
[45] e [46]	100	10	8	3	7	92 %
[47] e [48]	100	10	4	4	7	91 %
[49]	150	5	1	2	2	-
[50]	200	5	4	3	3	70 %
[51]	170	3	2	2	2	85 %

#### 2.4.4 Módulo sem barramento CC

O terceiro grupo de topologias de Módulos CA não apresenta barramento CC. Para tornar possível a conversão CC-CA sem intermédio de um barramento CC, interruptores bidirecionais devem ser utilizados. A principal vantagem dessas topologias baseadas em alteradores de frequência, ou cicloconversores, é a redução do número total de conversões de

energia para dois ou até mesmo um. Cicloconvertidores são conversores CA-CA que realizam a redução da frequência de um sinal, através de semicondutores controlados [52].

Nessas topologias ainda é um desafio à utilização de interruptores bidirecionais, porém elas alcançam um melhor rendimento e menor número de componentes, com o custo de recursos operacionais mais altos. Os capacitores usados nesses sistemas não tem o objetivo de servir como um barramento CC e podem ser utilizados capacitores de construção cerâmica ou de polipropileno que possuem perdas menores em série. Além disso, removendo os capacitores eletrolíticos aumenta-se o tempo de vida útil do sistema, por esse apresentar o menor tempo entre os componentes do sistema.

A topologia apresentada em [53], representada na Figura 2.34, possui um inversor de tensão que transforma a tensão CC em CA que é convertida em fonte de corrente através de um circuito de conversão “impedância-admitância”. Por fim um cicloconversor reduz a corrente de alta frequência para frequência da rede.

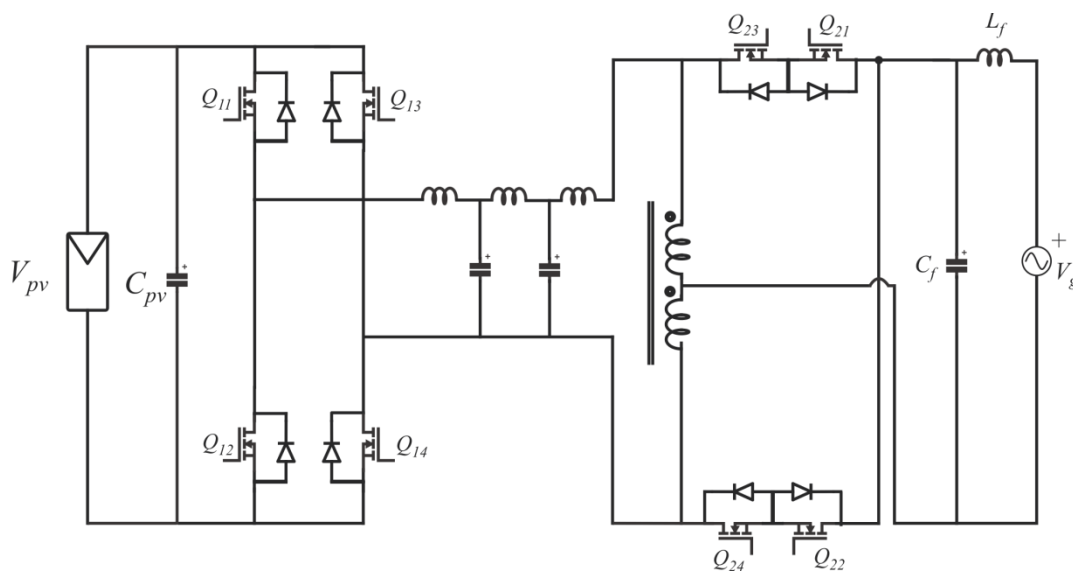


Figura 2.34 Inversor com *Full-Bridge* na entrada e conversão “impedância-admitância” [53]

A topologia desenvolvida em [54], e representada na Figura 2.35, utiliza para a inversão CC-CA um conversor *Push-Pull*. A tensão CA de alta frequência é então convertida para a frequência da rede através de um cicloconversor de comutação forçada.



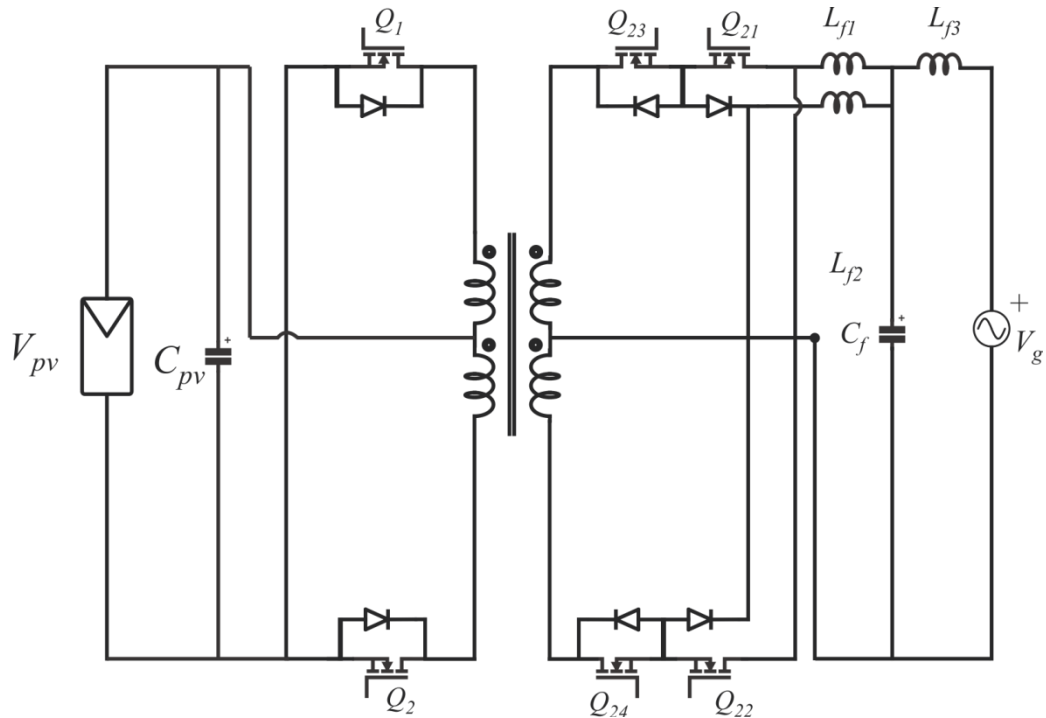


Figura 2.35 Inversor com conversor *Push-Pull* CC-CA e cicloconversor [54]

A topologia apresentada em [55] é baseada no *Boost* de dois indutores, conforme representado na Figura 2.36. O *Boost* primeiramente converte de CC para CA de alta frequência. Um alternador de frequência composto por três interruptores bidirecionais transforma a CA de alta frequência para CA da frequência da rede. Outra vantagem deste conversor é o capacitor não-polarizado utilizado como “segunda fase” na carga, que proporciona balanço de energia e remove a necessidade de um capacitor eletrolítico.

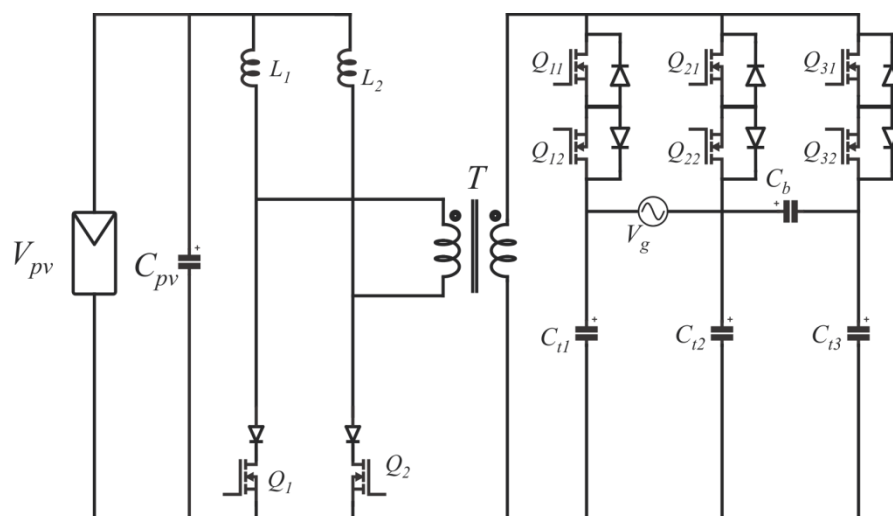


Figura 2.36 Inversor com *Boost* de dois indutores e alternador de frequência com interruptores bidirecionais [55]

Quando elevados ganhos estáticos (como por exemplo a utilização de um painel com tensão de saída de aproximadamente 20 V utilizado em uma rede onde a tensão é de 220 Vrms) não são necessários, conversores não isolados podem ser utilizados. Na análise destes conversores, cita-se a topologia apresentada em [56], Figura 2.37. Porém, uma elevada tensão de entrada deve ser utilizada, pois o ganho estático do conversor *Boost* é pequeno, não ultrapassando duas vezes. Esta topologia integra o conversor *Boost* com um conversor *Full-Bridge*, o que proporciona a esta a vantagem de possuir apenas um estágio de conversão.

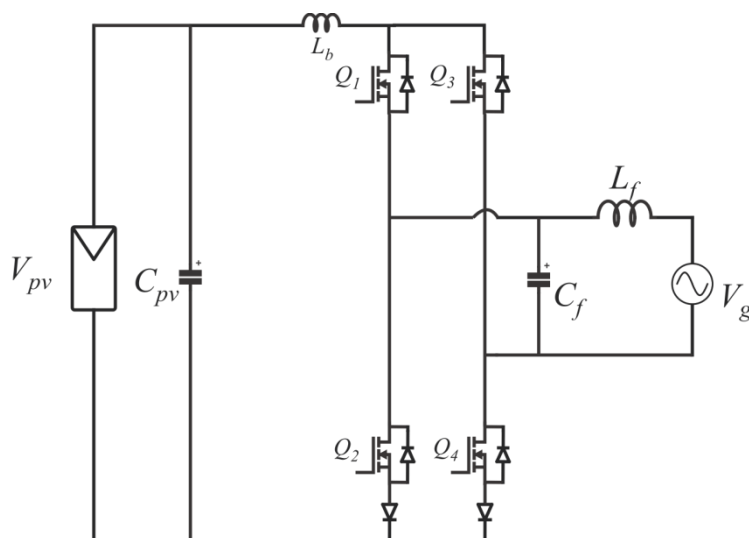


Figura 2.37 Inversor com *Boost* integrado com *Full-Bridge* de saída [56].

A topologia apresentada em [57], Figura 2.38, é composta de um conversor *Buck-Boost* diferencial, capaz de gerar tensões de saída maiores ou menores que a entrada do painel. Sua característica diferencial o permite gerar tanto o semiciclo negativo quanto o positivo.

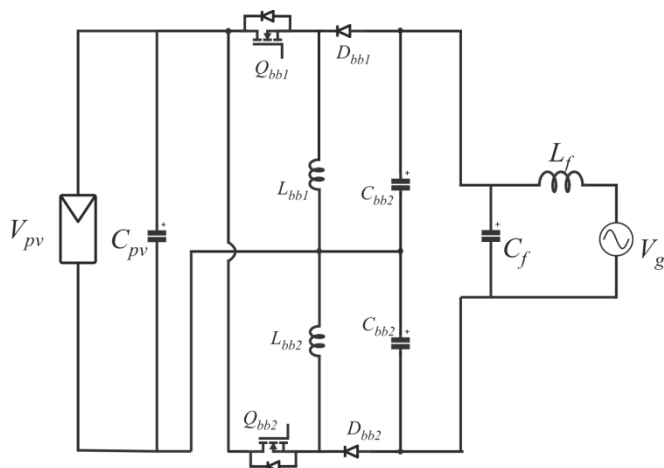


Figura 2.38 Inversor com *Buck-Boost* diferencial [57].

Em [58], Figura 2.39, é apresentada topologia que segue o trabalho desenvolvido em [57], porém para fins de facilitar o controle os dois interruptores principais agora possuem o emissor comum. Além disso, ocorre a adição de dois interruptores para controle dos semiciclos.

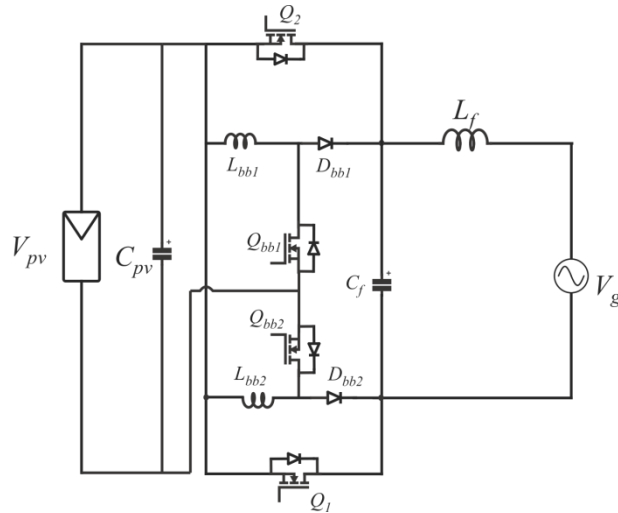


Figura 2.39 Inversor baseado em conversor *Buck-Boost* [58].

Já em [59], como pode ser visto na Figura 2.40, a topologia apresentada possui um elevado número de componentes, porém, existe o uso de certos elementos passivos tanto no semiciclo positivo quanto negativo, o que garante uma maior compactação do sistema. Com o aumento de número de componentes e a possibilidade de utilização em ciclos diferentes, há aumento na complexidade de controle.

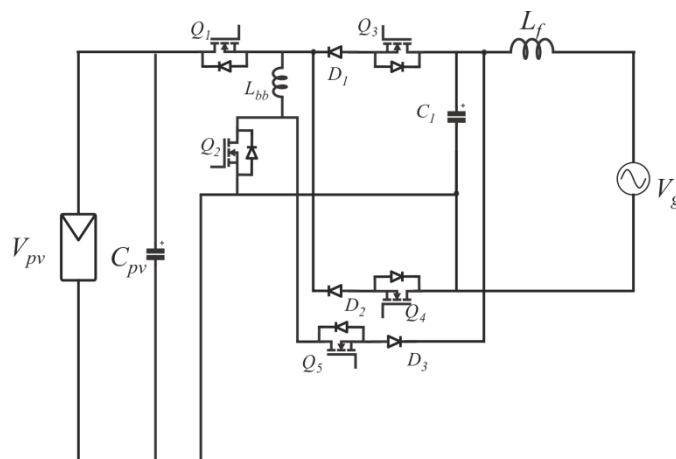


Figura 2.40 Inversor duplamente aterrado de um indutor baseado em conversor *Buck-Boost* [59]

A topologia apresentada em [60] possui o menor número de componentes nessa categoria, possuindo apenas dois componentes ativos, conforme pode ser visto na Figura 2.41.

Esse nível de simplicidade garante a este conversor um dos maiores rendimentos entre todas as configurações de Módulos CA.

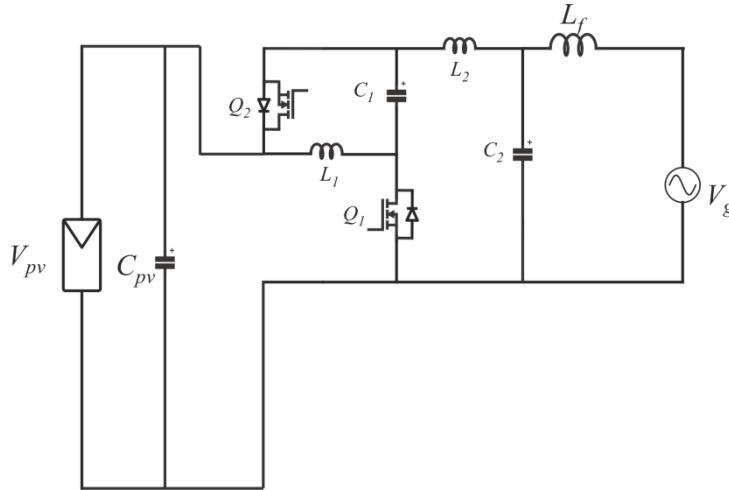


Figura 2.41 Inversor baseado em conversor *Semi quasi-Z* com ganho contínuo de tensão [60]

Entre as topologias, a apresentada em [60] possui o menor número de componentes e isso pode levar a um menor custo e maior confiabilidade. A Tabela 2.3 apresenta um comparativo entre o número de componentes de cada topologia, incluindo os interruptores, diodos, núcleos e enrolamentos.

Tabela 2.4 Comparativo entre as topologias de Módulo CA sem barramento CC

Topologia	Potência (W)	Componentes				Rendimento Máxima
		Interruptores	Diodos	Núcleos Magnéticos	Enrolamentos	
[53]	30	8	0	4	5	-
[54]	300	6	0	1	4	-
[55]	100	8	2	1	2	-
[56]	200	4	2	1	1	-
[57]	200	2	2	2	2	-
[58]	300	4	2	2	2	87 %
[59]	170	5	3	1	1	87 %
[60]	200	2	0	2	2	94,5 %

#### 2.4.5 Comparação entre as topologias de Módulos CA

Analisando todas as topologias apresentadas, de [27] à [60], pode-se organizá-las de acordo com: a estratégia de controle e as vantagens e desvantagens, apresentado na Tabela 2.5.

Tabela 2.5 Comparação entre as configurações de Módulos CA

Barramento CC		Sim	<i>Pseudo</i>	Não
Estratégia de Controle	Estágio CC-CC	Controle com razão cíclica constante	Controle com modulação da razão cíclica	Controle de cicloconversores
	Estágio CC-CA	Controle PWM	Controle por onda quadrada	
Vantagens		Controle independente para dois estágios de conversão separados	Controle independente para dois estágios de conversão separados, baixas perdas no estágio CC-CA	Pequeno número de componentes e reduzido volume
Desvantagens		Grandes perdas no estágio CC-CA	Controle com modulação da razão cíclica	Interruptores bidirecionais, controle “ <i>matrix converter</i> ”.

#### 2.4.6 Conclusão

Foram apresentados mais de 30 topologias de Módulos CA, classificadas de acordo com a presença de barramento CC nestes conversores. Foram analisados o número de componentes e o rendimento quando disponível. As vantagens e desvantagens dos arranjos de microinversores também são discutidas em detalhe. Os Módulos CA tem provado serem uma das importantes tecnologias que viabilizam a utilização da energia fotovoltaica por ser uma configuração com baixo valor inicial para a aquisição.

Os conversores com a presença do *pseudo* barramento CC apresentaram um série de vantagens sobre as outras duas configurações. A ausência do capacitor de barramento, usualmente eletrolítico dá a vantagem de uma vida útil maior a esta topologia, uma vez que os capacitores utilizados são de tecnologias mais resistentes ao tempo e com menores perdas resistivas. Essa configuração é a única em que é possível se obter comutação em baixa frequência no estágio de saída, reduzindo as perdas de comutação a valores mínimos. Dentre as três configurações a que receberá maior destaque é aquela com *pseudo* barramento CC, uma vez que os dois inversores discutidos a seguir estão dentro dessa categoria.

## 2.5 Topologias de FBZPS Módulo CA

A topologia *Full-Bridge ZVS Phase Shift (FBZPS)* Módulo CA é uma família de conversores que possui representantes nas três configurações relativas ao barramento CC. Dada a construção de cada Módulo CA e dependendo de como é feito a modulação do sistema, os conversor Módulos CA existentes na literatura podem ser classificados pela localização/existência de barramento CC. A seguir serão apresentadas topologias dentro de cada uma das categorias e suas respectivas características.

### 2.5.1 Conversor FBZPS Módulo CA sem Barramento CC

O conversor *FBZPS* sem barramento CC foi proposto por [84]. O conversor em análise teve seu primeiro uso com painéis fotovoltaicos como entrada do sistema, ou seja, com uma aplicação para energia solar. Porém, a utilização de 10 kW de painéis descaracteriza a utilização como Módulo CA, uma vez que são necessário dezenas de painéis para atingir essa potência. Com a evolução da Eletrônica de Potência foi possível a construção e projeto deste conversor para menores potências, chegando ao patamar de centenas de watts, potência comumente encontrada em um painel fotovoltaico. Inicialmente proposto por [85] e [86], o conversor *FBZPS* Módulo CA, tem o objetivo de utilizar o já consolidado conversor CC-CC para realizar conversões CC-CA, tendo como entrada apenas um painel fotovoltaico. Representado na Figura 2.42 esta topologia é classificada como sem barramento CC. Esta é a topologia que apresenta o maior número de publicações na literatura além de ser comercialmente utilizada em grande escala, devido sua robustez e confiabilidade.

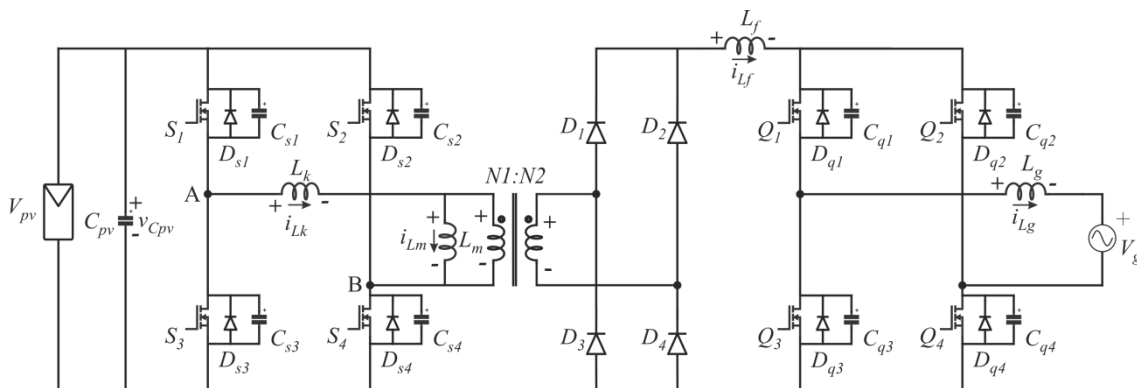


Figura 2.42 Conversor *FBZPS* Módulo CA [86]

### 2.5.2 Conversor *FBZPS* Módulo CA com Barramento CC

A principal característica dessa categoria de conversores é a modulação em alta frequência necessária tanto nos interruptores da entrada quando nos de saída [87]. A comutação em alta frequência na saída, geralmente utilizando modulação *PWM* de forma dissipativa, aumenta significativamente as perdas de comutação. Porém, existem autores que além de modificar esta topologia para que o conversor opere como ressonante, utilizam também a modulação *PS* no *Full-Bridge* de saída [76]. Esta topologia também é utilizada comercialmente.

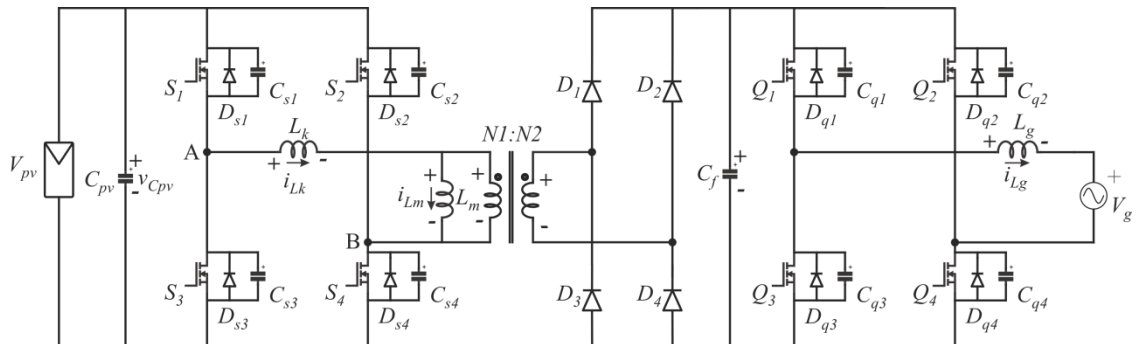


Figura 2.43 Conversor *FBZPS* Módulo CA com Barramento CC [87]

### 2.5.3 Conversor *FBZPS* Módulo CA com *Pseudo* Barramento CC

Esta topologia deriva-se de um conceito apresentado por [88], usualmente utilizado em fontes ininterruptas de energia (*Uninterruptible Power Supply, UPS*). Comparado com as topologias sem barramento CC essa topologia consiste da inclusão de um capacitor posicionado após o indutor de filtro e antes do *Full-Bridge* de saída. Esse capacitor tem a função de aumentar a ordem do filtro e proporcionar uma corrente com menor TDH.

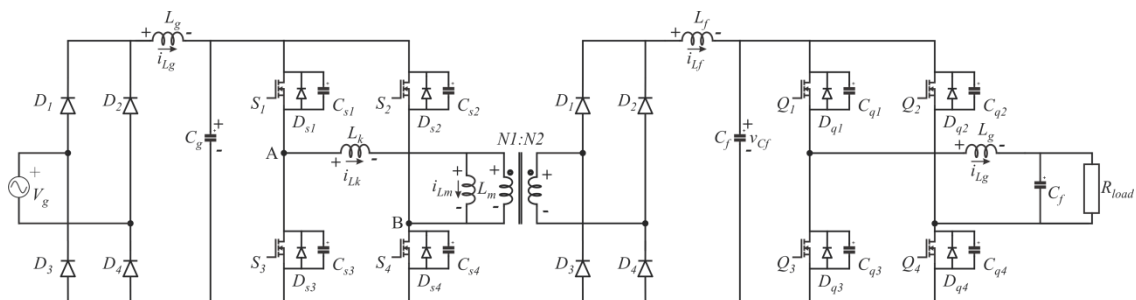


Figura 2.44 Conversor série-paralelo com saída em ponte retificadora, filtro *LC*, e *Full-Bridge* na saída proposto por [88]

Esta topologia foi escolhida para simulação e análise, pois o filtro indutivo-capacitivo provou aumentar o rendimento do conversor quando comparado àquele com o filtro somente indutivo. O aumento de ordem do filtro trouxe uma elevação do rendimento de aproximadamente 6 % em plena carga e ainda maior para cargas menores [88]. Seu detalhamento será apresentado no Capítulo 4.

#### 2.5.4 Conclusão

Dentro da família de conversores *FBZPS* Módulo CA a topologia utilizando o filtro LC na saída é a que apresenta uma melhor qualidade de corrente injetada na rede em função do filtro de segunda ordem. Esta topologia será utilizada para comparação juntamente com o inversor *Flyback* Módulo CA. Essa topologia será detalhada, equacionada e simulada no Capítulo 4.

## 2.6 Conclusão

Foi apresentada nesse capítulo uma revisão sobre os sistemas fotovoltaicos quanto à conexão com a rede, apresentando as configurações de sistemas isolados e os conectados à rede. Dentro desta categoria revisaram-se os sistemas classificados de acordo com os conversores e painéis do sistema.

Foram discutidos os sistemas com Inversor Central, *String* e *Multi-String*, *Team-Concept*, Módulo CA e Célula CA. Dentro dos grupos dos Módulos CA também foi apresentada revisão, classificando as topologias quando a presença de barramento CC.

A utilização de Módulos CA apresenta uma solução compacta e eficiente na injeção de energia na rede. Por apresentar uma solução completa, ele é um sistema que pode ser conectado diretamente à rede sem a presença de barramentos e proteções de corrente contínua (disjuntores, fusíveis, entre outros) e também ser instalado sem conhecimento técnico. A possibilidade de extrair a máxima potência de cada painel auxilia no aumento do rendimento do sistema como um todo.

Diversos Módulos CA apresentam um elevado rendimento enquanto outros apresentam um número reduzido de componentes eletrônicos. Será investigada nessa Dissertação a relação da energia injetada na rede por dois conversores Módulo CA e o custo de seus componentes.



### 3 CONVERSOR CC-CA FLYBACK MÓDULO CA

#### 3.1 Introdução

O primeiro Módulo CA analisado será o conversor já discutido por [38] e [39]. São três os motivos principais que levaram a escolha deste conversor para seu detalhamento. O primeiro motivo é o seu reduzido número de componentes. São utilizados nesta topologia apenas três interruptores controlados, dois diodos, um transformador com *tap* central e um filtro LC de saída. O segundo motivo é a simplicidade da topologia, uma vez que possui somente um interruptor que deve ser controlado em alta frequência, enquanto os outros dois são operados na frequência da rede. O terceiro motivo é que este conversor já ser bastante consolidado na literatura, possuindo diversos trabalhos sobre ele e diversos outros baseados nele com propostas de melhorias (em relação a rendimentos, adição de comutação suave, entre outros).

O conversor *Flyback* derivou-se do conversor *Buck-Boost*, pela substituição do indutor convencional por um indutor acoplado, também conhecido como “transformador *Flyback*”, adicionando isolamento galvânica ao conversor. A Figura 3.1 apresenta este conversor, que pode ser operado em modo de condução contínua, descontínua ou crítica. O modo de operação é relacionado com o comportamento do fluxo magnético no entreferro do indutor acoplado. Se a cada ciclo de operação o indutor é desmagnetizado completamente caracteriza-se o modo de condução descontínua, MCD. Já se o indutor nunca é completamente desmagnetizado caracteriza-se o modo de condução contínua, MCC. O modo de condução crítica, MCCR é o limite ou fronteira entre os outros dois modos de operação [61].

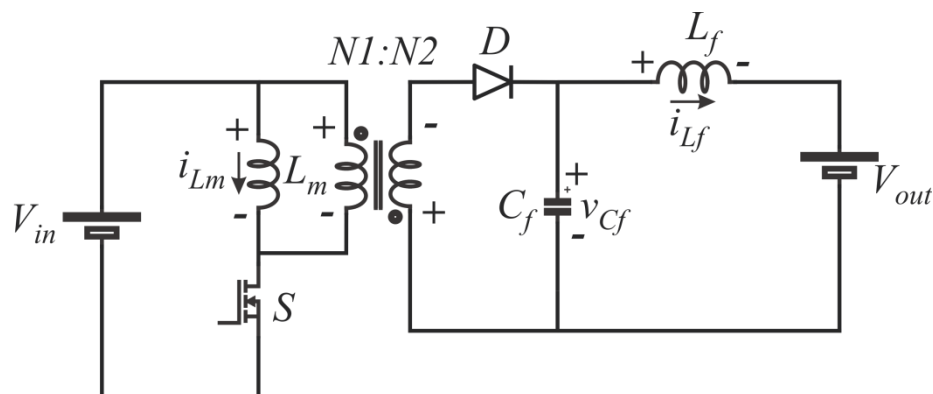


Figura 3.1 Conversor *Flyback* CC-CC convencional

Usualmente este conversor realiza transformações na relação de tensão contínua de entrada e saída, caracterizando também uma relação de corrente contínua para corrente contínua (CC-CC). Ele pode ser utilizado também para realizar transformações de corrente alternada para contínua (CA-CC), com operação similar a um conversor *Boost PFC*. Outra utilização pra este conversor é conversão de corrente contínua para alternada (CC-CA) que acontece através de variações de topologia, com inclusão de um indutor com dois secundários e escolha dos parâmetros do conversor, como por exemplo, a frequência de comutação e a razão cíclica. Não serão apresentas aqui as formas de onda e o princípio de operação do *Flyback* clássico, por este ser amplamente difundido e explorado na literatura.

O *Flyback* Módulo CA foi proposto com o objetivo de injetar energia na rede de distribuição através de painel fotovoltaico, através de uma variação da topologia clássica. Até então somente se utilizavam topologias com uma inicial elevação da tensão, ou seja, procedidas por um conversor CC-CC elevador, seguido por uma inversão do sinal para compatibilizar com a rede.

### 3.2 Conversor *Flyback* Módulo CA

A topologia de Módulo CA é baseada no conversor *Flyback* tradicional, porém, realiza transformação CC-CA. Ela foi apresentada por dois autores no ano de 2001 [62] e [63]. Desde sua primeira publicação este conversor teve grande aceitação em função do seu reduzido número de componentes e sua simplicidade na implementação e controle.

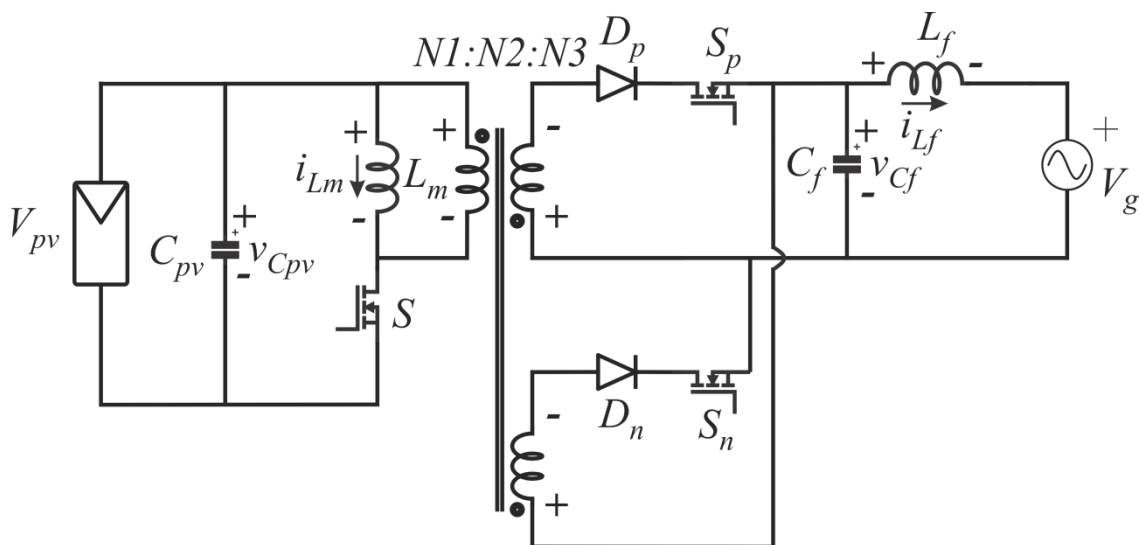


Figura 3.2 Conversor *Flyback* Módulo CA

### 3.2.1 Elementos do conversor

Nesta análise, o Conversor *Flyback* Módulo CA será separado em quatro grupos de componentes para facilitar seu entendimento. Serão abordados as características e propósito de cada elemento desses grupos.

#### a) Estágio de Entrada

Analisando a Figura 3.2 observa-se como entrada do sistema o painel solar fotovoltaico,  $V_{pv}$ . Ele é a fonte primária de energia do sistema. O conversor deve ser projetado de acordo com suas especificações juntamente com as apresentadas pela rede. É o elemento mais importante do estágio de entrada.

O capacitor  $C_{pv}$ , utilizado como filtro para amortecer a oscilação de corrente no painel. Para esta topologia uma grande capacitância é requerida devido aos altos picos de corrente que este conversor drena. Geralmente grandes capacitâncias são obtidas através de capacitores eletrolíticos que possuem uma vida útil menor que os outros componentes. Diversas linhas de pesquisa trabalham na redução deste capacitor, possibilitando a utilização de capacitores de diferentes tecnologias e maior vida útil [63]. Quanto maior o capacitor de entrada menor será a oscilação produzida pelo algoritmo de MPPT, uma vez que as variações de tensão são reduzidas quanto maior for esta capacitância.

#### b) Interruptor Principal e Transformador com *Tap* Central

O interruptor principal  $S$ , que pode ser observado na Figura 3.2, realiza as comutações em alta frequência. Além deste componente que opera em alta frequência, a comutação do interruptor é responsável por sintetizar o contorno de uma senóide retificada, ou seja, com o dobro da frequência da rede. Essa síntese é realizada através da variação dos tempos de condução e bloqueio em alta frequência fazendo com que estes sigam a referência senoidal retificada. A modulação utilizada neste interruptor e a indutância de magnetização são os parâmetros que definem o modo de condução utilizado.

O transformador do *Flyback* é composto por um indutor acoplado, com duas saídas idênticas em relação ao número de espiras e com a polarização inversa uma da outra. Cada secundário tem a função de conduzir a corrente provinda do primário por meio ciclo da rede. Serão detalhados ao decorrer da dissertação os estágios desse conversor e a importância deste indutor será apresentada.

### c) Interruptores e Diodos Secundários

Assim que o interruptor principal é bloqueado a corrente é refletida para os dois secundários com a mesma relação de transformação. A polaridade de cada secundário juntamente com a polaridade dos interruptores secundários  $S_p$  e  $S_n$  e diodos  $D_p$  e  $D_n$  é o que determina qual dos secundários conduzirá a corrente. No semiciclo positivo da rede, com o sinal de comando ativando o interruptor  $S_p$  a corrente positiva é injetada e sincronizada com o ciclo positivo da tensão da rede. A mesma lógica é utilizada no semiciclo negativo da rede e com o interruptor  $S_n$ .

### d) Filtro de Saída

O filtro de saída utilizado nesta topologia é um filtro de segunda ordem, composto por um capacitor  $C_f$ , e um indutor  $L_f$ , conhecido como filtro CL. Este filtro é projetado para obter a ondulação de corrente desejada na saída e também para reduzir os efeitos da comutação dos interruptores e alta frequência, presentes no sinal da corrente.

## 3.2.2 Descrição dos modos de operação em MCC

No modo MCC, esse conversor opera com um total de quatro etapas de operação que podem ser resumidas em apenas duas. Essas duas etapas são semelhantes no semiciclo positivo e no semiciclo negativo, utilizando em cada um dos semiciclos um conjunto de: saída secundária do indutor acoplado; um interruptor secundário; e um diodo de saída. No semiciclo positivo da rede, são utilizados: o secundário  $N2$ , o diodo  $D_p$  e o interruptor  $S_p$ . Já no semiciclo negativo são utilizados: o secundário  $N3$ , o diodo  $D_n$  e o interruptor  $S_n$ .

Será realizada uma análise em “*quasi regime permanente*” (do inglês *Quasi-Steady-State Analysis*), QRP, o que significa que a tensão da rede, dentro de um período de comutação é considerada constante [64]. Essa análise é possível, pois a frequência de comutação é muitas vezes maior que a frequência da rede. Usualmente a frequência da rede é 50 Hz ou 60 Hz enquanto as frequências de comutação podem atingir até centenas de kHz.

Será considerada para este estudo somente o semiciclo positivo da rede. Ou seja, o interruptor  $S_p$  estará em condução e o diodo  $D_p$  assumirá a corrente, quando polarizado, durante toda esta análise. A primeira etapa de operação, apresentada na Figura 3.3, é definida pela entrada em condução do interruptor principal  $S$ . No primário do indutor acoplado ocorre

a carga linear do indutor magnetizante  $L_m$ , regido pela equação (3.1) que apresenta a variação da corrente neste.

$$\dot{i}_{L_m} = \frac{1}{L_m} V_{pv} \cdot \quad (3.1)$$

Onde:

$V_{pv}$  é a tensão do painel fotovoltaico;

$L_m$  é a indutância de magnetização do indutor acoplado.

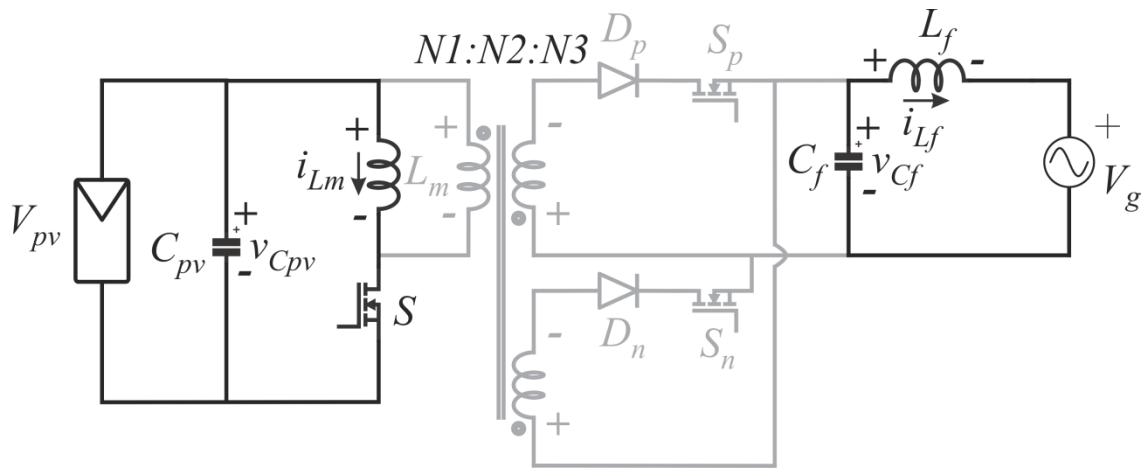


Figura 3.3 Primeira etapa de operação do conversor *Flyback* Módulo CA

Enquanto isso nos dois secundários os diodos  $D_p$  e  $D_n$ , por estarem reversamente polarizados bloqueiam a corrente de circular entre primário e qualquer um dos secundários. Na saída do conversor, devido à diferença de tensões entre o capacitor  $C_f$  e da rede ocorre circulação de corrente através do indutor de filtro  $L_f$ , regida pela equação (3.2). A tensão sobre o capacitor de filtro  $C_f$  também segue o comportamento limitado pela equação (3.3).

$$\dot{i}_{L_f} = \frac{1}{L_f} v_{C_f} - \frac{1}{L_f} V_g \cdot \quad (3.2)$$

Onde:

$L_f$  é o indutor de filtro;

$v_{C_f}$  é a tensão sobre o capacitor de filtro,  $C_f$ ;

$V_g$  é a tensão instantânea da rede.

$$\dot{v}_{C_f} = -\frac{1}{C_f} \dot{i}_{L_f} \cdot \quad (3.3)$$

O interruptor  $S$  é bloqueado uma vez que a corrente  $i_{L_m}$  atinge seu valor de pico, definido e limitado pela ação de controle. Vale ressaltar que essa comutação é feita de modo *hard*, causando uma elevada sobretensão sobre o interruptor. Isso ocorre devido à energia armazenada na indutância de dispersão que é descarregada no capacitor intrínseco do interruptor. Além de causar a sobretensão, causa também uma queda expressiva no rendimento desta topologia.

Bloqueado o interruptor, inicia-se a segunda etapa de operação, representado pela Figura 3.4. A corrente  $i_{L_m}$  através da mudança de polarização do indutor acoplado é agora transferida ao secundário. Como o interruptor  $S_p$  está em condução e o diodo  $D_p$  está diretamente polarizado ocorre a transferência de energia do primário até a rede, através do secundário. A equação (3.4) apresenta a variação da corrente  $i_{L_m}$ .

$$\dot{i}_{L_m} = -\frac{1}{L_m} \cdot \frac{N1}{N2} v_{C_f} \quad (3.4)$$

Onde:

- $N1$  é o número de espiras no primário do indutor acoplado
- $N2$  é o número de espiras no secundário do indutor acoplado

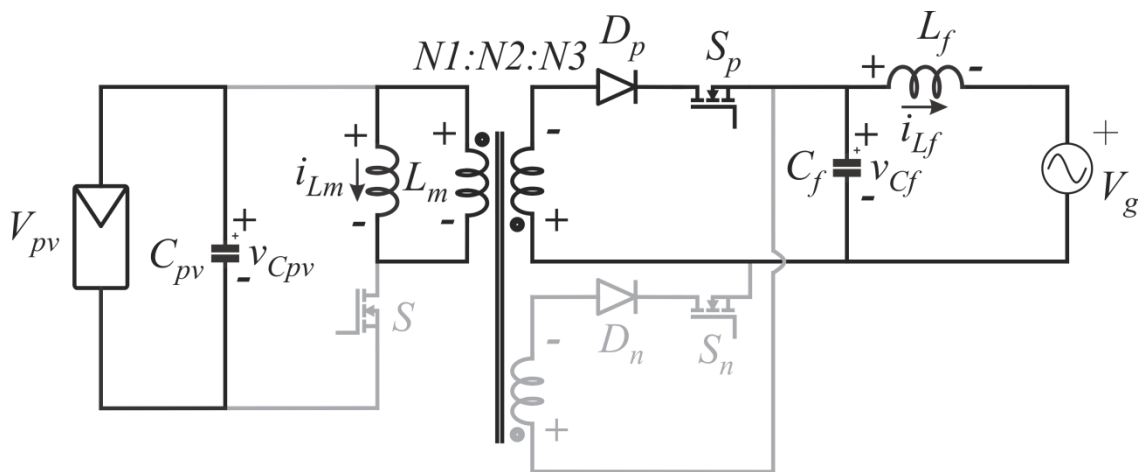


Figura 3.4 Segunda etapa de operação do conversor *Flyback* Módulo CA

Na saída do conversor ocorre circulação de corrente através do indutor de filtro  $L_f$ , regida pela equação (3.5). A tensão sobre o capacitor de filtro  $C_f$  segue o comportamento limitado pela equação (3.6), onde é possível agora observar a influência da corrente refletida ao secundário.

$$\dot{i}_{L_f} = \frac{1}{L_f} v_{C_f} - \frac{1}{L_f} V_g. \quad (3.5)$$

$$\dot{v}_{C_f} = \frac{1}{C_f} \cdot \frac{N1}{N2} i_{L_m} - \frac{1}{C_f} i_{L_f}. \quad (3.6)$$

A Figura 3.5 apresenta as formas de onda, sob a análise de QRP, relativas ao comportamento das variáveis expressas nas equações (3.1) até (3.6). Também é apresentado o sinal de razão cíclica que comanda o interruptor  $S$ , a variável  $d$ , para possibilitar a análise temporal.

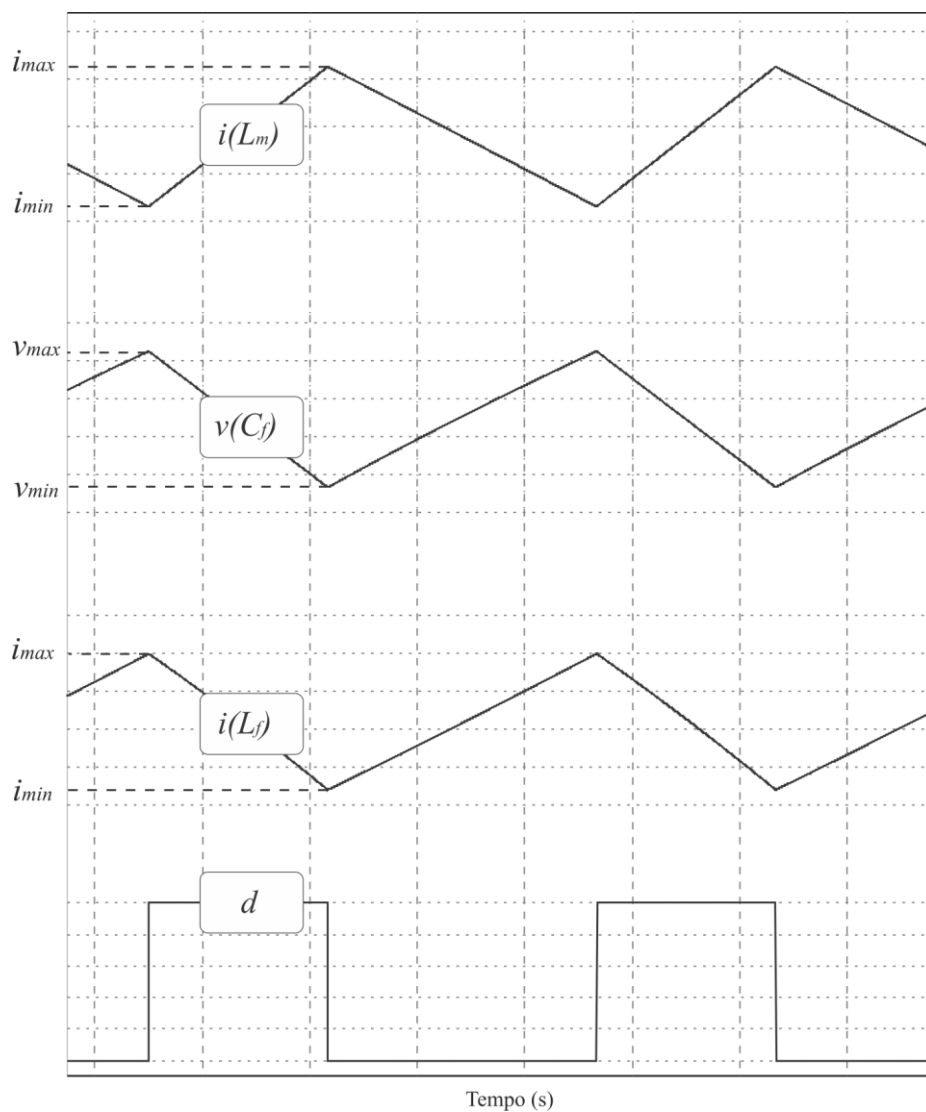


Figura 3.5 Comportamento das variáveis  $i_{L_m}$ ,  $v_{C_f}$ ,  $i_{L_f}$  e  $d$  sob análise QRP

### 3.2.3 Equacionamento e parâmetros do conversor

A razão cíclica instantânea em modo de condução contínua é determinada pela equação (3.7) que considera a tensão CC do painel e a tensão instantânea da rede. Já a equação (3.8) determina o valor máximo que pode ser atingido, considerando a tensão de pico da rede. É possível observar que a relação de espiras,  $n$ , influencia inversamente no cálculo da razão cíclica [65].

$$d_{MCC} = \frac{|V_g|}{(nV_{pv} + |V_g|)}. \quad (3.7)$$

$$d_{MCC\max} = \frac{\sqrt{2}V_{grms}}{(nV_{pv} + \sqrt{2}V_{grms})}. \quad (3.8)$$

Onde:

$n$  é a relação de transformação entre o secundário e o primário

$V_{grms}$  é a tensão eficaz da rede

Com a equação (3.9), apresentada em [65], é possível dimensionar a indutância crítica para o funcionamento em MCC desta topologia, através da escolha da relação de transformação. A Tabela 3.1 apresenta o algoritmo necessário para determinação da indutância de magnetização,  $L_m$ , e da relação de transformação,  $n$ , do indutor acoplado em função dos máximos valores de corrente e tensão sobre os semicondutores.

$$I_{pv} L_{mc} f_s = \frac{V_{pv}}{4 \cdot \left[ \frac{nV_{pv}}{\sqrt{2}V_{rms}} + 1 \right]^2}. \quad (3.9)$$

Onde:

$I_{pv}$  é a corrente de MPPT do painel

$f_s$  é a frequência de comutação do conversor

Utilizando o algoritmo descrito na Tabela 3.1, a Tabela 3.2 apresenta as configurações necessárias do projeto e já a Tabela 3.3 apresenta as variáveis encontradas. Além das variáveis encontradas através da equação (3.9) esta tabela apresenta também os valores encontrados para o filtro,  $L_f$  e  $C_f$ , calculados para obter uma corrente de saída com a sua TDH dentro das normas internacionais e o valor do capacitor de entrada,  $C_{pv}$ , necessário para reduzir as componentes de alta e baixa frequência na corrente do painel.



Tabela 3.1 Algoritmo para determinação do valor de  $L_m$  e  $n$

Passo (1)	Identificar a tensão e corrente de MPPT do painel;
Passo (2)	Escolher a frequência de comutação considerando o balanço entre perdas de comutação e tamanho do transformador;
Passo (3)	Escolha de uma relação de transformação inicial;
Passo (4)	Obter o máximo valor de razão cíclica, $d_{MCCmax}$ , e o valor mínimo de indutor magnetizante, $L_{mc}$ , através das equações (3.8) e (3.9);
Passo (5)	Calcular os valores de pico de tensão sobre os semicondutores, utilizando as equações (3.12) até (3.14);
Passo (6)	Escolher um indutor $L_m$ (maior que $L_{mc}$ ) observando o máximo valor de corrente no primário, através da equação (3.10);
Passo (7)	Calcular o valor de pico de corrente no secundário, utilizando a equação (3.11);
Passo (8)	Retorne ao Passo (3) até que os níveis de tensão e corrente estejam adequados.

Tabela 3.2 Configurações necessárias do projeto *Flyback* Módulo CA

Frequência de comutação	$f_s$	>50kHz
Tensão do painel	$V_{pv}$	27V
Tensão da rede	$V_g$	110Vrms (50Hz)
Potência de painel	$P_{pv}$	200W
Painel Solar		Kyocera KC200GT

Tabela 3.3 Parâmetros do conversor *Flyback* Módulo CA

Frequência de comutação	$f_s$	100kHz
Máxima razão cíclica	$d_{MCCmax}$	0,74
Indutância de Magnetização	$L_m$	20 $\mu$ H
Relação de transformação	$n$	2
Capacitor de entrada	$C_{pv}$	4700 $\mu$ F
Capacitor de filtro	$C_f$	0,25 $\mu$ F
Indutor de filtro	$L_f$	8mF
Frequência de corte do filtro	$1/\sqrt{C_f L_f}$	3,5kHz (22,36x10 <sup>3</sup> rad/s)

Ainda apresentado em [65] as equações a seguir apresentam os valores de pico de corrente e/ou tensão nos componentes. A Tabela 3.4 apresenta os valores encontrados com a utilização dos parâmetros da Tabela 3.3. Os valores encontrados são utilizados para calcular os máximos níveis de tensão e corrente aos quais os componentes serão submetidos.

A equação (3.10) apresenta a máxima corrente no primário do transformador, enquanto a equação (3.11) apresenta essa mesma corrente refletida ao secundário. A equação (3.12) apresenta a máxima tensão sob o interruptor  $S$ . As equações (3.13) e (3.14) apresentam as máximas tensões sobre os diodos e interruptores do secundário, respectivamente.

$$I_{P_{\max}} = 2I_{pv}V_{pv} \left( \frac{n}{\sqrt{2}V_{rms}} + \frac{1}{V_{pv}} \right) + \frac{1}{2L_m f_s \left( \frac{n}{\sqrt{2}V_{rms}} + \frac{1}{V_{pv}} \right)}. \quad (3.10)$$

$$I_{S_{\max}} = \frac{I_{P_{\max}}}{n}. \quad (3.11)$$

$$V_{S_{\max}} = V_{pv} + \frac{\sqrt{2}V_{rms}}{n}. \quad (3.12)$$

$$V_{Dp/Dn_{\max}} = nV_{pv} + \sqrt{2}V_{rms}. \quad (3.13)$$

$$V_{Sp/Sn_{\max}} = 2\sqrt{2}V_{rms}. \quad (3.14)$$

Tabela 3.4 Valores máximos de corrente e tensão sobre os componentes da topologia

Corrente de pico no primário	$I_{P_{\max}}$	24,46A
Corrente de pico no secundário	$I_{S_{\max}}$	12,22A
Máxima Tensão sobre $S$	$V_{S_{\max}}$	116,80V
Máxima Tensão sobre $D_p$ e $D_n$	$V_{Dp/Dn_{\max}}$	233,60V
Máxima Tensão sobre $S_p$ e $S_n$	$V_{Sp/Sn_{\max}}$	359,21V

### 3.2.4 Modelagem e controle em MCC

Partindo da análise QRP e para análise convencional, ou senoidal, o objetivo é controlar a corrente no indutor  $L_f$ , afim de que esta siga a referência imposta pela rede. Como esta corrente é uma das variáveis do sistema, pode-se através da análise de equações de estado verificar sua função de transferência em relação à variável de controle razão cíclica ( $d$ ). Com as equações apresentadas em (3.1) até (3.6) é possível construir as equações de estado deste conversor e realizar a linearização do sistema para pequenas variações de sinal. Define-se como variáveis do sistema a corrente  $i_{Lm}$ , a tensão  $V_{Cf}$ , e a corrente  $i_{Lf}$ , juntamente com a variável de entrada e controle, a razão cíclica  $d$ . De posse do modelo linearizado é possível a obtenção das funções de transferências do sistema [65].

#### a) Função de Transferência Corrente de Saída e Razão Cíclica, $G_{i_{Lf}_d}$

A primeira função de transferência a ser apresentada é a da corrente de saída  $i_{Lf}$ , em função da razão cíclica  $d$ . A equação (3.15) apresenta a função de transferência em função dos parâmetros do conversor e a equação (3.16) apresenta a função utilizando os valores do sistema.

$$G_{i_{lf\_d}}(s) = \frac{\tilde{i}_{lf}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{\frac{V_{pv}}{C_f L_f L_m n}}{s \left( s^2 + \left( \frac{1}{C_f L_f} + \frac{V_{pv}^2}{C_f L_m (V_g + V_{pv} n)^2} \right) \right)}. \quad (3.15)$$

$$G_{i_{lf\_d}}(s) = \frac{\tilde{i}_{lf}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{1.562 \times 10^{15}}{s(s^2 + 3.057 \times 10^9)}. \quad (3.16)$$

A Figura 3.6 apresenta o diagrama de Bode dessa função de transferência, onde é possível ver a amplitude e fase desta função. Analisando a função de transferência e o diagrama de Bode chega-se a conclusão que está é uma função de difícil controle, uma vez que a ausência de zeros da função não possibilita nenhum tipo de cancelamento entre pólos e zeros. Este fator é evidenciado principalmente por existir um pólo em baixa frequência, e nenhum zero próximo para redução, ou anulação, de seu efeito. Com a característica da função  $G_{i_{lf\_d}}$  que dificulta a implementação de controladores parte-se a para a análise de viabilidade do controle ser efetuado através da corrente do indutor magnetizante da entrada,  $i_{Lm}$ .

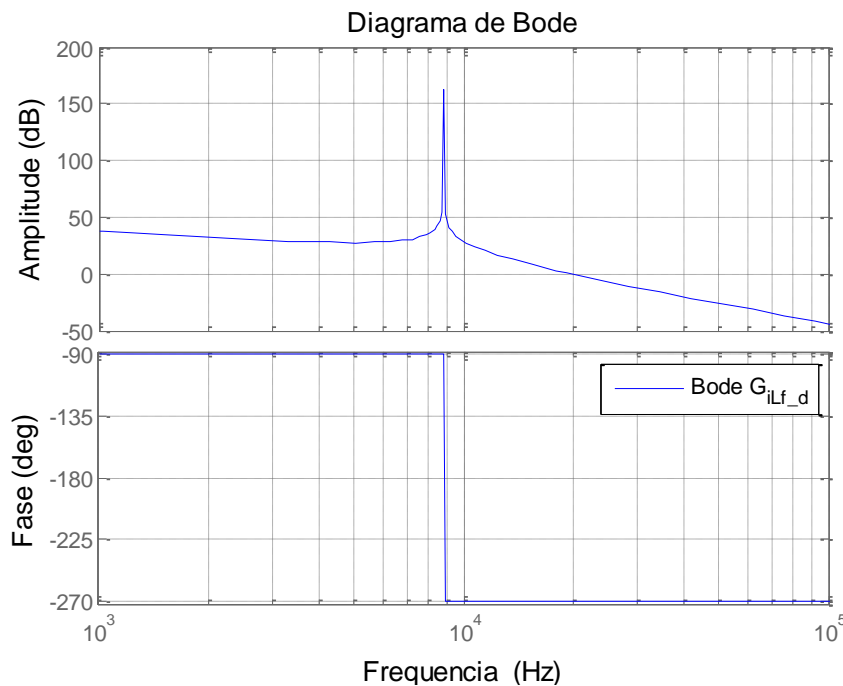


Figura 3.6 Diagrama de Bode da função de transferência,  $G_{i_{lf\_d}}$ , da corrente de saída e da razão cíclica

b) Função de Transferência Corrente de Entrada e Razão Cíclica,  $G_{iLm_d}$

A segunda função de transferência a ser apresentada é a da corrente magnetizante, refletida ao primário,  $i_{Lm}$ , em função da razão cíclica  $d$ . A equação (3.17) apresenta a função de transferência em função dos parâmetros do conversor e a equação (3.18) apresenta a função real, utilizando os valores do sistema.

$$G_{iLm_d}(s) = \frac{\tilde{i}_{Lm}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{\frac{V_g + V_{pv}n}{C_f L_f L_m n} (C_f L_f s^2 + 1)}{s \left( s^2 + \left( \frac{1}{C_f L_f} + \frac{V_{pv}^2}{C_f L_m (V_g + V_{pv}n)^2} \right) \right)}. \quad (3.17)$$

$$G_{iLm_d}(s) = \frac{\tilde{i}_{Lm}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{5.84 \times 10^6 s^2 + 1.352 \times 10^{16}}{s(s^2 + 3.057 \times 10^9)}. \quad (3.18)$$

A Figura 3.7 apresenta o diagrama de Bode dessa função de transferência, onde é possível ver a amplitude e fase desta função. Analisando a função de transferência e o diagrama de Bode chega-se a conclusão que esta função possibilita cancelamento da influência de pólos e zeros, sendo uma função de controle mais simples.

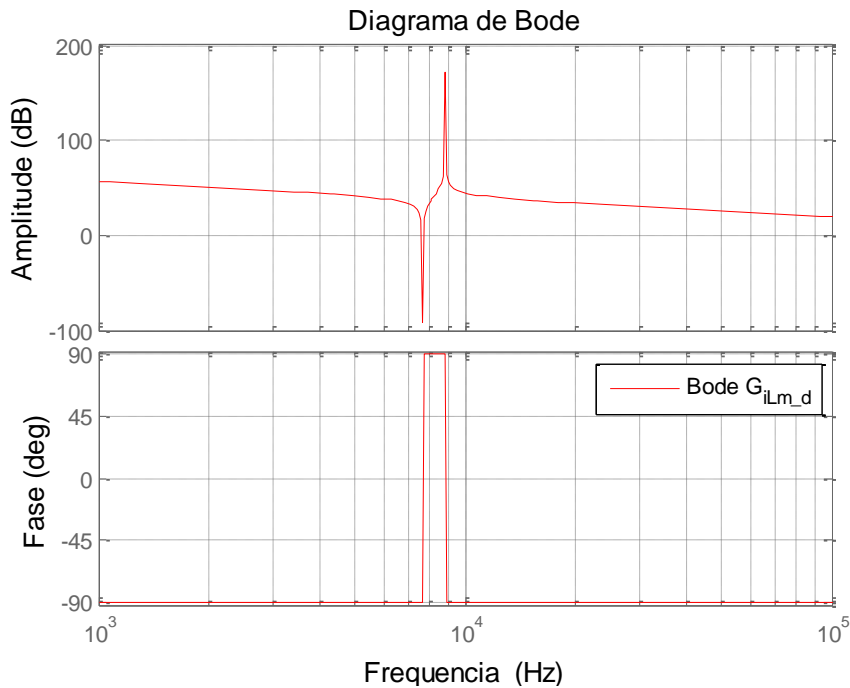


Figura 3.7 Diagrama de Bode da função de transferência,  $G_{iLm_d}$ , da corrente de saída e da razão cíclica

Analisando a função de transferência observa-se a presença de um Zero Variável no Semiplano Esquerdo (ZVSE), em função da alteração da tensão instantânea da rede. Esse zero causa uma maior complexidade no controle do sistema, pois ele deve agora ser capaz de garantir a estabilidade do sistema para o pior caso.

A fim de controlar a corrente de entrada, é um controlador “tipo II” composto essencialmente de uma parcela proporcional integral e de um filtro formado por um pólo. O controlador proposto possui um elevado ganho em baixas frequências e a parcela integral e o pólo garantem a rapidez no rastreamento da referencia. A equação (3.17) apresenta o formato do controlador proposto, enquanto a equação (3.18) apresenta a equação já com os parâmetros definidos. A Figura 3.8 apresenta a Função de Transferência em Malha Aberta do sistema (FTMA) utilizando o controlador  $G_c$ .

$$G_c = \frac{k}{s} \times \frac{s+z}{s+p} \quad (3.17)$$

$$G_c = \frac{5000}{s} \times \frac{s+5 \times 10^4}{s+10^5} \quad (3.18)$$

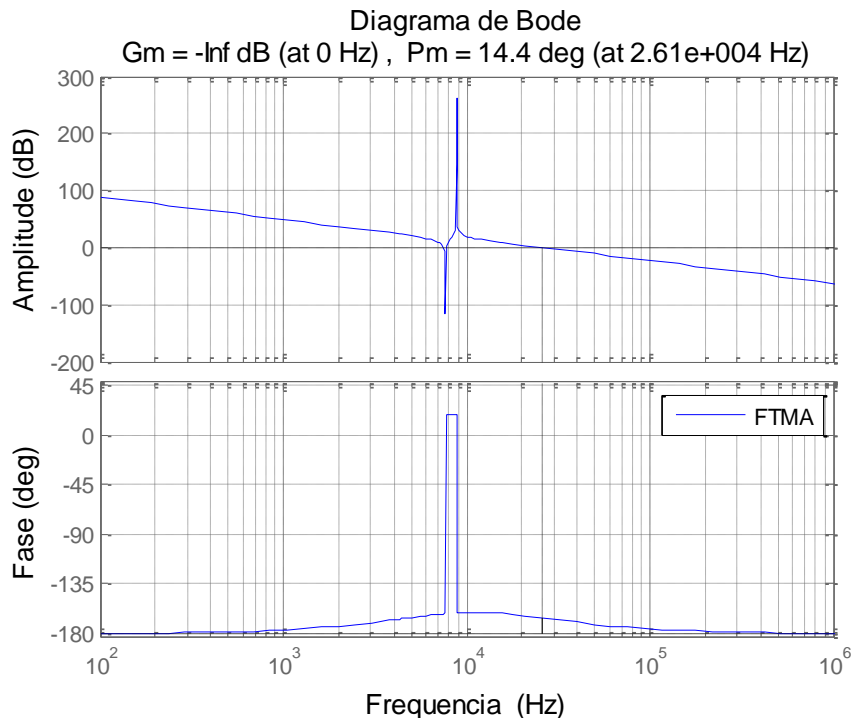


Figura 3.8 Diagrama de Bode da FTMA com o controlador  $G_c$

### 3.2.5 Determinação de semicondutores comerciais

É necessária a criação de um critério para a definição dos semicondutores utilizados. Este critério serve para a escolha de componentes tanto para esta topologia quanto para a próxima a ser especificada. Este critério foi desenvolvido com o único objetivo de se obter igualdade nas análises e seus índices de segurança foram escolhidos em função de conhecimentos práticos sobre Eletrônica de Potência.

Em interruptores comutados em altas frequências, devido à possibilidade de estarem submetidos a picos de sobretensão (*spikes* de tensão) deseja-se trabalhar com uma faixa de 100 % de segurança, duplicando o seu valor máximo submetido. A especificação de corrente nesses componentes deverá ser de no mínimo 50 % a mais que o valor de pico e no máximo 75 %, garantindo um elevado nível de segurança. O máximo valor da resistência de condução desses interruptores deverá ser de 10 m $\Omega$ , ou o menor valor encontrado que atenda as especificações de tensão e corrente.

Em interruptores comutados em baixas frequências o nível de tensão será reduzido para 50 % o valor da tensão, enquanto se mantém o parâmetro para a corrente. O máximo valor da resistência de condução desses interruptores deverá ser de 100m $\Omega$ , ou o menor valor encontrado que atenda as especificações de tensão e corrente.

Em diodos operados em alta frequência também será utilizado coeficiente de segurança de 100 % de tensão e 50 % para a corrente. Já em diodos operados em baixa frequência será utilizado coeficiente de 50 % para tensão e 50 % para a corrente.

Na existência de componentes com preços menores e com capacidade de corrente superiores ao valor especificado, estes componentes serão os escolhidos, pois não se apresenta nenhuma influência negativa a análise.

Um critério a ser seguido é sempre preferir componentes *Through Hole*, pois a sua dissipação de energia é feita de forma mais simples do que os componentes *Superficial Mounting Device (SMD)*. Dentro da classe de componentes *Through Hole*, preferem-se ainda os encapsulamentos TO-247 e TO-220, nesta ordem.

Todos os componentes serão orçados para a quantidade de 1.000 (mil) unidades, porém o seu preço unitário que será levado em conta. Este orçamento será realizado no site de compras internacional da empresa *Digikey*, umas das principais fornecedoras de componentes [72]. A taxa de câmbio utilizada para a conversão de dólares em reais respeita a cotação da data de dois de maio de dois mil e treze, em que cada dólar vale R\$1,99 [73].

Com o auxílio da Tabela 3.4 e Tabela 3.5 foi possível determinar componentes comerciais para a utilização no conversor, apresentados na Tabela 3.6. A utilização dos dados dos componentes comerciais como a resistência em série dos interruptores,  $R_{dson}$ , e a queda de tensão direta nos diodos,  $V_F$ , é importante para o levantamento do rendimento do sistema.

Tabela 3.5 Determinação dos valores de tensão e corrente para os semicondutores do *Flyback* Módulo CA

	Valor (A, V)	Comutação	Nível de Segurança	Valor Comercial (A, V)
Máxima Tensão sobre $S$	116,80V	Alta frequência	100 %	250 V
Máxima Corrente sobre $S$	24,46A	Alta frequência	50-75 %	40 A
Máxima Tensão sobre $D_p$ e $D_n$	233,60V	Baixa frequência	50 %	350 V
Máxima Corrente sobre $D_p$ e $D_n$	12,22A	Baixa frequência	50 %	20 A
Máxima Tensão sobre $S_p$ e $S_n$	359,21V	Baixa frequência	50 %	600 V
Máxima Corrente sobre $S_p$ e $S_n$	12,22A	Baixa frequência	50 %	20 A

Tabela 3.6 Componentes comerciais utilizados na simulação do *Flyback* Módulo CA

Componente	Símbolo	$R_{dson}$ ( $\Omega$ )	$V_F$ (V)	Custo (R\$)
SUP40N25-60	$S$	0,06 @ $V_{GS}=10V, I_D=40A$	1	5,06
STW26NM60N	$S_p/S_n$	0,165 @ $V_{GS}=10V, I_D=3A$	1,5	6,93
FFPF20UP40S	$D_p/D_n$	-	1,4 @ 20A	1,74

### 3.3 Resultados de simulação

Nesta seção serão apresentados os resultados de simulação do sistema, utilizando todos os componentes e suas respectivas resistências de condução e quedas de tensão descritas na seção anterior. A inclusão das perdas de comutação e queda de tensão foi útil para a determinação do rendimento mais próximo do rendimento do sistema. Além disso, incluiu-se a indutância parasita de dispersão (com valor a 5 % da indutância magnetizante), presente no indutor acoplado.

A simulação do sistema foi realizada no software *PSIM*, utilizando o conversor e controlador proposto em [65]. Além disso, foi utilizada uma estimativa de perdas magnéticas

relativas a 5 % da potência nominal do sistema para toda a faixa de operação [74]. Os resultados serão divididos em quatro subseções:

- Análise senoidal e QRP
- Rendimento
- Análise da taxa de distorção harmônica (TDH) e fator de potência (FP)
- Qualidade e quantificação da energia produzida

### 3.3.1 Análise senoidal e QRP

Nesta seção serão apresentadas e analisadas as correntes e tensões sobre os elementos do sistema. Serão apresentados resultados de simulação tanto em regime senoidal quanto em QRP para esclarecer seu funcionamento. Serão apresentados resultados de simulação para condição de potência de entrada de 100 %, correspondendo a 200W, pois nesta situação os elementos do conversor estarão submetidos às maiores condições de corrente e tensão. Para a análise da TDH a potência de 50 % também será analisada a fim de verificar a condição da corrente de saída. Para análise do rendimento serão levantados os pontos relativos aos índices Califórnia e Euro eficiência, que serão detalhados nas próximas seções.

#### a) Regime senoidal

A simulação em regime senoidal considera uma análise de tempo de alguns ciclos de rede e é utilizada para verificar a injeção de corrente em sincronia com a rede, assim como o comportamento da tensão e corrente de entrada do conversor. A Figura 3.9 representa a forma de onda da corrente do primário,  $i_p$ , em dois ciclos completos de rede, assim como a tensão de entrada do painel fotovoltaico,  $V_{pv}$ . É possível verificar que a componente fundamental possui a característica de uma senóide quadrática refletida, com o dobro da frequência da rede. Considerando que a potência de saída é definida pela multiplicação das senóides de tensão e de corrente é necessário que o mesmo comportamento seja encontrado na entrada. Como a tensão de entrada é contínua, a corrente possuirá essa componente senoidal quadrática para a compatibilização da potência de entrada com a saída.



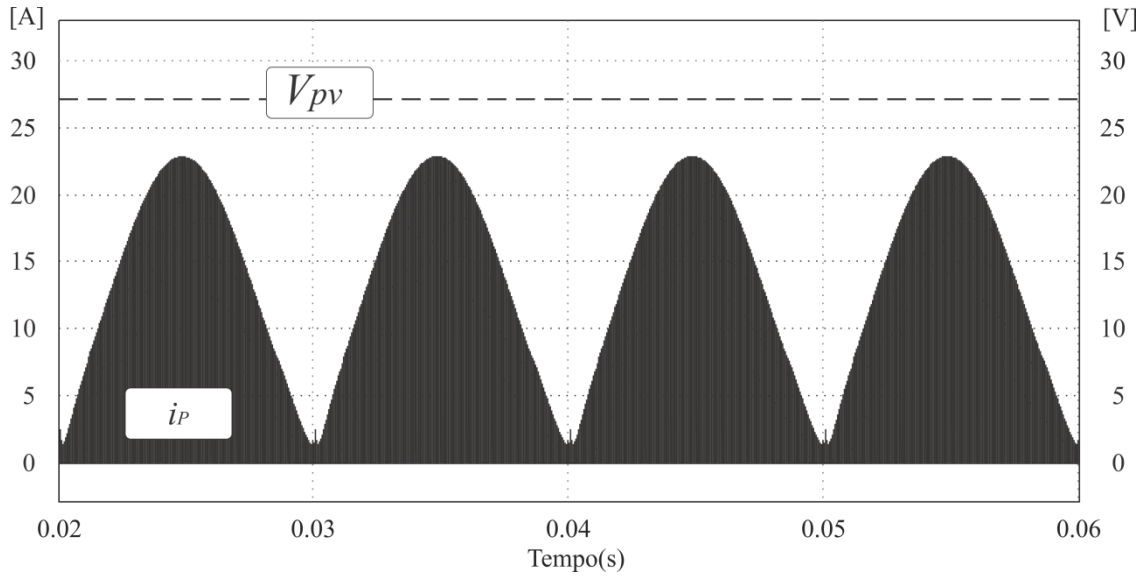


Figura 3.9 Corrente e tensão no primário do conversor em regime senoidal

A corrente de saída,  $i_{L_f}$ , juntamente com a tensão da rede,  $v_g$ , estão representadas na Figura 3.10 para a condição de 100 % de carga, e na Figura 3.11, para a condição de 50 % de carga. É possível observar que a corrente injetada na rede encontra-se em fase com a tensão, possuindo um fator de potência superior a 0,95 em ambos os casos. Como já dito anteriormente destaca-se a presença de um componente oscilatório próximo dos cruzamentos por zero em função da baixa tensão instantânea da rede nas proximidades do cruzamento.

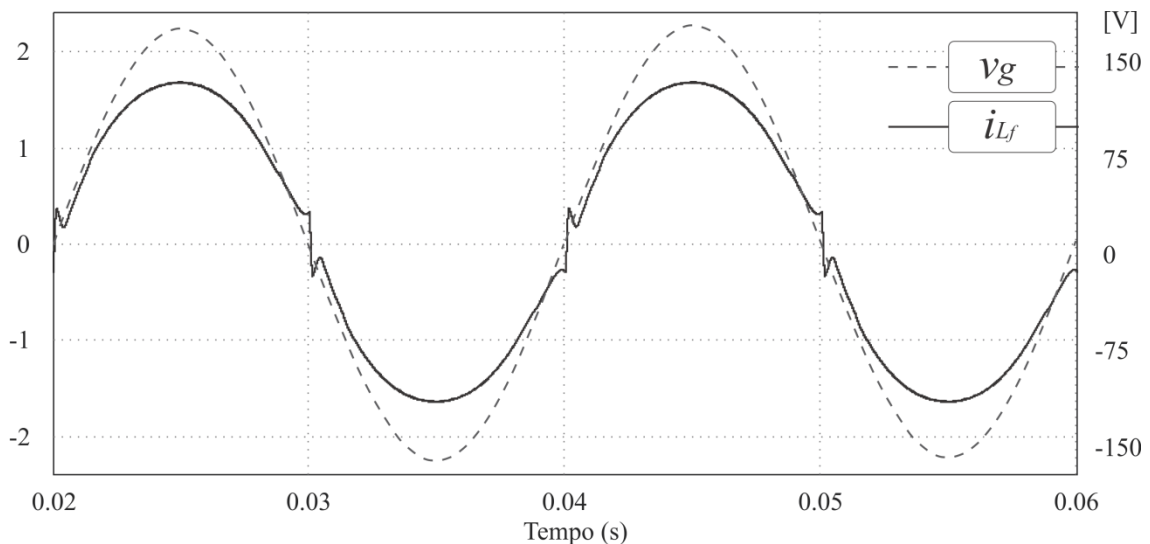


Figura 3.10 Corrente na saída do conversor e tensão da rede em regime senoidal para 100 % da potência de entrada

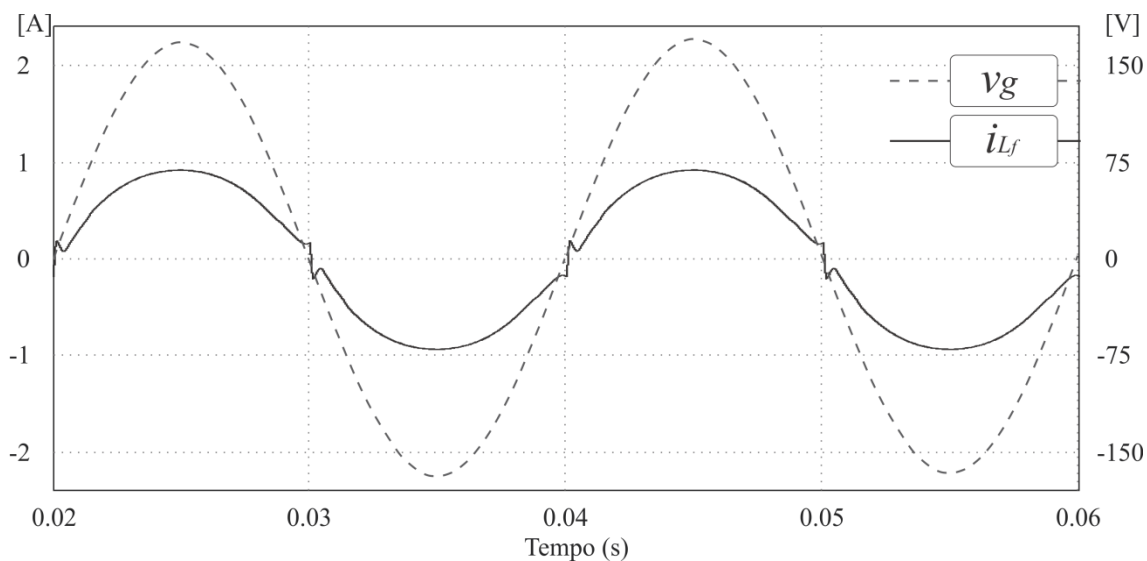


Figura 3.11 Corrente na saída do conversor e tensão da rede em regime senoidal para 50 % da potência de entrada

b) *Quasi* Regime Permanente

A Figura 3.12 representa a tensão e corrente sobre o interruptor principal do conversor,  $S$ . É possível verificar os máximos de valores de tensão e corrente descritos na Tabela 3.4, de 116 V e 24 A respectivamente. Porém a inclusão da indutância de dispersão do indutor acoplado e da capacitância de saída do interruptor apresentou um comportamento oscilante e com elevado valor de pico, atingindo tensões de até 400 V. Essa análise é necessária para o dimensionamento correto do interruptor a ser escolhido, uma vez que a utilização de um interruptor de 150 V, por exemplo, danificaria o mesmo.

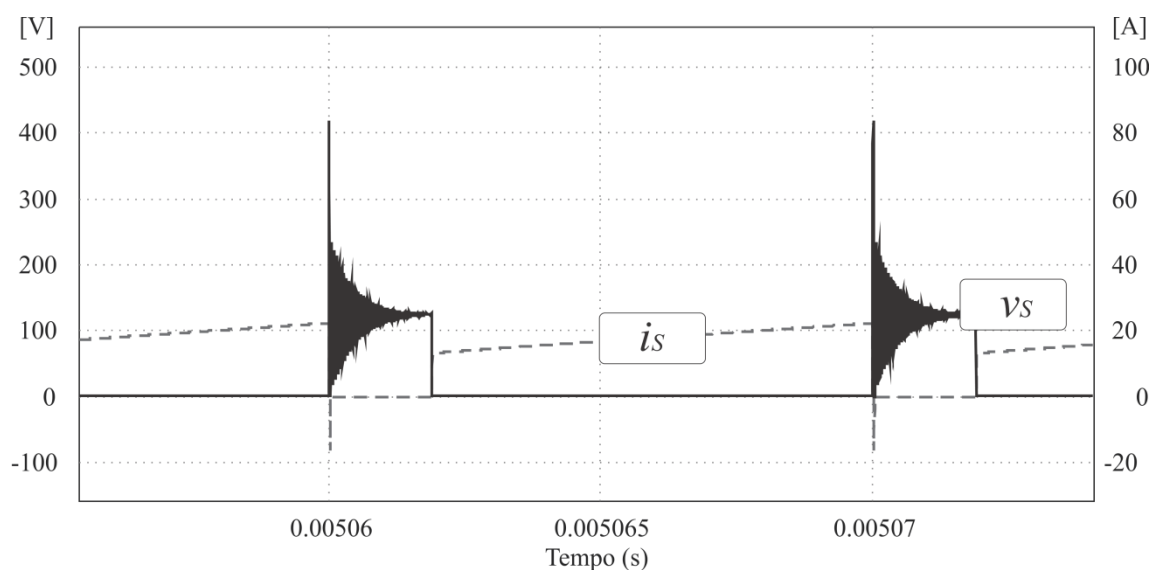


Figura 3.12 Tensão e corrente no interruptor  $S$

Essa oscilação, cujo detalhamento pode ser observado na Figura 3.13, ocorre devido ao comportamento característico do conjunto LC formado pela indutância de dispersão e a capacitância parasita do interruptor. Quando o interruptor é bloqueado, a corrente armazenada nessa indutância de dispersão precisa encontrar um caminho para circular. Como o interruptor está bloqueado, esta flui através do capacitor de saída do interruptor, conhecido como  $C_{oss}$ , provocando esta sobretensão.

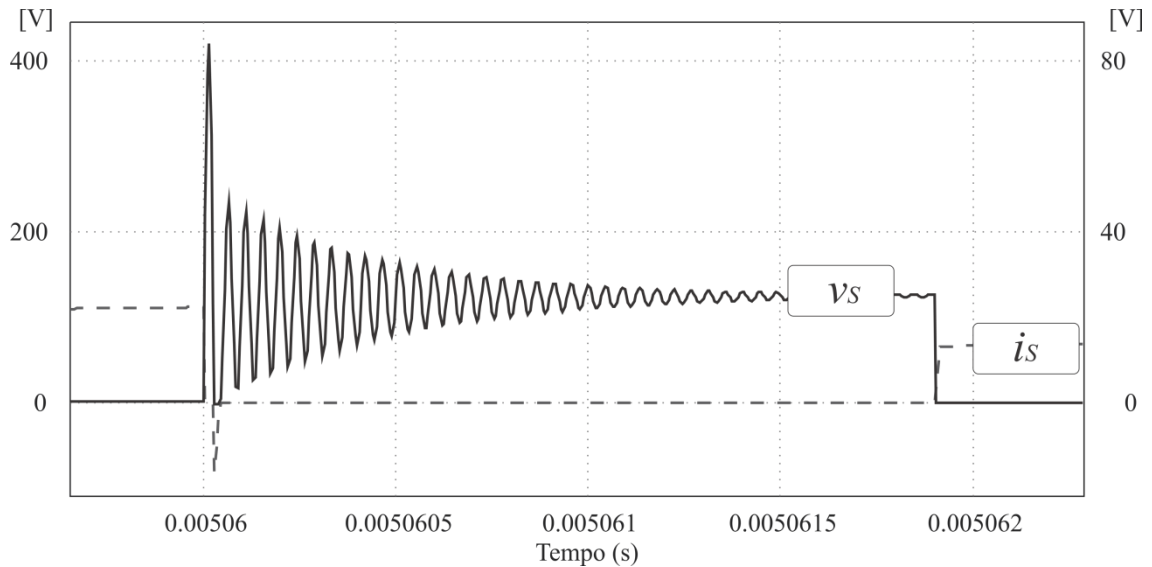


Figura 3.13 Detalhe da tensão sobre o interruptor  $S$

Partindo para a análise do secundário, o primeiro elemento em série encontrado é o interruptor  $S_p$ , utilizado para a síntese do semiciclo positivo. A Figura 3.14 representa a corrente deste indutor durante o semiciclo positivo da rede. É possível verificar que a corrente neste interruptor possui seu valor de pico de 12,22 A, o mesmo encontrado na Tabela 3.4.

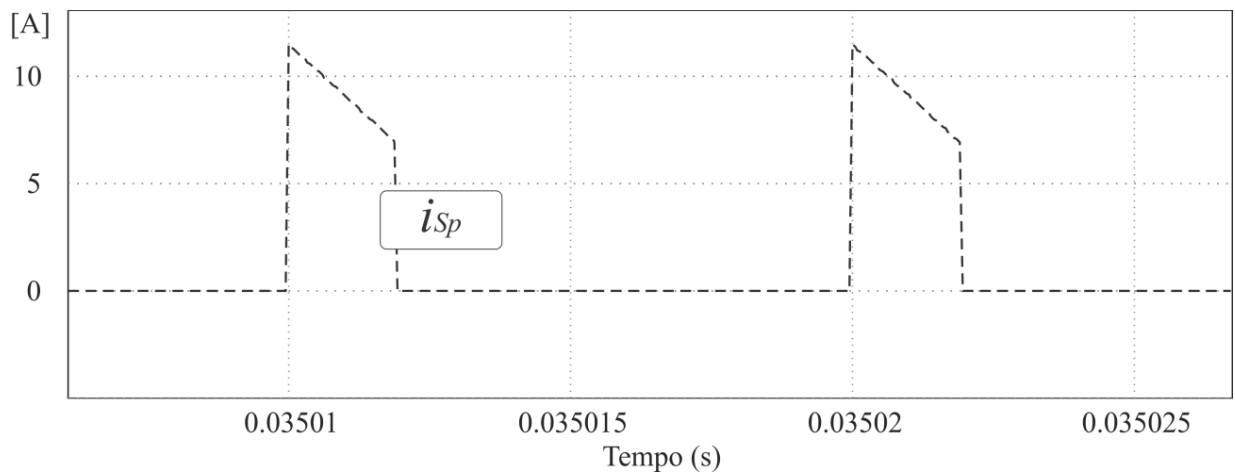


Figura 3.14 Corrente no interruptor  $S_p$  durante o semiciclo positivo da rede

A maior tensão que este interruptor estará submetido ocorre no semiciclo oposto da sua utilização, devido à soma da tensão da rede com a tensão refletida do primário ao secundário. A tensão sobre o interruptor  $S_p$ , durante o semiciclo negativo está expressa na Figura 3.15, cujo valor de pico de 359,21 V é o mesmo encontrado na Tabela 3.4.

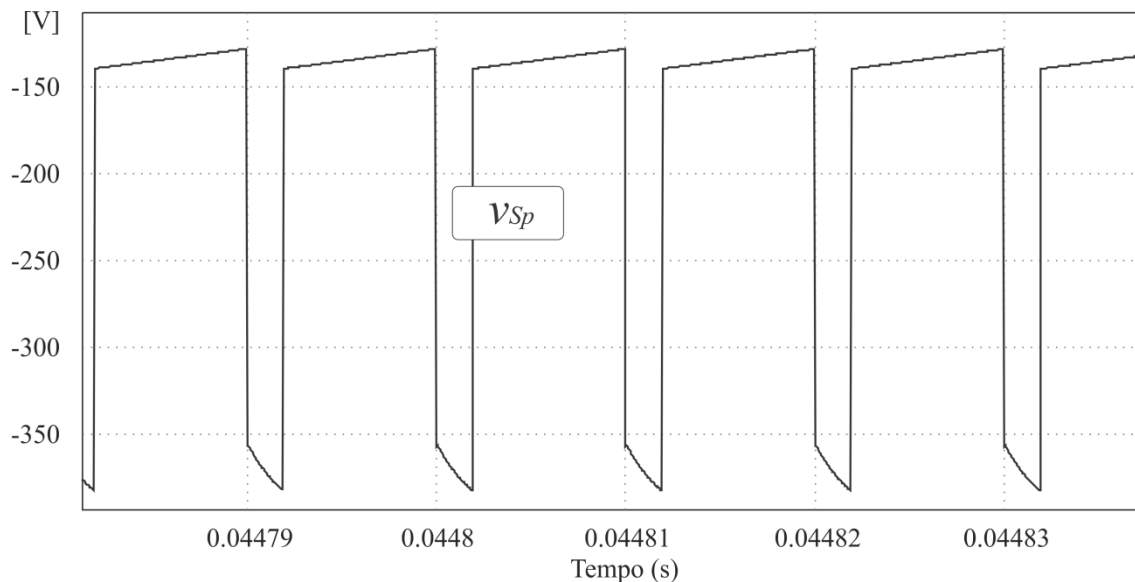


Figura 3.15 Tensão no interruptor  $S_p$  durante o semiciclo negativo da rede

A Figura 3.16 apresenta a tensão e a corrente no diodo  $D_p$  durante o semiciclo positivo da rede. Mais uma vez é possível observar a concordância dos valores encontrados na Tabela 3.4. O máximo valor de corrente atinge 12,22 A, enquanto a tensão de pico atinge o valor de 233 V.

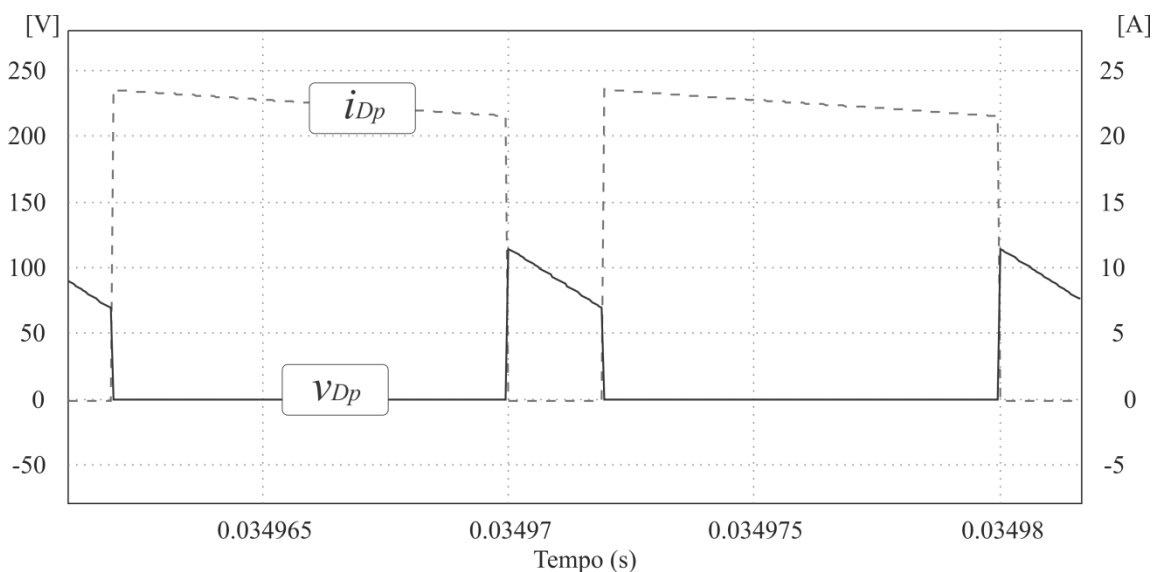


Figura 3.16 Tensão e corrente no diodo  $D_p$  durante o semiciclo positivo da rede

### 3.3.2 Rendimento

Para a análise do rendimento, utilizaram-se dois índices: Euro eficiência [75] e Califórnia eficiência [76], em traduções livres de *Euro Efficiency* e *California Efficiency*, respectivamente. Ambos os índices aplicam médias ponderadas para cada tipo de carga a qual o conversor atende. A Tabela 3.7 apresenta os índices referentes a cada parcela de carga. Eles possuem diferença, pois são calculados sobre as médias de incidência solar em regiões diferentes.

Tabela 3.7 Peso dos diferentes índices de rendimento de acordo com a carga

Carga	Euro eficiência (peso)	Califórnia eficiência (peso)
100 %	0,2	0,05
75 %	-*	0,53
50 %	0,48	0,21
30 %	0,1	0,12
20 %	0,13	0,05
10 %	0,06	0,04
5 %	0,03	-*

\* Porcentagem de carga não contemplada no índice. Não leva em consideração esse valor no cálculo

O rendimento do sistema foi estimada para os dois índices, através da alteração da potência de entrada do sistema. A Tabela 3.8 apresenta os rendimentos,  $\eta$ , encontradas via simulação de acordo com a potência de entrada,  $P_{in}$ , e a potência de saída,  $P_{out}$ . Os dados apresentados na Tabela 3.8 são expressos na Figura 3.17, que mostra o rendimento do sistema simulado.

Tabela 3.8 Rendimento do conversor *Flyback* Módulo CA simulado

$P_{in}$ (W)	$P_{in}$ (%)	$P_{out}$ (W)	$\eta$ (%)
200	100	163,07	81,5
180	90	149,05	82,8
160	80	135,12	84,4
140	70	119,50	85,4
120	60	103,98	86,7
100	50	88,02	88,1
80	40	70,95	88,8
60	30	53,21	88,3
40	20	34,10	85,0
20	10	13,03	65,0

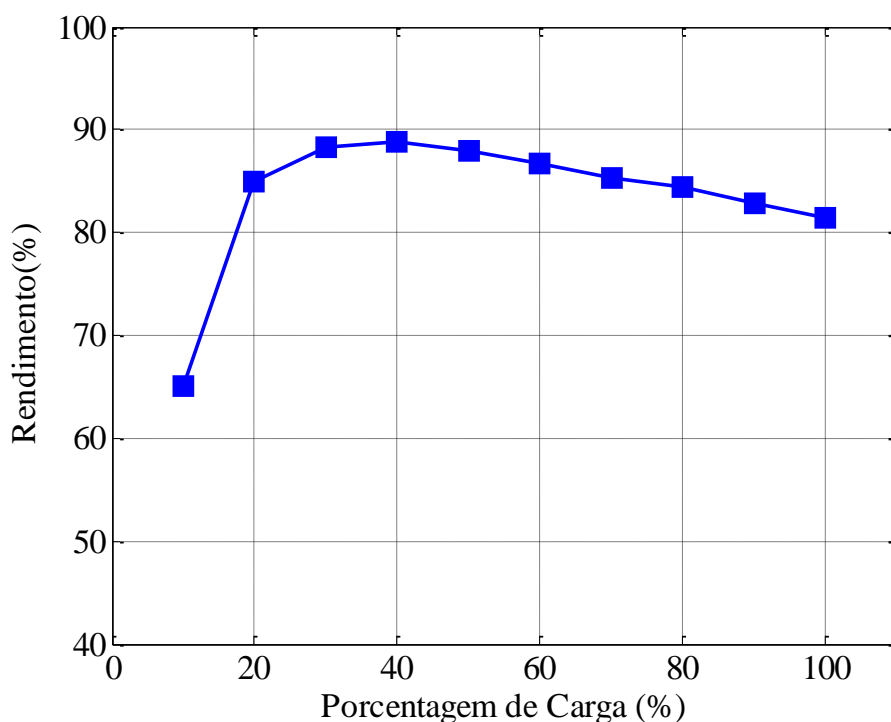


Figura 3.17 Rendimento estimado através da simulação do sistema

No resultado de simulação, o rendimento ponderada segundo o índice Euro eficiência atingiu o valor de 84,27 %. Já sobre a análise do índice Califórnia eficiência a simulação atingiu rendimento ponderada de 85,06 %

### 3.3.3 Taxa de distorção harmônica e fator de potência

A norma internacional IEC61727 [77] define os limites para a taxa de distorção harmônica máxima, assim como o valor de fator de potência mínimo para aplicações fotovoltaicas. A taxa definida como limite para a TDH máxima é de 5 %, enquanto o FP mínimo é de 0,95 somente para cargas maiores que 50 %. A TDH da simulação considera o valor de todas as harmônicas.

As formas da corrente de saída estão representadas nas Figura 3.10 e Figura 3.11, para as situações de 100 % e 50 % de carga, respectivamente. A TDH para 100 % da carga atingiu o valor de 4,65 % enquanto para 50 % o valor obtido foi de 4,95 %. Quanto ao fator de potência, pode-se dizer que, para ambos as cargas, este se manteve acima de 0,99. Além disso, a inserção dos elementos resistivos parasitas dos componentes magnéticos (indutor acoplado, indutor e capacitor de filtro) faz com que as ressonâncias do circuito sejam mais amortecidas, reduzindo ainda mais os componentes harmônicos e a TDH.

### 3.3.4 Qualidade e quantificação da energia produzida

Nesta seção será discutido e criado um critério de energia produzida por moeda real (R\$). Inicialmente será calculada a energia que este conversor pode produzir durante uma vida útil de 20 anos. Será utilizado tanto o índice da Euro eficiência quanto o da Califórnia eficiência, considerado os resultados obtidos em simulação. A energia produzida em um dia é calculada pela equação (3.19) que pondera cada potência com seu peso respectivo e o tempo ao qual essa potência será produzida. A variável tempo,  $\Delta t_{E/C}$ , é a base para os dois índices e é utilizado o valor de doze horas.

$$E_{dia} = P_{100\%} \times (p_{100\%} \times \Delta t_{E/C}) + \dots + P_{5\%} \times (p_{5\%} \times \Delta t_{E/C}). \quad (3.19)$$

$$E_{total} = E_{dia} \times n_{dias/mes} \times n_{mes/ano} \times n_{anos}. \quad (3.20)$$

Utilizando a equação (3.19) é possível obter a energia injetada na rede em um dia, representada na Tabela 3.9, segundo o índice Euro eficiência. Já a Tabela 3.10 apresenta a energia injetada na rede considerando a Califórnia eficiência.

Tabela 3.9 Energia produzida segundo índice Euro eficiência

Carga	Peso	Rendimento	Potência (W)	Energia Produzida (Wh)
100 %	0,2	81,5	163	391,2
50 %	0,48	88,1	88,1	507,456
30 %	0,1	88,3	52,98	63,576
20 %	0,13	85	34	53,04
10 %	0,06	65	13	9,36
5 %	0,03	65	6,5	2,34
Total				1.026,97

Tabela 3.10 Energia produzida segundo índice Califórnia eficiência

Carga	Peso	Rendimento	Potência (W)	Energia Produzida (Wh)
100 %	0,05	81,5	163	97,8
75 %	0,53	85,4	128,1	814,716
50 %	0,21	88,1	88,1	222,012
30 %	0,12	88,3	52,98	76,2912
20 %	0,05	85	34	20,4
10 %	0,04	65	13	6,24
Total				1.237,46

Utilizando a equação (3.20) e considerando um mês com 30 dias, um ano com 12 meses e 20 anos de vida útil, a energia produzida por essa topologia está expressa na Tabela 3.11 para os dois índices de rendimento.

Tabela 3.11 Energia injetada na rede durante a vida útil do conversor

Índice	Energia Produzida (kWh)
Euro eficiência	7.394,20
Califórnia eficiência	8.909,71

Utilizando a Tabela 3.6 é possível montar o custo total de interruptores e diodos (componentes ativos) do sistema, apresentado na Tabela 3.12. A relação entre a energia produzida pelo painel e este custo é definido como o indicador:  $kWh/R\$$  (kilo-watt hora produzido por real), representado na Tabela 3.13 e na Figura 3.18. Este indicador é capaz de demonstrar quanto o sistema pode produzir de energia por unidade de moeda, logo, quanto maior for este indicador maior será a qualidade do sistema.

Tabela 3.12 Custo total de componentes ativos do sistema *Flyback* Módulo CA

Componente	Símbolo	Quantidade	Custo unitário (R\$)	Custo total (R\$)
SUP40N25-60	$S$	1	5,06	5,06
STW26NM60N	$S_p/S_n$	2	6,93	13,86
FFPF20UP40S	$D_p/D_n$	2	1,74	3,48
TOTAL				22,40

Tabela 3.13 Relação de energia produzida por custo total de componentes ativos do sistema *Flyback* Módulo CA

Índice	Energia Produzida (kWh)	$kWh/R\$$
Euro eficiência	7.394,20	330,10
Califórnia eficiência	8.909,71	397,75

É possível perceber que devido ao sistema obter um rendimento maior sobre o índice da Califórnia eficiência, ele obtém um maior indicador de  $kWh/R\$$ , pois o custo é o mesmo nas duas análises. O *Flyback* Módulo CA é capaz de produzir, segundo a Califórnia eficiência, uma energia de aproximadamente quatrocentos kilo-watt hora por unidade de real em componentes ativos.



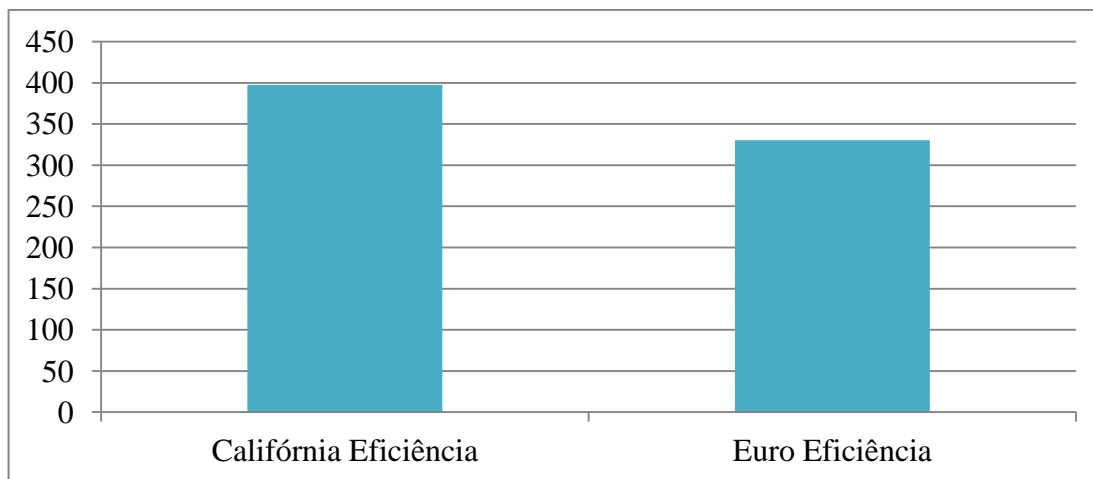


Figura 3.18 Relação da energia produzida pelo custo total dos componentes ativos

É possível perceber que devido ao sistema obter um rendimento maior sobre o índice da Califórnia eficiência, ele obtém um maior indicador de kWh/R\$, pois o sistema é o mesmo nas duas análises. O *Flyback* Módulo CA é capaz de produzir, segundo a Califórnia eficiência, uma energia de aproximadamente quatrocentos *kilo-watt* hora por unidade de real em componentes ativos.

Considerando o custo do *kilo-watt* hora residencial no país como R\$ 0,33 (trinta e três centavos de real) [78] pode-se dizer que este sistema gera um valor bruto de R\$ 2.940,20 (dois mil novecentos e quarenta reais e vinte centavos) e se descontar o custo dos componentes ativos, o valor líquido será R\$ 2.917,80 (dois mil novecentos e dezessete reais e oitenta centavos).

### 3.4 Conclusão

O Conversor CC-CA *Flyback* Módulo CA apresenta a solução com o menor número de componentes dentre todas as topologias analisadas. Foi possível visualizar a relativa facilidade no projeto deste conversor, devido ao pequeno número de equações envolvidas. Outra característica deste conversor é sua simplicidade e o alto nível de compactação da topologia, uma vez que somente um interruptor é comutado em alta frequência.

Pode-se dizer que o conversor estará submetido a picos de sobretensão ou elevados valores de tensão sobre os interruptores. Isso ocorre devido às elevadas tensões refletidas e os elementos parasitas presentes no sistema. Os elevados valores de tensão puderam ser identificados matematicamente e em simulação.

O conversor apresentou uma oscilação nos cruzamentos por zero em simulação. Essa oscilação ocorre devido à baixa tensão da rede nos instantes próximos ao cruzamento por zero e ao baixo ganho do sistema. Ainda assim devido à alta velocidade do rastreamento da referência e elevado ganho do controlador a TDH se manteve dentro das normas nos resultados de simulação.

A proposta inicial de controle foi o de diretamente controlar a corrente de saída. Porém é notável que a função de transferência introduz uma dificuldade no controle da corrente de saída, forçando o controle indireto da corrente de saída através do controle direto da corrente de entrada. O controle indireto do sistema pode introduzir um deslocamento de fase no sistema, uma vez que existem elementos reativos em série após o elemento em que está sendo controlada a corrente.

Foram apresentados nesta seção os detalhes funcionais e operacionais do conversor CC-CA *Flyback* Módulo CA. Seu princípio de operação, juntamente com o seu equacionamento foram explorados a fim de delinear o entendimento desta topologia. Foram realizados estudos de rendimento, taxa de distorção harmônica, fator de potência e qualidade e quantificação da energia injetada na rede.

Criou-se um indicador de qualidade para futura comparação desta topologia referente a quanto ela pode injetar de energia na rede por unidade de moeda relativa aos componentes ativos do sistema.

## 4 CONVERSOR CC-CA FULL-BRIDGE ZVS PHASE SHIFT MÓDULO CA

### 4.1 Introdução

O segundo Módulo CA analisado é o conversor CC-CA *Full-Bridge ZVS Phase Shift* (FBZPS) Módulo CA. Este conversor deriva-se do clássico conversor *Full-Bridge ZVS*, com técnica de Modulação por Largura de Pulso (*Pulse-Width Modulation, PWM*) e com técnica de Deslocamento de Fase (*Phase Shift, PS*), propostos na década de 90 por [79] e [80], respectivamente. A diferença entre estas técnicas dá-se somente na modulação e controle, sendo utilizada a mesma topologia, representada na Figura 4.1, para ambas as técnicas.

Os elementos parasitas de transformadores e interruptores, que por muito tempo prejudicaram os conversores de energia comutados em altas frequências, são por esta vez utilizados de maneira benéfica. A topologia permite empregar vantajosamente a energia armazenada na indutância de dispersão do transformador para carregar e descarregar as capacitâncias de saída dos interruptores, possibilitando a polarização dos diodos em antiparalelo e realizando comutação suave. Isso possibilita a operação desta topologia em elevadas frequências, além de elevar o rendimento.

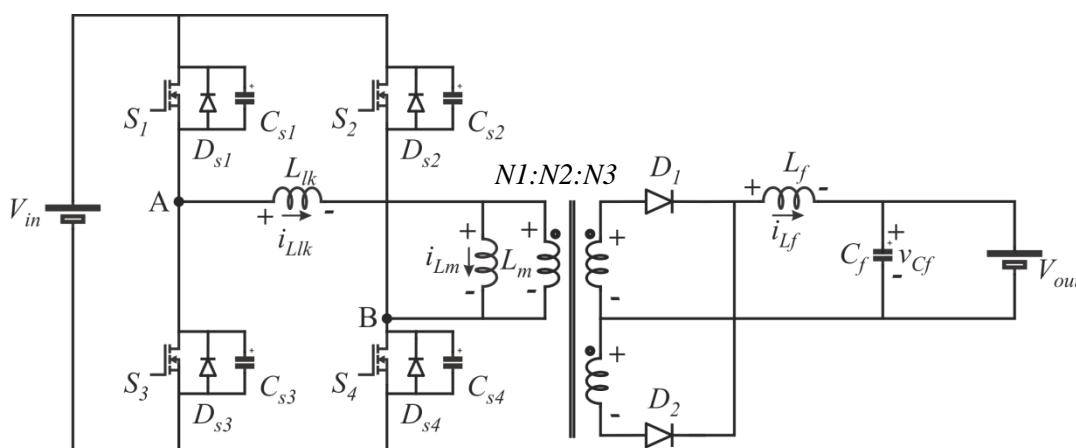


Figura 4.1 Conversor FBZPS CC-CC convencional

Na literatura são encontrados trabalhos sobre o conversor *FBZPS* clássico que seguem as mesmas linhas de pesquisa dos artigos em que as topologias são propostas. Eles apresentam um conteúdo de elevada qualidade técnica e didática, e são indicados para um estudo mais aprofundado da topologia, [81] e [82]. Dentre as principais vantagens dessa família de conversores pode-se citar:

- Elevadas frequências de operação possibilitam um baixo volume de elementos magnéticos e reduzido volume global;
- Frequência constante de operação, o que torna mais simples o projeto de magnéticos e filtros e torna o projeto do controlador mais simples;
- Baixa interferência eletromagnética (*EMI*), uma vez que as formas de onda tem comportamento menos abrupto de variação;
- Utilização dos componentes parasitas intrínsecos, como a indutância de dispersão, capacitância paralela de interruptores e diodos em antiparalelo dos interruptores, para efetuar comutação suave;
- Utiliza um reduzido número de componentes passivos como indutores e capacitores;
- Elevado rendimento devido à comutação suave;
- Níveis de tensão e corrente sobre os componentes ativos não apresentam valores elevados devido a tensões e corrente refletidas;

Outra vantagem desta topologia é a sua difusão tanto na literatura quanto na indústria, fato que é comprovado pelo número de publicações existentes e também pelos controladores comerciais apresentados como um pacote de soluções para o controle da topologia. Como exemplo, podem-se citar os controladores comerciais *UCC3895* e *UCC28950* da *Texas Instruments*, e *SUP90N08* da *Vishay*, entre outros. Essa difusão comprova a robustez e confiabilidade desta topologia. Parte dessa robustez é devido ao transformador presente na topologia, o qual fornece isolamento galvânica entre entrada e saída, garantindo uma maior segurança ao conversor.

Dentre as desvantagens apresentadas por essa topologia pode-se citar, que em baixas cargas não é possível realizar a comutação suave, o que provoca um rendimento significativamente mais baixo quando comparado à plena carga. Diversos autores [82], [83] utilizam um indutor externo, além da indutância de dispersão, para atingir a comutação suave em níveis mais baixos de carga, uma vez que a energia armazenada nesse indutor é proporcional a sua indutância. Porém, esse aumento de indutância provoca o aumento das perdas em condução em cargas maiores [83].

Outra desvantagem que pode ser citada é a grande oscilação de tensão presente na ponte retificadora, em função da ressonância presente entre a indutância de dispersão refletida ao

secundário, a capacitância de secundário do transformador e principalmente a capacitância intrínseca dos diodos [82].

Não tratada com desvantagem, mas sim como particularidade, este conversor possui perda de razão cíclica, intrínseca em sua operação. Definido como um intervalo, a perda de razão cíclica reduz a razão cíclica no secundário do conversor, devido à transferência da corrente de carga que ocorre no secundário de um diodo para o outro, similar a uma roda livre, e causando um curto no secundário. Enquanto isso, a tensão que é aplicada no primário não é refletida ao secundário, causando perdas na transferência de energia. A perda de razão cíclica não pode ser controlada, uma vez que é não-linear e tem efeito relacionado a diversos fatores como: a corrente de carga; a presença de indutores e capacitores intrínsecos e de filtro; e das tensões de entrada e saída do conversor .

Diversas topologias são propostas na literatura baseados no *FBZPS* e uma linha de pesquisa que tem recebido diversos trabalhos desde a década de 90 é a utilização deste conversor como base para um inversor CC-CA para injeção de energia elétrica na rede. Será apresentada a seguir a família de conversores *FBZPS* Módulo CA, com o detalhamento de seus elementos.

#### 4.1.1 Elementos do Conversor

Analisando a família de conversores *FBZPS* Módulo CA, pode-se dizer que existem variadas topologias. Há as que utilizam barramento CC, *pseudo* barramento CC, transformador simples ou ainda tanques ressonantes indutor-capacitor (LC) no transformador, e também alta frequência de comutação dos interruptores na saída, dentre vários outros elementos.

Independente desses elementos, os conversores podem ser separados em cinco grupos de componentes para facilitar o entendimento. A topologia representada na Figura 4.2, serve para a demonstração de como é dividida esta análise. Porém, dentro da família, os elementos podem mudar de ordem, assim como de função. Serão abordados as características e propósito de cada elemento desses grupos.

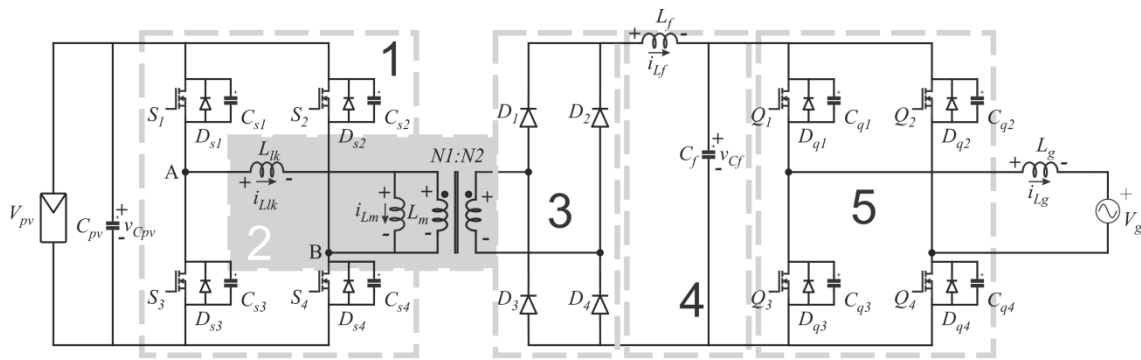


Figura 4.2 Detalhamento dos elementos do conversor *FBZPS* Módulo CA

a) Estágio de Entrada – *Full-Bridge* de Entrada

O estágio de entrada é o elemento mais importante do sistema e o que dá nome a esta família de conversores, representado na Figura 4.2, pelo indicador número 1. Formado por um *Full-Bridge* convencional de 4 interruptores, modulados por deslocamento de fase e comutados em altas frequências. Esse deslocamento de fase proporciona não somente os interruptores diagonais estejam em condução, mas como os dois interruptores superiores, ou os dois inferiores, possam estar também em condução, em diferentes etapas de operação. Através do deslocamento de fase a energia armazenada no indutor de dispersão do transformador ressona com as capacitâncias intrínsecas do interruptor, possibilitando comutação em zero de tensão, assim que os diodos do corpo de cada interruptor estejam em condução. O *Full-Bridge* de entrada está presente em toda a família de conversores *FBZPS* Módulo CA e os sinais de comando dos interruptores operam com largura fixa de metade do período de comutação, modulados por deslocamento de fase.

b) Transformador ou Tanque Ressonante

O transformador é projetado para operar em altas frequências a fim de redução de volume de magnéticos e consequentemente o tamanho do conversor. Devido à modulação por deslocamento de fase, esse transformador é magnetizado e desmagnetizado completamente a cada ciclo de operação. A Figura 4.2 representa o transformador através de seu indicador número 2.

Esse transformador pode ser utilizado da maneira convencional, aplicando uma tensão do primário, que é refletida ao secundário de acordo com a sua relação de espiras. A indutância de dispersão intrínseca ao transformador é o elemento que armazena a energia para realizar a comutação suave. Se seu valor não for suficientemente grande, uma indutância externa deve ser adicionada para garantir uma maior faixa de *ZVS*.

Alguns trabalhos na literatura [76] utilizam os princípios da ressonância e introduzem um capacitor em série com o primário do transformador. Com isso o conversor torna-se ressonante. Outra utilização para um capacitor em série com o transformador, porém de valores numa ordem de grandeza menor que o anterior, é para garantir a retirada de qualquer componente CC do transformador, evitando sua saturação em regime permanente.

Como já citado anteriormente o transformador é responsável pela isolamento galvânica e pela adequação dos níveis de tensão do conversor. Por um lado não é necessário minimizar a indutância de dispersão, já que esta será uma das responsáveis pela comutação suave dos interruptores. Porém, quando há uma indutância de dispersão grande e esta é refletida ao secundário, seu valor é multiplicado pela relação de transformação ao quadrado, o que a torna um valor muito elevado e causa ressonâncias com os capacitores intrínsecos dos diodos. Esse fato causa uma sobretensão no secundário, além de um comportamento oscilatório indesejado.

#### c) Ponte Completa de Diodos

Representado na Figura 4.2 pelo indicador número 3, a ponte completa de diodos é composta por quatro diodos ultra rápidos e com baixas correntes de recuperação reversa. A finalidade da ponte é retificar o sinal alternado de saída do transformador.

#### d) Filtro de Saída ou Barramento Capacitivo

Após a ponte retificadora é que ocorrem as principais diferenças de topologias dentro da família dos *FBZPS* Módulo CA. A finalidade da construção representada na Figura 4.2, indicador número 4, é de filtrar a componente de alta frequência (através de um filtro LC de segunda ordem) já retificada, provinda da comutação do estágio de entrada. Este filtro é projetado para obter a ondulação de corrente desejada na saída. Nesta configuração, o capacitor confere a característica de *pseudo* barramento CC. Outras topologias não utilizam o capacitor do filtro (tornando-o apenas um filtro L), reduzindo sua ordem e conferindo às topologias a característica da ausência de barramento CC.

Existem também topologias em que existe somente o capacitor, porém com a finalidade de se constituir barramento CC. Este fato requer uma modulação diferente daquela apresentada anteriormente e além de ser necessária a comutação em alta frequência na saída, seguida por filtros para retirada da componente em alta frequência gerada.

#### e) Estágio de Saída - *Full-Bridge* de Saída

Como já dito, o conversor *Full-Bridge* de saída pode ser posicionado antes ou depois do filtro. Na configuração expressa pela Figura 4.2 e numeração 5, este conversor é posicionado antes do filtro de saída e precedido por um indutor de pequeno valor. Porém, independente da sua posição, este *Full-Bridge* é composto também por quatro interruptores, dispostos de forma convencional. Sua modulação e frequência de operação dependerão dos outros componentes e da presença e tipo de barramento CC.

## 4.2 Detalhamento do conversor *FBZPS* Módulo CA com *pseudo* barramento CC

Nesta seção será detalhado o conversor *FBZPS* Módulo CA com *pseudo* barramento CC, através da análise de suas etapas de operação, equacionamento e simulação completa do sistema.

### 4.2.1 Introdução

Pode-se dizer que este conversor combina os benefícios de um conversor com comutação *ZVS* com as pequenas perdas em condução no *Full-Bridge* da entrada, e os benefícios de um conversor com comutação suave “natural”, com as pequenas perdas em comutação no *Full-Bridge* de saída. Essa comutação suave “natural” ocorre, pois a troca de polarização dos interruptores acontece quando a corrente e tensão estão próximas do cruzamento por zero.

Nele também é possível a operação em frequência constante, o que torna o projeto do filtro de saída muito mais simples [81]. Portanto, a comutação em zero de tensão, proporciona menores perdas de comutação, diminui os estresses sobre os componentes, possibilitando uma alta frequência de operação e aumento da densidade de energia do conversor.

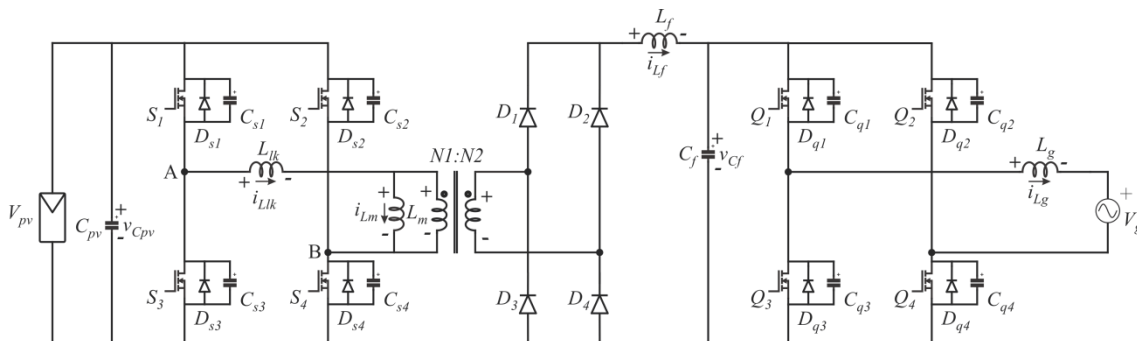


Figura 4.3 Inversor *FBZPS* Módulo CA



#### 4.2.2 Descrição dos modos de operação em MCC

Em um conversor *Full-Bridge* convencional os interruptores dispostos na combinação diagonal são comutados sempre ao mesmo tempo, para que a tensão de entrada  $V_{pv}$  seja aplicada ao primário do transformador durante certo período de tempo conhecido como  $t_{on}$ . Somente quando a combinação dos interruptores  $S_1$  e  $S_4$ , ou  $S_2$  e  $S_3$  estiverem ligados é que ocorre transferência de energia do primário para o secundário. Essa modulação é mantida somente para o *Full-Bridge* de saída ( $Q_1$ - $Q_4$ ), que somente é comutado em baixas frequências, de 50 a 60Hz.

Já no conversor *FBZPS* Módulo CA, no *Full-Bridge* de entrada, uma defasagem entre os dois interruptores diagonais é inserida, ou seja, um deslocamento de fase entre os sinais de comando dos interruptores. A razão cíclica deste conversor, que determina a quantidade de energia transferida, é função deste ângulo de defasagem entre os dois sinais. Diferente do *Full-Bridge* convencional, dois interruptores não-diagonais podem ser ligados ao mesmo tempo (os dois superiores ou os dois inferiores) aplicando nível zero de tensão no transformador e fornecendo um caminho de roda livre para a corrente armazenada na indutância de dispersão  $L_{lk}$ .

Quando o bloqueio de certo interruptor é atrasado, a energia armazenada na indutância de dispersão circula através da capacitância de saída dos MOSFETs ( $C_{s1}$ - $C_{s4}$ ) causando uma ressonância entre estes dois elementos. Se a energia for suficiente, ocorre ressonância entre eles, reduzindo a tensão sobre o capacitor a zero, conseqüentemente levando a tensão sobre o interruptor também a zero. Quando a tensão neste capacitor atinge o nível zero a corrente passa a circular pelo diodo em antiparalelo do interruptor e a partir deste momento é possível realizar uma comutação em zero de tensão, durante a sua energização.

Esse conversor possui ao todo 20 etapas de operação, porém da mesma forma que o *Flyback* Módulo CA elas podem ser reduzidas devido à similaridade entre as etapas. O *Full-Bridge* de saída é operado na frequência da rede, sendo os interruptores  $Q_1$  e  $Q_4$  acionados no semiciclo positivo e  $Q_2$  e  $Q_3$  no negativo. Já na análise QRP a comutação dos interruptores  $S_1$  e  $S_4$  ocorre enquanto a corrente do primário está no semiplano positivo, enquanto  $S_2$  e  $S_3$  no negativo. Nesta seção serão analisadas as formas de onda durante o semiciclo positivo em QRP e regime permanente (frequência da rede).

a) Primeira etapa de operação -  $t < t(0)$  [II]

A primeira etapa de operação está representada na Figura 4.4. A condição de cada um dos elementos do conversor é descrita na Tabela 4.1. Esta etapa é o primeiro intervalo em que ocorre transferência de energia do primário para o secundário. Neste intervalo os dois interruptores diagonais  $S_1$  e  $S_4$  estão conduzindo a corrente do primário,  $I_p$ . A taxa de crescimento da corrente no primário é dada pela equação (4.1).

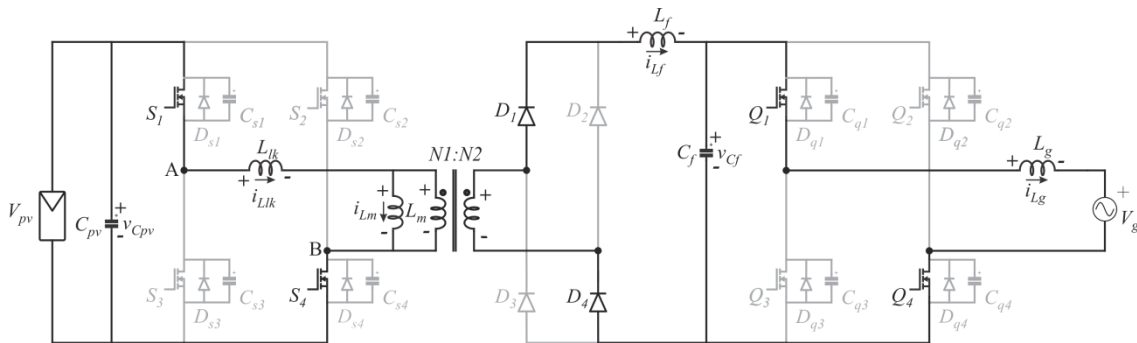


Figura 4.4 Primeira etapa de operação Inversor FBZPS Módulo CA

Tabela 4.1 Interruptores FBZPS Módulo CA na primeira etapa de operação

$S_1 =$ Condução	$S_2 =$ Bloqueio	$S_3 =$ Bloqueio	$S_4 =$ Condução
$D_{s1} =$ Bloqueio	$D_{s2} =$ Bloqueio	$D_{s3} =$ Bloqueio	$D_{s4} =$ Bloqueio
$C_{s1} =$ Descarregado	$C_{s2} =$ Carregado	$C_{s3} =$ Carregado	$C_{s4} =$ Descarregado
$D_1 =$ Condução	$D_2 =$ Bloqueio	$D_3 =$ Bloqueio	$D_4 =$ Condução
$Q_1 =$ Condução	$Q_2 =$ Bloqueio	$Q_3 =$ Bloqueio	$Q_4 =$ Condução
$V_A = V_{pv}$		$V_B = 0$	

$$\dot{i}_p = \frac{N2}{N1} \times \left( \frac{V_{pv} \cdot N2 / N1 - V_g}{L_f} \right). \quad (4.1)$$

Onde:

- $V_{pv}$  é a tensão do painel
- $V_g$  é a tensão instantânea da rede
- $L_f$  é o indutor de filtro
- $N1$  é o número de espiras no primário
- $N2$  é o número de espiras no secundário

Nesta etapa de operação a corrente refletida ao secundário, se divide para carregar o capacitor de filtro  $C_f$  e para injetar energia em sincronismo com a rede. Os capacitores  $C_{s2}$  e  $C_{s3}$  estão carregados com a tensão de entrada enquanto os outros capacitores estão em curto circuito através do interruptor em condução. O fim desta etapa é limitado pelo bloqueio do interruptor  $S_4$ .

b) Segunda etapa de operação -  $t(0) < t < t(1)$  [2]

A segunda etapa de operação está representada na Figura 4.5. A condição de cada um dos elementos do conversor é descrita na Tabela 4.2.

Instantaneamente após o bloqueio do interruptor  $S_4$  a energia armazenada no indutor de dispersão  $L_{lk}$  é utilizada para descarregar o capacitor  $C_{s2}$ , levando ao nível zero a tensão sobre este. Ocorre também a carga do capacitor  $C_{s4}$  ao nível da tensão de entrada. Enquanto ocorrem estas transições, a corrente do primário descrece com uma relação dada pela equação (4.2). Esta etapa é finalizada quando as transições das tensões dos capacitores  $C_{s2}$  e  $C_{s4}$  são finalizadas.

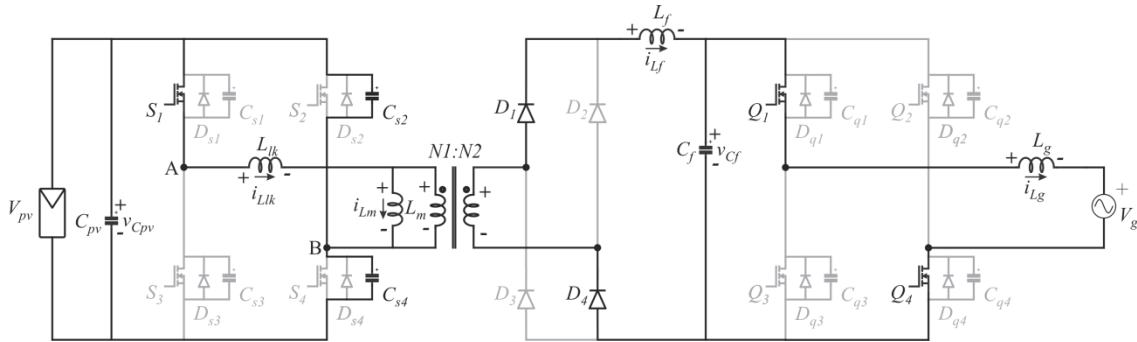


Figura 4.5 Segunda etapa de operação Inversor *FBZPS* Módulo CA

Tabela 4.2 Interruptores *FBZPS* Módulo CA na segunda etapa de operação

$S_1 =$ Condução	$S_2 =$ Bloqueio	$S_3 =$ Bloqueio	$S_4 =$ Bloqueio
$D_{s1} =$ Bloqueio	$D_{s2} =$ Bloqueio	$D_{s3} =$ Bloqueio	$D_{s4} =$ Bloqueio
$C_{s1} =$ Descarregado	$C_{s2} =$ Descarga	$C_{s3} =$ Carregado	$C_{s4} =$ Carga
$D_1 =$ Condução	$D_2 =$ Bloqueio	$D_3 =$ Bloqueio	$D_4 =$ Condução
$Q_1 =$ Condução	$Q_2 =$ Bloqueio	$Q_3 =$ Bloqueio	$Q_4 =$ Condução
$V_A = V_{pv}$		$V_B = 0 \rightarrow V_{pv}$	

$$\dot{i}_p = -\frac{N2}{N1} \times \left( \frac{V_g}{L_f + \left(\frac{N1}{N2}\right)^2 \times L_{lk}} \right). \quad (4.2)$$

c) Terceira etapa de operação -  $t(1) < t < t(2)$  [III]

O primário do transformador encontra-se agora em curto circuito e a corrente encontra um caminho de roda livre através do diodo  $D_{s2}$  e do interruptor  $S_1$ . Com o diodo  $D_{s2}$  em condução, é possível colocar em condução o interruptor  $S_2$  com nível zero de tensão aplicada, realizando a comutação suave. A Figura 4.6 representa esta etapa de operação, enquanto a Tabela 4.3 apresenta a condição dos elementos do conversor para essa etapa.

Nesta etapa a corrente do primário continua variando conforme a equação (4.2), pois não há tensão aplicada no primário. Esta etapa é finalizada quando o interruptor  $S_1$  é bloqueado.

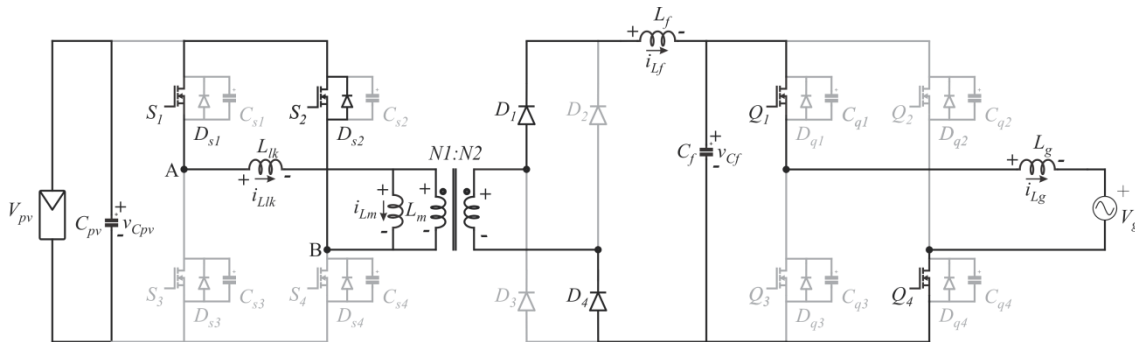


Figura 4.6 Terceira etapa de operação Inversor *FBZPS* Módulo CA

Tabela 4.3 Interruptores *FBZPS* Módulo CA na terceira etapa de operação

$S_1 =$ Condução	$S_2 =$ Condução	$S_3 =$ Bloqueio	$S_4 =$ Bloqueio
$D_{s1} =$ Bloqueio	$D_{s2} =$ Condução	$D_{s3} =$ Bloqueio	$D_{s4} =$ Bloqueio
$C_{s1} =$ Descarregado	$C_{s2} =$ Descarregado	$C_{s3} =$ Carregado	$C_{s4} =$ Carregado
$D_1 =$ Condução	$D_2 =$ Bloqueio	$D_3 =$ Bloqueio	$D_4 =$ Condução
$Q_1 =$ Condução	$Q_2 =$ Bloqueio	$Q_3 =$ Bloqueio	$Q_4 =$ Condução
$V_A = V_{pv}$		$V_B = V_{pv}$	

d) Quarta etapa de operação -  $t(2) < t < t(3)$  [IV]

Dada à saída de condução do interruptor  $S_1$  a corrente armazenada na indutância de dispersão encontra caminho para circular através dos capacitores  $C_{s1}$  e  $C_{s3}$ , com a carga e descarga destes, respectivamente, conforme representado na Figura 4.7. Finalizada a descarga do capacitor  $C_{s3}$ , o diodo  $D_{s3}$  entra em condução, caracterizando a próxima etapa. A variação de corrente no primário ainda segue a equação (4.2). A Tabela 4.4 apresenta a condução dos elementos do conversor durante a quarta etapa de operação.

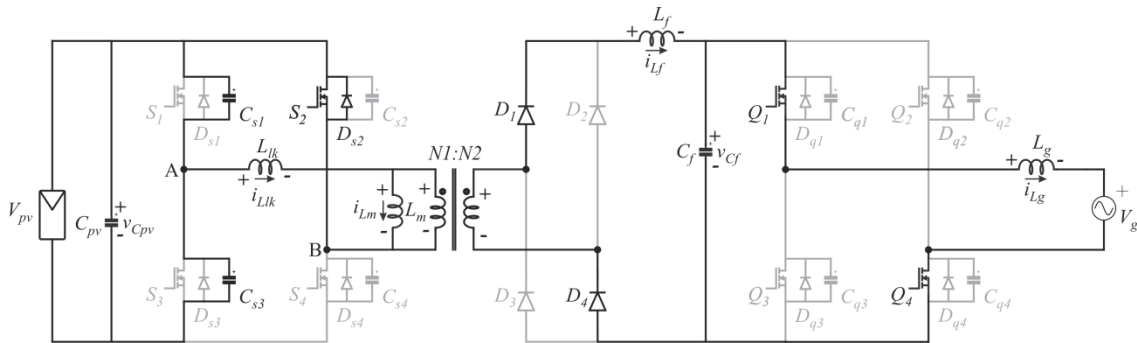


Figura 4.7 Quarta etapa de operação Inversor *FBZPS* Módulo CA

Tabela 4.4 Interruptores *FBZPS* Módulo CA na quarta etapa de operação

$S_1 =$ Bloqueio	$S_2 =$ Condução	$S_3 =$ Bloqueio	$S_4 =$ Bloqueio
$D_{s1} =$ Bloqueio	$D_{s2} =$ Condução	$D_{s3} =$ Bloqueio	$D_{s4} =$ Bloqueio
$C_{s1} =$ Carga	$C_{s2} =$ Descarregado	$C_{s3} =$ Descarga	$C_{s4} =$ Carregado
$D_1 =$ Condução	$D_2 =$ Bloqueio	$D_3 =$ Bloqueio	$D_4 =$ Condução
$Q_1 =$ Condução	$Q_2 =$ Bloqueio	$Q_3 =$ Bloqueio	$Q_4 =$ Condução
$V_A = V_{pv} \rightarrow 0$		$V_B = V_{pv}$	

e) Quinta etapa de operação -  $t(3) < t < t(4)$  [V]

Com a descarga completa de  $C_{s3}$ , o diodo  $D_{s3}$  entra em condução, tornando possível a entrada em condução do interruptor  $S_3$  com comutação suave. Nesse momento a tensão aplicada no primário do transformador, ou a diferença de tensões entre o ponto A e o ponto B é igual à tensão de entrada  $V_{pv}$ , porém, com sinal contrário. Isso faz com que a corrente no primário decresça segundo a equação (4.3).

$$\dot{i}_p = -\frac{V_{pv}}{L_{lk}} \quad (4.3)$$

Reduzindo a corrente do primário, também será reduzida a corrente do secundário que circula através dos diodos  $D_1$  e  $D_4$ . Porém, em série com estes diodos encontra-se o indutor de saída  $L_f$ , que não aceita variações bruscas de corrente, comportando-se como uma fonte de corrente. Como a corrente que entra no nó em comum entre estes dois elementos está diminuindo, a diferença entre elas deve ser suprida por outro(s) elemento(s). Estes elementos são os diodos  $D_2$  e  $D_3$  que também estão no mesmo nó e que começam a compensar a diferença de corrente assim que a etapa é iniciada. O fim desta etapa dá-se quando os diodos  $D_2$  e  $D_3$  assumem toda a parcela de corrente. A Figura 4.8 representa esta etapa de operação, assim como a Tabela 4.5.

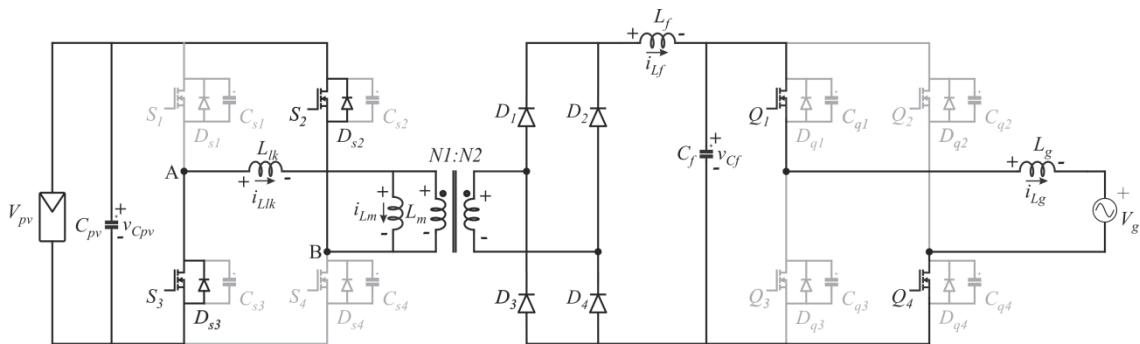


Figura 4.8 Quinta etapa de operação Inversor FBZPS Módulo CA

Tabela 4.5 Interruptores FBZPS Módulo CA na quinta etapa de operação

$S_1 =$ Bloqueio	$S_2 =$ Condução	$S_3 =$ Condução	$S_4 =$ Bloqueio
$D_{s1} =$ Bloqueio	$D_{s2} =$ Condução	$D_{s3} =$ Condução	$D_{s4} =$ Bloqueio
$C_{s1} =$ Carregado	$C_{s2} =$ Descarregado	$C_{s3} =$ Descarregado	$C_{s4} =$ Carregado
$D_1 =$ Condução →Bloqueio	$D_2 =$ Bloqueio →Condução	$D_3 =$ Bloqueio →Condução	$D_4 =$ Condução →Bloqueio
$Q_1 =$ Condução	$Q_2 =$ Bloqueio	$Q_3 =$ Bloqueio	$Q_4 =$ Condução
$V_A = 0$		$V_B = V_{pv}$	

f) Sexta etapa de operação -  $t = t(4) = -t(0)$  [VI]

A sexta etapa é representada na Figura 4.9 e pela Tabela 4.6. Esta etapa de operação é similar à primeira etapa de operação, e as próximas etapas de operação seguem a mesma lógica até a conclusão de um ciclo completo de operação.

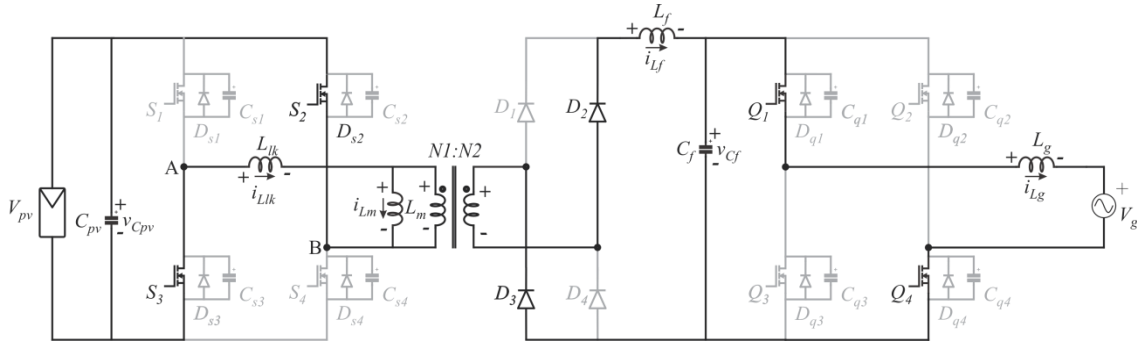


Figura 4.9 Sexta etapa de operação Inversor *FBZPS* Módulo CA

Tabela 4.6 Interruptores *FBZPS* Módulo CA na sexta etapa de operação

$S_1 =$ Bloqueio	$S_2 =$ Condução	$S_3 =$ Condução	$S_4 =$ Bloqueio
$D_{s1} =$ Bloqueio	$D_{s2} =$ Condução	$D_{s3} =$ Condução	$D_{s4} =$ Bloqueio
$C_{s1} =$ Carregado	$C_{s2} =$ Descarregado	$C_{s3} =$ Descarregado	$C_{s4} =$ Carregado
$D_1 =$ Bloqueio	$D_2 =$ Condução	$D_3 =$ Condução	$D_4 =$ Bloqueio
$Q_1 =$ Condução	$Q_2 =$ Bloqueio	$Q_3 =$ Bloqueio	$Q_4 =$ Condução
$V_A = 0$		$V_B = V_{pv}$	

A Figura 4.10 representa as formas de onda do conversor *FBZPS* Módulo CA. Entre  $t(0)$  e  $t(4)$  ocorre o primeiro conjunto de comutação. Estão representadas as formas de onda das tensões nos pontos  $A$  e  $B$ , no primário e secundário do transformador e as correntes no primário do transformador e nos diodos  $D_1$  e  $D_2$ . Os dois primeiros conjuntos se repetem dentro do semiciclo positivo da rede. Esses dois conjuntos também se repetem no semiciclo negativo, porém, ao invés de  $Q_1$  e  $Q_4$  estarem em condução,  $Q_2$  e  $Q_3$  estão conduzindo, injetando corrente negativa em fase com a tensão da rede. Até agora somente a análise QRP foi efetuada, porém é necessária uma análise que considere um ciclo completo da rede, para o total entendimento da topologia.

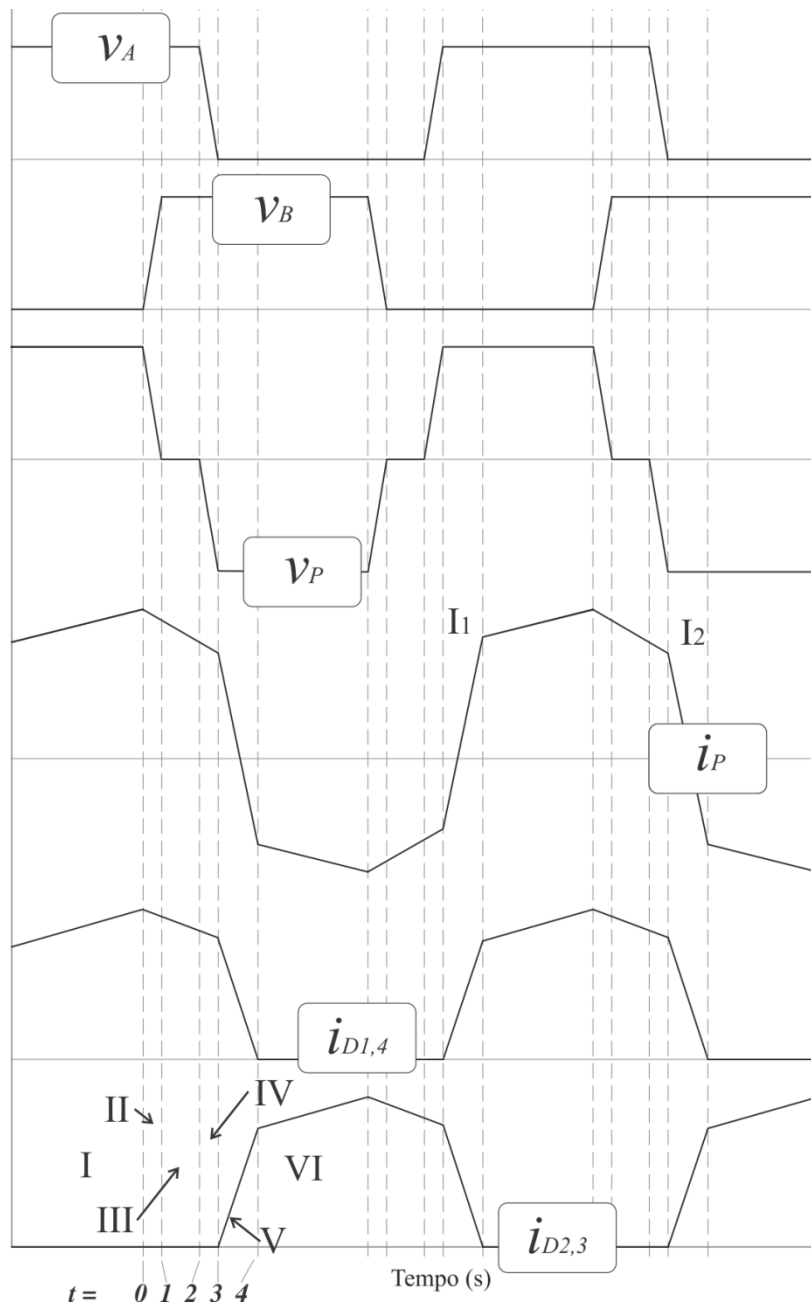


Figura 4.10 Principais formas de ondas do conversor *FBZPS* de acordo com as etapas de operação

Durante a quinta etapa de operação ocorre uma perda de razão cíclica pois a tensão aplicada ao primário é igual à tensão do painel e a tensão no secundário é zero devido ao caminho de roda livre que se forma através da ponte retificadora. Com isso não ocorre transferência de energia do primário ao secundário. Para a quantificação deste conceito de perda de razão cíclica criou-se a variável  $\Delta d$ , a ser detalhada a seguir, juntamente com as equações características para projeto final do conversor.



#### 4.2.3 Perda de razão cíclica, equacionamento e parâmetros do conversor

A perda de razão cíclica,  $\Delta d$ , representa uma parcela em que deveria haver a transferência de energia do primário ao secundário, porém, isto não ocorre. Isto, devido à função da troca de polaridade da corrente do primário, e a conseqüente troca de corrente no secundário que existe entre os diodos da ponte retificadora, em que a parcela de corrente que reduz nos diodos  $D_1$  e  $D_4$ , aumenta em  $D_2$  e  $D_3$ . Na Figura 4.11 pode ser observado que na quinta etapa de operação ocorre a perda de razão cíclica. A equação (4.4) define que a razão cíclica do conversor,  $d$ , é definida como a soma da perda cíclica  $\Delta d$  e da razão cíclica efetiva,  $d_{eff}$ , em que realmente ocorre a transferência de energia, correspondente a primeira etapa de operação. A razão cíclica eficaz é definida pela equação (4.5).

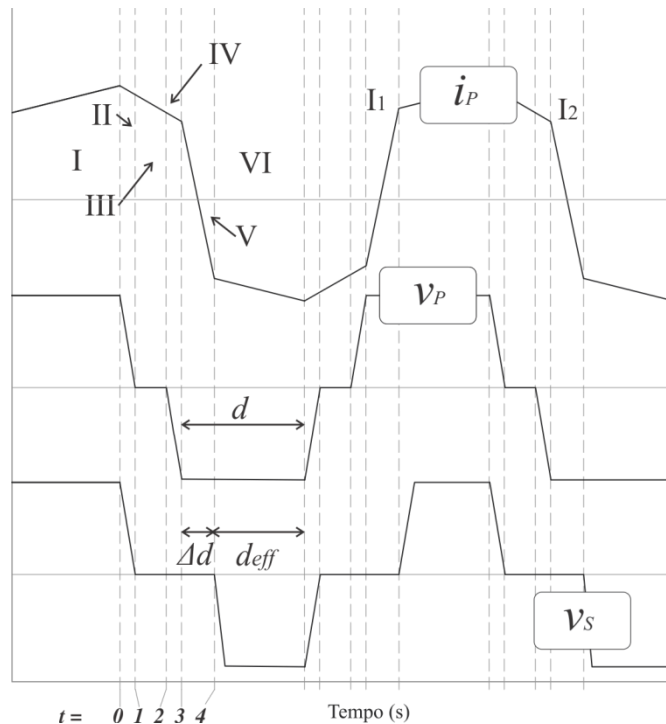


Figura 4.11 Detalhamento das tensões no primário e secundário do transformador

$$d = \Delta d + d_{eff} . \quad (4.4)$$

$$d_{eff} = \frac{V_g}{V_{pv}} \cdot \frac{N1}{N2} . \quad (4.5)$$

Onde:

$V_g$  é a tensão da rede;

$V_{pv}$  é a tensão do painel de entrada;

$N1$  é o número de espiras no primário;

$N2$  é o número de espiras no secundário.

A perda de razão cíclica é definida pela equação (4.6) [81] que considera os valores de pico da corrente do primário  $I_1$  e  $I_2$ , expressas na Figura 4.11. Substituindo os valores dessas correntes pelas relações de tensões, indutâncias e capacitâncias, tem-se a perda de razão cíclica definida pela equação (4.7).

$$\Delta d = \frac{I_1 + I_2}{\frac{V_{pv} \cdot T_s}{L_{lk} \cdot 2}} \quad (4.6)$$

Onde:

- $I_1$  é a corrente no primário ao final quinta etapa de operação;
- $I_2$  é a corrente no primário ao final da quarta etapa de operação;
- $L_{lk}$  é a indutância de dispersão do transformador;
- $T_s$  é o período de comutação, inverso da frequência  $f_s$ .

$$\Delta d = \frac{4 f_s L_{lk} I_s}{V_{pv}} \frac{N2}{N1} \quad (4.7)$$

Onde:

- $I_s$  é a corrente de saída no secundário.

Através da utilização das equações (4.5) e (4.7), substituindo-as na equação (4.4) é possível obter a equação (4.8). Esta equação determina a relação de espiras necessárias, para dada indutância de dispersão. Com ela é possível montar o ábaco que será utilizado na seção de parametrização deste conversor.

$$\frac{N1}{N2} = \frac{V_{pv} \cdot d + \sqrt{V_{pv}^2 \cdot d^2 - 4 \cdot V_g \cdot f_s \cdot L_{lk} \cdot I_s}}{V_g} \quad (4.8)$$

A Tabela 4.7 apresenta as configurações necessárias do projeto, as mesmas apresentadas para o projeto do *Flyback* na Tabela 3.2. Mantêm-se os mesmos valores a fim de realizar a comparação entre as duas topologias.

Utilizando-se o equacionamento apresentado na seção anterior é possível encontrar as especificações dos componentes necessários. Além desses valores, esta tabela apresenta também os valores encontrados para o filtro,  $L_f$  e  $C_f$ , calculados para obter uma TDH da corrente de saída dentro da norma e o valor do capacitor de entrada,  $C_{pv}$ , necessário para reduzir a componente de alta frequência na corrente do painel.

Tabela 4.7 Configurações necessárias do projeto *FBZPS* Módulo CA

Frequência de comutação	$f_s$	>50kHz
Tensão do painel	$V_{pv}$	27V
Tensão da rede	$V_{grms}$	110Vrms (50Hz)
Potência de painel	$P_{pv}$	200W

Tabela 4.8 Parâmetros do conversor [65].

Frequência de comutação	$f_s$	100kHz
Máxima razão cíclica	$d_{MCCmax}$	0,8
Máxima perda de razão cíclica	$\Delta d_{MCCmax}$	0,13
Máxima razão cíclica eficaz	$d_{effMCCmax}$	0,66
Indutância de Dispersão	$L_{lk}$	0,7 $\mu$ H
Relação de transformação	$n$	10
Capacitor de entrada	$C_{pv}$	4700 $\mu$ F
Capacitor de filtro	$C_f$	1 $\mu$ F
Indutor de filtro	$L_f$	480 $\mu$ F
Frequência de corte do filtro	$1/\sqrt{C_f L_f}$	7kHz (45,64x10 <sup>3</sup> rad/s)

#### 4.2.4 Modelagem e controle em MCC

O objetivo deste conversor é gerar energia e injetá-la na rede. Para isso, a corrente no indutor de saída,  $L_g$ , deve ser controlada a fim de uma senóide ser sintetizada em sincronismo com a rede. Um problema similar ao encontrado na topologia *Flyback* Módulo CA é que a função de transferência desta corrente, em função do deslocamento de fase também apresenta um pólo difícil de ser anulado, característica intrínseca nas configurações indutor-capacitor-indutor, *LCL*.

O objetivo é controlar a corrente no indutor  $L_g$ , afim de que esta siga a referência imposta pela rede. Como esta corrente é uma das variáveis do sistema, pode-se através da análise de equações de estado verificar sua função de transferência em relação à variável de controle deslocamento de fase,  $\theta$ . Com as equações apresentadas em (4.1) até (4.7) é possível construir as equações de estado deste conversor e realizar a linearização do sistema para pequenas variações de sinal. Define-se como variáveis do sistema a corrente  $i_{L_f}$ , a tensão  $v_{C_f}$ , e a corrente  $i_{L_g}$ , juntamente com a variável de controle,  $\theta$ , representando o deslocamento de fase.

a) Função de Transferência Corrente de Saída e Deslocamento de Fase,  $G_{i_{L_g}_\theta}$

A primeira função de transferência a ser apresentada é a da corrente de saída  $i_{L_g}$ , em função do deslocamento de fase  $\theta$ . A equação (4.9) apresenta a função de transferência em função dos parâmetros do conversor e a equação (4.10) apresenta a função, utilizando os valores do sistema.

$$G_{i_{L_g}_\theta}(s) = \frac{\tilde{i}_{L_g}(s)}{\theta(s)} = \frac{\frac{V_{pv}n}{C_f L_f L_g}}{s \left( s^2 + \frac{L_f + L_g}{C_f L_f L_g} \right)}. \quad (4.9)$$

$$G_{i_{L_g}_\theta}(s) = \frac{\tilde{i}_{L_g}(s)}{\theta(s)} = \frac{1.125 \times 10^{16}}{s(s^2 + 2.208 \times 10^{10})}. \quad (4.10)$$

A Figura 4.12 apresenta o diagrama de Bode dessa função de transferência. É possível ver a amplitude e fase desta função.

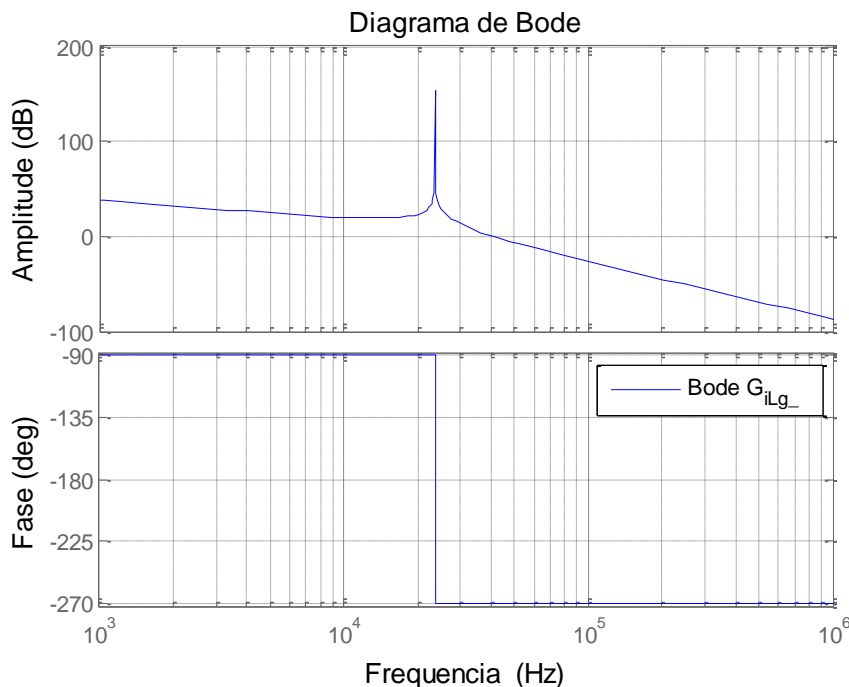


Figura 4.12 Diagrama de Bode da função de transferência,  $G_{i_{L_g}_\theta}$ , da corrente de saída e do deslocamento de fase

Analisando a função de transferência e o diagrama de Bode chega-se a conclusão que de forma similar a corrente de saída do conversor Flyback Módulo CA, está é uma função de

difícil controle, uma vez que a ausência de zeros da função não possibilita nenhum tipo de cancelamento entre pólos e zeros. Este fator é evidenciado principalmente por existir um pólo em baixa frequência, e nenhum zero próximo para redução, ou anulação, de seu efeito. Com a característica da função  $G_{iLg_\theta}$  que dificulta a implementação de controladores parte-se para a análise de viabilidade do controle ser efetuado através da corrente do indutor de filtro,  $i_{Lf}$ .

b) Função de Transferência Corrente do Filtro de Saída e Deslocamento de Fase,  $G_{iLf_\theta}$

A segunda função de transferência a ser apresentada é a da corrente do filtro de saída,  $i_{Lf}$ , em função do deslocamento de fase  $\theta$ . A equação (4.11) apresenta a função de transferência em função dos parâmetros do conversor e a equação (4.12) apresenta a função real, utilizando os valores do sistema.

$$G_{iLf_\theta}(s) = \frac{\tilde{i}_{Lf}(s)}{\theta(s)} = \frac{\frac{V_{pv}n}{C_f L_f L_g} (C_f L_g s^2 + 1)}{s \left( s^2 + \frac{L_f + L_g}{C_f L_f L_g} \right)}. \quad (4.11)$$

$$G_{iLf_\theta}(s) = \frac{\tilde{i}_{Lf}(s)}{\theta(s)} = \frac{562500s^2 + 1.125 \times 10^{16}}{s(s^2 + 2.208 \times 10^{10})}. \quad (4.12)$$

A Figura 4.13 apresenta o diagrama de Bode dessa função de transferência. É possível ver a amplitude e fase desta função. Analisando a função de transferência e o diagrama de Bode chega-se a conclusão esta função possibilita o cancelamento da influência de pólos e zeros, sendo uma função de controle mais simples.

A fim de controlar a corrente do filtro de saída, será utilizado um controlador ressonante em 50Hz e um atraso de fase de 30° em 2kHz, a fim de se obter uma margem de fase de 60° nesta frequência de corte. O controlador proposto possui um elevado ganho na frequência de 50Hz e a margem de fase obtida garantem a rapidez no rastreamento da referência. A equação (4.13) apresenta o controlador proposto. A Figura 4.14 apresenta a Função de Transferência em Malha Aberta do sistema (FTMA) utilizando o controlador  $G_c$ .

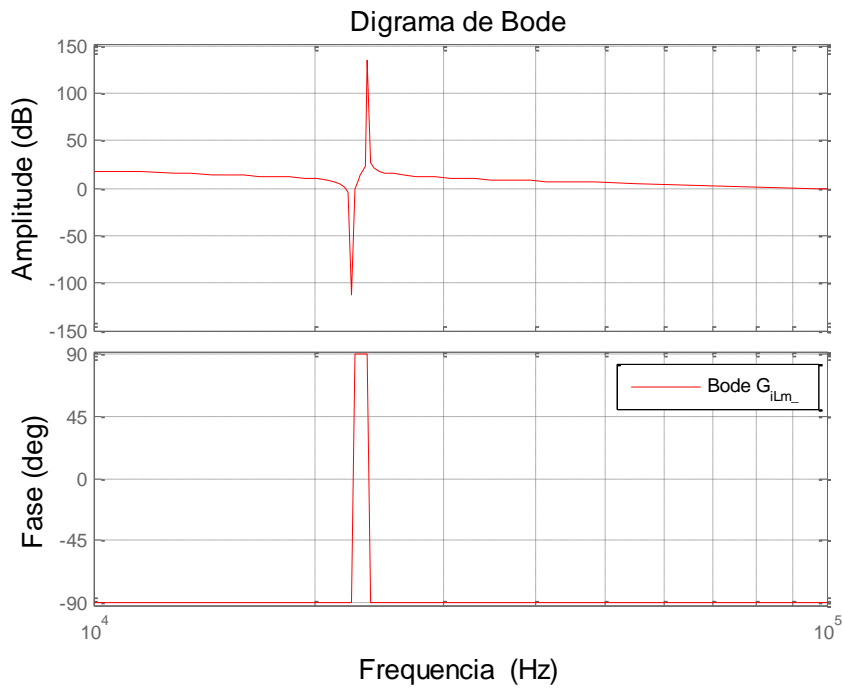


Figura 4.13 Diagrama de Bode da função de transferência,  $G_{ilm_\theta}$ , da corrente do filtro de saída e do deslocamento de fase

$$G_c = \frac{1,5 \times 10^{-3} s^3 + 3,3 \times 10^2 s^2 + 8,25 \times 10^4 s + 5 \times 10^6}{(s^3 + 7 \times 10^3 s^2 + 1,5 \times 10^5 s + 7 \times 10^8)} \quad (4.13)$$

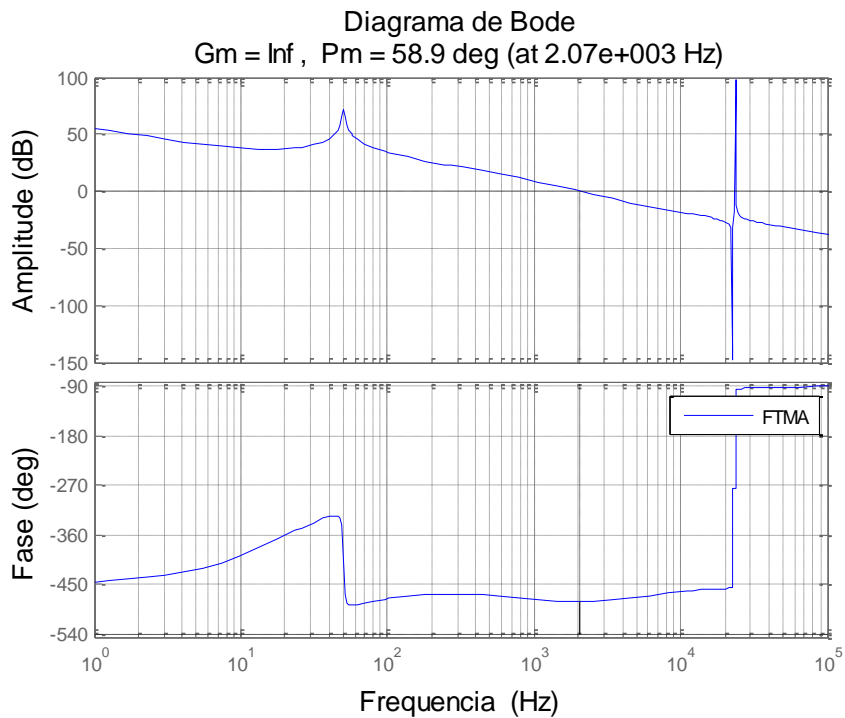


Figura 4.14 Diagrama de Bode da FTMA com o controlador  $G_c$

#### 4.2.5 Determinação de semicondutores comerciais

As equações a seguir apresentam os valores de pico de corrente e/ou tensão nos componentes. As equações foram derivadas das equações já apresentadas neste capítulo.

A equação (4.14) apresenta a máxima corrente no primário do transformador, enquanto a equação (4.15) apresenta essa mesma corrente refletida ao secundário. A equação (4.16) apresenta a máxima tensão sob o interruptor  $S_{1-4}$ . As equações (4.17) e (4.18) apresentam as máximas tensões sobre os diodos e interruptores do secundário, respectivamente. Os resultados dessas equações são encontrados na Tabela 4.9, através da utilização dos valores encontrados na Tabela 4.8.

$$I_{P\max} = \frac{V_{pv}}{L_{lk}} \cdot \frac{\Delta d}{2f_s} + \frac{N2}{N1} \left( \frac{V_{pv} \cdot \frac{N2}{N1} - \sqrt{2}V_{grms}}{L_f} \right) \cdot \frac{d_{eff}}{f_s} \quad (4.14)$$

$$I_{S\max} = \frac{N1}{N2} I_{P\max} \quad (4.15)$$

$$V_{S1\max} = V_{pv} \quad (4.16)$$

$$V_{D1\max} = \frac{N2}{N1} V_{pv} \quad (4.17)$$

$$V_{Q1\max} = \sqrt{2}V_{grms} \quad (4.18)$$

Tabela 4.9 Valores máximos de valores de corrente e tensão sobre os componentes da topologia *FBZPS* Módulo CA

Corrente de pico no primário	$I_{P\max}$	24,23A
Corrente de pico no secundário	$I_{S\max}$	2,423
Máxima Tensão sobre $S_{1-4}$	$V_{S1-4\max}$	27V
Máxima Tensão sobre $D_{1-4}$	$V_{D1-4\max}$	270V
Máxima Tensão sobre $Q_{1-4}$	$V_{Q1-4\max}$	179,60V

De posse de todos os parâmetros definidos pela Tabela 4.8 é possível realizar a simulação do sistema. Com o auxílio da Tabela 4.9 e Tabela 4.10 foi possível determinar componentes comerciais para a utilização no conversor, apresentados na Tabela 4.11. A utilização dos dados dos componentes comerciais como a resistência em série dos interruptores,  $R_{dson}$ , e a queda de tensão direta nos diodos,  $V_F$ , é importante para o levantamento do rendimento do sistema.

Tabela 4.10 Determinação dos valores de tensão e corrente para os semicondutores do *FBZPS* Módulo CA

	Valor (A, V)	Comutação	Nível de Segurança	Valor Comercial (A, V)
Máxima Tensão sobre $S_{1-4}$	27V	Alta frequência	100 %	55 V
Máxima Corrente sobre $S_{1-4}$	24,23A	Alta frequência	50-75 %	42 A
Máxima Tensão sobre $D_{1-4}$	270V	Alta frequência	100 %	500 V
Máxima Corrente sobre $D_{1-4}$	2,423	Alta frequência	50 %	5 A
Máxima Tensão sobre $Q_{1-4}$	179,60	Baixa frequência	50 %	300 V
Máxima Corrente sobre $Q_{1-4}$	2,423	Baixa frequência	50 %	5 A

Tabela 4.11 Componentes comerciais utilizados na simulação do *FBZPS* Módulo CA

Componente	Símbolo	$R_{dson}$ ( $\Omega$ )	$V_F$ (V)	Custo (R\$)
IRFU1010ZPBF	$S_{1-4}$	0,0075 @ $V_{GS}=10V, I_D=42A$	1,3	1,97
FQPF22N30	$Q_{1-4}$	0,160 @ $V_{GS}=10V, I_D=12A$	1,5	2,10
UG5HT-E3/45	$D_{1-4}$	-	1,7 @ 20A	0,96

### 4.3 Resultados de simulação

Nesta seção serão apresentados os resultados de simulação do sistema, utilizando todos os componentes e suas respectivas resistências de condução e quedas de tensão descritas na seção anterior. Com os dados comerciais dos interruptores e diodos utilizados foi possível realizar a simulação do sistema proposto. A inclusão das perdas de comutação e queda de tensão foi útil para a determinação do rendimento mais próximo do rendimento do sistema. Além disso, incluiu-se a indutância parasita de dispersão (com valor a 5 % da indutância magnetizante), presente no indutor acoplado.

A simulação do sistema foi realizada no software PSIM, utilizando o conversor em malha aberta. Além disso, foi utilizada uma estimativa de perdas magnéticas relativas a 5 % da potência nominal do sistema para toda a faixa de operação [72]. Os resultados serão divididos em quatro seções:

- Análise Senoidal e QRP
- Rendimento
- Análise da Taxa de Distorção Harmônica (TDH) e Fator de Potência (FP)
- Qualidade e quantificação da energia produzida



#### 4.3.1 Análise senoidal e QRP

Nesta seção será realizada a mesma análise da seção 3.3.1 onde serão apresentadas e analisadas as correntes e tensões sobre os elementos do sistema. Serão apresentados resultados de simulação tanto em regime senoidal quanto em QRP para esclarecer seu funcionamento. Serão apresentados resultados de simulação para condição de potência de entrada de 100 %, correspondendo a 200 W, pois nesta situação os elementos do conversor estarão submetido às maiores condições de corrente e tensão. Para a análise da TDH a potência de 50 % também será analisada a fim de verificar a condição da corrente de saída. Para análise de Rendimento serão levantados os pontos relativos aos índices Califórnia e Euro eficiência, que serão detalhados nas próximas seções.

##### a) Análise Senoidal

A simulação em regime senoidal considera uma análise de tempo de alguns ciclos de rede e é utilizada para verificar a injeção de corrente em sincronia com a rede, assim como o comportamento da tensão e corrente de entrada do conversor. A Figura 4.15 representa a forma de onda da corrente do primário,  $i_P$ , assim como a tensão de entrada do painel fotovoltaico,  $V_{pv}$ . É possível verificar que a componente fundamental possui a característica de uma senóide, com o dobro da frequência da rede.

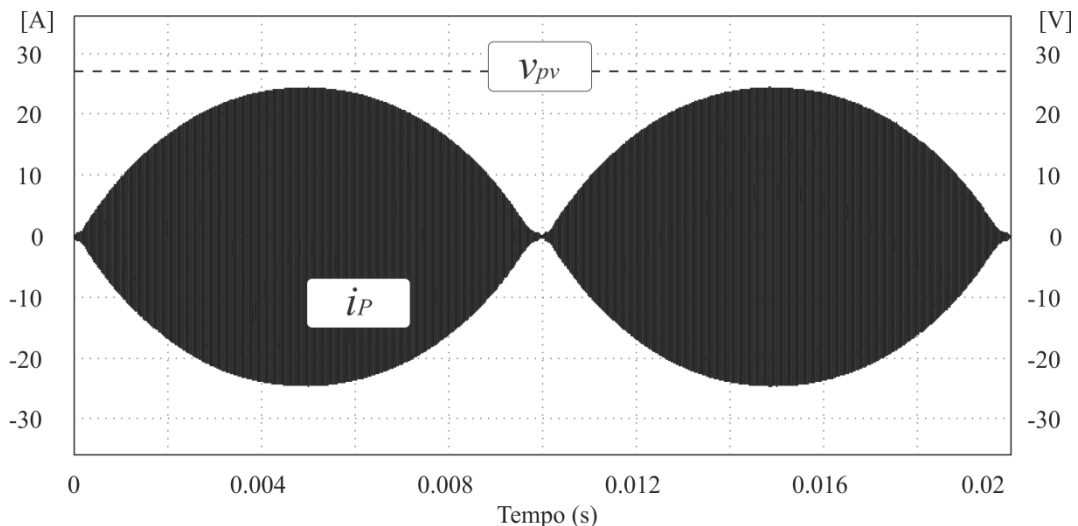


Figura 4.15 Tensão de entrada e corrente no primário em análise senoidal

A corrente de saída,  $i_{Lg}$ , juntamente com a tensão da rede,  $v_g$ , estão representadas na Figura 4.16 para a condição de 100 % de carga, e na Figura 4.17, para a condição de 50 % de

carga. É possível observar que a corrente injetada na rede encontra-se em fase com a tensão, possuindo um fator de potência superior a 0,99 em ambos os casos. Destaca-se a elevada qualidade no sincronismo da fase assim como a qualidade da corrente injetada.

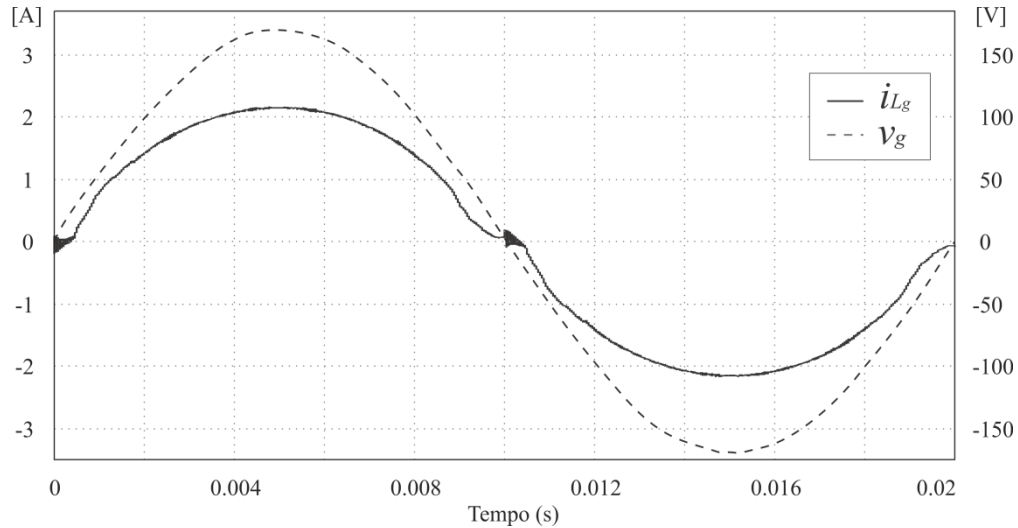


Figura 4.16 Tensão da rede e corrente na saída para condição de 100 % da carga em análise senoidal

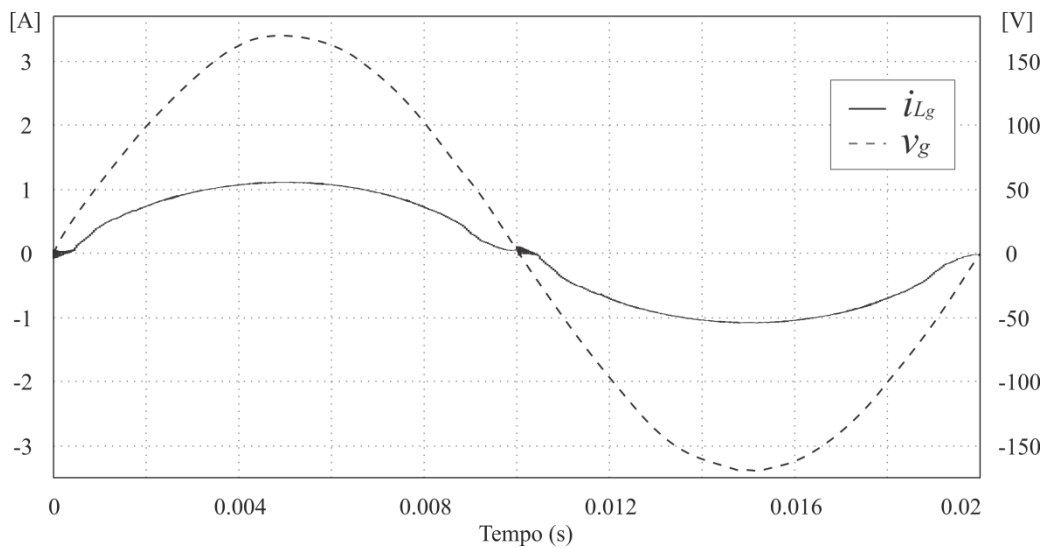


Figura 4.17 Tensão da rede e corrente na saída para condição de 50 % da carga em análise senoidal

#### b) Análise QRP

A análise em QRP proporciona a visualização detalhada das formas de onda sobre os componentes. Será indicado no canto direito superior o semiciclo de cada figura sobre análise que ocorre usualmente nos momentos de pico da senóide da tensão da rede, pois é neste momento em que os elementos estarão submetidos aos máximos valores de corrente e tensão.

As correntes no primário e no secundário do transformador estão apresentadas na Figura 4.18. É possível observar a concordância dos valores de pico representados e os encontrados na Tabela 4.9, de 24,23 A e 2,42 A para a corrente de primário e secundário, respectivamente. A Figura 4.19 representa o comportamento das tensões aplicadas no primário e a componente resultante no secundário. É possível verificar o efeito da perda de razão cíclica, visto como uma diferença de fase entre as duas tensões. De forma similar ao encontrado na análise das correntes, os valores de tensão também estão de acordo com os encontrados na Tabela 4.9, de 27 V para o primário e 270 V para o secundário.

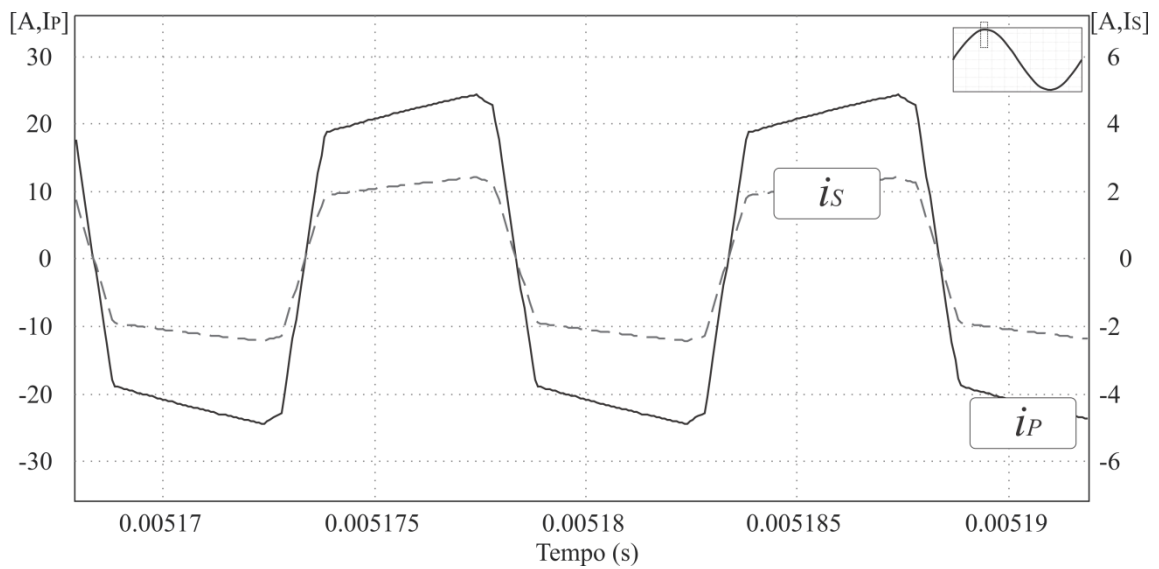


Figura 4.18 Corrente no primário e no secundário do transformador em análise QRP

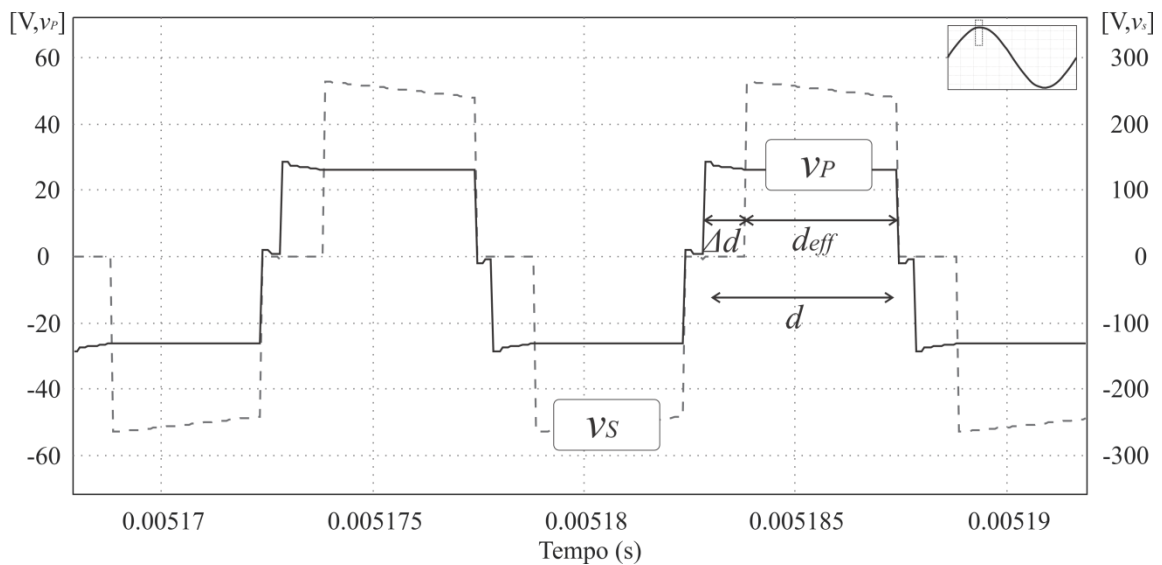


Figura 4.19 Tensão no primário e no secundário do transformador em análise QRP

Para facilitar o entendimento da topologia são apresentadas as Figura 4.20 e Figura 4.21, que mostram o conjunto de corrente e tensão de cada enrolamento do transformador. Essas informações já foram apresentadas acima, porém esta forma de organização pode torná-las mais didáticas. A Figura 4.20 apresenta o comportamento da tensão e corrente no primário do transformador enquanto a Figura 4.21 apresenta estes comportamentos no secundário.

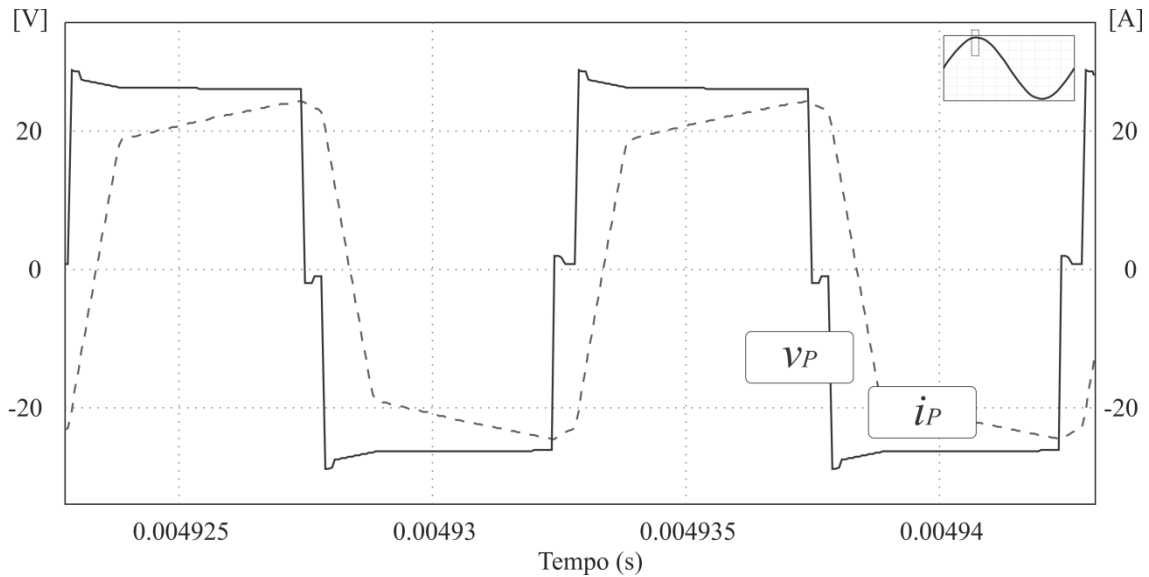


Figura 4.20 Tensão e corrente no primário do transformador em análise QRP

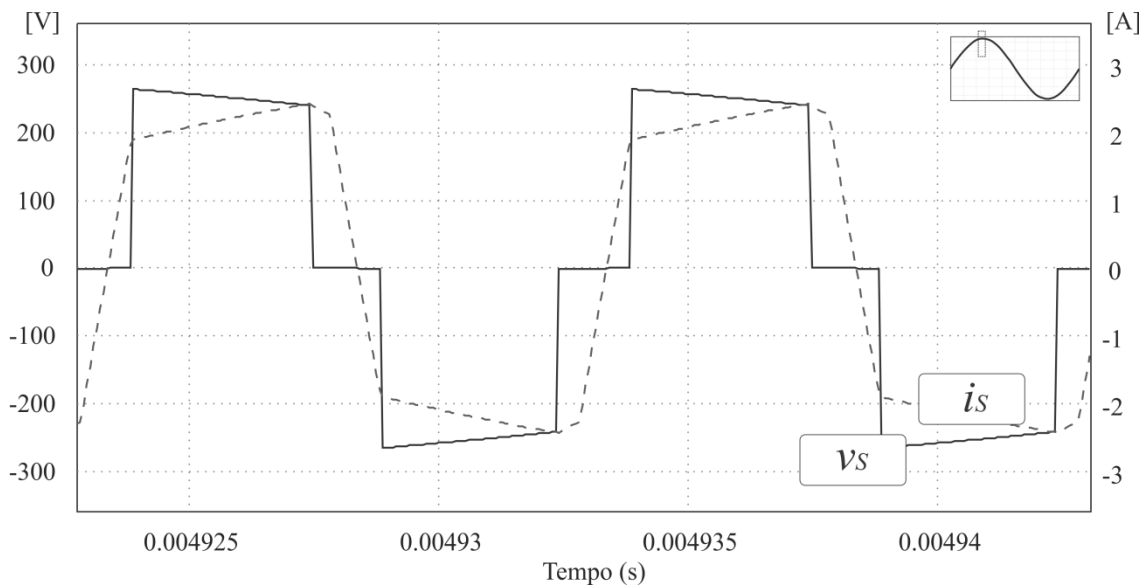


Figura 4.21 Tensão e corrente no secundário do transformador em análise QRP

Partindo para a análise das tensões e correntes sobre os componentes ativos, a Figura 4.22 apresenta este comportamento sobre o interruptor  $S_1$ . Este comportamento é similar em todos os interruptores do *Full-Bridge* de entrada, variando somente as polaridades. É possível observar que os valores máximos de tensão e correntes encontrados em simulação estão em conformidade com os apresentados na Tabela 4.9, de 27 V e 24,23 A, respectivamente. A parcela negativa da corrente ocorre quando esta flui através de seu diodo em antiparalelo, possibilitando e comprovando a comutação em zero de tensão.

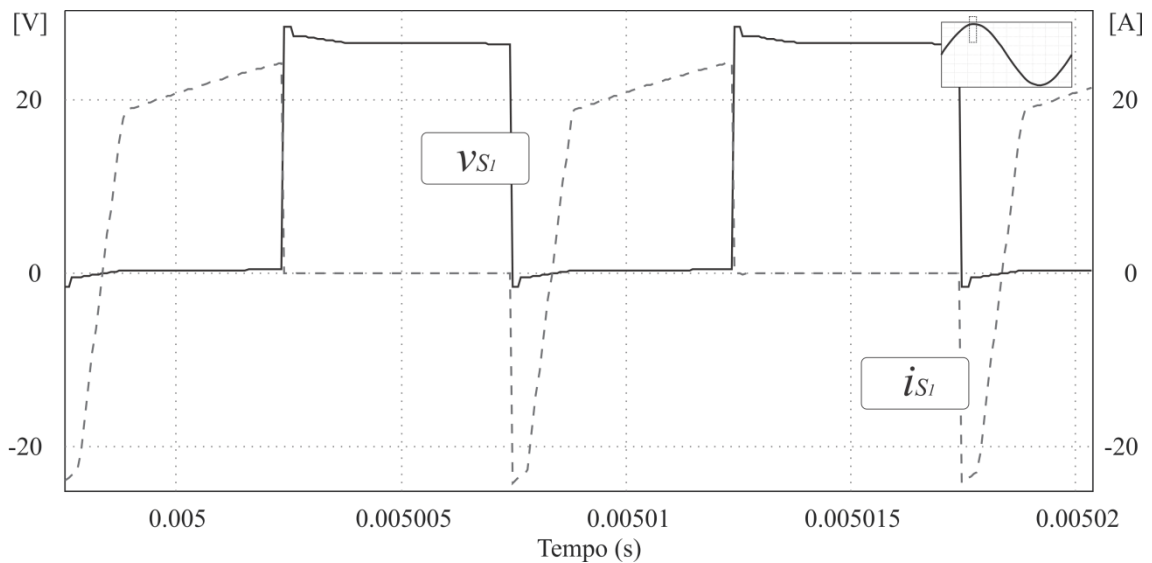


Figura 4.22 Tensão e corrente no interruptor  $S_1$  em análise QRP

Analisando agora o secundário, é possível perceber na Figura 4.23 as correntes nos diodos  $D_1$  e  $D_2$  da ponte retificadora. Cada diodo conduz por metade do período de comutação e é possível perceber que durante a quinta etapa de operação do conversor ocorre a troca da corrente de carga entre os diodos. É inserida na Figura 4.23 a corrente do primário a fim de melhorar o entendimento deste comportamento.

A Figura 4.24 apresenta o comportamento da tensão e corrente sobre o diodo  $D_1$  também estendível a todos os diodos da ponte retificadora. Os valores representados estão de acordo com a Tabela 4.9, cujo máximo valor de tensão definido é 270 V.

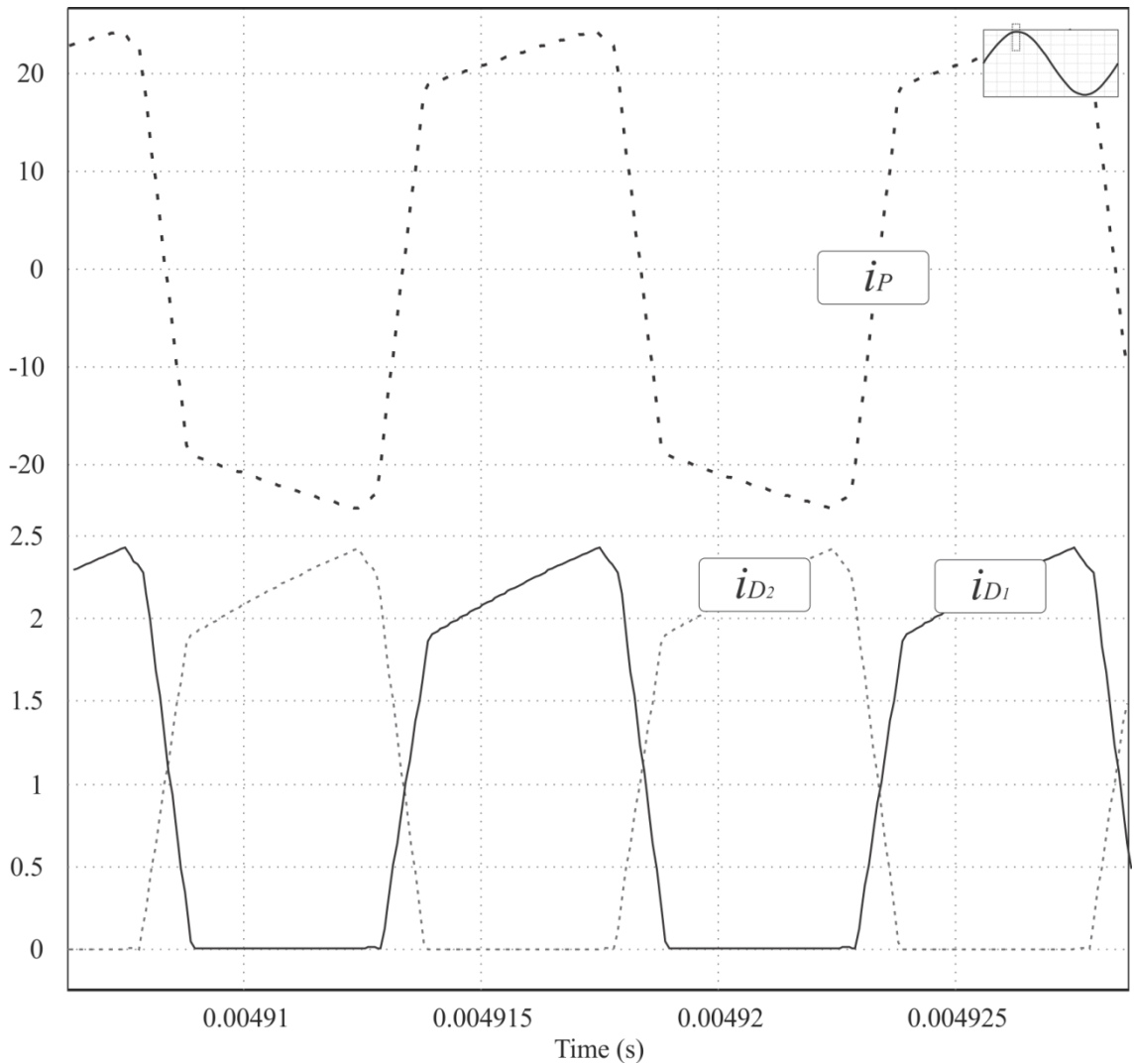


Figura 4.23 Corrente no primário e nos diodos  $D_1$  e  $D_2$  da ponte retificadora em análise QRP

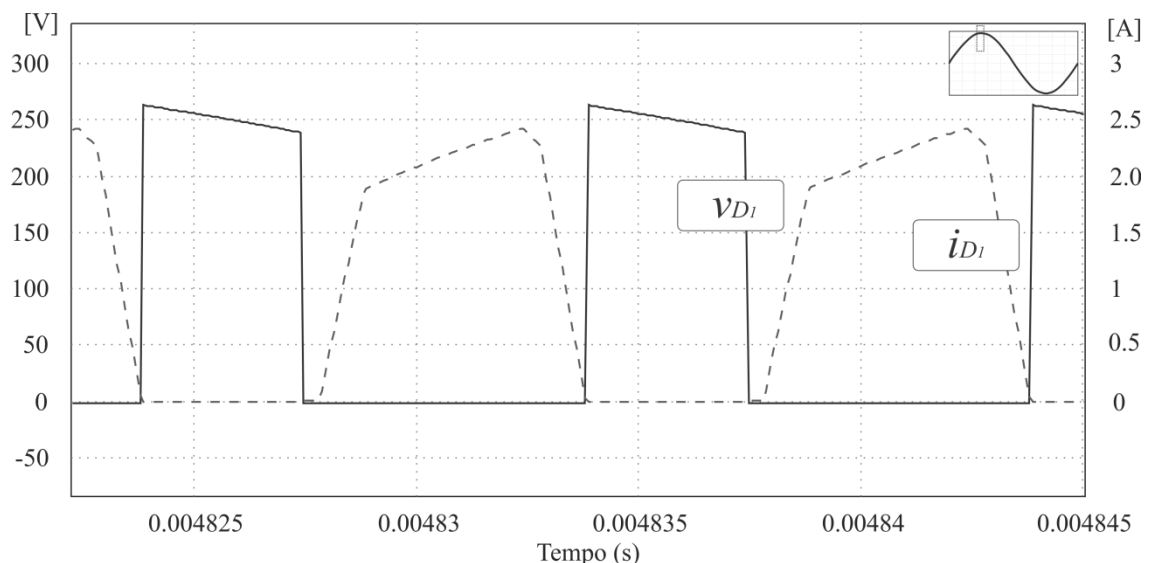


Figura 4.24 Corrente e tensão no diodo  $D_1$  em análise QRP

Último elemento sob a análise, o interruptor  $Q_1$  do *Full-Bridge* de saída, tem sua tensão e corrente expressas nas Figura 4.25 e Figura 4.26, durante o semiciclo positivo e negativo da rede, respectivamente. É possível observar uma corrente máxima durante o semiciclo positivo de 2,42 A e a tensão máxima de 179,60 V durante o semiciclo negativo, em que os interruptores responsáveis pelo semiciclo negativo estão em condução ( $Q_2$  e  $Q_3$ ). Estes valores estão de acordo com os encontrados na Tabela 4.9.

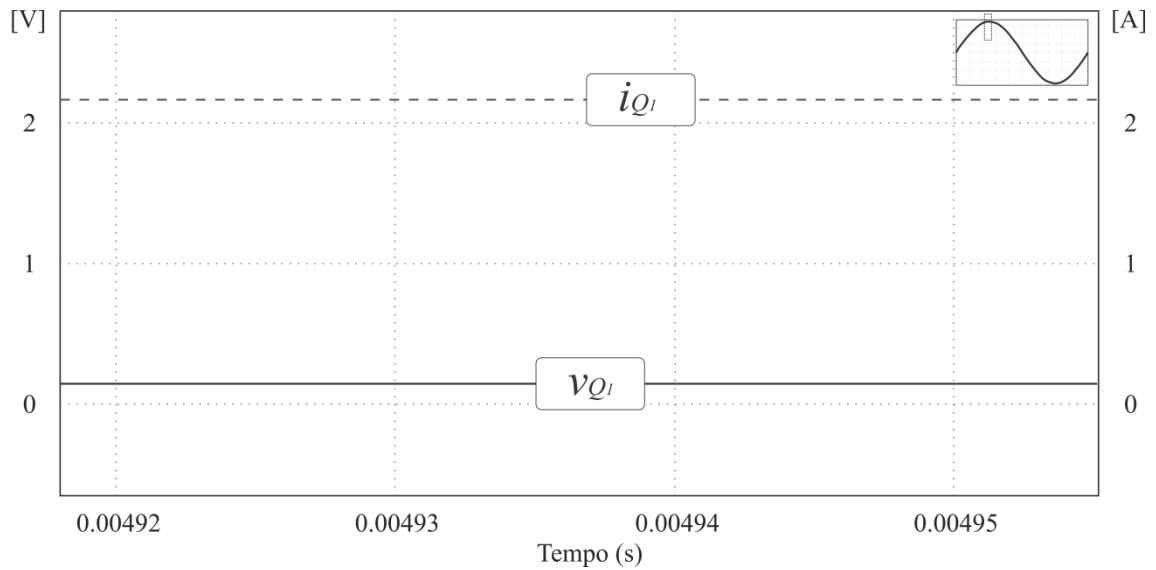


Figura 4.25 Tensão e corrente sobre o interruptor  $Q_1$  durante o semiciclo positivo da rede em análise QRP

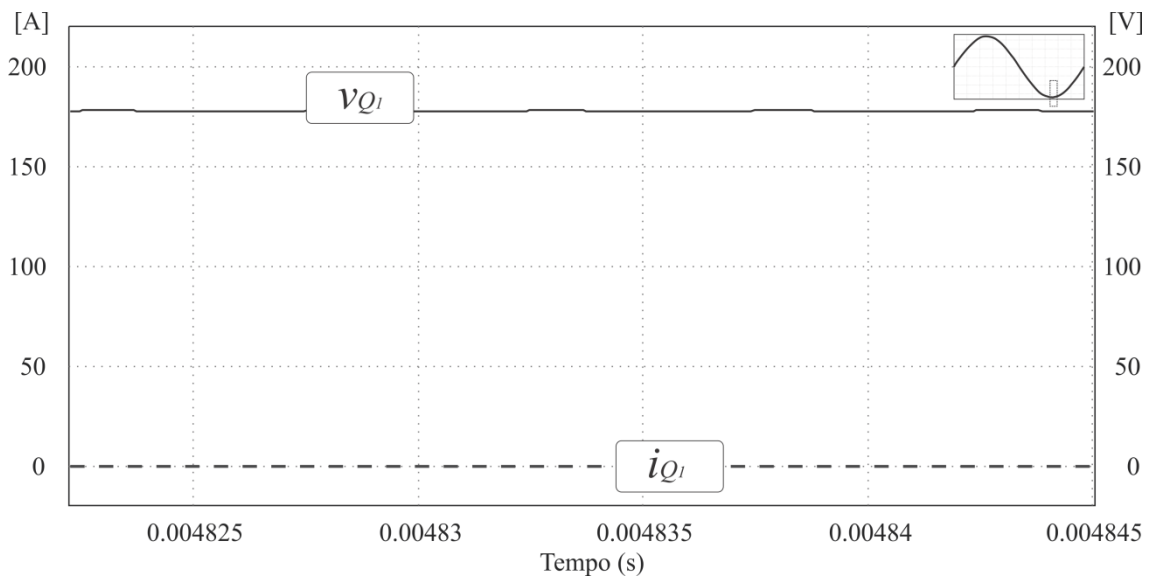


Figura 4.26 Tensão e corrente sobre o interruptor  $Q_1$  durante o semiciclo negativo da rede em análise QRP

### 4.3.2 Rendimento

O rendimento do sistema foi estimado para os mesmos índices da análise do conversor *Flyback* Módulo CA, através da alteração da potência de entrada do sistema. A Tabela 4.12 apresenta os rendimentos,  $\eta$ , encontradas via simulação de acordo com a potência de entrada,  $P_{in}$ , e a potência de saída,  $P_{out}$ . Os dados apresentados na Tabela 4.12 são expressos também na Figura 4.27, que mostra o rendimento do sistema simulado.

Tabela 4.12 Rendimento do conversor *FBZPS* Módulo CA simulado

$P_{in}$ (W)	$P_{in}$ (%)	$P_{out}$ (W)	$\eta$ (%)
200	100	183,67	91,83
180	90	166,23	92,35
160	80	148,00	92,50
140	70	129,50	92,50
120	60	110,63	92,19
100	50	92,051	92,05
80	40	73,57	91,96
60	30	54,63	91,05
40	20	35,53	88,84
20	10	16,30	81,54

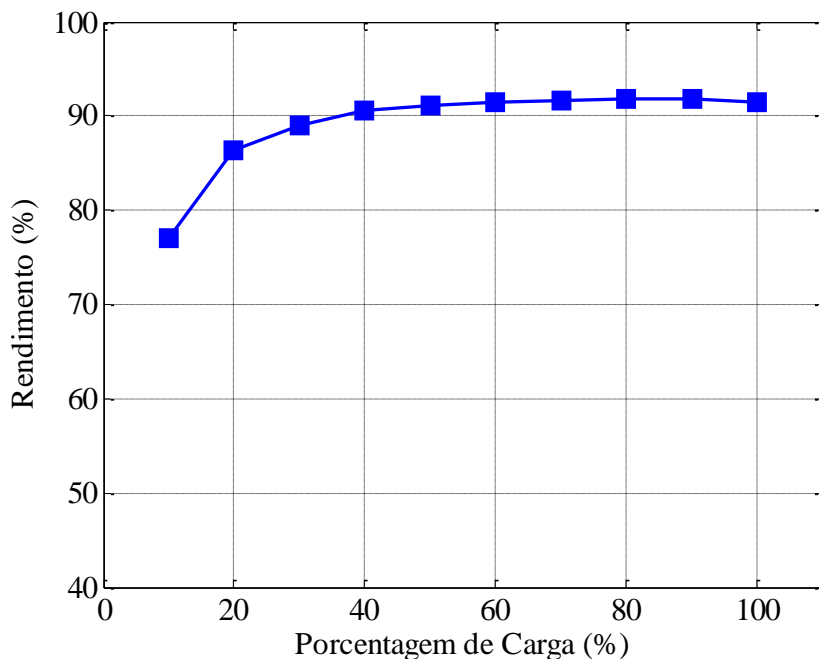


Figura 4.27 Rendimento estimado através da simulação do sistema



No resultado de simulação, o rendimento ponderado segundo o índice Euro eficiência atingiu o valor de 90,55 %. Já sob a análise do índice Califórnia eficiência a simulação atingiu rendimento ponderado de 91,58 %

#### 4.3.3 Taxa de distorção harmônica e fator de potência

As formas da corrente de saída estão representadas nas Figura 4.16 e Figura 4.17, para as situações de 100 % e 50 % de carga, respectivamente. A TDH para 100 % da carga atingiu o valor de 4,85 % enquanto para 50 % o valor obtido foi de 4,97 %. Quanto ao fator de potência, pode-se dizer que, para ambos as cargas, este se manteve acima de 0,99. Esses valores encontram-se dentro dos limites estabelecido pela norma IEC61727 [77].

#### 4.3.4 Qualidade e quantificação da energia produzida

Utilizando as mesmas equações apresentadas no capítulo anterior, a quantidade de energia injetada na rede por este conversor será analisada. Inicialmente será calculada a energia que este conversor pode produzir durante uma vida útil de 20 anos. Será utilizado tanto o índice da Euro eficiência quanto o da Califórnia eficiência, considerando os resultados obtidos em simulação. A energia produzida em um dia é calculada pela equação (3.19) que pondera cada potência com seu peso respectivo e o tempo ao qual essa potência será produzida. A variável tempo,  $\Delta t_{E/C}$ , é a base para os dois índices e é utilizado o valor de doze horas.

Utilizando a equação (3.19) é possível obter a energia injetada na rede em um dia, representada na Tabela 4.13, segundo o índice Euro eficiência. Já a Tabela 4.14 apresenta a energia injetada na rede considerando a Califórnia eficiência.

Tabela 4.13 Energia produzida segundo índice Euro eficiência

Carga	Peso	Rendimento	Potência (W)	Energia Produzida (Wh)
100 %	0,2	91,83	183,67	440,82
50 %	0,48	92,05	92,05	530,21
30 %	0,1	91,05	54,63	65,56
20 %	0,13	88,83	35,53	55,43
10 %	0,06	81,54	16,30	11,74
5 %	0,03	81,54	8,154	2,93
Total				1.106,72

Tabela 4.14 Energia produzida segundo índice Califórnia eficiência

Carga	Peso	Rendimento	Potência (W)	Energia Produzida (Wh)
100 %	0,05	91,839	183,678	110,207
75 %	0,53	92,5021	138,753	882,47
50 %	0,21	92,0519	92,0519	231,971
30 %	0,12	91,0587	54,6352	78,6747
20 %	0,05	88,8396	35,5359	21,3215
10 %	0,04	81,5467	16,3093	7,82848
Total				1.332,50

Utilizando a equação (3.20) e considerando um mês com 30 dias, um ano com 12 meses e 20 anos de vida útil, a energia produzida por essa topologia está expressa na Tabela 4.15 para os dois índices de rendimento.

Tabela 4.15 Energia injetada na rede durante a vida útil do conversor

Índice	Energia Produzida (kWh)
Euro eficiência	7.968,40
Califórnia eficiência	9.593,80

Utilizando a Tabela 4.11 é possível montar o custo total de interruptores e diodos (componentes ativos) do sistema, apresentado na Tabela 4.16. A relação entre a energia produzida pelo painel e este custo é definido como o indicador: *kWh/R\$* (kilo-watt hora produzido por real), representado na Tabela 4.16 e na Figura 4.28. Este indicador é capaz de demonstrar quanto o sistema pode produzir de energia por unidade de moeda, logo, quanto maior for este indicador maior será a qualidade do sistema.

Tabela 4.16 Custo total de componentes ativos do sistema FBZPS Módulo CA

Componente	Símbolo	Quantidade	Custo unitário (R\$)	Custo total (R\$)
IRFZ44N	$S_{1-4}$	4	1,97	7,88
STB16N65M5	$Q_{1-4}$	4	2,1	8,4
BYT79-500	$D_{1-4}$	4	0,96	3,84
TOTAL				20,12

Tabela 4.17 Relação de energia produzida por custo total de componentes ativos do sistema FBZPS Módulo CA

Índice	Energia Produzida (kWh)	<i>kWh/R\$</i>
Euro eficiência	7.968,40	396,04
Califórnia eficiência	9.593,80	476,83

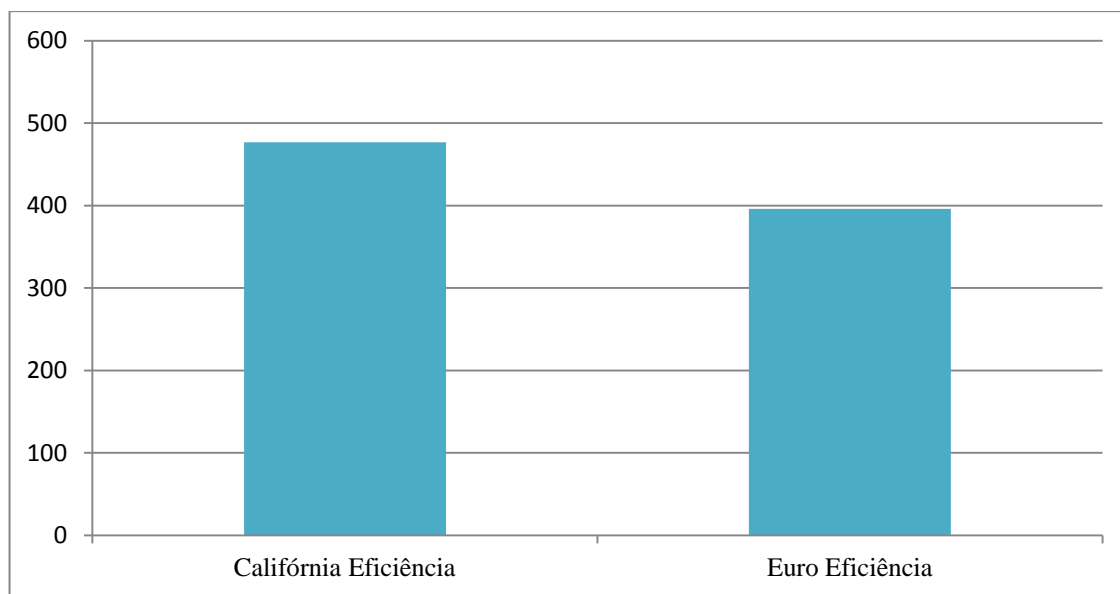


Figura 4.28 Relação da energia produzida pelo custo total dos componentes ativos

É possível perceber que devido ao sistema obter um rendimento maior sobre o índice da Califórnia eficiência, ele obtém um maior indicador de  $kWh/R\$$ , pois o sistema é o mesmo nas duas análises. O *FBZPS* Módulo CA é capaz de produzir, segundo a Califórnia eficiência, uma energia de aproximadamente quatrocentos e setenta *kilo-watt* hora por unidade de real em componentes ativos.

Considerando o custo do *kilo-watt* hora residencial no país como R\$ 0,33 (trinta e três centavos de real) [78] pode-se dizer que este sistema gera um valor bruto de R\$ 3.165,95 (três mil cento e sessenta e cinco reais e noventa e cinco centavos) e se descontar o custo dos componentes ativos, o valor líquido será R\$ 3.139,55 (três mil cento e trinta e nove e cinco centavos).

#### 4.4 Conclusão

O Conversor CC-CA *FBZPS* Módulo CA combina os benefícios da utilização de umas topologias mais consolidadas na literatura e na indústria, o conversor *Full-Bridge ZVS Phase Shift*, com a finalidade de utilizar energias renováveis como entrada do conversor. Apesar do grande número de interruptores e diodos, esta topologia possui um projeto simples devido ao pequeno número de equações envolvidas.

O conversor *Full-Bridge* da entrada garante que não haja sobretensão nos interruptores de entrada, uma vez que a tensão sobre estes é grampeada pela tensão do painel. Com

interruptores para menores tensões obtêm-se interruptores de baixo custo e com pequenas resistências de condução, na faixa de 4 mΩ a 20 mΩ.

Com os equacionamentos de máximas correntes e tensões é possível realizar projeto do conversor. Além disso, a corrente nessa topologia possui um comportamento sem elevados valores de pico, quando comparado ao seu valor médio. Isso garante uma menor taxa de interferência eletromagnética.

O sistema foi simulado em malha fechada, utilizando o controlador proposto. Através desse controle a TDH manteve-se dentro das normas nos resultados de simulação, o mesmo resultado obtido para o fator de potência. Foi realizado estudo das equações de estado e funções de transferência da topologia e proposta do controlador, composto por uma parcela ressonante em 50 kHz e uma margem de fase, de 60° em 2 kHz, suficiente para garantir uma elevada margem fase na frequência de interesse.

Foram apresentados nesta seção os detalhes funcionais e operacionais do conversor CC-CA *Full-Bridge ZVS Phase Shift* Módulo CA. Seu princípio de operação, juntamente com o seu equacionamento foram explorados a fim de delinear o entendimento desta topologia.

O sistema foi simulado utilizando valores comerciais de resistência de condução dos interruptores, quedas de tensão direta dos diodos e valores de capacitâncias parasitas. Foram realizados estudos de rendimento, taxa de distorção harmônica, fator de potência e qualidade e quantificação da energia injetada na rede.

## 5 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OS SISTEMAS

### 5.1 Introdução

Este capítulo apresenta a análise comparativa entre os dois sistemas estudados. Todos os dados dos conversores *Flyback* e *FBZPS* Módulo CA já foram inclusos no desenvolvimento de seus capítulos, ficando a cargo deste capítulo a organização dos conjuntos de dados semelhantes e a reflexão entre qual das topologias apresenta um melhor desempenho quanto à energia injetada na rede em função do custo de componentes ativos (interruptores e diodos)

### 5.2 Qualidade da energia injetada na rede

A qualidade de energia injetada na rede é função principalmente da Taxa de Distorção Harmônica da corrente injetada na rede e seu respectivo fator de potência em relação à tensão de rede. Esta seção será separada nos dois índices descritos acima.

#### 5.2.1 Taxa de distorção harmônica

A taxa de distorção harmônica da corrente de saída de ambos os conversores deve ser analisada para verificar seus índices e efetuar a comparação entre eles. A Figura 3.10 e Figura 4.16 apresentam respectivamente a corrente injetada na rede das topologias *Flyback* e *FBZPS* Módulo CA.

O conversor *Flyback* Módulo CA apresentou uma TDH em 100 % da carga de 4,65 % enquanto para 50 % o valor obtido foi de 4,95 %. Já no conversor *FBZPS* Módulo CA a TDH para 100 % da carga atingiu o valor de 4,85 % enquanto para 50 % o valor obtido foi de 4,97 %.

O conversor *FBZPS* atingiu uma TDH maior tanto para corrente em situação de potência nominal quanto para de potência reduzida do sistema. Entretanto as duas topologias apresentaram as taxas dentro das normas vigentes internacionais que limitam em 5 % o valor máximo.

## 5.2.2 Fator de potência

Devido à busca de controladores adequados para ambas as topologias foi possível obter fatores de potência para toda faixa de potência acima do valor definido por norma, de 0,95. Nas duas topologias sob análise o fator de potência ficou acima de 0,99. Este critério não será utilizado para determinar a qualidade dos conversores, dada à similaridade e a boa qualidade encontrada entre eles.

## 5.3 Quantidade da energia injetada na rede

Além do fator de qualidade, relacionado à TDH, outros fatores de relevada importância são apresentados a seguir. Eles fazem parte do grupo quantidade de energia injetada na rede e serão analisados segundo os dois índices de rendimento já apresentados.

### 5.3.1 Energia injetada na rede durante a vida útil

A energia injetada na rede por cada sistema foi calculada utilizando os critérios da Euro e da Califórnia eficiência para ambos os conversores. A energia foi calculada como sendo injetada na rede num período de 20 anos. A energia injetada na rede por cada conversor está expressa na Tabela 5.1, onde é possível observar o rendimento superior da topologia *FBZPS* Módulo CA sobre a Califórnia eficiência.

Tabela 5.1 Energia injetada na rede pelas topologias *Flyback* e *FBZPS* Módulo CA de acordo com o critério de rendimento

Índice	Energia Produzida (kWh)
<i>Flyback</i> Euro eficiência	7.394,20
<i>Flyback</i> Califórnia eficiência	8.909,71
<i>FBZPS</i> Euro eficiência	7.968,40
<i>FBZPS</i> Califórnia eficiência	9.593,80

O conversor *FBZPS* Módulo CA produziu uma energia de 9.593,80kWh energia que comercialmente pode valer mais do que três mil reais. Em comparação com a topologia *Flyback* a energia injetada na rede foi 7,6 % superior.

### 5.3.2 Custo em componentes ativos

Com a determinação dos componentes comerciais, através da utilização dos critérios definidos no Capítulo 3, foi possível levantar o custo de cada topologia em componentes ativos, representados na Tabela 5.2. É possível perceber que a topologia *FBZPS* Módulo CA mesmo apresentando um maior número de componentes apresenta um custo menor. Isso se justifica pela utilização de componentes para menores tensões tanto na entrada quanto na saída do conversor, que acabam tendo um custo menor.

Tabela 5.2 Custo das topologias *Flyback* e *FBZPS* Módulo CA em componentes ativos

Conversor	Custo total em componentes ativos (R\$)
<i>Flyback</i> Módulo CA	22,40
<i>FBZPS</i> Módulo CA	20,12

O conversor *FBZPS* Módulo CA obteve um custo de componentes ativos 10 % menor que o conversor *Flyback*, apresenta vantagem sobre esse.

### 5.3.3 Energia injetada na rede durante a vida útil por custo em componentes ativos

O índice energia produzida por real gasto em componentes ativos definido nesta dissertação serve para dar o peso justo na quantificação da energia injetada na rede. Quando um conversor produz mais energia que outro, porém, seu custo também é maior ele irá ter o mesmo desempenho que um conversor que injete menos energia e com um menor custo.

Porém, isso não acontece nessa análise comparativa uma vez que a energia injetada pelo conversor *FBZPS* Módulo CA é maior quando comparada ao conversor *Flyback* e seu custo é menor, conforme apresentado na Tabela 5.3. Logo se torna claro a vantagem apresentada pelo *FBZPS*, com um índice de 476,83 kWh/R\$, o que representa uma superioridade de 19,88 % quando comparado ao *Flyback*, no índice Califórnia eficiência.

Tabela 5.3 Comparação da energia produzida por Real utilizado em componentes ativos

Índice	Energia Produzida (kWh)	kWh/R\$
<i>Flyback</i> Euro eficiência	7.394,20	330,10
<i>Flyback</i> Califórnia eficiência	8.909,71	397,75
<i>FBZPS</i> Euro eficiência	7.968,40	396,04
<i>FBZPS</i> Califórnia eficiência	9.593,80	476,83

## 5.4 Conclusão

O conversor *FBZPS* Módulo CA obteve comportamento similar ao conversor *Flyback* no indicador de qualidade relativo ao fator de potência. Contudo obteve comportamento superior quando observado na qualidade e quantidade de energia injetada na rede, onde foi possível visualizar vantagens do conversor *FBZPS* sobre o *Flyback*.

Analisando o conversor *FBZPS* sobre a Califórnia eficiência, a quantificação de 7,6 % a mais de energia injetada, a redução de 10 % no custo acabam por gerar um aumento de aproximadamente 20 % no índice definido como critério de comparação dessa dissertação. Então, devido aos critérios apresentados a topologia *FBZPS* é definida como a melhor entre as duas e a sua utilização é recomendada para sistema em que se deseja injetar uma maior energia na rede através de um menor custo.

Para a validação da topologia *FBZPS* Módulo CA será realizada a sua implementação experimental. Este tema será abordado no capítulo a seguir.



## 6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

### 6.1 Introdução

Com o objetivo de comprovar os resultados de simulação e a funcionalidade da estrutura do conversor *FBZPS* Módulo *CA*, este capítulo aborda a implementação prática do sistema, realizada em laboratório. Todos os equipamentos e componentes utilizados serão descritos.

### 6.2 Definições do conversor *FBZPS* Módulo *CA* implementado

Foi implementado o sistema proposto, cujas especificações encontram-se na Tabela 6.1, enquanto os componentes semicondutores utilizados encontram-se na Tabela 6.2. Devido à disponibilidade de componentes foram utilizados outros componentes com características de condução e quedas de tensões semelhantes. Os indutores e transformadores foram projetados segundo metodologia descrita em [89], utilizando núcleos toroidais para indutores e do tipo EE para o transformador.

Apesar do sistema descrito no Capítulo 4 possuir controle em malha fechada, optou-se por controlar o sistema em malha aberta, porque este é um trabalho introdutório sobre esta topologia onde se deseja somente provar o funcionamento desta. O controle em malha fechada estará indicado como um dos trabalhos futuros dessa dissertação.

Para leitura da tensão de entrada utilizou-se um sensor de efeito Hall, seguido por um conversor analógico para digital. Este sinal foi colocado na entrada da unidade principal de controle do sistema, um Processador Digital de Sinais (*Digital Signal Processor, DSP*). O *DSP* utilizado foi o *Texas Instruments® TMS320F28335*, juntamente com kit de desenvolvimento. O controlador possui uma unidade central de processamento de 32 bits, 18 saídas *PWM* e 8 contadores de 32 bits, até 16 entradas multiplexadas, com operação em até 150 MHz. O programa inserido no controlador será apresentado no Apêndice desta dissertação.

Tabela 6.1 Parâmetros utilizados para implementação prática do conversor *FBZPS* Módulo CA

Frequência de comutação	$f_s$	100kHz
Tensão do painel (MPPT)	$V_{pv}$	27V
Corrente do painel (MPPT)	$I_{pv}$	7,40A
Máxima razão cíclica	$d_{MCCmax}$	0,8
Máxima perda de razão cíclica	$\Delta d_{MCCmax}$	0,13
Máxima razão cíclica eficaz	$d_{effMCCmax}$	0,66
Indutância de Dispersão (Primário)	$L_{lk}$	0,7 $\mu$ H
Indutância Magnetizante (Primário)	$L_m$	350 $\mu$ H
Relação de transformação	$n$	10
Primário	$N1$	5 espiras (Litz 5#63 x 37 AWG)
Secundário	$N2$	50 espiras (Litz 1#63 x 37 AWG)
Núcleo	$EE$	NEE-55/28/21-6500-IP12R
Capacitor de entrada	$C_{pv}$	4700 $\mu$ F
Capacitor de filtro	$C_f$	0,9 $\mu$ F
Indutor de filtro	$L_f$	480 $\mu$ F
Indutor de Saída	$L_g$	50 $\mu$ F
Resistência de carga	$R_g$	81 até 810 $\Omega$

Tabela 6.2 Semicondutores utilizados para implementação prática do conversor *FBZPS* Módulo CA

Componente	Símbolo	$R_{dson}$ ( $\Omega$ )	$V_F$ (V)
IRFZ44N	$S_{1-4}$	0,0175 @ $V_{GS}=10V, I_D=49A$	1,3
SPW47N60C3	$Q_{1-4}$	0,070 @ $V_{GS}=10V, I_D=47A$	1,2
RHRP8120	$D_{1-4}$	-	2,6 @ 8A

O deslocamento de fase determinará a geração dos sinais *PWM* para comando dos interruptores, estes com tempo morto de 300 ns, definidos via software para os interruptores comutados em alta frequência. Após a saída *PWM* do *DSP*, o sinal passará por um *driver* isolador, que compatibiliza a polaridade e nível do sinal de comando para efetivamente comutar o interruptor [90].

Para análise e leitura dos sinais do sistema foi utilizado osciloscópio eletrônico *Tektronix*® DPO3054. Para simulação do painel fotovoltaico foi utilizada uma fonte *Agilent*® 6813B. Para efetuar as leituras de potência de entrada e saída e conseqüentemente o rendimento, foi utilizado o equipamento *Yokogawa*® WT1800. Como saída do sistema foram utilizadas cargas resistivas cerâmicas de acordo com a potência de entrada, expressas na Tabela 6.3.

Tabela 6.3 Valores das resistências de carga  $R_g$  em função da potência de entrada

$P_{in}$ (W)	Carga (%)	$R_g$ ( $\Omega$ )
200	100	80,64
180	90	89,60
160	80	100,80
140	70	115,20
120	60	134,40
100	50	161,29
80	40	201,61
60	30	268,81
40	20	403,22
20	10	806,45

A Figura 6.1 representa o diagrama completo do conversor *FBZPS* Módulo CA implementado. Já a Figura 6.2 mostra o sistema real, com todos os equipamentos.

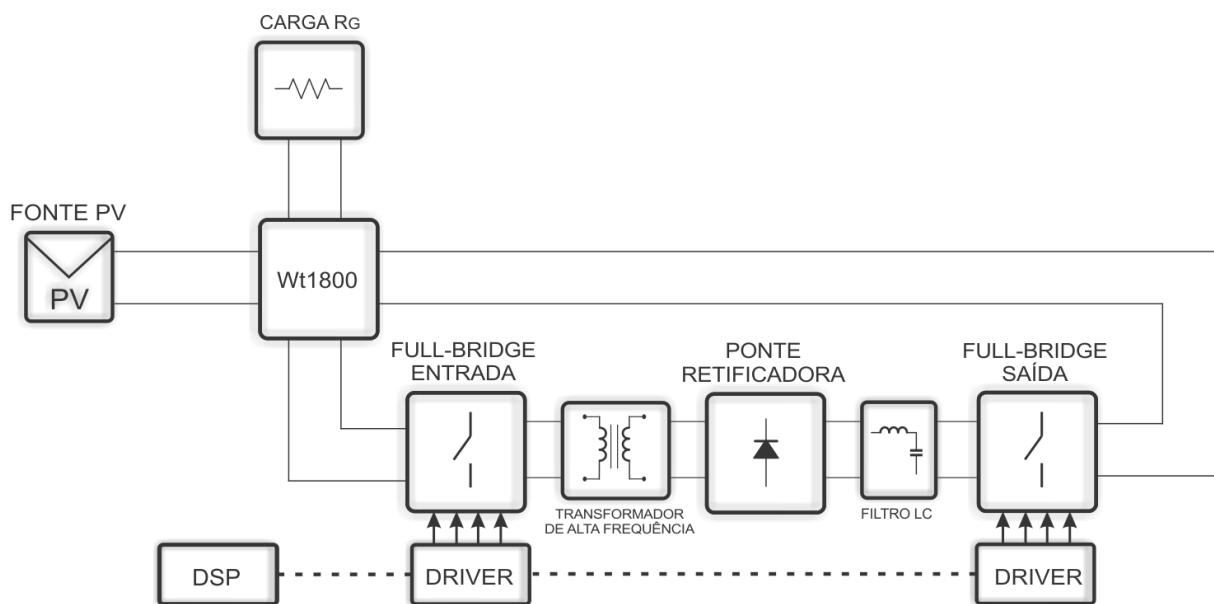


Figura 6.1 Diagrama do sistema completo do conversor *FBZPS* Módulo CA

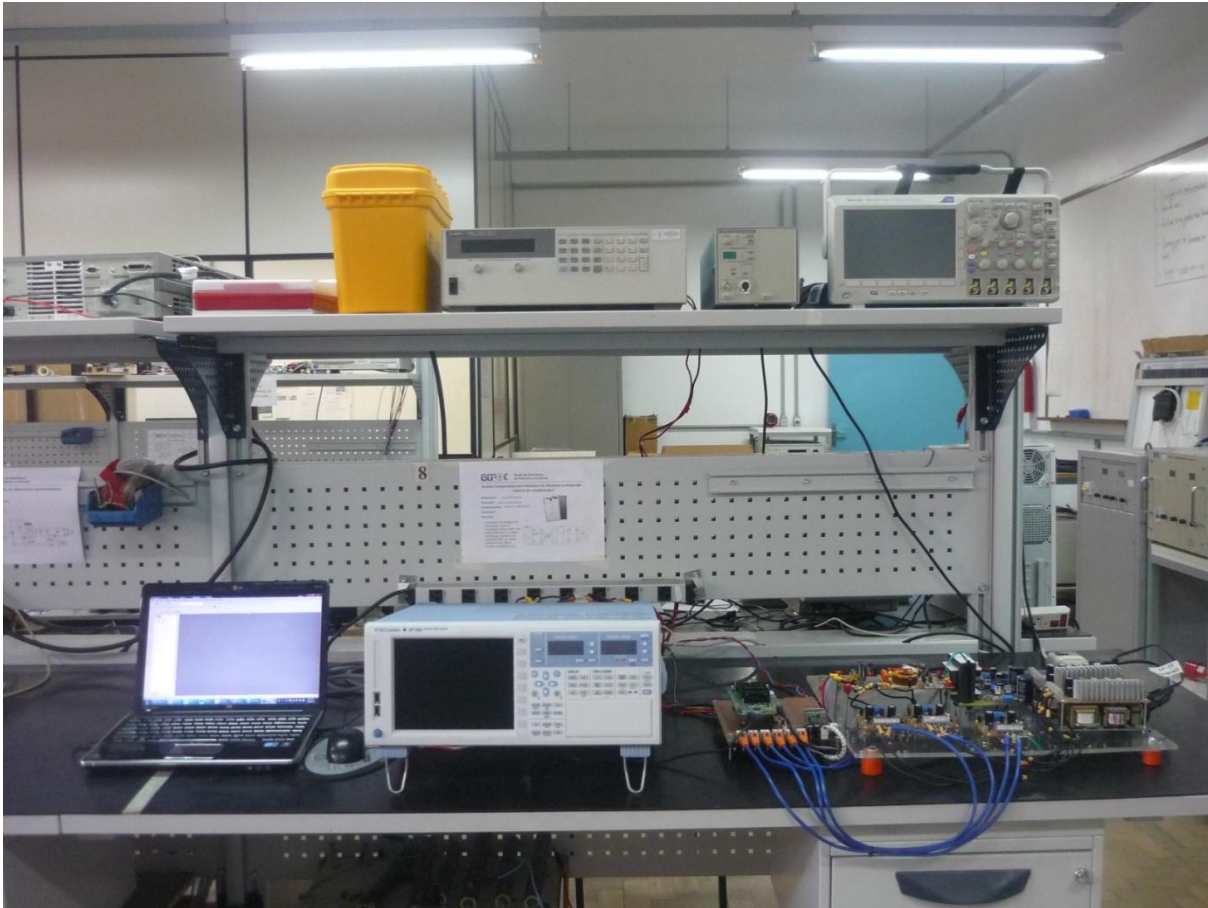


Figura 6.2 Sistema real do conversor *FBZPS* Módulo CA implementado

### 6.3 Resultados experimentais do conversor *FBZPS* Módulo CA

Foram realizados ensaios entre 100 % da potência de entrada até 10 %, utilizando as resistências descritas na Tabela 6.3 como carga do sistema. Considerando a análise em todos os níveis de potência, só serão verificados os índices de rendimento. Serão apresentados os comportamentos das tensões e correntes sobre os componentes para duas situações de carga: da potência de entrada nominal, correspondente a 200 W e potência de entrada reduzida, correspondente a 100 W.

#### 6.3.1 Potência de entrada nominal – 200 W

Nesta seção serão apresentados os resultados experimentais obtidos para a potência nominal de entrada. Em análise senoidal será apresentada a corrente e tensão na saída do conversor. E em análise QRP serão apresentados os resultados próximos ao pico da senóide de referência e próximos ao seu cruzamento por zero.

a) Regime Senoidal

Uma vez que o controle do inversor não se enquadra como um dos objetivos principais desta dissertação, o controle da corrente de saída entregue as cargas conectadas ao sistema foi realizado em malha aberta, com um índice de deslocamento de fase com amplitude fixa, porém, comportamento senoidal. De forma a comprovar o funcionamento do inversor, a Figura 6.3 apresenta a tensão e corrente entregue as cargas conectadas ao sistema PV, para situação de carga nominal.

É possível observar a elevada qualidade do comportamento senoidal da corrente, mesmo em malha aberta. A síntese desta corrente foi realizada através de deslocamento de fase entre as portadoras de cada braço do *Full-Bridge* de entrada, moduladas na frequência de 100kHz, facilmente implementada no controlador digital. O *Full-Bridge* de saída possui modulação simples, comandando os interruptores diagonais de acordo com a polaridade da tensão da rede. A corrente está expressa no canal “1”, em azul escuro, com uma escala de 2A por divisão, enquanto a tensão está expressa no canal “2” em azul claro, com uma escala de 100V por divisão. A TDH da corrente medida pelo equipamento *WT1800* obteve o índice de 4,65 %, encontrando-se dentro das normas vigentes.

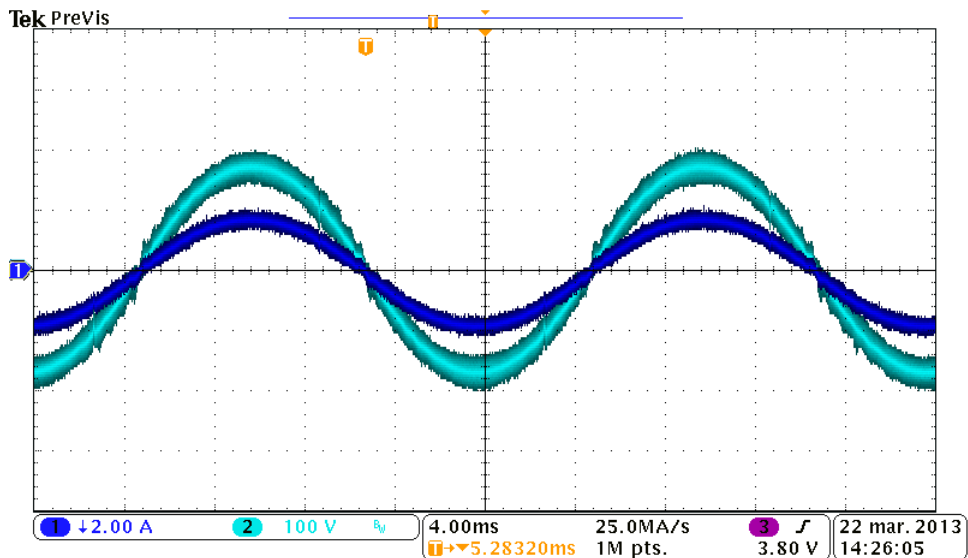


Figura 6.3 Tensão e corrente na saída do inversor *FBZPS* Módulo CA para potência nominal

b) Regime QRP próximo ao pico da senóide de referência

A Figura 6.4 apresenta o detalhe da tensão sobre interruptor  $S_1$  (tensão *dreno-source*) e seu respectivo sinal de comando (tensão *gate-source*). É possível observar a presença da comutação em zero de tensão, uma vez que primeiro a tensão sobre o interruptor (representada no canal “1”, em azul escuro, 10V por divisão) atinge o valor zero para em seguida o tensão de *gate-source* (representada no canal “2”, em azul claro, 5V por divisão) comandar efetivamente o interruptor, colocando-o em condução.

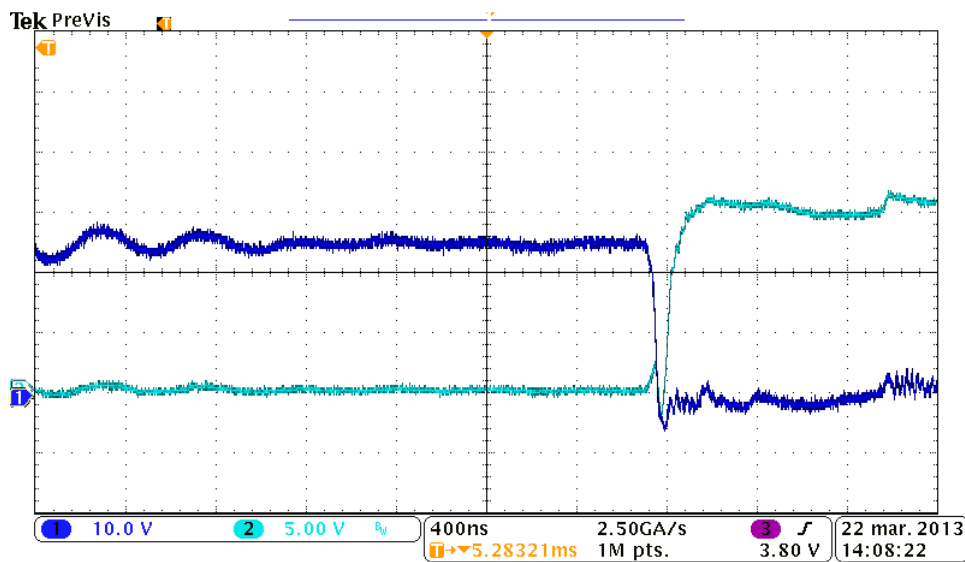


Figura 6.4 Entrada em Condução – Tensão *dreno-source* (Ch1) e tensão *gate-source* (Ch2) no interruptor  $S_1$  durante o pico positivo da senóide de referência para potência nominal

Já o bloqueio do interruptor  $S_1$  apresenta comutação tipo *snubber*, uma vez que o capacitor intrínseco do interruptor limita a taxa de crescimento da tensão, como é possível observar no detalhamento apresentado na Figura 6.5. No mesmo instante que o sinal de *gate-source* é desativado é possível observar que a tensão de *dreno-source* inicia sua subida até atingir o patamar da tensão de entrada, limitada pelo capacitor intrínseco do interruptor. É visível certa oscilação sobre o sinal devido às ressonâncias entre a indutância de dispersão do primário e a capacitância intrínseca dos *MOSFETs* utilizados.

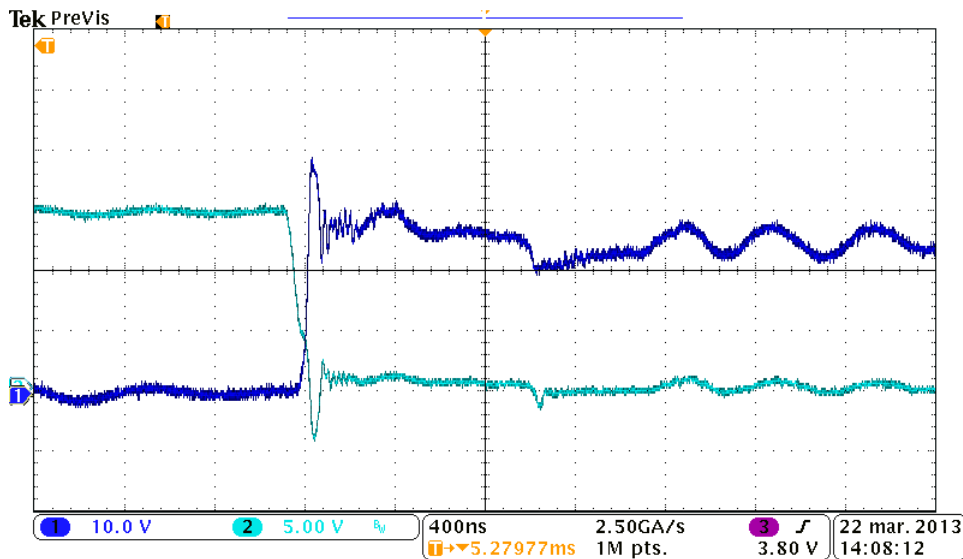


Figura 6.5 Bloqueio – Tensão *dreno-source* (Ch1) e tensão *gate-source* (Ch2) no interruptor  $S_1$  durante o pico positivo da senóide de referência para potência nominal

Conforme citado no Capítulo 4, quando se utiliza elevadas relações de transformação, como é o caso deste conversor, pode existir um componente ressonante no secundário que é também refletido ao primário. Essa ressonância ocorre entre a elevada indutância de dispersão quando refletida ao secundário, a própria capacitância do transformador e principalmente a pequena capacitância intrínseca dos diodos da ponte retificadora. A Figura 6.6 apresenta o comportamento da corrente (representada no canal “1”, em azul escuro, 20 A por divisão) e da tensão (representada no canal “2”, em azul claro, 20 V por divisão) no primário do transformador. Apesar de a oscilação conferir certo nível de sobretensão sobre o interruptor, ela não apresenta influência negativa suficiente para comprometer o comportamento senoidal do inversor.

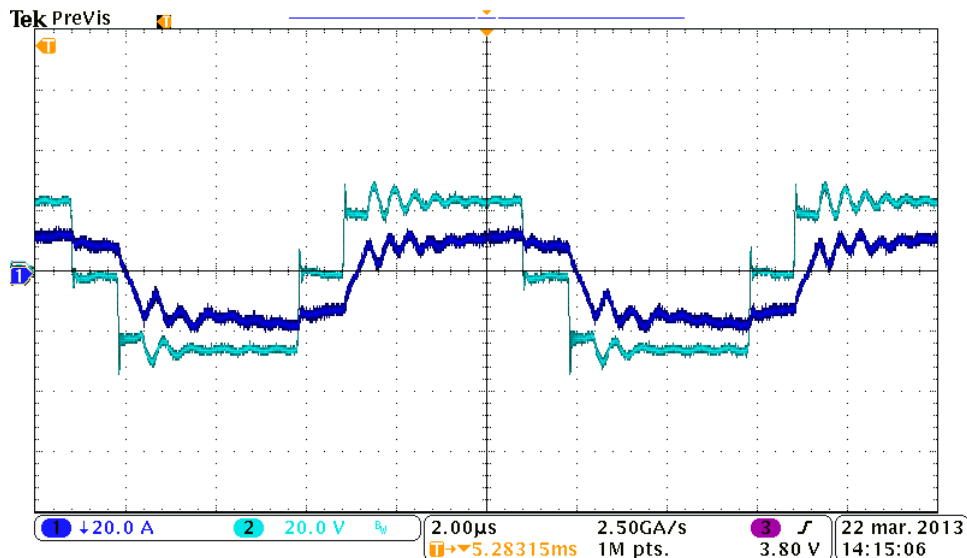


Figura 6.6 Corrente (Ch1) e tensão (Ch2) no primário do transformador durante o pico positivo da senóide de referência para potência nominal

A Figura 6.7 apresenta a tensão no primário (representada no canal “2”, em azul claro, 20V por divisão) e no secundário (representada no canal “4”, em verde, 250V por divisão). A escolha do critério de se trabalhar com 100 % a mais da máxima tensão sobre os interruptores comutados em alta frequência mostrou-se condizente com os resultados obtidos na prática. É possível observar também a presença da perda cíclica, uma vez que a tensão do primário já está aplicada e a tensão refletida no secundário só é ativada quando a corrente terminar a transição entre os diodos da ponte retificadora.

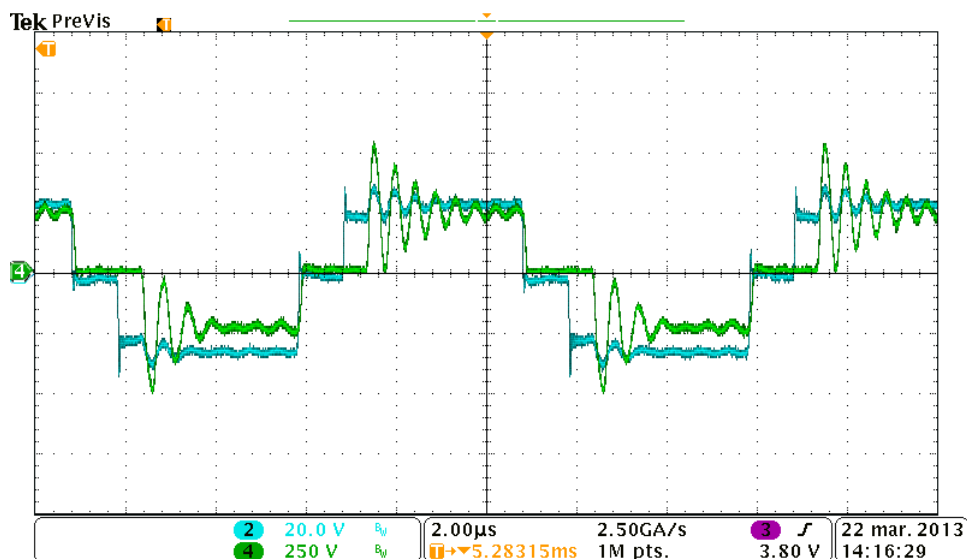


Figura 6.7 Tensão no primário (Ch2) e secundário (Ch4) do transformador durante o pico positivo da senóide de referência para potência nominal



c) Regime QRP próximo ao cruzamento por zero da senóide de referência

A entrada em condução do interruptor  $S_1$  próximo ao cruzamento por zero da senóide de referência dá-se de forma similar àquela próxima do pico da senóide. A única diferença visível é a redução do componente oscilatório, uma vez que os níveis de corrente estão menores próximo do cruzamento por zero. Com os níveis de corrente menores, reduzirá também a energia armazenada na indutância de dispersão, principal elemento que causa ressonâncias. A Figura 6.8 representa a entrada de condução e a Figura 6.9 representa o bloqueio do interruptor  $S_1$ .

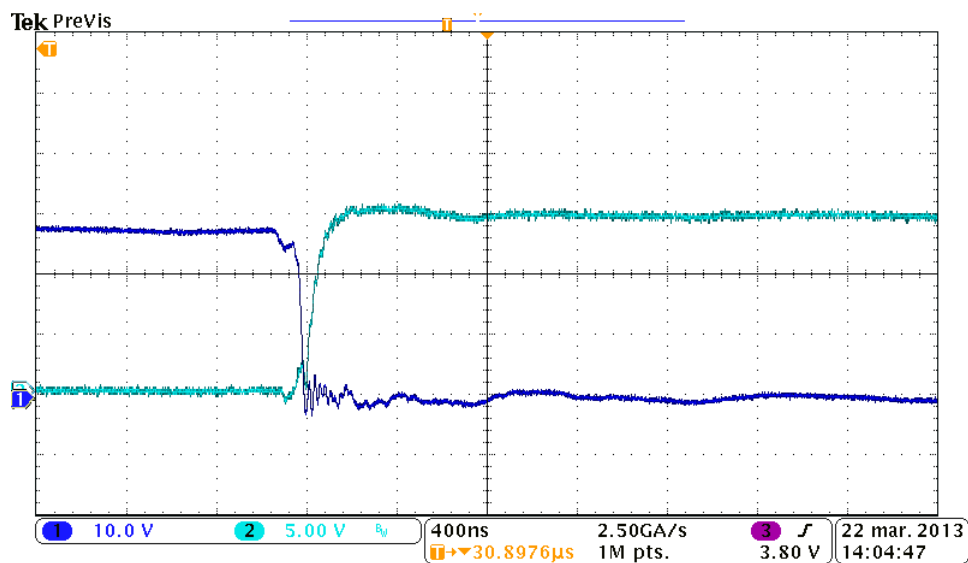


Figura 6.8 Entrada em Condução – Tensão *dreno-source* (Ch1) e tensão *gate-source* (Ch2) no interruptor  $S_1$  durante o cruzamento por zero da senóide de referência para potência nominal

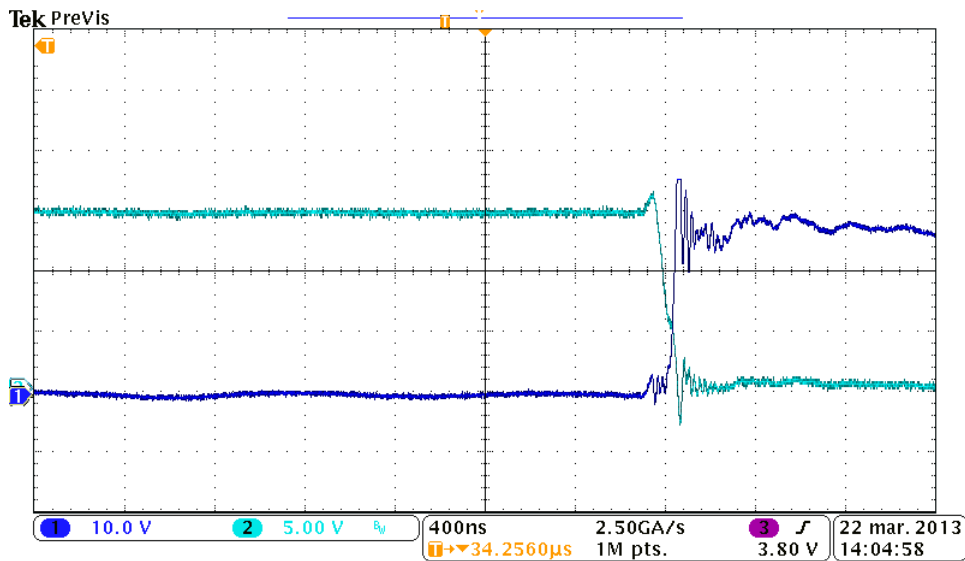


Figura 6.9 Bloqueio – Tensão *dreno-source* (Ch1) e tensão *gate-source* (Ch2) no interruptor  $S_1$  durante o cruzamento por zero da senóide de referência para potência nominal

### 6.3.2 Potência de entrada reduzida – 100 W

Nesta seção serão apresentados os resultados experimentais obtidos para a potência reduzida de entrada. Em análise senoidal será apresentada a corrente e tensão na saída do conversor. E em análise QRP serão apresentados os resultados próximos ao pico da senóide de referência e próximos ao seu cruzamento por zero.

#### a) Regime Senoidal

A Figura 6.10 apresenta a tensão e corrente entregue as cargas conectadas ao sistema PV, para situação de carga reduzida. Novamente é possível observar a elevada qualidade do comportamento senoidal da corrente, mesmo em malha aberta. A corrente está expressa no canal “1”, em azul escuro, com uma escala de 2 A por divisão, enquanto a tensão está expressa no canal “2” em azul claro, com uma escala de 100 V por divisão. A TDH da corrente obteve o índice de 4,83 %, encontrando-se dentro das normas vigentes.

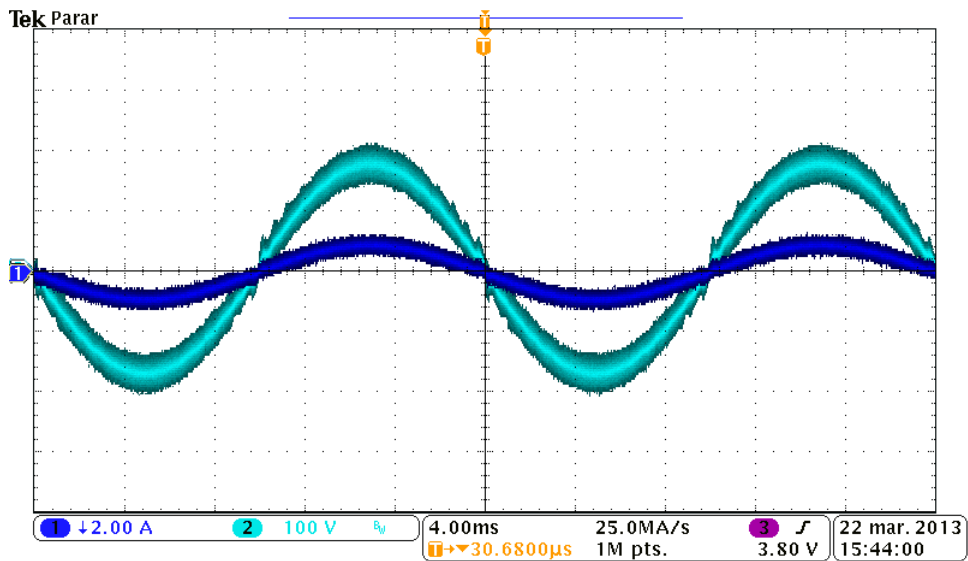


Figura 6.10 Tensão e corrente na saída do inversor *FBZPS* Módulo CA para potência reduzida

b) Regime QRP próximo ao pico da senóide de referência

De forma similar a situação de potência de entrada nominal, ocorreram os mesmos comportamentos nas tensões e correntes, porém em escala menor. Na Figura 6.11 é possível observar a presença da comutação em zero de tensão, uma vez que primeiro a tensão sobre o interruptor (representada no canal “1”, em azul escuro, 10 V por divisão) atinge o valor zero para em seguida o tensão de *gate-source* (representada no canal “2”, em azul claro, 5 V por divisão) comandar efetivamente o interruptor, colocando-o em condução.

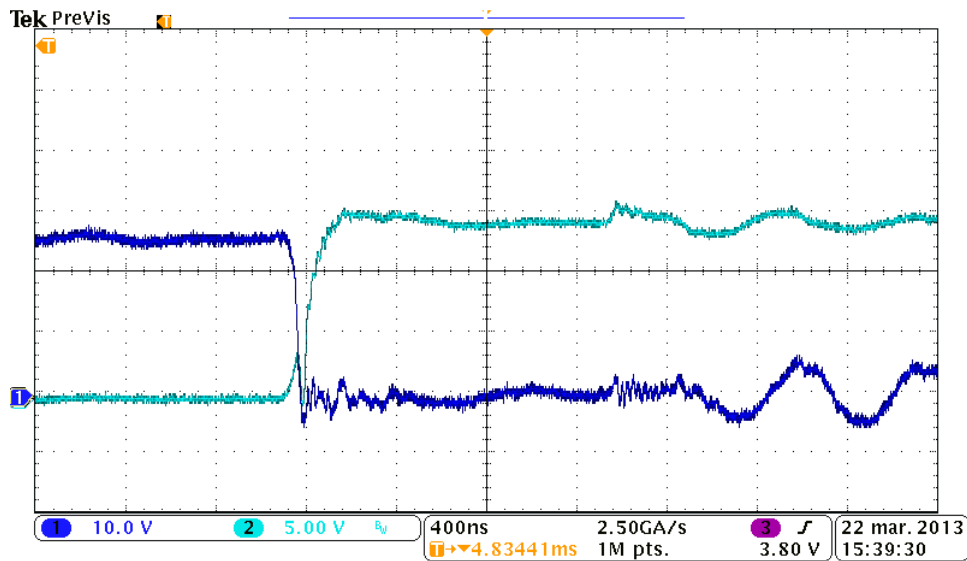


Figura 6.11 Entrada em Condução – Tensão *dreno-source* (Ch1) e tensão *gate-source* (Ch2) no interruptor  $S_1$  durante o pico positivo da senóide de referência para potência reduzida

A Figura 6.12 representa o bloqueio do interruptor  $S_1$ , nas proximidades do pico da senóide de referência para potência reduzida de entrada. Apesar do menor nível de corrente no sistema é visível certa oscilação sobre o sinal devido às ressonâncias entre a indutância de dispersão do primário e a capacitância intrínseca dos *MOSFETs* utilizados.

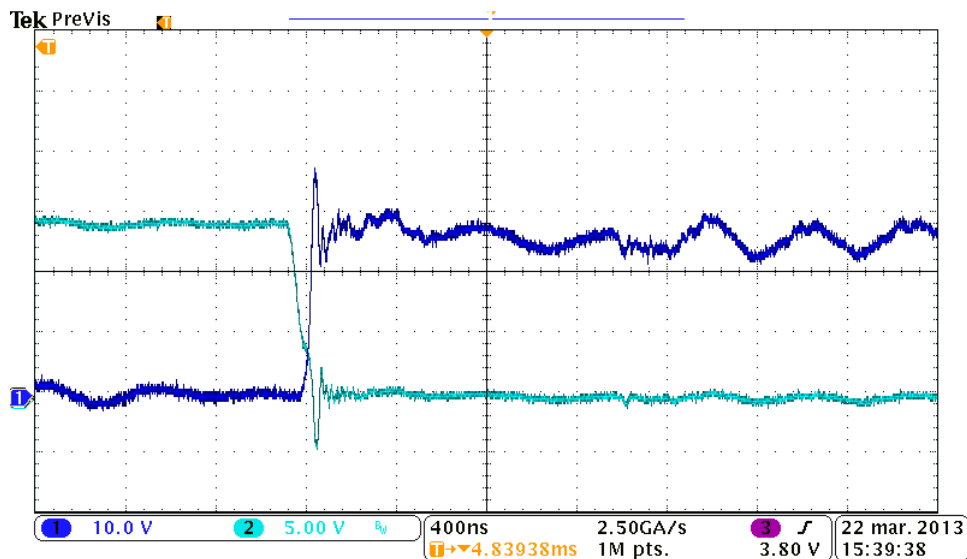


Figura 6.12 Bloqueio – Tensão *dreno-source* (Ch1) e tensão *gate-source* (Ch2) no interruptor  $S_1$  durante o pico positivo da senóide de referência para potência reduzida

A Figura 6.13 apresenta o comportamento da corrente (representada no canal “1”, em azul escuro, 10 A por divisão) e da tensão (representada no canal “2”, em azul claro, 20 V por divisão) no primário do transformador. A Figura 6.14 apresenta a tensão no primário (representada no canal “2”, em azul claro, 20 V por divisão) e no secundário (representada no canal “4”, em verde, 250 V por divisão).

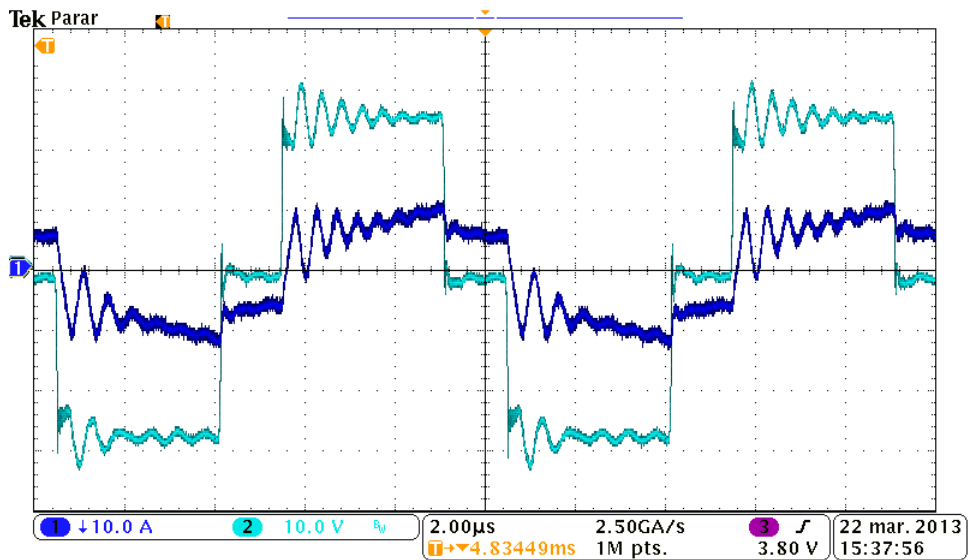


Figura 6.13 Corrente (Ch1) e tensão (Ch2) no primário do transformador durante o pico positivo da senóide de referência para potência reduzida

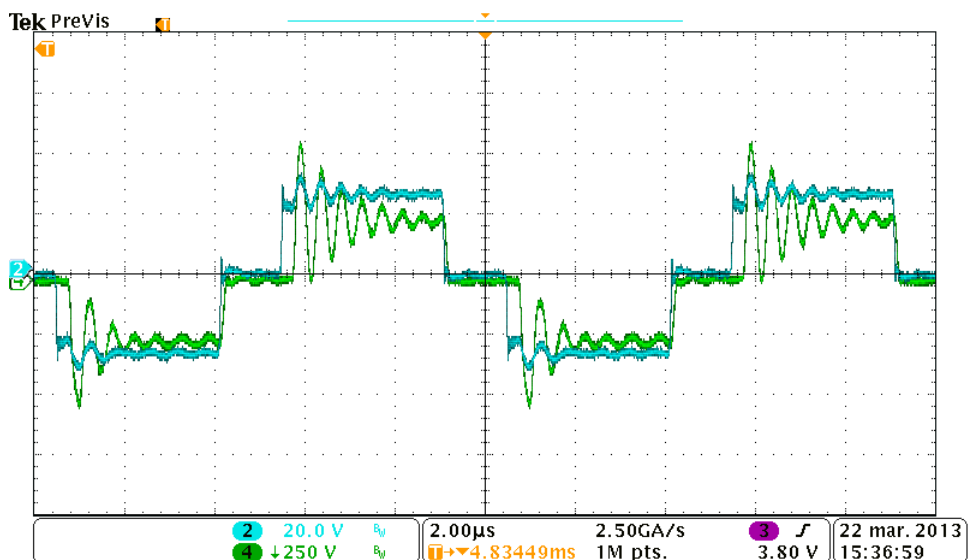


Figura 6.14 Tensão no primário (Ch2) e secundário (Ch4) do transformador durante o pico positivo da senóide de referência para potência reduzida

c) Regime QRP próximo ao cruzamento por zero da senóide de referência

A Figura 6.15 representa a entrada em condução do interruptor  $S_1$ . Enquanto a Figura 6.16 representa o bloqueio do interruptor  $S_1$ .

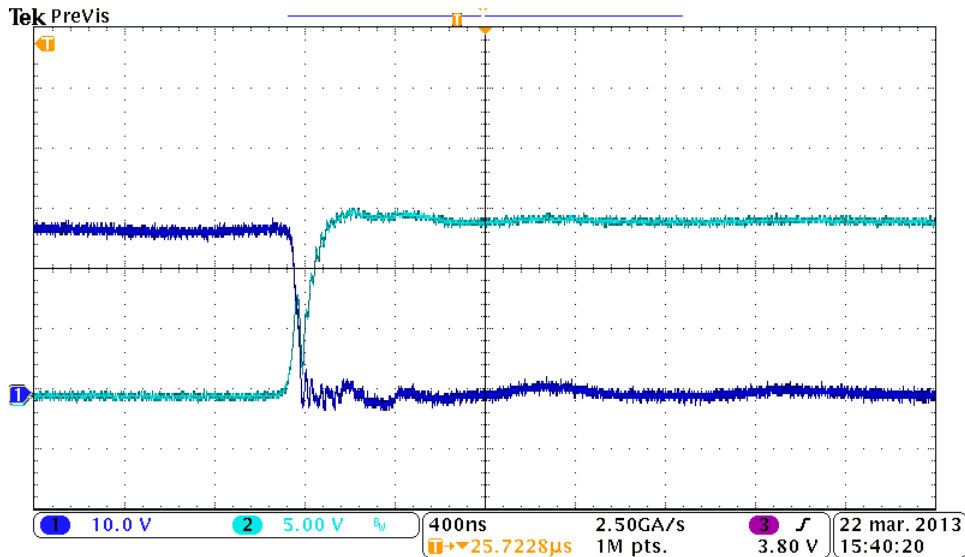


Figura 6.15 Entrada em Condução – Tensão *dreno-source* (Ch1) e tensão *gate-source* (Ch2) no interruptor  $S_1$  durante o cruzamento por zero da senóide de referência para potência reduzida

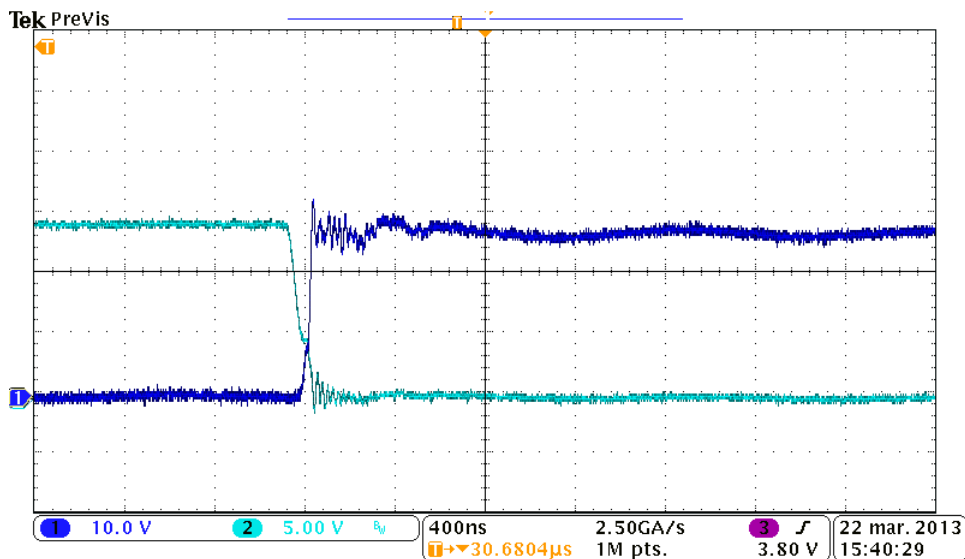


Figura 6.16 Bloqueio – Tensão *dreno-source* (Ch1) e tensão *gate-source* (Ch2) no interruptor  $S_1$  durante o cruzamento por zero da senóide de referência para potência reduzida

### 6.3.3 Análise do rendimento

A Figura 6.17 representa a curva de rendimento do conversor FBZPS Módulo CA de acordo com a potência de entrada do sistema. É possível observar a característica linear do rendimento em quase toda a faixa de operação do conversor, tendo queda acentuada para potências de entrada menores que 40 W. Foi analisado o rendimento do conversor desprezando a energia necessária utilizada nos módulos auxiliares, como *DSP* e circuito de *drivers*. Isso se justifica, pois essas ferramentas são utilizadas de forma a propor e certificar o controle e a funcionalidade da topologia. Após essa certificação, em produtos comerciais, utilizam-se controladores e *drivers* integrados, de baixo consumo, instalados no próprio conversor.

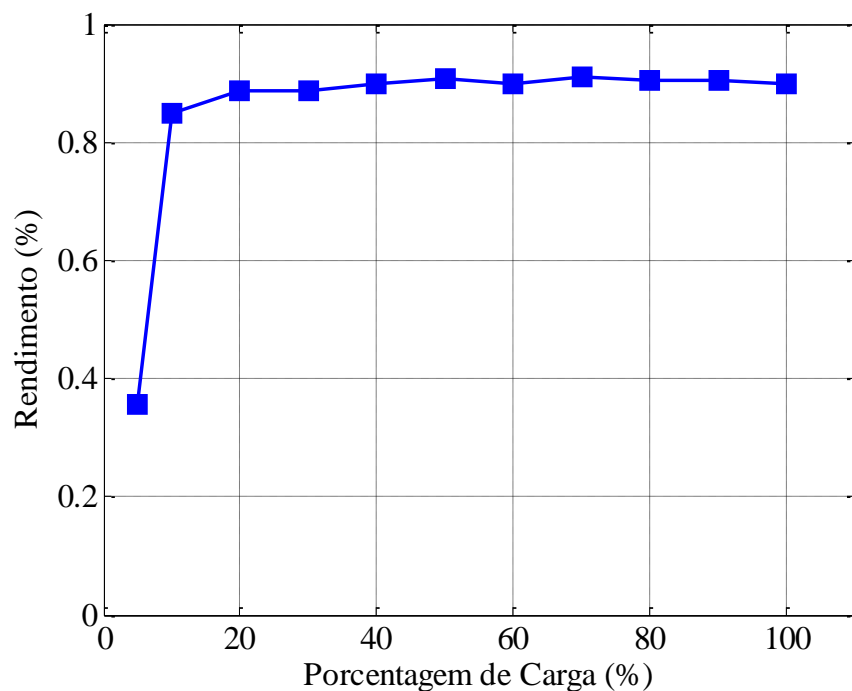


Figura 6.17 Rendimento do conversor *FBZPS* Módulo CA em função da potência de entrada

O conversor atingiu um rendimento de pico de 91,14 % em 70 % da potência de entrada. O conversor atingiu uma Califórnia eficiência de 90,49 %, e uma Euro eficiência de 88,37 %.

É possível que esta topologia atinja rendimentos maiores com algumas ações de melhoria, como placas de circuito impresso mais eficientes (menores elementos parasitas) ou

uma escolha de semicondutores de menores resistências de condução e capacitâncias de saída. Estas ações serão apresentadas como propostas de trabalhos futuros.

## 6.4 Conclusão

Este capítulo abordou a implementação prática do conversor *FBZPS* Módulo CA, controlado em malha aberta. Os resultados obtidos comprovaram a funcionalidade da topologia e se pode perceber uma boa similaridade entre os resultados experimentais e as previsões teóricas, segundo a revisão bibliográfica da topologia e os resultados de simulação.

Foram apresentados o comportamento das tensões e correntes no elementos do sistema para duas situações de carga, a nominal de 200 W e a reduzida de 100 W. Em ambas as situações foi possível perceber a presença da comutação suave na entrada em condução dos interruptores comutados em alta frequência do *Full-Bridge* de entrada. A perda re razão cíclica mostrou-se como um grande determinante do comportamento do sistema, uma vez que o valor utilizado na indutância de dispersão influencia diretamente no seu tempo de atuação. Na análise senoidal, ambas as correntes nas duas situações de potência de entrada, apresentaram comportamento senoidal de ótima qualidade, com a TDH dentro das normas internacionais.

Para análise do rendimento, através do equipamento Yokogawa WT1800, foi variada a potência de entrada a fim de levantar a sua curva característica. Os índices de rendimento atingidos na Califórnia eficiência e na Euro eficiência de 90,49 % e 88,37 %, respectivamente, representam um bom índice de rendimento considerando a baixa potência relativa do sistema de entrada.

Em comparação com o sistema simulado, o sistema implementado obteve rendimento inferior, obtendo uma eficiência de pico 2 % menor. Porém, é necessário um estudo mais aprofundado das perdas magnéticas e de comutação do sistema, para a validação do método utilizado, uma vez que foram utilizadas estimativas encontradas na literatura técnica.

É necessário o estudo seguinte da implementação do conversor em malha fechada, utilizando o controlador proposto no Capítulo 4. Esse estudo estará indicado como um dos trabalhos futuros dessa dissertação.



## 7 CONCLUSÃO

O processo de crescimento da demanda mundial de energia, a elevada dependência global de combustíveis fósseis e os efeitos causados a natureza tem desencadeado uma série de estudos para inserção de energias renováveis na matriz energética mundial. As energias não renováveis, que dominam mais de 85 % da matriz energética global, possuem combustíveis esgotáveis e são muito poluentes. Além disso, uma vez que são concentradas, elevam os custos de exploração, transporte e refinação (caso do petróleo) e somente geram lucro quando as reservas são muito grandes, causando um impacto ambiental negativo. Os crescentes investimentos na área de energias renováveis mostram a preocupação de diversos países com este tema.

Dentre as energias renováveis que têm recebido maiores incentivos destaca-se o aproveitamento da luz solar através do efeito fotoelétrico. A energia solar fotovoltaica possui um potencial de utilização muito grande assim como um potencial de desenvolvimento tecnológico. O que chama atenção para esse tipo de energia é que sua fonte de energia é inesgotável e apresenta baixa emissão de gases poluentes durante a geração de energia.

A geração de energia elétrica via energia solar ainda apresenta duas vantagens significativas: seu elevado índice de modularidade permite a criação de parques solares de acordo com a necessidade da carga, não sendo limitado por recursos de combustível ou estoque de água, por exemplo. A outra vantagem é sua utilização no cenário de geração distribuída, onde a fonte de geração de energia está próxima da carga, não sendo necessárias onerosas e longas linhas de transmissão, distribuição e seus elevados índices de perda de energia. Outro fator importante é que a energia solar é uma das únicas fontes renováveis que podem ser instaladas em âmbito residencial, inclusive aproveitando espaços não utilizados de uma residência como o telhado, fachadas ou coberturas.

Apesar de o custo dos sistemas fotovoltaicos sofrer uma significativa redução de preço desde o ano de 2000, eles ainda são sistemas onerosos devido ao alto valor atribuído ao painel fotovoltaico. Para balancear este fato investe-se na redução de custo e na elevação do rendimento dos conversores de energia.

Criado no final da década de 70, o sistema Módulo CA consiste da utilização de somente um painel fotovoltaico, com seu conversor integrado, apresentando uma solução completa. O objetivo dessa topologia é em síntese extrair a máxima potência do painel individualmente com o máximo rendimento no processamento de energia e apresentar uma

solução de baixa potência e baixo custo inicial para mercados específicos. Consciente deste fato e a partir de uma revisão bibliográfica das estruturas analisadas na literatura técnica, este trabalho realiza a análise comparativa entre dois conversores Módulo CA para determinação da relação do número e custo de componentes com a energia injetada na rede.

Para a comparação entre o conversor *Flyback* Módulo CA e o conversor *Full-Bridge ZVS Phase Shift* Módulo CA, foi necessária a análise detalhada destas topologias. Foram apresentados os princípios de operação, equacionamento, a definição de parâmetros e componentes comerciais. Além disso, foram levantadas as funções de transferência das correntes em função das variáveis de controle e proposto controle adequado para cada topologia.

Durante o desenvolvimento do trabalho foram criados critérios específicos para possibilitar a comparação entre as duas topologias. Esses critérios podem ser citados como: a escolha das mesmas especificações de entrada e saída e as orientações para escolha de componentes e a quantificação da energia injetada na rede segundo índices de rendimento difundidos na literatura. Por fim criou-se um índice para cada conversor relacionado ao quanto de energia ele injeta na rede em função de seu custo em componentes ativos.

Através da simulação detalhada dos dois sistemas, foi possível observar que devido ao conversor *FBZPS* Módulo CA apresentar menores níveis de tensão sobre seus componentes ativos, estes puderam ser escolhidos para trabalho em menores tensões que aqueles da topologia *Flyback*. Apesar de serem em maiores quantidades, esses componentes apresentaram um custo menor unitário e global, apresentando uma redução de aproximadamente 10 % no custo. Também, através da simulação foi possível perceber comportamento superior do conversor *FBZPS* Módulo CA no que tange o rendimento e energia injetada na rede, atingindo valores aproximadamente 8 % superiores a topologia *Flyback*. A qualidade da corrente foi um critério não tão importante na comparação, uma vez que ambos os conversores a corrente manteve-se dentro das normas internacionais vigentes.

Com base nesta o conversor *FBZPS* Módulo CA mostrou um comportamento superior, apresentando componentes para menores tensões com menor custo, uma energia injetada na rede superior e por fim um índice de quantidade de energia injetada na rede por custo em componentes ativos 20 % superior à topologia *Flyback*.

A análise experimental em malha aberta do conversor confirma o funcionamento esperado da topologia, atingindo seu objetivo. O conversor de entrada, comutado em alta frequência e modulado por deslocamento de fase mostrou-se como uma solução robusta para

isolação entre o painel e a rede, conferindo um rendimento de pico de 91 % ao sistema. Observou-se a presença de um elevado componente oscilatório devido à ressonância que acontece no secundário do transformador devido à impedância de dispersão refletida e os capacitores intrínsecos dos diodos da ponte retificadora. Essa oscilação deve ser controlada a fim de não causar danos aos semicondutores tanto do primário quanto do secundário. Sugere-se como trabalho futuro a inclusão de grampeadores ou *snubbers* regenerativos para a redução da influência dessa oscilação.

A proposta da comparação foi atingida através da análise dos dados de simulação dos dois conversores, onde o FBZPS Módulo CA mostrou comportamento superior. A análise experimental do conversor serviu como um método de validação da topologia. Porém ainda existem diversos caminhos a seguir nesta análise e alguns serão indicados a seguir como propostas para trabalhos futuros.

## 7.1 Propostas para trabalhos futuros

Alguns pontos ainda devem ser abordados no sistema fotovoltaico implementado apresentado nesta dissertação:

- Implementação do sistema trocando a fonte simuladora de painel fotovoltaico por painel real;
- Pesquisa extensiva e determinação de componentes comerciais com menores perdas de condução e comutação, melhores tecnologias de semicondutores, menores quedas de tensão, capacitâncias de saída, entre outros.
- Estudo e implementação de um *snubber* na saída secundário do transformador a fim de reduzir a influência das ressonâncias apresentadas. A utilização de *snubbers*, ou grampeadores regenerativos podem elevar o rendimento do conversor;
- Utilização do controlador proposto no Capítulo 4 para o conversor *FBZPS* Módulo CA através da implementação de controle em malha fechada, o que possibilita a inclusão da rede na saída;
- Estudo de outras topologias de conversores como, por exemplo, os conversores ressonantes apresentados na revisão bibliográfica avaliando se podem proporcionar outras vantagens ou rendimentos maiores;

- Estudar a viabilidade do deslocamento do filtro para depois do segundo *Full-Bridge*, e verificar o impacto da comutação em alta frequência deste conversor.

## 7.2 Artigos vinculados ao trabalho desenvolvido

- L. M. Kunzler, J. R. Tibola, L. Schuch, J. R. Pinheiro, “Comparative analyses between AC photovoltaic Modules: Performance versus Number of Components” IEEE Conference Publications on 2013 International Conference On Clean Electrical Power, Algueiro, Itália, 2013
- L. M. Kunzler, J. R. Tibola, L. Schuch, J. R. Pinheiro, “High efficiency AC Photovoltaic Module: Efficiency or Reduced Number of Components? IEEE Conference Publications on 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '13-ECCE Europe), Lille, França, 2013

## 8 REFERÊNCIAS

- [1] International Energy Agency (IEA), Key World Energy Statistics, 2012, 82 páginas.
- [2] European Photovoltaic Industry Association: "Solar Generation 6 - Solar Photovoltaic electricity empowering the world 2011", 6ª Edição, 2012, 100 páginas.
- [3] R. Rüther: "Edifícios solares fotovoltaicos: o potencial da geração solar fotovoltaica integrada a edificações urbanas e interligada à rede elétrica pública no Brasil", Editora UFSC/LABSOLAR. Florianópolis, 2004, 118 páginas.
- [4] Resolução Normativa Nº 481, de 17 de abril de 2012 – Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL)
- Portal Brasileiro de Energias Renováveis
- [5] [http://www.energiarenovavel.org/index.php?option=com\\_content&task=view&id=13&Itemid=47](http://www.energiarenovavel.org/index.php?option=com_content&task=view&id=13&Itemid=47), Acessado em 31 de Janeiro de 2013.
- [6] J. Imhoff: "Desenvolvimento de Conversores Estáticos para Sistemas Fotovoltaicos Autônomos," Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE/UFSM, 2007, 146 páginas.
- [7] D. B. Cândido: "Controle Supervisório Aplicado A Sistemas Fotovoltaicos Autônomos Com Topologia Multi String," Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE/UFSM, 2010, 157 páginas.
- [8] M. I. Desconzi: "Sistema Fotovoltaico Autônomo Utilizando Configuração Multi-String e Inversor Multinível," Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE/UFSM, 2011, 103 páginas.
- [9] J. I. L. Seguel: "Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnica MPPT e controle digital", Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, PPGEE/UFGM, 2009, 222 páginas.
- [10] F. K. O. M. Varella: "Energia Solar Fotovoltaica no Brasil: Incentivos Regulatórios"- Revista Brasileira de Energia, Vol. 14, N.º. 1, 1º Sem. 2008, pp. 9-22.
- [11] J. Dieckmann, C. Kemfert, K. Neuhoff: "The proposed adjustment of Germany's Renewable Energy Law – a critical assessment", DIW Berlin, Volume 2, No 6, 2012.
- [12] Usina Solar Tauá, MBX, Grupo EBX, <http://www.mpx.com.br/pt/nossos-negocios/geracao-de-energia/usinas-em-operacao/solar-taua/Paginas/default.aspx> , Acessado em 31 de Janeiro de 2013.
- [13] Usina Solar *Agua Caliente*, NRG Solar, <http://www.nrgsolar.com/projects/featured/agua-caliente-solar-project/>, Acessado em 31 de Janeiro de 2013
- [14] L. M. Kunzler: "Sistema De Iluminação Pública Baseado Em Leds E Energia Solar," Trabalho de Conclusão de Curso, Curso de Engenharia Elétrica – CT/UFSM, 2010, 93 páginas.
- [15] M. P. Almeida: "Qualificação De Sistemas Fotovoltaicos Conectados À Rede," Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Energia - PPGE (EP/FEA/IEE/IF) - USP, 2012, 161 páginas.
- [16] G. Velasco, F. Guinjoan, R. Pique, A. Conesa, e J. Negroni: "Inverter power sizing considerations in grid-connected PV systems," Power Electronics and Applications, 2009 34th

IEEE, Philadelphia, PA: 2009, pp. 22 - 25.

- [17] W. Damm, D. Heinemann, D. Pukrop: "Power losses in PV arrays due to variations in the I-V characteristics of PV modules", *Energiemeteorologie*, 1995, 8 páginas.
- [18] J. Riatsch, H. Stemmler, R. Schmidt; "Single Cell Module Integrated Converter System for Photovoltaic Energy Generation," *Proceedings of the 7th European Conference on Power Electronics and Applications*, Trondheim 1997.
- [19] R. H. Wills, S. Krauthamer, A. Bulawka, J. P. Posbic: "The AC photovoltaic module concept," *Energy Conversion Engineering Conference, 1997, IEEE IECEC - Proceedings of the 32nd Intersociety on 1997*, pp. 1562-1563 vol. 3
- [20] L.E. de Graaf, T.C.J. van der Weiden; "Characteristics and performance of a PV-system consisting of 20 AC-modules," *Photovoltaic Specialists Conference, 1994, IEEE First World Conference on 1994*, pp 921-924 vol 1.
- [21] S. W. H. de Haan, H. Oldenkamp, E. J. Wildenbeest: "Test results of a 130 W AC module; a modular solar AC power station," *Photovoltaic Specialists Conference, 1994, Conference Record of the Twenty Fourth IEEE 1994*, pp. 925-928 vol. 1
- [22] R. H. Wills, F. E. Hall, S. J. Strong, J. H. Wohlgemuth: "The AC photovoltaic module," *Photovoltaic Specialists Conference, 1996, Conference Record of the Twenty Fifth IEEE 1996*, pp. 1231-1234
- [23] Q. Li, P. Wolfs: "A Review of the Single Phase Photovoltaic Module Integrated Converter Topologies With Three Different DC Link Configurations," *IEEE Transactions on Power Electronics on 2008*, pp. 1320-1333 vol. 23, No. 3.
- [24] S. B. Kjaer, J. K. Pedesen, F. Blaabjerg: "Power inverter topologies for photovoltaic modules- a review," *Industry Applications Conference 2002, IEEE IAS 37th Annual Meeting on 2002*, pp. 782-788 vol 2.
- [25] Y. Xue, L. Chang, S. B. Kjaer, J. Bordonau, T. Shimizu: "Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview," *IEEE Transactions on Power Electronics on 2004*, pp. 1305-1314 vol. 19 No. 5.
- [26] T. P. Parker: "Reliability In Pv Inverter Design: Black Art Or Science-Based Discipline?," *SolarBridge Technologies 2011* pp. 1-4
- [27] M. Andersen, B. Alvsten: "200W Low Cost Module Integrated Utility Interface For Modular Photovoltaic Energy Systems," *IEEE IECON Proceedings in 1995*, pp. 572-577.
- [28] A. Lohner, T. Meyer, e A. Nagel: "A New Panel-Integratable Inverter Concept For Grid-Connected Photovoltaic Systems," *IEEE ISIE Proceedings in 1996*, pp. 827-831.
- [29] D. C. Martins e R. Demonti: "Photovoltaic Energy Processing For Utility Connected System," *IEEE IECON Proceedings in 2001*, pp. 1292-1296.
- [30] D. C. Martins and R. Demonti: "Grid Connected PV System Using Two Energy Processing Stages," *IEEE Photovoltaic Specialists Conference in 2002*, pp. 1649-1652.
- [31] P. Wolfs e Q. Li: "An Analysis Of A Resonant Half Bridge Dual Converter Operating In Continuous And Discontinuous Modes," *IEEE PESC Proceedings in 2002*, pp. 1313-1318.
- [32] Y. Kim, J. Kim, Y. Ji, C. Won, and Y. Jung: "Photovoltaic parallel resonant dc-link soft switching inverter using hysteresis current control," *IEEE Applied Power Electronics Conference in 2010*, pp. 2275-2280

- [33] U. Herrmann, H. G. Langer, e H. van der Broeck, "Low cost DC to AC converter for photovoltaic power conversion in residential applications," in Proc. IEEE PESC, 1993, pp. 588–594
- [34] D. C. Martins and R. Demonti, "Interconnection of a photovoltaic panels array to a single-phase utility line from a static conversion system," in Proc. IEEE PESC, 2000, pp. 1207–1211.
- [35] S. Mekhilef, N. A. Rahim, and A. M. Omar, "A new solar energy conversion scheme implemented using grid-tied single phase inverter," in Proc. IEEE TENCON, 2000, pp. 524–527.
- [36] E. Achille, T. Martiré, C. Glaize, and C. Joubert, "Optimized dc–ac *Boost* converters for modular photovoltaic grid-connected generators," in Proc. IEEE ISIE, 2004, pp. 1005–1010.
- [37] C. Prapanavarat, M. Barnes, and N. Jenkins, "Investigation of the performance of a photovoltaic AC module," Proc. IEE Gener., Transm. Distrib., vol. 149, no. 4, pp. 472–478, Jul. 2002.
- [38] N. P. Papanikolaou, E. C. Tatakis, A. Critsis, and D. Klimis, "Simplified high frequency converters in decentralized grid-connected PV systems: A novel low-cost solution," in Proc. Eur. Conf. Power Electron. Appl., 2003, CD-ROM.
- [39] N. Kasa, T. Iida, and L. Chen, "*Flyback* inverter controlled by sensor less current MPPT for photovoltaic power system," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 52, no. 4, pp. 1145–1152, Aug. 2005.
- [40] S. B. Kjær and F. Blaabjerg, "Design optimization of a single phase inverter for photovoltaic applications," in Proc. IEEE PESC, 2003, pp. 1183–1190.
- [41] T. Shimizu, K. Wada, and N. Nakamura, "A flyback-type single phase utility interactive inverter with low-frequency ripple current reduction on the DC input for an AC photovoltaic module system," in Proc. IEEE PESC, 2002, pp. 1483–1488.
- [42] T. Shimizu, K. Wada, and N. Nakamura, "*Flyback*-type single-phase utility interactive inverter with power pulsation decoupling on the dc input for an ac photovoltaic module system," IEEE Trans. Power Electron., vol. 21, no. 5, pp. 1264–1272, Sep. 2006.
- [43] N. Kasa, T. Iida, and A. K. S. Bhat, "Zero-voltage transition flyback inverter for small scale photovoltaic power system," in Proc. IEEE PESC, 2005, pp. 2098–2103.
- [44] A. Fernandez, J. Sebastian, M. M. Hernando, M. Arias, and G. Perez, "Single stage inverter for a direct ac connection of a photovoltaic cell module," in Proc. IEEE PESC, 2006, pp. 93–98.
- [45] Q. Li and P. Wolfs, "A current fed two-inductor *Boost* converter with lossless snubbing for photovoltaic module integrated converter applications," in Proc. IEEE PESC, 2005, pp. 2111–2117.
- [46] Q. Li and P. Wolfs, "A current fed two-inductor *Boost* converter with an integrated magnetic structure and passive lossless snubbers for photovoltaic module integrated converter applications," IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 1, pp. 309–321, Jan. 2007.
- [47] Q. Li and P. Wolfs, "The analysis of the power loss in a zero-voltage switching two-inductor *Boost* cell operating under different circuit parameters," in Proc. APEC, 2005, pp. 1851–1857.
- [48] Q. Li and P. Wolfs, "The power loss optimisation of a current fed ZVS two-inductor *Boost* converter with a resonant transition gate drive," IEEE Trans. Power Electron., vol. 21, no. 5,

- pp. 1253–1263, Sep. 2006.
- [49] F. Kang, C. Kim, S. Park, and H. Park, “Interface circuit for photovoltaic system based on *Buck-Boost* current-source PWM inverter,” in Proc. Annu. Conf. Ind. Electron. Soc. , 2002, pp. 3257–3261.
- [50] S. Saha and V. P. Sundarsingh, “Novel grid-connected photovoltaic inverter,” IEE Proc. Generat., Transmiss. Distrib. , vol. 143, no. 2, pp. 219–224, Mar. 1996.
- [51] O. Abdel-Rahim, M. Orabi, and M. E. Ahmed, “High gain single-stage inverter for photovoltaic AC modules,” in Proc. Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. , 2011, pp. 1961–1967.
- [52] J. A. Pomilio: “Capítulo 10: Conversores CA-CA: Variadores de Tensão e Cicloconversores” – Apostila didática, UNICAMP, <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/eltpot/cap10.pdf>>, Acessado em 01/04/2013 10:20.
- [53] S. Yatsuki, K. Wada, T. Shimizu, H. Takagi, and M. Ito, “A novel AC photovoltaic module system based on the impedance-admittance conversion theory,” in Proc. IEEE PESC, 2001, pp. 2191–2196.
- [54] K. C. A. de Souza, M. R. de Castro, and F. Antunes, “A DC/AC converter for single-phase grid-connected photovoltaic systems,” in Proc. IEEE IECON, 2002, pp. 3268–3273.
- [55] Q. Li, P. Wolfs, and S. Senini, “A hard switched high frequency link converter with constant power output for photovoltaic applications,” in Proc. Australasian Univ. Power Eng. Conf., 2002, CD-ROM.
- [56] L. G. Junior, M. A. G. de Brito, L. P. Sampaio, and C. A. Canesin, “Single stage converters for low power stand-alone and grid-connected PV systems,” in Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron., 2011, pp. 1112–1117.
- [57] N. Vazquez, J. Almazan, J. Alvarez, C. Aguilar, and J. Arau, “Analysis and experimental study of the *Buck*, *Boost* and *Buck-Boost* inverters,” in Proc. Annu. IEEE Power Electron. Spec. Conf. , 1999, pp. 801–806.
- [58] S. Jain and V. Agarwal, “A single-stage grid connected inverter topology for solar PV systems with maximum power point tracking,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 5, pp. 1928–1940, Sep. 2007.
- [59] H. Patel and V. Agarwal, “A single-stage single-phase transformer-less doubly grounded grid-connected PV interface,” IEEE Trans. Energy Convers. , vol. 24, no. 1, pp. 93–101, Mar. 2009.
- [60] D. Cao, S. Jiang, X. Yu, and F. Z. Peng, “Low-cost semi-Z-source inverter for single-phase photovoltaic systems,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no. 12, pp. 3514–3523, Dec. 2011.
- [61] I. Barbi e D.C. Martins, Conversores CC-CC Básicos não Isolados, Florianópolis, Brasil: 2000.
- [62] Y. Konishi, S. Chandhaket, K. Ogura, A. Nakaoka, "Utility-interactive high-frequency *Flyback* transformer linked solar power conditioner for renewal energy utilizations", ower Electronics and Drive Systems, 2001, IEEE International Conference on, 2001, pp. 628-632 vol 2



- [63] T. Shimizu, K. Wafa, N. Nakamura, "A *Flyback*-type single phase utility interactive inverter with low-frequency ripple current reduction on the DC input for an AC photovoltaic module system", Power Electronics Specialists Conference, 2002, PESC 02, IEEE 33rd Annual, 2002, pp 1483-1488 vol 3
- [64] R. W. Erickson, D. Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics", Capítulo 2: Principles of steady-state converter analysis, 2ª Edição, Janeiro de 2001.
- [65] Y. Li, R. Oruganti, "A Low Cost *Flyback* CCM Inverter for AC Module Application", IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 27, No. 3, pp. 1295 – 1303, 2012
- [66] Y. Li, R. Oruganti, "A *Flyback*-CCM inverter scheme for photovoltaic AC module application", IEEE Conference Publications on Power Engineering Conference, Vol. 1, pp. 1-6, 2008
- [67] Y. Li, R. Oruganti, "A low cost high efficiency inverter for photovoltaic AC module application", IEEE Conference Publications on Photovoltaic Specialists Conference , Vol. 1, pp. 2853, 2010
- [68] N. Kasa, T. Iida, "*Flyback* type Inverter for Small Scale Photovoltaic Power System", IEEE Transaction on IECON, Vol. 2, pp. 1089, 2002
- [69] N. Kasa, T. Iida, "*Flyback* Inverter Controlled by Sensorless Current MPPT for Photovoltaic Power System" IEEE Transaction On Industrial Electrocnics, Vol. 52, pp. 1145
- [70] A. C. Kyritsis, E. C. Tatakis, N. P. Papanikolaou, "Optimum Design of the Current-Source *Flyback* Inverter for Decentralized Grid-Connected Photovoltaic Systems", IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol. 23, pp. 281-293, no 1, 2008.
- [71] A. C. Nanakos, E. C. Tatakis, G. S. Dimitrakakis, N. P. Papanikolaou, A. C. Kyritsis, "A Novel Methodology Maximizing the Weighted-Efficiency of *Flyback* Inverter for AC Photovoltaic Modules", IEEE Transaction on Power Electronics and Applications, Vol. 1, pp. 1 - 10, 2011
- [72] Digi-Key Corporation, <<http://www.digikey.com/>> Acessado em 02 de Maio de 2013.
- [73] BM&F Bovespa, <<http://www.bmfbovespa.com.br/home.aspx?idioma=pt-br>> Acessado em 02 de Maio de 2013.
- [74] JMAG, "Loss Analysis of a Power Transformer (*Flyback* Converter) <DP,LS,TR,TS>", Application Note 148, Agosto 2012.
- [75] H. te Heesen, M. Baron, C. Kurz, R. Pfatischer, "Definition of the Euro Efficiency of Solar Modules," 25th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition / 5th World Conference on Photovoltaic Energy Conversion, 6-10 September 2010, Valencia, Spain, pp. 4154-4155 Vol 1
- [76] A. Trubitsyn: "High Efficiency DC/AC Power Converter for Photovoltaic Applications", Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica e Ciência da Computação, Massachusetts Institute of Technology, 2010
- [77] Photovoltaic (PV) Systems - Characteristics of the Utility Interface, IEC61727, 2004.
- [78] Agência Nacional de Energia Elétrica, Tarifas Residenciais, Vigência até 18/06/2013. <<http://www.aneel.gov.br/area.cfm?idarea=493>> Acessado em 10 de Abril de 2013.
- [79] D. Sabel, F. C. Lee, "The Operation of a *Full-Bridge* Zero-Voltage-Switched PWM

Converter” on Virginia Power Electronics Center Seminário, 1989

- [80] R. A. Fisher, et al, “A 500 kHz, 250W dc-dc converter with multiple outputs controlled by phase-shift PWM and magnetic amplifiers” IEEE conference publications on HFPC, 1988.
- [81] V. Vlatkovic, R.B. Ridley, F. Lee, B. H. Cho, "Design considerations for high-voltage high-power *Full-Bridge* zero-voltage-switched PWM converter" IEEE Conference Publications on Applied Power Electronics Conference and Exposition, Vol. 1, pp. 275-284, 1990
- [82] R. Redl, L. Balogh, D. W. Edwards, "Optimum ZVS *Full-Bridge* DC/DC converter with PWM phase-shift control: analysis, design considerations, and experimental results" IEEE Conference Publications on Applied Power Electronics Conference and Exposition, Vol.1, pp. 159-165, 1994
- [83] J. P. Beirante, B. V. Borges, "A New Full Bridge Zero Voltage Switched Phase Shifted DC-DC Converter with Enlarged Duty Cycle and ZVS Range", IEEE Conf. on Telecommunications, Vol. 1, pp.546-550, 2001
- [84] R. L. Steigerwald, A. Ferraro, F. G. Turnbull, "Application of Power Transistors to Residential and Intermediate Rating Photovoltaic Array Power Conditioners", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-19, no. 2, pp. 254-267, 1983
- [85] X. Wang, M. Kazerani, “A Modular Photo-Voltaic Grid-Connected Inverter Based on Phase-Shifted-Carrier Technique”, IEEE Conference Record of the Industry Applications Conference, Vol. 4, pp. 2520-2525, 2002.
- [86] C. Prapanavarat, M. Barnes, N. Jenkins, "Investigation of the performance of a photovoltaic AC module", IEEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, Vol. 149, no. 4, pp. 472-478, 2002
- [87] A. Lohner, T. Meyer, A. Nagel, "A new panel-integratable inverter concept for grid-connected photovoltaic systems", IEEE Conference Publications on Industrial Electronics, Vol. 2, pp. 827-831, 1996
- [88] H. Pinheiro, P. Jain, G. Joos, "Design procedure for UPS based on series-parallel resonant converters" IEEE Conference Publications on Power Electronics Specialists Conference, Vol. 2, pp. 1005-1010, 1999
- [89] McLyman, Colonel Wm. T., “Transformer and Inductor Design Handbook”, 3ª Edição, 2006.
- [90] GEPOC, "Manual de Operação e Funcionamento - DRIVE PARA MOSFET E IGBT", Versão 1.0, 2005,  
<[http://coral.ufsm.br/gepocufsm/arquivos/manuais/gate-driver\\_6N137\\_2005.pdf](http://coral.ufsm.br/gepocufsm/arquivos/manuais/gate-driver_6N137_2005.pdf)> Acessado em 02 de Maio de 2013.

## 9 APÊNDICE

O apêndice apresenta o algoritmo implementado em controlador DSP.

```
#include "dll.h"
#include <windows.h>
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <math.h>

#define fs (100000) // frequencia de amostragem

#define TS (1e-5) // 1/fs

#define PI (3.141592653589793)
#define DOIS_PI (6.2831853071796)
#define DOIS_PI_TS (6.2831853071796E-005)

DLLIMPORT void simuser (t, delt, in, out)

double t, delt; // variáveis utilizados pelo PSIM durante a simulação.
double *in, *out; // in - entrada DLL - out - saída DLL

{

static float triang1 = 0;
static int flag_sentido1 = 1;

static float triang3 = 0;
static int flag_sentido3 = 1;

static int Inib = 0, start=1;

static float iL=0.0, vrede=0.0,vrede0=0.0;

static float amp = 0.9, theta=0.0, phasen=0.0;
static float seno=0.0, amp_rede = 311.0;
//

static int triggerp = 0, triggern = 0;
static int cpos=0, cneg=0, contpos=0, contneg =0;

// Comparadores
static int COMP1=0.0, COMP2=0.0, COMP3=0.0, COMP4=0.0;

static int PWM1=0,PWM2=0,PWM3=0,PWM4=0;
static int PWMp=0,PWMn=0;

static double TPER=0;

vrede = in[0];
amp = in[1];

if(amp>1.0) amp = 1.0;
if(amp<0.0) amp = 0.0;
```

```

if(start)
{
    TPER=round(1/(2*fs*delt));
    COMP1 = TPER * 0.5+ 7;
    COMP2 = TPER * 0.5- 7;
    COMP3 = TPER * 0.5+ 7;
    COMP4 = TPER * 0.5- 7;
    start=0;
}

////////// triângular 1 //////////
triang1 = triang1 + flag_sentido1;
if (triang1 >= TPER)
    flag_sentido1 = -1;
else if (triang1 <= 0)
    flag_sentido1 = 1;

////////// triângular 3 //////////
triang3 = triang3 + flag_sentido3;
if (triang3 >= TPER)
    flag_sentido3 = -1;
else if (triang3 <= 0)
    flag_sentido3 = 1;

#####
#####
if(triang1 == 0)
{

/*theta = theta + 50 * DOIS_PI_TS;
if(theta>DOIS_PI)theta=theta-DOIS_PI;
seno = sin(theta);

vrede = amp_rede * seno;
*/

////////////////////////////////////
    if(vrede > 0.001)
        {
            PWMp = 1;
            PWMn = 0;
        }

    if(vrede < -0.001)
        {
            PWMn = 1;
            PWMp = 0;
        }

////////////////////////////////////

    triang3 = TPER * (amp);

}
// Compara com a triangular
if(triang1<COMP1)PWM1=0;
else PWM1=1;

```

```

if(triang1 < COMP2) PWM2=1;
else PWM2=0;

if(triang3 < COMP3) PWM3=0;
else PWM3=1;

if(triang3 < COMP4) PWM4=1;
else PWM4=0;

//Saídas
out[0]=PWM1;
out[1]=PWM2;
out[2]=PWM3;
out[3]=PWM4;

out[4]=PWMp;
out[5]=PWMn;

out[6] = triang1;
out[7] = triang3;

// Fim do Programa

}
// Função incluída para o funcionamento do sistema

BOOL APIENTRY DIIMain (HINSTANCE hInst, DWORD reason, LPVOID reserved)
{
    switch (reason)
    {
        case DLL_PROCESS_ATTACH:
            break;
        case DLL_PROCESS_DETACH:
            break;
        case DLL_THREAD_ATTACH:
            break;
        case DLL_THREAD_DETACH:
            break;
    }
    return TRUE;
}

```