

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ  
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ANDERSON APARECIDO DIONIZIO**

**ANÁLISE DE TOPOLOGIAS DE INVERSORES INTEGRADOS  
MONOFÁSICOS EMPREGANDO CONVERSORES ZETA E ĆUK**

**DISSERTAÇÃO**

**CORNÉLIO PROCÓPIO**

**2023**

**ANDERSON APARECIDO DIONIZIO**

**ANÁLISE DE TOPOLOGIAS DE INVERSORES INTEGRADOS  
MONOFÁSICOS EMPREGANDO CONVERSORES ZETA E ĆUK**

**Analysis of Topologies of Single-Phase Integrated Inverters  
employing Zeta and Ćuk Converter**

Dissertação apresentada como requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, do Programa de Pós graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Orientador: Prof. Dr. Leonardo Poltronieri Sampaio

Coorientador: Prof. Dr. Sérgio Augusto Oliveira da Silva

**CORNÉLIO PROCÓPIO**

**2023**



[4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/)

Esta licença permite *download* e compartilhamento do trabalho desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es), sem a possibilidade de alterá-lo ou utilizá-lo para fins comerciais.

Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.



**Ministério da Educação  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná  
Campus Cornélio Procópio**



ANDERSON APARECIDO DIONIZIO

**ANÁLISE DE TOPOLOGIAS DE INVERSORES INTEGRADOS MONOFÁSICOS EMPREGANDO  
CONVERSORES ZETA E CUK**

Trabalho de pesquisa de mestrado apresentado como requisito para obtenção do título de Mestre Em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR). Área de concentração: Sistemas Eletrônicos Industriais.

Data de aprovação: 16 de Fevereiro de 2023

Dr. Leonardo Poltronieri Sampaio, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Dr. Moacyr Aureliano Gomes De Brito, Doutorado - Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (Ufms)

Dr. Paulo Junior Silva Costa, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Dr. Sergio Augusto Oliveira Da Silva, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Documento gerado pelo Sistema Acadêmico da UTFPR a partir dos dados da Ata de Defesa em 16/02/2023.

## **AGRADECIMENTOS**

Este trabalho não poderia ser concluído sem ajuda de pessoas que estiveram em minha vida em diversos momentos, me levando até o momento atual. Certamente não me recordarei de todas e peço desculpas.

Agradeço primeiramente à minha família, pela formação, pela educação e apoio nos momentos difíceis.

Ao meu orientador Dr. Leonardo Poltronieri Sampaio e coorientador Sérgio Augusto Oliveira da Silva, pela paciência, confiança depositada e todo ensinamento passado.

Aos professores Dr. Paulo Junior Silva Costa e Dr. Moacyr Aureliano Gomes De Brito, participantes da banca de avaliação.

Aos colegas do LEPQER, por todos os dias de conversas e troca de ideias.

Aos amigos que sempre me incentivam a continuar e fazer o melhor que posso.

Viva como se fosse morrer amanhã. Aprenda  
como se fosse viver para sempre (GANDHI,  
Mahatma, 1995).

## RESUMO

DIONIZIO, Anderson Aparecido. **Análise de Topologias de Inversores Integrados Monofásicos empregando Conversores Zeta e Ćuk**. 2023. 209 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2023.

Esta dissertação de mestrado apresenta o estudo e análise de três topologias distintas de inversores integrados monofásicos, os quais podem atuar em sistemas autônomos ou como conversores de interface entre o sistema de geração fotovoltaica (FV) e a rede elétrica de distribuição em corrente alternada (CA) monofásica. A primeira topologia, nomeada como I2ZM, é baseada na associação de dois conversores Zeta modificados. A segunda estrutura, nomeada como ICIM, é formada pela associação de conversores CC/CC Ćuk modificados. Já a terceira topologia, nomeada de IHZC, integra as características presentes em conversores do tipo Zeta e do tipo Ćuk. Os inversores integrados em análise apresentam quatro interruptores de potência associados em série com quatro diodos de potência, garantindo fluxo de corrente unidirecional. Dentre os quatro interruptores, dois atuam no semiciclo positivo da saída CA, enquanto os outros dois atuam no semiciclo negativo. De acordo com o funcionamento dos interruptores de potência é possível modelar a estrutura por meio de um circuito equivalente, o qual apresenta comportamento estático e dinâmico similar ao de seus conversores CC/CC tradicionais. As estruturas integradas em análise são projetadas para operarem no modo de condução descontínua, apresentando três etapas de operação para cada período de chaveamento. Neste contexto, são analisados os comportamentos de tensões e correntes para os principais componentes empregados na implementação das topologias, destacando as diferenças, vantagens e desvantagens entre cada um dos inversores integrados analisados. Por meio do equacionamento matemático, as respectivas funções de transferência dos inversores integrados são determinadas, analisadas e comparadas. A partir do equacionamento das topologias e de suas respectivas funções de transferência, controladores do tipo Proporcional-Integral são projetados, tanto para o controle da tensão de saída no sistema autônomo quanto para o controle da corrente de saída quando operando como conversor de interface entre um arranjo FV e a rede elétrica. Quando as topologias são empregadas em sistemas autônomos, a tensão de saída é controlada por uma única malha, a qual atua diretamente na razão cíclica, necessitando de uma quantidade reduzida de sensores. Por outro lado, quando as topologias são empregadas em sistemas conectados à rede elétrica é adotada estratégia de controle multi-malhas, a qual é formada por uma malha externa de tensão, responsável por extrair a máxima potência disponível no arranjo FV, enquanto a malha interna é responsável por controlar a corrente a ser injetada na rede elétrica. Para o sincronismo entre a corrente de saída dos inversores com a tensão da rede elétrica. Um sistema de atracamento de fase (PLL) é utilizado. Já para o seguimento do ponto de máxima potência dos arranjos FV é adotado o algoritmo Perturbe e Observe (P&O). Por meio de simulações e resultados experimentais, a viabilidade e desempenho das topologias de inversores integrados são analisados e avaliados, bem como comparadas entre si por meio da análise de critérios de qualidade de energia elétrica, como a distorção harmônica total (DHT) de tensão em sistemas autônomos e a DHT de corrente para sistemas conectados à rede elétrica.

**Palavras-chave:** Conversor Ćuk. Conversor Zeta. Eletrônica de Potência. Inversores Integrados. Sistemas Fotovoltaicos.

## ABSTRACT

DIONIZIO, Anderson Aparecido. **Analysis of Topologies of Single-Phase Integrated Inverters employing Zeta and Ćuk Converter**. 2023. 209 p. Thesis (Master's in Electrical Engineering) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2023.

This master's thesis presents the study and analysis of three distinct topologies of integrated single-phase inverters, which can operate in autonomous systems or as interface converters between the photovoltaic (PV) generation system and the single-phase alternating current (AC) distribution grid. The first topology, named as I2ZM, is based on the association of two modified Zeta converters. The second structure, named as ICIM, is formed by the association of modified DC/DC Ćuk converters. The third topology, named as IHZC, integrates the characteristics of Zeta and Ćuk converters. The integrated inverters under review employ four power switches associated in series with four power diodes, guaranteeing unidirectional current flow. Among the four switches, two of them operate on the positive half-cycle of the AC output, while the other two operate on the negative half-cycle. According to the operation of the power switches, it is possible to model the structure by means of an equivalent electrical circuit, which presents static and dynamic behavior similar to that of its traditional DC/DC converters. The design of the integrated topologies under analysis makes them operate in discontinuous conduction mode, presenting three stages of operation for each switching period. In this context, the study of the behavior of voltages and currents for the main components used to implement topologies highlights the differences, advantages, and disadvantages between the integrated inverters. The mathematical equation determines the respective transfer functions of the integrated inverters, which can be analyzed and compared to each other. From the equation of topologies and their respective transfer functions, Proportional-Integral controllers are tuned to control the output voltage in the autonomous system and the output current when operating as an interface converter between a PV array and the mains. When the topologies are employed in autonomous systems, their output voltage is controlled by a single voltage loop, which acts directly on the duty cycle used in the integrated inverter, requiring a reduced number of sensors. On the other hand, when the topologies are used for grid-connected systems, a multi-loop control strategy is adopted, formed by an external voltage loop, responsible for extracting the maximum power available in the PV array. In contrast, the internal loop is responsible for controlling the current to be injected into the mains. For the synchronization between the output current of the inverters with the mains' voltage, a phase-locked loop (PLL) system is employed, while the tracking of the maximum power point of the PV array is performed by the Perturb and Observe algorithm (P&O). By means of simulations and experimental results, the feasibility and performance of integrated inverter topologies are analyzed and evaluated, as well as the topologies are compared to each other through the analysis of power quality criteria, such as total harmonic distortion (THD) of the output voltage when operating in stand-alone systems and the THD of the injected current for grid-connected systems.

**Keywords:** Ćuk Converter. Integrated Inverters. Photovoltaic Systems. Power Electronics. Zeta Converter.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Estrutura convencional de duplo estágio. . . . .	5
Figura 2 – Inversor Integrado Zeta Monofásico (I2ZM). . . . .	8
Figura 3 – Inversor Ćuk Integrado Monofásico (ICIM). . . . .	9
Figura 4 – Inversor Híbrido Zeta Ćuk (IHZC). . . . .	10
Figura 5 – Inversor Buck proposto por (MEURER <i>et al.</i> , 2019). . . . .	12
Figura 6 – Topologia proposta por (LIN <i>et al.</i> , 2020). . . . .	13
Figura 7 – Topologia trifásica analisada em (ABDEEN <i>et al.</i> , 2019). . . . .	14
Figura 8 – Topologia analisada em (QIN <i>et al.</i> , 2018). . . . .	14
Figura 9 – Topologia proposta em (SURAPANENI; RATHORE, 2015). . . . .	15
Figura 10 – Inversor integrado proposto em (YUE, 2021). . . . .	17
Figura 11 – MDCI utilizado como sistema autônomo em (MEHRNAMI; MAZUMDER, 2013). . . . .	18
Figura 12 – Módulo Ćuk Trifásico integrado. . . . .	18
Figura 13 – Inversor proposto por (GHOSH <i>et al.</i> , 2018). . . . .	19
Figura 14 – Inversor proposto por (WANG; TANG, 2018). . . . .	20
Figura 15 – S <sup>2</sup> CGBI proposto por (LEE <i>et al.</i> , 2019) . . . . .	20
Figura 16 – Sepic-Ćuk proposto por (PAUL <i>et al.</i> , 2019). . . . .	21
Figura 17 – Inversor proposto por (AWAD <i>et al.</i> , 2019). . . . .	22
Figura 18 – Inversor proposto por (SAMPAIO <i>et al.</i> , 2019). . . . .	22
Figura 19 – Representação do I2ZM. . . . .	26
Figura 20 – Funcionamento do I2ZM no intervalo $D_a T_S$ . . . . .	27
Figura 21 – Funcionamento do I2ZM no intervalo $D_b T_S$ . . . . .	28
Figura 22 – Funcionamento do I2ZM no intervalo $D_c T_S$ . . . . .	29
Figura 23 – Funcionamento do I2ZM no intervalo $D_d T_S$ . . . . .	29
Figura 24 – Funcionamento do I2ZM no intervalo $D_e T_S$ . . . . .	30
Figura 25 – Funcionamento do I2ZM no intervalo $D_f T_S$ . . . . .	30
Figura 26 – Formas de onda de tensões e correntes para os indutores $L_{m_1}$ e $L_{m_2}$ . . . . .	31
Figura 27 – Formas de onda de tensão e corrente para o indutor $L_o$ . . . . .	33
Figura 28 – Formas de onda de tensões e correntes para os capacitores $C_1$ e $C_2$ . . . . .	35
Figura 29 – Formas de onda de tensão e corrente para o capacitor $C_o$ . . . . .	36
Figura 30 – Tensões e correntes nos interruptores $S_1$ e $S_2$ : a) Durante o semiciclo positivo da saída CA; b) Durante o semiciclo negativo. . . . .	36
Figura 31 – Tensões e correntes nos diodos $D_1$ e $D_2$ : a) Durante o semiciclo positivo da saída CA; b) Durante o semiciclo negativo. . . . .	37
Figura 32 – Representação do ICIM. . . . .	38
Figura 33 – Funcionamento do ICIM no intervalo $D_a T_S$ . . . . .	39
Figura 34 – Funcionamento do ICIM no intervalo $D_b T_S$ . . . . .	39
Figura 35 – Funcionamento do ICIM no intervalo $D_c T_S$ . . . . .	40
Figura 36 – Funcionamento do ICIM no intervalo $D_d T_S$ . . . . .	40
Figura 37 – Funcionamento do ICIM no intervalo $D_e T_S$ . . . . .	41
Figura 38 – Funcionamento do ICIM no intervalo $D_f T_S$ . . . . .	41
Figura 39 – Formas de onda de tensões e correntes para os indutores $L_{i_1}$ e $L_{i_1}$ . . . . .	42
Figura 40 – Formas de onda de tensão e corrente para o indutor $L_o$ . . . . .	43
Figura 41 – Formas de onda de tensões e correntes para os capacitores $C_1$ e $C_2$ . . . . .	45



Figura 42 – Tensões e correntes nos interruptores $S_3$ e $S_4$ : a) Durante o semiciclo positivo da saída CA; b) Durante o semiciclo negativo. . . . .	46
Figura 43 – Tensões e correntes nos diodos $D_1$ e $D_2$ : a) Durante o semiciclo positivo da saída CA; b) Durante o semiciclo negativo. . . . .	46
Figura 44 – Representação do IHZC. . . . .	47
Figura 45 – IHZC durante o intervalo $D_a T_S$ . . . . .	48
Figura 46 – IHZC durante o intervalo $D_b T_S$ . . . . .	49
Figura 47 – IHZC durante o intervalo $D_c T_S$ . . . . .	49
Figura 48 – IHZC durante o intervalo $D_d T_S$ . . . . .	50
Figura 49 – IHZC durante o intervalo $D_e T_S$ . . . . .	50
Figura 50 – IHZC durante o intervalo $D_f T_S$ . . . . .	51
Figura 51 – Formas de onda de tensões e correntes para os indutores $L_m$ e $L_i$ . . . . .	52
Figura 52 – Formas de onda de tensão e corrente para o indutor $L_o$ . . . . .	53
Figura 53 – Formas de onda de tensões e correntes para os capacitores $C_1$ e $C_2$ . . . . .	54
Figura 54 – Tensões e correntes nos interruptores $S_3$ e $S_4$ : a) Durante o semiciclo positivo da saída CA; b) Durante o semiciclo negativo. . . . .	54
Figura 55 – Tensões e correntes nos diodos $D_1$ e $D_2$ : a) Durante o semiciclo positivo da saída CA; b) Durante o semiciclo negativo. . . . .	55
Figura 56 – Circuito equivalente do I2ZM para modelagem. . . . .	59
Figura 57 – Comparativo entre a dinâmica do I2ZM e do circuito equivalente. . . . .	59
Figura 58 – Corrente no indutor $L_m$ (em verde) e simplificação (em vermelho). . . . .	65
Figura 59 – Corrente no capacitor $C_a$ (em verde) e simplificação (em vermelho). . . . .	66
Figura 60 – Circuito equivalente do ICIM para modelagem . . . . .	69
Figura 61 – Comparativo entre a dinâmica do ICIM e do circuito equivalente. . . . .	69
Figura 62 – Comparativo entre dinâmicas: a) IHZC e I2ZM; b) IHZC e ICIM. . . . .	75
Figura 63 – Representação de um conversor operando no MCD. . . . .	76
Figura 64 – Tensões e correntes para o interruptor $S_1$ e diodo $D_2$ do I2ZM. . . . .	77
Figura 65 – Representação do circuito equivalente do I2ZM pelo modelo de resistor sem perdas. . . . .	80
Figura 66 – Diagrama de blocos de um conversor operando em MCD. . . . .	83
Figura 67 – Indutâncias críticas para variação de potência e diferentes frequências de chaveamento. . . . .	88
Figura 68 – Tensão mínima de entrada para o funcionamento do I2ZM em MCD, utilizando diferentes frequências de chaveamento. . . . .	89
Figura 69 – Tensão mínima de entrada para o funcionamento do I2ZM em MCD, utilizando diferentes valores de indutância de magnetização ( $L_{m1,2}$ ). . . . .	90
Figura 70 – Relação entre a capacitância $C_1$ e a DHT e tensão eficaz de saída. . . . .	93
Figura 71 – DHT provocada pela capacitância de acoplamento com valor de $0,75 \mu F$ e $8,55 \mu F$ . . . . .	93
Figura 72 – Estrutura de controle utilizada no I2ZM conectado à rede elétrica. . . . .	95
Figura 73 – Resposta em frequência da malha interna do I2ZM. . . . .	96
Figura 74 – Resposta em frequência da malha interna do I2ZM com compensador. . . . .	97
Figura 75 – Resposta em frequência do I2ZM compensado em malha fechada ( $FTMF_i$ ). . . . .	98
Figura 76 – Resposta ao degrau do sistema compensado. . . . .	98
Figura 77 – Resposta em frequência da malha externa do I2ZM. . . . .	100
Figura 78 – Resposta em frequência da malha externa do I2ZM com compensador. . . . .	101
Figura 79 – Controle de tensão no modo autônomo. . . . .	102
Figura 80 – Estrutura de controle utilizada no ICIM a) Conectado à rede; b) Autônomo. . . . .	103

Figura 81 – Estrutura de controle utilizada no IHZC a) Conectado à rede; b) Autônomo.	103
Figura 82 – Estrutura de acionamento dos interruptores utilizada nas topologias a) I2ZM e IHZC; b) ICIM.	104
Figura 83 – I2ZM no modo autônomo a) circuito elétrico; b) estrutura de controle.	107
Figura 84 – Tensão e corrente na saída do I2ZM: a)Transição de C1 para C2; b) Transição de C2 para C1.	108
Figura 85 – Tensão e corrente na saída do I2ZM para C3.	109
Figura 86 – DHT da tensão de saída do I2ZM: a)C1; b) C2 ; c) C3.	109
Figura 87 – ICIM no modo autônomo a) circuito elétrico; b) estrutura de controle.	110
Figura 88 – Tensão e corrente na saída do ICIM: a)Transição de C1 para C2; b) Transição de C2 para C1.	111
Figura 89 – Tensão e corrente na saída do ICIM para C3.	111
Figura 90 – DHT da tensão de saída do ICIM: a)C1; b) C2 ; c) C3.	112
Figura 91 – IHZC no modo autônomo a) circuito elétrico; b) estrutura de controle.	113
Figura 92 – Tensão e corrente na saída do IHZC: a)Transição de C1 para C2; b) Transição de C2 para C1.	114
Figura 93 – Tensão e corrente na saída do IHZC para C3.	114
Figura 94 – DHT da tensão de saída do IHZC: a)C1; b) C2 ; c) C3.	115
Figura 95 – I2ZM conectado à rede: a) circuito elétrico; b) estrutura de controle.	117
Figura 96 – Potência extraída do arranjo FV pelo I2ZM.	118
Figura 97 – Tensão de referência gerada pelo algoritmo P&O e tensão do arranjo FV usando o I2ZM.	118
Figura 98 – Tensão nos capacitores do barramento CC do I2ZM: a) $V_{C_{dc1}}$ b) $V_{C_{dc2}}$ .	119
Figura 99 – Tensão nos interruptores para o I2ZM.	119
Figura 100 – Tensão nos indutores $L_{m1}$ e $L_{m2}$ para o I2ZM.	120
Figura 101 – Corrente nos indutores $L_{m1}$ e $L_{m2}$ para o I2ZM.	120
Figura 102 – Tensão nos capacitores $C_1$ e $C_2$ para o I2ZM.	121
Figura 103 – Tensão e corrente na rede com diferentes níveis de irradiância: a) $500 W/m^2$ ; b) $1000 W/m^2$ ; c) $750 W/m^2$ .	121
Figura 104 – DHT da corrente injetada na rede através do I2ZM com diferentes níveis de irradiância: a) $500 W/m^2$ ; b) $1000 W/m^2$ ; c) $750 W/m^2$ .	122
Figura 105 – ICIM conectado à rede: a) circuito elétrico; b) estrutura de controle.	123
Figura 106 – Potência extraída do arranjo FV pelo ICIM.	124
Figura 107 – Tensão de referência gerada pelo algoritmo P&O e tensão do arranjo FV.	124
Figura 108 – Tensão nos capacitores do barramento: a) $V_{C_{dc1}}$ b) $V_{C_{dc2}}$ .	125
Figura 109 – Tensão nos interruptores para o ICIM.	125
Figura 110 – Tensão nos indutores $L_{i1}$ e $L_{i2}$ para o ICIM.	126
Figura 111 – Corrente nos indutores $L_{i1}$ e $L_{i2}$ para o ICIM.	126
Figura 112 – Tensão nos capacitores $C_1$ e $C_2$ para o ICIM.	127
Figura 113 – Tensão e corrente na rede com diferentes níveis de irradiância usando o ICIM: a) $500 W/m^2$ ; b) $1000 W/m^2$ ; c) $750 W/m^2$ .	127
Figura 114 – DHT da corrente injetada na rede através do ICIM com diferentes níveis de irradiância: a) $500 W/m^2$ ; b) $1000 W/m^2$ ; c) $750 W/m^2$ .	128
Figura 115 – IHZC conectado à rede: a) circuito elétrico; b) estrutura de controle.	129
Figura 116 – Potência extraída do arranjo FV pelo IHZC.	130
Figura 117 – Tensão de referência gerada pelo algoritmo P&O e tensão do arranjo FV, utilizando o IHZC.	130
Figura 118 – Tensão nos interruptores para o IHZC.	131

Figura 119 – Tensão nos indutores $L_m$ e $L_i$ para o IHZC. . . . .	131
Figura 120 – Corrente nos indutores $L_m$ e $L_i$ para o IHZC. . . . .	132
Figura 121 – Tensão nos capacitores $C_1$ e $C_2$ para o IHZC. . . . .	132
Figura 122 – Tensão e corrente na rede com diferentes níveis de irradiância, utilizando o IHZC: a) $500 W/m^2$ ; b) $1000 W/m^2$ ; c) $750 W/m^2$ . . . . .	133
Figura 123 – DHT da corrente injetada na rede através do IHZC com diferentes níveis de irradiância: a) $500 W/m^2$ ; b) $1000 W/m^2$ ; c) $750 W/m^2$ . . . . .	133
Figura 124 – Curva de rendimento teórico para o I2ZM e o IHZC . . . . .	135
Figura 125 – Protótipo do I2ZM. . . . .	138
Figura 126 – Detalhes do protótipo do I2ZM. . . . .	138
Figura 127 – Respostas experimentais estáticas do I2ZM para as cargas ( $100 V/div$ , $5 A/div$ , $10 ms/div$ ): a) $C_1$ ; b) $C_2$ . . . . .	139
Figura 128 – Respostas experimentais dinâmicas do I2ZM ( $100 V/div$ , $5 A/div$ , $10 ms/div$ : a) Transição de $C_1$ para $C_2$ ; b) Transição de $C_2$ para $C_1$ . . . . .	139
Figura 129 – DHT de tensão na carga: a) $C_1$ ; b) $C_2$ . . . . .	140
Figura 130 – Respostas experimentais estáticas do I2ZM para a carga $C_3$ : ( $100 V/div$ , $5 A/div$ , $10 ms/div$ ): a) Tensão e corrente da rede; b) Tensão no retificador. . . . .	140
Figura 131 – DHT para o I2ZM alimentando a carga $C_3$ : a) DHT de tensão; b) DHT de corrente. . . . .	141
Figura 132 – Respostas experimentais da performance do algoritmo de MPPT considerando a transição entre diferentes níveis de irradiância ( $200 W/div$ , $100 V/div$ , $2 A/div$ , $5 s/div$ : a) de $500 W/m^2$ para $1000 W/m^2$ ; b) de $1000 W/m^2$ para $750 W/m^2$ . . . . .	141
Figura 133 – Respostas experimentais dinâmicas do I2ZM para variações na irradiância ( $100 V/div$ , $5 A/div$ , $10 ms/div$ : a) Transição de $500 W/m^2$ para $1000 W/m^2$ ; b) Transição de $1000 W/m^2$ para $500 W/m^2$ . . . . .	142
Figura 134 – Respostas experimentais estáticas do I2ZM para diferentes irradiâncias ( $100 V/div$ , $5 A/div$ , $10 ms/div$ ): a) $500 W/m^2$ ; b) $750 W/m^2$ ; c) $1000 W/m^2$ . . . . .	142
Figura 135 – Tensão e corrente na rede para diferentes níveis de irradiação ( $100 V/div$ , $5 A/div$ , $5 ms/div$ ): a) $500 W/m^2$ ; b) $1000 W/m^2$ ; $750 W/m^2$ . . . . .	143
Figura 136 – Respostas experimentais para o I2ZM: a) Tensões nos semicondutores ( $200 V/div$ , $2,5 ms/div$ ); b) Tensão da rede e correntes nos indutores $L_{m_1}$ e $L_{m_2}$ ( $100 V/div$ , $10 A/div$ , $2,5 ms/div$ ). . . . .	144
Figura 137 – Curva de rendimento do I2ZM. . . . .	144
Figura 138 – Protótipo do IHZC. . . . .	145
Figura 139 – Respostas experimentais estáticas para o IHZC para as cargas: a) $C_1$ ; b) $C_2$ . . . . .	146
Figura 140 – Respostas experimentais dinâmicas para o IHZC para as cargas: a) Transição de $C_1$ para $C_2$ ; b) Transição de $C_2$ para $C_1$ . . . . .	146
Figura 141 – DHT de tensão na carga: a) $C_1$ ; b) $C_2$ . . . . .	147
Figura 142 – Respostas experimentais estáticas para o IHZC para a carga $C_3$ : a) Tensão e corrente na carga; b) Tensão no retificador. . . . .	147
Figura 143 – DHT para o IHZC alimentando a carga $C_3$ : a) DHT de tensão; b) DHT de corrente para a carga $C_3$ . . . . .	148
Figura 144 – Resultado experimental para o IHZC, tensão de saída corrente de saída, corrente no indutor $L_m$ e corrente no indutor $L_i$ . . . . .	148

Figura 145 – Resultados experimentais para o IHZC, detalhes nas correntes através do indutor $L_m$ e através do indutor $L_i$ . . . . .	149
Figura 146 – Resultados experimentais para o IHZC, tensão e corrente de saída, tensões nos capacitores $C_1$ e $C_2$ . . . . .	150
Figura 147 – Resultados experimentais para o IHZC, tensões nos interruptores. . . . .	151
Figura 148 – Resultados experimentais para o IHZC, tensão de saída e tensões nos indutores. . . . .	151
Figura 149 – Resultados experimentais para o IHZC, tensão de saída e tensões nos indutores, representação em um período de chaveamento. . . . .	152
Figura 150 – Resultados experimentais do arranjo FV utilizando o IHZC, corrente, tensão e potência. . . . .	153
Figura 151 – Detalhes do degrau de irradiância: a) $500 W/m^2$ pra $1000 W/m^2$ ; b) $1000 W/m^2$ para $750 W/m^2$ . . . . .	153
Figura 152 – Resultados experimentais do arranjo FV utilizando o IHZC, detalhes da oscilações na corrente, tensão e potência. . . . .	154
Figura 153 – Resultados experimentais, tensão e corrente na rede para diferentes níveis de irradiância: a) $500 W/m^2$ ; b) $1000 W/m^2$ ; c) $750 W/m^2$ . . . . .	155
Figura 154 – Resultados experimentais DHT: a) corrente para $500 W/m^2$ ; b) corrente para $1000 W/m^2$ ; c) corrente $750 W/m^2$ ; d) tensão da rede. . . . .	156
Figura 155 – Rendimento do IHZC, semicondutores de silício (em vermelho), semicondutores de SiC (em azul), semicondutores de SiC e resistência de gate de $7,5 \Omega$ (em verde) . . . . .	157
Figura 156 – Modelo de uma célula PV. . . . .	170
Figura 157 – Tensão e corrente na rede para diferentes níveis de irradiância ( $100 V/div$ , $5 A/div$ , $5 ms/div$ ): a) $500 W/m^2$ ; b) $1000 W/m^2$ ; $750 W/m^2$ . . . . .	172
Figura 158 – Perdas teóricas para o I2ZM. . . . .	182
Figura 159 – Perdas teóricas para o IHZC. . . . .	183
Figura 160 – Comparação das perdas teóricas do I2ZM e do IHZC para $216 W$ e $432 W$ . . . . .	183
Figura 161 – Perdas teóricas para o I2ZM usando componentes de SiC. . . . .	184
Figura 162 – Perdas teóricas para o IHZC usando componentes de SiC. . . . .	184
Figura 163 – Comparação das perdas no I2ZM utilizando semicondutores comuns e de SiC. . . . .	185
Figura 164 – Comparação das perdas no IHZC utilizando semicondutores comuns e de SiC. . . . .	185
Figura 165 – Curva de eficiência teóricas para o I2ZM e o IHZC. . . . .	186
Figura 166 – Curva característica do material 052. . . . .	193
Figura 167 – Curva característica do material 075s. . . . .	196
Figura 168 – Resposta em frequência do I2ZM. . . . .	198
Figura 169 – Resposta em frequência do ICIM. . . . .	199
Figura 170 – Resposta em frequência para as topologias I2ZM, ICIM e IHZC. . . . .	199
Figura 171 – Respostas das topologias para alteração de frequência de chaveamento: a) Diagrama de bode; b) Lugar das raízes. . . . .	200
Figura 172 – Respostas das topologias para alteração da potência: a) Diagrama de bode; b) Lugar das raízes. . . . .	200
Figura 173 – Respostas das topologias para alteração da tensão no capacitor de entrada: a) Diagrama de bode; b) Lugar das raízes. . . . .	201
Figura 174 – Respostas das topologias para alteração da indutância de magnetização: a) Diagrama de bode; b) Lugar das raízes. . . . .	201
Figura 175 – Respostas das topologias para alteração da indutância de saída: a) Diagrama de bode; b) Lugar das raízes. . . . .	202

Figura 176 – Respostas das topologias para alteração da capacitância de acoplamento: a) Diagrama de bode; b) Lugar das raízes. . . . .	203
Figura 177 – Respostas das topologias para alteração da capacitância de saída: a) Diagrama de bode; b) Lugar das raízes. . . . .	203

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Ganho estático dos conversores básicos . . . . .	6
Tabela 2 – Comparação das topologias monofásicas . . . . .	23
Tabela 3 – Comparativo entre I2ZM, ICIM e IHZC . . . . .	55
Tabela 4 – Parâmetros utilizados para o projeto dos componentes do I2ZM . . . . .	86
Tabela 5 – Parâmetros para o cálculo do PI da malha interna . . . . .	96
Tabela 6 – Ganhos $K_p$ e $K_i$ da malha interna . . . . .	97
Tabela 7 – Parâmetros para o cálculo do PI da malha externa . . . . .	100
Tabela 8 – Ganhos $K_p$ e $K_i$ da malha externa, além do ganho $K_{umb}$ . . . . .	100
Tabela 9 – Parâmetros utilizados no sistema autônomo . . . . .	106
Tabela 10 – Resultados obtidos no sistema autônomo . . . . .	116
Tabela 11 – Parâmetros utilizados no sistema conectado à rede . . . . .	116
Tabela 12 – Parâmetros utilizados no sistema autônomo . . . . .	134
Tabela 13 – Valores utilizados para análises das modelagens . . . . .	173
Tabela 14 – Valores obtidos teoricamente e por meio de simulação . . . . .	179
Tabela 15 – Perdas teóricas para o I2ZM e o IHZC . . . . .	186
Tabela 16 – Perdas teóricas para o I2ZM e o IHZC, utilizando semicondutores SiC . . . . .	187
Tabela 17 – Parâmetros do núcleo escolhido . . . . .	192
Tabela 18 – Parâmetros do núcleo escolhido . . . . .	195
Tabela 19 – Valores utilizados para análises das modelagens . . . . .	198

## LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E ACRÔNIMOS

### SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CMS	<i>Continuos modulation scheme</i>
DHT	Distorção Harmônica Total
DMS	<i>descontinuos modulation scheme</i>
FV	Fotovoltaico
ICIM	Inversor Ćuk Integrado Monofásico
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IHZC	Inversor Híbrido Zeta Ćuk
I2ZM	Inversor Integrado Zeta Monofásico
LEPQER	Laboratório de Eletrônica de Potência e Qualidade em Energias Renováveis
MDCI	Modo diferencial Ćuk Integrado
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
MZI	<i>Modified Zeta Inverter</i>
PI	Proporcional-Integral
PLL	<i>Phase Lock Loop</i>
P&O	Perturbe e Observe
SCEE	Sistema de Compensação de Energia Elétrica
SEPIC	<i>Single-Ended Primary-Inductor Converter</i>
SiC	<i>Silicon Carbide</i>
SIGA	Sistema de Informações de Geração da ANEEL
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná
S <sup>2</sup> CGBI	<i>single-stage commom-ground boost inverter</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

### LETRAS LATINAS

$C_a$	Capacitância de acoplamento	[F]
$C_{dc1}$	Capacitância 1 do barramento CC	[F]
$C_{dc2}$	Capacitância 2 do barramento CC	[F]
$C_o$	Capacitância de saída	[F]
$C_1$	Capacitância de acoplamento 1	[F]
$C_2$	Capacitância de acoplamento 2	[F]
$D_a$	Razão cíclica $D_a$	
$D_b$	Razão cíclica $D_b$	
$D_c$	Razão cíclica $D_c$	
$D_d$	Razão cíclica $D_d$	
$D_e$	Razão cíclica $D_e$	
$D_f$	Razão cíclica $D_f$	
$f_S$	Frequência de chaveamento	[Hz]
$f_r$	Frequência de ressonância	[Hz]
$G_e$	Ganho estático	
$I_{L_{i1}}$	Corrente média no indutor $L_{i1}$	[A]
$I_{L_{i1min}}$	Corrente mínima no indutor $L_{i1}$	[A]
$I_{L_{i1max}}$	Corrente máxima no indutor $L_{i1}$	[A]
$I_{L_{i2}}$	Corrente média no indutor $L_{i2}$	[A]
$I_{L_{i2min}}$	Corrente mínima no indutor $L_{i2}$	[A]
$I_{L_{i2max}}$	Corrente máxima no indutor $L_{i2}$	[A]
$I_{L_{m1}}$	Corrente média no indutor $L_{m1}$	[A]
$I_{L_{m1min}}$	Corrente mínima no indutor $L_{m1}$	[A]
$I_{L_{m1max}}$	Corrente máxima no indutor $L_{m1}$	[A]
$I_{L_{m2}}$	Corrente média no indutor $L_{m2}$	[A]
$I_{L_{m2min}}$	Corrente mínima no indutor $L_{m2}$	[A]
$I_{L_{m2max}}$	Corrente máxima no indutor $L_{m2}$	[A]
$I_{L_o}$	Corrente média no indutor $L_o$	[A]
$I_{L_{omin}}$	Corrente mínima no indutor $L_o$	[A]
$I_{L_{omax}}$	Corrente máxima no indutor $L_o$	[A]
$L_{eq}$	Indutância equivalente	[H]
$L_i$	Indutância de entrada	[H]
$L_{i1}$	Indutância de entrada 1	[H]
$L_{i2}$	Indutância de entrada 2	[H]



$L_m$	Indutância de magnetização	[H]
$L_{m_1}$	Indutância de magnetização 1	[H]
$L_{m_2}$	Indutância de magnetização 2	[H]
$L_o$	Indutância de saída	[H]
$R$	Resistência de saída	[ $\Omega$ ]
$R_e(d)$	Resistência de entrada para o modelo equivalente	[ $\Omega$ ]
$V_{C_{dc_1}}$	Tensão média no capacitor $C_{dc_1}$	[V]
$V_{C_{dc_2}}$	Tensão média no capacitor $C_{dc_2}$	[V]
$V_{C_o}$	Tensão média no capacitor $C_o$	[V]
$V_{C_1}$	Tensão média no capacitor $C_1$	[V]
$V_{C_2}$	Tensão média no capacitor $C_2$	[V]
$V_{L_i}$	Tensão média no indutor $L_i$	[V]
$V_{L_{i_1}}$	Tensão média no indutor $L_{i_1}$	[V]
$V_{L_{i_2}}$	Tensão média no indutor $L_{i_2}$	[V]
$V_{L_m}$	Tensão média no indutor $L_m$	[V]
$V_{L_{m_1}}$	Tensão média no indutor $L_{m_1}$	[V]
$V_{L_{m_2}}$	Tensão média no indutor $L_{m_2}$	[V]
$V_{L_o}$	Tensão média no indutor $L_o$	[V]
$T_S$	Período de chaveamento	[s]
$\omega_r$	Frequência de ressonância	[rad/s]

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>1</b>
1.1	CENÁRIO ATUAL DE GERAÇÃO DE ELETRICIDADE	1
1.1.1	Marco legal da geração distribuída	2
1.1.2	A energia solar fotovoltaica	4
1.2	CONVERSORES DE INTERFACE	5
1.2.1	Estrutura de duplo estágio	5
1.2.1.1	Conversor (CC/CC)	5
1.2.1.2	Inversor (CC/CA)	6
1.2.2	Topologias de conversores de simples estágio de conversão de energia	7
1.3	ESTRUTURAS ESTUDADAS	7
1.3.1	Inversor Integrado Zeta Monofásico (I2ZM)	7
1.3.2	Inversor Ćuk Integrado Monofásico (ICIM)	8
1.3.3	Inversor Híbrido Zeta Ćuk (IHZC)	9
1.4	OBJETIVOS	10
1.4.1	Objetivos específicos	10
1.5	JUSTIFICATIVA	11
1.6	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	11
<b>2</b>	<b>REVISÃO DA LITERATURA</b>	<b>12</b>
2.1	INVERSORES INTEGRADOS	12
2.2	COMPARAÇÕES PARCIAIS DAS TOPOLOGIAS	23
2.3	CONSIDERAÇÕES PARCIAIS	24
<b>3</b>	<b>EQUACIONAMENTO (ANÁLISE MATEMÁTICA)</b>	<b>25</b>
3.1	INVERSOR INTEGRADO ZETA MONOFÁSICO	26
3.1.1	Descrição do funcionamento	27
3.1.2	Principais equações e formas de onda	30
3.2	INVERSOR ĆUK INTEGRADO MONOFÁSICO	37
3.2.1	Descrição do funcionamento	38
3.2.2	Principais equações e formas de onda	42
3.3	INVERSOR HÍBRIDO ZETA ĆUK	47
3.3.1	Descrição do funcionamento	47
3.3.2	Principais equações e formas de onda	51
3.4	COMPARAÇÕES INICIAIS DAS TOPOLOGIAS	55
3.5	CONSIDERAÇÕES PARCIAIS	56
<b>4</b>	<b>MODELAGEM MATEMÁTICA (ANÁLISE DINÂMICA)</b>	<b>57</b>
4.1	MODELO MÉDIO DE ESPAÇO DE ESTADOS	57
4.1.1	Modelo médio de espaço de estados para o I2ZM	58
4.1.1.1	Correção do modelo médio de espaço de estados	63
4.1.2	Modelo médio de espaço de estados para o ICIM	68
4.1.2.1	Correção do modelo médio de espaço de estados	73
4.1.3	Considerações sobre o modelo médio do IHZC	74
4.2	REDE MÉDIA GENERALIZADA DE COMUTAÇÃO	75
4.2.1	Considerações para os inversores abordados	77

4.2.2	Modelo do resistor sem perdas . . . . .	79
4.2.3	Representação da saída da rede de comutação . . . . .	81
4.2.4	Obtenção do modelo . . . . .	83
4.3	<b>METODOLOGIA DE PROJETO . . . . .</b>	<b>85</b>
4.4	<b>PROJETO DOS CONTROLADORES . . . . .</b>	<b>94</b>
4.4.1	Controle multi-malhas do I2ZM . . . . .	94
4.4.2	Controle de tensão do I2ZM, modo autônomo . . . . .	101
4.4.3	Controle do ICIM . . . . .	102
4.4.4	Controle do IHZC . . . . .	102
4.5	<b>ESTRUTURA DE ACIONAMENTO DOS INTERRUPTORES . . . . .</b>	<b>104</b>
4.6	<b>CONSIDERAÇÕES PARCIAIS . . . . .</b>	<b>104</b>
<b>5</b>	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO . . . . .</b>	<b>106</b>
5.1	<b>SISTEMA AUTÔNOMO . . . . .</b>	<b>106</b>
5.1.1	Resultados de simulação para o I2ZM operando como sistema autônomo . . . . .	107
5.1.2	Resultados de simulação para o ICIM operando em sistema autônomo . . . . .	110
5.1.3	Resultados de simulação para o IHZC operando em sistema autônomo . . . . .	112
5.1.4	Comparação dos resultados de simulação do sistema autônomo . . . . .	115
5.2	<b>SISTEMA CONECTADO À REDE . . . . .</b>	<b>116</b>
5.2.1	Resultados de simulação para o I2ZM conectado à rede . . . . .	117
5.2.2	Resultados de simulação para o ICIM conectado à rede . . . . .	122
5.2.3	Resultados de simulação do IHZC conectado à rede . . . . .	128
5.2.4	Comparação dos resultados . . . . .	134
5.2.5	Comparação teórica do rendimento . . . . .	134
5.3	<b>CONSIDERAÇÕES PARCIAIS . . . . .</b>	<b>135</b>
<b>6</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS . . . . .</b>	<b>137</b>
6.1	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O I2ZM . . . . .</b>	<b>137</b>
6.1.1	Montagem prática I2ZM no modo autônomo . . . . .	138
6.1.2	Montagem prática do I2ZM conectado à rede . . . . .	141
6.2	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO IHZC . . . . .</b>	<b>145</b>
6.2.1	Resultados do IHZC no modo autônomo . . . . .	145
6.2.2	IHZC como interface de um sistema conectado à rede . . . . .	152
6.3	<b>CONSIDERAÇÕES PARCIAIS . . . . .</b>	<b>157</b>
<b>7</b>	<b>CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS . . . . .</b>	<b>159</b>
7.1	<b>TRABALHOS FUTUROS . . . . .</b>	<b>161</b>
<b>8</b>	<b>PUBLICAÇÕES . . . . .</b>	<b>162</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>163</b>
	<b>APÊNDICES . . . . .</b>	<b>169</b>
	<b>APÊNDICE A – REPRESENTAÇÃO DE UMA CÉLULA FV . . . . .</b>	<b>170</b>
	<b>APÊNDICE B – CÁLCULO DOS VALORES EFICAZES PARA O I2ZM PARA POTÊNCIA NOMINAL DE 432 W . . . . .</b>	<b>173</b>

B.1	PERÍODO DE CHAVEAMENTO CONSIDERANDO O PICO DA SAÍDA CA . . . . .	173
B.2	PERÍODO COMPLETO CA DA SAÍDA . . . . .	176
	<b>APÊNDICE C – ANÁLISE TEÓRICA DAS PERDAS . . . . .</b>	<b>180</b>
	<b>APÊNDICE D – CÁLCULO DO INDUTOR <math>L_m</math> E <math>L_i</math> DO CONVERSOR IHZC . . . . .</b>	<b>188</b>
	<b>APÊNDICE E – CÁLCULO DO INDUTOR <math>L_m</math> PARA O I2ZM OPERANDO EM MCD . . . . .</b>	<b>190</b>
	<b>APÊNDICE F – CÁLCULO DO INDUTOR TOROIDAL <math>L_o</math> PARA O IHZC . . . . .</b>	<b>192</b>
	<b>APÊNDICE G – CÁLCULO DO INDUTOR TOROIDAL <math>L_o</math> PARA O I2ZM . . . . .</b>	<b>195</b>
	<b>APÊNDICE H – ANÁLISE DA ESCOLHAS DOS COMPONENTES .</b>	<b>198</b>
H.1	INFLUÊNCIA NA ESCOLHA DOS COMPONENTES . . . . .	199
	<b>APÊNDICE I – FUNÇÃO PARA OBTENÇÃO DE <math>G_{id}</math> PARA O I2ZM</b>	<b>204</b>
	<b>APÊNDICE J – FUNÇÃO PARA OBTENÇÃO DE <math>G_{id}</math> PARA O ICIM</b>	<b>207</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão abordados os principais tópicos referentes ao tema, como geração de eletricidade atual, principais fontes de geração, fontes alternativas e renováveis de energia, conversores CC/CC, estruturas de duplo estágio, estruturas integradas e as estruturas desenvolvidas, bem como os objetivos e justificativa do trabalho.

### 1.1 CENÁRIO ATUAL DE GERAÇÃO DE ELETRICIDADE

A geração de eletricidade pode ocorrer a partir de diversas fontes, as quais podem ser classificadas entre renováveis e não renováveis. As fontes renováveis são aquelas em que o recurso utilizado para a geração de eletricidade é dito inesgotável, como exemplo se destacam, a solar fotovoltaica (FV), através do uso de células fotovoltaicas, a eólica e a hidroelétrica, entre outras (VILLALVA, 2015). Já as não renováveis são baseadas em recursos finitos como os combustíveis fósseis, que embora exista grandes reservatórios as questões levantadas são quando estes irão acabar (RUTHER, 2004) (DOROCHE; ANSCHAU, 2015) (SCHUTZ *et al.*, 2013).

O Brasil ainda utiliza predominantemente a geração de eletricidade através de hidroelétricas e apresenta um dos maiores potenciais mundiais para isso. De acordo com o Sistema de Informações de Geração da ANEEL (SIGA), a geração de eletricidade a partir de fontes Hídricas corresponde a 109 *GW* dos 189,9 *GW* instalados no país, ou cerca de 58%. A maior unidade de geração de eletricidade é a usina de Belo Monte, com capacidade instalada de 11,2 *GW*. Ainda segundo o SIGA, as doze maiores unidades geradoras utilizam recursos hídricos e corresponde a mais de 50 *GW* (ANEEL, 2022b).

Já a usina de Itaipu apresenta capacidade instalada de 14 *GW*, sendo a capacidade instalada dividida entre Brasil e Paraguai, de acordo com o decreto nº 72.707, de 28 de agosto de 1973, desta forma cada país apresenta uma capacidade instalada de 7000 *MW*, onde ainda segundo o decreto há um acordo entre os países, onde é possível comprar parte da energia gerada em Itaipu pertencente ao país vizinho.

Em contrapartida, o uso de hidroelétricas apresenta desafios como os relacionados à criação de novas represas, que englobam altos custos, demanda grandes áreas causando impactos ambientais como, por exemplo: perda de solo; perda de espécies; perda de recursos madeireiros e modificação da geometria hidráulica do rio.

Com o aumento da demanda por eletricidade e conscientização a respeito do impactos ambientais, que podem ser causados por fontes conhecidamente poluentes como a queima de combustíveis fósseis e impactos causados na construções de grandes usinas hidroelétricas, surgem nos últimos anos pesquisas relacionadas ao desenvolvimento de novas formas de geração, distribuição e conversão de eletricidade principalmente em relação à geração eólica e fotovoltaica (SILVEIRA, 2019) e (da Rocha, 2019).

Atualmente, consideração a geração centralizada, o Brasil conta com uma geração de 24,8 *GW* proveniente de fontes eólicas, correspondendo a 13% do total de 189,9 *GW*, enquanto geração de energia a partir de fontes relacionadas a energia solar apresenta 7,4 *GW*, pouco mais de 4,1% do total, onde a maior unidade geradora é Serra do Mel I, com uma potência de 137,48 *kW* (ANEEL, 2022b).

Já quando é analisada a geração distribuída, o Brasil conta com uma geração superior a 18 *GW*, onde a energia eólica corresponde a apenas 17,214 *MW*, equivalente a 0,09%, por outro lado há grande predominância da energia solar fotovoltaica, apresentando uma potência instaladas de 17,7 *GW*, correspondendo a 98,5% da potência instalada quando se trata da geração distribuída (ANEEL, 2022a).

O energia FV apresenta grande potencial e apresenta crescimento nos últimos anos, atualmente somando a geração centralizada e distribuída a capacidade instalada para geração FV apresenta níveis próximos a energia eólica, apresentando a potência total de 25,58 *GW*, superior a potência proveniente de sistemas eólicos com um total de 24,82 *GW*.

Por outro lado as vantagens do sistema FV são associadas à sua fácil aquisição e instalação, uma vez que podem ser instalados em telhados de residências, comércios e indústrias.

Outra vantagem no uso de sistemas FV é por sua característica modular, a qual permite utilizar diferentes níveis de tensão e correntes e, caso seja necessário, é possível repotencializar o arranjo FV, para que este opere com diferentes níveis de potência (RUTHER, 2004) e (SILVEIRA, 2019).

### 1.1.1 Marco legal da geração distribuída

Com a expansão da geração distribuída, é necessária a criação de mecanismos reguladores, tais como a lei nº 14.300 de 6 de janeiro de 2022, que institui o marco legal da microgeração e minigeração. A lei garante segurança jurídica para as atividades de geração distribuída, as quais eram reguladas por resoluções normativas da ANEEL. A lei apresenta definições relacionadas ao

Sistema de Compensação de Energia Elétrica (SCEE), onde são destacadas:

- Autoconsumo local: Modalidade de microgeração ou minigeração junto à carga;
- Autoconsumo remoto: Modalidade caracterizada por unidades consumidoras de mesma titularidade de uma unidade com microgeração ou minigeração;
- Consórcio de consumidores: Reunião de pessoas físicas e/ou jurídicas com geração de energia para consumo próprio;
- Consumidor-gerador: Titular de unidade geradora com microgeração ou minigeração;
- Crédito de energia elétrica: Excedente de energia elétrica, registrado e alocado para uso em ciclos futuros;
- Excedente de energia elétrica: Diferença entre energia injetada e consumida por unidade consumidora;
- Fontes despacháveis: Unidade geradora que apresente capacidade de armazenamento de energia de pelo menos 20% da capacidade de geração;
- Microgeração distribuída: Central geradora com potência instalada inferior a 75 kW;
- Microrrede: Integração de recursos de geração distribuída, capaz de operar conectado à uma rede ou isolado;
- Minigeração distribuída: Central geradora com potência instalada superior a 75 kW e inferior a 5 MW para fontes despacháveis ou 3 MW para fontes não despacháveis;
- Sistema de Compensação de Energia Elétrica (SCEE): Sistema no qual a energia ativa é injetada na rede elétrica, o qual pode contabilizar créditos a serem utilizados futuramente.

A lei ainda prevê que os créditos expiram após sessenta meses após a data de faturamento em que foram gerados, sendo os créditos expirados revertidos em prol da modicidade tarifária. Os créditos são gerados em termos de energia elétrica, sendo assim não estão sujeitos à alterações nos valores de tarifas praticados.

Também é previsto que as unidades participantes do SCEE passem a considerar as quotas de depreciação, custos de distribuição, operação e manutenção da rede de distribuição. O faturamento ocorre de forma percentual sobre a energia compensada e passará por um período de transição disposto como:

- 15% a partir de 2023;
- 30% a partir de 2024;
- 45% a partir de 2025;
- 60% a partir de 2026;
- 75% a partir de 2027;
- 90% a partir de 2028;
- 100% a partir de 2029.

### 1.1.2 A energia solar fotovoltaica

O marco legal da geração distribuída apresenta garantias legais para as unidades geradoras em recente ascensão, principalmente as provenientes de sistemas FV.

O uso da energia solar fotovoltaica apresenta um potencial gigantesco, pois diariamente a Terra recebe uma grande quantidade de energia na forma de luz e calor. Parte da energia recebida é convertida em eletricidade através de módulos FV, onde os módulos FV vendidos atualmente apresentam aproveitamento pouco superior a 20%, além disso são realizados estudos que visam aumentar essa eficiência (TABERNIG *et al.*, 2022), (SUN *et al.*, 2019), (KÖHLER *et al.*, 2020) e (KARKI *et al.*, 2019).

Uma vez que os módulos FVs apresentam uma baixa conversão de energia, salientam-se estudos de técnicas que garantam o rastreamento da máxima potência disponível, bem como o estudo de novas topologias de inversores, os quais apresentem melhor rendimento e menor custo.

A energia em forma de luz incidente em uma célula FV sofre o efeito fotovoltaico, sendo transformada em eletricidade na forma CC, gerando corrente nominal e tensão de baixa amplitude, a associação de células em série cria módulos FV, os quais são vendidos comercialmente com diferentes níveis de tensão e potência de operação (CASARO; MARTINS, 2008), (HAMIDON *et al.*, 2012), (THAKRAN *et al.*, 2018), (KHANAKI *et al.*, 2013) e (ABDOURRAZIQ *et al.*, 2013).

No estudo do comportamento de um sistema FV, no teste de algoritmos ou para simulação de novas topologias de conversores ou novas formas de operação é possível representar



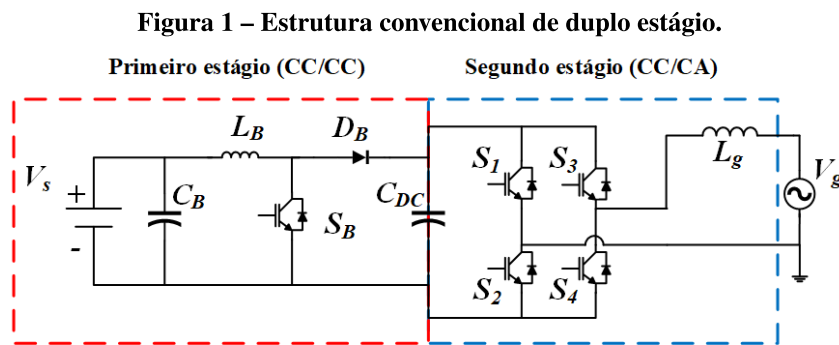
matematicamente o comportamento de uma célula FV, conforme pode ser observado no Apêndice A.

## 1.2 CONVERSORES DE INTERFACE

Quando a geração de eletricidade é realizada em CC, adequações no nível de tensão para uso comercial, residencial e industrial são necessárias. Uma maneira de se realizar tal adequação é através do uso de conversores estáticos (da Silva *et al.*, 2016) e (WOLLZ *et al.*, 2019).

### 1.2.1 Estrutura de duplo estágio

O processo de adequação de energia pode ocorrer em duas etapas de conversão de energia, a primeira CC/CC, onde um conversor é responsável por elevar o nível de tensão, formando um barramento CC, posteriormente essa tensão é utilizada por um inversor, ou conversor CC/CA, responsável por condicionar a energia CC do barramento em CA, com frequência e amplitude controlada e regulada. A Figura 1 apresenta uma topologia convencional de duplo estágio de conversão de energia elétrica, sendo um conversor Boost em cascata com um inversor *full-bridge* (SILVEIRA, 2019).



Fonte: Autoria própria

#### 1.2.1.1 Conversor (CC/CC)

Um conversor CC/CC é responsável pelo condicionamento da tensão CC, fornecendo uma tensão CC  $E_2$  inferior ou superior à entrada  $E_1$  de acordo com as características da topologia adotada (MARTINS; BARBI, 2006). O controle do fluxo de potência do conversor é realizado por meio de uma variável chamada  $D$ , conhecida como razão cíclica do conversor. Comumente um conversor CC/CC apresenta um rendimento variando de 70% a 97%, em função

da configuração topológica, tecnologia dos semicondutores, dentre outros fatores (MARTINS; BARBI, 2006).

Um conversor CC/CC muito conhecido e empregado por sua simplicidade em sistemas de duplo estágio de conversão de energia é o conversor do tipo Boost. O qual apresenta como característica elevação da tensão de entrada, fornecendo em sua saída uma tensão com amplitude igual ou superior à tensão de entrada, ou seja,  $E_2 > E_1$  (ERICKSON, 1997).

Outras topologias de conversores CC/CC podem ser empregadas em um sistema de duplo estágio, sendo variações das seis estruturas de conversores básicos não isolados, apresentados em (MARTINS; BARBI, 2006), tais como Buck, Boost, Buck-Boost, Ćuk, SEPIC (*Single-Ended Primary-Inductor Converter*) ou Zeta, ou ainda conversores isolados como o *Flyback*. O ganho estático destes conversores básicos operando em MCC (Modo de Condução Contínua) são apresentados na Tabela 1.

**Tabela 1 – Ganho estático dos conversores básicos**

Conversor	Ganho estático
Buck	$D$
Boost	$1/(1 - D)$
Buck-Boost	$-D/(1 - D)$
Ćuk	$-D/(1 - D)$
SEPIC	$D/(1 - D)$
Zeta	$D/(1 - D)$

**Fonte: Autoria própria**

#### 1.2.1.2 Inversor (CC/CA)

O inversor ou conversor CC/CA é uma estrutura responsável por condicionar uma tensão CC em sua entrada em uma tensão ou corrente CA na saída, com amplitude e frequência controlada e regulada. Convencionalmente, são utilizados inversores do tipo *full-bridge*, onde os braços são comandados de forma independente, o *full-bridge* pode apresentar configuração monofásica ou trifásica, dependendo do projeto em questão (CAMPANHOL, 2012).

Quando o sistema de duplo estágio é conectado à rede elétrica em CA, a saída do inversor deve ser uma corrente senoidal com baixa distorção harmônica, atendendo as principais normas reguladoras, (IEEE, 2018), (IEC 61727, 2004). Além disso faz-se necessário o uso de um sistema de atracamento de fase (PLL - *phase locked loop*) (da Silva *et al.*, 2008).

### 1.2.2 Topologias de conversores de simples estágio de conversão de energia

Os sistemas de duplo estágio de conversão de energia apresentam simplicidade no controle, em contrapartida tal configuração pode apresentar menor rendimento, bem como maiores peso e volume, pois o rendimento global é obtida pelo produto das eficiências de cada estágio de conversão. (SILVEIRA, 2019).

Almejando menores peso e volume, bem como maior eficiência, quando comparadas com estruturas convencionais de duplo estágio de conversão de energia, nas últimas décadas têm-se estudado e apresentado novas topologias de conversores estáticos integrados, ou de simples estágio de conversão de energia. Os quais apresentam como principais características a capacidade de realizar a adequação da tensão CC empregada em sua entrada e, simultaneamente, fornecer em sua saída tensão ou corrente em CA, de forma regulada e controlada.

## 1.3 ESTRUTURAS ESTUDADAS

Este trabalho visa contribuir com a proposição de três estruturas integradas, as quais são capazes de realizar a interface entre uma fonte de tensão CC, por exemplo, fotovoltaica, e uma saída CA, que pode alimentar cargas locais (*off-grid*), bem como com conexão à rede elétrica monofásica em CA (*on-grid*). As topologias propostas são baseadas em conversores CC/CC organizados em módulos, de forma que cada módulo seja responsável por um semiciclo da rede, resultando em topologias monofásicas.

### 1.3.1 Inversor Integrado Zeta Monofásico (I2ZM)

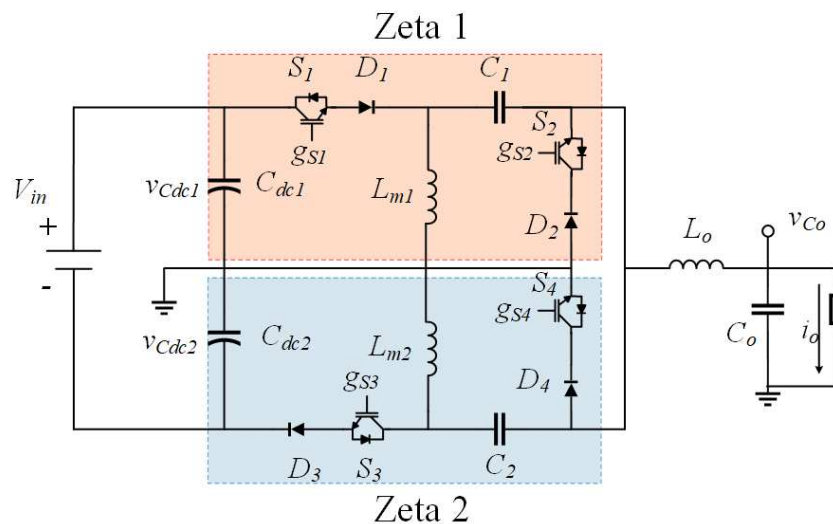
A primeira topologia apresentada, aqui nomeada de Inversor Integrado Zeta modificado (I2ZM), é baseada em topologias do conversor Zeta, formada por quatro interruptores de potência em série com diodos. Esta associação torna a estrutura unidirecional. O I2ZM é capaz de realizar a elevação da tensão CC de entrada e simultaneamente a conversão CC/CA, proporcionando em sua saída uma tensão regulada e controlada, ou injetando na rede uma corrente sincronizada com a tensão com baixa distorção harmônica total (DHT).

O I2ZM é semelhante ao trabalho proposto em (SAMPAIO *et al.*, 2019), porém de acordo com o funcionamento de ambas estruturas, algumas características podem ser destacadas: i) o ganho estático do I2ZM no modo de condução descontínua (MCD) é idêntico ao conversor

Zeta convencional; ii) tensão reduzida nos semicondutores; iii) menor nível de tensão nos capacitores intermediários; iv) menor pico de corrente nos indutores; v) menor circulação de corrente nos semicondutores.

O circuito elétrico do I2ZM é apresentado na Figura 2. É possível perceber a divisão entre dois módulos baseados no conversor Zeta, marcados como "Zeta 1", responsável pelo semiciclo positivo e "Zeta 2", responsável pelo semiciclo negativo. A saída  $V_{Co}$  pode ser substituída pela rede elétrica, fazendo que o I2ZM injete corrente ativa na rede, desde que seja alterada a estratégia de controle.

**Figura 2 – Inversor Integrado Zeta Monofásico (I2ZM).**



**Fonte: Autoria própria**

### 1.3.2 Inversor Ćuk Integrado Monofásico (ICIM)

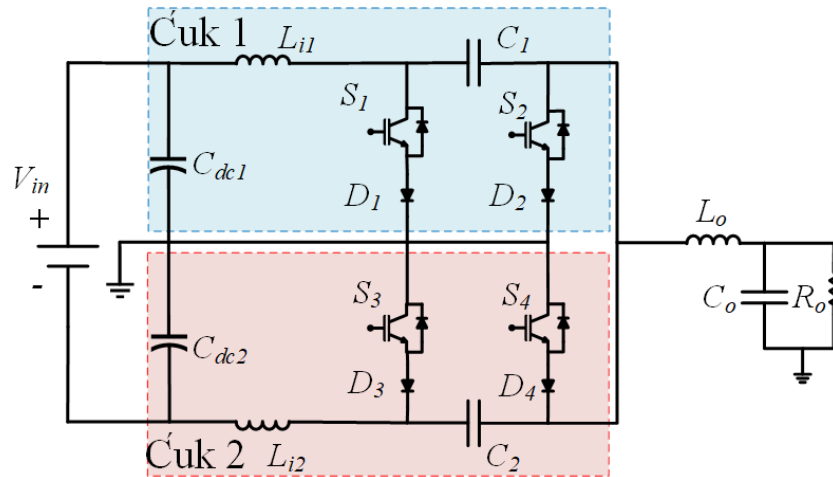
O I2ZM é baseado no conversor Zeta, tendo como característica ser fonte de corrente na saída e fonte de tensão na entrada, fazendo que a corrente de entrada seja descontínua. Como forma de diminuir a oscilação ou descontinuidade de corrente drenada da fonte é proposta uma nova topologia de inversor integrado, denominada de Inversor Ćuk Integrado Monofásico.

O ICIM é baseado em conversores do tipo Ćuk, os quais são classificados como fonte de corrente na entrada e saída, em contrapartida o conversor Ćuk apresenta inversão da polaridade da tensão/corrente de saída. Entre o I2ZM e o ICIM é possível destacar as diferenças: i) corrente drenada da entrada com maior filtragem para o ICIM; ii) inversão da polaridade de saída no ICIM; iii) maior nível tensão nos capacitores intermediários do ICIM.

O circuito elétrico do ICIM é visualizado na Figura 3, onde é possível visualizar dois

módulos baseados no conversor CC/CC Ćuk, o módulo "Ćuk 1" é responsável por gerar a tensão/corrente durante o semiciclo negativo da saída, já o módulo "Ćuk 2" é responsável pelo semiciclo positivo.

Figura 3 – Inversor Ćuk Integrado Monofásico (ICIM).



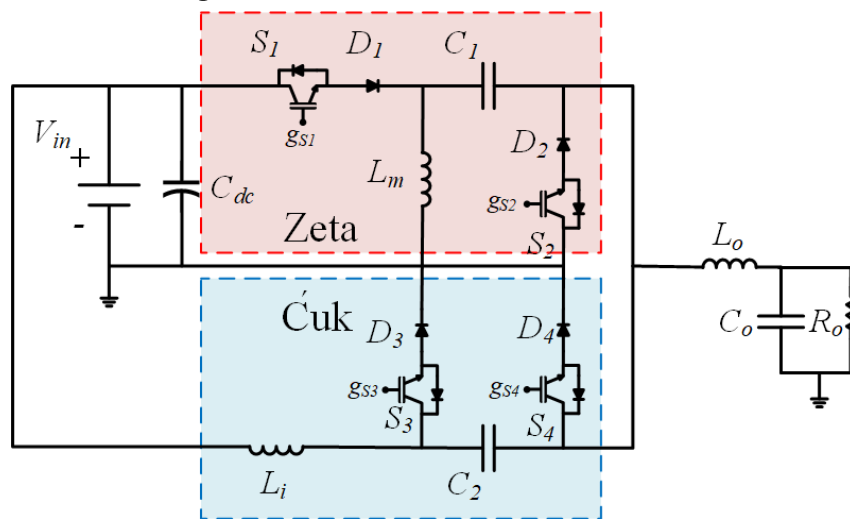
Fonte: Autoria própria

### 1.3.3 Inversor Híbrido Zeta Ćuk (IHZC)

Aproveitando as características dos conversores Zeta e Ćuk é proposta uma topologia de inversor integrado baseado em uma combinação de ambos conversores. Essa topologia é nomeada Inversor Híbrido Zeta Ćuk (IHZC). Seu funcionamento durante o semiciclo positivo da tensão/corrente de saída é semelhante a operação do I2ZM, ou um conversor CC/CC Zeta, por outro lado, durante o semiciclo negativo da tensão/corrente de saída o IHZC apresenta comportamento próximo ao ICIM, ou um conversor CC/CC Ćuk.

A Figura 4 apresenta o circuito elétrico do IHZC, onde é visualizado um módulo Zeta, o qual atua no semiciclo positivo da tensão/corrente de saída e um módulo Ćuk, atuante no semiciclo negativo. Como principal vantagem do IHZC é destacada a utilização de toda tensão de entrada em ambos módulos, Zeta e Ćuk, enquanto no I2ZM e no ICIM, essa tensão é dividida entre dois capacitores, idealmente cada capacitor apresenta metade da tensão de entrada  $V_{in}$ . Também se destaca que o IHZC operando com a mesma potência do I2ZM e ICIM, porém com uma tensão maior de entrada, há uma redução nos níveis de correntes nos indutores, conseqüentemente diminuindo a corrente eficaz através dos semicondutores.

Figura 4 – Inversor Híbrido Zeta Ćuk (IHZC).



Fonte: Autoria própria

## 1.4 OBJETIVOS

Esta dissertação tem como objetivo o estudo de estruturas de inversores integrados baseados em topologias de conversores do tipo Zeta e Ćuk, os quais podem ser empregados em sistemas autônomos ou conectados à rede.

### 1.4.1 Objetivos específicos

Destarte os objetivos específicos são classificados como:

- Obter as principais equações que descrevem o funcionamento dos inversores estudados;
- Realizar comparações a respeito das principais equações e ganhos das topologias;
- Modelar matematicamente os inversores;
- Analisar as respostas das estruturas para variações das características;
- Projetar controladores que garantam o correto funcionamento da estrutura;
- Simular as topologias estudadas em sistemas autônomos e conectados à rede;
- Realizar comparações com os resultados de simulação;
- Realizar a montagem das topologias e obter resultados experimentais;
- Realizar comparações com os resultados experimentais obtidos.

## 1.5 JUSTIFICATIVA

Diante do cenário atual de aumento na demanda de energia elétrica, e aumento da participação de microgeradores na geração distribuída, majoritariamente utilizando arranjos FVs, os quais apresentam um baixo rendimento de conversão fotovoltaica e geração de eletricidade em componentes CC. São estudadas novas formas de se realizar o rastreamento da máxima potência disponível, bem como a utilização de novas topologias integradas que apresentem melhor rendimento global no sistema.

As estruturas integradas, realizam simultaneamente a adequação da tensão CC empregue em sua entrada, bem como a conversão CC/CA, podendo injetar na rede corrente senoidal em contra-fase, ou gerar uma rede CA, em um único estágio de conversão de energia.

Utilizando uma estrutura integrada, unindo as duas etapas de conversão de energia, as estruturas estudadas tendem a apresentar um bom rendimento, quando comparadas ao uso de duas topologias de conversores associadas em cascata.

## 1.6 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Desta forma este trabalho apresenta no Capítulo 2 uma revisão da literatura, onde de forma sucinta são apresentadas algumas topologias de conversores integrados. Já no Capítulo 3 é detalhado o funcionamento das estruturas estudadas durante um período de chaveamento, bem como são apresentadas as principais formas de onda e equações para o período.

No Capítulo 4 é apresentada a modelagem matemática empregada, inicialmente se utiliza o modelo médio de espaço de estados. Como os inversores são projetados para o funcionamento em MCD, torna-se necessária a correção do modelo médio obtido, posteriormente o modelo médio é associado à rede generalizada de comutação, obtendo assim as funções de transferência necessárias para as estruturas estudadas.

No Capítulo 5 são apresentados os resultados de simulação para as três topologias, tanto operando como sistema autônomo, quanto operando conectados à rede. Com os resultados de simulação são realizadas comparações qualitativas e quantitativas. Adicionalmente no Capítulo 6 são realizadas análises e comparações a respeito das respostas experimentais das estruturas de inversores integrados estudadas. Por fim no Capítulo 7 são apresentadas as principais considerações e perspectivas de trabalhos futuros.

## 2 REVISÃO DA LITERATURA

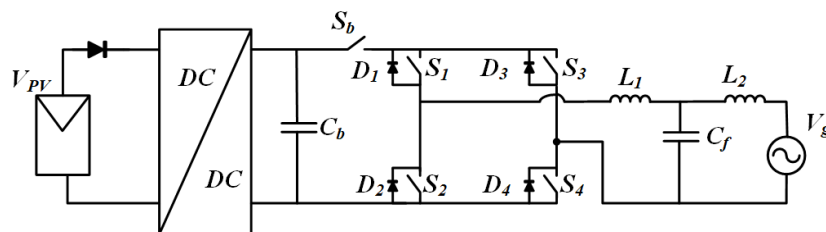
Na presente literatura científica verifica-se a tendência de se propor alternativas para a conversão de energia de uma fonte de entrada CC para uma saída CA. A crescente utilização da energia FV impulsiona as pesquisas, uma vez que os módulos vendidos comercialmente geram energia em CC.

### 2.1 INVERSORES INTEGRADOS

A partir de sistemas de duplo estágio de conversão de energia, é proposto em (MEURER *et al.*, 2019) um inversor Buck, com o objetivo de minimizar as perdas de chaveamento do inversor *full-bridge*. O inversor opera como conversor de interface entre um arranjo FV e a rede elétrica monofásica, injetando uma corrente com baixa distorção.

A estrutura é formada por cinco interruptores de potência, onde apenas o interruptor  $S_b$  opera em alta frequência, enquanto os demais interruptores de  $S_1$  a  $S_4$  operam na frequência da rede e são responsáveis pela inversão da corrente na saída. Resultados experimentais mostram uma eficiência de 96,27% e uma DHT de 3,7% para uma potência de 200 W. Foi utilizada uma tensão de entrada de 400 V, a corrente é injetada em uma rede com tensão eficaz de 220 V. A Figura 5 mostra a topologia proposta por (MEURER *et al.*, 2019).

Figura 5 – Inversor Buck proposto por (MEURER *et al.*, 2019).



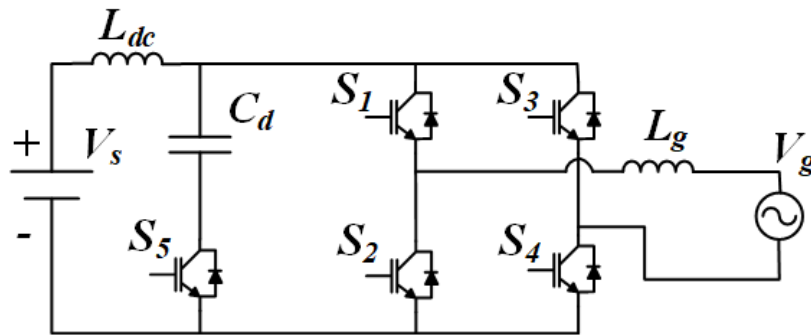
Fonte: Adaptado de (MEURER *et al.*, 2019)

Outro problema relacionado às estruturas de duplo estágio é a utilização de grandes capacitores eletrolíticos para formar o barramento CC e realizar o desacoplamento entre as topologias de conversores. Estes capacitores minimizam a amplitude do *ripple* em baixas frequências presentes no barramento CC, por exemplo, em um sistema monofásico as tensões nos capacitores do barramento CC apresentam oscilações de 120 Hz, porém o uso de grandes capacitâncias pode ocasionar maior volume da estrutura e perdas associadas à resistência série dos capacitores.



Desta forma, o trabalho (LIN *et al.*, 2020) apresenta um inversor integrado monofásico baseado no conversor Boost em cascata com um conversor *full-bridge* sem a necessidade de grandes capacitâncias para o desacoplamento entre as topologias. A Figura 6 apresenta a topologia proposta em (LIN *et al.*, 2020).

Figura 6 – Topologia proposta por (LIN *et al.*, 2020).



Fonte: Adaptado de (LIN *et al.*, 2020)

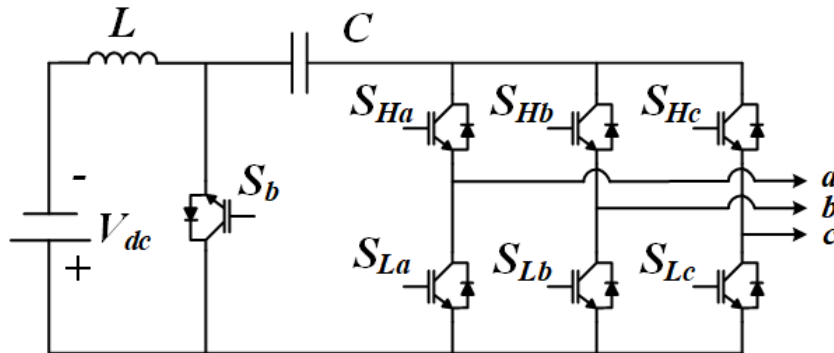
A topologia apresenta quatro etapas de operação durante um período de chaveamento, na primeira etapa os interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  são comandados à condução, ao mesmo tempo que o interruptor  $S_5$  permanece bloqueado, fazendo que o indutor  $L_{dc}$  seja carregado com a tensão  $V_s$ , na segunda etapa os interruptores  $S_1$ ,  $S_3$  e  $S_5$  são comandados à condução, enquanto os interruptores  $S_2$  e  $S_4$  permanecem bloqueadas, fazendo que a energia armazenada no indutor  $L_{dc}$  seja transferida para o capacitor  $C_d$ . A terceira e quarta etapa são utilizadas para transferência de energia do capacitor para a rede. A topologia é avaliada através de simulações e análises do protótipo, obtendo um baixo *ripple* de corrente no capacitor  $C_d$ , simultaneamente é injetada uma corrente senoidal na rede, garantindo seu funcionamento como estrutura integrada.

No uso de redes trifásicas são utilizados conversores como o proposto em (ABDEEN *et al.*, 2019) onde é analisado um conversor trifásico de único estágio de conversão de energia baseado no conversor Buck-Boost, chamado (*Buck-Boost Inverter-BBI*). A topologia consiste em um conversor Buck-Boost integrado em conjunto com um inversor trifásico, o qual apresenta dois modos de operação, no primeiro modo o interruptor  $S_b$  é comandado à condução carregando o indutor com a tensão CC da fonte de entrada, no modo descarga o indutor é descarregado com a tensão do capacitor. A Figura 7 mostra o conversor integrado analisado.

Os trabalhos apresentados anteriormente utilizam diferentes métodos para uso de estruturas de simples estágio, porém os resultados obtidos ou as topologias não apresentam ganho de tensão, tornando-os próximos ao uso de um inversor *full-bridge*. Também é possível distinguir

claramente as etapas de conversão de energia CC/CC e CC/CA.

Figura 7 – Topologia trifásica analisada em (ABDEEN *et al.*, 2019).

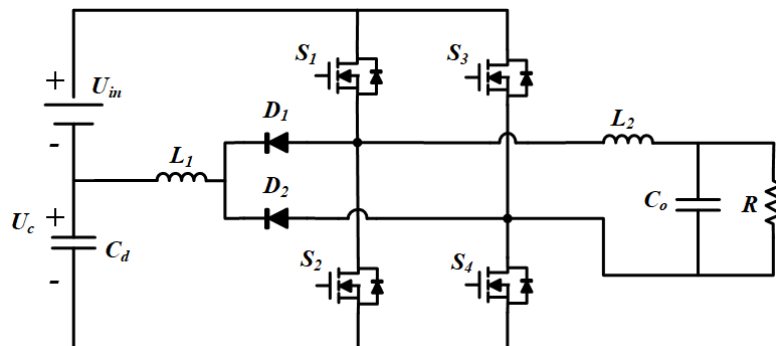


Fonte: Adaptado de (ABDEEN *et al.*, 2019)

Partindo de alguns conversores CC/CC, em (LI *et al.*, 2018) são propostos inversores integrados apresentando topologias simples e de baixas perdas, os quais podem ser utilizados em sistemas fotovoltaicos ou em conjunto com outras fontes de geração de eletricidade em CC. A família de inversores integrados é construída a partir da substituição dos elementos semicondutores, interruptores e diodos, já presente nas estruturas convencionais de conversores CC/CC, por um sistema de interruptores bidirecionais.

Explorando mais a fundo a família apresentada em (LI *et al.*, 2018) é apresentado o estudo do conversor baseado no Buck-Boost. Formado pela integração da estrutura convencional do conversor Buck-Boost com um *full-bridge*, onde as estruturas compartilham interruptores e diodos com os braços do inversor, com isso, reduzindo o número de componentes. Os interruptores  $S_1$  e  $S_3$  do conversor integrado correspondem ao interruptor do buck-boost, enquanto os interruptores  $S_2$  e  $S_4$  correspondem ao diodo. Os diodos  $D_1$  e  $D_2$  presentes na estrutura integrada evitam que a tensão no capacitor  $C_d$  seja descarregada pela etapa de descarga do indutor  $L_1$ . A Figura 8 apresenta o inversor integrado proposto.

Figura 8 – Topologia analisada em (QIN *et al.*, 2018).



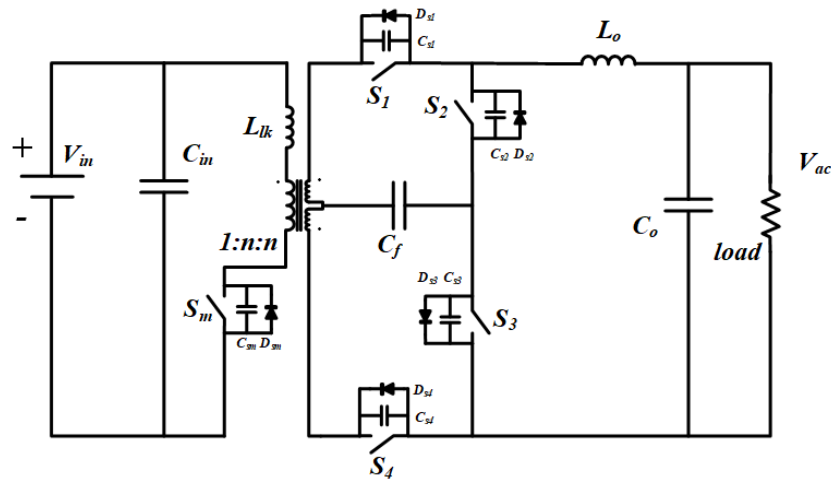
Fonte: Adaptado de (QIN *et al.*, 2018)

Em contrapartida é necessária uma modulação híbrida. A modulação adotada apresenta apenas uma variável de controle, podendo ser a tensão ou corrente de saída. A operação da estrutura é dada pelo acionamento de pares de interruptores, sendo dividida em quatro etapas de operação para cada período de chaveamento. Caso a topologia opere em MCC apresenta seis etapas de operação, ainda com o acionamento em pares de interruptores.

O conversor Zeta apresenta algumas vantagens para uso em sistemas de duplo estágio, como ser facilmente isolável utilizando um transformador em alta frequência, proporcionando além da isolamento galvânica um ganho elevado, outra vantagem é apresentar em sua saída um filtro  $LC$ .

Portanto, baseado na estrutura de um conversor Zeta isolado, é proposto em (SURAPANENI; RATHORE, 2015) um novo microinversor para aplicações como interface em sistemas de geração FV. A topologia atua como único estágio de conversão de energia, apresentando um transformador em alta frequência. O microinversor é capaz de operar no MCC ou no MCD, apresentando alta eficiência e reduzido estresse nos componentes. A Figura 9 apresenta a topologia do microinversor proposto.

**Figura 9 – Topologia proposta em (SURAPANENI; RATHORE, 2015).**



**Fonte: Adaptado de (SURAPANENI; RATHORE, 2015)**

Apenas o interruptor  $S_m$  opera com uma razão cíclica variável em alta frequência, os demais interruptores operam na frequência da rede, sendo que durante o semiciclo positivo os interruptores  $S_1$  e  $S_3$  são comandados à condução, já no semiciclo negativo os interruptores  $S_2$  e  $S_4$  são comandados à condução.

Durante o semiciclo positivo da saída CA é possível dividir um período de chaveamento em duas etapas de operação, quando a estrutura opera em MCC, na primeira etapa o interruptor

$S_m$  é comandado à entrar em condução, os interruptores  $S_1$  e  $S_3$  se encontram acionados durante todo semiciclo positivo, nesta etapa o indutor  $L_{lk}$  é magnetizado, e a energia do capacitor  $C_f$  é transferida para o indutor  $L_o$ . Na segunda etapa ocorre a abertura do interruptor  $S_m$  e a desmagnetização do indutor  $L_{lk}$ , onde a corrente passa a circular pelo diodo do interruptor  $S_2$ . O funcionamento para o semiciclo negativo da saída ocorre de forma semelhante.

Também utilizando um conversor Zeta é apresentado em (VIERO; REIS, 2011) um novo uso para estruturas de duplo estágio de conversão de energia. A partir da modelagem de um conversor Zeta operando em MCD para o uso nos sistemas de geração de energia de pequeno porte, o conversor Zeta é utilizado em cascata com um conversor *full-bridge*.

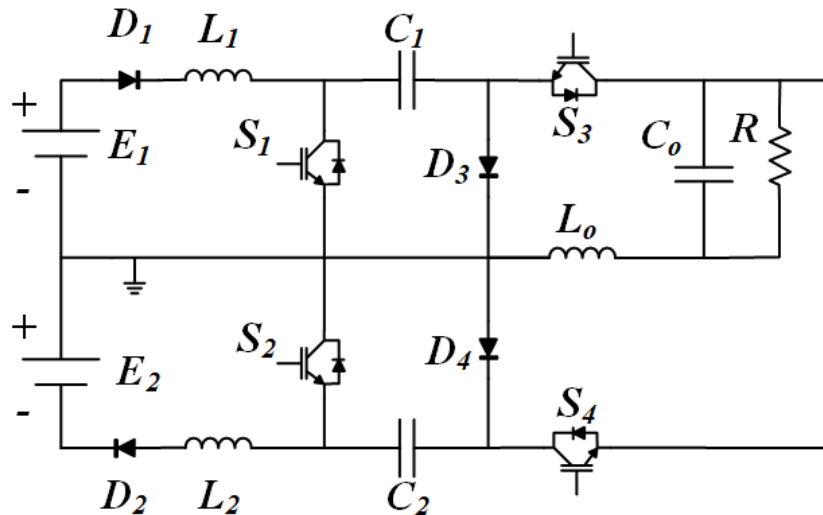
Como o conversor Zeta apresenta características de fonte de corrente na saída é possível controlar diretamente a corrente no indutor de saída, de forma que seja obtida uma corrente com formato senoidal retificado, desta forma, o inversor *full-bridge* tem a função de realizar a inversão da corrente de saída do conversor Zeta. Os interruptores do inversor operam em baixa frequência, reduzindo perdas por comutação. O sistema é constituído por um arranjo FV como fonte primária, um conversor Zeta isolado operando em MCD, e um inversor *full-bridge*.

Também utilizando um conversor isolado em (KABALCI; BOYAR, 2020) é proposto um microinversor com dois estágios de conversão para operar com potência de 390 W, formado pela associação de um conversor *Flyback* com um inversor H5, garantindo isolamento galvânica, alto ganho e baixa distorção harmônica. Em simulação a topologia proposta eleva uma tensão de 47 V CC para uma tensão eficaz de 220 V com frequência de 50 Hz.

A partir das características de um conversor Ćuk é proposto em (YUE, 2021) um novo inversor integrado para uso em sistemas de geração de energia FV. A estrutura apresentada é capaz de elevar a tensão de entrada e simultaneamente realizar a conversão CC/CA.

A estrutura utilizada apresenta dois conversores do tipo Ćuk modificados em paralelo com suas saídas conectadas, são incluídos diodos em série com os indutores de entrada com a finalidade de tornar a estrutura unidirecional. A Figura 10 apresenta a topologia do inversor integrado proposto em (YUE, 2021). A estrutura utiliza duas fontes CC de entrada, uma para cada conversor módulo Ćuk. Os interruptores  $S_3$  e  $S_4$  operam em baixa frequência, onde seu acionamento é determinado e relacionado com os semiciclos positivo e negativo da saída, atuando de forma complementar. A modulação dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  é realizada através de uma modulação por largura de pulso senoidal e seu controle é realizado por um controlador do tipo PI.

Figura 10 – Inversor integrado proposto em (YUE, 2021).



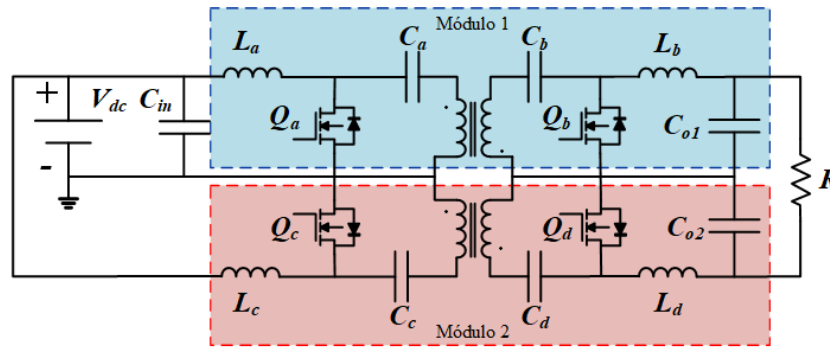
Fonte: Adaptado de (YUE, 2021)

Ainda utilizando estruturas baseadas no conversor Ćuk são apresentados trabalhos como (MEHRNAMI; MAZUMDER, 2013) e (MEHRNAMI *et al.*, 2016) onde são utilizados o modo diferencial Ćuk integrado (MDCI). Nesta estrutura é utilizada apenas uma fonte CC de entrada, a inversão de polaridade da saída para injeção de corrente na rede ou alimentação de cargas CA é realizada através de transformadores em alta frequência.

Utilizando um MDCI são utilizados em (MEHRNAMI; MAZUMDER, 2013) controladores do tipo P ressonante para compensação de componentes harmônicos. A proposta utiliza controladores sintonizados na 3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup> e 9<sup>a</sup> harmônica, com objetivo de fornecer em sua saída uma tensão com DHT inferior a 5%, já que o sistema opera de forma autônoma, alimentando uma carga resistiva.

O ganho de tensão do MDCI apresenta não linearidades, enquanto sua topologia é dividida em dois módulos, sendo que as análises podem ser realizadas apenas em um dos módulos, responsável pelo semiciclo positivo ou negativo da tensão de saída. A Figura 11 apresenta um MDCI monofásico utilizado em (MEHRNAMI; MAZUMDER, 2013). Durante o semiciclo positivo da tensão de saída os interruptores  $Q_a$  e  $Q_b$  apresentam comutação de forma complementar. O interruptor  $Q_c$  permanece constantemente bloqueado durante o semiciclo positivo, enquanto interruptor  $Q_d$  encontra-se em condução durante este semiciclo.

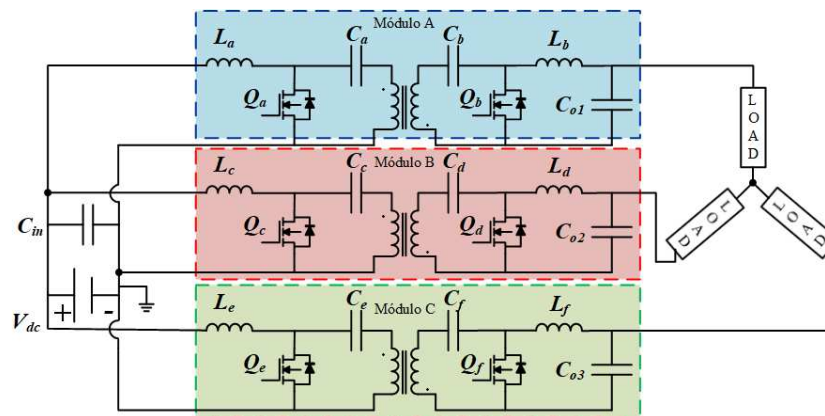
Figura 11 – MDCI utilizado como sistema autônomo em (MEHRNAMI; MAZUMDER, 2013).



Fonte: Adaptado de (MEHRNAMI; MAZUMDER, 2013)

Aproveitando as vantagens de um módulo Ćuk diferencial em (MEHRNAMI *et al.*, 2016) são analisadas diferentes técnicas de modulação para uma estrutura de modo diferencial Ćuk trifásica, a qual apresenta reduzido número de componentes, possibilidade de fluxo bidirecional de energia e isolamento galvânica, tornando a estrutura viável para o uso em conjunto com sistemas de geração de energia a partir de fontes renováveis, tanto para o uso conectado à rede, quanto o uso em sistemas autônomos. O módulo Ćuk trifásico é observado na Figura 12.

Figura 12 – Módulo Ćuk Trifásico integrado.



Fonte: Adaptado de (MEHRNAMI *et al.*, 2016)

Convencionalmente é utilizada a *continuous modulation scheme* - CMS, porém em (MEHRNAMI *et al.*, 2016) é proposto a utilização de *descontinuous modulation scheme* - DMS no módulo Ćuk trifásico integrado. As modulações são comparadas em malha aberta e malha fechada.

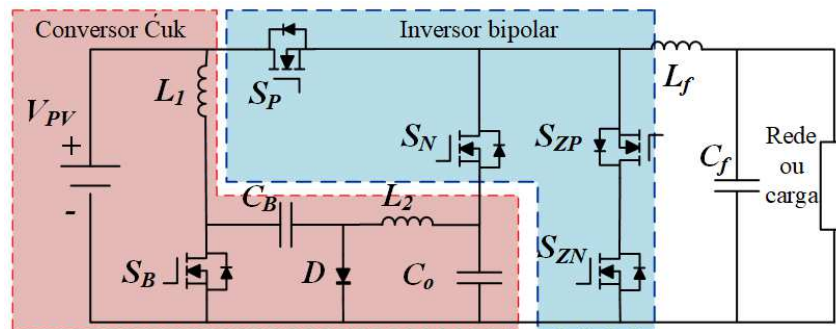
A modulação DMS tem como objetivo minimizar o fluxo de potência, o qual é associado às perdas. Durante o CMS cada módulo apresenta uma saída senoidal, com valor médio associado, as diferenças entre as saídas geram as tensões de linha. Já na modulação DMS cada módulo permanece um terço do período desativado, apresentando saída nula.

Resultados experimentais mostram uma eficiência mais elevada ao se utilizar a modulação DMS em comparação a CMS, assim como menor pico de tensão nos semicondutores. Em contrapartida ao se utilizar DMS observa-se elevação de DHT.

Em (GHOSH *et al.*, 2018) é proposto um novo inversor integrado monofásico, para o uso em sistemas fotovoltaicos, o inversor proposto é capaz de adequar a tensão gerada pelo arranjo FV sem a necessidade do uso de transformadores em alta frequência.

Seu funcionamento é baseado no conversor Ćuk e apresenta conexão entre o arranjo FV, ou fonte de tensão CC da entrada e a rede elétrica. A Figura 13 apresenta o inversor proposto por (GHOSH *et al.*, 2018).

**Figura 13 – Inversor proposto por (GHOSH *et al.*, 2018).**



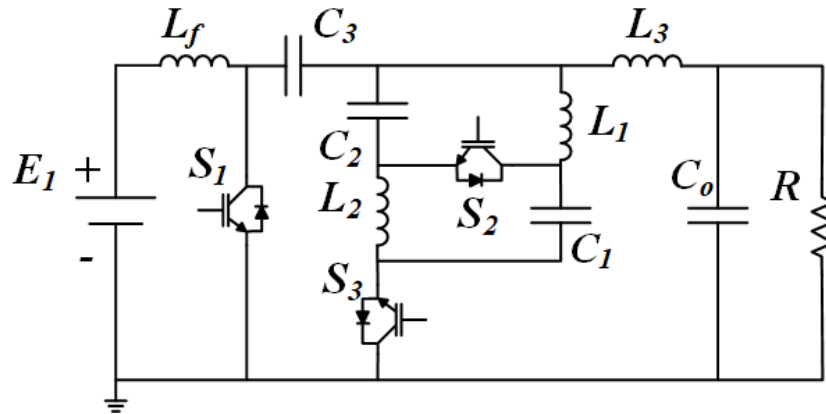
Fonte: Adaptado de (GHOSH *et al.*, 2018)

A análise da topologia pode ser dividida em um sistema de duas partes: i) um conversor integrado Ćuk em série com um inversor tipo T monofásico; ii) inversor monofásico de quatro interruptores ( $S_p$ ,  $S_{zp}$ ,  $S_n$  e  $S_{zn}$ ). Por fim, ambas partes são conectadas em um filtro  $LC$ .

Outro trabalho que propõe uma nova estrutura de inversor baseada no conversor Ćuk é descrita em (WANG; TANG, 2018) onde um novo inversor Z-source é proposto, a topologia apresenta características de um conversor Buck-boost e aterramento entre fonte de entrada e saída. O ganho da estrutura é superior ao de um quasi-Z-source e o semi-Z-source. A Figura 14 apresenta a topologia proposta.

A topologia é composta por um conversor Ćuk em conjunto com um inversor semi-Z-source. Em seu funcionamento dois interruptores são comandados à condução simultaneamente, resultando em três etapas de operação durante um período de chaveamento. Na primeira etapa são acionados simultaneamente os interruptores  $S_1$  e  $S_3$ . Na segunda etapa o interruptor  $S_3$  é bloqueado e o interruptor  $S_2$  é comandado à condução. Por fim, na terceira etapa o interruptor  $S_1$  é bloqueado e o interruptor  $S_3$  novamente entra em condução.

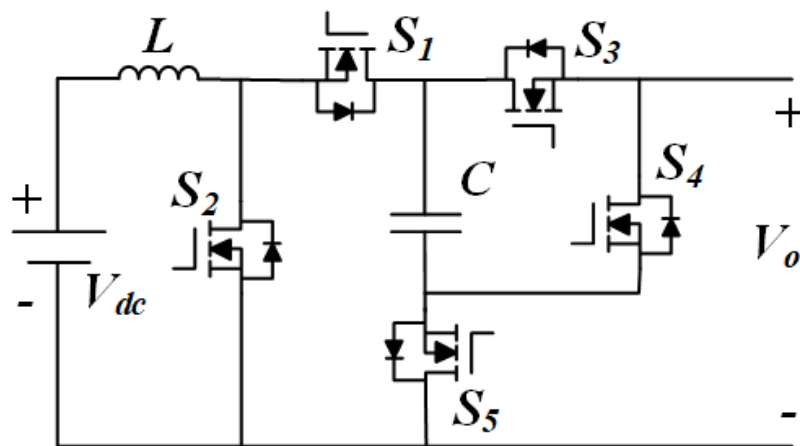
Figura 14 – Inversor proposto por (WANG; TANG, 2018).



Fonte: Adaptado de (WANG; TANG, 2018)

Em (LEE *et al.*, 2019) é apresentado um novo inversor chamado de *single-stage common-ground boost inverter* (S<sup>2</sup>CGBI) utilizado em sistemas monofásicos de geração de energia, a partir de arranjos FV. A topologia do inversor apresenta aterramento entre a fonte de entrada CC e a rede CA na saída, com o objetivo de eliminar capacitâncias parasitas que podem aparecer com o uso do arranjo FV. A Figura 15 apresenta a topologia proposta.

Figura 15 – S<sup>2</sup>CGBI proposto por (LEE *et al.*, 2019)



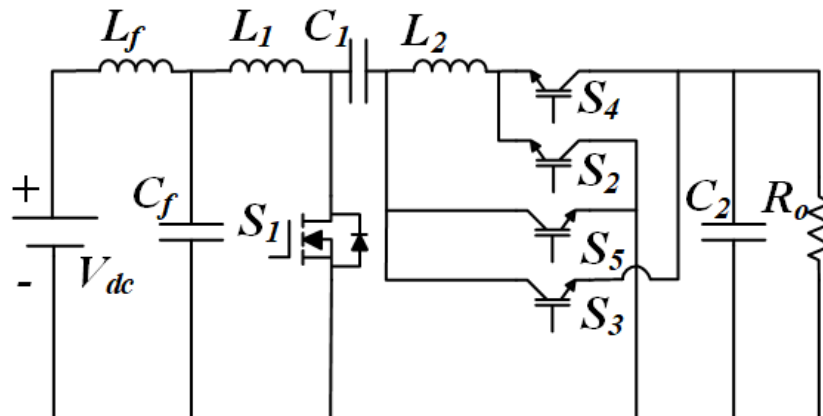
Fonte: Adaptado de (LEE *et al.*, 2019)

No funcionamento da estrutura cada período de chaveamento é dividido em quatro etapas de operação, em cada etapa três dos cinco interruptores são acionados.

De forma similar em (PAUL *et al.*, 2019) também é proposto um inversor integrado monofásico de cinco interruptores baseado nos conversores CC/CC convencionais SEPIC e Ćuk. O inversor proposto apresenta alto ganho e opera no MCD. Em seu funcionamento apenas um interruptor atua em alta frequência. A Figura 16 apresenta a topologia do inversor proposto.



Figura 16 – Sepic-Ćuk proposto por (PAUL *et al.*, 2019).



Fonte: Adaptado de (PAUL *et al.*, 2019)

Durante o semiciclo positivo, a topologia opera no chamado modo SEPIC, onde os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  são comandadas por pulsos enquanto os interruptores  $S_4$  e  $S_5$  não recebem sinais para comutação. Também é possível dividir cada período de chaveamento em três etapas de operação, no modo SEPIC, durante a primeira etapa de operação ocorre a comutação do interruptor  $S_1$ , neste momento o interruptor  $S_3$  se encontra bloqueado. Na segunda etapa o interruptor  $S_1$  é bloqueado, a terceira etapa é iniciada quando a corrente no indutor  $L_1$  assume valor nulo, resultando em sua total desmagnetização.

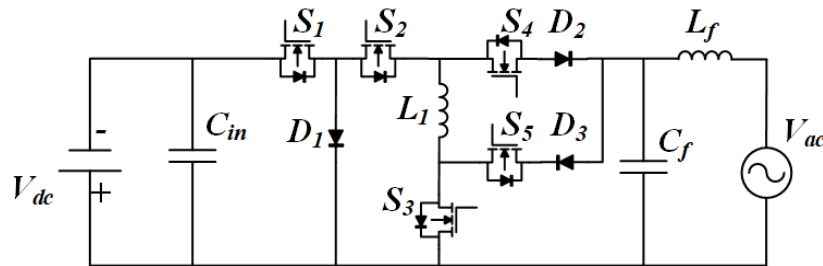
A operação no semiciclo negativo, chamada de modo Ćuk, ocorre de forma similar ao modo SEPIC, neste modo os interruptores  $S_4$  e  $S_5$  se encontram em condução. Na primeira etapa de operação o interruptor  $S_1$  é comandado à condução, na segunda etapa o interruptor  $S_1$  é bloqueado e na terceira etapa a corrente no indutor  $L_1$  atinge o valor zero.

Em (AWAD *et al.*, 2019) é proposto um inversor integrado monofásico para aplicações em sistemas de geração de energia a partir de arranjos FVs, o inversor apresenta como característica a possibilidade de gerar em sua saída uma tensão alternada com amplitude maior ou menor que a tensão CC em sua entrada. O conversor emprega topologia baseada no conversor Buck-Boost, utilizado cinco interruptores e um único indutor de filtragem para o semiciclo positivo e negativo da saída conforme ilustrado na Figura 17. A topologia proposta opera no MCD.

Durante o semiciclo positivo da tensão de saída um período de chaveamento é dividido em três etapas de operação, na primeira etapa, chamada de carga, os interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  são acionados, já na segunda etapa o interruptor  $S_2$  é bloqueado, ocorrendo a desmagnetização da corrente no indutor  $L_1$ , já na terceira etapa de operação a corrente assume o menor valor

deixando de circular pelo diodo  $D_2$ .

Figura 17 – Inversor proposto por (AWAD *et al.*, 2019).



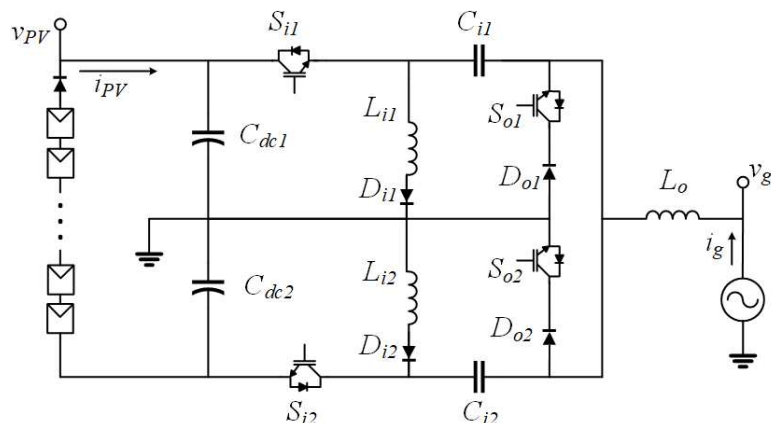
Fonte: Adaptado de (AWAD *et al.*, 2019)

No semiciclo negativo, durante a etapa de carga, os interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  são comandados à condução. Na etapa de desmagnetização ocorre o bloqueio dos interruptores  $S_1$  e  $S_3$ , resultando na desmagnetização da corrente no indutor  $L_1$ , na terceira etapa a corrente atinge o menor valor, deixando de circular pelo diodo  $D_3$ .

Em (SAMPAIO *et al.*, 2019) é apresentado um inversor integrado baseado na topologia do conversor CC/CC tipo Zeta, chamado *Modified Zeta Inverter* (MZI). O inversor opera no MCD, porém a associação de diodos em série com os indutores  $L_{i1}$  e  $L_{i2}$ , faz com que seu funcionamento e ganho estático seja diferente do conversor Zeta convencional.

Durante a terceira etapa de operação a corrente através dos indutores  $L_{i1}$  e  $L_{i2}$  do MZI apresentam valor nulo. Já no conversor Zeta convencional a corrente através indutor  $L_m$  apresenta o mesmo valor da corrente através do indutor  $L_o$ , durante a terceira etapa de operação, caracterizando a troca de energia entre os indutores, o diodo em série com os indutores do MZI impede que esta troca de energia ocorra. A Figura 18 apresenta o inversor integrado proposto em (SAMPAIO *et al.*, 2019).

Figura 18 – Inversor proposto por (SAMPAIO *et al.*, 2019).



Fonte: Adaptado de (SAMPAIO *et al.*, 2019)

O I2ZM, que será abordado nesse trabalho, pode ser visto como uma modificação do MZI, com o intuito de contornar algumas desvantagens apresentada pelo MZI. Dentre elas se destacam, tensões elevadas nos interruptores  $S_{i1}$  e  $S_{i2}$ , tensões elevadas nos capacitores  $C_{i1}$  e  $C_{i2}$ , no MZI também há maior limitação da tensão máxima que pode ser empregada na entrada, além disso o I2ZM apresenta ganho estático maior que o MZI, sendo esse o mesmo para o conversor CC/CC Zeta convencional.

## 2.2 COMPARAÇÕES PARCIAIS DAS TOPOLOGIAS

Agrupando algumas características dos inversores integrados apresentados nesta seção é obtida a Tabela 2, onde percebe-se que há uma grande faixa de operação de potência, com topologias projetadas desde  $147\text{ W}$  até  $2\text{ kW}$ , bem como diferentes níveis de tensão de entrada, sendo empregadas, desde  $30\text{ V}$ , destacando o uso de topologias de inversores integrados que apresentam alto ganho. Por outro lado são apresentados trabalhos em que a topologia de inversor não necessita realizar a elevação da tensão de entrada.

Sendo topologias distintas, diversas formas de comutação são empregadas, assim como são utilizados diferentes quantidades e disposições de semicondutores e elementos passivos.

**Tabela 2 – Comparação das topologias monofásicas**

Topologia	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
a	4	4	4	3	3	2	4	2	3	3	2
b ( $kHz$ )	20	20	50	20	20	250	100 e 20	20	10	15	50
c ( $W$ )	200	400	400	220	484	–	2000	1240	147	340	432
d ( $V$ )	400	200	42	30	200	40	400	90	100	71,2	139,2
e	1	5	4	1	2	2	5	3	5	5	4
f	4	0	0	4	2	2	0	0	0	0	0
g	0	0	2	0	4	2	1	0	0	3	4
h	2	2	2	2	2	4	3	4	1	2	3
i	2	1	2	3	3	5	3	4	1	2	4
j	0	0	0	1	0	2	0	0	0	0	0

**Fonte: Autoria própria**

As topologias utilizadas na comparação são encontradas nos trabalhos mencionados abaixo.

1. (MEURER *et al.*, 2019); 2. (LIN *et al.*, 2020); 3. (QIN *et al.*, 2018); 4. (SURAPANENI; RATHORE, 2015); 5. (YUE, 2021); 6. (MEHRNAMI; MAZUMDER, 2013); 7. (GHOSH *et al.*, 2018); 8. (WANG; TANG, 2018); 9. (LEE *et al.*, 2019); 10. (AWAD *et al.*, 2019); 11. (SAMPAIO *et al.*, 2019).

Os critérios utilizados nas comparações são descritos como:

a) Máximo de semicondutores em condução simultaneamente; b) Frequência de chaveamento; c) Potência nominal; d) Tensão de entrada; e) Interruptores em alta frequência; f) Interruptores em baixa frequência; g) Diodos; h) Indutores; i) Capacitores; j) Transformadores em alta frequência.

### 2.3 CONSIDERAÇÕES PARCIAIS

Este capítulo apresentou algumas topologias de inversores integrados, assim como uma breve descrição do funcionamento de cada estrutura. A partir das particularidades de cada topologia é observado que algumas delas apresentam alto ganho, enquanto outras apresentam eficiência elevada.

Cada topologia descrita na revisão da literatura apresenta singularidades, desde sua composição, usando mais ou menos componentes, algumas utilizando transformadores em alta frequência, bem como diferentes potências e aplicações.

Em relação ao chaveamento das topologias, diferentes estratégias são adotadas, como acionamento por pares de interruptores, operação de parte dos interruptores em alta frequência e parte em baixa. Mesmo com as diferenças apresentadas em cada trabalho, destacam-se como objetivos comuns, a unificação dos estágios de conversão de energia e a melhora de rendimento geral do sistema.

### 3 EQUACIONAMENTO (ANÁLISE MATEMÁTICA)

As topologias de inversores integrados nesse trabalho operam no MCD e são baseadas em conversores CC/CC convencionais do tipo Zeta e do tipo Ćuk. Para estes conversores, o MCD é marcado pela presença de uma terceira etapa de operação, na qual a corrente através do diodo não é capaz de mantê-lo em condução, fazendo com que a corrente passe a circular somente pelos elementos passivos.

Durante a segunda etapa de condução, a corrente através do diodo é formada pela soma das correntes nos indutores, desta forma a terceira etapa de operação é iniciada quando as correntes nos indutores atingem a mesma amplitude porém com polaridades opostas.

O ganho estático para os conversores Zeta e Ćuk operando em MCC são descritos como  $D/(1 - D)$  e  $-D/(1 - D)$ , respectivamente. Este ganho apresenta características não-lineares, porém apresenta independência da carga utilizada.

Em contrapartida quando estes conversores operam no MCD o ganho estático apresenta características lineares, mas depende da carga utilizada, sendo descrito como:

$$G_{eMCD} = D_a \sqrt{\frac{R}{2L_{eq}f_s}} \quad (1)$$

Por conta das linearidades apresentadas para o MCD o foco deste trabalho serão as análises e desenvolvimentos baseados apenas neste modo de operação. As linearidades durante a operação em MCD tornam o controle mais simples, podendo ser utilizados controladores mais consolidados e de simples projeto como controladores PI.

Para o MCD, durante o semiciclo positivo da tensão/corrente de saída, um período de chaveamento é dividido entre as etapas de operação  $D_a T_S$ ,  $D_b T_S$  e  $D_c T_S$ . Por outro lado, durante o semiciclo negativo, um período de chaveamento é dividido entre as etapas de operação  $D_d T_S$ ,  $D_e T_S$  e  $D_f T_S$ .

Por simetria dos inversores I2ZM e ICIM as etapas do semiciclo positivo apresentam similaridade com as etapas do semiciclo negativo, de forma que a etapa  $D_a T_S$  equivale à etapa  $D_d T_S$ , a etapa  $D_b T_S$  à  $D_e T_S$  e  $D_c T_S$  à  $D_f T_S$ . Por outro lado, o funcionamento do IHZC apresenta uma combinação das etapas  $D_a T_S$ ,  $D_b T_S$  e  $D_c T_S$  dos inversores I2ZM e ICIM, as quais serão apresentada em detalhes nas seções 3.1.1 e 3.2.1.

Durante a análise matemática são apresentadas as principais equações em regime per-

manente para os inversores propostos. Assim por meio das equações de regime permanente é possível determinar o ganho estático de cada topologia, bem como realizar o projeto e determinação dos componentes eletro/eletrônicos usados para a implementação prática destas.

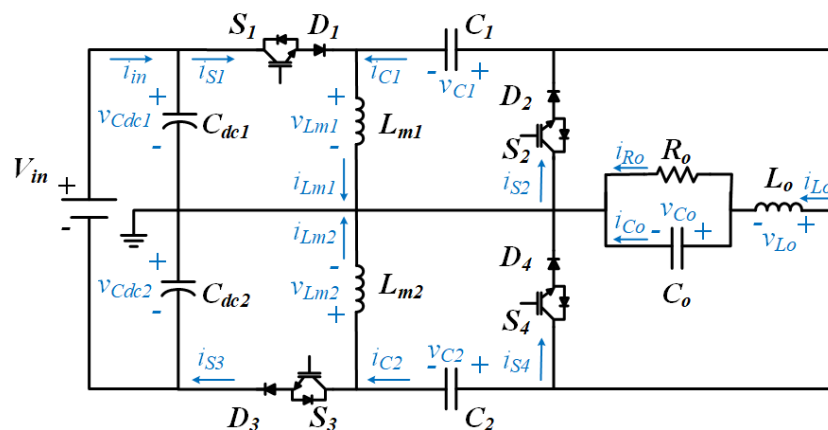
### 3.1 INVERSOR INTEGRADO ZETA MONOFÁSICO

O I2ZM é baseado em estruturas de conversores CC/CC do tipo Zeta, o qual pode operar tanto como elevador quanto abaixador de tensão, tendo como característica de entrada e de saída, ser fonte de tensão e de corrente, respectivamente.

No MCD o I2ZM apresenta três etapas de operação no semiciclo positivo,  $D_aT_S$ ,  $D_bT_S$  e  $D_cT_S$ , e três para o semiciclo negativo,  $D_dT_S$ ,  $D_eT_S$  e  $D_fT_S$ , cada trio de etapas de condução formam um período de condução, de forma que se a tensão de saída estiver no semiciclo positivo ocorreram apenas as etapas  $D_aT_S$ ,  $D_bT_S$  e  $D_cT_S$  consecutivamente até que a saída entre no semiciclo negativo, quando estas etapas deixam de ocorrer e são substituídas por  $D_dT_S$ ,  $D_eT_S$  e  $D_fT_S$ .

Como para cada módulo Zeta o elemento de entrada é um interruptor de potência, a transferência de energia da fonte de entrada CC para a estrutura ocorre apenas nas etapas de operação  $D_aT_S$  e  $D_dT_S$ . Já a saída do I2ZM, assim como no conversor Zeta, apresenta um filtro LC, sendo assim ele é dito como fonte de corrente na saída. A Figura 19 apresenta o I2ZM, assim como as polaridades de tensão e corrente nos componentes que compõem o circuito.

Figura 19 – Representação do I2ZM.

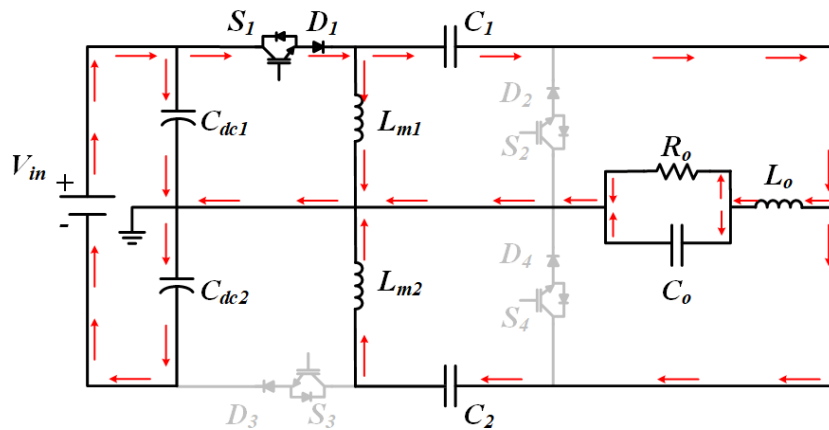


Fonte: Autoria própria

### 3.1.1 Descrição do funcionamento

Analisando o semiciclo positivo da saída, um período de chaveamento é iniciado pela etapa de condução  $D_a T_S$ , quando o interruptor  $S_1$  é comandado a condução, fazendo com que o indutor  $L_{m1}$  seja carregado e magnetizado com a tensão disponível do capacitor  $C_{dc1}$ . Por sua vez esse capacitor divide a tensão de entrada  $V_{in}$  com o capacitor  $C_{dc2}$ , idealmente metade da tensão de entrada está disponível para cada capacitor, consequentemente para cada módulo Zeta. Em  $D_a T_S$  o indutor  $L_o$ , fornece energia para saída, através da energia armazenada no capacitor  $C_1$ . O funcionamento do I2ZM para a etapa de condução  $D_a T_S$  é apresentado pela Figura 20.

Figura 20 – Funcionamento do I2ZM no intervalo  $D_a T_S$ .

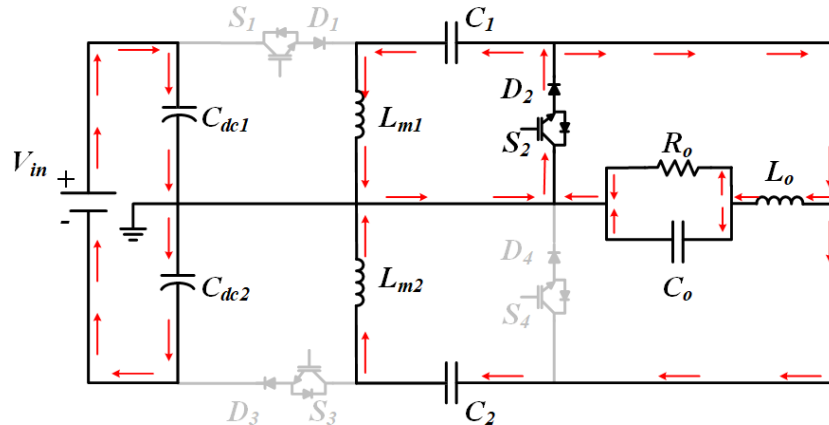


Fonte: Autoria própria

Considerando a igualdade de tensão entre os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , além da igualdade entre as indutâncias de  $L_{m1}$  e  $L_{m2}$ , ambos indutores são carregados e magnetizados com a tensão  $V_{in}/2$  durante esta etapa de operação. A corrente através do capacitor  $C_1$  é composta pela soma das correntes dos indutores  $L_o$  e  $L_{m2}$ , já a corrente através do capacitor  $C_2$  é a mesma que do indutor  $L_{m2}$ .

A segunda etapa de condução,  $D_b T_S$ , ocorre com o bloqueio do interruptor  $S_1$ , consequentemente do diodo  $D_1$  e com a comutação do interruptor  $S_2$ , fazendo a energia armazenada no indutor  $L_{m1}$  ser transferida para o capacitor  $C_1$ , desenergizando e desmagnetizando o indutor. O indutor  $L_o$  continua fornecendo energia para a saída. Com a abertura do interruptor  $S_1$  não há mais fornecimento de corrente pela fonte de entrada  $V_{in}$ . A Figura 21 apresenta esta etapa de condução.

Figura 21 – Funcionamento do I2ZM no intervalo  $D_b T_S$ .



Fonte: Autoria própria

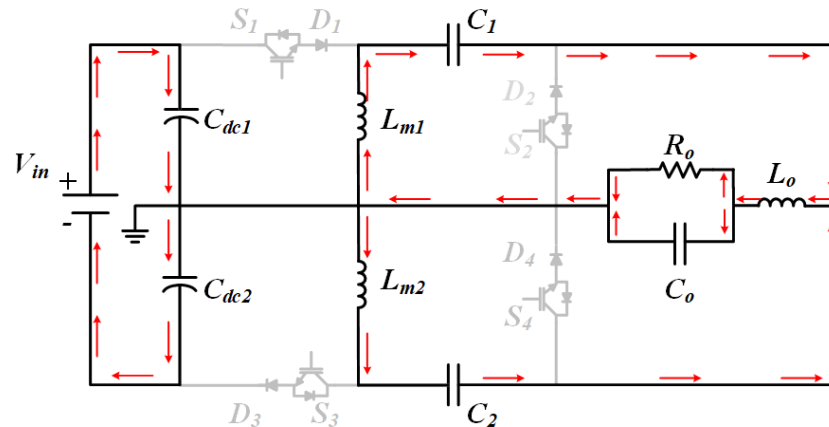
A corrente através do interruptor  $S_2$  e do diodo  $D_2$  é composta pela soma das correntes de todos os indutores. A corrente através do capacitor  $C_1$  é a mesma que do indutor  $L_{m1}$ , enquanto a corrente através do capacitor  $C_2$  é a mesma que do indutor  $L_{m2}$ .

Durante a segunda etapa de condução a corrente através do interruptor  $S_2$  e do diodo  $D_2$  é formada pela soma das correntes dos três indutores, porém durante a segunda etapa de operação os indutores estão sendo descarregados e desmagnetizados. As indutâncias  $L_{m1}$  e  $L_{m2}$  apresentam menores valores que a indutância  $L_o$ , uma vez que esta apresenta um papel de filtragem para a saída.

Como  $L_{m1}$  e  $L_{m2}$  apresentam indutâncias de menor valor, durante a etapa de descarga estes podem assumir valores negativos de corrente, de forma que em determinado momento a soma das correntes nestes indutores apresente o mesmo valor que a corrente através do indutor  $L_o$  com polaridade oposta. Sendo assim a corrente através do diodo  $D_2$  assume valor praticamente nulo, impedindo-o de permanecer em condução. Pela associação em série com o interruptor  $S_2$  este também deixa de apresentar circulação de corrente, embora ainda esteja comandado à condução. O funcionamento da etapa  $D_c T_S$  pode ser observado na Figura 22.



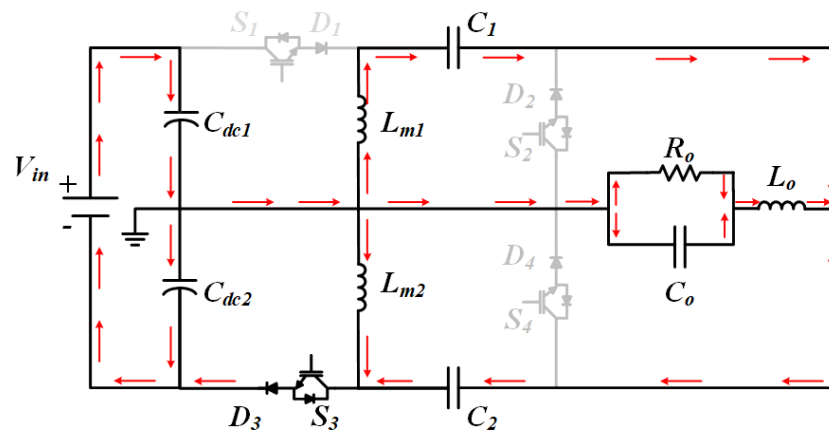
Figura 22 – Funcionamento do I2ZM no intervalo  $D_c T_S$ .



Fonte: Autoria própria

Analisando o semiciclo negativo da saída a primeira etapa de condução,  $D_d T_S$  é marcada pela comutação do interruptor  $S_3$ , fazendo que o indutor  $L_{m2}$  seja carregado pela tensão  $-V_{C_{dc2}}$ , com a igualdade entre as tensões dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , a tensão no indutor  $L_{m1}$  também é  $-V_{C_{dc2}}$ . A energia continua sendo transferida para a carga através do indutor  $L_o$ , porém a polaridade é invertida. A Figura 23 mostra o funcionamento do I2ZM para a etapa  $D_d$  de condução.

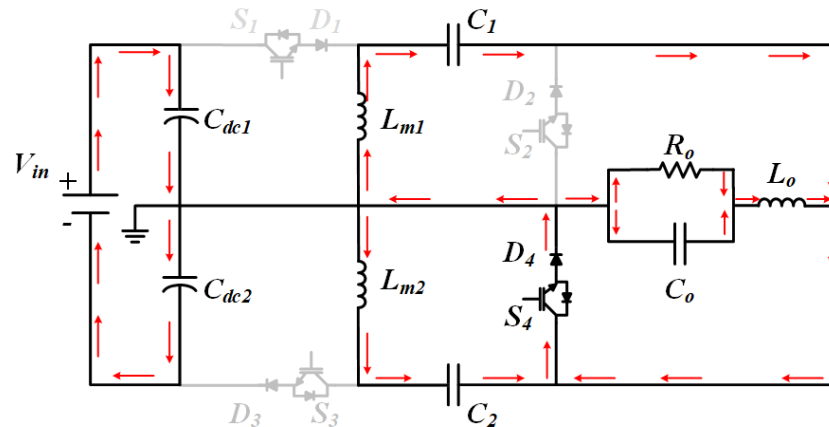
Figura 23 – Funcionamento do I2ZM no intervalo  $D_d T_S$ .



Fonte: Autoria própria

A etapa de condução  $D_e T_S$  ocorre com o bloqueio do interruptor  $S_3$  e comutação do interruptor  $S_4$ , fazendo com que o indutor  $L_{m2}$  seja descarregado e desmagnetizado com a tensão no capacitor  $C_2$ , no fim desta etapa a corrente  $I_{L2}$  atinge seu menor valor, valor menos negativo, para o semiciclo negativo. Em contrapartida o indutor  $L_{m1}$  é carregado pela tensão  $V_{C_2}$ , atingindo também seu pico. A Figura 24 representa o I2ZM nesta etapa de condução.

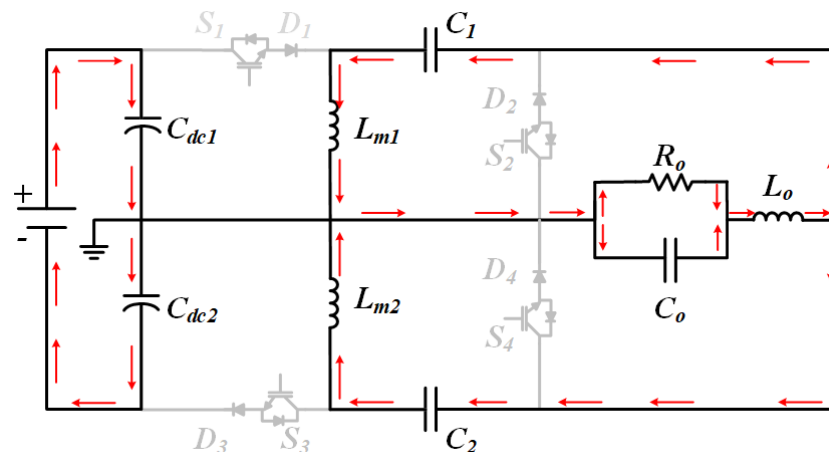
Figura 24 – Funcionamento do I2ZM no intervalo  $D_e T_S$ .



Fonte: Autoria própria

Ao fim da etapa de condução  $D_e T_S$  a corrente no indutor  $L_{m2}$  somada a corrente do indutor  $L_{m1}$  equivalem a corrente do indutor  $L_o$  com polaridade invertida. Como na etapa  $D_e T_S$  a corrente que circula pelo diodo  $D_4$  e pelo interruptor  $S_4$  é composta pela soma das correntes nos três indutores, quando a soma de  $I_{L_{m1}}$  com  $I_{L_{m2}}$  se igualam a  $I_{L_o}$  o diodo  $D_4$  entra em bloqueio, impedindo a circulação de corrente pelo interruptor  $S_4$ , dando início a etapa de condução  $D_f T_S$ , marcada pela troca de energia entre os elementos passivos, a qual pode ser observada pela Figura 25.

Figura 25 – Funcionamento do I2ZM no intervalo  $D_f T_S$ .



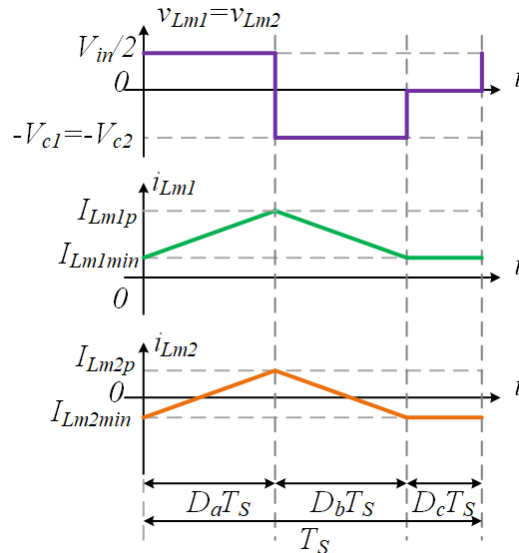
Fonte: Autoria própria

### 3.1.2 Principais equações e formas de onda

Analisando o semiciclo positivo da saída CA, durante um período de chaveamento, aproximando as tensões para valores médios e desprezando perdas nos componentes, é possível

encontrar representações para as tensões e correntes nos indutores  $L_{m1}$  e  $L_{m2}$  para um período de chaveamento, as quais são visualizadas na Figura 26.

**Figura 26 – Formas de onda de tensões e correntes para os indutores  $L_{m1}$  e  $L_{m2}$ .**



**Fonte: Autoria própria**

Com base na Figura 26, sabendo que em um período de chaveamento o indutor apresenta tensão média nula é possível equacionar a tensão do indutor  $L_{m1}$ , conforme segue:

$$V_{L_{m1}} = \frac{V_{C_{dc1}} D_a T_s}{T_s} - \frac{V_{C_a} D_b T_s}{T_s} + \frac{0 D_c T_s}{T_s} = 0 \quad (2)$$

A partir da Equação (2) é possível relacionar as razões cíclicas  $D_a$  e  $D_b$ , conforme (3).

$$D_b = \frac{V_{C_{dc1}} D_a}{V_{C_a}} \quad (3)$$

De forma complementar, a razão cíclica  $D_c$  é expressa por:

$$D_c = 1 - D_a - \frac{V_{C_{dc1}} D_a}{V_{C_a}} \quad (4)$$

Analisando a forma de onda da corrente no indutor  $L_{m1}$ , Figura 26, também é possível notar que a corrente apresenta variações entre um valor mínimo e valor máximo, sendo o máximo, ou valor de pico, alcançado ao fim da etapa de operação  $D_a T_s$  e o valor mínimo ao fim da etapa de operação  $D_b T_s$ . Desta forma a corrente média no indutor  $L_{m1}$  inicialmente é calculada como:

$$I_{L_{m1}} = I_{L_{m1_{min}}} + (I_{L_{m1_{p}}} - I_{L_{m1_{min}}}) \frac{D_a + D_b}{2} \quad (5)$$

De forma análoga ocorre com o indutor  $L_{m_2}$ , porém esse indutor apresenta corrente média nula. A partir da Figura 26 é possível equacionar a corrente média do indutor  $L_{m_2}$ , conforme segue:

$$I_{L_{m_2}} = I_{L_{m_2min}} + (I_{L_{m_2p}} - I_{L_{m_2min}}) \frac{D_a + D_b}{2} = 0 \quad (6)$$

A valor de pico de corrente para o indutor  $L_{m_1}$  é calculado como um valor inicial somado à uma variação, a qual depende da tensão no indutor e do período. Utilizando a etapa de operação  $D_a T_S$  o pico de corrente do indutor  $L_{m_1}$  é expresso por:

$$I_{L_{m_1p}} = I_{L_{m_1min}} + \frac{V_{C_{dc1}} D_a T_S}{L_{m_1}} \quad (7)$$

Idealmente o indutor  $L_{m_2}$  apresenta a mesma tensão do indutor  $L_{m_1}$  durante um período de chaveamento, desta forma as correntes crescem linearmente com a mesma relação, porém com valores iniciais distintos, logo o pico de corrente  $I_{L_{m_2p}}$  é calculado como:

$$I_{L_{m_2p}} = I_{L_{m_2min}} + \frac{V_{C_{dc1}} D_a T_S}{L_{m_1}} \quad (8)$$

Organizando e substituindo (7) e (8) em (5) e (6) encontra-se novas equações que descrevem a corrente média nos indutores  $L_{m_1}$  e  $L_{m_2}$  durante um período de chaveamento.

$$I_{L_{m_1}} = I_{L_{m_1min}} + \frac{V_{C_{dc1}} D_a T_S (D_a + D_b)}{L_{m_1} \cdot 2} \quad (9)$$

$$I_{L_{m_2}} = I_{L_{m_2min}} + \frac{V_{C_{dc1}} D_a T_S (D_a + D_b)}{L_{m_1} \cdot 2} = 0 \quad (10)$$

Durante a etapa de operação  $D_c T_S$  ou  $D_f T_S$ , observadas na figuras 22 e 25 respectivamente, nota-se que a corrente no indutor de saída,  $I_{L_{o,min}}$ , pode ser expressa como a soma das correntes através dos indutores  $L_{m_1}$  e  $L_{m_2}$ .

$$I_{L_{o,min}} = I_{L_{m_1min}} + I_{L_{m_2min}} \quad (11)$$

Somando (9) e (10) encontra-se que o valor médio de corrente para o indutor  $L_{m_1}$  é apresentado por:

$$I_{L_{m_1}} = \frac{V_{C_{dc1}} D_a T_S (D_a + D_b)}{L_{m_1}} - I_{L_{o,min}} \quad (12)$$

Substituindo (7) e (12) em (5), fazendo as manipulações necessária o pico de corrente do indutor  $L_{m1}$  é calculado como segue:

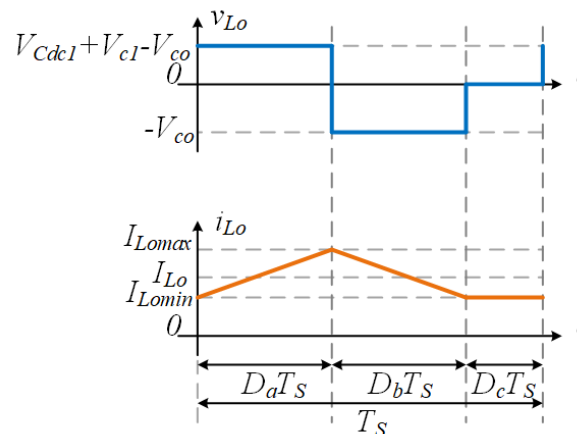
$$I_{L_{m1p}} = \frac{V_{C_{dc1}} D_a T_s (D_a + D_b)}{2L_{m1}} + \frac{V_{C_{dc1}} D_a T_s}{L_{m1}} - I_{L_{omin}} \quad (13)$$

Por outro lado a corrente que passa no indutor  $L_{m2}$  apresenta valor médio nulo em um período de chaveamento durante o semiciclo positivo da saída CA. Onde o valor máximo pode ser calculado com base nas equações (10) e (8).

$$I_{L_{m2p}} = \frac{V_{C_{dc1}} D_a T_s}{L_{m2}} - \frac{V_{C_{dc1}} D_a T_s (D_a + D_b)}{2L_{m2}} \quad (14)$$

Analogamente ao realizado em (2), a tensão no indutor  $L_o$  também é calculada em um período de chaveamento durante o semiciclo positivo da saída CA. A Figura 27 apresenta o comportamento da corrente e tensão no indutor  $L_o$  durante um período de chaveamento, a partir desta imagem é calculada (15), a qual apresenta o comportamento da tensão no indutor em um período de chaveamento.

**Figura 27 – Formas de onda de tensão e corrente para o indutor  $L_o$ .**



**Fonte: Autoria própria**

$$V_{L_o} = \frac{(V_{C_{dc1}} + V_{C_1} - V_{C_o}) D_a T_s}{T_s} - \frac{V_{C_o} D_b T_s}{T_s} + \frac{0 D_c T_s}{T_s} = 0 \quad (15)$$

Substituindo (3) em (15).

$$\left( \frac{V_{C_1} D_b}{D_a} + V_{C_1} - V_{C_o} \right) \frac{D_a}{T_s} - \frac{V_{C_o} D_b}{T_s} = 0 \quad (16)$$

Organizando os termos.

$$V_{C_1}(D_a + D_b) = V_{C_o}(D_a + D_b) \quad (17)$$

Logo a tensão no capacitor  $C_1$  apresenta o mesmo valor médio que a tensão na saída. Com isso, a partir de (3) é calculado o ganho estático, apresentado em (18).

$$G_e = \frac{V_{C_o}}{V_{C_{dc1}}} = \frac{D_a}{D_b} \quad (18)$$

Segundo (ERICKSON, 1997), partindo de algumas simplificações a razão cíclica  $D_b$  de um conversor operando em MCD é calculado como:

$$D_b = \sqrt{\frac{2L_{eq}f_s}{R}} \quad (19)$$

Caso as indutâncias  $L_{m_1}$  e  $L_{m_2}$  do I2ZM sejam iguais, o indutor equivalente,  $L_{eq}$ , é calculados como a associação em paralelo dos três indutores presentes no conversor, sendo expresso por:

$$L_{eq} = \frac{L_{m_1}L_o}{L_{m_1} + 2L_o} \quad (20)$$

Com base na Figura 27 a corrente do indutor  $L_o$  apresenta oscilações em torno de um valor médio, em (17) com a igualdade entre os valores médios de tensões entre os capacitores  $C_1$  e  $C_o$ , é observado que as tensões em um período de chaveamento são aproximadamente as mesmas, portanto adotando procedimentos similares com os descritos anteriormente os valores de corrente máximos e mínimos de corrente para o indutor  $L_o$  são definidos conforme segue:

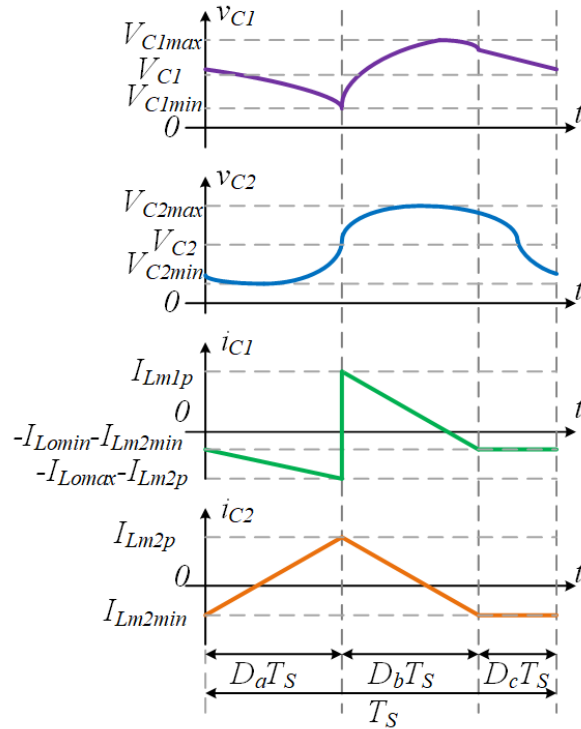
$$I_{L_{o_{max}}} = \frac{V_{C_o}}{R} + \frac{V_{C_{dc1}}D_aT_S(2 - D_a - D_b)}{2L_o} \quad (21)$$

$$I_{L_{o_{min}}} = \frac{V_{C_o}}{R} - \frac{V_{C_{dc1}}D_aT_S(D_a + D_b)}{2L_o} \quad (22)$$

O I2ZM apresenta características em comum com o conversor Zeta convencional operando em MCD, uma dessas características é a igualdade de tensão média entre os capacitores de acoplamento e saída. A Equação (17) indica essa igualdade de valores médios entre os capacitores  $C_1$  e  $C_o$ , realizando análises similares utilizando o semiciclo negativo da saída CA é possível encontrar relações de igualdade entre os capacitores  $C_2$  e  $C_o$ .

Mesmo apresentando o mesmo valor médio de tensão, as formas de onda de correntes através deles são distintas. A Figura 28 mostra as tensões e correntes para os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  durante um período de chaveamento.

**Figura 28 – Formas de onda de tensões e correntes para os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ .**

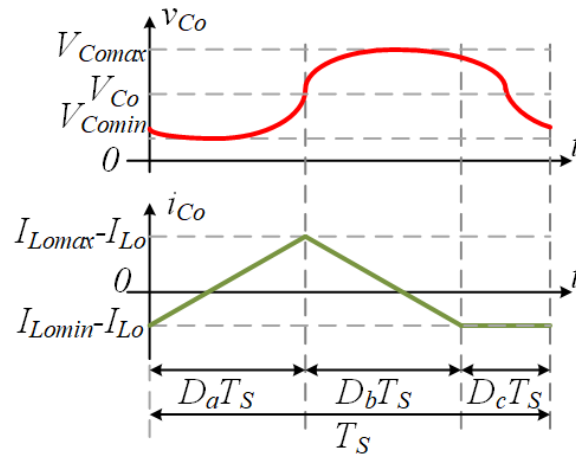


**Fonte: Autoria própria**

O capacitor  $C_o$  apresenta a oscilação de corrente do indutor  $L_o$ , além disso a tensão neste capacitor pode ser controlada com o objetivo de se obter uma rede monofásica quando o sistema opera do modo autônomo. A Figura 29 apresenta as formas de onda de tensão e corrente do capacitor  $C_o$  utilizado no I2ZM durante um período de chaveamento.

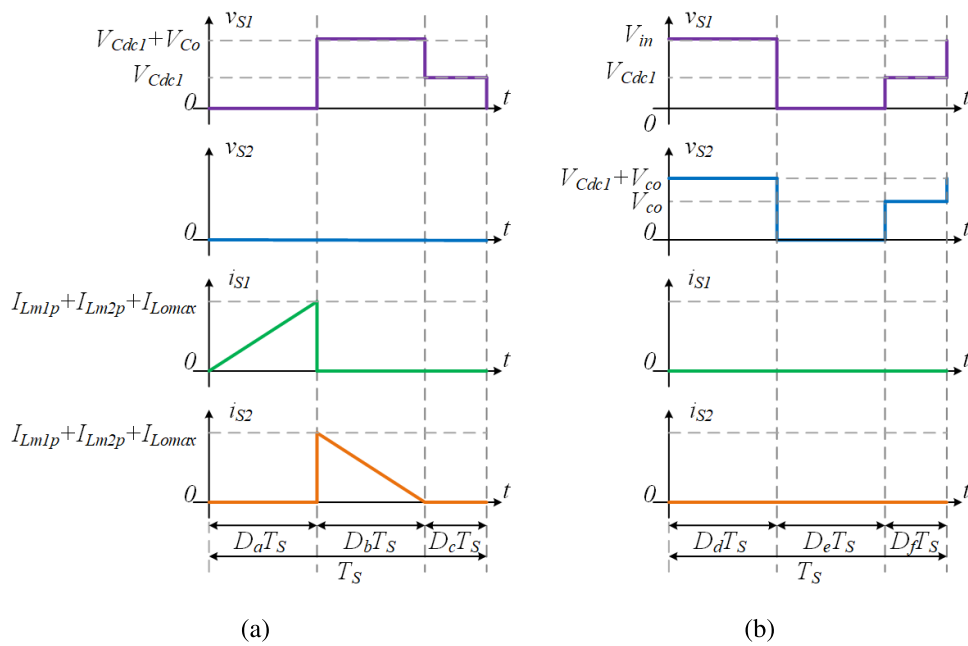
Algumas topologias de inversores podem apresentar elevado nível de tensão nos interruptores de potência, podendo aumentar o estresse nos componentes e perdas, idealmente para o I2ZM a tensão máxima nos semicondutores é relativamente baixa, quando ele opera conectado ou formando uma rede elétrica monofásica de 180V de pico, sendo a tensão máxima  $V_{in}/2 + 180$  ou  $V_{in}$ , dependendo do nível de tensão CC aplicado na entrada do I2ZM. As figuras 30(a) e 30(b) apresentam as formas de onda de tensão e corrente para os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  durante um período de chaveamento durante o semiciclo positivo e negativo da saída CA. Enquanto as figuras 31(a) e 31(b) apresentam as curvas de tensão e corrente para os diodos  $D_1$  e  $D_2$ .

Figura 29 – Formas de onda de tensão e corrente para o capacitor  $C_o$ .



Fonte: Autoria própria

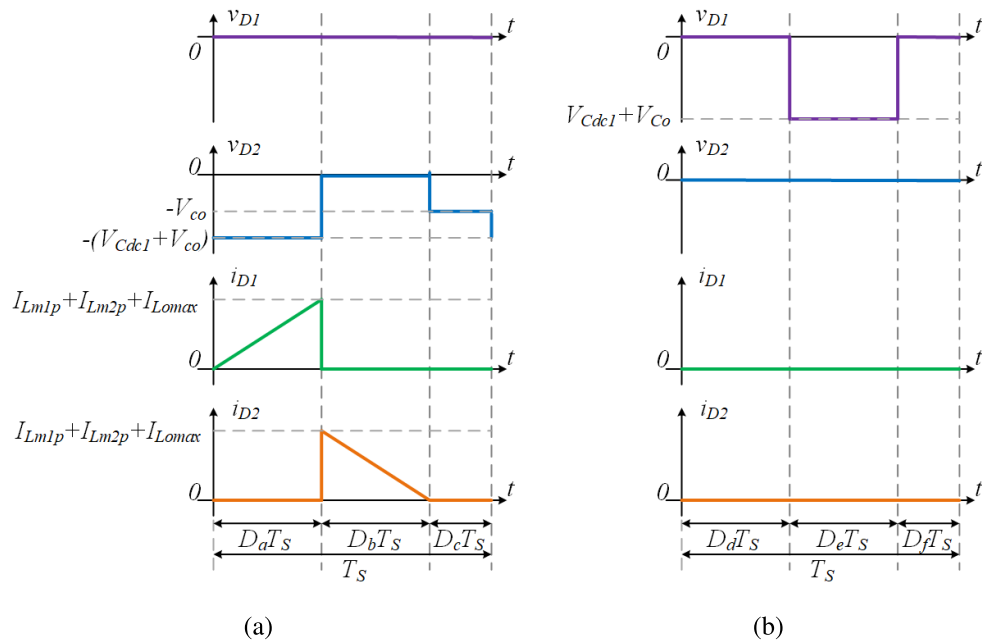
Figura 30 – Tensões e correntes nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ : a) Durante o semiciclo positivo da saída CA; b) Durante o semiciclo negativo.



Fonte: Autoria própria



**Figura 31 – Tensões e correntes nos diodos  $D_1$  e  $D_2$ : a) Durante o semiciclo positivo da saída CA; b) Durante o semiciclo negativo.**



Fonte: Autoria própria

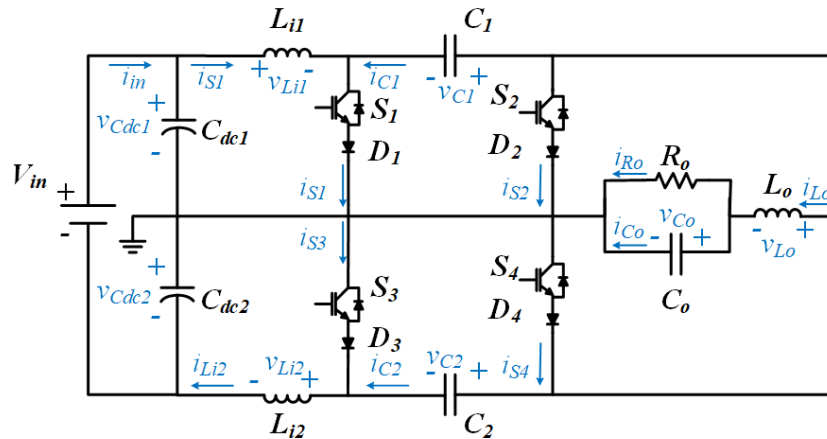
### 3.2 INVERSOR ĆUK INTEGRADO MONOFÁSICO

De forma semelhante ao I2ZM é proposto o ICIM, uma estrutura de inversor integrado baseada em dois módulos formados por conversores CC/CC do tipo Ćuk. O ICIM atua como conversor de interface entre uma fonte de tensão CC e uma saída CA, podendo estar conectado à rede elétrica ou trabalhando de forma autônoma. Por ser uma estrutura integrada, o ICIM é capaz de adequar a tensão CC de entrada e simultaneamente realizar a conversão CC/CA.

Diferente do I2ZM que apresenta interruptores como elemento de entrada, o ICIM apresenta indutores, caracterizando-o como fonte de corrente na entrada, por essa razão é possível utilizar um banco de capacitores menor no barramento CC, representado pelos capacitores  $C_{dc1}$  e  $C_{dc2}$ .

Atuando no MCD durante um período completo da saída CA, o ICIM apresenta três etapas de operação em cada período de chaveamento. Durante o semiciclo positivo ocorrem as etapas  $D_aT_S$ ,  $D_bT_S$  e  $D_cT_S$ , já no negativo ocorrem as etapas  $D_dT_S$ ,  $D_eT_S$  e  $D_fT_S$ . A Figura 32 apresenta o ICIM, assim como as polaridades dos componentes.

Figura 32 – Representação do ICIM.



Fonte: Autoria própria

### 3.2.1 Descrição do funcionamento

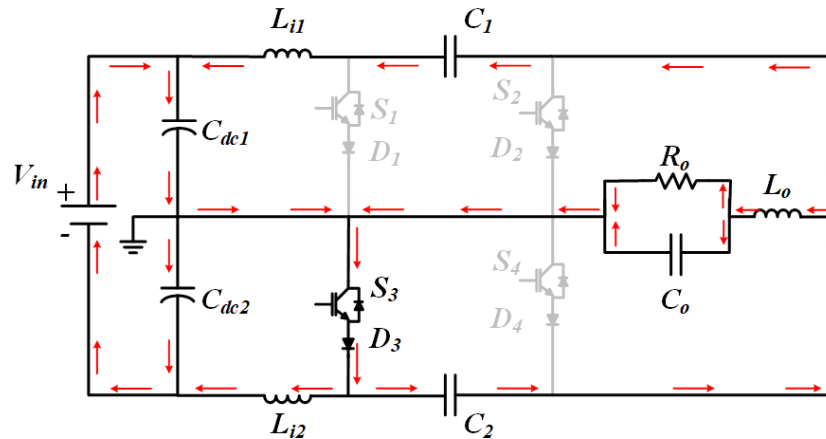
No semiciclo positivo da saída CA um período de chaveamento é iniciado na etapa  $D_a T_S$ , onde o interruptor  $S_3$  é comandado à condução, fazendo com que a energia acumulada no capacitor  $C_{dc2}$  circule pelo diodo  $D_3$ .

O indutor  $L_{i2}$ , desconsiderando as perdas nos componentes, é carregado e magnetizado com a tensão  $v_{C_{dc2}}$ , idealmente metade de  $V_{in}$ . O indutor  $L_{i1}$  é carregado e magnetizado com a soma das tensões dos capacitores intermediários,  $C_1$  e  $C_2$ , e da tensão do capacitor  $C_{dc1}$ , de forma que nessa etapa  $v_{L_{i1}} = v_{C_1} - v_{C_2} + v_{C_{dc1}}$ , existindo igualdade entre as tensões dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , bem como entre  $v_{C_{dc1}}$  e  $v_{C_{dc2}}$ , os indutores  $L_{i1}$  e  $L_{i2}$  são magnetizados proporcionalmente, e apresentando a mesma indutância,  $L_{i1} = L_{i2}$ , terão o mesmo *ripple*.

Por outro lado, a energia armazenada em  $C_2$  é transferida para a carga através do indutor  $L_o$ , sendo sua tensão  $v_{L_o} = v_{C_2} - v_{C_o}$ . A Figura 33 apresenta esta etapa de operação.

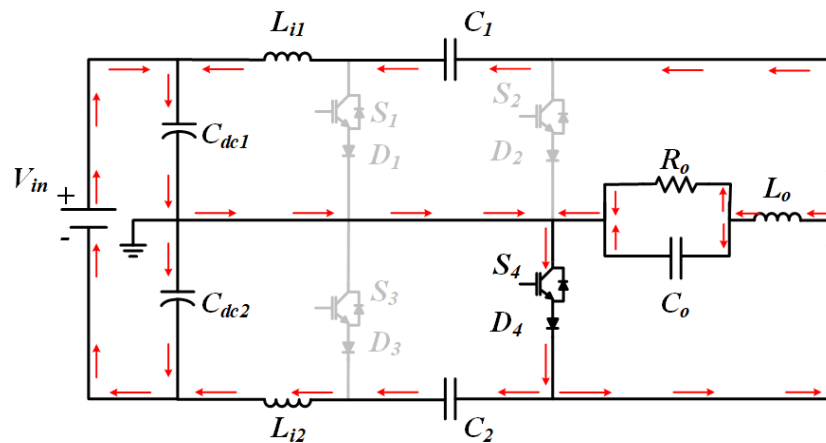
A segunda etapa de operação no semiciclo positivo CA,  $D_b T_S$ , ocorre com o bloqueio do interruptor  $S_3$ , conseqüentemente do diodo  $D_3$ , simultaneamente ocorre a comutação do interruptor  $S_4$  e a condução do diodo  $D_4$ , desenergizando os indutores  $L_{i1}$  e  $L_{i2}$ . O indutor  $L_{i2}$  é descarregado e desmagnetizado com a soma das tensões dos capacitores  $C_{dc2}$  e  $C_2$ , assim  $v_{L_{i2}} = v_{C_{dc2}} - v_{C_2}$ . O mesmo ocorre no indutor  $L_{i1}$ , o qual é desmagnetizado por  $v_{L_{i1}} = v_{C_{dc1}} - v_{C_1}$ . Nesse momento o indutor  $L_o$  também é descarregado, porém com tensão resultante da soma entre a tensão do capacitor  $C_o$ ,  $v_{L_o} = -v_{C_o}$ . A Figura 34 apresenta esta etapa de operação.

Figura 33 – Funcionamento do ICIM no intervalo  $D_a T_S$ .



Fonte: Autoria própria

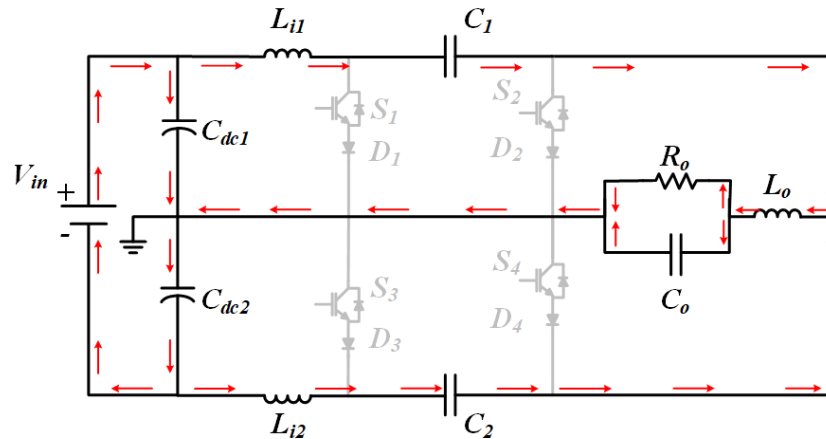
Figura 34 – Funcionamento do ICIM no intervalo  $D_b T_S$ .



Fonte: Autoria própria

A terceira etapa de condução,  $D_c T_S$ , ocorre quando os indutores são descarregados, fazendo que as correntes atinjam os valores mínimos. Neste momento ocorre o bloqueio do diodo  $D_4$ , consequentemente, impedindo a passagem de corrente no interruptor  $S_4$ , como os demais semicondutores encontram-se bloqueados, a energia circula somente pelos elementos passivos, conforme ilustrado na Figura 35.

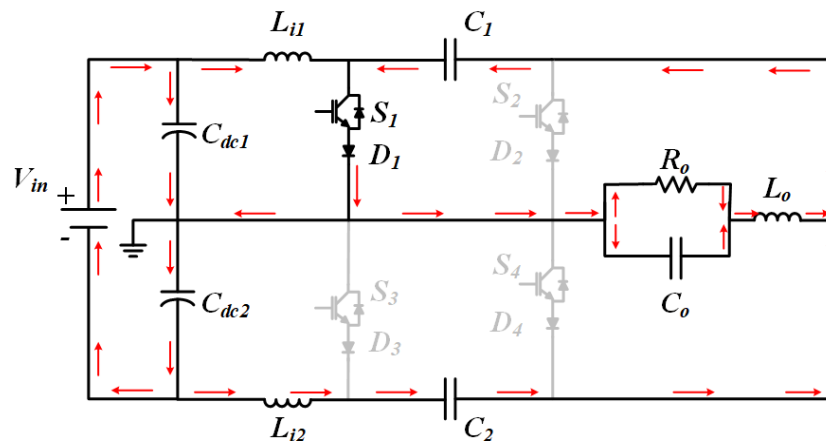
Figura 35 – Funcionamento do ICIM no intervalo  $D_c T_S$ .



Fonte: Autoria própria

Analisando o semiciclo negativo da saída, a primeira etapa de condução,  $D_d T_S$  ocorre com a comutação do interruptor  $S_1$ , fazendo que o diodo  $D_1$  entre em condução, carregando o indutor  $L_{i1}$  com a tensão  $V_{C_{dc1}}$ , existindo igualdade entre as tensões médias dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ . Logo a tensão no indutor  $L_{i2}$  é aproximadamente  $V_{C_{dc2}}$ . O indutor  $L_o$  é responsável por entregar a energia processada pelo ICIM para a carga, na Etapa  $D_d T_S$  o indutor é carregado e magnetizado com a diferença de tensão entre o capacitor  $C_1$  e  $C_o$ ,  $v_{L_o} = v_{C_1} - v_{C_o}$ , conforme apresentado pela Figura 36.

Figura 36 – Funcionamento do ICIM no intervalo  $D_d T_S$ .

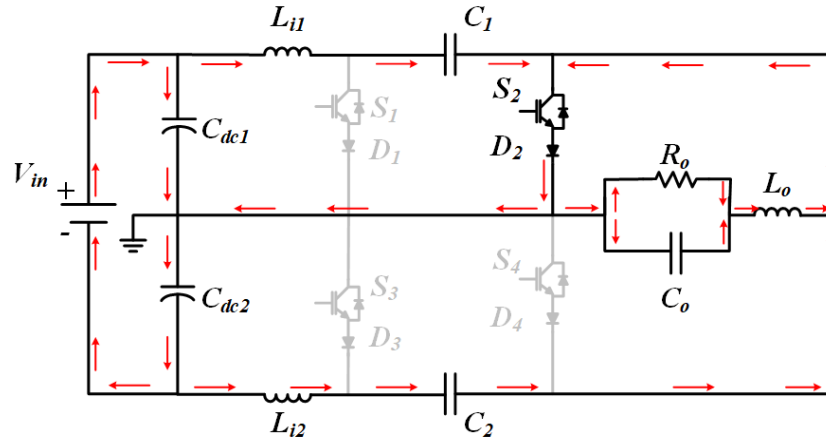


Fonte: Autoria própria

A etapa de condução  $D_e T_S$  ocorre com o bloqueio do interruptor  $S_1$  e comutação do interruptor  $S_2$ , consequentemente levando à condução o diodo  $D_2$ , fazendo com que o indutor  $L_{i1}$  seja descarregado e desmagnetizado com a diferença de tensão entre os capacitores  $C_{dc1}$  e  $C_1$ ,  $v_{L_{i1}} = v_{C_{dc1}} - v_{C_1}$ . O indutor  $L_{i2}$  é desenergizado com a diferença de tensão entre os capacitores

$C_{dc2}$  e  $C_2$ ,  $v_{L_{i2}} = v_{C_{dc2}} - v_{C_2}$ . Enquanto o indutor  $L_o$  e desmagnetizado e descarregado com a tensão do capacitor de saída,  $v_{L_o} = -v_{C_o}$ . A Figura 37 apresenta esta etapa de operação.

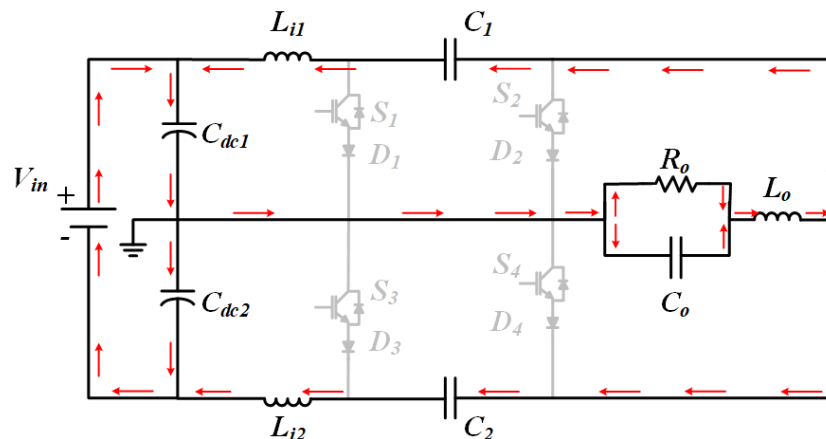
**Figura 37 – Funcionamento do ICIM no intervalo  $D_e T_S$ .**



Fonte: Autoria própria

De forma similar ao que ocorre em  $D_c T_S$ , durante a terceira etapa de condução os indutores são descarregados, fazendo que as correntes atinjam e permanecem nos valores mínimos. Neste momento ocorre o bloqueio do diodo  $D_2$ , consequentemente impedindo a passagem de corrente no interruptor  $S_2$ , como os demais interruptores encontram-se bloqueados, a energia circula somente pelos elementos passivos, conforme apresentado na Figura 38.

**Figura 38 – Funcionamento do ICIM no intervalo  $D_f T_S$ .**

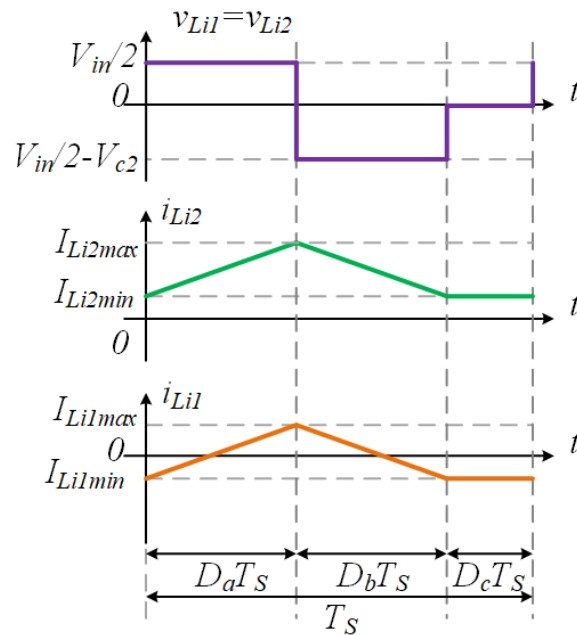


Fonte: Autoria própria

### 3.2.2 Principais equações e formas de onda

Durante um período de chaveamento a tensão no indutor  $L_{i1}$  é dividida em três etapas, as quais podem ser visualizadas na Figura 39 com base nesta figura é possível equacionar tensões e correntes para os indutores durante um período de chaveamento durante o semiciclo positivo da saída CA.

**Figura 39 – Formas de onda de tensões e correntes para os indutores  $L_{i1}$  e  $L_{i2}$ .**



**Fonte: Autoria própria**

A partir da Figura 39 é possível determinar a tensão do indutor  $L_{i2}$ , conforme segue:

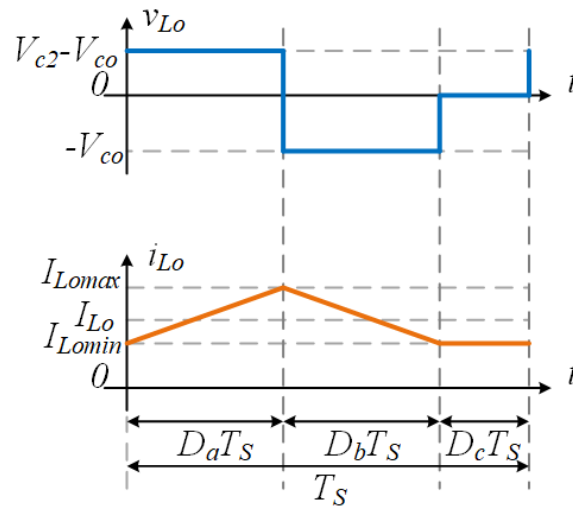
$$V_{L_{i2}} = \frac{V_{C_{dc2}} D_a}{T_s} + \frac{(V_{C_{dc2}} - V_{C_2}) D_b}{T_s} + \frac{0 D_c}{T_s} = 0 \quad (23)$$

Isolando a razão cíclica  $D_a$ , em função de  $D_b$ .

$$D_a = \frac{(V_{C_2} - V_{C_{dc2}})}{V_{C_{dc2}}} \quad (24)$$

Durante um período de chaveamento também é possível determinar a tensão do indutor  $L_o$ . A Figura 40 apresenta o comportamento de tensão e corrente para o indutor.

Figura 40 – Formas de onda de tensão e corrente para o indutor  $L_o$ .



Fonte: Autoria própria

Desta forma a tensão para o indutor  $L_o$  é calculada como:

$$V_{L_o} = \frac{(V_{C_2} - V_{C_o})D_a T_S}{T_S} - \frac{V_{C_o} D_b T_S}{T_S} + \frac{0 D_c T_S}{T_S} \quad (25)$$

Substituindo (33) em (25), é encontrado o valor médio de tensão no capacitor  $C_2$  como:

$$V_{C_2} = V_{C_{dc_2}} + V_{C_o} \quad (26)$$

Voltando em (23) o ganho estático do ICIM é encontrado facilmente como:

$$G_e = \frac{V_{C_o}}{V_{C_{dc_2}}} = \frac{D_a}{D_b} \quad (27)$$

Note que o ganho é idêntico ao ganho de um conversor do tipo  $\acute{C}$ uk convencional, bem como ao I2ZM. Como seu funcionamento é similar ao  $\acute{C}$ uk, a razão cíclica  $D_b$  é definida por (ERICKSON, 1997) da mesma forma que em (19), porém o indutor equivalente é definido para o ICIM, quando há igualdade entre as indutâncias  $L_{i_1}$  e  $L_{i_2}$ , como:

$$L_{eq} = \frac{L_{i_2} L_o}{L_{i_2} + 2L_o} \quad (28)$$

Analisando as figuras 27 e 40, com base em (26) e (17), assumindo igualdade entre os capacitores do barramento, ou seja,  $V_{C_{dc_1}} = V_{C_{dc_2}}$  é observada uma igualdade entre a magnetização e desmagnetização do indutor  $L_o$  para o I2ZM e ICIM, destarte os valores máximos e mínimos são encontrados utilizando as mesmas equações, (21) e (22).

Com base nas formas de onda de corrente para os indutores  $L_{i_1}$  e  $L_{i_2}$  apresentadas na Figura 39, assim como ocorre no I2ZM as correntes apresentam variação entre valores máximos e mínimos, sendo o valor máximo alcançado ao fim da etapa de operação  $D_a T_S$ , enquanto o valor mínimo é atingido ao fim da etapa  $D_b T_S$  e permanece neste valor durante  $D_c T_S$ , portanto inicialmente é possível calcular os valores médios de corrente conforme segue:

$$I_{L_{i_2}} = I_{L_{i_2_{min}}} + (I_{L_{i_2_{max}}} - I_{L_{i_2_{min}}}) \frac{D_a + D_b}{2} \quad (29)$$

Já para o indutor  $L_{i_1}$ :

$$I_{L_{i_1}} = I_{L_{i_1_{min}}} + (I_{L_{i_1_{max}}} - I_{L_{i_1_{min}}}) \frac{D_a + D_b}{2} = 0 \quad (30)$$

Adotando procedimentos explicados para o I2ZM é possível encontrar os valores médio e máximo de corrente para o indutor  $L_{i_2}$  do ICIM, assim como o valor de pico de corrente para o indutor  $L_{i_1}$ .

$$I_{L_{i_2}} = \frac{V_{C_{dc2}} D_a T_S (D_a + D_b)}{L_{i_2}} - I_{L_{o_{min}}} \quad (31)$$

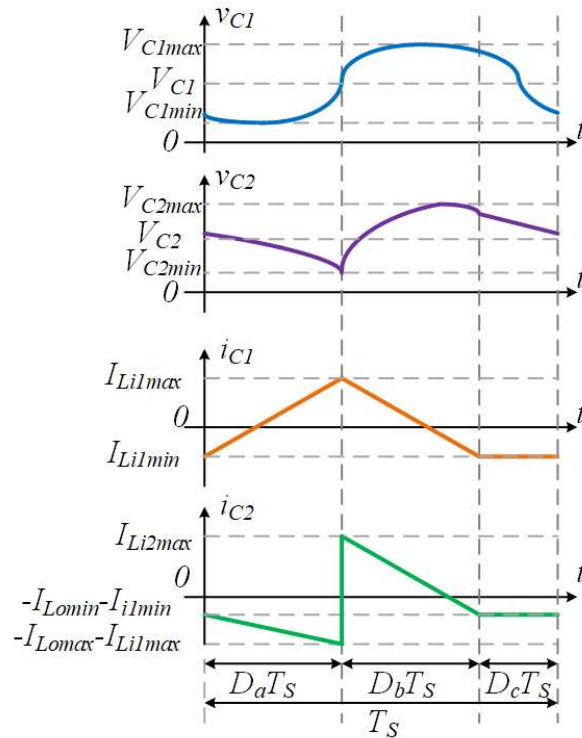
$$I_{L_{i_2_{max}}} = \frac{V_{C_{dc2}} D_a T_S (D_a + D_b)}{2L_{i_2}} + \frac{V_{C_{dc2}} D_a T_S}{L_{i_2}} - I_{L_{o_{min}}} \quad (32)$$

$$I_{L_{i_1_{max}}} = \frac{V_{C_{dc2}} D_a T_S}{L_{i_1}} - \frac{V_{C_{dc2}} D_a T_S (D_a + D_b)}{L_{i_1} 2} \quad (33)$$

No ICIM os capacitores de acoplamento  $C_1$  e  $C_2$  apresentam o mesmo valor de tensão média, porém como a circulação de corrente é distinta entre eles o *ripple* de tensão muda. A Figura 41 apresenta os valores de tensão e corrente para os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  durante um período de chaveamento durante o semiciclo positivo da saída.



Figura 41 – Formas de onda de tensões e correntes para os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ .

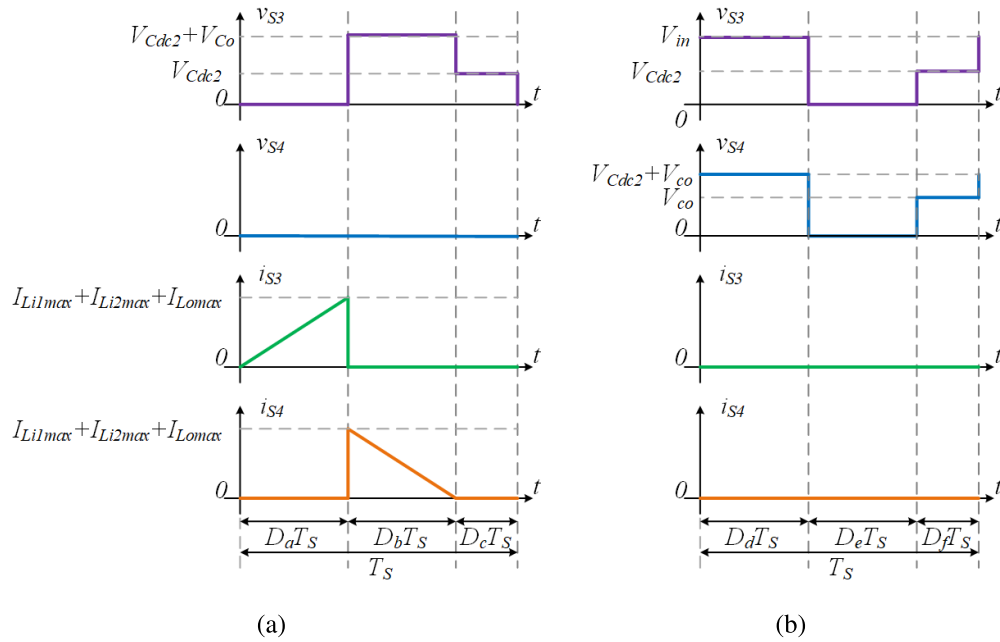


Fonte: Autoria própria

Por outro lado o capacitor  $C_o$  apresenta como corrente a oscilação da corrente através do indutor  $L_o$ . Podendo esta ser controlada, sistema *on grid*, ou a tensão do capacitor controlada, sistema *off grid*. O Comportamento da tensão e corrente para o capacitor  $C_o$  do ICIM idealmente é o mesmo do I2ZM e pode ser visualizado na Figura 29.

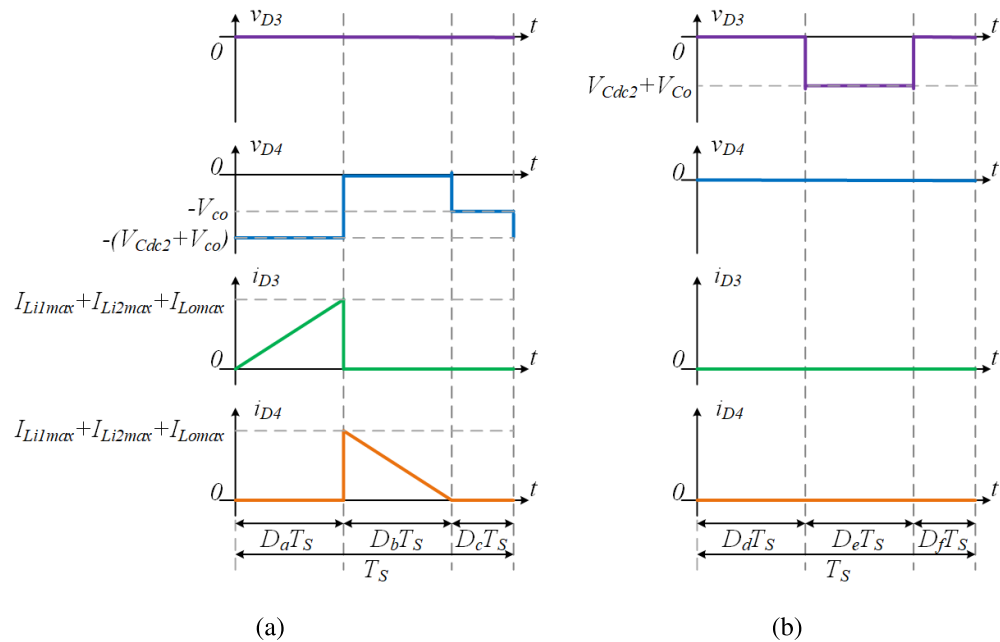
Analisando as tensões e correntes nos semicondutores, são encontrada similaridades com o I2ZM, ambos apresentando a tensão máxima para os interruptores  $S_1$  e  $S_3$  como  $V_{in}/2 + V_{C_o}$  ou  $V_{in}$ , dependendo da tensão máxima de saída e da tensão utilizada na entrada CC do inversor. Em contrapartida para os interruptores  $S_2$  e  $S_4$  de ambas estruturas a tensão máxima é  $V_{in}/2 + V_{C_o}$ . As figuras 42(a) e 42(b) apresentam as formas de onda de tensão e corrente para os interruptores  $S_3$  e  $S_4$  durante um período de chaveamento durante o semiciclo positivo e negativo da saída CA. Enquanto as figuras 43(a) e 43(b) apresentam as curvas de tensão e corrente para os diodos  $D_3$  e  $D_4$ .

Figura 42 – Tensões e correntes nos interruptores  $S_3$  e  $S_4$ : a) Durante o semiciclo positivo da saída CA; b) Durante o semiciclo negativo.



Fonte: Autoria própria

Figura 43 – Tensões e correntes nos diodos  $D_1$  e  $D_2$ : a) Durante o semiciclo positivo da saída CA; b) Durante o semiciclo negativo.



Fonte: Autoria própria

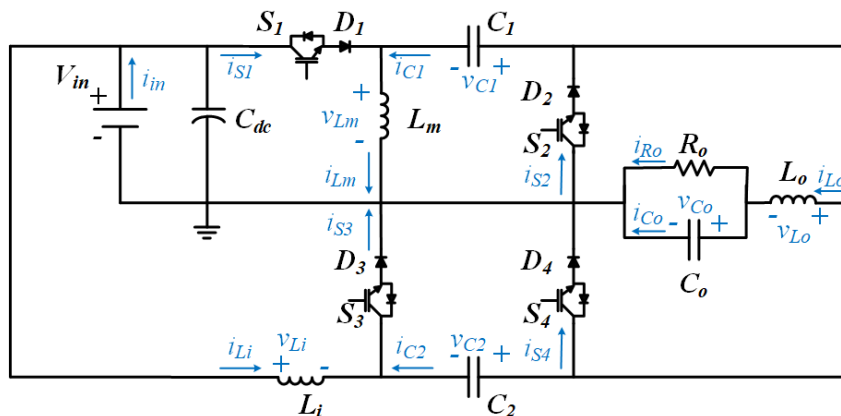
### 3.3 INVERSOR HÍBRIDO ZETA ĆUK

Os inversores I2ZM e ICIM utilizam dois módulos de conversores modificados, onde um opera no semiciclo positivo da saída, enquanto o outro opera no semiciclo negativo. O I2ZM é baseado em conversores do tipo Zeta modificados, enquanto o ICIM é baseado em estruturas de conversores do tipo Ćuk modificados, em ambas topologias a tensão de entrada é dividida em dois capacitores de barramento, fazendo com que a tensão para cada módulo seja metade da entrada.

As estruturas apresentadas do I2ZM e do ICIM possuem funcionamento similar, onde as diferenças entre as topologias correspondem às diferenças existentes entre os conversores Zeta e Ćuk convencionais, como diferentes níveis de tensões nos capacitores de acoplamento e inversão da polaridade de saída.

Aproveitando a inversão de polaridade de saída apresentada pelo ICIM e o mesmo ganho estático que o I2ZM é proposto um novo inversor integrado, baseado nas topologias apresentadas, I2ZM e ICIM, o Inversor Híbrido Zeta Ćuk (IHZC). Este apresenta características do I2ZM para o semiciclo positivo de saída e características do ICIM para o semiciclo negativo. Desta forma pode-se dizer que a topologia do IHZC é baseada em conversores convencionais do tipo Zeta e Ćuk. O IHZC é visto na Figura 44.

Figura 44 – Representação do IHZC.



Fonte: Autoria própria

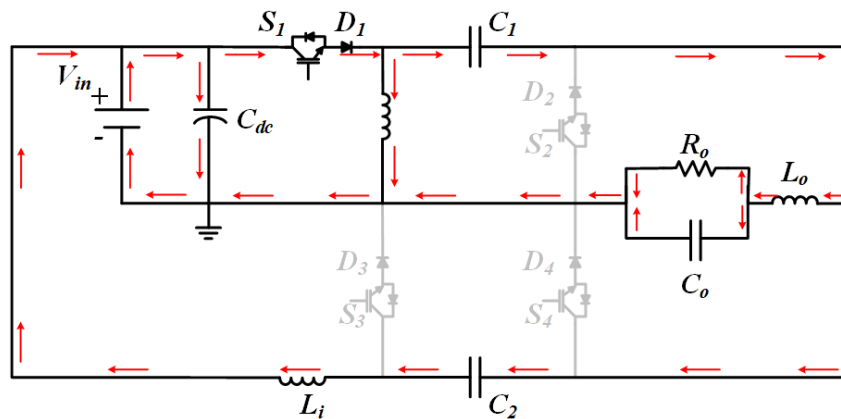
#### 3.3.1 Descrição do funcionamento

Durante a etapa de operação  $D_a T_S$  o interruptor  $S_1$  é comandado à entrar em condução, fazendo que o indutor  $L_m$  seja carregado e magnetizado. Neste momento a tensão no indutor

$L_m$  assume o valor da tensão de entrada  $V_{in}$ . Já a tensão no indutor  $L_i$  equivale à associação das tensões nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , de forma que,  $v_{L_i} = V_{C_2} - V_{C_1}$ , onde  $V_{C_2}$  e  $V_{C_1}$ , são respectivamente as tensões nos capacitores  $C_2$  e  $C_1$ . A tensão no indutor de saída,  $L_o$ , é dada por  $V_{L_o} = V_{in} + V_{C_1} - V_{C_o}$ , sendo as tensões dos capacitores  $C_1$  e  $C_o$  equivalentes o indutor  $L_o$  também será energizado com a tensão da fonte de entrada.

A corrente no capacitor  $C_o$  equivale a diferença entre a corrente do indutor de saída e a corrente no resistor  $R_o$ . A corrente no capacitor  $C_1$  é composta pela soma das correntes nos indutores  $L_i$  e  $L_o$ . A corrente no capacitor  $C_2$  é mesma que do indutor  $L_i$  para todo semiciclo positivo da saída CA. A etapa de operação  $D_a T_S$  para o IHZC é apresentado na Figura 45.

Figura 45 – IHZC durante o intervalo  $D_a T_S$ .



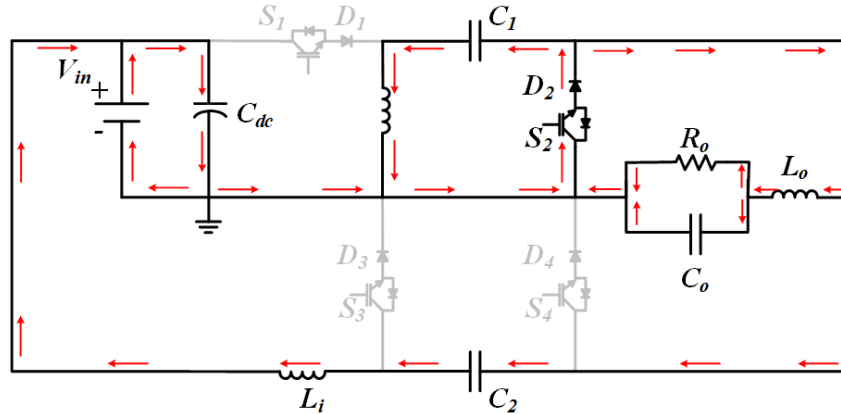
Fonte: Autoria própria

Na etapa de operação  $D_b T_S$  ocorre a abertura do interruptor  $S_1$  e a comutação do interruptor  $S_2$ , fazendo com que a energia armazenada no indutor  $L_m$  seja transferida para o capacitor  $C_1$  através do interruptor  $S_2$  e do diodo  $D_2$ , com isso a corrente inicia de um valor máximo e atinge o menor valor ao fim desta etapa de operação. A tensão no indutor  $L_m$  para esta etapa de operação corresponde a tensão do capacitor  $C_1$  com inversão de polaridade,  $v_{L_m} = -V_{C_1}$ . O indutor  $L_i$  também é desmagnetizado, porém para esta etapa de operação a tensão no indutor  $L_i$  vale  $v_{L_i} = V_{in} - V_{C_2}$ . Assim como no I2ZM e no ICIM a tensão no indutor  $L_o$  para a etapa de operação  $D_b T_S$  equivale a  $-V_{C_o}$ . A corrente do capacitor  $C_1$  equivale a corrente do indutor  $L_m$ . O funcionamento para a etapa de operação  $D_b T_S$  do IHZC é apresentada na Figura 46.

Durante a etapa de operação  $D_c T_S$  ocorre a interrupção da passagem de corrente no diodo  $D_2$ , impedindo a passagem de corrente no interruptor  $S_2$ , como os interruptores  $S_1$ ,  $S_3$  e  $S_4$  se encontram bloqueados a energia circula apenas pelos componentes passivos do IHZC, neste

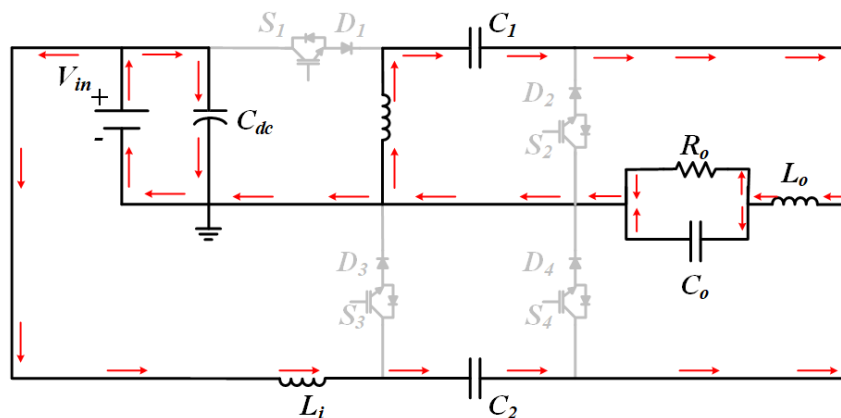
momento ocorre a troca de corrente entre os indutores. O funcionamento da etapa de operação  $D_cT_S$  é apresentada na Figura 47.

**Figura 46 – IHZC durante o intervalo  $D_bT_S$**



Fonte: Autoria própria

**Figura 47 – IHZC durante o intervalo  $D_cT_S$ .**

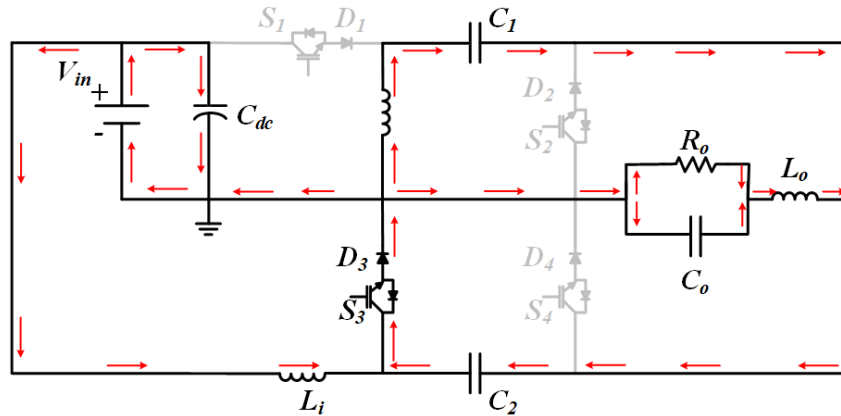


Fonte: Autoria própria

Durante o semiciclo negativo da saída CA um período de chaveamento apresenta três etapas de operação,  $D_dT_S$ ,  $D_eT_S$  e  $D_fT_S$ , onde o IHZC apresenta comportamento similar à um conversor do tipo Ćuk. Na primeira etapa de operação o interruptor  $S_3$  é comandado à entrar em condução, fazendo que o indutor  $L_i$  seja carregado e magnetizado, alcançando o valor de pico ao fim desta etapa. A tensão no indutor  $L_i$  é a própria tensão de entrada  $V_{in}$ . Já a tensão no indutor  $L_m$  corresponde a diferença de tensão entre os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ ,  $v_{L_m} = v_{C_2} - v_{C_1}$ .

A corrente no capacitor  $C_2$  equivale a soma das correntes dos indutores  $L_m$  e  $L_o$ , porém com a polaridade invertida,  $i_{C_2} = -i_{L_m} - i_{L_o}$ . Por outro lado a corrente no capacitor  $C_1$  equivale à corrente do indutor  $L_m$  durante todo semiciclo negativo da saída do IHZC. O funcionamento da etapa de operação  $D_dT_S$  é apresentado na Figura 48.

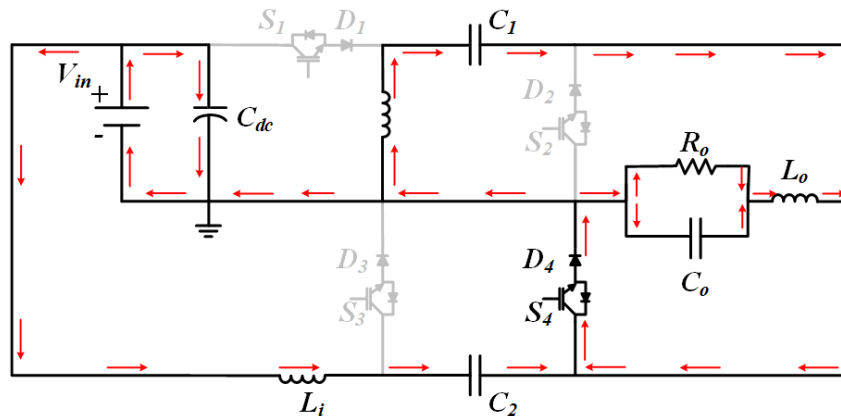
Figura 48 – IHZC durante o intervalo  $D_d T_s$ .



Fonte: Autoria própria

Durante a etapa de operação  $D_e T_s$  ocorre o bloqueio do interruptor  $S_3$  enquanto o interruptor  $S_4$  é comandado à condução, fazendo que a energia armazenada no indutor  $L_i$  seja transferida para o capacitor  $C_2$ , neste momento a tensão no indutor  $L_i$  assume a diferença entre a tensão de entrada e a tensão do capacitor  $C_2$ ,  $v_{L_i} = V_{in} - v_{C_2}$ . O indutor  $L_m$  apresenta a tensão do capacitor  $C_2$  com inversão de polaridade, sendo então descarregado e desmagnetizado. A tensão no indutor de saída equivale à tensão de saída com inversão de polaridade,  $v_{L_o} = -v_{C_o}$ . Já corrente do capacitor  $C_2$  nesta etapa é a mesma que a corrente do indutor  $L_i$ . Esta etapa de operação é apresentada na Figura 49.

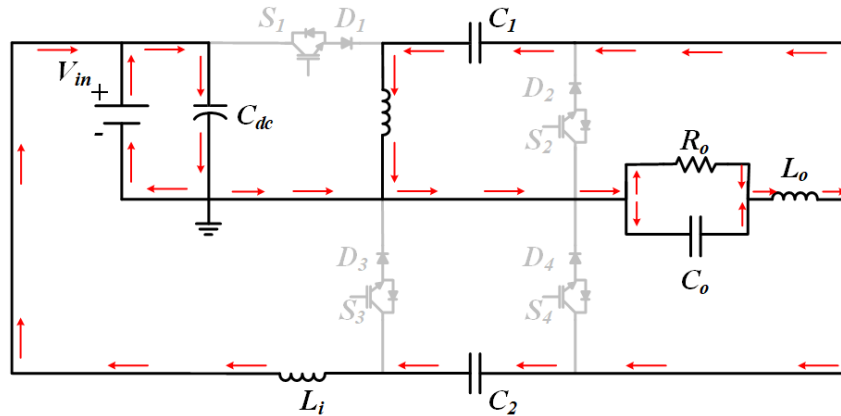
Figura 49 – IHZC durante o intervalo  $D_e T_s$ .



Fonte: Autoria própria

Durante a etapa de operação  $D_f T_s$  a corrente deixa de circular no diodo  $D_4$ , consequentemente pelo interruptor  $S_4$ , como os demais interruptores se encontram bloqueados a energia do IHZC circula somente nos elementos passivos durante esta etapa de condução. A Figura 50 apresenta a etapa de operação  $D_f T_s$ .

Figura 50 – IHZC durante o intervalo  $D_f T_S$ .



Fonte: Autoria própria

### 3.3.2 Principais equações e formas de onda

Considerando o semiciclo positivo da saída CA, durante um período de chaveamento a tensão no indutor  $L_m$  é dividida em três etapas. Onde analisando as etapas de funcionamento, em conjunto com análises realizadas para o I2ZM e o ICIM, conclui-se que  $V_{C_1} = V_{C_o}$  e  $V_{C_2} = V_{in} + V_{C_o}$ , desta forma na Figura 51 é possível visualizar o comportamento da tensão nos indutores  $L_m$  e  $L_i$ . Ainda nessa figura é possível observar o comportamento das correntes nos indutores supramencionados.

Com base na Figura 51 e em seu funcionamento, o ganho estático do IHZC é dado por:

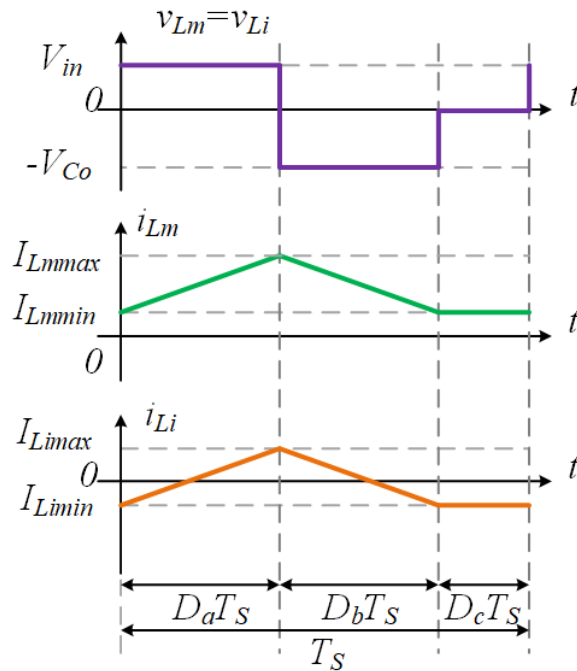
$$G_e = \frac{V_{C_o}}{V_{in}} = D_a \sqrt{\frac{R}{2L_{eq}fS}} \quad (34)$$

Existindo igualdade entre as indutâncias  $L_m$  e  $L_i$ .

$$L_{eq} = \frac{L_m L_o}{L_m + 2L_o} = \frac{L_i L_o}{L_i + 2L_o} \quad (35)$$

O ganho estático para um período de chaveamento encontrado para o IHZC aparenta ser idêntico ao ganho do I2ZM e do ICIM, entretanto nas duas primeiras estruturas apresentadas é considerada apenas metade da tensão de entrada  $V_{in}$ , pois esta se divide nos capacitores de barramento, formando as tensões  $V_{C_{dc1}}$  e  $V_{C_{dc2}}$ , idealmente cada uma equivale a  $V_{in}/2$ . Como o IHZC utiliza toda tensão de entrada para atingir o mesmo nível de saída o IHZC necessita de metade do ganho, podendo trabalhar com tensão de entrada menor, resultando no mesmo ganho, ou operar com indutâncias mais elevadas sem perder as características de MCD.

**Figura 51 – Formas de onda de tensões e correntes para os indutores  $L_m$  e  $L_i$ .**



Fonte: Autoria própria

Observando a Figura 51 percebe-se que a corrente tanto do indutor  $L_m$ , quanto do indutor  $L_i$  seguem o mesmo padrão que as correntes dos indutores  $L_{m1,2}$  e  $L_{i2,1}$  do I2ZM e ICIM, respectivamente. De forma que possam ser expressas como:

$$I_{L_m} = \frac{V_{in} D_a T_S (D_a + D_b)}{L_m} - I_{L_{o_{min}}} \quad (36)$$

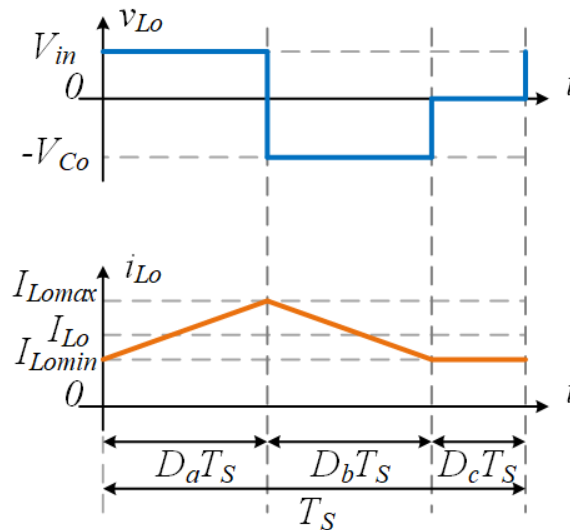
$$I_{L_{m_{max}}} = \frac{V_{in} D_a T_S (D_a + D_b)}{2L_{i_2}} + \frac{V_{in} D_a T_S}{L_m} - I_{L_{o_{min}}} \quad (37)$$

$$I_{L_{i_{max}}} = \frac{V_{in} D_a T_S}{L_{i_1}} - \frac{V_{in} D_a T_S (D_a + D_b)}{L_i} \quad (38)$$

O comportamento de tensão e corrente no indutor de saída,  $L_o$ , também apresenta similaridade com o apresentado pelo I2ZM e ICIM, atingindo seu valor máximo ao fim da etapa de operação  $D_a T_S$  e o mínimo ao final de  $D_b T_S$ . A Figura 52 apresenta o comportamento de tensão e corrente do indutor  $L_o$  para o IHZC.



Figura 52 – Formas de onda de tensão e corrente para o indutor  $L_o$ .



Fonte: Autoria própria

O IHZC apresenta dois capacitores de acoplamento,  $C_1$  e  $C_2$ , onde o primeiro apresenta características do capacitor de acoplamento do conversor Zeta, enquanto o outro apresenta características do Ćuk. Tais diferenças afetam principalmente o nível médio e eficaz de tensão no capacitor, desta forma no IHZC o capacitor  $C_2$  apresenta maior tensão média e eficaz que o capacitor  $C_1$ , sendo os valores médios idealmente definidos como:  $V_{C_1} = V_{C_o}$  e  $V_{C_2} = V_{in} + V_{C_o}$ .

Além dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  apresentarem diferentes níveis de tensão, também apresentam correntes distintas, para o semiciclo positivo da saída CA, o capacitor  $C_1$  apresenta corrente que são combinações das correntes dos indutores, dependendo em qual etapa de operação o IHZC se encontra. Por outro lado o capacitor  $C_2$  apresenta apenas a oscilação da corrente do indutor  $L_i$ . A Figura 53 apresenta o comportamento de tensões e correntes para os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ .

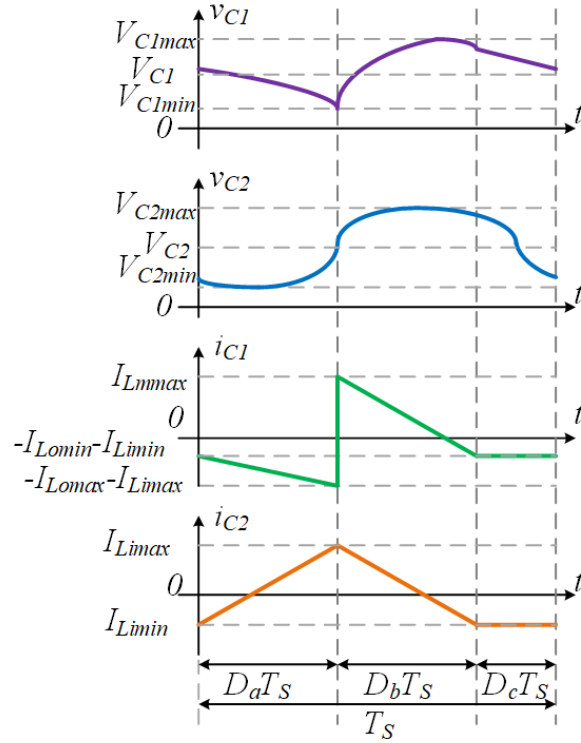
O capacitor  $C_o$  do IHZC apresenta as mesmas características das topologias I2ZM e ICIM, podendo ser visualizado na Figura 29.

Como o IHZC pode ser visto como uma combinação entre as topologias I2ZM e ICIM, e ambas apresentam características similares de tensões e correntes nos semicondutores o IHZC também apresenta características próximas, em contrapartida por utilizar integralmente a tensão da fonte de entrada  $V_{in}$  a tensão nos semicondutores tende a ser mais elevada em algumas etapas de operação.

Para o semiciclo positivo da saída CA, analisando um período de chaveamento as figuras 54(a) e 54(b) apresentam as formas de onda de tensão e corrente para os interruptores  $S_1$  e  $S_2$ . Já

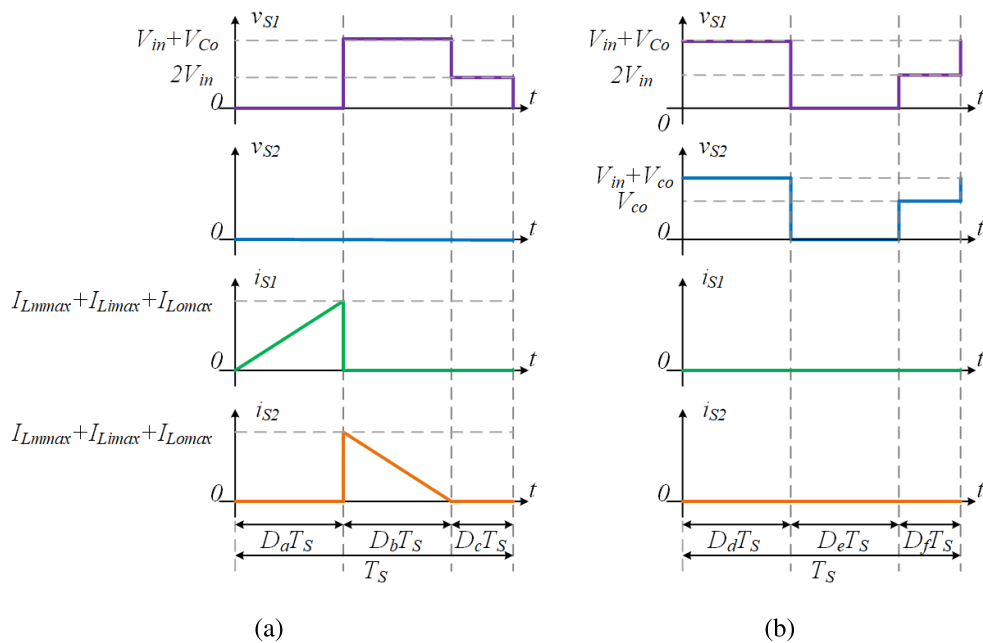
as figuras 55(a) e 55(b) apresentam as curvas de tensão e corrente para os diodos  $D_1$  e  $D_2$  no mesmo período.

**Figura 53 – Formas de onda de tensões e correntes para os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ .**



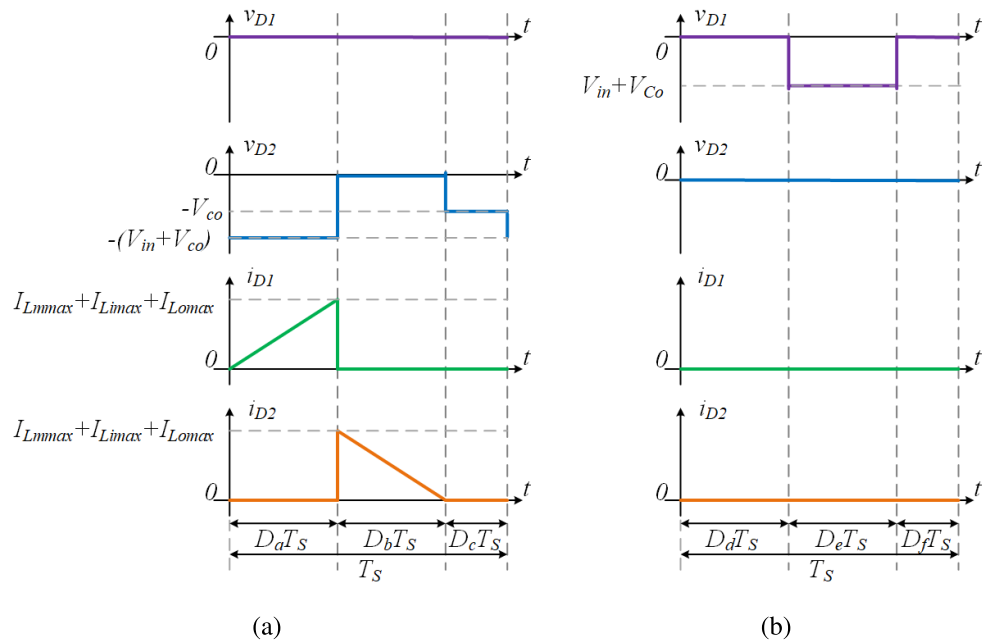
Fonte: Autoria própria

**Figura 54 – Tensões e correntes nos interruptores  $S_3$  e  $S_4$ : a) Durante o semiciclo positivo da saída CA; b) Durante o semiciclo negativo.**



Fonte: Autoria própria

**Figura 55 – Tensões e correntes nos diodos  $D_1$  e  $D_2$ : a) Durante o semiciclo positivo da saída CA; b) Durante o semiciclo negativo.**



Fonte: Autoria própria

### 3.4 COMPARAÇÕES INICIAIS DAS TOPOLOGIAS

Neste capítulo os modos de operação e principais características em um período de chaveamento foram apresentadas, para as topologias I2ZM, ICIM e IHZC. Apesar das semelhanças entre as estruturas e funcionamento, algumas características iniciais podem ser destacadas, como nível de tensão nos capacitores intermediários, tensão máxima nos semicondutores e ganho estático. Essas diferenças estão organizadas na Tabela 3.

**Tabela 3 – Comparativo entre I2ZM, ICIM e IHZC**

Grandeza	I2ZM	ICIM	IHZC
Ganho estático	$\frac{2V_{C_o}}{V_{in}}$	$\frac{2V_{C_o}}{V_{in}}$	$\frac{V_{C_o}}{V_{in}}$
Tensão no capacitor $C_1$	$V_{C_o}$	$\frac{V_{in}}{2} + V_{C_o}$	$V_{C_o}$
Tensão no capacitor $C_2$	$V_{C_o}$	$-\frac{V_{in}}{2} + V_{C_o}$	$-V_{in} + V_{C_o}$
Tensão máxima nos interruptores $S_{1,3}$	$\frac{V_{in}}{2} + V_{C_o}$ ou $V_{in}$	$\frac{V_{in}}{2} + V_{C_o}$ ou $V_{in}$	$V_{in} + V_{C_o}$ ou $2V_{in}$
Tensão máxima nos interruptores $S_{2,4}$	$\frac{V_{in}}{2} + V_{C_o}$	$\frac{V_{in}}{2} + V_{C_o}$	$V_{in} + V_{C_o}$
Tensão máxima nos diodos $D_{1,3}$	$\frac{V_{in}}{2} + V_{C_o}$	$\frac{V_{in}}{2} + V_{C_o}$	$V_{in} + V_{C_o}$
Tensão máxima nos diodos $D_{2,4}$	$-\left(\frac{V_{in}}{2} + V_{C_o}\right)$	$-\left(\frac{V_{in}}{2} + V_{C_o}\right)$	$-(V_{in} + V_{C_o})$

Fonte: Autoria própria

### 3.5 CONSIDERAÇÕES PARCIAIS

As topologias de inversores integrados apresentados têm funcionamento similar, todas as estruturas operam no MCD, apresentando seis etapas de operação, divididas entre o semiciclo positivo e negativo da saída CA. O funcionamento para cada etapa de operação foi detalhado para as topologias. Assim foram levantadas as principais equações, podendo destacar algumas diferenças e semelhanças: i) o IHZC precisa de uma razão cíclica  $D_a$  menor que o I2ZM e o ICIM para garantir a mesma amplitude de saída; ii) O ICIM apresenta maior nível de tensão no capacitor de acoplamento  $C_1$ ; iii) O I2ZM apresenta menor nível de tensão no capacitor  $C_2$ , enquanto o IHZC apresenta o maior; iv) o IHZC apresenta maior tensão nos interruptores e diodos.

## 4 MODELAGEM MATEMÁTICA (ANÁLISE DINÂMICA)

Este capítulo tem como objetivo descrever matematicamente os conversores em estudo. São modelados os conversores I2ZM e ICIM através de circuitos equivalentes para cada uma das estruturas. Em contrapartida, a análise do IHZC resulta no mesmo modelo equivalente do I2ZM ou do ICIM.

Para a modelagem, inicialmente é utilizado o modelo médio de espaços de estados, o qual necessita de uma matriz de correção quando empregado em conversores operando em MCD (JIAN SUN *et al.*, 2001) e (GHOSH; KANDPAL, 2010). Posteriormente para se obter as funções de transferência é utilizada a rede generalizada de comutação (ERICKSON, 1997).

Em posse das funções de transferência dos conversores é possível validar o modelo através de simulações, bem como analisar a influência que as escolhas dos componentes podem gerar na resposta do sistema. Também com as funções de transferência são projetados controladores para utilização dos conversores em sistemas autônomos e conectados à rede.

### 4.1 MODELO MÉDIO DE ESPAÇO DE ESTADOS

As representações matemáticas de sistemas podem apresentar pequenas divergências, que são resultado de ponderações entre simplicidade do modelo e precisão, por vezes pequenas não linearidades são descartadas, quando apresentam pouca influência na resposta e desde que o modelo apresente de forma fiel o sistema físico (OGATA, 2010).

Quando se trata de conversores CC/CC estes podem ser modelados de algumas formas, por exemplo, conversores básicos operando no modo de condução contínua (MCC), podem ser representados por duas etapas de condução, chamadas  $D$  e  $D'$ , onde as duas são complementares e lineares, cada uma destas etapas pode ser representada por equações diferenciais (BARBI, 2015).

Já quando um conversor opera em MCD são apresentados trabalhos como em (JIAN SUN *et al.*, 2001) e (GHOSH; KANDPAL, 2010), que apresenta simplificações para o modelo médio de espaços de estados, enquanto em (VIERO; REIS, 2011) é apresentada uma modelagem para o conversor Zeta utilizando o modelo de rede de comutação apresentado em (ERICKSON, 1997).

A modelagem de conversores pode ser baseada na linearização em torno de um ponto

de operação, sendo assim são consideradas pequenas variações em torno do valor médio de tal forma que uma variável  $\bar{X}$  é representada por um termo CC mais uma pequena variação CA, fazendo que  $\bar{X} = X + \hat{x}$ , sendo  $|X| \gg |\hat{x}|$ . Aplicando esse conceito nas variáveis do sistema e linearizando, desprezando termos CA de segunda ordem ou superiores é possível obter a representação do modelo médio de espaço de estados para as topologias analisadas através de (39).

$$\dot{\bar{X}} = A_m \bar{X} + B_m \bar{V}_{C_{dc_{1,2}}} \quad (39)$$

onde  $A_m$  é a média das matrizes de estado,  $\bar{X}$  é o vetor de estados,  $\dot{\bar{X}}$  é derivada do vetor de estados,  $B_m$  é a média das matrizes de entrada e  $\bar{V}_{C_{dc_{1,2}}}$  é a tensão média de entrada no capacitor  $C_{dc_1}$  ou  $C_{dc_2}$ .

#### 4.1.1 Modelo médio de espaço de estados para o I2ZM

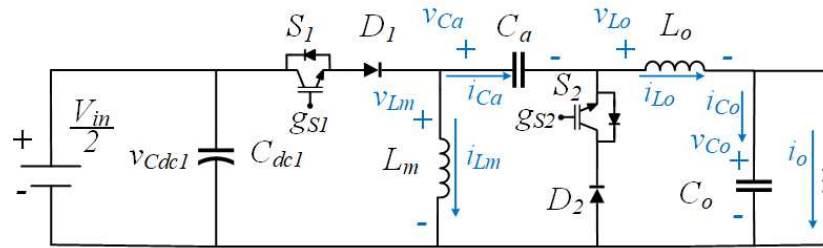
Analisando a topologia do I2ZM em um período de chaveamento, nota-se que durante a etapa de operação  $D_a T_S$ , a corrente através do interruptor  $S_1$  é dividida entre os indutores  $L_{m_1}$  e  $L_{m_2}$ , e entre os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ . De forma análoga, o mesmo ocorre na etapa  $D_b T_S$ , onde a corrente através da chave  $S_2$  se divide entre os indutores e capacitores mencionados anteriormente. Finalmente, no intervalo  $D_c T_S$ , a corrente do indutor de saída  $L_o$  é dividida entre os indutores  $L_{m_1}$  e  $L_{m_2}$  e, por conseguinte, entre os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ .

Considerando o correto dimensionamento dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , a divisão de corrente entre os indutores  $L_{m_1}$  e  $L_{m_2}$  ocorre de forma equivalente, apresentando a mesma oscilação, porém com valores médios distintos. Nessa situação, a soma das correntes nestes indutores equivale à corrente no indutor  $L_m$  do circuito equivalente apresentado na Figura 56. Analogamente, o mesmo ocorre com as correntes que fluem entre os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , onde a soma equivale à corrente do capacitor  $C_a$  do circuito equivalente.

Sendo assim o indutor  $L_m$  é equivalente à associação em paralelo dos indutores  $L_{m_1}$  e  $L_{m_2}$  representados na Figura 2. Assim, uma vez que  $L_{m_1} = L_{m_2}$ ,  $L_m$  será igual à metade de  $L_{m_1}$  e  $L_{m_2}$ . O mesmo raciocínio é válido para o capacitor de acoplamento  $C_a$  do conversor Zeta convencional, Figura 56. Neste caso, assume-se  $C_a$  como uma capacitância equivalente, resultado da associação em paralelo de  $C_1$  e  $C_2$ , ou seja,  $C_a = 2C_1$ , onde  $C_1 = C_2$ . Portanto, é possível aproximar o funcionamento do I2ZM a de um conversor CC/CC com o conversor Zeta

convencional.

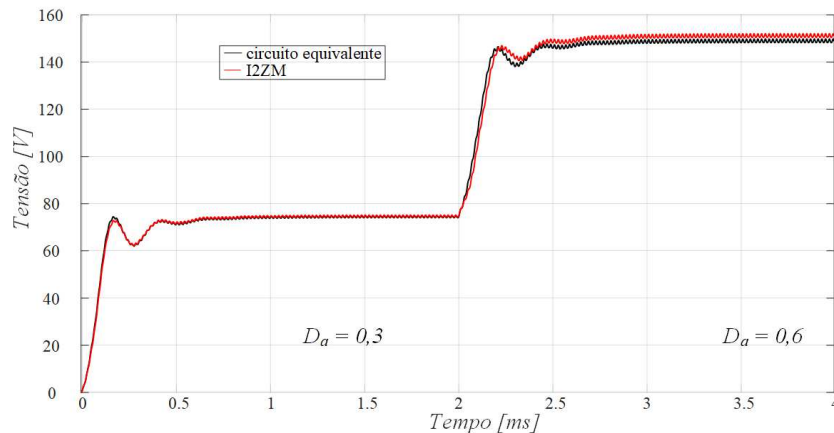
**Figura 56 – Circuito equivalente do I2ZM para modelagem.**



**Fonte: Autoria própria**

Como forma de corroborar com a equivalência entre o I2ZM e o circuito equivalente, ambos foram avaliados via simulação computacional, utilizando o software MATLAB/Simulink®. Empregando duas fontes de tensão CC na entrada, para evitar um possível desbalanço de tensão entre os capacitores  $C_{dc1}$  e  $C_{dc2}$ . Nesta análise comparativa ambos os circuitos operaram em malha aberta, na qual foi realizada uma variação (degrau) na razão cíclica  $D_a$  dos conversores de 0,3 para 0,6. A Figura 57 apresenta o comportamento temporal para ambas topologias.

**Figura 57 – Comparativo entre a dinâmica do I2ZM e do circuito equivalente.**



**Fonte: Autoria própria**

Verifica-se, por meio da Figura 57, uma boa similaridade entre o I2ZM e seu circuito equivalente, validando a solução adotada neste trabalho. Observa-se uma pequena diferença da tensão de saída em regime permanente, ocasionada pela capacitância equivalente  $C_a$ . O incremento dessa capacitância aumenta a proximidade da operação entre o I2ZM e o circuito equivalente. Em contrapartida, valores elevados de capacitâncias  $C_1$  e  $C_2$  podem provocar distorções na passagem por zero, quando o I2ZM opera como conversor CC/CA.

Para a modelagem I2ZM inicialmente são definidas as variáveis de estados com base nos elementos passivos, sendo as variáveis de estado definidas como,  $I_{L_m}$ ,  $I_{L_o}$ ,  $V_{C_a}$  e  $V_{C_o}$ , também será definida inicialmente a tensão  $V_{C_{dc1}}$ , como variável de entrada do sistema, uma vez que será analisado o comportamento do I2ZM durante o semciclo positivo da saída CA.

Sendo assim durante a primeira etapa de operação,  $D_a T_S$ , é possível organizar as grandezas de forma matricial, representadas em (40) e (41).

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{I}}_{L_m} \\ \dot{\bar{I}}_{L_o} \\ \dot{\bar{V}}_{C_a} \\ \dot{\bar{V}}_{C_o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_o} & -\frac{1}{L_o} \\ 0 & -\frac{1}{C_a} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{C_o R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{L_m} \\ \bar{I}_{L_o} \\ \bar{V}_{C_a} \\ \bar{V}_{C_o} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_m} \\ \frac{1}{L_o} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [\bar{V}_{C_{dc1}}] \quad (40)$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{L_m} \\ \bar{I}_{L_o} \\ \bar{V}_{C_a} \\ \bar{V}_{C_o} \end{bmatrix} \quad (41)$$

Durante a etapa de operação  $D_b T_S$  o mesmo procedimento é adotado chegando nas matrizes conforme segue:

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{I}}_{L_m} \\ \dot{\bar{I}}_{L_o} \\ \dot{\bar{V}}_{C_a} \\ \dot{\bar{V}}_{C_o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_m} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_o} \\ \frac{1}{C_a} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{C_o R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{L_m} \\ \bar{I}_{L_o} \\ \bar{V}_{C_a} \\ \bar{V}_{C_o} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [\bar{V}_{C_{dc1}}] \quad (42)$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{L_m} \\ \bar{I}_{L_o} \\ \bar{V}_{C_a} \\ \bar{V}_{C_o} \end{bmatrix} \quad (43)$$

Por fim, durante a etapa de operação  $D_c T_S$  as matrizes são definidas como:

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{I}}_{L_m} \\ \dot{\bar{I}}_{L_o} \\ \dot{\bar{V}}_{C_a} \\ \dot{\bar{V}}_{C_o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_m+L_o} & \frac{1}{L_m+L_o} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_m+L_o} & -\frac{1}{L_m+L_o} \\ 0 & -\frac{1}{C_a} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{C_o R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{L_m} \\ \bar{I}_{L_o} \\ \bar{V}_{C_a} \\ \bar{V}_{C_o} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [\bar{V}_{C_{dc1}}] \quad (44)$$



$$y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{L_m} \\ \bar{I}_{L_o} \\ \bar{V}_{C_a} \\ \bar{V}_{C_o} \end{bmatrix} \quad (45)$$

Realizando a média das etapas de operação, ou seja,  $A_m = D_a A_a + D_b A_b + D_c A_c$ ,  $B_m = D_a B_a + D_b B_b + D_c B_c$ . Já a matriz  $C$ , chamada de matriz de saída, não sofre alteração durante as três etapas de operação, pois a variável lida é sempre a mesma. Na modelagem adota-se como saída do sistema a tensão no capacitor de saída,  $V_{C_o}$ . A representação inicial do modelo médio de espaço de estados para o I2ZM é apresentado em (46) e (47).

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{I}}_{L_m} \\ \dot{\bar{I}}_{L_o} \\ \dot{\bar{V}}_{C_a} \\ \dot{\bar{V}}_{C_o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-(L_m+L_o)D_b+L_m(D_a+D_b-1)}{L_m(L_m+L_o)} & \frac{1-D_a-D_b}{L_m+L_o} \\ 0 & 0 & \frac{(L_m+L_o)D_a+L_o(1-D_a-D_b)}{L_o(L_m+L_o)} & \frac{-(D_a+D_b)(L_m+L_o)+L_o(D_a+D_b-1)}{L_o(L_m+L_o)} \\ \frac{D_b}{C_a} & \frac{D_b-1}{C_a} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{C_o R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{L_m} \\ \bar{I}_{L_o} \\ \bar{V}_{C_a} \\ \bar{V}_{C_o} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D_a}{L_m} \\ \frac{D_a}{L_o} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [\bar{V}_{C_{dc1}}] \quad (46)$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{L_m} \\ \bar{I}_{L_o} \\ \bar{V}_{C_a} \\ \bar{V}_{C_o} \end{bmatrix} \quad (47)$$

Os valores médios para as variáveis de estados também pode ser representados em função da tensão de saída, usando relações de ganho estático e características do I2ZM, sendo

assim os valores das variáveis de estado são definidos em função da tensão  $\bar{V}_{C_o}$  conforme segue:

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_{L_m} \\ \bar{I}_{L_o} \\ \bar{V}_{C_a} \\ \bar{V}_{C_o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{D_a}{D_b R} \\ \frac{1}{R} \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \bar{V}_{C_o} \quad (48)$$

Assim como as variáveis de estado, a entrada do sistema,  $V_{C_{dc1}}$ .

$$\bar{V}_{C_{dc1}} = \frac{D_b}{D_a} \bar{V}_{C_o} \quad (49)$$

Reescrevendo o modelo médio de espaços de estados apresentados em (46) e (47).

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{I}}_{L_m} \\ \dot{\bar{I}}_{L_o} \\ \dot{\bar{V}}_{C_a} \\ \dot{\bar{V}}_{C_o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D_b}{L_m} - \frac{D_c}{L_m + L_o} & \frac{D_c}{L_m + L_o} \\ 0 & 0 & \frac{D_a}{L_o} + \frac{D_c}{L_m + L_o} & -\frac{(D_a + D_b)}{L_o} - \frac{D_c}{L_m + L_o} \\ \frac{D_b}{C_a} & -\frac{(D_a + D_c)}{C_a} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{C_o R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{D_a}{D_b R} \\ \frac{1}{R} \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \bar{V}_{C_o} + \begin{bmatrix} \frac{D_a}{L_m} \\ \frac{D_a}{L_o} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \left[ \frac{D_b}{D_a} \right] \bar{V}_{C_o} \quad (50)$$

As derivadas das variáveis de estado escolhidas devem apresentar valores médios nulos, utilizando as equações anteriores elas são calculadas como:

$$\dot{\bar{I}}_{L_m} = -\frac{D_b \bar{V}_{C_o}}{L_m} - \frac{D_c \bar{V}_{C_o}}{L_m + L_o} + \frac{D_c \bar{V}_{C_o}}{L_m + L_o} + \frac{D_a D_b \bar{V}_{C_o}}{L_m D_a} = 0 \quad (51)$$

$$\dot{\bar{I}}_{L_o} = \frac{D_a \bar{V}_{C_o}}{L_o} + \frac{D_c \bar{V}_{C_o}}{L_m + L_o} - \frac{D_a \bar{V}_{C_o}}{L_o} - \frac{D_b \bar{V}_{C_o}}{L_o} - \frac{D_c \bar{V}_{C_o}}{L_m + L_o} + \frac{D_a D_b \bar{V}_{C_o}}{L_o D_a} = 0 \quad (52)$$

$$\dot{\bar{V}}_{C_a} = \frac{D_b D_a \bar{V}_{C_o}}{C_a D_b R} - \frac{D_a \bar{V}_{C_o}}{C_a R} - \frac{D_c \bar{V}_{C_o}}{C_a R} = -\frac{D_c \bar{V}_{C_o}}{C_a R} \quad (53)$$

$$\dot{\bar{V}}_{C_o} = \frac{\bar{V}_{C_o}}{C_o R} - \frac{\bar{V}_{C_o}}{C_o R} = 0 \quad (54)$$

Note que o valor de  $\dot{\bar{V}}_{C_a}$  se difere de zero, pois trata-se da única entre as derivadas das variáveis de estado que depende das correntes nos indutores  $L_m$  e  $L_o$ . No MCD as correntes nos indutores apresentam descontinuidade, as quais geram erros no modelo médio.

A corrente no indutor  $L_m$  apresenta uma grande diferença entre os valores máximo e mínimo, atingindo, inclusive, valores negativos. Por outro lado a oscilação de corrente no indutor  $L_o$  geralmente não é elevada ou assume valores negativos.

#### 4.1.1.1 Correção do modelo médio de espaço de estados

A correção para o modelo médio em espaço de estados proposta em (JIAN SUN *et al.*, 2001) e (GHOSH; KANDPAL, 2010) leva em consideração conversores cuja corrente no indutor assume valor zero na última etapa de operação, tais topologias apresentam apenas um indutor como os conversores básicos, Buck, Boost e Buck-Boost. Porém para o circuito equivalente do I2ZM há troca de corrente entre os indutores  $L_m$  e  $L_o$ , onde as correntes apresentam a mesma amplitude com sentidos opostos.

Os trabalhos de (JIAN SUN *et al.*, 2001) e (GHOSH; KANDPAL, 2010), propõe uma matriz de correção apresentada em (55).

$$M = \begin{bmatrix} \frac{1}{D_a + D_b} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (55)$$

Sendo o novo modelo médio de espaço de estados apresentado como segue:

$$\dot{\bar{X}} = M A_m \bar{X} + B_m \bar{V}_{C_{dc1}} \quad (56)$$

Substituindo os valores de  $A_m$ ,  $\bar{X}$ ,  $B_m$  e  $\bar{V}_{C_{dc1}}$ , de forma análoga ao realizado na Equação (50), o modelo médio do I2ZM é apresentado conforme segue:

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{I}}_{L_m} \\ \dot{\bar{I}}_{L_o} \\ \dot{\bar{V}}_{C_a} \\ \dot{\bar{V}}_{C_o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D_b}{L_m} - \frac{D_c}{L_m+L_o} & \frac{D_c}{L_m+L_o} \\ 0 & 0 & \frac{D_a}{L_o} + \frac{D_c}{L_m+L_o} & -\frac{(D_a+D_b)}{L_o} - \frac{D_c}{L_m+L_o} \\ \frac{D_b}{C_a(D_a+D_b)} & -\frac{(D_a+D_c)}{C_a} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{C_o R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{D_a}{D_b R} \\ \frac{1}{R} \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \bar{V}_{C_o} + \begin{bmatrix} \frac{D_a}{L_m} \\ \frac{D_a}{L_o} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \left[ \frac{D_b}{D_a} \right] \bar{V}_{C_o} \quad (57)$$

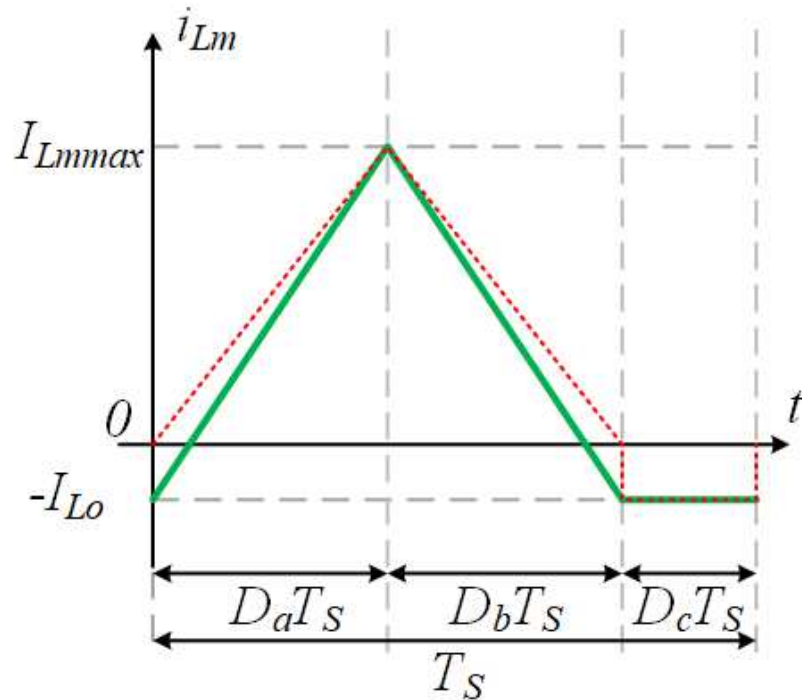
Analisando (57) apenas a derivada da variável de estado pertencente a tensão do capacitor  $C_a$ ,  $\dot{\bar{V}}_{C_a}$ , apresenta alteração, quando comparado à (50), justamente a derivada de uma variável de estado que divergiu de zero, logo realizando o mesmo procedimento adotado na obtenção de (53), encontra-se:

$$\dot{\bar{V}}_{C_a} = \frac{D_b D_a \bar{V}_{C_o}}{C_a D_b R (D_a + D_b)} - \frac{D_a \bar{V}_{C_o}}{C_a R} - \frac{D_c \bar{V}_{C_o}}{C_a R} = \frac{D_a \bar{V}_{C_o}}{(D_a + D_b) C_a R} + \frac{(D_b - 1) \bar{V}_{C_o}}{C_a R} \quad (58)$$

Novamente o valor diverge de zero. As considerações para obtenção da matriz  $M$  nos trabalhos de (JIAN SUN *et al.*, 2001) e (GHOSH; KANDPAL, 2010), levam em consideração que a corrente no indutor inicia de um pico, atinge o valor máximo e retorna para zero, essa representação é válida para conversores que apresentam um único indutor, porém não é válida para o circuito equivalente do I2ZM, ou mesmo um conversor Zeta convencional.

A corrente no indutor  $L_m$  do circuito equivalente do I2ZM tem seu comportamento representado pela Figura 58, (em verde), ainda na Figura 58 é apresentada uma simplificação do comportamento da corrente (em vermelho) a fim de se obter uma nova matriz  $M$  para a correção do modelo médio de espaço de estados, também são adotadas simplificações para a corrente  $I_{L_o}$  para um valor médio, uma vez que o I2ZM pode operar conectado à rede e deseja-se controlar essa corrente para que apresente baixa DHT e oscilação.

Figura 58 – Corrente no indutor  $L_m$  (em verde) e simplificação (em vermelho).



Fonte: Autoria própria

Inicialmente, é considerado a conservação de carga no capacitor, onde este receberá rapidamente a energia armazenada no indutor  $L_m$  durante a primeira etapa de condução, desta forma a carga do capacitor é dada por:

$$Q_C = \frac{I_{Lmmax} D_a T_s}{2} \quad (59)$$

Resultando em uma corrente de carga:

$$\frac{Q_C}{T_s} = \frac{I_{Lmmax} D_a}{2} \quad (60)$$

Por outro lado, a partir da simplificação para a corrente apresentada na Figura 58 é possível calcular seu valor médio, como segue:

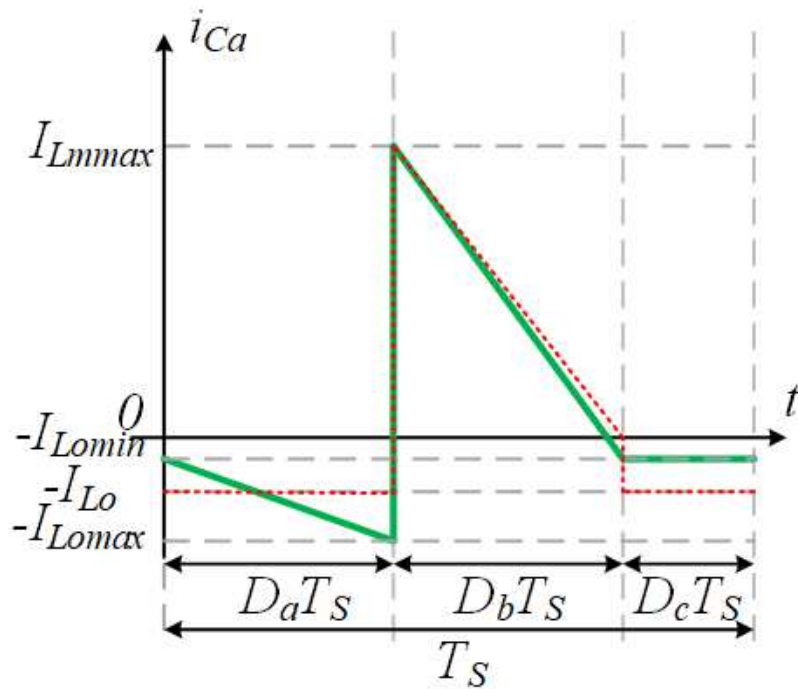
$$\bar{I}_{Lm} = \frac{I_{Lmmax} (D_a + D_b)}{2} - I_{Lo} D_c \quad (61)$$

Onde o valor máximo de corrente pode ser encontrado como:

$$I_{Lmmax} = \frac{V_g D_a T_s}{L_m} - I_{Lo} \quad (62)$$

A partir da análise da Figura 56 é possível encontrar a forma de onda para a corrente do capacitor  $C_a$ , a qual é visualizada na Figura 59 (curva em verde). Com a aproximação da corrente de saída para um valor médio é possível encontrar uma simplificação para a forma de onda da corrente, (curva em vermelho).

Figura 59 – Corrente no capacitor  $C_a$  (em verde) e simplificação (em vermelho).



Fonte: Autoria própria

Utilizando esse simplificação da corrente no capacitor  $C_a$  e utilizando cálculo de áreas é possível relacionar a corrente  $I_{L_o}$  em função da máxima corrente para o indutor  $L_m$  e das razões cíclicas  $D_a$ ,  $D_b$  e  $D_c$ , conforme (63).

$$I_{L_o} = \frac{I_{L_{mmax}} D_b}{2(D_a + D_c)} \quad (63)$$

Substituindo (63) em (61), bem como deixando o termo  $I_{L_{mmax}}/2$  em evidência.

$$\bar{I}_{L_m} = \frac{I_{L_{mmax}}}{2} \left[ (D_a + D_b) - \frac{D_b D_c}{D_a + D_c} \right] \quad (64)$$

Simplificando a equação.

$$\bar{I}_{L_m} = \frac{I_{L_{mmax}}}{2} \left( \frac{D_a^2 + D_a D_c + D_b D_a + D_b D_c - D_b D_c}{D_a + D_c} \right) \quad (65)$$

substituindo  $D_c$  por  $1 - D_a - D_b$ .

$$\bar{I}_{L_m} = \frac{I_{L_m \max}}{2} \left[ \frac{D_a^2 + D_a(1 - D_a - D_b) + D_b D_a}{D_a + 1 - D_a - D_b} \right] \quad (66)$$

Resolvendo a equação anterior.

$$\bar{I}_{L_m} = \frac{I_{L_m \max}}{2} \left( \frac{D_a}{1 - D_b} \right) \quad (67)$$

Voltando para a equação de carga do capacitor.

$$\frac{Q_c}{T_S} = \frac{I_{L_m \max} D_a}{T_S} = \frac{I_{L_m \max} D_a}{2} \left( \frac{D_a}{1 - D_b} \right) \quad (68)$$

Com isso a matriz de correção  $M$  será dada por :

$$M = \begin{bmatrix} \frac{1 - D_b}{D_a} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (69)$$

Aplicando a nova matriz de correção,  $M$ , apresentada em (69) no modelo médio das três etapas encontra-se o modelo médio de espaço de estados para o I2ZM em (70).

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{I}}_{L_m} \\ \dot{\bar{I}}_{L_o} \\ \dot{\bar{V}}_{C_a} \\ \dot{\bar{V}}_{C_o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-(L_m + L_o)D_b + L_m(D_a + D_b - 1)}{L_m(L_m + L_o)} & \frac{1 - D_a - D_b}{L_m + L_o} \\ 0 & 0 & \frac{(L_m + L_o)D_a + L_o(1 - D_a - D_b)}{L_o(L_m + L_o)} & \frac{-(D_a + D_b)(L_m + L_o) + L_o(D_a + D_b - 1)}{L_o(L_m + L_o)} \\ \frac{D_b - D_b^2}{C_a D_a} & \frac{D_b - 1}{C_a} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{C_o R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{L_m} \\ \bar{I}_{L_o} \\ \bar{V}_{C_a} \\ \bar{V}_{C_o} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_a \\ D_a \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{V}_{C_{dc1}} \end{bmatrix} \quad (70)$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{L_m} \\ \bar{I}_{L_o} \\ \bar{V}_{C_a} \\ \bar{V}_{C_o} \end{bmatrix} \quad (71)$$

Note que caso o conversor Zeta opere no MCC, ou seja  $D_c = 0$  e  $D_a + D_b = 1$  o modelo médio apresentado em (70) continuará sendo válido.

A partir de (70) e (48) é possível refazer o cálculo da corrente média para o capacitor  $C_a$ , de forma análoga ao descrito em (53) e (58).

$$\dot{\bar{V}}_{C_a} = \frac{D_b D_a \bar{V}_{C_o}}{C_a D_a D_b R} - \frac{D_b^2 D_a \bar{V}_{C_o}}{C_a D_a D_b R} + \frac{D_b \bar{V}_{C_o}}{C_a R} - \frac{\bar{V}_{C_o}}{C_a R} = 0 \quad (72)$$

#### 4.1.2 Modelo médio de espaço de estados para o ICIM

De forma semelhante ao apresentado para o I2ZM, é possível equacionar o ICIM durante o semiciclo positivo da saída CA analisando um período de chaveamento.

Durante o semiciclo positivo da saída, os interruptores de potência  $S_1$  e  $S_2$ , assim como os diodos  $D_1$  e  $D_2$  não apresentam condução, porém assim como no I2ZM há circulação de corrente através todos os elementos passivos.

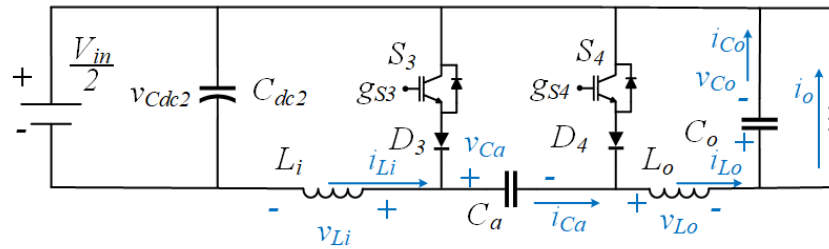
Assim durante a etapa de operação  $D_a T_S$  a corrente que flui através do interruptor  $S_3$  e do diodo  $D_3$  é dividida entre os indutores  $L_{i_1}$  e  $L_{i_2}$ , bem como entre os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ .

Para a modelagem do ICIM é possível utilizar um modelo equivalente apresentado na Figura 60, onde a indutância  $L_i$  equivale à associação em paralelo das indutâncias  $L_{i_1}$  e  $L_{i_2}$ , existindo igualdade entre os valores de indutância do ICIM, o indutor de entrada do circuito equivalente é calculado como  $L_i = L_{i_2}/2$ . O mesmo é válido para os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , onde o capacitor  $C_a$  do circuito equivalente é o resultado entre o paralelo de  $C_1$  e  $C_2$ , existindo igualdade entre as capacitâncias  $C_a = 2C_2$ .

Assim como no I2ZM é possível averiguar a equivalência entre o modelo apresentado na Figura 60 e o ICIM. Nesta comparação inicialmente é utilizada uma razão cíclica  $D_a$  fixa de 0,6, sendo possível verificar uma certa variação entre a dinâmica do ICIM e do circuito equivalente, já quando a  $D_a$  assume o valor de 0,3 praticamente não há diferenças entre o modelo equivalente e o ICIM, a comparação das estruturas é apresentada na Figura 61.

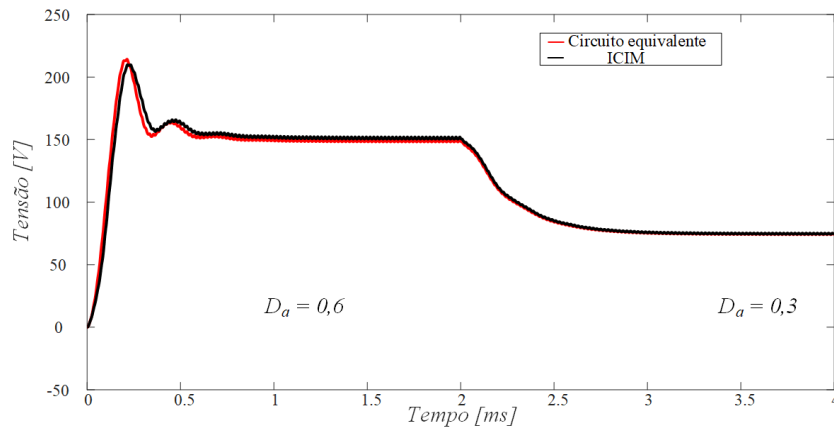


Figura 60 – Circuito equivalente do ICIM para modelagem



Fonte: Autoria própria

Figura 61 – Comparativo entre a dinâmica do ICIM e do circuito equivalente.



Fonte: Autoria própria

Inicialmente são definidas as variáveis de estados com base nos elementos passivos, similar ao apresentado no I2ZM,  $I_{L_i}$ ,  $I_{L_o}$ ,  $V_{C_a}$  e  $V_{C_o}$ , também será definida inicialmente a tensão  $V_{C_{dc2}}$ , pois será considerado um período de chaveamento durante o semiciclo positivo da saída CA.

Desta forma durante a primeira etapa de operação,  $D_a T_S$ , é possível organizar as grandezas de forma matricial, representados em (73) e (74).

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{I}}_{L_i} \\ \dot{\bar{I}}_{L_o} \\ \dot{\bar{V}}_{C_a} \\ \dot{\bar{V}}_{C_o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_o} & -\frac{1}{L_o} \\ 0 & -\frac{1}{C_a} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{C_o R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{L_i} \\ \bar{I}_{L_o} \\ \bar{V}_{C_a} \\ \bar{V}_{C_o} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_i} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [\bar{V}_{C_{dc2}}] \quad (73)$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{L_i} \\ \bar{I}_{L_o} \\ \bar{V}_{C_a} \\ \bar{V}_{C_o} \end{bmatrix} \quad (74)$$

Durante a etapa de operação  $D_b T_S$  o mesmo procedimento é adotado, conforme segue:

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{I}}_{L_i} \\ \dot{\bar{I}}_{L_o} \\ \dot{\bar{V}}_{C_a} \\ \dot{\bar{V}}_{C_o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_i} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_o} \\ \frac{1}{C_a} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{C_o R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{L_i} \\ \bar{I}_{L_o} \\ \bar{V}_{C_a} \\ \bar{V}_{C_o} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_i} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [\bar{V}_{C_{dc2}}] \quad (75)$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{L_i} \\ \bar{I}_{L_o} \\ \bar{V}_{C_a} \\ \bar{V}_{C_o} \end{bmatrix} \quad (76)$$

Por fim, durante a etapa de operação  $D_c T_S$  as matrizes são definidas como:

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{I}}_{L_i} \\ \dot{\bar{I}}_{L_o} \\ \dot{\bar{V}}_{C_a} \\ \dot{\bar{V}}_{C_o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_i+L_o} & -\frac{1}{L_i+L_o} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_i+L_o} & \frac{1}{L_i+L_o} \\ 0 & -\frac{1}{C_a} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{C_o R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{L_i} \\ \bar{I}_{L_o} \\ \bar{V}_{C_a} \\ \bar{V}_{C_o} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-1}{L_i+L_o} \\ \frac{1}{L_i+L_o} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [\bar{V}_{C_{dc2}}] \quad (77)$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{L_i} \\ \bar{I}_{L_o} \\ \bar{V}_{C_a} \\ \bar{V}_{C_o} \end{bmatrix} \quad (78)$$

Realizando a média das etapas de operação, ou seja,  $A_m = D_a A_a + D_b A_b + D_c A_c$ ,  $B_m = D_a B_a + D_b B_b + D_c B_c$ , durante as três etapas de operação a representação inicial do modelo médio de espaço de estados para o ICIM é apresentado em (79) e (80).

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{I}}_{L_i} \\ \dot{\bar{I}}_{L_o} \\ \dot{\bar{V}}_{C_a} \\ \dot{\bar{V}}_{C_o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-(L_i+L_o)D_b+L_i(1-D_a-D_b)}{L_i(L_i+L_o)} & \frac{D_a+D_b-1}{L_i+L_o} \\ 0 & 0 & \frac{(L_i+L_o)D_a+L_o(D_a+D_b-1)}{L_o(L_i+L_o)} & \frac{-(D_a+D_b)(L_i+L_o)+L_o(1-D_a-D_b)}{L_o(L_i+L_o)} \\ \frac{D_b}{C_a} & \frac{D_b-1}{C_a} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{C_o R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{L_i} \\ \bar{I}_{L_o} \\ \bar{V}_{C_a} \\ \bar{V}_{C_o} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{(D_a+D_b)(L_i+L_o)+(D_a+D_b-1)L_i}{L_i(L_i+L_o)} \\ \frac{1-D_a-D_b}{(L_i+L_o)} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{V}_{C_{dc2}} \end{bmatrix} \quad (79)$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{L_i} \\ \bar{I}_{L_o} \\ \bar{V}_{C_a} \\ \bar{V}_{C_o} \end{bmatrix} \quad (80)$$

Utilizando relações do ganho estático do ICIM, é possível equacionar os valores médios das variáveis de estado em função da tensão de saída,  $V_{C_o}$ , a entrada do sistema, caracterizada pela tensão,  $V_{C_{dc1}}$  também é reescrita em função da tensão de saída conforme segue:

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_{L_i} \\ \bar{I}_{L_o} \\ \bar{V}_{C_a} \\ \bar{V}_{C_o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{D_a}{D_b R} \\ \frac{1}{R} \\ \frac{D_a+D_b}{D_a} \\ 1 \end{bmatrix} \bar{V}_{C_o} \quad (81)$$

$$\bar{V}_{C_{dc2}} = -\frac{D_b}{D_a} \bar{V}_{C_o} \quad (82)$$

Reescrevendo o modelo médio de espaços de estados apresentados em (79) e (80).

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{I}}_{L_i} \\ \dot{\bar{I}}_{L_o} \\ \dot{\bar{V}}_{C_a} \\ \dot{\bar{V}}_{C_o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D_b}{L_i} + \frac{D_c}{L_i+L_o} & -\frac{D_c}{L_i+L_o} \\ 0 & 0 & \frac{D_a}{L_o} - \frac{D_c}{L_i+L_o} & -\frac{(D_a+D_b)}{L_o} + \frac{D_c}{L_i+L_o} \\ \frac{D_b}{C_a} & -\frac{(D_a-D_c)}{C_a} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{C_o R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{D_a}{D_b R} \\ \frac{1}{R} \\ \frac{D_a+D_b}{D_a} \\ 1 \end{bmatrix} \bar{V}_{C_o} + \begin{bmatrix} -\frac{(D_a+D_b)}{L_i} + \frac{D_c}{L_i+L_o} \\ -\frac{D_c}{L_i+L_o} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{D_b}{D_a} \\ 1 \end{bmatrix} \bar{V}_{C_o} \quad (83)$$

As derivadas das variáveis de estado escolhidas devem apresentar valores médios nulos, utilizando as equações anteriores elas são calculadas como:

$$\begin{aligned} \dot{\bar{I}}_{L_i} = \frac{D_b \bar{V}_{C_o}}{L_i} + \frac{D_b^2 \bar{V}_{C_o}}{L_i D_a} + \frac{D_c \bar{V}_{C_o}}{L_i + L_o} + \frac{D_c D_b \bar{V}_{C_o}}{D_a (L_i + L_o)} \\ - \frac{D_c \bar{V}_{C_o}}{L_i + L_o} - \frac{D_b \bar{V}_{C_o}}{L_i} - \frac{D_b^2 \bar{V}_{C_o}}{L_i D_a} - \frac{D_c D_b \bar{V}_{C_o}}{D_a (L_i + L_o)} = 0 \end{aligned} \quad (84)$$

$$\begin{aligned} \dot{\bar{I}}_{L_o} = \frac{D_a \bar{V}_{C_o}}{L_o} + \frac{D_b \bar{V}_{C_o}}{L_o} + \frac{D_c \bar{V}_{C_o}}{L_i + L_o} + \frac{D_c D_b \bar{V}_{C_o}}{D_a (L_i + L_o)} \\ - \frac{D_a \bar{V}_{C_o}}{L_o} - \frac{D_b \bar{V}_{C_o}}{L_o} - \frac{D_c \bar{V}_{C_o}}{L_i + L_o} - \frac{D_c D_b \bar{V}_{C_o}}{D_a (L_i + L_o)} = 0 \end{aligned} \quad (85)$$

$$\dot{\bar{V}}_{C_a} = \frac{D_b D_a \bar{V}_{C_o}}{C_a D_b R} - \frac{D_a \bar{V}_{C_o}}{C_a R} - \frac{D_c \bar{V}_{C_o}}{C_a R} = -\frac{D_c \bar{V}_{C_o}}{C_a R} \quad (86)$$

$$\dot{\bar{V}}_{C_o} = \frac{\bar{V}_{C_o}}{C_o R} - \frac{\bar{V}_{C_o}}{C_o R} = 0 \quad (87)$$

Note que assim como no I2ZM o valor de  $\dot{\bar{V}}_{C_a}$  se difere de zero, pois trata-se da única entre as derivadas das variáveis de estado que depende das correntes nos indutores, no caso  $L_I$  e

$L_o$ . No MCD as correntes nos indutores apresentam descontinuidade, as quais geram erros no modelo médio.

A corrente no indutor  $L_i$  apresenta uma grande diferença entre os valores máximo e mínimo, atingindo, inclusive, valores negativos. Por outro lado a oscilação de corrente no indutor  $L_o$  geralmente não é elevada ou assume valores negativos.

#### 4.1.2.1 Correção do modelo médio de espaço de estados

Assim como apresentado para o modelo equivalente do I2ZM, onde a correção é feita baseada na forma de onda do indutor  $L_m$ , para o ICIM é possível adotar o mesmo procedimento, pois a corrente do indutor  $L_i$  apresenta o mesmo comportamento durante um período de chaveamento, partindo de um valor mínimo ao início da etapa de operação  $D_a T_S$ , alcançando seu valor máximo ao fim dessa etapa, posteriormente descarregando até um valor mínimo ao fim da etapa de operação  $D_b T_S$  e permanecendo no valor mínimo durante a etapa de operação  $D_c T_S$ .

Sendo assim pode ser adotada a mesma matriz de correção para o modelo médio de espaços de estados,  $M$ , apresentada em (69). Sendo possível encontrar a representação do ICIM pelo modelo médio de espaços de estados através de (88) e (89).

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{I}}_{L_i} \\ \dot{\bar{I}}_{L_o} \\ \dot{\bar{V}}_{C_a} \\ \dot{\bar{V}}_{C_o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D_b}{L_i} + \frac{D_c}{L_i+L_o} & -\frac{D_c}{L_i+L_o} \\ 0 & 0 & \frac{D_a}{L_o} - \frac{D_c}{L_i+L_o} & -\frac{(D_a+D_b)}{L_o} + \frac{D_c}{L_i+L_o} \\ \frac{D_b-D_b^2}{D_a C_a} & -\frac{(D_a-D_c)}{C_a} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{C_o R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{D_a}{D_b R} \\ \frac{1}{R} \\ \frac{D_a+D_b}{D_a} \\ 1 \end{bmatrix} \bar{V}_{C_o} + \begin{bmatrix} -\frac{(D_a+D_b)}{L_i} + \frac{D_c}{L_i+L_o} \\ -\frac{D_c}{L_i+L_o} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{D_b}{D_a} \end{bmatrix} \bar{V}_{C_o} \quad (88)$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{L_i} \\ \bar{I}_{L_o} \\ \bar{V}_{C_a} \\ \bar{V}_{C_o} \end{bmatrix} \quad (89)$$

A partir do novo modelo é possível recalcular o valor para a derivada da variável de estado relaciona à tensão no capacitor  $C_a$ , como segue:

$$\dot{\bar{V}}_{C_a} = \frac{D_b D_a \bar{V}_{C_o}}{C_a D_a D_b R} - \frac{D_b^2 D_a \bar{V}_{C_o}}{C_a D_a D_b R} + \frac{D_b \bar{V}_{C_o}}{C_a R} - \frac{\bar{V}_{C_o}}{C_a R} = 0 \quad (90)$$

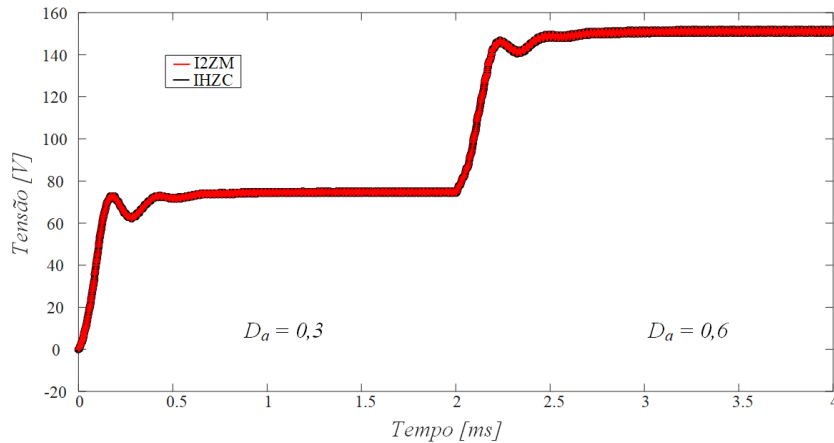
Como foi adotada a mesma correção do modelo médio que para o I2ZM, o modelo médio de espaço de estados do ICIM também será válido caso o conversor opere no MCC.

#### 4.1.3 Considerações sobre o modelo médio do IHZC

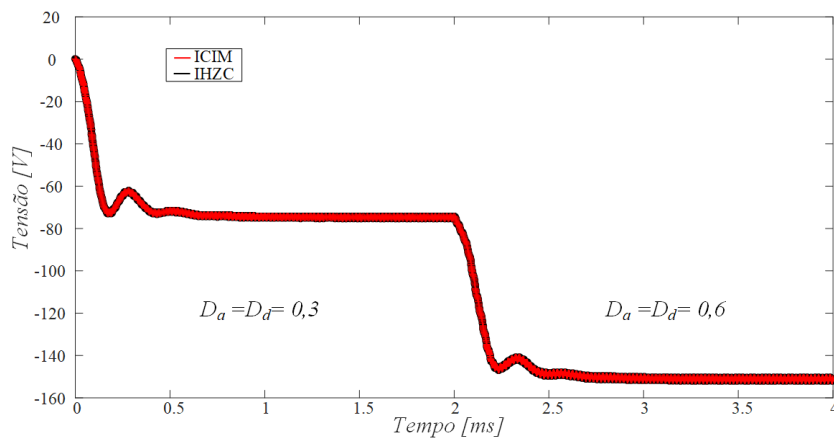
O IHZC apresenta uma combinação de características dos inversores I2ZM e ICIM, atuando de forma similar ao I2ZM durante o semiciclo positivo da saída CA e similar ao ICIM durante o semiciclo negativo. O IHZC também apresenta a circulação de corrente por todos os elementos passivos durante cada período de chaveamento, criando impedâncias paralelas, assim como ocorre no outros inversores apresentados neste trabalho.

Desta maneira, utilizando os mesmos valores para os componentes que compõem as três topologias, assim como a mesma razão cíclica  $D_a$  para o I2ZM e IHZC e uma igualdade entre  $D_a$  e  $D_d$  para os conversores ICIM e IHZC, respectivamente, em contrapartida o IHZC não apresenta a divisão da tensão de entrada nos capacitores de barramento, para obter o mesmo ganho é necessário utilizar metade da tensão empregada no I2ZM ou ICIM, desta forma são obtidas duas curvas para as tensões de saída dos conversores, organizadas nas figuras 62(a) e 62(b).

**Figura 62 – Comparativo entre dinâmicas: a) IHZC e I2ZM; b) IHZC e ICIM.**



(a)



(b)

**Fonte: Autoria própria**

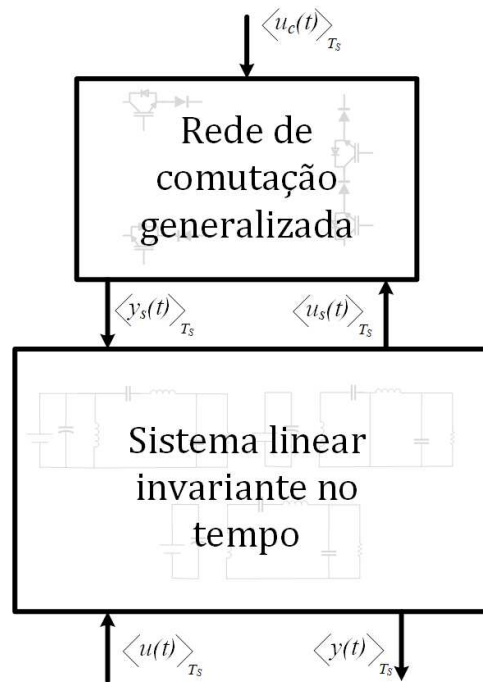
Como o funcionamento do IHZC se assemelha ao I2ZM e ao ICIM simplificando a topologia e criando um modelo equivalente resultará no modelo já apresentado para o I2ZM ou para o ICIM, dependendo se a escolha é feita para o semiciclo positivo e negativo.

#### 4.2 REDE MÉDIA GENERALIZADA DE COMUTAÇÃO

Proposto em (ERICKSON, 1997) a técnica consiste em separar o conversor operando em MCD em duas partes, a primeira chamada de rede de comutação generalizada, possui as características não-lineares, as quais são causadas pelos semicondutores, interruptores e diodos, a outra parte apresenta as características lineares associadas aos elementos passivos, já caracterizados pelo modelo médio de espaço de estados. A Figura 63 apresenta o diagrama de blocos para um conversor operando no MCD.

A grande vantagem da rede de comutação é a possibilidade de utilizar o modelo médio em conjunto com uma modelagem da rede de comutação para a operação do conversor no modo de condução contínua, uma vez que a rede de comutação é considerada a responsável pelas mudanças de dinâmica, não há mudança de componentes ou na disposição dos componentes entre um conversor operando em MCC e MCD (ERICKSON, 1997).

**Figura 63 – Representação de um conversor operando no MCD.**



**Fonte: Autoria própria**

O termo  $\langle u_c(t) \rangle_{T_s}$  é a entrada de controle do sistema, geralmente representada pela razão cíclica  $d(t)$ ;  $\langle y_s(t) \rangle_{T_s}$  é a saída da rede de comutação;  $\langle u_s(t) \rangle_{T_s}$  é a entrada da rede de comutação;  $\langle u(t) \rangle_{T_s}$  e  $\langle y(t) \rangle_{T_s}$  são respectivamente a entrada e saída para o sistema linear.

A rede de comutação generalizada é formada pelos semicondutores do conversor operando em MCD. De forma similar ao que acontece no modelo médio de espaço de estados, são atribuídas variáveis de entrada e saída para a rede de comutação, sendo estas representadas por tensões e correntes, por exemplo, em um conversor com um interruptor e um diodo, onde a tensão e corrente do interruptor podem ser representadas por  $v_1$  e  $i_1$ , respectivamente, e a tensão e corrente do diodo representadas por  $v_2$  e  $i_2$ , uma opção possível seria a representada em (91).

$$u_s = \begin{bmatrix} v_1 & i_2 \end{bmatrix}', \quad y_s = \begin{bmatrix} v_2 & i_1 \end{bmatrix}' \quad (91)$$



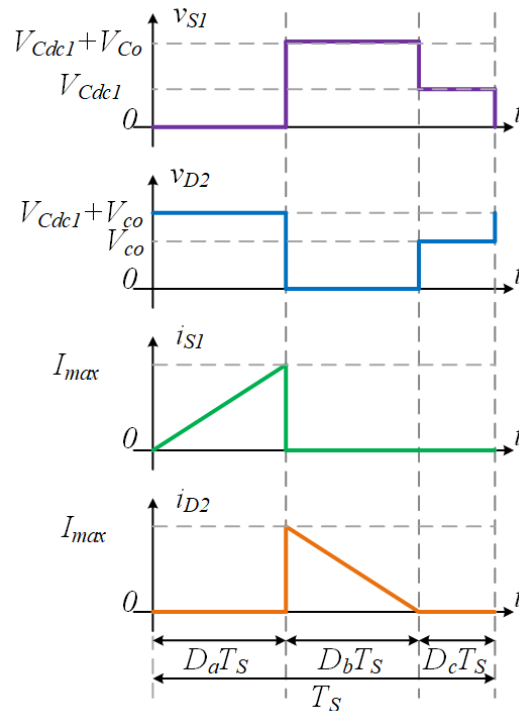
#### 4.2.1 Considerações para os inversores abordados

Para os conversores abordados os interruptores apresentam diodos em serie, para que não haja recirculação de corrente. Sabe-se também que os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  ou  $S_3$  e  $S_4$  por meio dos diodos em serie permitem a passagem de corrente pelos interruptores de forma complementar, tornando a operação do modelo equivalente utilizado para a modelagem compatível com o funcionamento de um conversor Zeta ou Ćuk convencional. Destarte são atribuídas as variáveis de entrada e saída para a rede média generalizada de comutação conforme (92).

$$u_s = \begin{bmatrix} I_{S1} & V_{D2} \end{bmatrix}', \quad y_s = \begin{bmatrix} I_{D2} & V_{S1} \end{bmatrix}' \quad (92)$$

A partir do funcionamento do circuito dos inversores abordados neste trabalho é possível encontrar relações para as tensões e correntes para os elementos da rede de comutação, por exemplo utilizando o I2ZM e as formas de onda de tensões e correntes para os interruptores e diodos durante um período de chaveamento apresentadas entre as figuras 30(a) e 31(b). Como forma de elucidar o desenvolvimento são apresentados novamente as tensões e correntes durante um período de chaveamento para o I2ZM, na Figura 64, agora considerando apenas o interruptor  $S_1$  e para o diodo  $D_2$ .

**Figura 64 – Tensões e correntes para o interruptor  $S_1$  e diodo  $D_2$  do I2ZM.**



Fonte: Autoria própria

É possível calcular a tensão média do interruptor  $S_1$  durante um período de chaveamento conforme segue:

$$\langle v_{S_1} \rangle_{T_S} = D_b(t) \left( \langle v_{C_{dc_1}} \rangle_{T_S} + \langle v_{C_o} \rangle_{T_S} \right) + (1 - D_a(t) - D_b(t)) \langle v_{C_{dc_1}} \rangle_{T_S} \quad (93)$$

De forma similar é encontrada a tensão para o diodo  $D_2$ .

$$\langle v_{D_2} \rangle_{T_S} = D_a(t) \left( \langle v_{C_{dc_1}} \rangle_{T_S} + \langle v_{C_o} \rangle_{T_S} \right) + (1 - D_a(t) - D_b(t)) \langle v_{C_o} \rangle_{T_S} \quad (94)$$

Sabendo que o ganho estático é descrito como  $V_{C_o}/V_{C_{dc_1}} = D_a/D_b$  é possível simplificar as equações anteriores encontrando as relações  $\langle v_{S_1} \rangle_{T_S} = \langle v_{C_{dc_1}} \rangle_{T_S}$  e  $\langle v_{D_2} \rangle_{T_S} = \langle v_{C_o} \rangle_{T_S}$ .

Já a corrente máxima no interruptor e no diodo pode ser calculada como a soma das máximas correntes para os indutores. Durante a primeira etapa de operação  $D_a T_s$ , todos os indutores são magnetizados e carregados com a tensão  $v_{C_{dc_1}}$ , resultando em:

$$I_{max} = v_{C_{dc_1}} D_a T_S \left( \frac{1}{L_{m_1}} + \frac{1}{L_{m_2}} + \frac{1}{L_o} \right) \quad (95)$$

Existindo igualdade entre as indutâncias  $L_{m_1}$  e  $L_{m_2}$  é possível simplificar a equação anterior obtendo o valor máximo de corrente expresso por:

$$I_{max} = \frac{v_{C_{dc_1}} D_a T_S}{L_{eq}} \quad (96)$$

onde  $L_{eq} = \frac{L_{m_1} L_o}{L_{m_1} + 2L_o}$

Desta forma, a partir da Figura 64, as correntes  $\langle i_{S_1} \rangle_{T_S}$  e  $\langle i_{D_2} \rangle_{T_S}$  são definidas por:

$$\langle i_{S_1} \rangle_{T_S} = \frac{\langle v_{C_{dc_1}} \rangle_{T_S} D_a^2 T_S^2}{2L_{eq}} \quad (97)$$

$$\langle i_{D_2} \rangle_{T_S} = \frac{\langle v_{C_{dc_1}} \rangle_{T_S} D_a D_b T_S^2}{2L_{eq}} \quad (98)$$

Realizando manipulações com base nas equações encontradas para o ganho estático, bem como as equações encontradas para a tensão no interruptor  $S_1$  e no diodo  $D_2$  utilizados no modelo de resistor sem perdas, é possível equacionar as correntes no interruptor  $S_1$  e no diodo  $D_2$  conforme:

$$\langle i_{S_1} \rangle_{T_S} = \frac{\langle v_{S_1} \rangle_{T_S}}{R_e(d)} \quad (99)$$

$$\langle i_{D_2} \rangle_{T_S} = \frac{\langle v_{S_1} \rangle_{T_S}^2 D_a^2 T_S}{\langle v_{D_2} \rangle_{T_S} 2L_{eq}} \quad (100)$$

onde  $R_e(d) = \frac{2L_{eq}}{T_s D_a^2}$

A saída da rede de comutação pode ser representada por uma função que depende da entrada de controle dessa rede e de sua entrada dependente do modelo linear. Assim uma representação para a saída da rede de comutação é apresentada como:

$$\langle y(t) \rangle_{T_S} = f(\langle u_s(t) \rangle_{T_S}, \langle u_c(t) \rangle_{T_S}) \quad (101)$$

Como a técnica consiste em uma generalização da operação do conversor para o MCC, é utilizado uma razão de conversão, representada por  $\mu$ , a qual é associada com a razão cíclica do conversor,  $d(t)$  (ERICKSON, 1997). Assim a saída da rede de comutação pode ser expressa em função da sua entrada e desta razão de conversão.

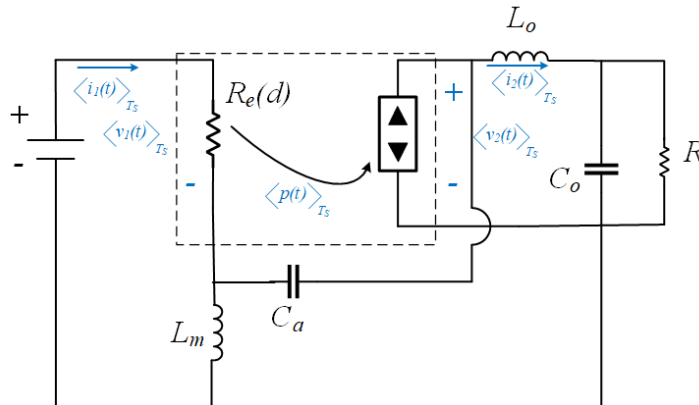
$$y(s) = \mu u_s + (1 - \mu)0 \quad (102)$$

A atribuição das variáveis da rede de comutação entre entrada e saída costuma levar a resultados onde  $\mu$  ou  $\mu'$  apresentem valores nulos. Por exemplo, utilizando as variáveis de entrada e saída da rede de comutação como as definidas em (92), não é possível obter uma representação em função da corrente no interruptor  $S_1$  para  $\mu'$ , pois este encontra-se bloqueado, bem como, desconsiderando as perdas, as tensões no interruptor  $S_2$  e no diodo  $D_2$  são nulas durante este intervalo. Como estas são as variáveis de entrada, o vetor  $u_s$  apresenta valor nulo, como observado em (102).

#### 4.2.2 Modelo do resistor sem perdas

Para encontrar a razão de conversão é utilizado o modelo do resistor sem perdas, o qual considera que toda energia consumida pela resistência equivalente do interruptor é entregue à carga por meio do diodo. Utilizando o circuito equivalente para a modelagem do I2ZM, como exemplo o resistor equivalente é relacionado com o conjunto formado pelo interruptor  $S_1$  e pelo diodo  $D_1$ , onde a potência deve ser entregue para o conjunto  $S_2$  e  $D_2$  (ERICKSON, 1997). A Figura 65 apresenta a este tipo de representação.

Figura 65 – Representação do circuito equivalente do I2ZM pelo modelo de resistor sem perdas.



Fonte: Autoria própria

A partir de algumas simplificações e considerações à respeito do modelo apresentado é possível encontrar a relação conforme segue (VIERO; REIS, 2011):

$$\mu = \frac{1}{1 + \frac{\langle i_{S2} \rangle}{\langle v_{S1} \rangle} R_e(d)} \quad (103)$$

Sendo  $\mu$  expresso como uma função dependente dos elementos da rede de comutação.

$$\mu = f(\langle i_{S1}(t) \rangle_{T_s}, \langle v_{S2}(t) \rangle_{T_s}, d(t)) \quad (104)$$

Aplicando pequenas perturbações em torno do ponto de operação da razão de conversão, de forma que ela seja formada por um termo CC e uma pequena variação CA de primeira ordem, ou seja,  $\mu = \mu_0 + \hat{\mu}$ . Através da expansão em serie de Taylor, descartando os termos CA de segunda ordem e superiores é possível encontrar a seguinte relação:

$$\mu_0 + \hat{\mu} = \mu(I_{S2}, V_{S1}, D) + \hat{i}_{S2} k_{id} + \hat{v}_{S1} k_{vs} + \hat{d} k_c \quad (105)$$

Podendo organizar em termos CC e termos CA de primeira ordem conforme segue:

$$\mu_0 = \mu(I_{S2}, V_{S1}, D) \quad (106)$$

$$\hat{\mu} = \hat{i}_{S2} k_{id} + \hat{v}_{S1} k_{vs} + \hat{d} k_c \quad (107)$$

Os ganhos da rede de comutação  $k_{id}$ ,  $k_{vs}$  e  $k_c$ , são calculados através das derivadas parciais, conforme segue:

$$k_{id} = \left. \frac{\partial(i_{S_2} V_{S_1}, D)}{\partial i_{S_2}} \right|_{i_{S_2}=I_{S_2}} = \frac{-R_e}{v_{C_{dc1}}} \frac{D_a^2}{(D_a + D_b)^2} \quad (108)$$

$$k_{vs} = \left. \frac{\partial(I_{S_2} v_{S_1}, D)}{\partial v_{S_1}} \right|_{v_{S_1}=V_{S_1}} = \frac{1}{v_{C_{dc1}}} \frac{D_a D_b}{(D_a + D_b)^2} \quad (109)$$

$$k_c = \left. \frac{\partial(I_{S_2} V_{S_1}, d(t))}{\partial d(t)} \right|_{d(t)=D} = \frac{2D_b}{(D_a + D_b)^2} \quad (110)$$

#### 4.2.3 Representação da saída da rede de comutação

A saída da rede de comutação também pode ser descrita como uma média para as três etapas de operação do conversor operando em MCD, para o I2ZM a saída da rede de comutação é representada em (111) onde as matrizes  $C_m$  e  $E_m$  são as matrizes médias para as três etapas de condução (VIERO; REIS, 2011).

$$y_s = C_m \bar{X} + E_m \bar{V}_{C_{dc1}} \quad (111)$$

As matrizes de chaveamento para a etapa de operação  $D_a T_s$ .

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_{D_2} \\ \bar{V}_{S_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{L_m} \\ \bar{I}_{L_o} \\ \bar{V}_{C_a} \\ \bar{V}_{C_o} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} [\bar{V}_{C_{dc1}}] \quad (112)$$

A etapa de operação  $D_b T_s$ .

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_{D_2} \\ \bar{V}_{S_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{L_m} \\ \bar{I}_{L_o} \\ \bar{V}_{C_a} \\ \bar{V}_{C_o} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} [\bar{V}_{C_{dc1}}] \quad (113)$$

Etapa de operação  $D_c T_S$ .

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_{D_2} \\ \bar{V}_{S_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{L_m} \\ \bar{I}_{L_o} \\ \bar{V}_{C_a} \\ \bar{V}_{C_o} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} [\bar{V}_{C_{ac_1}}] \quad (114)$$

Considerando as equivalências de (48) e (49) e fazendo a média das etapas.

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_{D_2} \\ \bar{V}_{S_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_b & D_b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 - D_a & D_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{D_a}{D_b R} \\ \frac{1}{R} \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \bar{V}_{C_o} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 - D_a \end{bmatrix} \left[ \frac{D_b}{D_a} \right] [\bar{V}_{C_o}] \quad (115)$$

É possível encontrar a corrente média para o diodo  $D_2$  e a tensão média para chave  $S_1$ . Iniciando pela corrente do diodo  $D_2$ .

$$\bar{I}_{D_2} = \frac{D_b D_a \bar{V}_{C_o}}{D_b R} + \frac{D_b \bar{V}_{C_o}}{R} = \frac{(D_a + D_b) \bar{V}_{C_o}}{R} \quad (116)$$

No circuito equivalente para a modelagem do I2ZM a corrente média através do interruptor  $S_2$ ,  $I_{S_2}$ , deveria ser a mesma que a corrente média no indutor de saída,  $\bar{I}_{L_o}$ , a qual pode ser representada por  $\bar{V}_{C_o}/R$ . Porém assim como na modelagem em espaço de estados apenas utilizando uma média ponderada apresenta erros no modelo, necessitando de correção.

Analisando a tensão no interruptor  $S_1$ , através da média das três etapas de operação.

$$\bar{V}_{S_1} = D_b \bar{V}_{C_o} + D_c \bar{V}_{C_o} - D_c \bar{V}_{C_o} + \frac{D_b^2 \bar{V}_{C_o}}{D_a} + \frac{D_c D_b \bar{V}_{C_o}}{D_a} = D_b \bar{V}_{C_o} + \frac{(D_b + D_c) D_b \bar{V}_{C_o}}{D_a} \quad (117)$$

Substituindo  $D_b + D_c$  por  $1 - D_a$ .

$$\bar{V}_{S_1} = D_b \bar{V}_{C_o} + \frac{(1 - D_a) D_b \bar{V}_{C_o}}{D_a} \quad (118)$$

Resolvendo a equação anterior.

$$\bar{V}_{S_1} = \frac{D_b \bar{V}_{C_o}}{D_a} \quad (119)$$



As matrizes  $A_m, B_m$  e  $C$  são obtidas pelo modelo médio de espaço de estados considerando os elementos passivos, o ganho  $k_c$  foi obtido anteriormente, o vetor  $k_s$  é a união dos ganhos  $k_{id}$  e  $k_{vs}$ , assim  $k_s = [k_{id} \quad k_{vs}]$ , a matriz  $C_m$  foi obtida com a linearização da saída da rede de comutação, desta forma restando apenas a definição das matrizes  $B_d$  e  $E_d$ , as quais são obtidas através do modelo do conversor operando em MCC (ERICKSON, 1997).

$$B_d = \left( A_1 - A_2 \frac{D_b}{D_b + D_c} - A_3 \frac{D_c}{B_b + D_c} \right) \bar{X} + \left( B_1 - B_2 \frac{D_b}{D_b + D_c} - B_3 \frac{D_c}{B_b + D_c} \right) \bar{V}_{C_{dc1}} \quad (122)$$

$$E_d = (C_1 - C_2) \bar{X} + (E_1 - E_2) \bar{V}_{C_{dc1}} \quad (123)$$

As matrizes  $A_1, A_2$  e  $A_3$ , correspondem às matrizes de estados para os elementos passivos durante as etapas de operação  $D_a T_S, D_b T_S$  e  $D_c T_S$ , respectivamente;  $B_1, B_2$  e  $B_3$  são as matrizes de entrada para os elementos passivos. As matrizes  $C_1$  e  $C_2$  representam as matrizes de saída da rede de comutação, enquanto  $E_1$  e  $E_2$  são as matrizes de transição direta da rede de comutação.

A obtenção da matriz  $A_m$  é realizada através da média das etapas de operação, ou seja,  $A_m = A_1 D_a + A_2 D_b + A_3 D_c$ . Levando em consideração a adequação na corrente do indutor  $L_m$  realizada em (69), o mesmo procedimento também é válido para a obtenção da matriz  $C_m$ , sendo  $C_m = C_a D_a + C_2 D_b + C_3 D_c$ .

Inicialmente a partir da Figura 66 é possível encontrar o termo  $\hat{\mu}$  como:

$$\hat{\mu} = k_s (C_m \hat{x} + E_d \hat{\mu}) + k_c \hat{d} \quad (124)$$

Isolando o termo  $\hat{\mu}$  obtido na equação anterior.

$$\hat{\mu} = \frac{k_s C_m}{1 - k_s E_d} \hat{x} + \frac{k_c}{1 - k_s E_d} \hat{d} \quad (125)$$

Voltando à Figura 66 e desconsiderando as variação na tensão de entrada,  $\hat{v}_{C_{dc1}}$ , no circuito equivalente do I2ZM. Então é possível representar o sistema de forma similar ao modelo de espaço de estados conforme segue:

$$\hat{\dot{x}} = A_{mf} \hat{x} + B_{mf} \hat{d} \quad (126)$$



Sendo as matrizes  $A_{mf}$  e  $B_{mf}$  chamadas de matrizes de malha fechada, as quais são obtidas conforme:

$$A_{mf} = A_m + \frac{B_d k_s C_m}{1 - k_s E_d} \quad (127)$$

$$B_{mf} = \frac{B_d k_c}{1 - k_s E_d} \quad (128)$$

Por fim, a função de transferência que relaciona a tensão no capacitor  $C_o$  com a razão cíclica é calculada em (129).

$$G_{vd} = C(sI - A_{mf})^{-1} B_{mf} \quad (129)$$

Para se obter a função de transferência que relaciona a corrente de saída com a razão cíclica,  $G_{id}$ , basta substituir a matriz de saída do modelo médio de espaço de estados,  $C$ , por  $C = [0 \ 1 \ 0 \ 0]$ . Enquanto a função de transferência que relaciona a a corrente de saída com a tensão de saída,  $G_{vi}$ , e obtida pela divisão entre  $G_{vd}$  e  $G_{id}$ , assim  $G_{vi} = G_{vd}/G_{id}$

### 4.3 METODOLOGIA DE PROJETO

Para o projeto dos componentes das topologias são necessárias algumas definições iniciais, como frequência de chaveamento e potência, pois estas duas características tem a capacidade de alterar o ganho do conversor, bem como levar à operação em MCC. Além disso, para garantir o funcionamento adequada da estrutura é necessário permitir que a capacitância de acoplamento apresente resposta dinâmica rápida, em contrapartida esta capacitância apresentará uma ondulação elevada.

Inicialmente para o projeto do I2ZM são adotados os critérios apresentados na Tabela 4. O procedimento para determinação dos componentes do ICIM e do IHZC segue o mesmo padrão.

**Tabela 4 – Parâmetros utilizados para o projeto dos componentes do I2ZM**

Grandeza	I2ZM
Frequência de chaveamento	50 $kHz$
Potência nominal	432 $W$
Tensão de entrada	140 $V$
Tensões nos capacitores do barramento CC	70 $V$
Tensão eficaz de saída	127 $V$
Frequência CA de saída	60 $Hz$
Ondulação de corrente no indutor $L_o$	20%
Ondulação de tensão no capacitor de acoplamento	60%
Ondulação no capacitor de saída	1%

**Fonte: Autoria própria**

Em um conversor operando em MCD a razão cíclica  $D_b$  é considerada constante, sendo expressa em relação aos indutores, potência e frequência de chaveamento, como apresentado em (19), repetindo a equação:

$$D_b = \sqrt{\frac{2L_{eq}f_s}{R}} \quad (130)$$

Em contrapartida o ganho estático do conversor e a razão cíclica  $D_a$  possuem dependência do valor de  $D_b$ , como apresentado em (3), assumindo como tensão de entrada a tensão do capacitor  $C_{dc1}$  e que o capacitor  $C_a$  apresenta o mesmo valor que a tensão de saída.

$$D_b = \frac{V_{C_{dc1}} D_a}{V_{C_a}} \quad (131)$$

Tanto a razão cíclica  $D_b$  quanto o ganho estático da topologia apresentam dependência dos valores de indutância utilizados, diferente do que ocorre no MCC, outra dependência é relacionada à carga, porém esta é bem definida de acordo com a potência de projeto.

Mesmo operando em MCD o I2ZM apresenta no indutor  $L_o$  corrente com características próximas do MCC, podendo ser aproximada, em alguns casos, para seu valor médio durante um período de chaveamento, diferente dos indutores  $L_{m1,2}$  onde as oscilações apresentadas são maiores que o valor médio de corrente.

Assim, o cálculo da indutância  $L_o$  pode ser baseado em sua oscilação, a qual depende de  $D_a$  ou  $D_s$ . Inicialmente uma forma de se calcular a indutância de saída é expressa por:

$$L_o = \frac{V_{C_{dc1}} D_a T_S}{\Delta_{I_{L_o}} I_{L_o}} \quad (132)$$

Considerando o pior caso, ou seja, o pico da saída CA, a corrente  $I_{L_o}$  pode ser facilmente obtida com as informações apresentadas na Tabela 4, ainda com base nessa tabela  $T_S$  é obtido

calculando o inverso da frequência, os valores de  $\Delta_{I_{L_o}}$  e  $V_{C_{dc1}}$  são informados na própria Tabela 4. Assim resta apenas a determinação da razão cíclica  $D_a$ .

Outro pior caso assumindo é a operação do I2ZM no modo de condução crítico, onde a razão cíclica  $D_a$  é calculada de forma idêntica ao MCC, assim a razão cíclica  $D_a$  pode ser calculada por:

$$D_a = \frac{V_o}{V_{C_{dc1}} + V_o} \quad (133)$$

Considerando  $V_o$  como o pico da tensão CA na saída do I2ZM, ou seja, 180 V, encontra-se  $D_a = 0,72$ , voltando em (132) e substituindo os valores:

$$L_o = \frac{V_{C_{dc1}} D_a T_S}{\Delta_{I_{L_o}} I_{L_o}} = 1,05 \text{ mH} \quad (134)$$

Aproximando a indutância obtida para 1 mH, com essa indutância é possível determinar o valor para a indutância de magnetização crítica para que o I2ZM opere em MCD.

Primeiramente, são iguados os ganhos estáticos do conversor operando em MCC e MCD, de forma que:

$$D_a \sqrt{\frac{RT_S}{2L_{eq}}} = \frac{D_a}{1 - D_a} \quad (135)$$

Cancelando  $D_a$  do numerador e elevando os dois lados da igualdade ao quadrado:

$$\frac{RT_S}{2L_{eq}} = \frac{1}{1 - 2D_a + D_a^2} \quad (136)$$

O indutor de magnetização,  $L_{m_1}$  é intrínseco à indutância equivalente,  $L_{eq}$ , de forma que  $L_{eq} = L_{m_1} L_o / (L_{m_1} + 2L_o)$ , então isolando  $L_{eq}$ :

$$L_{eq} = \frac{RT_S(1 - 2D_a + D_a^2)}{2} \quad (137)$$

Outra forma de se calcular  $L_{eq}$  é através da soma do inverso das indutâncias, assim:

$$\frac{1}{L_{eq}} = \frac{1}{L_{m_1}} + \frac{1}{L_{m_2}} + \frac{1}{L_o} \quad (138)$$

Existindo igualdade entre  $L_{m_1}$  e  $L_{m_2}$ ,  $1/L_{eq} = 2/L_{m_1} + 1/L_o$ , substituindo e organizando (137):

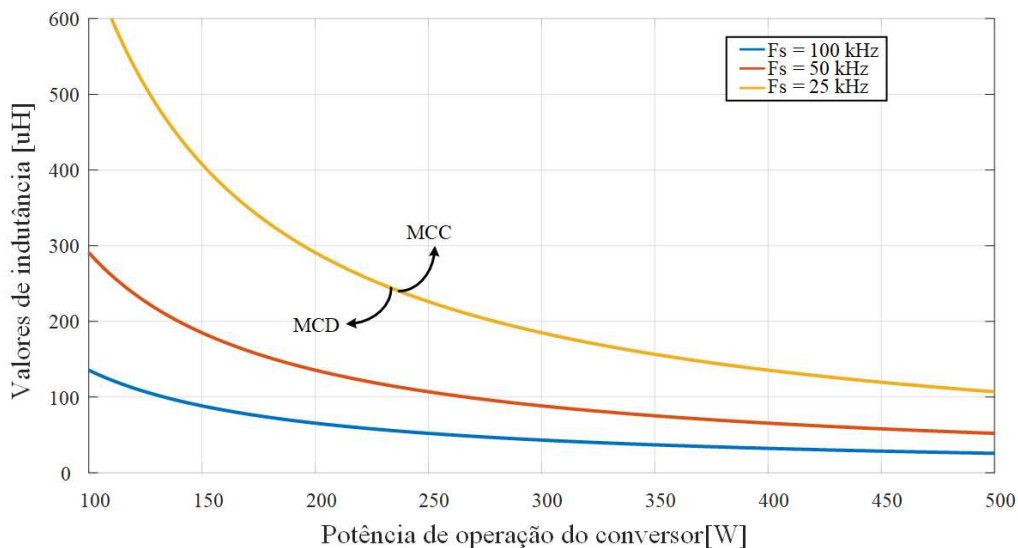
$$\frac{2}{L_{m_1}} + \frac{1}{L_o} = \frac{2}{RT_S(1 - 2D_a + D_a^2)} \quad (139)$$

Realizando as manipulações necessárias a indutância  $L_{m_1}$  é obtida como:

$$L_{m_1} = \frac{2L_oRT_S(1 - 2D_a + D_a^2)}{2L_o - RT_S(1 - 2D_a + D_a^2)} \quad (140)$$

Assim a indutância máxima de magnetização que garante o funcionamento do I2ZM em MCD vale  $60,58 \mu H$ . Como a indutância de magnetização depende da potência e da frequência de chaveamento é obtida a curva para um faixa de variação de potência para diferentes frequências de chaveamento, resultando na Figura 67. Onde os valores de indutância acima da curva levam o I2ZM para operação em MCC, valores na curva fazem com que a topologia opere na condução crítica e abaixo MCD.

**Figura 67 – Indutâncias críticas para variação de potência e diferentes frequências de chaveamento.**



**Fonte: Autoria própria**

Um dos problemas de operar estruturas como o I2ZM em MCD é a corrente instantânea com valor elevado. Este pico de corrente apresenta relação direta com as indutâncias de magnetização  $L_{m_1}$  e  $L_{m_2}$ , como forma de minimizar o pico de corrente instantânea é possível escolher indutores que levem a operação da topologia próximo ao modo de condução crítico.

Como o I2ZM operando em MCD apresenta ganho estático expresso por  $D_a/D_b$ , sendo  $D_b$  praticamente constante, existe uma tensão mínima de entrada para que a estrutura seja capaz de operar no MCD. Novamente igualando o ganho estático para o funcionamento em MCD e MCC, cancelando o termo  $D_a$  no numerador:

$$\sqrt{\frac{RT_S}{2Leq}} = \frac{1}{1 - D_a} \quad (141)$$

Substituindo  $D_a$  por  $V_o/(V_o + V_{C_{dc1}})$ :

$$\sqrt{\frac{RT_S}{2Leq}} = \frac{1}{1 - \frac{V_o}{V_o + V_{C_{dc1}}}} \quad (142)$$

Realizando as manipulações:

$$\sqrt{\frac{RT_S}{2Leq}} = \frac{V_{C_{dc1}} + V_o}{V_{C_{dc1}}} \quad (143)$$

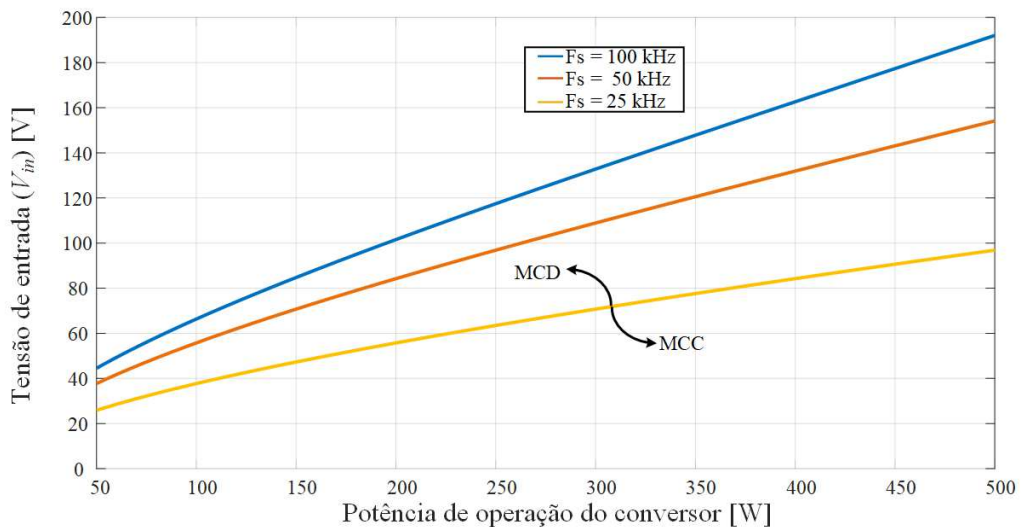
Isolando  $V_{C_{dc1}}$  é obtida a equação que determina o valor mínimo da tensão de entrada para o funcionamento do I2ZM no MCD.

$$V_{C_{dc1}} = \frac{V_o}{\sqrt{\frac{RT_S}{2Leq}} - 1} \quad (144)$$

De acordo com a Figura 67 e considerando a potência nominal de  $432 \text{ W}$ , para as frequências de chaveamento de  $25 \text{ kHz}$  e  $50 \text{ kHz}$  é possível utilizar as indutâncias de magnetização de  $60 \mu\text{H}$ , já para  $100 \text{ kHz}$  é utilizada indutância de magnetização de  $20 \mu\text{H}$ .

Sabendo que a tensão no capacitor do barramento  $C_{dc1}$  idealmente equivale a metade da tensão de entrada, encontra-se a relação da tensão mínima necessária para o funcionamento do I2ZM em MCD a partir de (144). Assim as curvas apresentadas na Figura 68 mostram a tensão mínima que deve ser empregada na topologia para variação da potência.

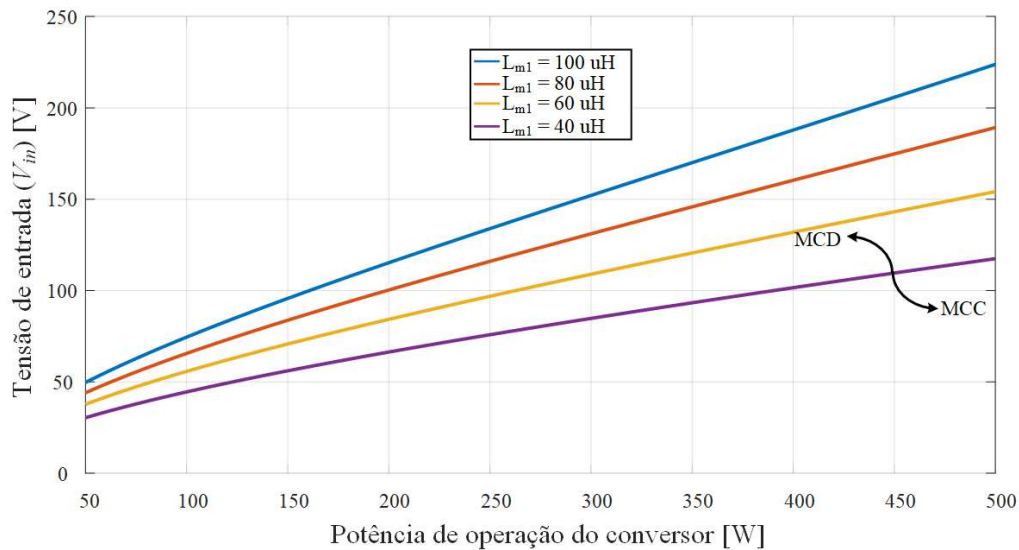
**Figura 68 – Tensão mínima de entrada para o funcionamento do I2ZM em MCD, utilizando diferentes frequências de chaveamento.**



Fonte: Autoria própria

A escolha das indutâncias de magnetização influenciam diretamente na operação do I2ZM no MCC ou no MCD, mantendo a frequência de chaveamento em  $50\text{ kHz}$  e escolhendo diferentes valores de indutância de magnetização são obtidas as tensões mínimas de entrada que garantem o funcionamento do I2ZM no MCD, para a variação de potência, resultando na Figura 69.

**Figura 69 – Tensão mínima de entrada para o funcionamento do I2ZM em MCD, utilizando diferentes valores de indutância de magnetização ( $L_{m1,2}$ ).**



Fonte: Autoria própria

Escolhendo indutâncias elevadas o pico de corrente e consequentemente a corrente eficaz através dos indutores e semicondutores é reduzida, porém para garantir o funcionamento do I2ZM no MCD é necessário utilizar tensão de entrada mais elevada. Por outro lado indutâncias de magnetização menores demandam uma tensão de entrada menor, ao custo da elevação dos valores de corrente de pico e da corrente eficaz.

Para a determinação do capacitor de saída  $C_o$ , é utilizada a mesma consideração utilizada para o conversor Buck, descrita em (ERICKSON, 1997).

$$C_o = \frac{\Delta I_{L_o} I_{L_o}}{8f_s \Delta V_{C_o} V_{C_o}} = 1,33\ \mu F \quad (145)$$

O capacitor de acoplamento do I2ZM, apresenta ressonância com os indutores e deve operar em uma determinada faixa de valores (COSTA *et al.*, 2017), (AL-KAABI *et al.*, 2013), (ISMAIL, 2009), (MAHDAVI; FARZANEHFARD, 2011) e (SIMONETTI *et al.*, 1992), esta faixa de valores inicialmente é obtida pelo intervalo entre uma década acima da frequência CA da saída e uma década abaixo da frequência de chaveamento.

Utilizando o modelo equivalente para o I2ZM a ressonância do circuito é calculada por:

$$\omega_r = \frac{1}{2C_1(L_{m1}/2 + L_o)} = \frac{1}{C_a(L_m + L_o)} \quad (146)$$

a frequência de ressonância é obtida por:  $\omega_r = 2\pi f_r$ .

Isolando a capacitância  $C_1$  e aplicando um intervalo entre 600 Hz e 5000 Hz, uma década acima da frequência de saída CA e uma década abaixo da frequência de chaveamento, são obtidas as capacitâncias de acoplamento iniciais, mínimas e máximas.

$$C_{1_{min}} = \frac{1}{2\omega_r^2(L_m + L_o)} \Big|_{f_r=5000 \text{ Hz}} = 0,49 \mu F \quad (147)$$

$$C_{1_{max}} = \frac{1}{2\omega_r^2(L_m + L_o)} \Big|_{f_r=600 \text{ Hz}} = 34,16 \mu F \quad (148)$$

Outro limitante para o projeto do capacitor de acoplamento é a oscilação máxima permitida (COSTA *et al.*, 2017), deve-se permitir uma ondulação alta, pois este capacitor deve apresentar uma dinâmica rápida.

Inicialmente a corrente no capacitor é definida como:

$$i_C = C \frac{dV}{dt} \quad (149)$$

Aplicando a integral em ambos os lados de (149), durante a segunda etapa de operação e analisando o comportamento da corrente no capacitor de acoplamento do circuito equivalente do I2ZM, é possível encontrar a seguinte relação:

$$\int_0^{D_b T_S} i_{C_a} dt = C_a \Delta V_{C_a} = \int_0^{D_b T_S} \left( I_{L_{mpk}} - \frac{V_{C_a} t}{L_m} \right) dt = C_a \Delta V_{C_a} \quad (150)$$

onde  $I_{L_{mpk}}$  é o pico de corrente no indutor  $L_m$ , o qual é determinado conforme:

$$I_{L_{mpk}} = \frac{V_{C_{dc1}} D_a T_S}{L_m} - I_{L_o} \quad (151)$$

onde  $I_{L_o}$  é a corrente média no indutor  $L_o$

Resolvendo a integral em (150):

$$\frac{(V_{C_{dc1}} D_a T_S - I_{L_o} L_m) D_b T_S}{L_m} - \frac{V_{C_a} D_b^2 T_S^2}{2L_m} = C_a \Delta V_{C_a} \quad (152)$$

Organizando os termos e deixando  $D_b T_S$  em evidência, é possível obter a seguinte relação:

$$\frac{(V_{C_{dc1}} D_a T_S - 2I_{L_o} L_m - V_{C_a} D_b T_S) D_b T_S}{2L_m} = C_a \Delta V_{C_a} \quad (153)$$

Substituindo  $D_b$  por  $V_{C_{dc1}} D_a / V_{C_a}$  e organizando os termos a capacitância de acoplamento é calculada por:

$$C_{a_{min}} = \frac{V_{C_{dc1}} D_a T_S - 2I_{L_o} L_m}{2L_m \Delta V_{C_a}} \quad (154)$$

Permitindo a ondulação de 60% apresentada na Tabela 4, assim como assumindo que a capacitância  $C_1$  do I2ZM apresenta metade da capacitância  $C_a$  do circuito equivalente, a capacitância mínima é redefinida como:

$$C_{1_{min}} = \frac{1}{2} \frac{V_{C_{dc1}} D_a T_S - 2I_{L_o} L_m}{2L_m \Delta V_{C_a}} = 0,79 \mu F \quad (155)$$

O valor encontrado através da ondulação de tensão no capacitor de acoplamento reduz seu valor mínimo, como forma de reduzir o valor máximo é possível aumentar a frequência mínima de ressonância para 1200 Hz, obtendo o novo valor máximo:

$$C_{1_{max}} = \frac{1}{2\omega_r^2 (L_m + L_o)} \Big|_{f_r=1200 \text{ Hz}} = 8,54 \mu F \quad (156)$$

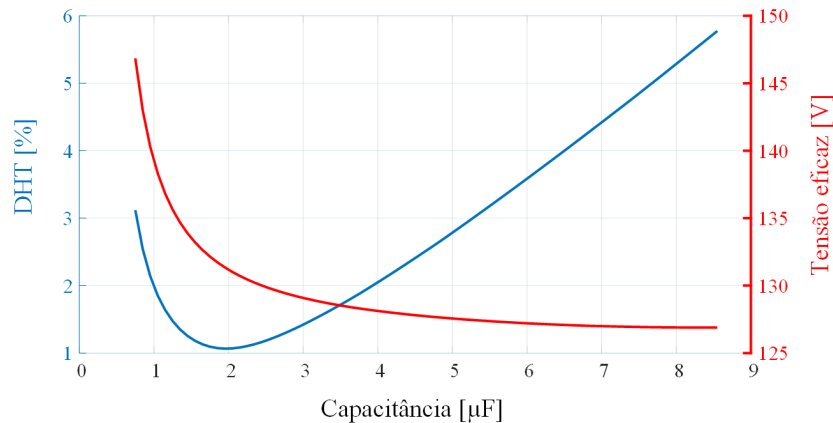
Note que o aumento da frequência de ressonância em duas vezes retorna o valor de capacitância quatro vezes menores, por conta da relação quadrática da frequência.

Com o intervalo no valor da capacitância de acoplamento  $C_1$  é simulado com o auxílio do *software* MATLAB/Simulink® o circuito do I2ZM em malha aberta, com a capacitância inicial em 0,75  $\mu F$  e final 8,55  $\mu F$ , com um intervalo de incremento de 0,1  $\mu F$ , onde são analisadas a tensão eficaz de saída e a DHT da saída. Idealmente, para um dimensionamento adequado do capacitor de acoplamento ( $C_1$ ) do I2ZM, o mesmo não interfere no ganho estático da topologia, bem como não tem influência significativa na dinâmica de saída, principalmente pela passagem por zero da tensão/corrente.

A Figura 70 apresenta a relação entre a DHT de tensão em relação a variação da capacitância  $C_1$ . Estas curvas foram obtidas por meio de resultado de simulação em ambiente MATLAB/Simulink®.



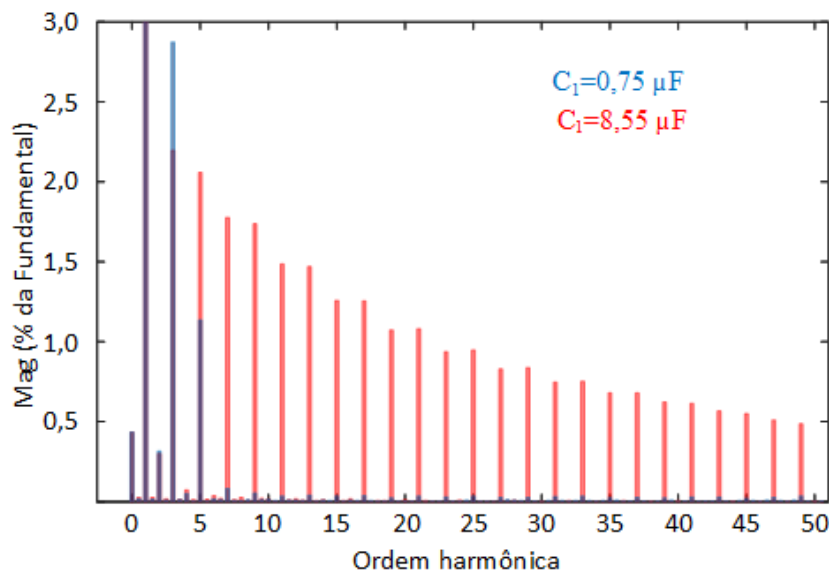
**Figura 70 – Relação entre a capacitância  $C_1$  e a DHT e tensão eficaz de saída.**



Fonte: Autoria própria

Conforme descrito previamente, capacitâncias baixas não apresentam distorção na passagem por zero, a DHT apresentada é composta majoritariamente pelas terceira e quinta harmônicas, ocorrendo no pico da tensão de saída. Já capacitâncias elevadas aumentam a DHT em praticamente todas as frequências harmônicas, conforme pode ser observado na Figura 71. Para  $0,75 \mu F$  é apresentada uma DHT de 3,11%, com a amplitude de tensão em  $207,6 V$ , já para a capacitância no valor de  $8,55 \mu F$  a DHT apresentada assume o valor de 5,70% e a amplitude  $179,2 V$ .

**Figura 71 – DHT provocada pela capacitância de acoplamento com valor de  $0,75 \mu F$  e  $8,55 \mu F$ .**



Fonte: Autoria própria

Para o I2ZM é adotada a capacitância de acoplamento no valor de  $1 \mu F$ , que embora nesta faixa de valor exista certa distorção no pico da senoide há pouca distorção na passagem

por zero. Para a estrutura de controle e sua dinâmica, é mais fácil corrigir erros relacionados à amplitude máxima da saída do que erros na passagem por zero.

#### 4.4 PROJETO DOS CONTROLADORES

O projeto dos controladores para as topologias estudadas é baseado na resposta em frequência da planta (modelagem do conversor), onde são analisados critérios como frequência de cruzamento e margem de fase.

Para exemplificar o método, será realizado o projeto de um controlador do tipo PI para o I2ZM conectado à rede, utilizando uma estrutura de controle multi-malhas, onde a malha externa, ou malha de tensão é responsável por seguir a tensão de referência gerada pelo algoritmo de MPPT, visando extrair a máxima potência do arranjo FV, enquanto a malha interna, ou malha de corrente, é responsável por controlar a corrente que é injetada na rede.

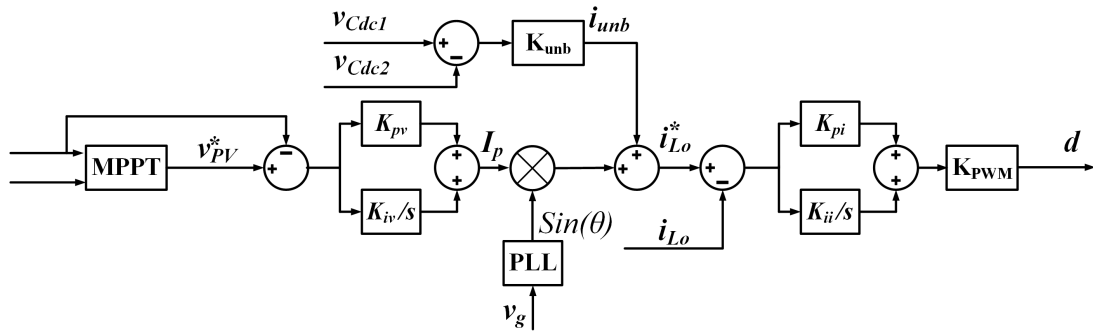
Quando esta topologia opera em um sistema autônomo é utilizada uma única malha de controle, a qual visa controlar a tensão em seu capacitor de saída de forma que a topologia seja capaz de alimentar diferentes tipos de carga que demandam de energia CA. Em ambos modos há necessidade do controle de tensão nos capacitores do barramento de entrada.

O projeto para as demais topologias segue o mesmo passo que será apresentado, ressaltando que o IHZC não necessita do controle de tensão do barramento CC.

##### 4.4.1 Controle multi-malhas do I2ZM

Quando o I2ZM opera como conversor de interface entre o arranjo FV e a rede elétrica o objetivo é injetar corrente ativa em contra-fase com a rede, simultaneamente se deseja extrair a máxima potência disponível no arranjo FV. A representação da estrutura de controle para esta operação é apresentada na Figura 72.

Figura 72 – Estrutura de controle utilizada no I2ZM conectado à rede elétrica.



Fonte: Autoria própria

Utilizando (129) é encontrada a função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica do I2ZM,  $G_{vd}$ . O controle da corrente de saída em relação à razão cíclica,  $G_{id}$ , é obtida substituindo apenas a matriz de saída do sistema, assim  $C = [0 \ 1 \ 0 \ 0]$ , substituindo os valores dos componentes com os apresentados na Tabela 4, a função de transferência  $G_{id}$  para o I2ZM é apresentada conforme segue:

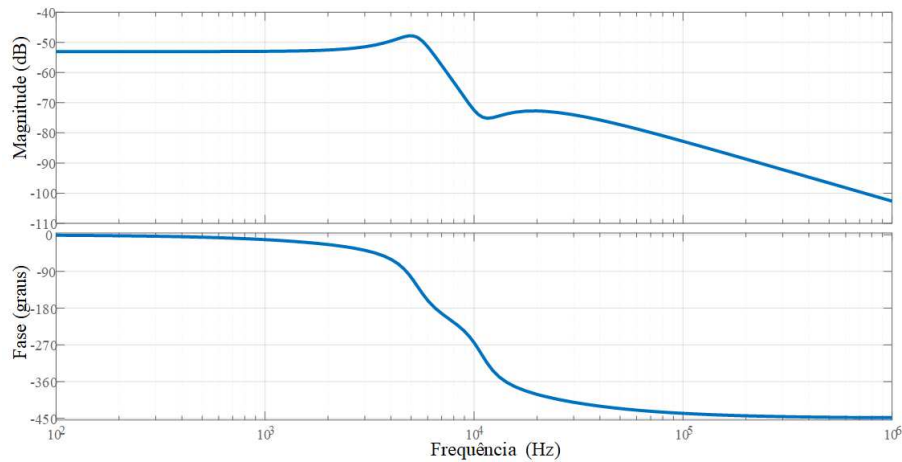
$$G_{id_{I2ZM}}(s) = \frac{1,391 \cdot 10^5 s^3 - 9,867 \cdot 10^8 s^2 + 5,85 \cdot 10^{14} s + 1,149 \cdot 10^{19}}{s^4 + 1,246 \cdot 10^{05} s^3 + 4,121 \cdot 10^9 s^2 + 1,454 \cdot 10^{14} s + 1,726 \cdot 10^{18}} \quad (157)$$

Como o I2ZM tem a estrutura de controle embarcada em um DSP faz-se necessário o cálculo do ganho do modulador PWM,  $K_{PWM}$  sendo definido como  $1/W_{ctrl}$  e  $W_{ctrl}$  é calculado por:

$$W_{ctrl} = \frac{F_{osc}}{F_{sw}} - 1 \quad (158)$$

A frequência do oscilador do DSP *TMS32F28335* utilizado é de  $150 \text{ MHz}$ , o I2ZM apresenta frequência de chaveamento em  $50 \text{ kHz}$ , desta forma  $W_{ctrl} = 2999$ , logo  $K_{PWM} = 1/2999$ .

Multiplicando (157) pelo ganho  $K_{PWM}$ , é obtida a planta e a função de transferência de malha aberta ( $FTMA_i$ ), onde sua resposta em frequência é apresentada na Figura 73.

**Figura 73 – Resposta em frequência da malha interna do I2ZM.**

**Fonte: Autoria própria**

A partir da resposta em frequência em conjunto com a escolha da margem de fase e frequência de cruzamento desejadas é possível determinar os ganhos  $K_{pi}$  e  $K_{ii}$ . A margem de fase e de ganho para o I2ZM são organizados na Tabela 5. O objeto é fazer que o sistema compensado em malha aberta apresente a passagem por zero na frequência escolhida e que apresente a margem de fase também desejada.

**Tabela 5 – Parâmetros para o cálculo do PI da malha interna**

Parâmetro	valor
Margem de fase	85°
Frequência de cruzamento	600 Hz

**Fonte: Autoria própria**

O compensador escolhido é do tipo PI (Proporcional-Integral), o qual é associado em série com a planta:

$$G_c(s) = K \frac{(T_i s + 1)}{s} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (159)$$

O ganho  $K$  do controlador PI não exerce alteração na fase do sistema controlado, apenas na magnitude. Desta forma o cálculo dos ganhos são iniciados ajustando a margem de fase do sistema.

Em um primeiro momento, sem o compensador, a malha interna do I2ZM apresenta um determinado ângulo de fase para a frequência de cruzamento especificada, com base na Figura 73 na frequência de 600 Hz a planta apresenta fase de  $-7,1832^\circ$ , para que a planta tenha fase de  $85^\circ$ , é necessário que o compensador contribua com  $-87,8168^\circ$ . Para isso ocorrer é calculado  $T_i$

como:

$$T_i = \frac{tg(-87,8168 + 90)}{2\pi 60} = 10,112 \cdot 10^{-6} \quad (160)$$

Com isso é obtido um compensador parcial, o qual garante que a planta apresente margem de fase de  $85^\circ$  na frequência de  $600 \text{ Hz}$ , restando apenas ajustar a magnitude através do ganho  $K$ .

Multiplicando o compensador parcial pela função de transferência de malha aberta  $FTMA_i$ , na frequência de  $600 \text{ Hz}$  é encontrada uma magnitude de  $5,9153 \cdot 10^{-7}$  ou  $-124,5605 \text{ dB}$ . O ganho  $K$  é determinado como:

$$K = \frac{1}{5,9153 \cdot 10^{-7}} = 1,6905 \cdot 10^6 \quad (161)$$

Voltando em (159) e substituindo os valores de  $T_i$  e  $K$  encontrados, os ganhos do controlador da malha interna são obtidos como segue:

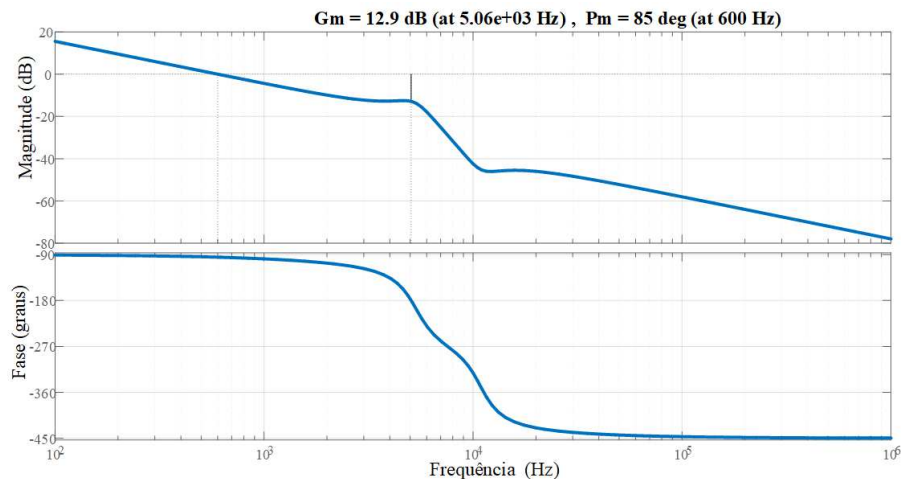
**Tabela 6 – Ganhos  $K_p$  e  $K_i$  da malha interna**

Ganho	valor
$K_{pi}$	17,0953
$K_{ii}$	$1,6905 \cdot 10^6$

**Fonte: Autoria própria**

O sistema compensado tem sua resposta em frequência exibida na Figura 74, onde é observado que na frequência de  $600 \text{ Hz}$  a planta apresenta magnitude zero e margem de fase de  $85^\circ$ .

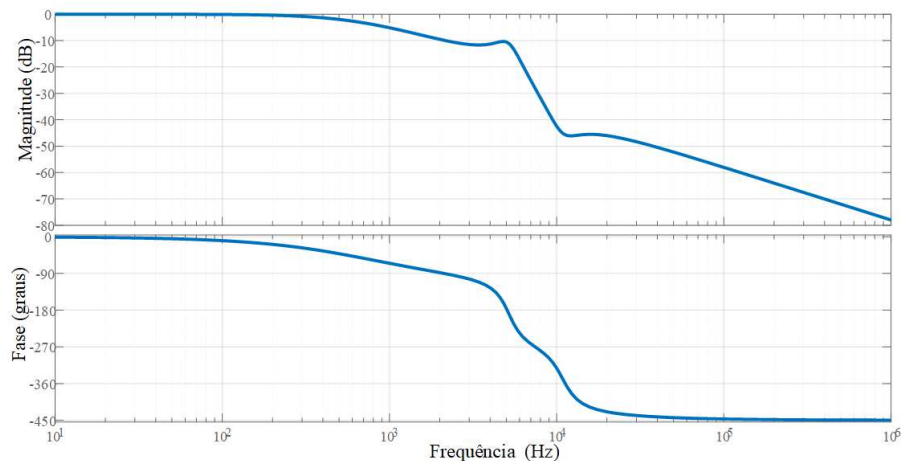
**Figura 74 – Resposta em frequência da malha interna do I2ZM com compensador.**



**Fonte: Autoria própria**

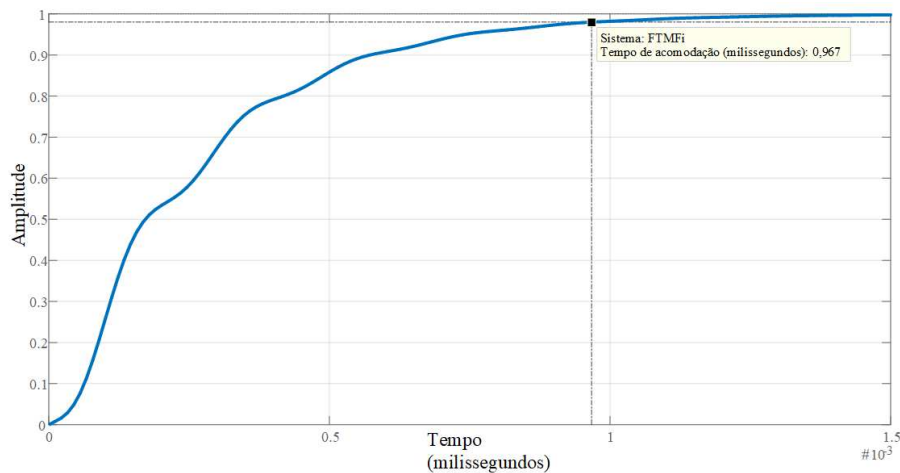
Fechando a malha do sistema compensado com a planta, é obtida a função de transferência de malha fechada  $FTMF_i$ , a qual tem sua resposta em frequência representada pela Figura 75, enquanto a Figura 76 apresenta a resposta ao degrau para o sistema compensado em malha fechada.

**Figura 75 – Resposta em frequência do I2ZM compensado em malha fechada ( $FTMF_i$ ).**



Fonte: Autoria própria

**Figura 76 – Resposta ao degrau do sistema compensado.**



Fonte: Autoria própria

A malha externa da estrutura de controle deve ser capaz de gerar o pico da corrente de referência, tendo como entrada a tensão do arranjo FV. A tensão do arranjo FV é dividida entre os capacitores do barramento, os quais necessitam de um controlador capaz de equalizar o nível de tensão em ambos capacitores, um ganho proporcional é suficiente para este controle, o qual também não deve exercer grandes influências na estrutura de controle. É adotado um controlador para o desbalanço como  $k_{umb} = 0,05$ .

Inicialmente é considerado o balanço de energia entre o arranjo e a rede elétrica, desta maneira toda energia extraída do arranjo é injetada na rede. A potência na rede é calcula com base em seus valores eficazes de corrente e tensão, por outro lado a potência na entrada do I2ZM pode ser calculada em seus capacitores de entrada, a tensão nesses capacitores é a própria tensão do arranjo FV. Logo a conservação de energia é expressa por:

$$V_{FV}I_{C_{dc}} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \frac{I_p}{\sqrt{2}} = \frac{V_p I_p}{2} \quad (162)$$

onde  $V_p$  e  $I_p$  correspondem respectivamente ao pico de tensão da rede e ao pico de corrente injetada na rede.

A corrente no capacitor é expressa por:

$$I_{C_{dc}} = \frac{C_{dc} dV_{FV}}{dt} \quad (163)$$

Substituindo a corrente do capacitor e aplicando perturbações lineares.

$$2(V_{FV} + \hat{v}_{FV}) \left( \frac{C_{dc} V_{FV}}{dt} + \frac{C_{dc} \hat{v}_{FV}}{dt} \right) = (V_p + \hat{v}_p)(I_p + \hat{i}_p) \quad (164)$$

Desconsiderando os termos de segunda ordem e superiores, variações na tensão de saída  $\hat{v}_p$ , e aplicando *Laplace*, onde são desconsideradas as condições iniciais encontra-se a função de transferência  $G_{vi}(s)$ .

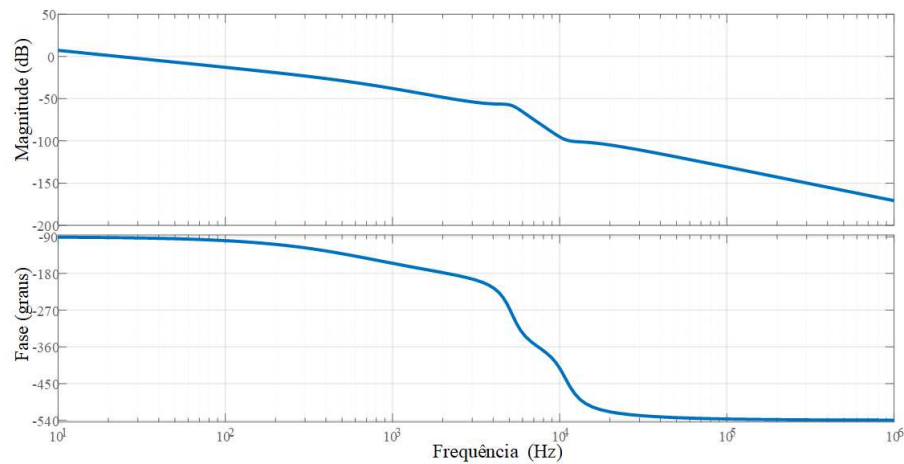
$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{v}_{FV}(s)}{\hat{i}_p(s)} = \frac{V_p}{2V_{FV}C_{dc}s} \quad (165)$$

Para o calculo dos ganhos  $K_{pv}$  e  $K_{iv}$  é utilizada a malha externa de controle, a qual deve englobar a malha interna, compensada e em malha fechada, em serie com  $G_{vi}$  e o controlador, assim a função de transferência em malha aberta para o controle da malha externa é expressa por:

$$FTMA_v = G_{Cv}G_{vi}FTMF_i \quad (166)$$

onde  $G_{Cv} = \frac{K_{iv}}{s} + K_{pv}$ .

A resposta em frequência utilizada para os cálculos dos controladores da malha externa é apresentada na Figura 77.

**Figura 77 – Resposta em frequência da malha externa do I2ZM.****Fonte: Autoria própria**

Utilizando os parâmetros apresentados na Tabela 19, bem como as margens de fase definidas na Tabela 7, serão obtidos os valores de  $K_{pv}$  e  $K_{iv}$ .

**Tabela 7 – Parâmetros para o cálculo do PI da malha externa**

Parâmetro	valor
Margem de fase	50°
Frequência de cruzamento	5 Hz

**Fonte: Autoria própria**

Adotando os mesmos procedimentos de cálculo utilizados na determinação dos ganhos do controlador da malha interna, são obtidos os ganhos do controlador da malha externa, os quais são , organizados na Tabela 8.

**Tabela 8 – Ganhos  $K_p$  e  $K_i$  da malha externa, além do ganho  $K_{unb}$** 

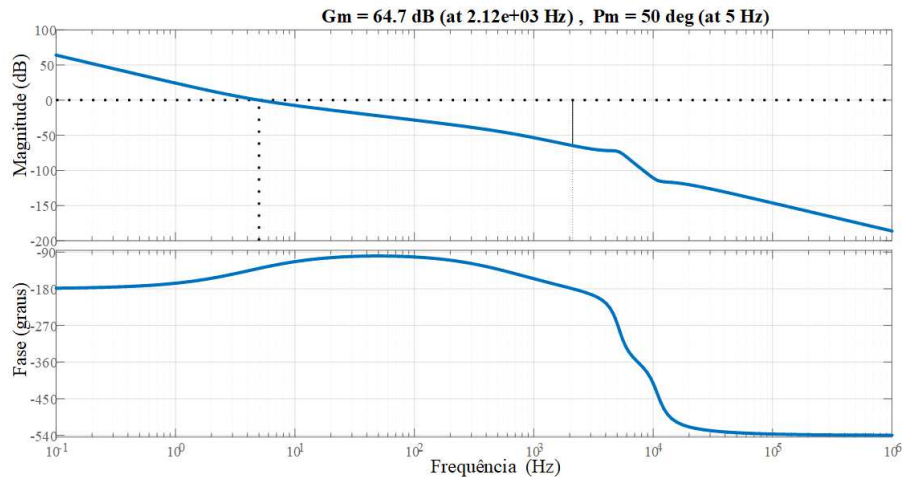
Ganho	valor
$K_{pv}$	0,1687
$K_{iv}$	4,3714
$K_{unb}$	0,05

**Fonte: Autoria própria**

O sistema compensado é apresentado na Figura 78, sendo possível observar que na frequência de 5 Hz é apresentada a magnitude zero e uma margem de fase de 50°, conforme o esperado.



**Figura 78 – Resposta em frequência da malha externa do I2ZM com compensador.**



**Fonte: Autoria própria**

O I2ZM apresenta uma topologia baseada em dois conversores CC/CC modificados Zeta, tendo seu funcionamento similar ao funcionamento do inversor *half-bridge*. Ambas estruturas apresentam um barramento CC de entrada, onde a tensão é dividida entre duas capacitâncias, ( $C_{dc1}$  e  $C_{dc2}$ ), idealmente metade da tensão de entrada estará em cada capacitor, porém com não idealidades do sistema podem ocorrer desbalanços entre as tensões. Sendo assim são necessárias estratégias para equalizar os níveis de tensão (CAMPANHOL *et al.*, 2017). A função de transferência do controle de desbalanço de tensão é dada a seguir:

$$G_{desb}(s) = \frac{3}{2C_{dc}s} \quad (167)$$

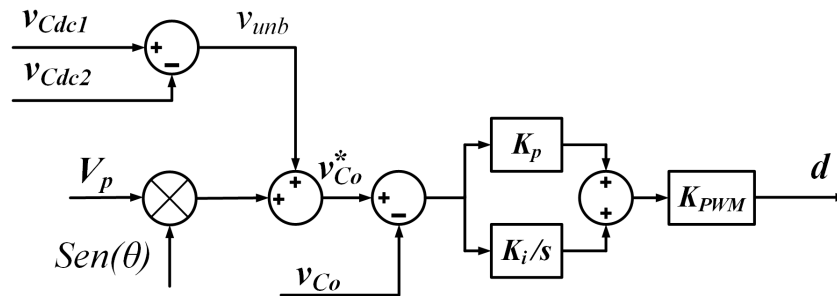
Podem ser adotados métodos semelhantes aos apresentados para se obter os ganhos de um controlador do tipo PI, porém para o I2ZM e para o ICIM um ganho proporcional é o suficiente para garantir o equilíbrio entre os níveis de tensão nos capacitores de entrada tanto para o sistema autônomo quanto para o sistema conectado à rede.

#### 4.4.2 Controle de tensão do I2ZM, modo autônomo

O I2ZM pode operar no modo autônomo, fornecendo energia para diferentes tipos de cargas que necessitam de uma alimentação com tensão CA. Neste modo é possível controlar diretamente a tensão no capacitor de saída da estrutura,  $C_o$ , a referência de tensão pode ser gerada internamente dentro de um controlador, por exemplo, um DSC, como a tensão de entrada é dividida nos capacitores de barramento também é realizado o controle do nível de tensão,

somando uma pequena tensão ( $v_{umb}$ ) na referência. Os procedimentos para determinação dos ganhos dos controladores são similares ao utilizados quando a estrutura opera conectada à rede. A estrutura de controle para o I2ZM operando em um sistema autônomo é apresentada na Figura 79.

**Figura 79 – Controle de tensão no modo autônomo.**



**Fonte: Autoria própria**

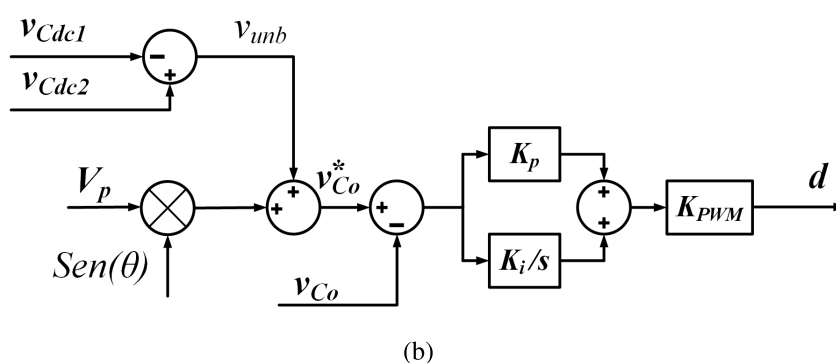
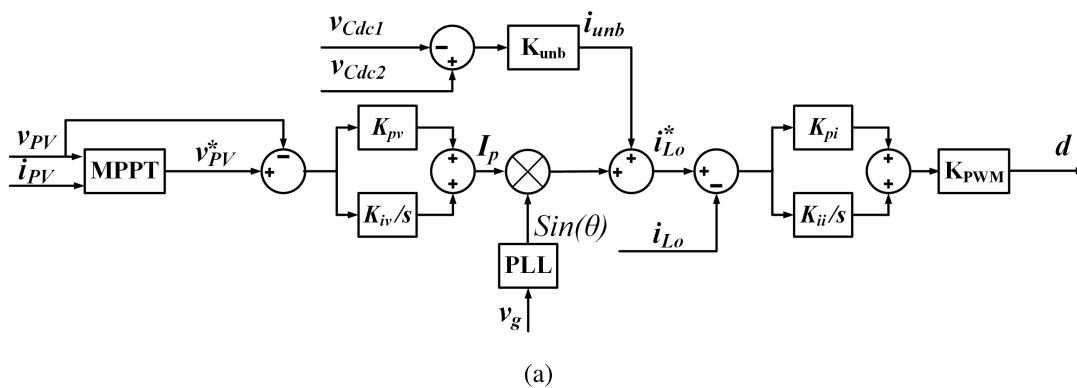
#### 4.4.3 Controle do ICIM

A topologia do ICIM apresenta configurações de controle similares ao I2ZM, tanto para o sistema conectado à rede, quanto o sistema autônomo, a principal diferença que pode ser destacada é o controle do desbalanço de tensão nos capacitores de entrada,  $C_{dc1}$  e  $C_{dc2}$ , enquanto para o I2ZM é considerado  $V_{C_{dc1}} - V_{C_{dc2}}$ , para o ICIM é utilizado  $V_{C_{dc2}} - V_{C_{dc1}}$ . As estruturas de controle utilizadas para o ICIM são apresentadas na figuras 80(a) e 80(b).

#### 4.4.4 Controle do IHZC

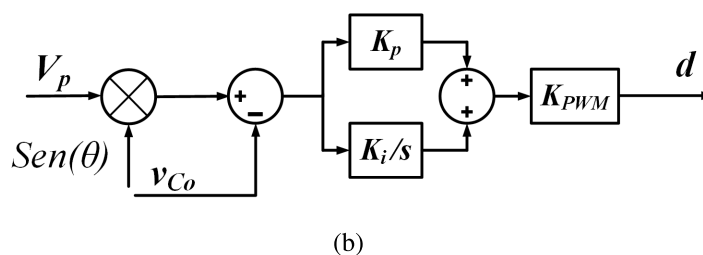
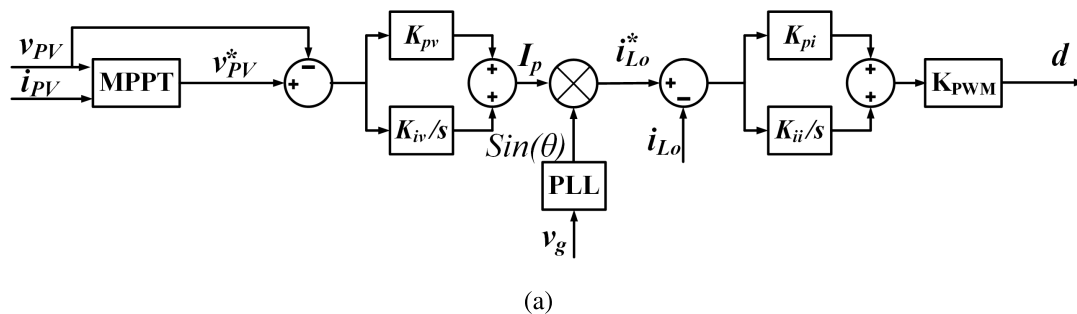
As topologias de controladores utilizadas para o IHZC são as mesmas que do I2ZM, porém sem o controle de desbalanço de tensão nos capacitores do barramento CC. As estruturas de controle utilizadas para o IHZC são apresentadas na figuras 81(a) e 81(b).

Figura 80 – Estrutura de controle utilizada no ICIM a) Conectado à rede; b) Autônomo.



Fonte: Autoria própria

Figura 81 – Estrutura de controle utilizada no IHZC a) Conectado à rede; b) Autônomo.

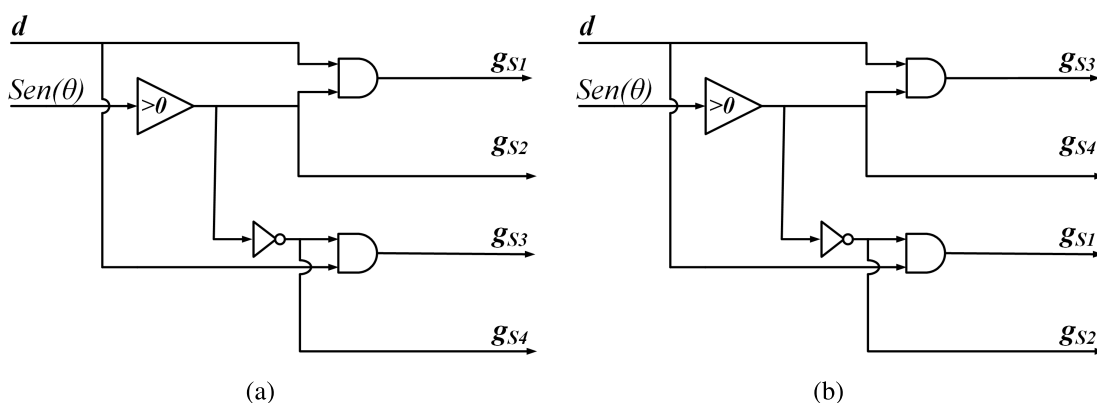


Fonte: Autoria própria

#### 4.5 ESTRUTURA DE ACIONAMENTO DOS INTERRUPTORES

A partir da razão cíclica gerada pelas estruturas de controle e da informação do seno, gerado internamente ou obtido por um algoritmo de PLL são enviados os pulsos para o acionamento dos quatro interruptores das topologias. A lógica de acionamento dos interruptores podem ser divididos em duas estratégias, uma utilizada pelo I2ZM e IHZC, enquanto a outra é utilizada pelo ICIM. As lógicas de acionamento dos interruptores são apresentadas nas figuras 82(a) e 82(b).

Figura 82 – Estrutura de acionamento dos interruptores utilizada nas topologias a) I2ZM e IHZC; b) ICIM.



Fonte: Autoria própria

#### 4.6 CONSIDERAÇÕES PARCIAIS

Este capítulo apresentou a modelagem dos conversores I2ZM e ICIM. Inicialmente foi adotada a modelagem empregando o modelo médio de espaço de estados em circuitos equivalentes. O uso dos circuitos equivalentes torna a modelagem mais simples, pois estruturas complexas como o I2ZM e ICIM são representadas por conversores convencionais Zeta e Ćuk.

Como os conversores estudados operam em MCD foi necessário o uso de uma matriz de correção do modelo médio, a correção encontrada para o circuito equivalente do I2ZM também foi adequada para o ICIM, pois o funcionamento das estruturas apresenta equivalência. O modelo equivalente do I2ZM apresenta o mesmo funcionamento do conversor Zeta, por dualidade entre as topologias Zeta e SEPIC a correção encontrada também é válida para o modelo médio de um conversor SEPIC operando em MCD.

Em conjunto com o modelo médio de espaço de estados foi utilizada a rede de comutação generalizada, a qual divide o conversor operando em MCD em um sistema linear e um sistema

com características não-lineares, o uso da rede de comutação generalizada garante uma resposta mais próxima ao sistema em estudo.

Neste capítulo foi apresentado a metodologia do projeto para o I2ZM, podendo ser extrapolado para o ICIM e IHZC. Com a metodologia do I2ZM e sua modelagem foi obtida sua função de transferência e projetado controladores PI, que garantem o funcionamento do sistema. O procedimento de sintonia dos ganhos do controlador podem ser aplicados para as demais topologias.

## 5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção são apresentados os principais resultados obtidos via simulação para as três topologias estudadas, I2ZM, ICIM e IHZC. Inicialmente são apresentados resultados para os inversores trabalhando em sistemas autônomos, neste modo a tensão de saída é controlada com o objetivo de se obter uma tensão senoidal regulada. Posteriormente são apresentados resultados para as três topologias em um sistema conectado à rede elétrica monofásica, atuando como conversor de interface entre um arranjo FV e a rede elétrica.

### 5.1 SISTEMA AUTÔNOMO

Os principais parâmetros utilizados nas simulações das topologias propostas são apresentados na Tabela 9.

São utilizadas três cargas para as três topologias. A primeira carga,  $C1$ , é uma carga resistiva de  $100 \Omega$ ,  $C2$  também é uma carga resistiva de  $66,66 \Omega$ , por fim a carga  $C3$  é formada pela associação de  $C1$  em paralelo com um retificador alimentando uma carga  $RC$ , assim a carga  $C3$  assume características de carga não-linear, a carga  $RC$  alimentada pelo retificador de  $C3$  apresenta os valores de  $R_{C3} = 300 \Omega$  e  $C_{C3} = 100 \mu F$ .

**Tabela 9 – Parâmetros utilizados no sistema autônomo**

Grandeza	I2ZM	ICIM	IHZC
Tensão eficaz nominal de saída	127 V	127 V	127 V
Frequência nominal de saída	60 Hz	60 Hz	60 Hz
Frequência de chaveamento	50 kHz	50 kHz	50 kHz
Capacitância do barramento CC	4500 $\mu F$	3000 $\mu F$	4500 $\mu F$
Tensão da fonte de entrada	140 V	140 V	140 V
Indutância de entrada	60 $\mu H$	60 $\mu H$	105 $\mu H$
Indutância de saída	1 mH	1 mH	1,5 mH
Capacitância de acoplamento	1,5 $\mu F$	1,5 $\mu F$	1,5 $\mu F$
Capacitância de saída	1,5 $\mu F$	1,5 $\mu F$	1,5 $\mu F$
Potência nominal	250 W	250 W	250 W
Ganhos do controlador	$K_p = 2,4866$ $K_i = 77654$	$K_p = 2,4866$ $K_i = 77640$	$K_p = 2,0431$ $K_i = 25817$
Ganho de desbalanço de tensão	$K_{unb} = 1$	$K_{unb} = 1$	–
Ganho da modulação PWM	1/2999	1/2999	1/2999
Frequência de cruzamento do controlador PI	1000 Hz	1000 Hz	1000 Hz
Margem de fase do controlador PI	70°	70°	80°

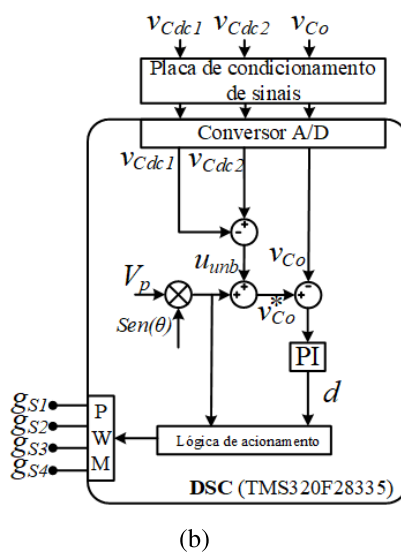
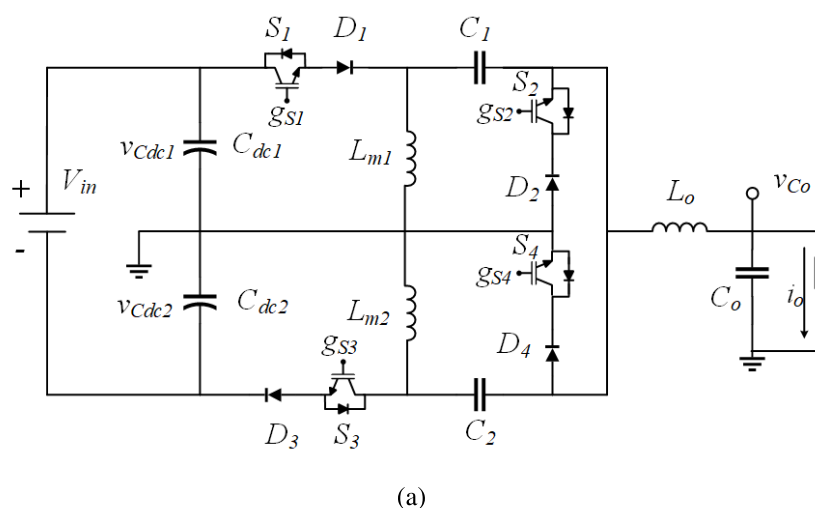
**Fonte: Autoria própria**

### 5.1.1 Resultados de simulação para o I2ZM operando como sistema autônomo

Com os parâmetros apresentados na Tabela 9, são analisadas as respostas para o I2ZM operando em um sistema autônomo, para o I2ZM é utilizada uma única malha de controle, a qual é responsável por regular a tensão no capacitor  $C_o$ .

Para tornar a simulação mais próxima à montagem da estrutura em bancada, são acrescentados atrasos do processo de conversão analógico/digital, bem como os controladores são discretizados utilizando o método de *Tustin* com uma frequência de amostragem de  $60\text{ kHz}$ , os quais serão utilizados no DSC. Assim, a Figura 83(a) apresenta o circuito elétrico utilizado, enquanto a Figura 83(b) apresenta o digrama de controle.

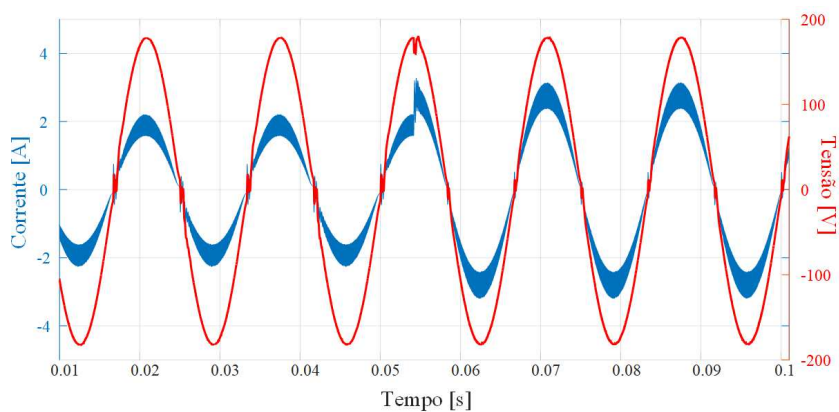
Figura 83 – I2ZM no modo autônomo a) circuito elétrico; b) estrutura de controle.



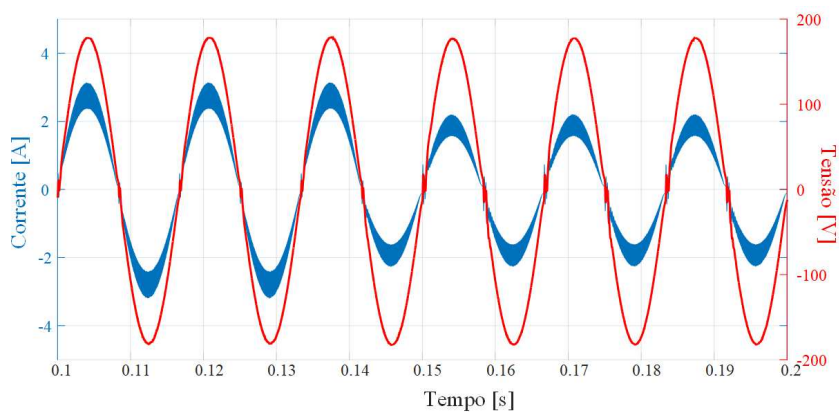
Fonte: Autoria própria

Utilizando as cargas  $C1$  e  $C2$  é possível realizar a transição de  $C1$  para  $C2$ , Figura 84(a), e de  $C2$  para  $C1$ , Figura 84(b), onde é possível notar que há pouca influência no controle de tensão, durante o degrau de carga há uma breve oscilação no pico da tensão de saída, o qual é rapidamente corrigido.

**Figura 84 – Tensão e corrente na saída do I2ZM: a) Transição de  $C1$  para  $C2$ ; b) Transição de  $C2$  para  $C1$ .**



(a)



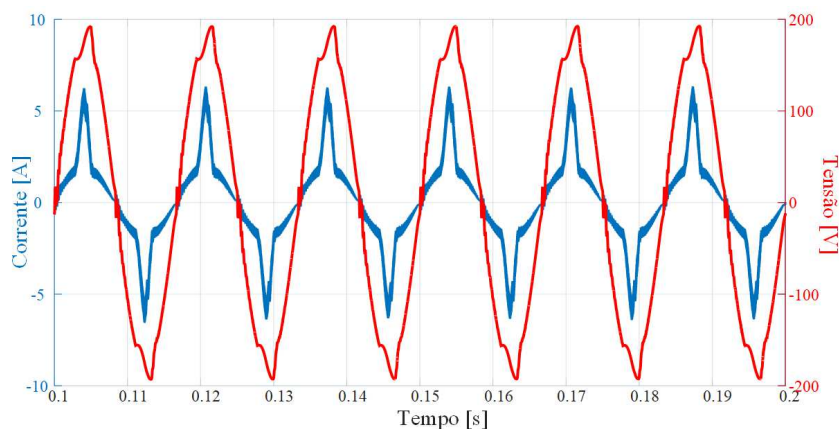
(b)

**Fonte: Autoria própria**

Utilizando a carga não linear  $C3$ , Figura 85, é possível observar que existe distorção na tensão de saída, principalmente nos picos, fazendo que a tensão assuma picos de quase 200 V.



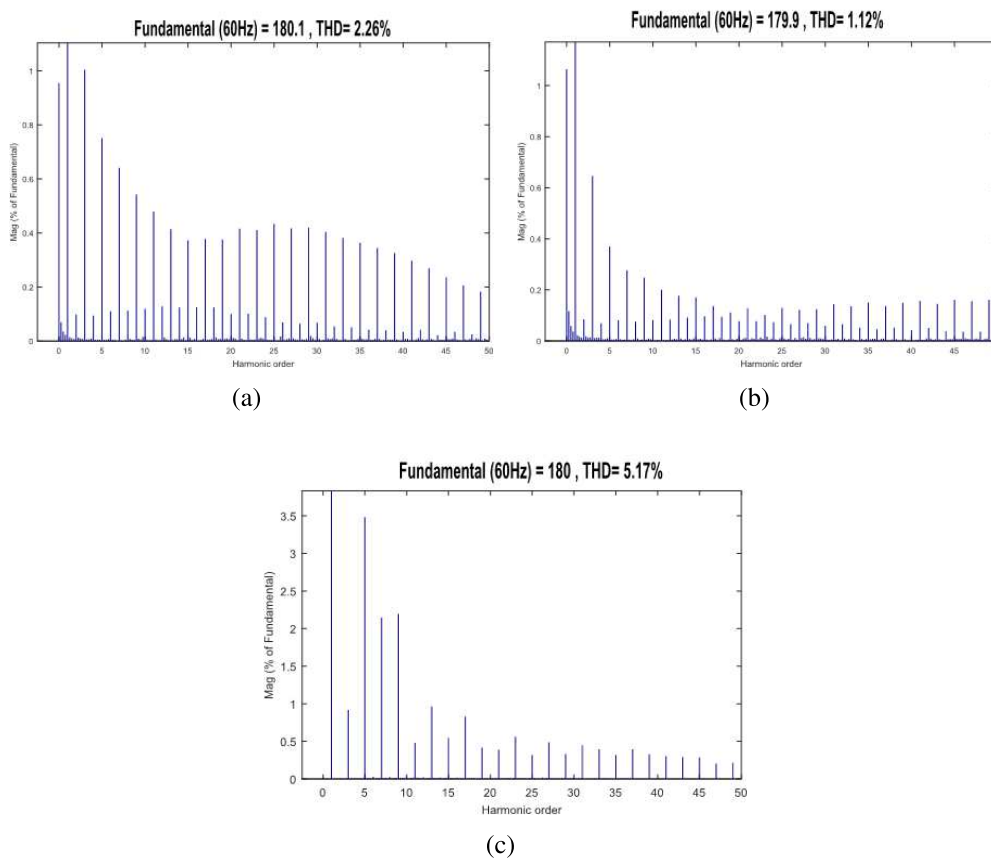
**Figura 85 – Tensão e corrente na saída do I2ZM para C3.**



**Fonte: Autoria própria**

Por fim são avaliadas e organizadas nas figuras 86(a)-86(c) as DHTs de tensão para as três cargas, sendo possível observar que a carga não linear provoca maior distorção na tensão de saída, com níveis superiores a 5%, enquanto as cargas resistivas apresentam um baixo nível de distorção, inferior a 2,3%.

**Figura 86 – DHT da tensão de saída do I2ZM: a) C1; b) C2 ; c) C3.**



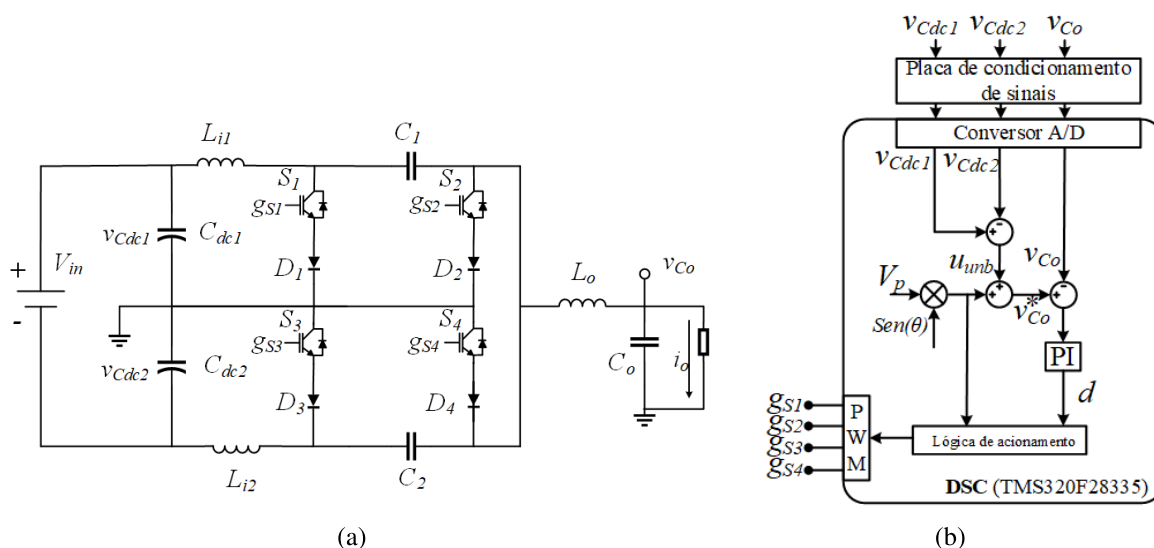
**Fonte: Autoria própria**

### 5.1.2 Resultados de simulação para o ICIM operando em sistema autônomo

De forma similar ao I2ZM é possível obter as respostas de simulação para o ICIM operando em um sistema autônomo. Comparado ao ICIM, destaca-se o uso de menores capacitâncias no barramento, uma vez que o ICIM assim como um conversor Ćuk é caracterizado como fonte de corrente na entrada.

Também é possível observar que projetando os controladores com a mesma frequência de cruzamento e margem de fase o PI obtido apresenta valores muito próximos, isso se deve pela similaridade de resposta entre o I2ZM e o ICIM. A Figura 87(a) apresenta a topologia e controlador utilizados para simulação, enquanto a Figura 87(b) apresenta a estrutura de controle utilizada.

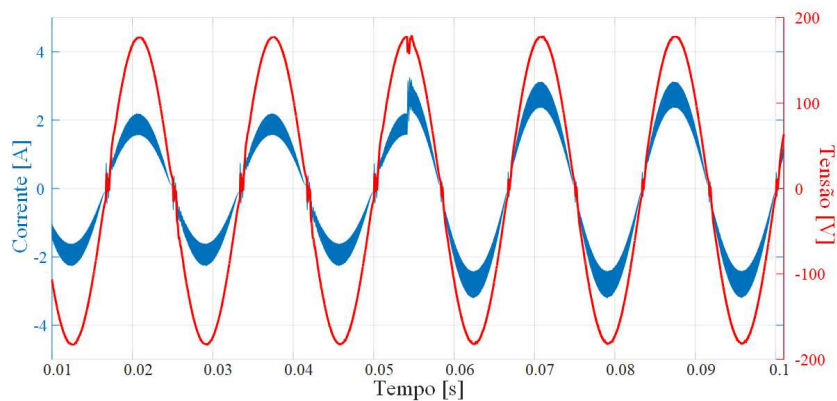
**Figura 87 – ICIM no modo autônomo a) circuito elétrico; b) estrutura de controle.**



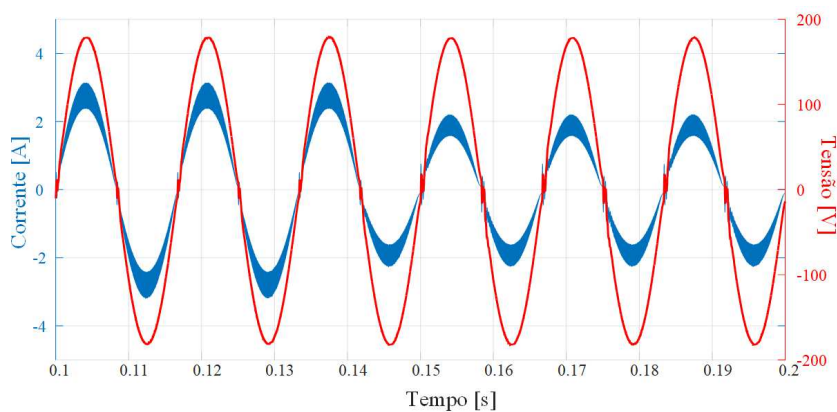
**Fonte: Autoria própria**

As respostas do ICIM para degrau de carga  $C_1$  para  $C_2$  e de  $C_2$  para  $C_1$  são apresentadas pelas figuras 88(a) e 88(b), respectivamente, onde também é possível observar pouca distorção na tensão de saída, enquanto há variação na corrente demandada pela carga.

**Figura 88 – Tensão e corrente na saída do ICIM: a) Transição de C1 para C2; b) Transição de C2 para C1.**



(a)

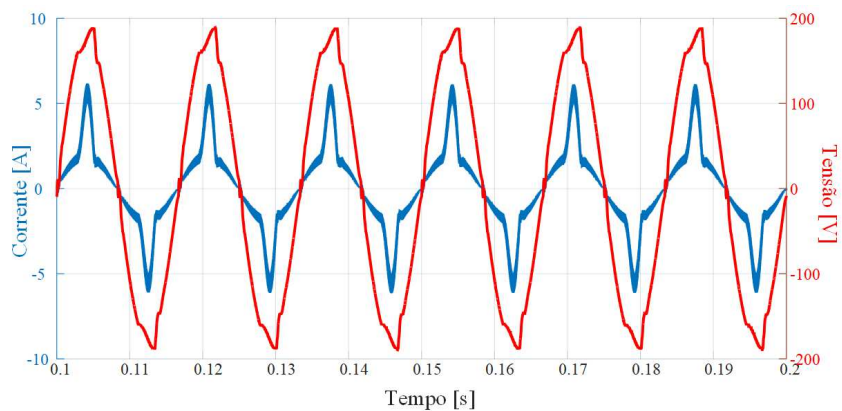


(b)

**Fonte: Autoria própria**

Quando o ICIM alimenta uma carga com característica não linear,  $C3$ , percebe-se na Figura 89 que este também apresenta distorção na tensão elevada, principalmente no pico de tensão.

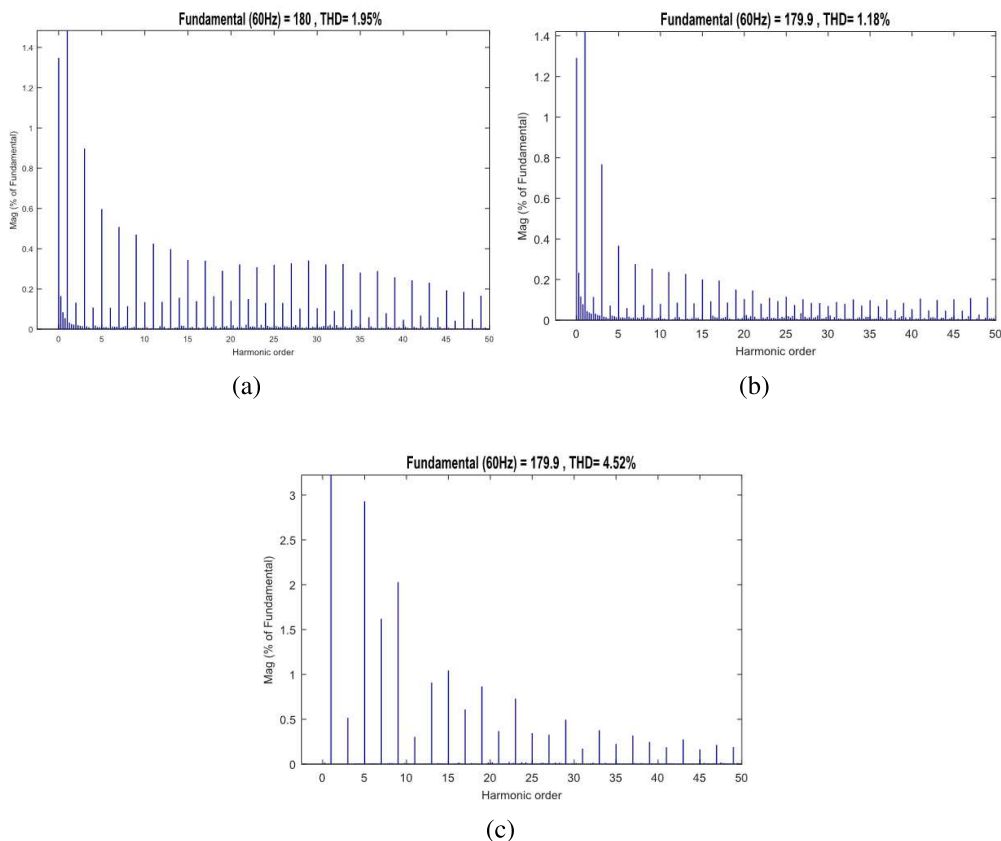
**Figura 89 – Tensão e corrente na saída do ICIM para C3.**



**Fonte: Autoria própria**

Por fim são avaliadas as DHTs de tensão para diferentes tipos de cargas, onde a distorção de tensão não apresentou níveis superiores a 5%. As figuras 90(a)-90(c) apresentam os níveis de DHT para cada carga analisada.

**Figura 90 – DHT da tensão de saída do ICIM: a) C1; b) C2 ; c) C3.**

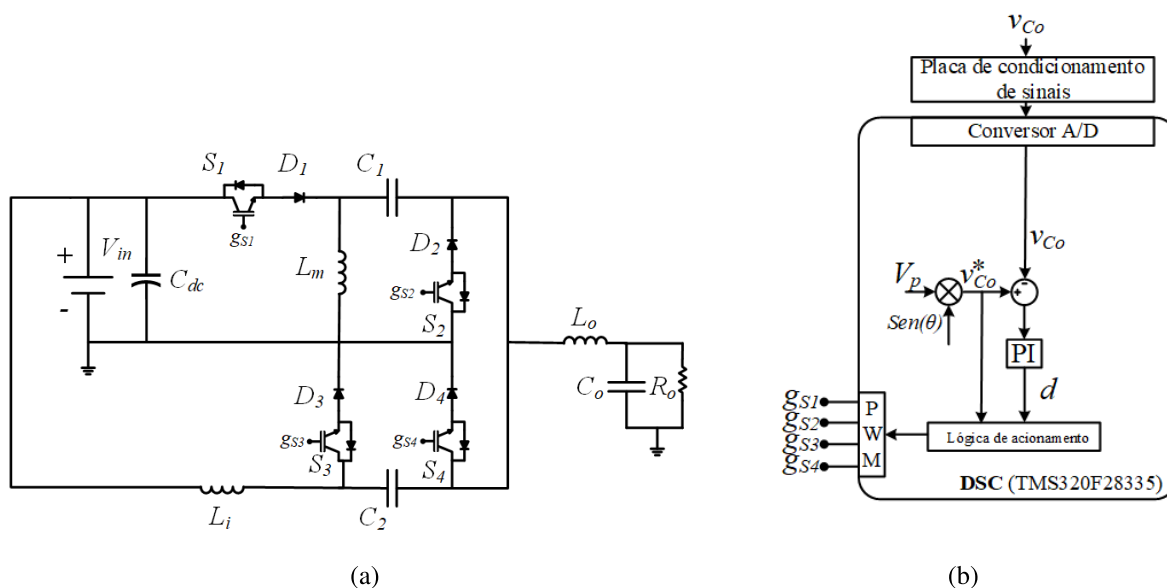


**Fonte: Autoria própria**

### 5.1.3 Resultados de simulação para o IHZC operando em sistema autônomo

O IHZC também é simulado em um sistema autônomo, seu controle para este modo depende do uso de um único sensor, responsável por monitorar a tensão de saída da estrutura. Existindo nível de tensão adequado na entrada do IHZC não é necessário monitorar esta tensão. A Figura 91(a) apresenta o circuito elétrico utilizado em simulação, juntamente com o diagrama de controle apresentado na Figura 91(b).

Figura 91 – IHZC no modo autônomo a) circuito elétrico; b) estrutura de controle.

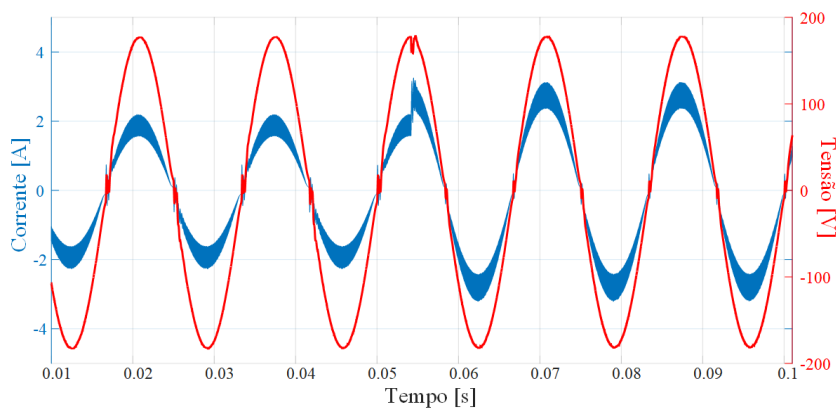


Fonte: Autoria própria

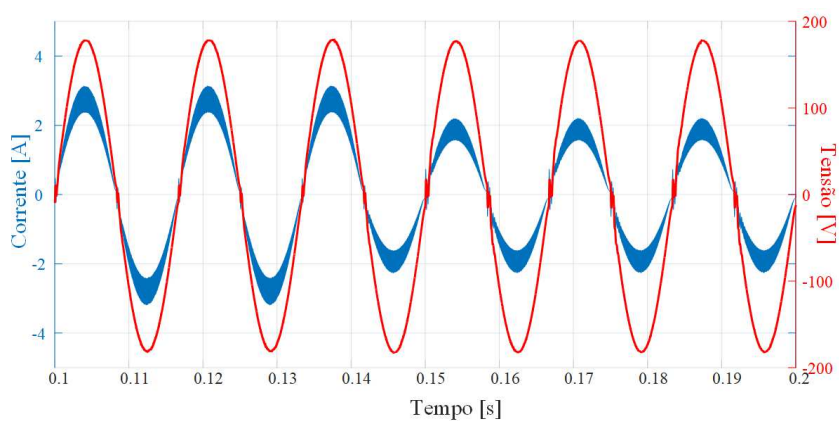
Controlando o IHZC com a malha única de tensão é possível obter a resposta dinâmica da transição da carga  $C1$  para carga  $C2$  e da carga  $C2$  para carga  $C1$  representadas pelas figuras 92(a) e 92(b).

Quando o IHZC alimenta uma carga com características não lineares há distorção na tensão de saída, principalmente no pico e na passagem por zero, como pode ser observado na Figura 93, a qual apresenta as formas de onda de tensão e corrente obtidas via simulação e a Figura 95(c) que mostra uma distorção de 7% na tensão de saída do IHZC.

**Figura 92 – Tensão e corrente na saída do IHZC: a) Transição de C1 para C2; b) Transição de C2 para C1.**



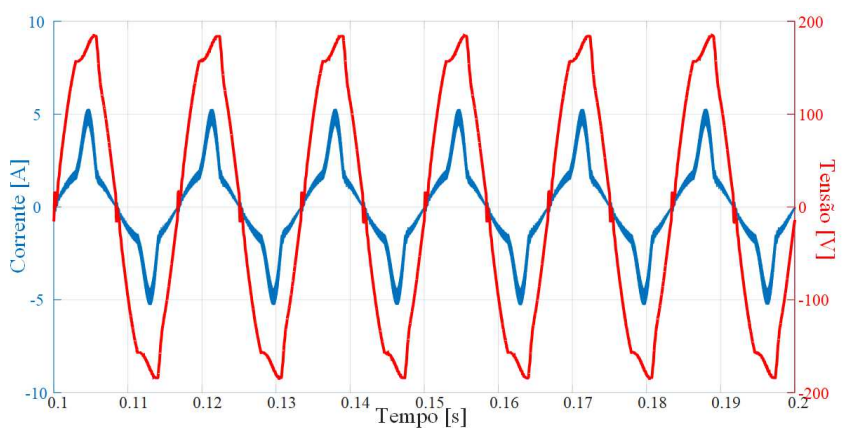
(a)



(b)

Fonte: Autoria própria

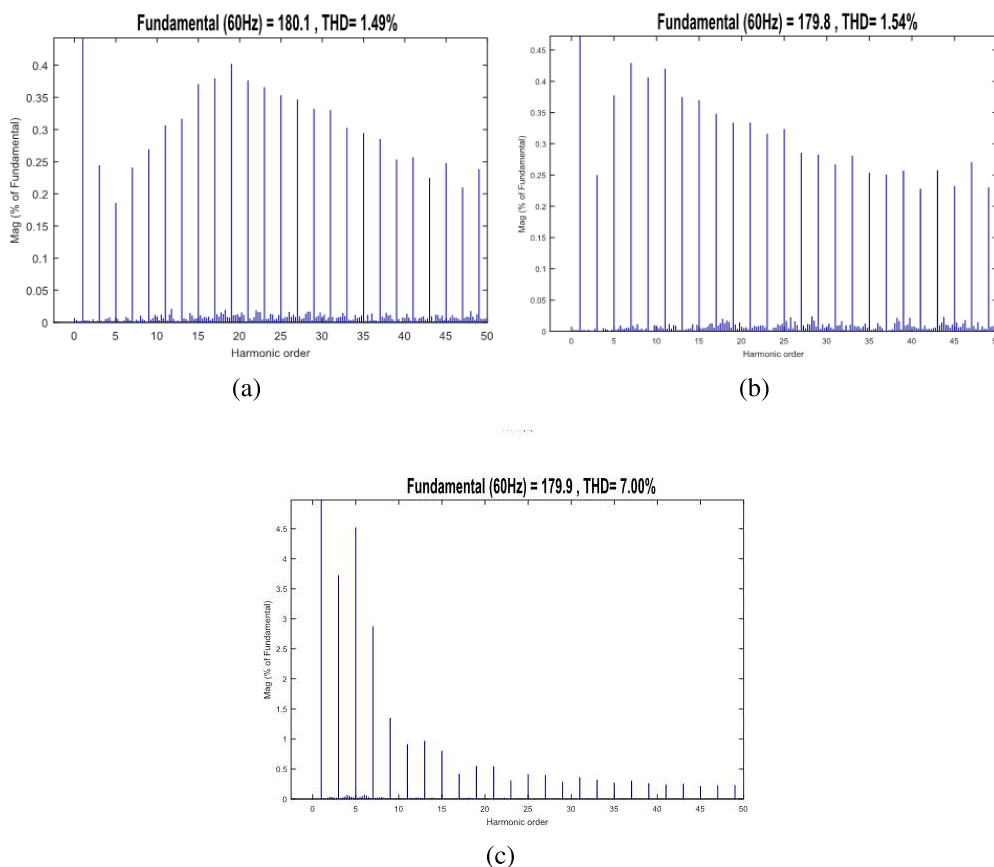
**Figura 93 – Tensão e corrente na saída do IHZC para C3.**



Fonte: Autoria própria

As DHTs de tensão de tensão de saída para o IHZC são avaliadas para diferentes cargas e são apresentada nas figuras 94(a)-94(c).

**Figura 94 – DHT da tensão de saída do IHZC: a) C1; b) C2 ; c) C3.**



**Fonte: Autoria própria**

#### 5.1.4 Comparação dos resultados de simulação do sistema autônomo

Os principais resultados obtidos via simulação são organizados na Tabela 10, onde é possível observar que em sistemas autônomos os três inversores conseguem entregar uma tensão com baixa DHT. Para as cargas resistivas,  $C1$  e  $C2$ , foram apresentados níveis de DHT inferiores a 2,3%. Para a carga não linear  $C3$  houve elevação da DHT, principalmente para o IHZC.

O método de controle adotado demanda de baixa quantidade de sensores, dispensando o uso de sensores de corrente, uma vez que a tensão de saída foi diretamente controlada por uma única malha de controle. Ainda por meio das configurações do circuito elétrico do IHZC é possível utilizar um único sensor de tensão para o funcionamento da topologia em um sistema autônomo. Em contrapartida tanto o I2ZM quanto o ICIM necessitam de ao menos três sensores de tensão, sendo dois responsáveis pelo equilíbrio de tensão nos capacitores do barramento CC e o último pelo controle da tensão de saída, a qual alimenta as cargas supramencionadas.

**Tabela 10 – Resultados obtidos no sistema autônomo**

Grandeza	I2ZM	ICIM	IHZC
DHT de tensão para carga $C1$	2,26 %	1,95 %	1,49 %
DHT de tensão para carga $C2$	1,12 %	1,18 %	1,54 %
DHT de tensão para carga $C3$	5,17 %	4,52 %	7,00 %
Corrente eficaz do interruptor $S_1$ ( $C2$ )	5,125 A	5,19 A	3,157 A
Corrente eficaz do interruptor $S_2$ ( $C2$ )	3,354 A	3,405 A	2,97 A
Quantidade mínima de sensores de tensão	3	3	1
Quantidade mínima de sensores de corrente	0	0	0

Fonte: Autoria própria

## 5.2 SISTEMA CONECTADO À REDE

A análise das topologias conectadas à rede tem o objetivo de analisar a capacidade das estruturas de atuarem como conversor de interface entre um arranjo FV e a rede elétrica monofásica, injetando energia ativa na rede na forma de corrente, sendo esta senoidal e em contra-fase com a tensão.

Serão apresentadas as análises das três topologias operando como interface entre o arranjo fotovoltaico escolhido e a rede elétrica monofásica. É utilizado um algoritmo de extração de máxima potência do tipo P&O (HAMIDON *et al.*, 2012) e (THAKRAN *et al.*, 2018). Para o sincronismo com a rede é utilizado um algoritmo de atracamento de fase proposto em (da Silva *et al.*, 2008). As grandezas utilizadas para simulação são apresentadas na Tabela 11.

**Tabela 11 – Parâmetros utilizados no sistema conectado à rede**

Grandeza	I2ZM	ICIM	IHZC
Potência nominal do arranjo (STC)	432 W	432 W	432 W
Tensão nominal do arranjo (STC)	139,2 V	139,2 V	139,2 V
Tensão eficaz nominal da rede	127 V	127 V	127 V
Frequência nominal da rede	60 Hz	60 Hz	60 Hz
Frequência de chaveamento	50 kHz	50 kHz	50 kHz
Capacitância do barramento CC	4500 $\mu F$	3000 $\mu F$	4500 $\mu F$
Indutância de entrada	60 $\mu H$	60 $\mu H$	105 $\mu H$
Indutância de saída	1 mH	1 mH	1,5 mH
Capacitância de acoplamento	1,5 $\mu F$	1,5 $\mu F$	1,5 $\mu F$
Ganhos do controlador de corrente	$K_{pi} = 17,0953$ $K_{ii} = 1,6905 \cdot 10^6$	$K_{pi} = 17,0936$ $K_{ii} = 1,6911 \cdot 10^6$	$K_{pi} = 13,3757$ $K_{ii} = 1,0756 \cdot 10^6$
Ganho da modulação PWM	1/2999	1/2999	1/2999
Frequência de cruzamento do PI de corrente	600 Hz	600 Hz	600 Hz
Margem de fase do PI de corrente	85°	85°	88°
Ganhos do controlador de tensão	$K_{pv} = 0,1687$ $K_{iv} = 4,3714$	$K_{pv} = 0,1124$ $K_{iv} = 2,9143$	$K_{pv} = 0,0843$ $K_{iv} = 2,1856$
Frequência de cruzamento do PI de tensão	5 Hz	5 Hz	5 Hz
Margem de fase do PI de tensão	50°	50°	50°
Ganho do controle de desbalanço $K_{unb}$	0,05	0,05	-
Frequência da atualização do P&O	5 Hz	5 Hz	5 Hz

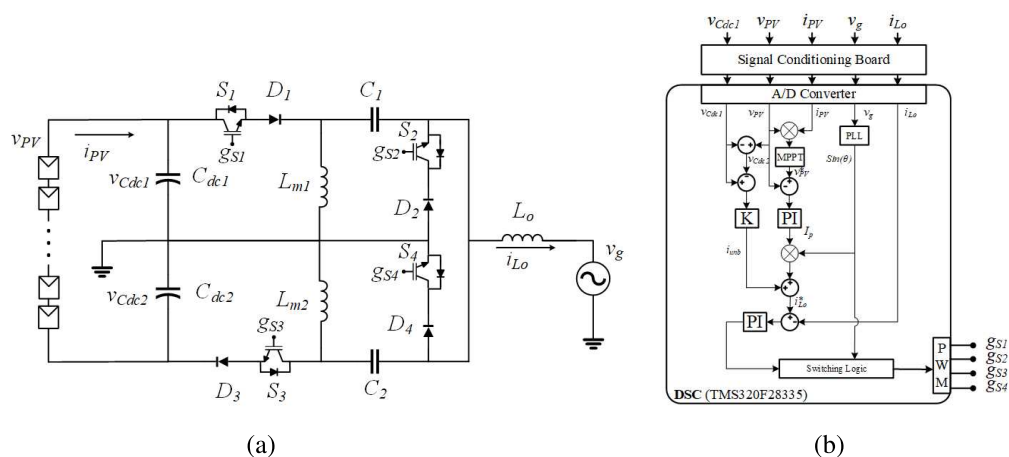
Fonte: Autoria própria



### 5.2.1 Resultados de simulação para o I2ZM conectado à rede

Com os parâmetros definidos na Tabela 11 é possível realizar a simulação computacional utilizando o *software* MATLAB/Simulink ®do circuito elétrico do I2ZM, Figura 95(a), juntamente com sua estrutura de controle, a qual pode ser vista na Figura 95(b). As estruturas de aquisição de dados e controle são discretizadas, garantindo maior similaridade com o sistema físico, também são utilizados métodos de filtragem, como média móvel na corrente gerada pelo PI de tensão e na corrente de desbalanço dos capacitores de acoplamento, são utilizadas 500 amostras para a média, com a finalidade de mitigar possíveis distorções na corrente de referência gerada, o que pode propagar ruídos e prejudicar o desempenho dos controladores.

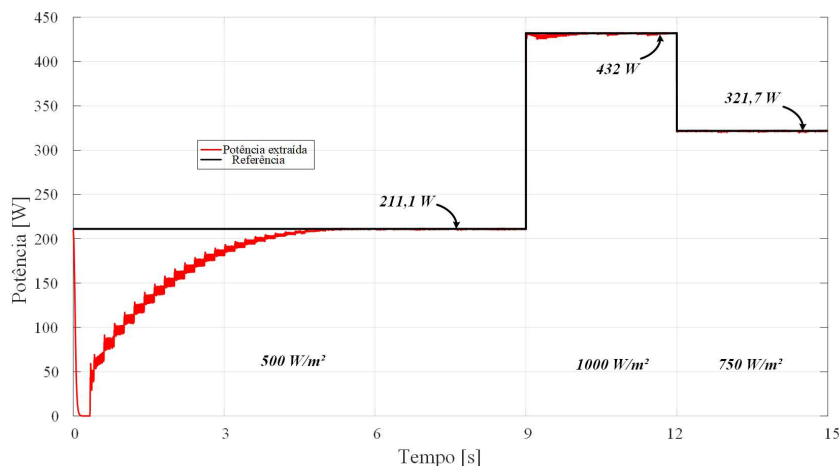
**Figura 95 – I2ZM conectado à rede: a) circuito elétrico; b) estrutura de controle.**



Fonte: Autoria própria

Utilizando o algoritmo P&O o I2ZM é capaz de extrair a máxima potência do arranjo FV para diferentes níveis de irradiância, mantendo a temperatura do arranjo em 25 °C, conforme é observado na Figura 96.

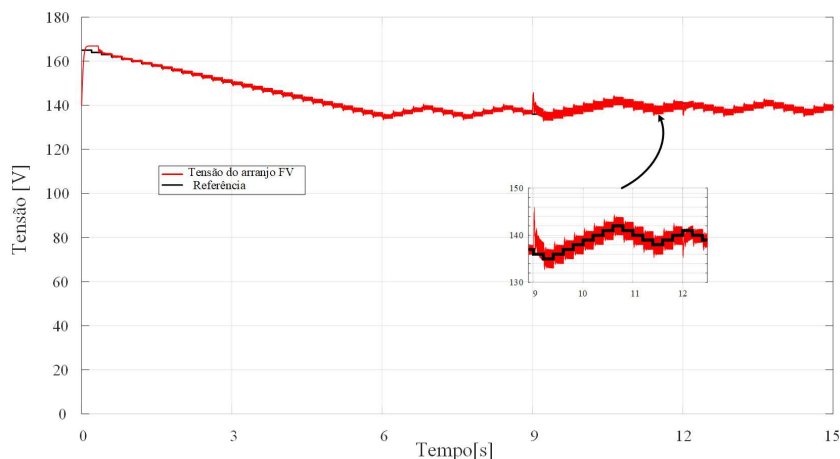
**Figura 96 – Potência extraída do arranjo FV pelo I2ZM.**



**Fonte: Autoria própria**

Iniciando próximo à tensão de circuito aberto do arranjo a potência do sistema assume valores próximos a zero, posteriormente com a busca do algoritmo a tensão de referência é ajustada para o valor que garante a extração da maior potência disponível, ao atingir a máxima potência ainda existem oscilações na tensão de referência e consequentemente na tensão do arranjo, as quais são causadas pela simplicidade do algoritmo que continuamente provoca alterações no sistema buscando potências de valor mais elevado. A Figura 97 apresenta o comportamento da tensão do arranjo FV.

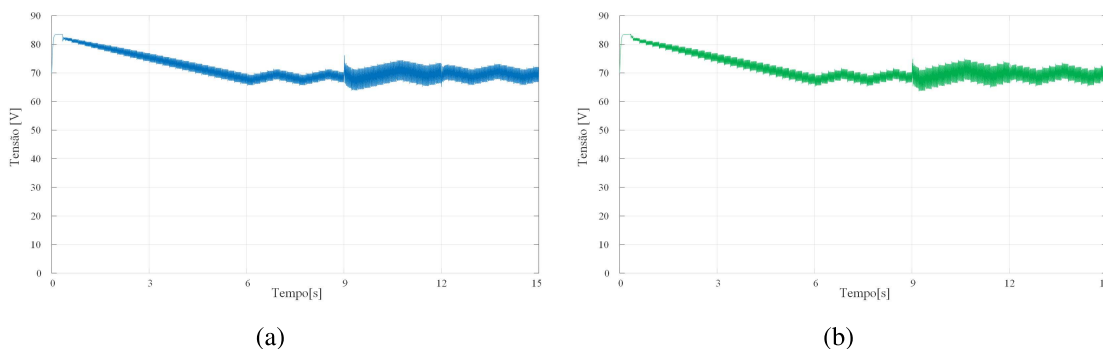
**Figura 97 – Tensão de referência gerada pelo algoritmo P&O e tensão do arranjo FV usando o I2ZM.**



**Fonte: Autoria própria**

A tensão do arranjo FV deve ser idealmente dividida entre os capacitores de barramento CC,  $C_{dc1}$  e  $C_{dc2}$ , as figuras 98(a) e 98(b) evidenciam esta igualdade de tensão entre os capacitores.

**Figura 98 – Tensão nos capacitores do barramento CC do I2ZM: a)  $V_{C_{dc1}}$  b)  $V_{C_{dc2}}$ .**

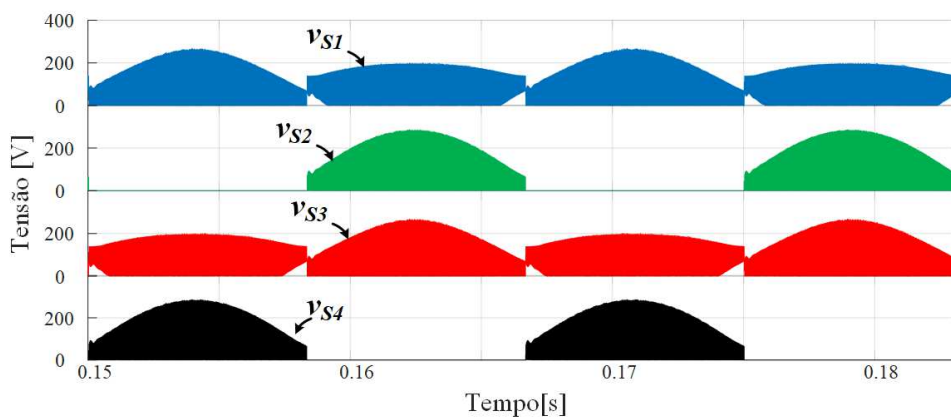


**Fonte: Autoria própria**

Em algumas estruturas de inversores e conversores as tensões nos interruptores podem assumir valores elevados, ocasionando limitações de uso ou avarias, teoricamente a tensão máxima para os interruptores do I2ZM é relativamente baixa.

Quando há elevação da tensão de entrada para a saída, a tensão máxima nos interruptores do I2ZM assumem a soma da tensão de saída com metade da tensão de entrada. A Figura 99 corrobora os valores teóricos de tensão nos interruptores.

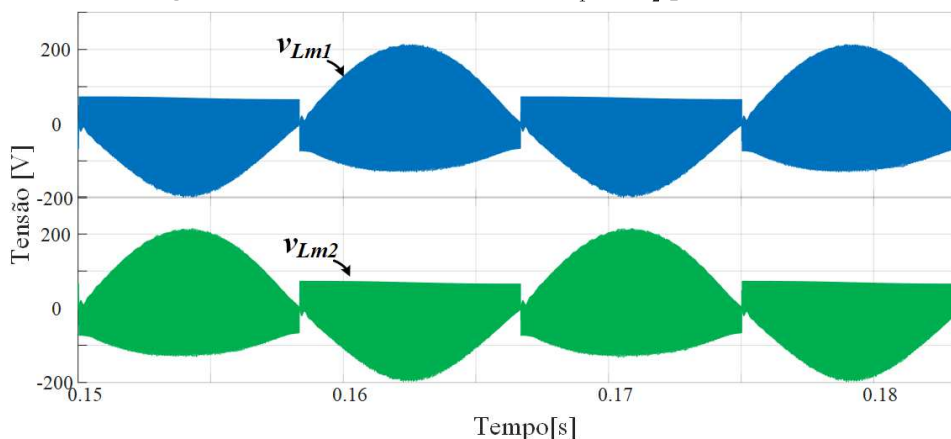
**Figura 99 – Tensão nos interruptores para o I2ZM.**



**Fonte: Autoria própria**

As tensões nos indutores  $L_{m1}$  e  $L_{m2}$  oscilam praticamente entre  $-200\text{ V}$  e  $200\text{ V}$ , atingindo os máximos positivos e negativos juntamente com o pico da rede elétrica, os picos de tensão nos indutores são resultado dos picos de tensões nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ . As tensões nos indutores  $L_{m1}$  e  $L_{m2}$  são apresentados na Figura 100.

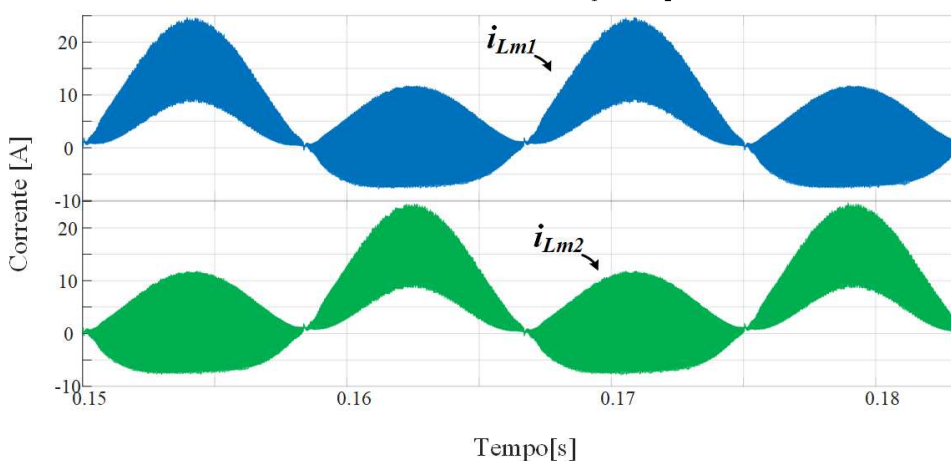
**Figura 100 – Tensão nos indutores  $L_{m1}$  e  $L_{m2}$  para o I2ZM.**



**Fonte: Autoria própria**

Como as indutâncias  $L_{m1}$  e  $L_{m2}$  apresentam valores baixos, com o objetivo de manter a operação do I2ZM no MCD, o pico de corrente tende a ser elevado como pode ser observado na Figura 101, onde são apresentadas as correntes dos indutores de magnetização do I2ZM, quando este processa uma potência de 211,1 W (irradiância de  $500 \text{ W/m}^2$ ). Também observa-se que em um semiciclo a corrente do indutor apresenta valor médio nulo.

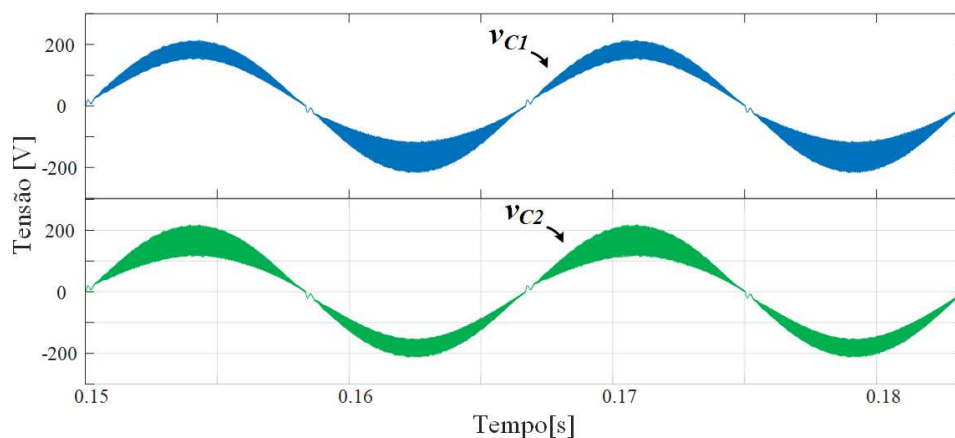
**Figura 101 – Corrente nos indutores  $L_{m1}$  e  $L_{m2}$  para o I2ZM.**



**Fonte: Autoria própria**

As tensões nos capacitores de acoplamento do I2ZM acompanham a tensão de saída, como a topologia é um inversor integrado monofásico a tensão de saída apresenta um formato senoidal com pico aproximado de 180 V e frequência de 60 Hz, logo as tensões nos capacitores apresentaram uma ondulação em 60 Hz com pico de 180 V mais o *ripple*. Conforme observado na Figura 102.

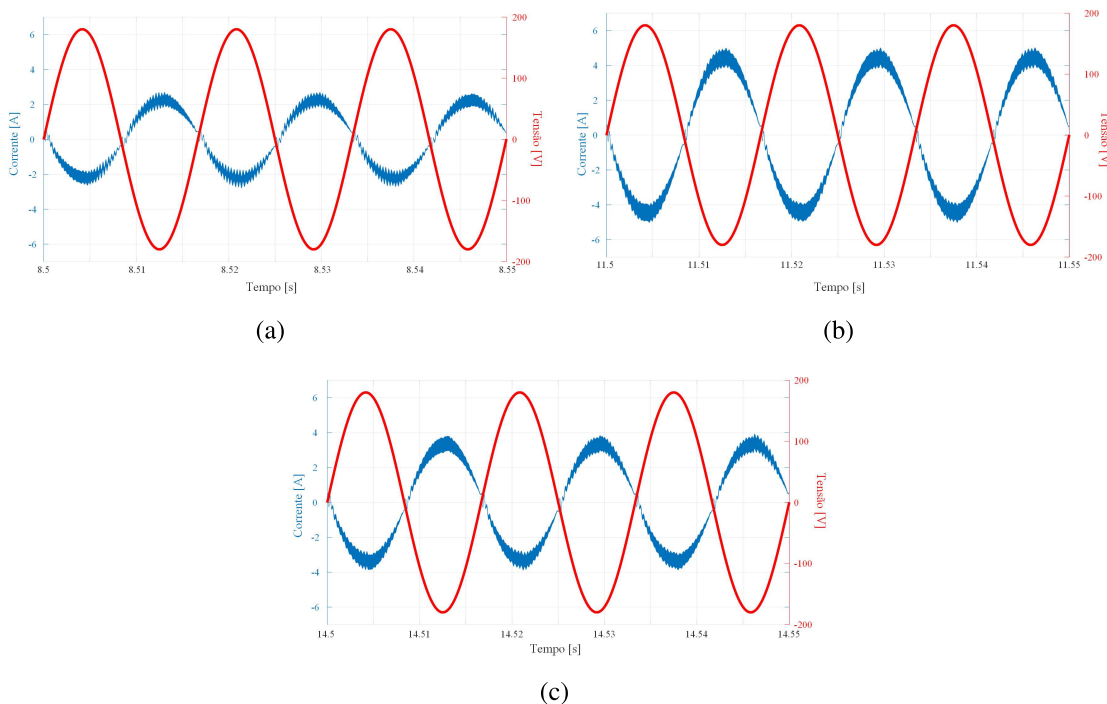
**Figura 102 – Tensão nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  para o I2ZM.**



**Fonte: Autoria própria**

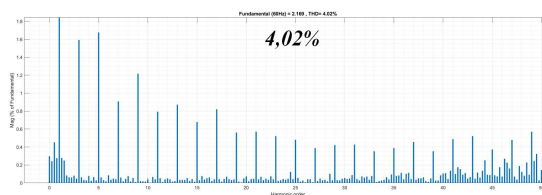
Com os diferentes níveis de irradiância incidentes sobre o arranjo FV são injetadas correntes de diferentes amplitudes na rede elétrica, correspondentes à diferentes níveis de potência que podem ser observados na Figura 96. A corrente injetada na rede pode ser observada em diferentes momentos, apresentando diferentes amplitudes nas figuras 103(a) - 103??, já as DHTs da corrente injetada em diferentes momentos é vista nas figuras 104(a) - 104(c).

**Figura 103 – Tensão e corrente na rede com diferentes níveis de irradiância: a)  $500 \text{ W/m}^2$ ; b)  $1000 \text{ W/m}^2$ ; c)  $750 \text{ W/m}^2$ .**

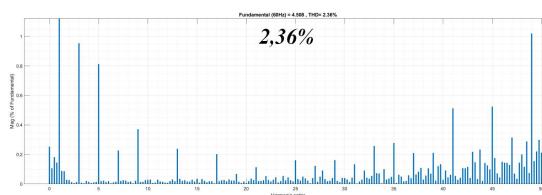


**Fonte: Autoria própria**

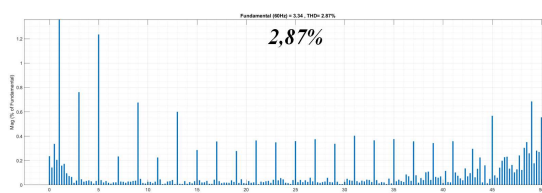
**Figura 104 – DHT da corrente injetada na rede através do I2ZM com diferentes níveis de irradiância:  
a)  $500 \text{ W/m}^2$ ; b)  $1000 \text{ W/m}^2$ ; c)  $750 \text{ W/m}^2$ .**



(a)



(b)



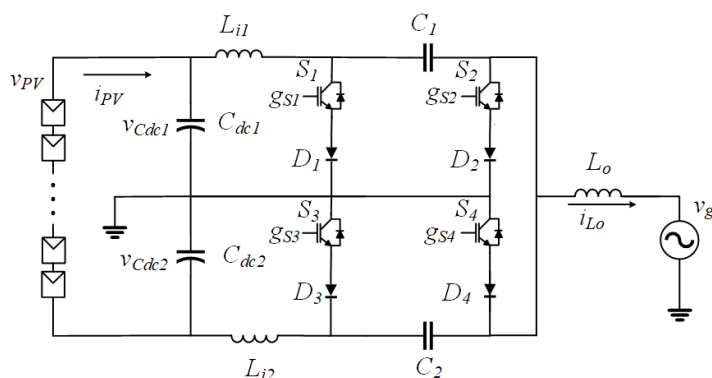
(c)

**Fonte: Autoria própria**

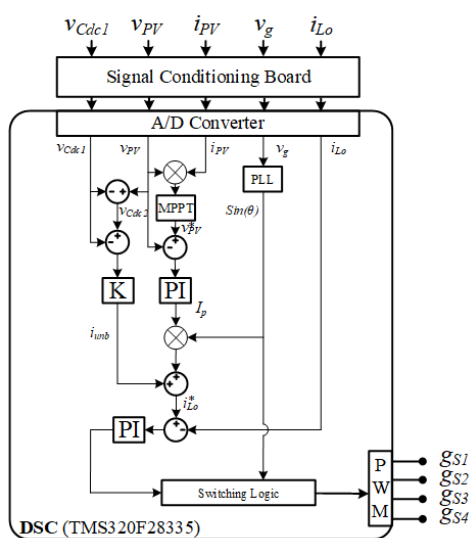
### 5.2.2 Resultados de simulação para o ICIM conectado à rede

Resultados similares aos obtidos com o I2ZM são apresentados para o ICIM. Utilizando os parâmetros da Tabela 11 e discretizando o sistema simulado o circuito elétrico do ICIM é apresentado na Figura 105(a), enquanto a estrutura do controlador utilizado no DSC é visualizada na Figura 105(b).

Figura 105 – ICIM conectado à rede: a) circuito elétrico; b) estrutura de controle.



(a)



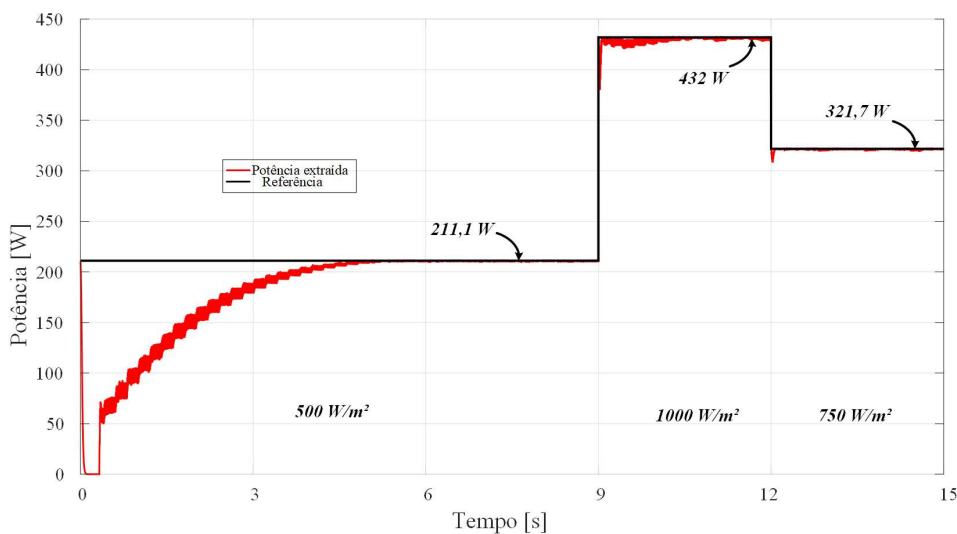
(b)

Fonte: Autoria própria

Utilizando o algoritmo P&O o ICIM é capaz de extrair a máxima potência disponível no arranjo FV para diferentes níveis de irradiância, a qual pode ser observada na Figura 106.

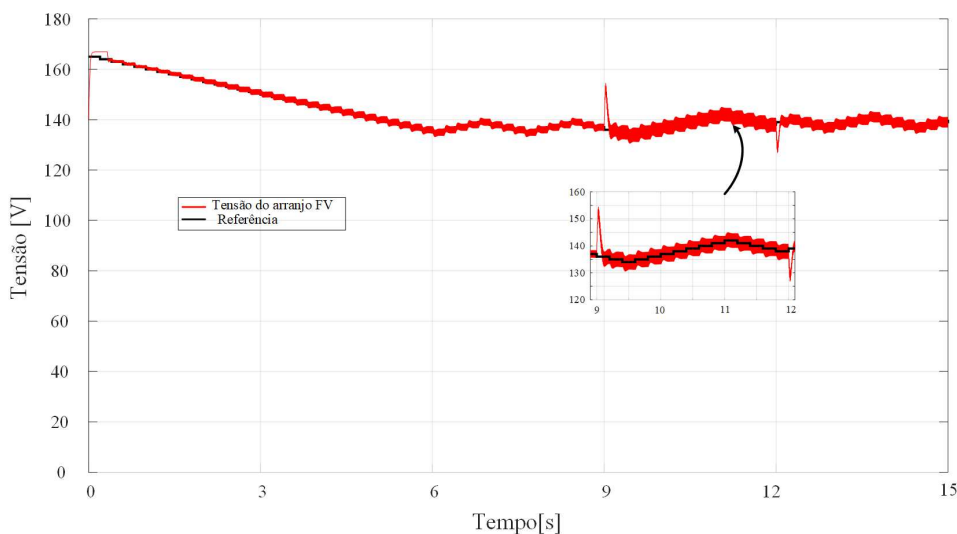
A busca da máxima potência do arranjo FV utiliza a tensão de referência, a qual deve ser utilizada na entrada do ICIM, esta tensão inicia-se perto da tensão de circuito aberto do arranjo atinge seu valor nominal próximo a 140 V, conforme apresentado na Figura 107. Também são observados *spikes* de tensão nos momentos em que há mudança de irradiância.

**Figura 106 – Potência extraída do arranjo FV pelo ICIM.**



Fonte: Autoria própria

**Figura 107 – Tensão de referência gerada pelo algoritmo P&O e tensão do arranjo FV.**

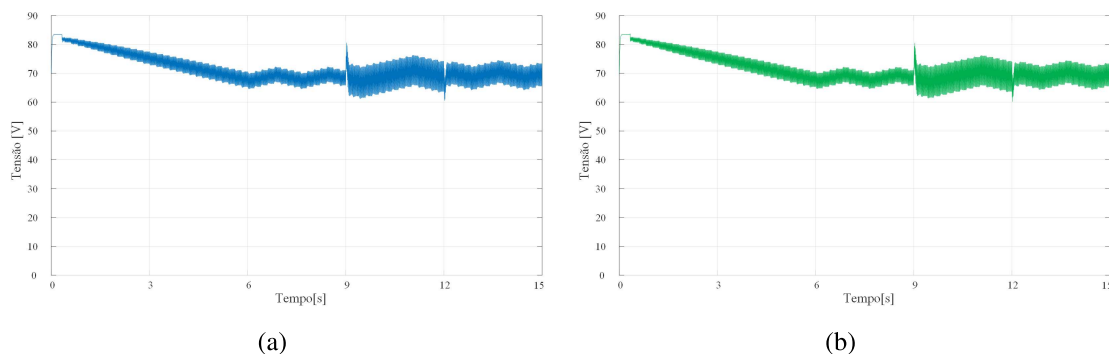


Fonte: Autoria própria

Como o ICIM é baseado em conversores do tipo *Ćuk*, caracterizado como fonte de corrente na entrada a oscilação nos capacitores do barramento de entrada são similares à oscilação apresentada pelo I2ZM, mesmo utilizando capacitâncias equivalentes a 2/3 das capacitâncias utilizadas no I2ZM. A tensão nos capacitores do barramento CC de entrada do ICIM são apresentadas nas figuras 108(a) e 108(b).



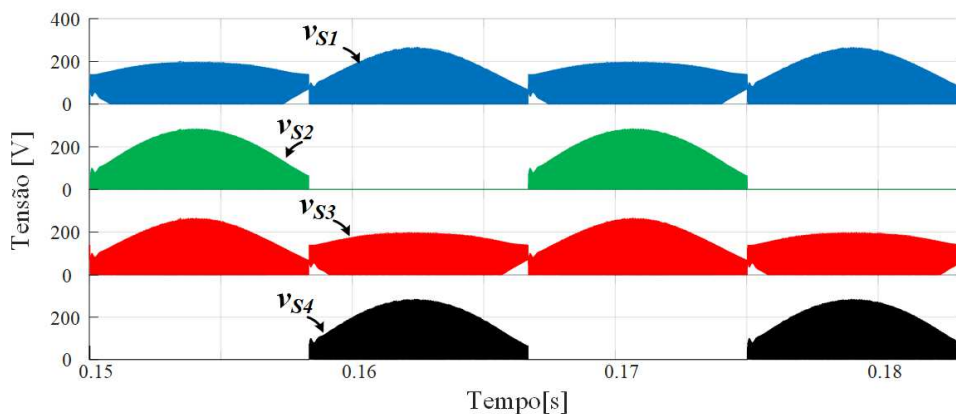
**Figura 108 – Tensão nos capacitores do barramento: a)  $V_{C_{dc1}}$  b)  $V_{C_{dc2}}$ .**



**Fonte: Autoria própria**

As tensões nos interruptores do ICIM apresentam praticamente os mesmos níveis que no I2ZM, porém como há inversão da polaridade da saída em relação à entrada, os níveis de tensão ocorrem em momentos distintos entre o I2ZM e ICIM.

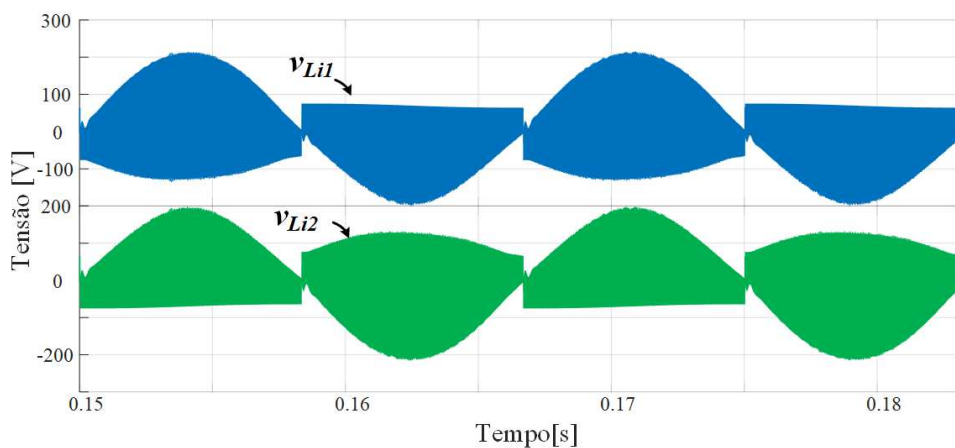
**Figura 109 – Tensão nos interruptores para o ICIM.**



**Fonte: Autoria própria**

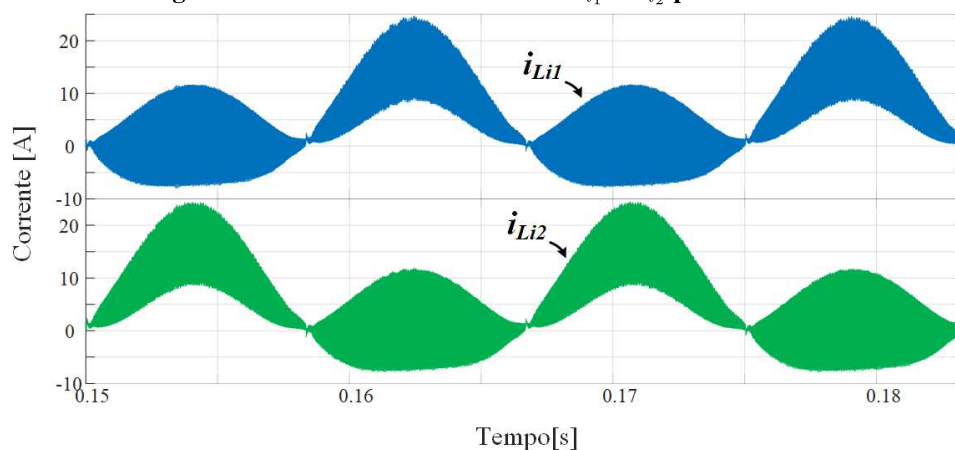
Em relação as grandezas nos indutores estas assumem características próximas para o I2ZM e para o ICIM, o que pode ser comprovado analisando as figuras 100, 101 referentes ao I2ZM e as figuras 110 e 111 que representam respectivamente as tensões e correntes para os indutores de entrada do ICIM.

**Figura 110 – Tensão nos indutores  $L_{i1}$  e  $L_{i2}$  para o ICIM.**



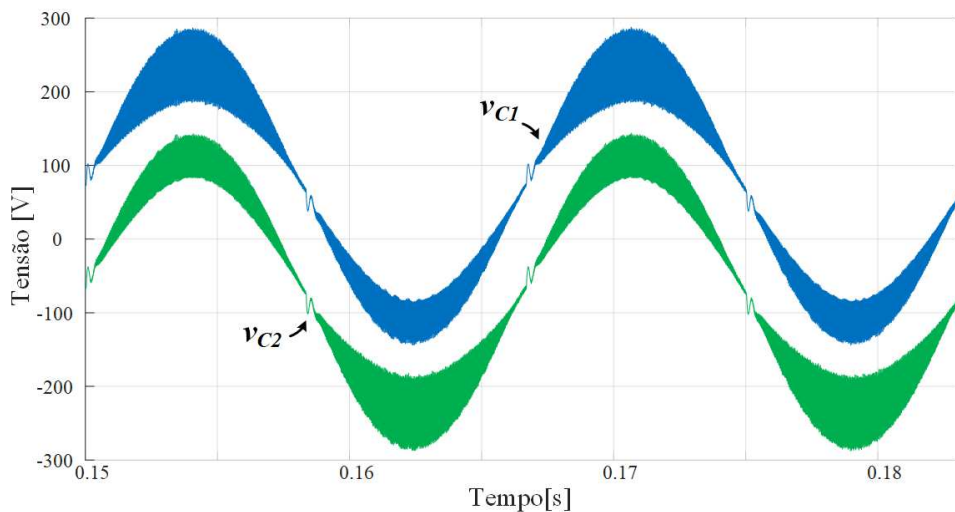
Fonte: Autoria própria

**Figura 111 – Corrente nos indutores  $L_{i1}$  e  $L_{i2}$  para o ICIM.**



Fonte: Autoria própria

Os capacitores de acoplamento do ICIM apresentam diferentes níveis de tensão média durante um período de chaveamento e durante um ciclo completo CA de saída. Durante um período CA a tensão média no capacitor  $C_1$  assume a soma da tensão de saída (rede elétrica) com metade da tensão de entrada, ou a tensão no capacitor de barramento  $C_{dc1}$ , por outro lado a tensão média no capacitor  $C_2$  apresenta a soma da tensão de saída menos metade da tensão de entrada, desta forma ambos capacitores apresentam o mesmo pico de tensão, porém com polaridades opostas.

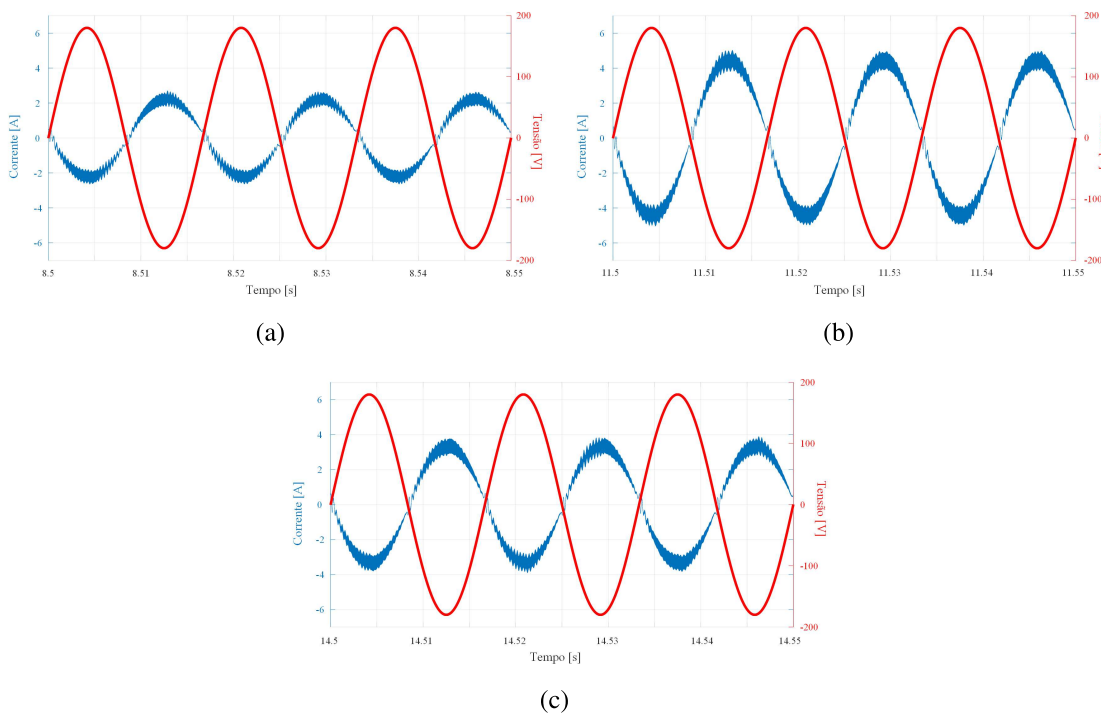


**Figura 112 – Tensão nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  para o ICIM.**

**Fonte: Autoria própria**

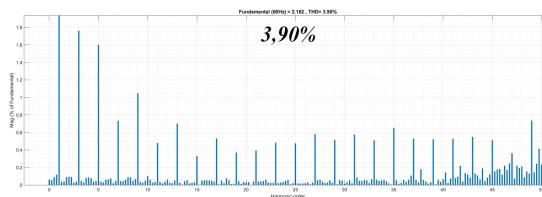
Com os diferentes níveis de irradiância apresentados na Figura 106 a corrente injetada na rede apresenta amplitudes distintas que são visualizadas nas figuras 113(a) - 113(c). A DHT para os diferentes níveis de corrente são apresentados nas figuras 114(a) - 114(c).

**Figura 113 – Tensão e corrente na rede com diferentes níveis de irradiância usando o ICIM: a)  $500 \text{ W/m}^2$ ; b)  $1000 \text{ W/m}^2$ ; c)  $750 \text{ W/m}^2$ .**

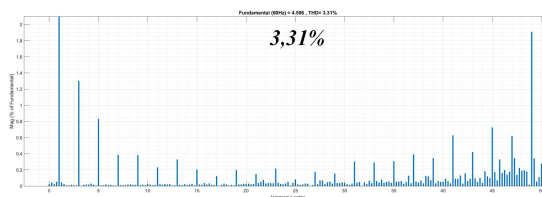


**Fonte: Autoria própria**

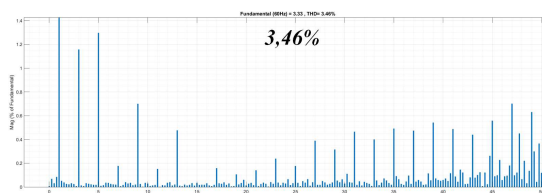
**Figura 114 – DHT da corrente injetada na rede através do ICIM com diferentes níveis de irradiância: a)  $500 \text{ W/m}^2$ ; b)  $1000 \text{ W/m}^2$ ; c)  $750 \text{ W/m}^2$ .**



(a)



(b)



(c)

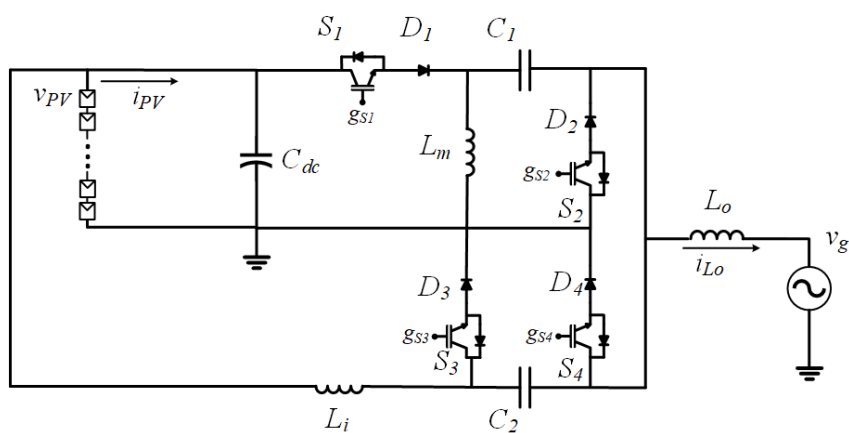
**Fonte: Autoria própria**

### 5.2.3 Resultados de simulação do IHZC conectado à rede

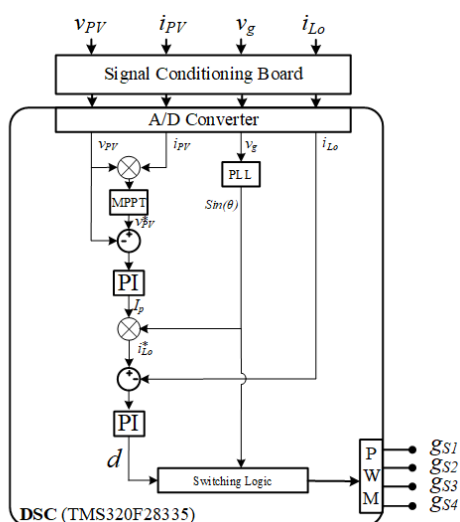
Semelhante ao realizado com I2ZM e o ICIM, o IHZC é simulado, através do *software* MATLAB/Simulink®, como conversor de interface entre um arranjo FV e a rede elétrica monofásica, utilizando os parâmetros apresentados na Tabela 11, o circuito elétrico do IHZC é apresentado na Figura 115(a), enquanto o diagrama de controle apresentado é visualizado na Figura 115(b).

A potência disponível no arranjo FV apresenta três níveis de irradiância, apresentando três potências máximas disponíveis no tempo de simulação. O algoritmo P&O em conjunto com a estrutura do IHZC se mostra capaz de extrair a máxima potência para diferentes níveis de irradiação como pode ser visto na Figura 116.

Figura 115 – IHZC conectado à rede: a) circuito elétrico; b) estrutura de controle.



(a)

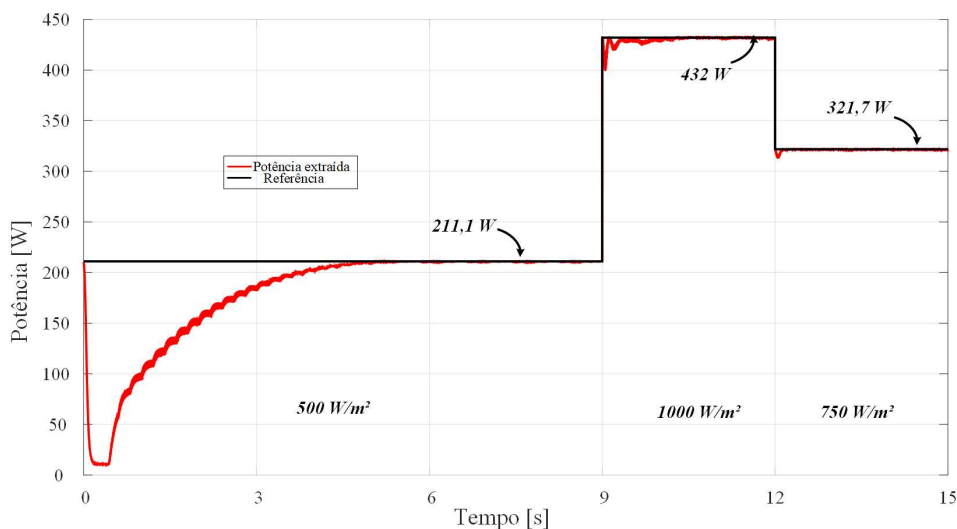


(b)

Fonte: Autoria própria

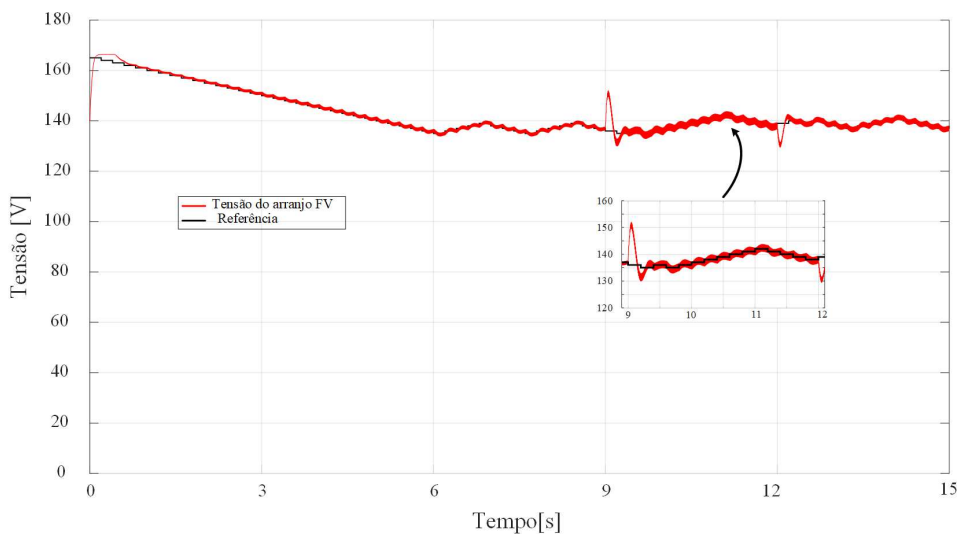
O algoritmo P&O atua gerando uma tensão de referência capaz de extrair a máxima potência do arranjo FV, a qual deve ser utilizada na entrada do IHZC, uma vez que este não apresenta capacitores de barramento CC na entrada não é necessário realizar o controle equalizando os níveis de tensões nesses capacitores. A tensão de referência do algoritmo P&O e a tensão do arranjo FV são observadas na Figura 117.

**Figura 116 – Potência extraída do arranjo FV pelo IHZC.**



Fonte: Autoria própria

**Figura 117 – Tensão de referência gerada pelo algoritmo P&O e tensão do arranjo FV, utilizando o IHZC.**



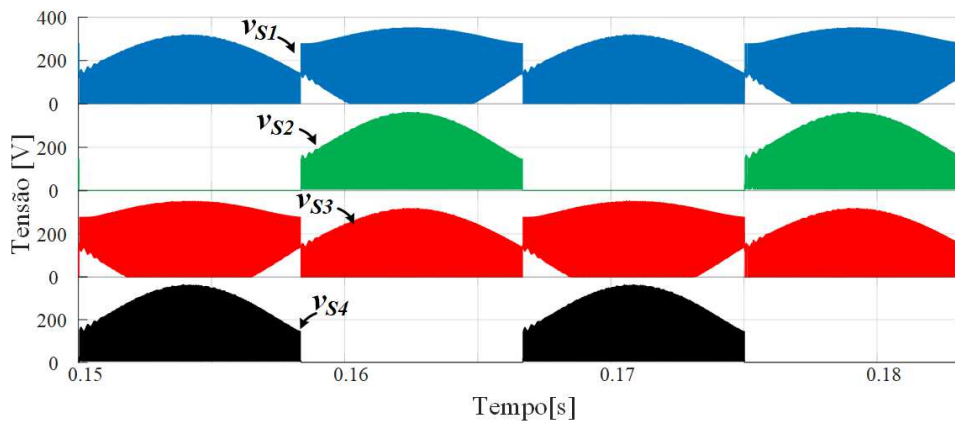
Fonte: Autoria própria

Os níveis de tensões nos interruptores do IHZC, Figura 118, se assemelham aos apresentados para o I2ZM, porém como já analisado no capítulo 3 e na Tabela 3, as tensões nos semicondutores do IHZC assumem níveis mais altos que do I2ZM e ICIM, quando empregados em um mesmo sistema, isto se deve principalmente ao fato de toda tensão do arranjo FV ser utilizada nos semicondutores.

Já as tensões nos indutores de entrada do IHZC também são maiores que as demais topologias estudadas, as tensões nos indutores alternam entre a tensão de saída e a tensão de entrada, para o IHZC a tensão de entrada utilizada é maior, por não apresentar divisão da tensão em

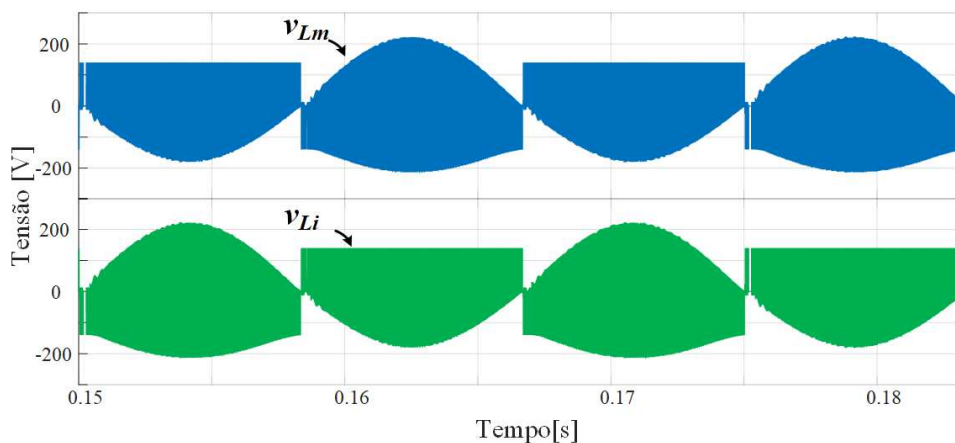
capacitores de barramento CC. As tensões nos indutores de entrada do IHZC são visualizadas na Figura 119.

**Figura 118 – Tensão nos interruptores para o IHZC.**



Fonte: Autoria própria

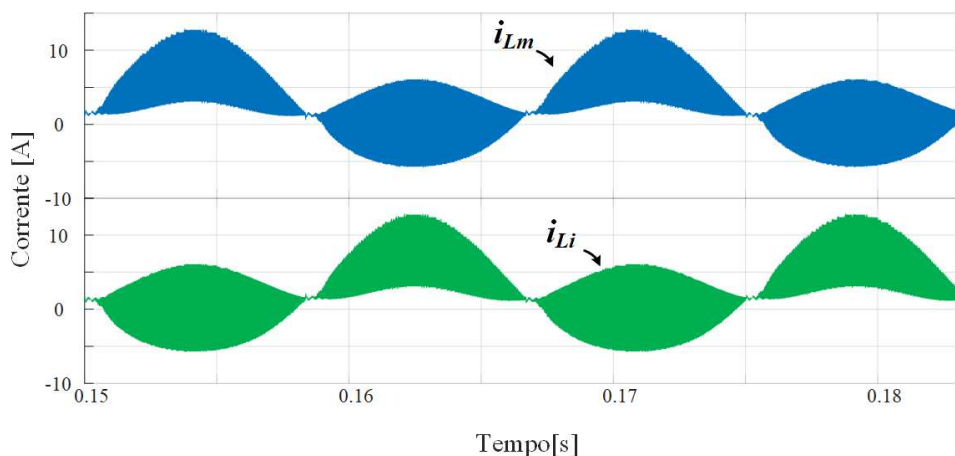
**Figura 119 – Tensão nos indutores  $L_m$  e  $L_i$  para o IHZC.**



Fonte: Autoria própria

Em contrapartida a corrente nos indutores de entrada apresentam menores valores eficazes e menores picos, pois é possível utilizar indutâncias maiores, garantindo que o IHZC ainda opere no MCD. Correntes eficazes menores podem significar menores perdas e operação em potências mais altas. A corrente nos indutores de entrada para o IHZC quando este opera com uma potência de 211,1 W é mostrada na Figura 120.

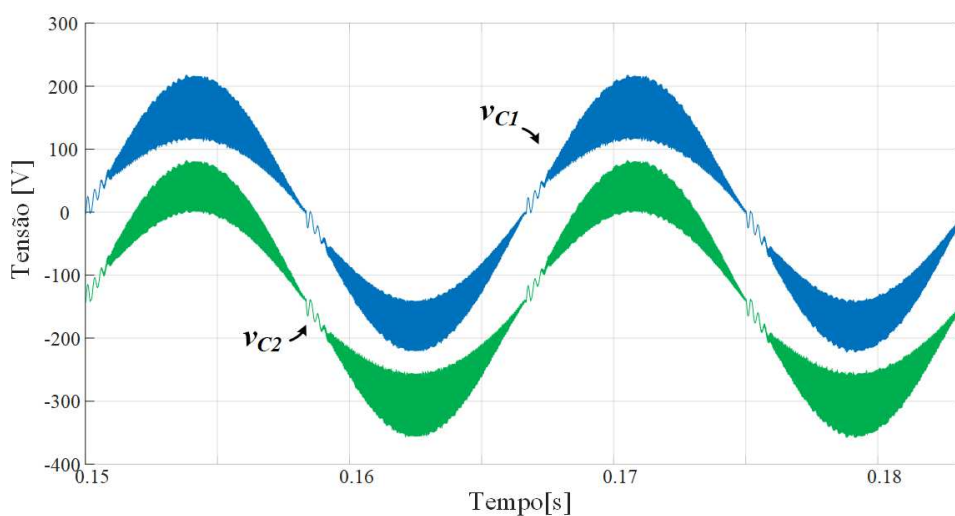
**Figura 120 – Corrente nos indutores  $L_m$  e  $L_i$  para o IHZC.**



Fonte: Autoria própria

Já as tensões nos capacitores de acoplamento apresentam comportamentos intermediários entre o I2ZM e o ICIM. O capacitor  $C_1$  apresenta o mesmo comportamento dos capacitores de acoplamento do I2ZM, apresentando como característica uma tensão de forma senoidal, acompanhando a saída, enquanto o capacitor  $C_2$  tem comportamento semelhante ao capacitor  $C_2$  do ICIM, apresentando uma envoltória senoidal com amplitude da rede, porém com deslocamento da origem, sendo idealmente o pico de tensão no capacitor de acoplamento  $C_2$  composto pelo pico da tensão de saída somado à tensão de entrada. A Figura 121 apresenta as tensões nos capacitores de acoplamento do IHZC.

**Figura 121 – Tensão nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  para o IHZC.**



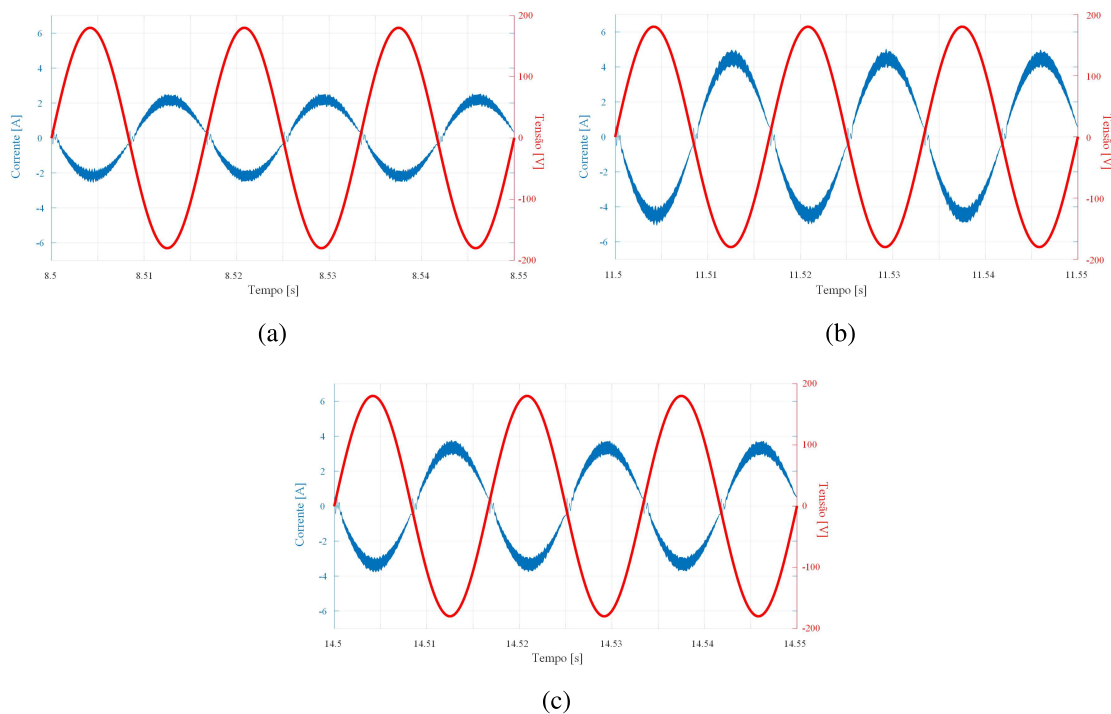
Fonte: Autoria própria

Para as três situações de irradiação empregadas na simulação é possível obter diferentes amplitudes para a corrente injetada na rede, figuras 122(a) - 122(c) e suas respectivas DHTs nas



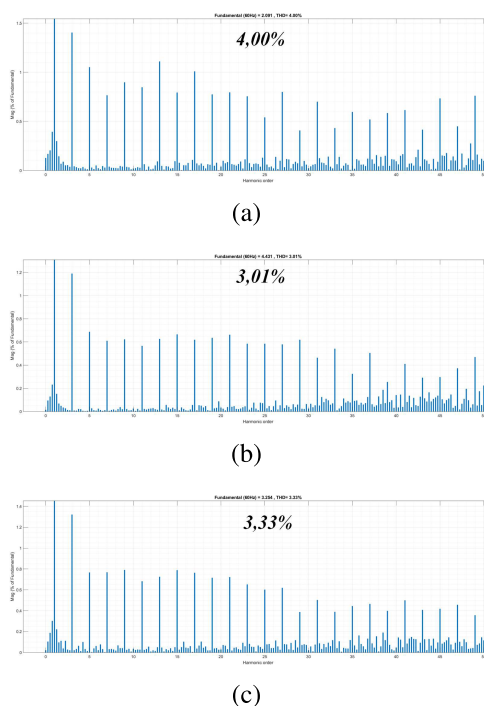
figuras 123(a) - 123(c).

**Figura 122 – Tensão e corrente na rede com diferentes níveis de irradiância, utilizando o IHZC: a) 500  $W/m^2$ ; b) 1000  $W/m^2$ ; c) 750  $W/m^2$ .**



Fonte: Autoria própria

**Figura 123 – DHT da corrente injetada na rede através do IHZC com diferentes níveis de irradiância: a) 500  $W/m^2$ ; b) 1000  $W/m^2$ ; c) 750  $W/m^2$ .**



Fonte: Autoria própria

### 5.2.4 Comparação dos resultados

Os principais resultados obtidos via simulação para as três topologias operando em um sistema conectado à rede, são organizados na Tabela 12, onde a maior DHT de corrente injetada na rede foi de 4,02%. De forma geral, a DHT apresentou níveis próximos, seguindo a tendência de apresentar menores taxas para correntes elevadas, sendo o melhor resultado, 2,36%, obtido para o I2ZM quando o arranjo estava em STC, fazendo que a corrente injetada na rede apresente um pico de 4,508 A. Já a DHT mais elevada, 4,02%, foi observada ao se utilizar o IHZC, quando o arranjo FV estava submetido à uma irradiância de  $500 \text{ W/m}^2$ , resultando em um pico de 2,091 A.

**Tabela 12 – Parâmetros utilizados no sistema autônomo**

Grandeza	I2ZM	ICIM	IHZC
Pico da corrente injetada na rede para $500 \text{ W/m}^2$	2,169 A	2,162 A	2,091 A
Pico da corrente injetada na rede para $1000 \text{ W/m}^2$	4,508 A	4,506 A	4,431 A
Pico da corrente injetada na rede para $750 \text{ W/m}^2$	3,34 A	3,33 A	3,254 A
DHT da corrente injetada na rede para $500 \text{ W/m}^2$	4,02 %	3,90 %	4,00 %
DHT da corrente injetada na rede para $1000 \text{ W/m}^2$	2,36 %	3,31 %	3,01 %
DHT da corrente injetada na rede para $750 \text{ W/m}^2$	2,87 %	3,46 %	3,33 %
Corrente eficaz no interruptor $S_1$ (STC)	8,031 A	8,016 A	4,838 A
Corrente eficaz no interruptor $S_2$ (STC)	5,12 A	5,112 A	4,415 A
Quantidade mínima de sensores de tensão	3	3	2
Quantidade mínima de sensores de corrente	2	2	2

**Fonte: Autoria própria**

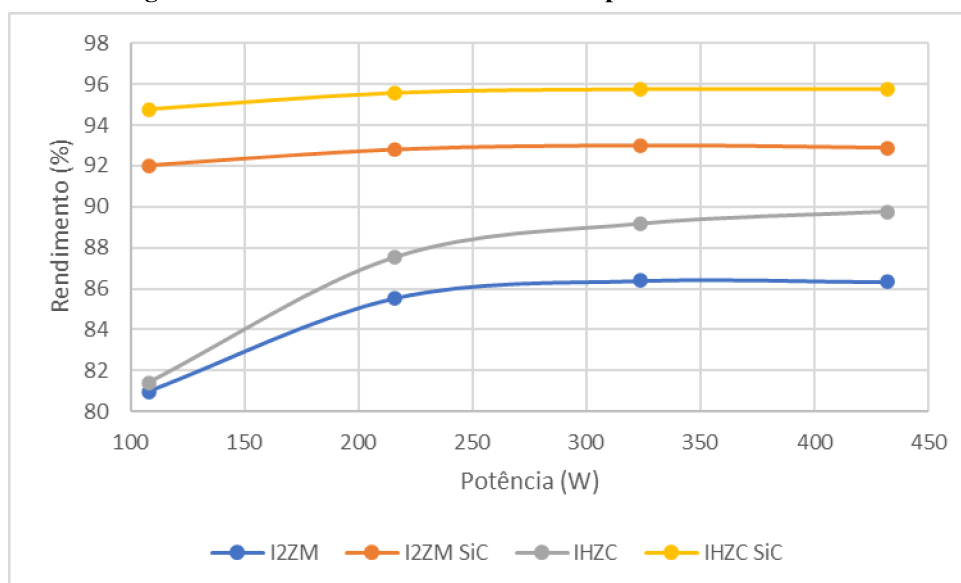
### 5.2.5 Comparação teórica do rendimento

Utilizando informações das simulações, bem como análises teóricas e informações disponibilizadas pelos fabricantes de semicondutores, são obtidas as perdas teóricas nos semicondutores e indutores para o I2ZM e IHZC.

Através das análises e simulações realizadas, nota-se que o ICIM apresenta o mesmo comportamento do I2ZM, apresentando os mesmos níveis de correntes e tensões nos semicondutores, assim como mesmo ganho estático e projeto de componentes, destarte considera-se que o ICIM apresenta as mesmas perdas teóricas que o I2ZM.

Somando as perdas detalhadas no Apêndice C, primeiramente utilizando IGBTs do modelo IRGP4650D e diodos de potência do modelo 30ETH06 e posteriormente utilizando semicondutores de SiC *Silicon Carbide*, como o MOSFET IMW65R030M1H em conjunto com o diodo FFSP2065A são obtidas duas curvas de rendimento para cada topologia, tais curvas são apresentadas na Figura 124.

**Figura 124 – Curva de rendimento teórico para o I2ZM e o IHZC**



Fonte: Autoria própria

O uso de semicondutores de SiC apresentou um aumento de rendimento por volta de 6% para as topologias I2ZM e IHZC, levando o rendimento do I2ZM de 86% na potência nominal para 93%, enquanto o rendimento do IHZC inicialmente apresenta o valor de 90% na potência nominal e atinge 96% com o uso de semicondutores de SiC.

### 5.3 CONSIDERAÇÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram apresentados resultados de simulação para as três topologias estudadas, I2ZM, ICIM e IHZC. Foram analisadas as repostas para o funcionamento em sistemas autônomos, alimentando diferentes tipos de cargas, também foram apresentados resultados de simulação para a operação das topologias como conversores de interface entre um sistema FV e a rede elétrica. O sistema fotovoltaico foi sujeito à três diferentes condições de irradiância ao longo do tempo, gerando três níveis de máxima potência, o qual foi obtido com o uso de um algoritmo de MPPT do tipo P&O.

Operando como sistema autônomo as topologias foram capazes de fornecer à cargas distintas uma tensão regulada e controlada, como reduzida DHT de tensão. Também foram avaliadas as repostas dinâmicas das estruturas, realizando degrau de carga e conseqüentemente alteração na corrente drenada pela carga, utilizando controladores do tipo PI, os quais apresentam rápidas repostas não sendo observadas grandes variações na tensão de saída.

Quando são avaliados os funcionamentos das topologias apresentadas operando como

interface entre um arranjo FV e a rede são obtidos resultados próximos para a extração da máxima potência, como não foi considerado sombreamento parcial, o algoritmo P&O foi suficiente para encontrar a máxima potência para as três condições de irradiação e no uso das três topologias.

O controle de tensão dos capacitores do barramento CC para o I2ZM e ICIM se demonstra capaz de equalizar os níveis de tensão, garantindo o correto funcionamento das estruturas, por outro lado o IHZC não depende deste controle. Em contrapartida as tensões nos semicondutores do IHZC tendem a ser mais elevadas que as respectivas tensões para os inversores I2ZM e ICIM. A corrente nos indutores de entrada do IHZC apresentaram um pico menor e conseqüentemente menores valores eficazes, estes valores são utilizados nos semicondutores, destarte valores elevados podem representar aumento nas perdas.

A análise teórica das perdas indica um maior rendimento para o IHZC, mesmo apresentando tensões superiores nos semicondutores em relação as outras topologias em estudo. O maior rendimento se deve ao fato da menor circulação de corrente nos componentes .

## 6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

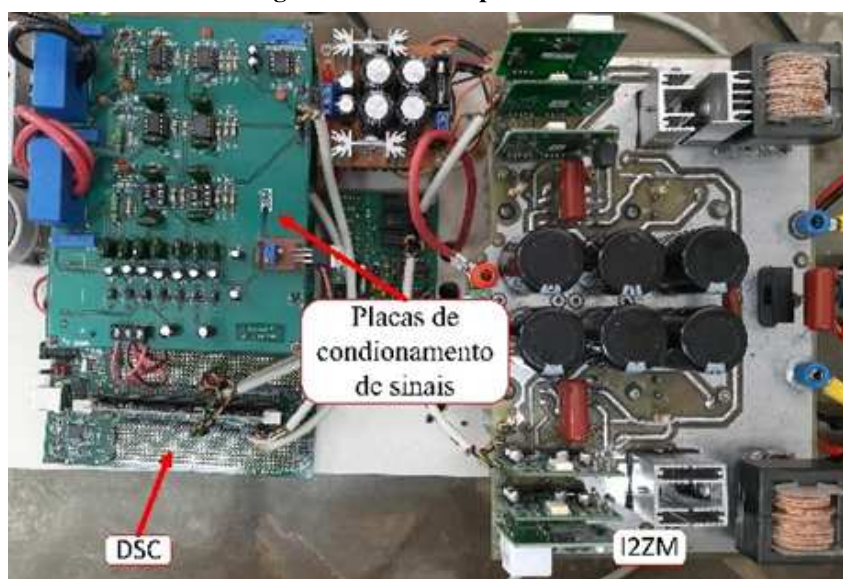
### 6.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O I2ZM

Como a partir das análises teóricas e resultados de simulação o ICIM apresenta praticamente os mesmos resultados que o I2ZM, apresentando o mesmo ganho e respostas dinâmicas, optou-se por se desenvolver apenas o protótipo do I2ZM, sendo este comparado com a topologia do IHZC, também montada em protótipo.

Para avaliar experimentalmente o I2ZM proposto, foi desenvolvido o protótipo apresentado nas Figuras 125 e 126, cujo circuito de potência é mostrado na Figura 2. Os interruptores de potência são os IGBTs IRGP4650D (*Infineon*) e os diodos 30ETH06 (*International Rectifier*). Já os acionamentos dos IGBTs foram realizados por meio dos *drivers* DRO100S25A (*Supplier*). As características do arranjo FV, (quando necessárias) são adquiridas por meio do uso de um emulador FV bidirecional IT6012C-800-50 (*Itech*), em conjunto com o *software* SAS100L (*Itech*).

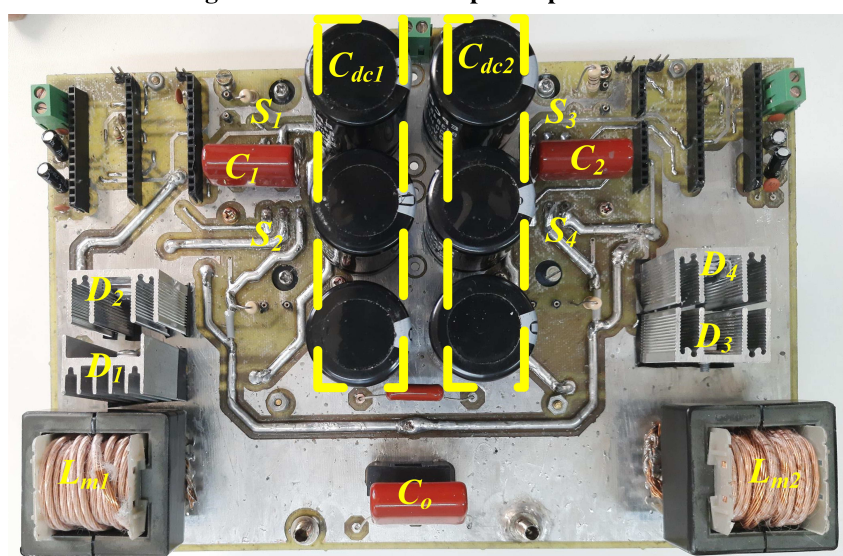
As grandezas de tensão e corrente foram medidas por meio de placas de condicionamento de sinais empregando transdutores de efeito Hall (*LEM*). Os algoritmos e controladores foram embarcados no controlador digital de sinais (DSC) TMS320F28335 (*Texas Instruments*). A aquisição de resultados foi realizada por meio de um osciloscópio digital de quatro canais isolados modelo TPS2024 (*Tektronix*), enquanto as distorções harmônicas de tensão e corrente foram medidas pelo analisador de qualidade de energia 43B (*Fluke*). O cálculo do rendimento da estrutura foi realizado por um analisador de potência de precisão de quatro canais WT3000 (*Yokogawa*).

Figura 125 – Protótipo do I2ZM.



Fonte: Autoria própria

Figura 126 – Detalhes do protótipo do I2ZM.



Fonte: Autoria própria

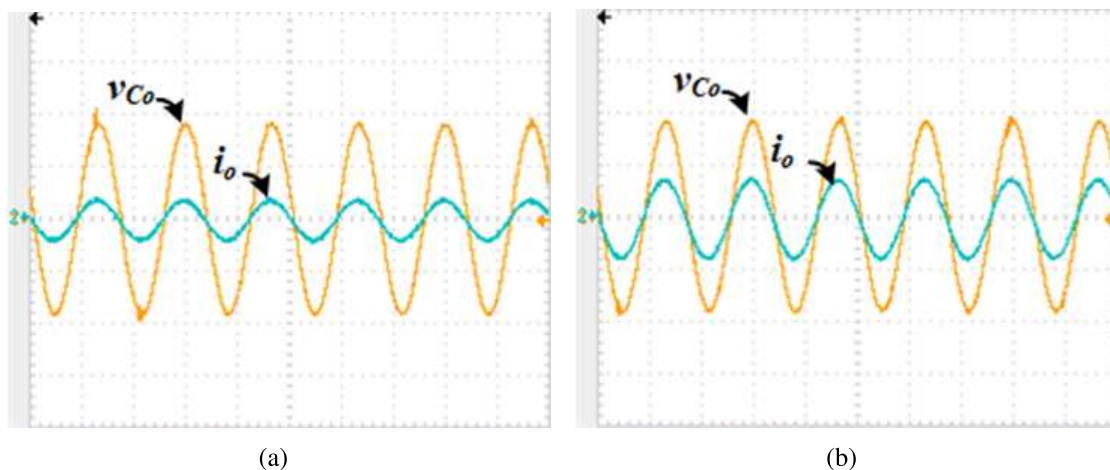
### 6.1.1 Montagem prática I2ZM no modo autônomo

Para os testes experimentais em bancadas foram utilizadas três cargas distintas, sendo as duas primeiras resistivas, enquanto a última é composta pela associação de uma carga linear com uma carga não-linear, as cargas utilizadas são definidas como segue: i) carga  $C_1$ , formada por uma carga resistiva de  $100 \Omega$ ; ii) carga  $C_2$ , carga resistiva de  $66,67 \Omega$ ; iii) carga com características não lineares, composta pela associação em paralelo da carga  $C_1$  em paralelo com

um retificador alimentando uma carga  $RC$ , composta por  $C_{C3} = 100 \mu F$  e  $R_{C3} = 300 \Omega$ .

Os resultados estáticos para as cargas  $C1$  e  $C2$  são apresentados nas Figuras 127(a) e 127(b). Percebe-se que a tensão na saída apresenta comportamento próximo ao senoidal, com valor eficaz próximo a  $127 V$  e frequência de  $60 Hz$ .

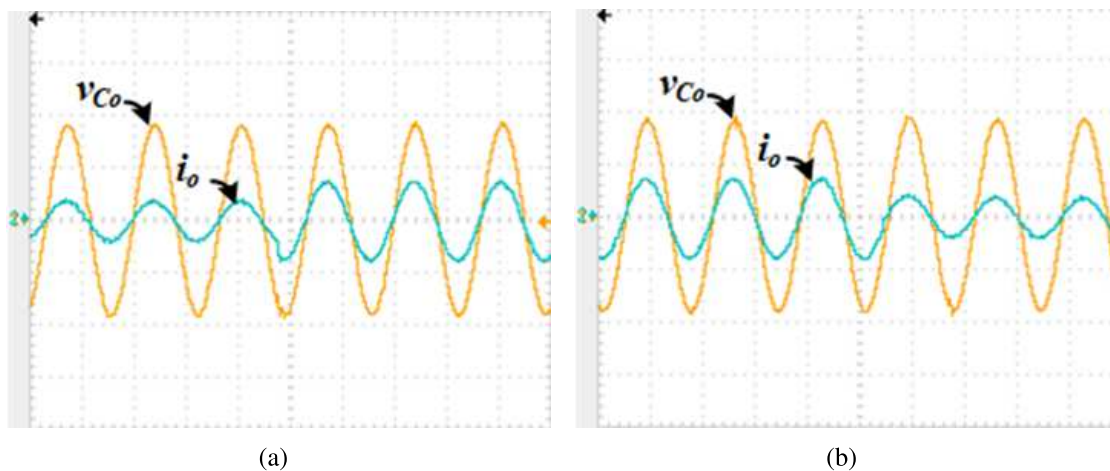
**Figura 127 – Respostas experimentais estáticas do I2ZM para as cargas (100 V/div, 5 A/div, 10 ms/div): a)  $C1$ ; b)  $C2$ .**



Fonte: Autoria própria

Realizando a transição da carga  $C1$  para  $C2$  e de  $C2$  para  $C1$  é possível obter resultados dinâmicos para o I2ZM, em um sistema autônomo. Mesmo com a transição da corrente drenada pela carga de forma abrupta, não há grandes perturbações na tensão gerada na saída do I2ZM. O controlador empregado consegue rapidamente ajustar os níveis de tensão. As figuras 128(a) e 128(b) apresentam as respostas dinâmicas para a I2ZM.

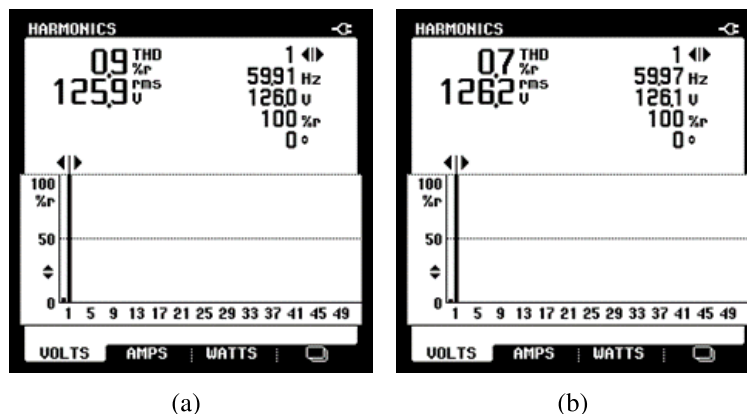
**Figura 128 – Respostas experimentais dinâmicas do I2ZM (100 V/div, 5 A/div, 10 ms/div : a) Transição de  $C1$  para  $C2$ ; b) Transição de  $C2$  para  $C1$ .**



Fonte: Autoria própria

As DHTs para as cargas  $C1$  e  $C2$  apresentam valores inferiores a 1% e são apresentados nas figuras 129(a) e 129(b).

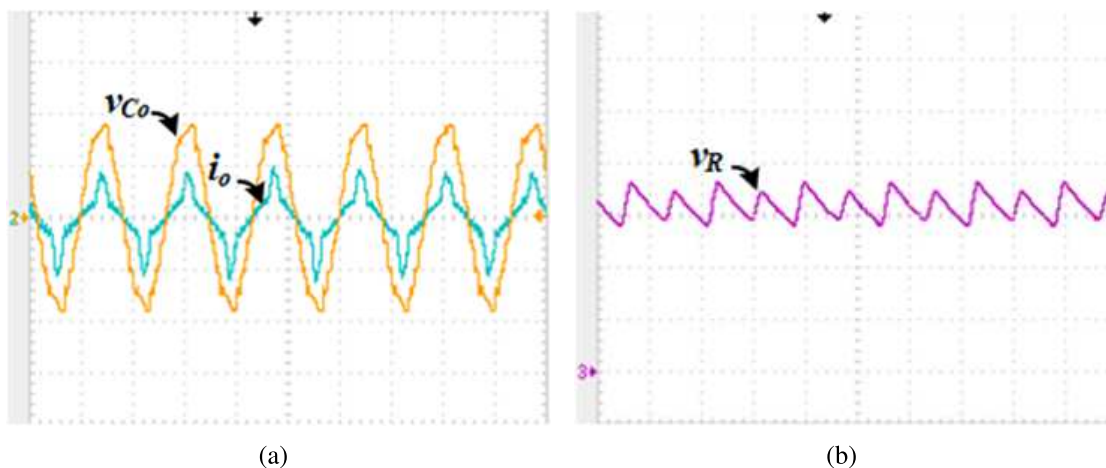
Figura 129 – DHT de tensão na carga: a)  $C1$ ; b)  $C2$ .



Fonte: Autoria própria

A Figura 130(a) mostra que utilizando uma carga com características não lineares,  $C4$ , houve aumento na distorção da corrente drenada pela carga e conseqüentemente provocou o aumento de distorção na tensão de carga. Já a Figura 130(b) apresenta a tensão na saída do retificador utilizado na carga  $C3$ , o qual apresenta valor médio em torno de 160 V e oscilação de tensão próximo a 40 V.

Figura 130 – Respostas experimentais estáticas do I2ZM para a carga  $C3$ :(100 V/div, 5 A/div, 10 ms/div): a) Tensão e corrente da rede; b) Tensão no retificador.



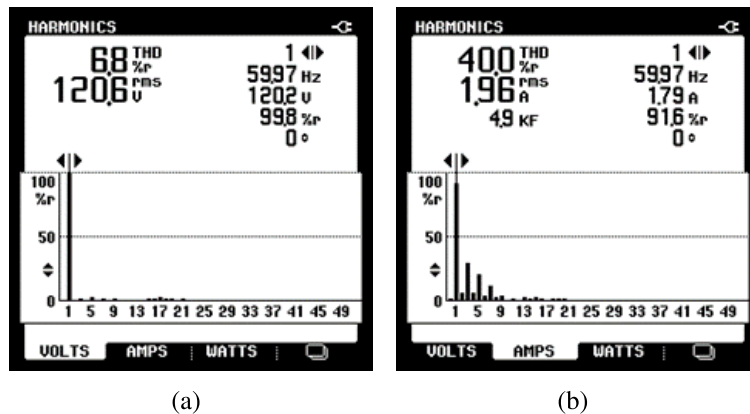
Fonte: Autoria própria

As figuras 131(a) e 131(b) apresentam respectivamente a DHT de tensão na carga e a DHT de corrente drenada pela carga  $C$ . Percebe-se que mesmo a corrente da carga apresentando DHT de corrente igual a 40% o conversor foi capaz de fornecer uma tensão aproximadamente



senoidal com DHT de 6,8%, porém ainda dentro dos limites estabelecidos pela principais normas reguladoras (IEC 61727, 2004) e (IEEE, 2018).

Figura 131 – DHT para o I2ZM alimentando a carga C3: a) DHT de tensão; b) DHT de corrente.

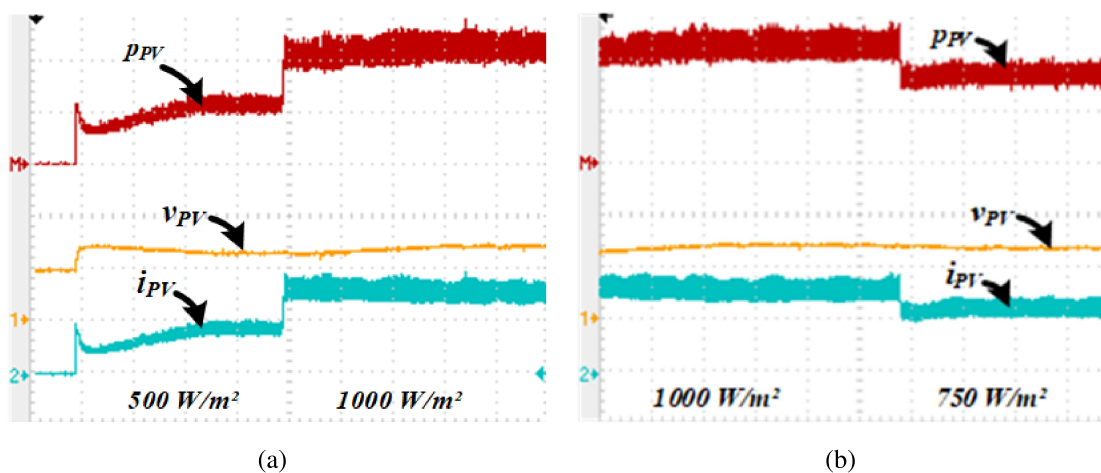


Fonte: Autoria própria

### 6.1.2 Montagem prática do I2ZM conectado à rede

Para os resultados experimentais do I2ZM conectado à rede elétrica, foram avaliados três níveis de irradiância empregados no arranjo FV, sendo estes: i)  $500 \text{ W/m}^2$ ; ii)  $1000 \text{ W/m}^2$ ; iii)  $750 \text{ W/m}^2$ . Através desses níveis de irradiância o algoritmo P&O é capaz de extrair a máxima potência do arranjo FV, como pode ser observado nas figuras 132(a) e 132(b).

Figura 132 – Respostas experimentais da performance do algoritmo de MPPT considerando a transição entre diferentes níveis de irradiância ( $200 \text{ W/div}$ ,  $100 \text{ V/div}$ ,  $2 \text{ A/div}$ ,  $5 \text{ s/div}$  : a) de  $500 \text{ W/m}^2$  para  $1000 \text{ W/m}^2$ ; b) de  $1000 \text{ W/m}^2$  para  $750 \text{ W/m}^2$ .

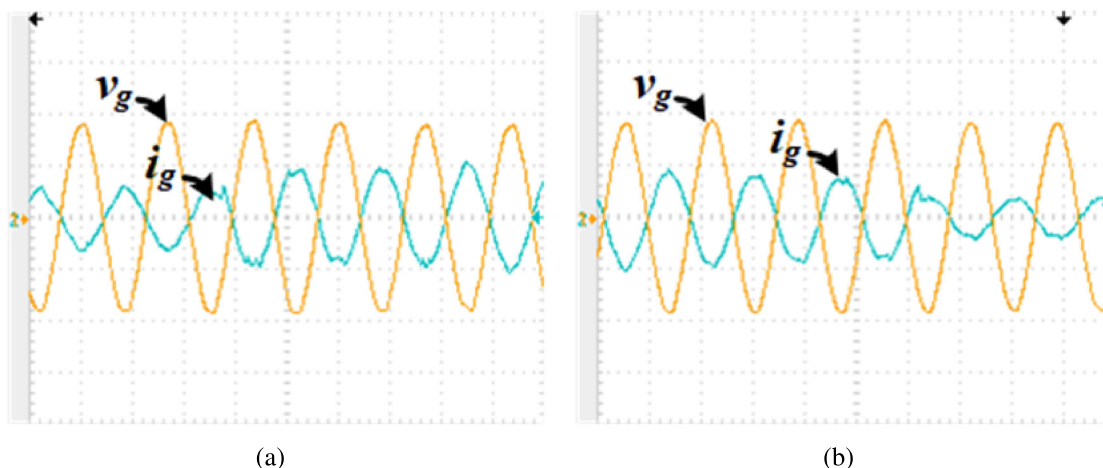


Fonte: Autoria própria

Considerando transições de  $500 \text{ W/m}^2$  para  $1000 \text{ W/m}^2$  e de  $1000 \text{ W/m}^2$  para  $500 \text{ W/m}^2$ , observados nas Figuras 133(a) e 133(b) é possível observar a variação da cor-

rente injetada na rede e que o controlador empregado é capaz de adequar rapidamente os níveis de corrente.

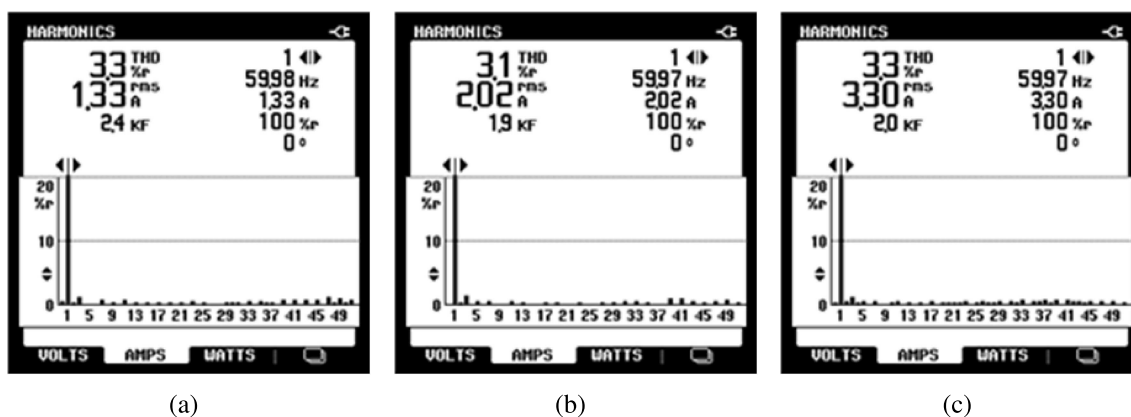
**Figura 133 – Respostas experimentais dinâmicas do I2ZM para variações na irradiância (100 V/div, 5 A/div, 10 ms/div : a) Transição de 500 W/m<sup>2</sup> para 1000 W/m<sup>2</sup>; b) Transição de 1000 W/m<sup>2</sup> para 500 W/m<sup>2</sup>.**



Fonte: Autoria própria

A corrente injetada na rede apresenta baixa DHT para os três níveis de irradiância, assumindo valores próximos a 3,3%, os quais são verificados nas figuras 134(a) - 134(c).

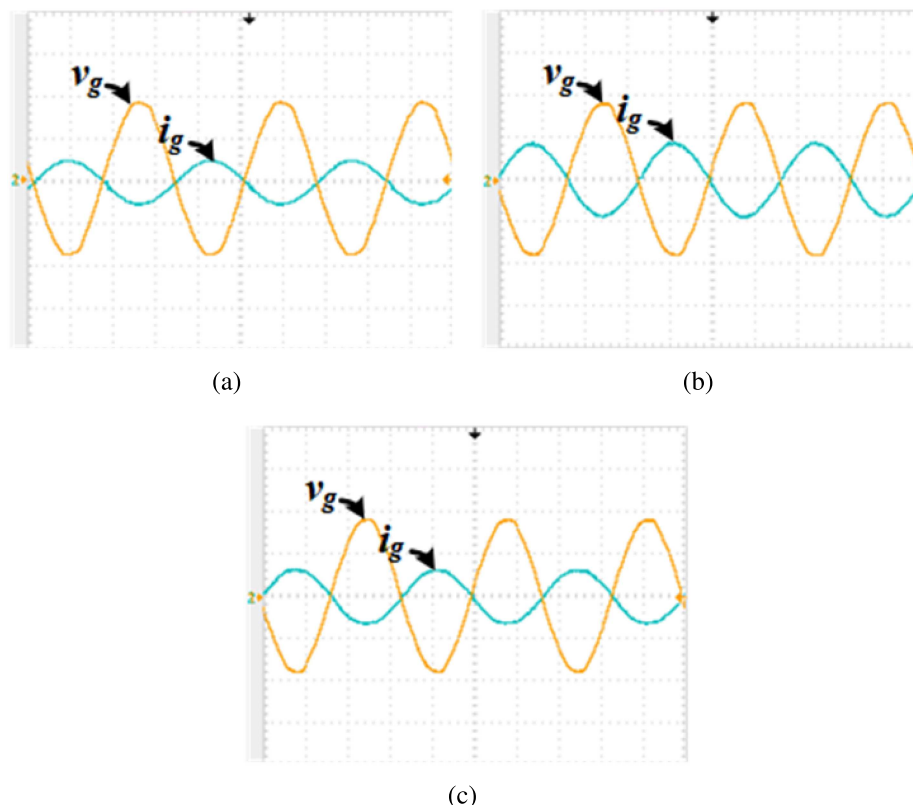
**Figura 134 – Respostas experimentais estáticas do I2ZM para diferentes irradiâncias (100 V/div, 5 A/div, 10 ms/div): a) 500 W/m<sup>2</sup>; b) 750 W/m<sup>2</sup>; c) 1000 W/m<sup>2</sup>.**



Fonte: Autoria própria

Para os três níveis de irradiância é injetada na rede corrente elétrica em contra-fase com a tensão com diferentes níveis de amplitude, os quais podem ser visualizados nas Figuras 135(a) - 135(c).

**Figura 135 – Tensão e corrente na rede para diferentes níveis de irradiação (100 V/div, 5 A/div, 5 ms/div): a) 500 W/m<sup>2</sup>; b) 1000 W/m<sup>2</sup>; 750 W/m<sup>2</sup>.**

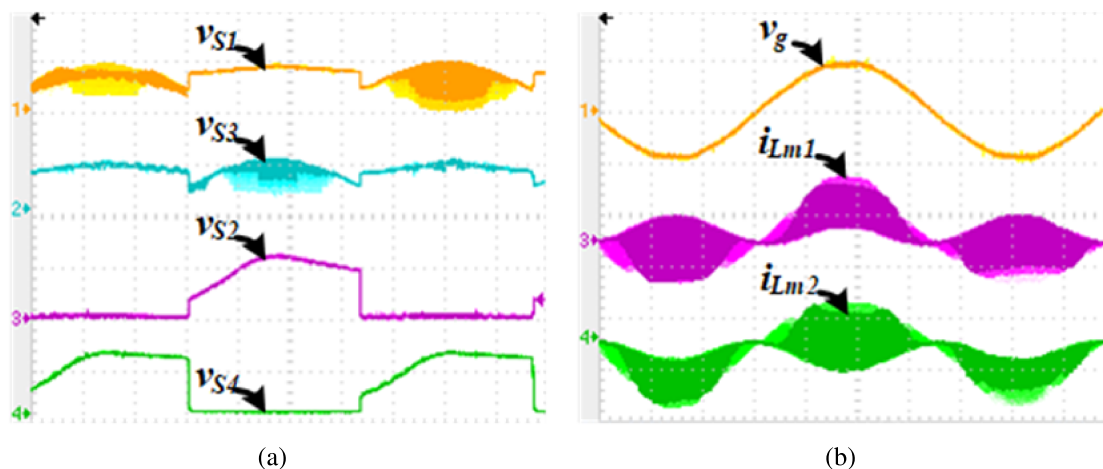


**Fonte: Autoria própria**

Utilizando a irradiância de 500 W/m<sup>2</sup>, é possível analisar as formas de onda de tensões nos quatro interruptores de potência, conforme observado na Figura 136, a qual apresenta curvas parecidas com as apresentadas na Figura 99, vale destacar que o osciloscópio utilizado não apresenta uma grande resolução na exibição de muitos períodos de alta frequência, sendo necessária a utilização de recursos como a persistência, na montagem prática experimental também são utilizados circuitos *snubber* do tipo *RC* (ROHM SEMICONDUCTOR, 2016) em paralelo com os quatro interruptores IGBTs, sendo o circuito *RC* formado por  $R=100\ \Omega$  e  $C = 1,5nF$ .

Também são analisadas as correntes nos indutores  $L_{m_1}$  e  $L_{m_2}$ , quando é empregada no arranjo FV uma irradiância de 500 W/m<sup>2</sup>, percebe-se que durante o semiciclo negativo da rede, o indutor  $L_{m_1}$  apresenta valor médio nulo, de forma similar ocorre com o indutor  $L_{m_2}$  durante o semiciclo positivo da rede, como era esperado pela análise teórica e pela Figura 101.

**Figura 136 – Respostas experimentais para o I2ZM: a) Tensões nos semicondutores (200 V/div, 2,5 ms/div); b) Tensão da rede e correntes nos indutores  $L_{m1}$  e  $L_{m2}$  (100 V/div, 10 A/div, 2,5 ms/div).**

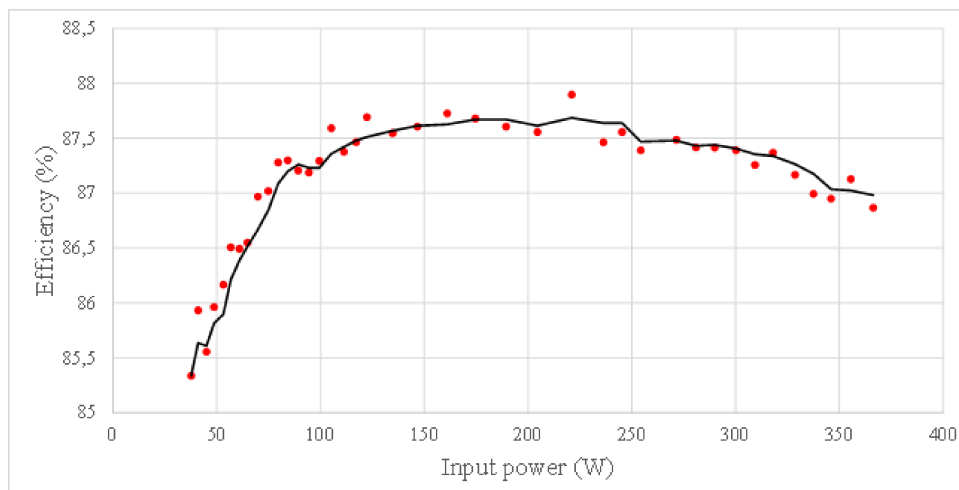


Fonte: Autoria própria

Por fim é analisada o rendimento do I2ZM para diferentes valores de potência, sendo possível observar que os maiores valores ocorrem entre o intervalo de 100 a 250 W e de forma geral o rendimento da estrutura é de aproximadamente 87%. Em um sistema de duplo estágio de conversão de energia, as perdas das duas estruturas são associadas, de forma que para que um sistema de duplo estágio apresente 87% de rendimento equivale a utilizar duas topologias em cascata com aproximadamente 93% de eficiência cada.

Embora o rendimento de 87% não seja elevado, as pesquisas por estruturas de único estágio de conversão de energia permanecem relevantes, pois há possibilidade futura de melhoria na eficiência devido à pesquisa de novos semicondutores, bem como na possibilidade de modificação das estruturas, reduzindo componentes ou alterando seu funcionamento.

**Figura 137 – Curva de rendimento do I2ZM.**

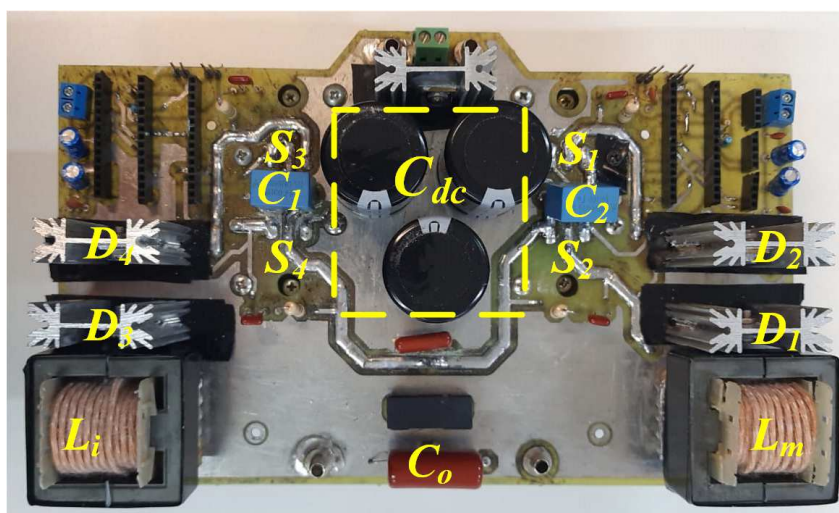


Fonte: Autoria própria

## 6.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO IHZC

Para a avaliação experimental do IHZC foram utilizados os mesmos equipamentos e semicondutores descritos para o I2ZM, com exceção do osciloscópio, enquanto os resultados do I2ZM foram adquiridos por meio do osciloscópio de quatro canais isolados TPS2024 (*Tektronix*), para a aquisição dos resultados do IHZC foi utilizado o osciloscópio RTH1004 (*Rohde&Schwarz*). A Figura 138 apresenta a montagem do protótipo para o IHZC.

**Figura 138 – Protótipo do IHZC.**



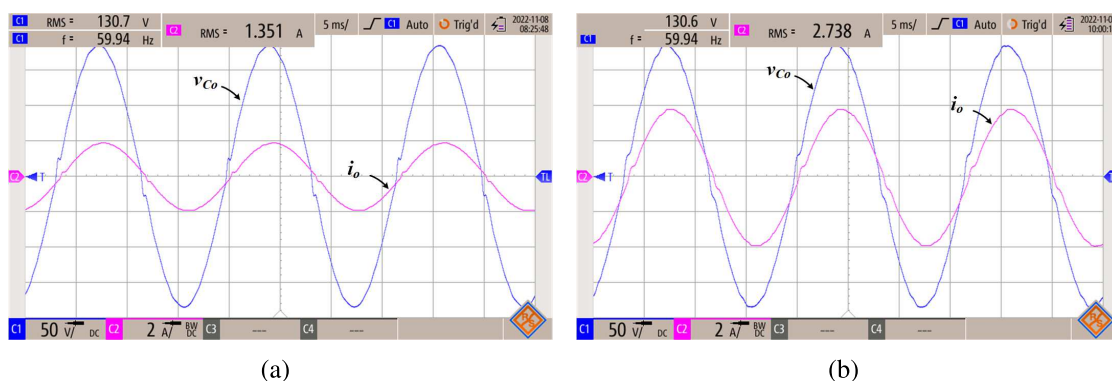
**Fonte: Autoria própria**

### 6.2.1 Resultados do IHZC no modo autônomo

Para a operação do IHZC em um sistema autônomo foram utilizadas três cargas, sendo caracterizadas por: i) carga resistiva de  $100\ \Omega$  ( $C1$ ); ii) carga resistiva de  $50\ \Omega$  ( $C2$ ); iii) carga com características não lineares, composta pela associação em paralelo de  $C1$  com um retificador em pote completa alimentado uma carga  $RC$ , composta por  $C_{C3} = 100\ \mu F$  e  $R_{C3} = 300\ \Omega$ .

Os resultados estáticos para as cargas  $C1$  e  $C2$  são apresentados nas figuras 141(a) e 141(b), sendo possível observar que o IHZC foi capaz de garantir uma saída senoidal com baixa DHT e pico de aproximadamente  $180\ V$ , com frequência de praticamente  $60\ Hz$ . Também é observado que o IHZC apresenta certa distorção na passagem por zero. O osciloscópio utilizado foi o modelo RTH1004 (*Rohde&Schwarz*).

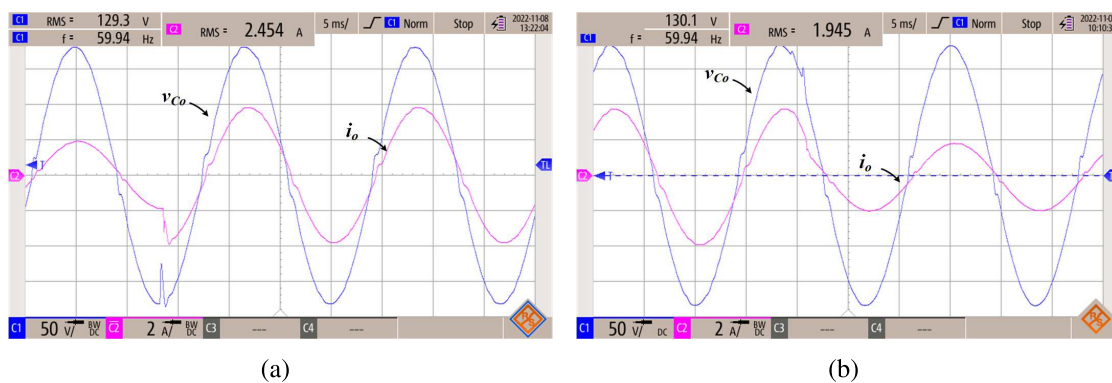
**Figura 139 – Respostas experimentais estáticas para o IHZC para as cargas: a)  $C1$ ; b)  $C2$ .**



Fonte: Autoria própria

O resultado dinâmico para alteração de carga de  $C1$  para  $C2$  é apresentado na Figura 140(a), enquanto o degrau de carga de  $C2$  para  $C1$  é apresentado na Figura 140(b). Assim como na Figura 92(a) é observada uma pequena perturbação quando ocorre o degrau de  $C1$  para  $C2$  próximo ao pico da tensão. Enquanto a transição de  $C2$  para  $C1$  apresenta pouca distorção para a tensão de saída, conforme os resultados de simulação apresentados na Figura 92(b).

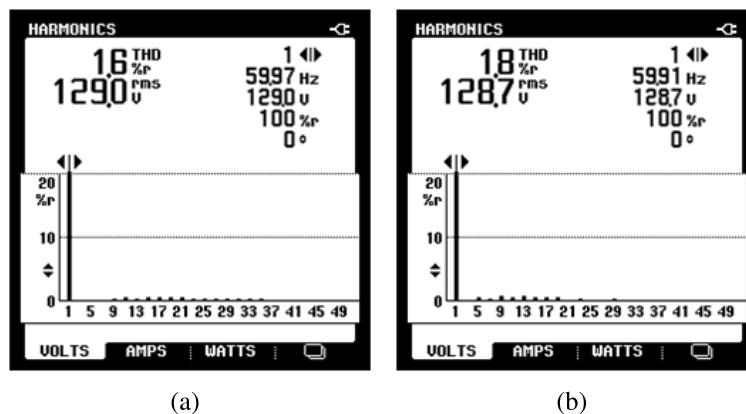
**Figura 140 – Respostas experimentais dinâmicas para o IHZC para as cargas: a) Transição de  $C1$  para  $C2$ ; b) Transição de  $C2$  para  $C1$ .**



Fonte: Autoria própria

Para as duas primeiras cargas são observadas DHTs inferiores a 1,8%. Os valores são ligeiramente superiores aos obtidos via simulação, onde foram obtidas DHTs de tensão de 1,49% e 1,54%, para  $C1$  e  $C2$ , respectivamente, estes resultados são apresentados nas figuras 94(a) e 94(b). A DHT de tensão na carga  $C1$  é apresentada na Figura 141(a), já a DHT de tensão para a carga  $C2$  é apresentada na Figura 141(b).

Figura 141 – DHT de tensão na carga: a)  $C1$ ; b)  $C2$



Fonte: Autoria própria

Quando o IHZC alimenta uma carga com características não-lineares há um aumento considerável na distorção da tensão de saída, principalmente durante a passagem por zero e durante o pico da tensão. A resposta experimental é apresentada na Figura 142(a), sendo possível observar semelhanças com a forma de onda obtida via simulação e apresentada na Figura 93. Adicionalmente a Figura 142(b) apresenta a tensão na saída do retificador ligado ao IHZC.

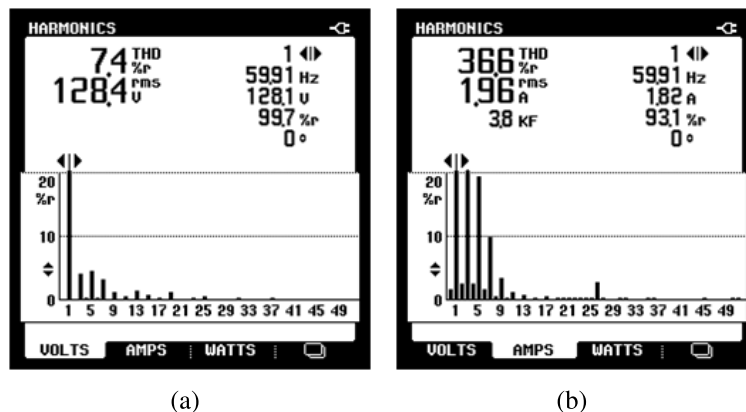
Figura 142 – Respostas experimentais estáticas para o IHZC para a carga  $C3$ : a) Tensão e corrente na carga; b) Tensão no retificador.



Fonte: Autoria própria

Em simulação a DHT de tensão para o IHZC alimentando a carga  $C3$  foi de 7%, os resultados experimentais mostram uma DHT com valor um pouco superior, no valor de 7,4%, conforme a Figura 143(a), também foi analisada a DHT da corrente drenada pela carga, a qual apresenta uma DHT de 36,6%, o que pode ser observado na Figura 143(b).

Figura 143 – DHT para o IHZC alimentando a carga  $C3$ : a) DHT de tensão; b) DHT de corrente para a carga  $C3$ .

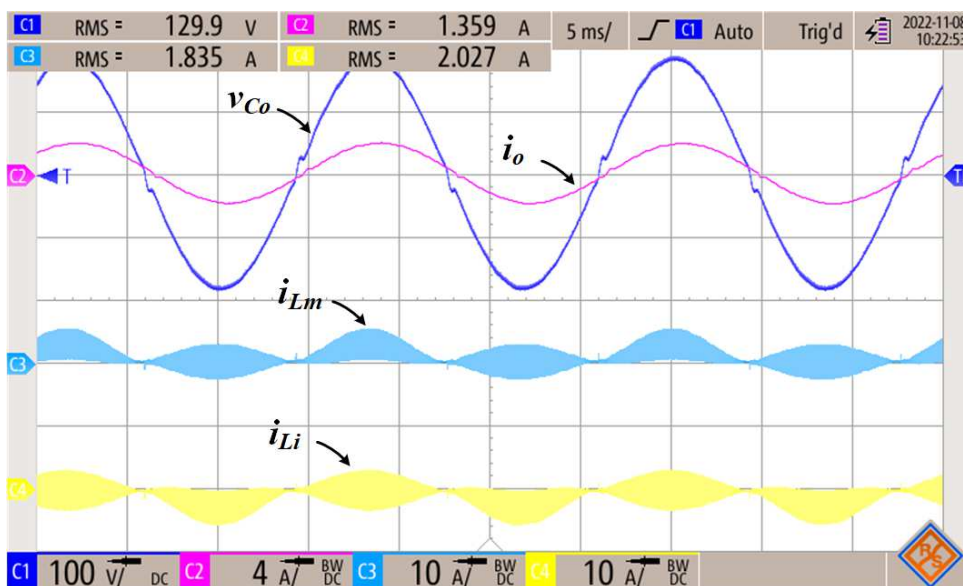


Fonte: Autoria própria

Analisando a operação do IHZC alimentando a carga  $C1$  é possível analisar as correntes nos indutores  $L_m$  e  $L_i$ , em conformidade com as análises apresentadas e resultados de simulação verifica-se que a corrente no indutor  $L_m$  apresenta valor médio nulo para o semiciclo negativo da tensão CA de saída, enquanto a corrente do indutor  $L_i$  apresenta valor médio para o semiciclo positivo.

Ademais observa-se que as oscilações de corrente para os indutores  $L_m$  e  $L_i$  apresentam valores próximos, apresentando valor eficaz de aproximadamente 1,9 A e pico inferior a 10 A. A Figura 144 apresenta as correntes nos indutores  $L_m$  e  $L_i$ , além da tensão e corrente de saída.

Figura 144 – Resultado experimental para o IHZC, tensão de saída corrente de saída, corrente no indutor  $L_m$  e corrente no indutor  $L_i$ .

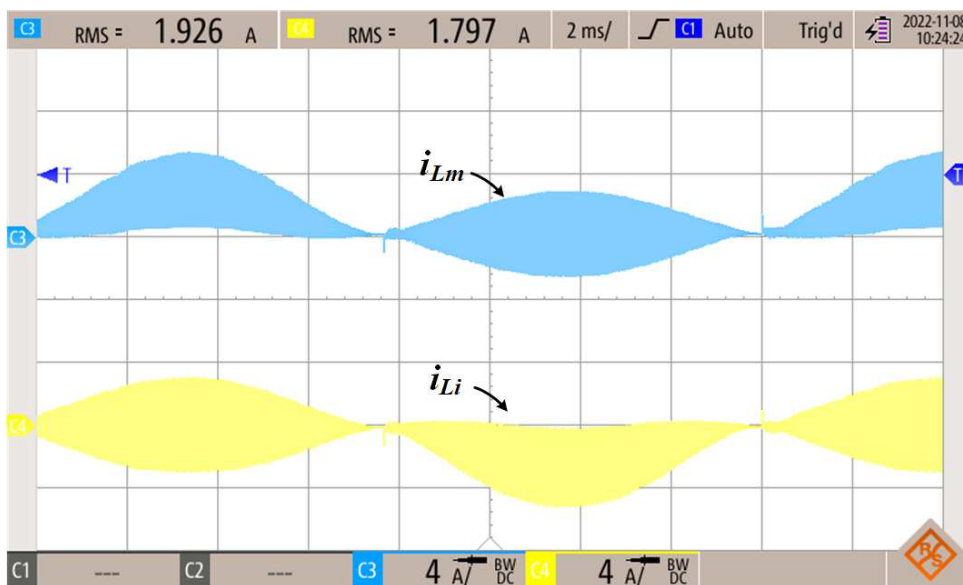


Fonte: Autoria própria



Observando em detalhes as correntes nos indutores  $L_m$  e  $L_i$ , ver Figura 145, verifica-se que o pico de corrente é pouco superior a  $4\text{ A}$  para garantir na saída do conversor uma tensão e de  $180\text{ V}$  e energia suficiente para a utilização da carga  $C_1$ , além disso a envoltória da corrente se assemelha ao esperado por análise e resultados de simulação, por exemplo, o apresentado na Figura 120.

**Figura 145 – Resultados experimentais para o IHZC, detalhes nas correntes através do indutor  $L_m$  e através do indutor  $L_i$ .**



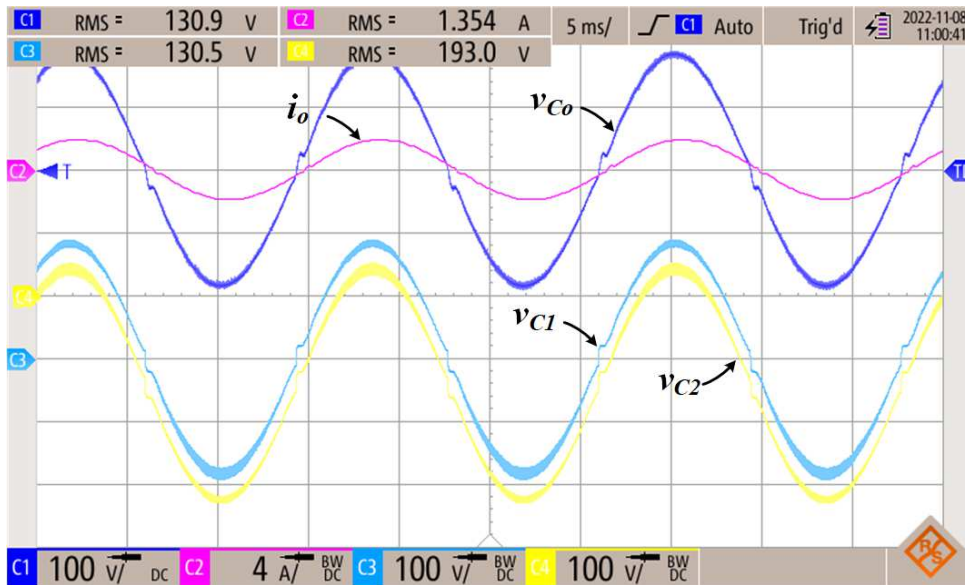
Fonte: Autoria própria

As tensões nos capacitores de acoplamento do IHZC assumem curvas distintas, enquanto  $C_1$  assume comportamento similar à tensão de saída, comportamento para o conversor Zeta, e assim o mesmo valor eficaz, já a tensão no capacitor  $C_2$  assume comportamento idêntico ao conversor Ćuk, sendo caracterizado pela soma das tensões de entrada e saída. Destarte assumindo a tensão de saída de forma senoidal, o valor eficaz para um período CA da saída pode ser calculado como:

$$v_{C_{2rms}} = \sqrt{V_{in}^2 + \frac{V_p^2}{2}} \quad (168)$$

Considerando a tensão de entrada como  $140\text{ V}$  e o pico da tensão de saída como  $180\text{ V}$  é obtida uma tensão eficaz de  $189,2\text{ V}$ , comparando com o resultado experimental há um erro de  $2\%$ . Já as tensões eficazes para a saída e capacitor  $C_1$  apresentam em torno de  $2,8\%$  de erro quando comparado ao valor teórico. A Figura 146 apresenta as formas de onda para os capacitores de acoplamento do IHZC, além da tensão e corrente de saída.

Figura 146 – Resultados experimentais para o IHZC, tensão e corrente de saída, tensões nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ .



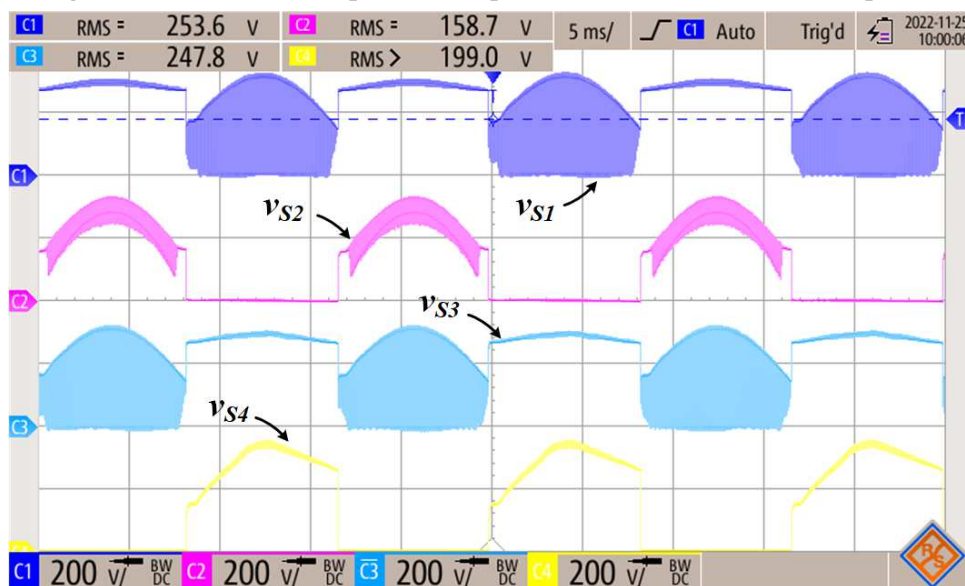
Fonte: Autoria própria

Também é possível perceber que o capacitor  $C_1$  apresenta valores de pico aproximadamente entre  $-180\text{ V}$  e  $180\text{ V}$ , semelhante a tensão de saída, enquanto o capacitor  $C_2$  apresenta valores de pico aproximadamente entre  $-320\text{ V}$  e  $40\text{ V}$ , corroborando a teoria e simulação apresentadas.

As tensões nos interruptores do IHZC são relativamente baixas, quando comparadas com o I2ZM apresentam maiores níveis, pois em cada semiciclo da saída é utilizada toda a tensão de entrada, enquanto no I2ZM é utilizada metade. Ainda assim a máxima tensão para cada interruptor é abaixo de  $400\text{ V}$ . A Figura 147 apresenta a tensão para os quatro interruptores da topologia. Vale destacar que foi utilizado um circuito *snubber* do tipo *RC*.

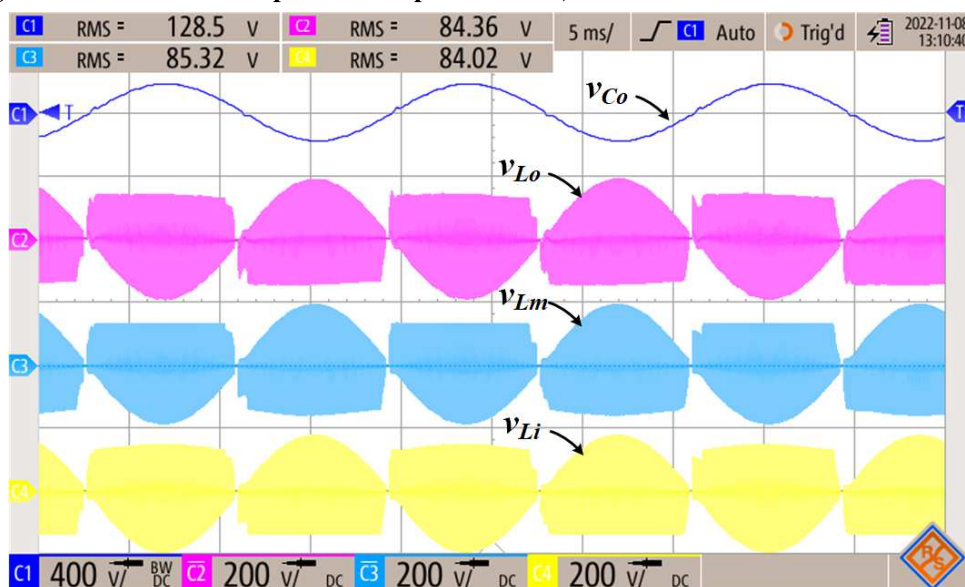
Já os indutores apresentam tensões entre  $V_{in}$  e  $-V_{Co}$  durante o semiciclo positivo da saída e entre  $-V_{in}$  e  $-V_{Co}$  durante o semiciclo negativo. Na Figura 148 é observado igualdade entre a envoltória de tensão para os três indutores e como essas envoltórias estão relacionadas com o semiciclo positivo e negativo da saída.

Figura 147 – Resultados experimentais para o IHZC, tensões nos interruptores.



Fonte: Autoria própria

Figura 148 – Resultados experimentais para o IHZC, tensão de saída e tensões nos indutores.

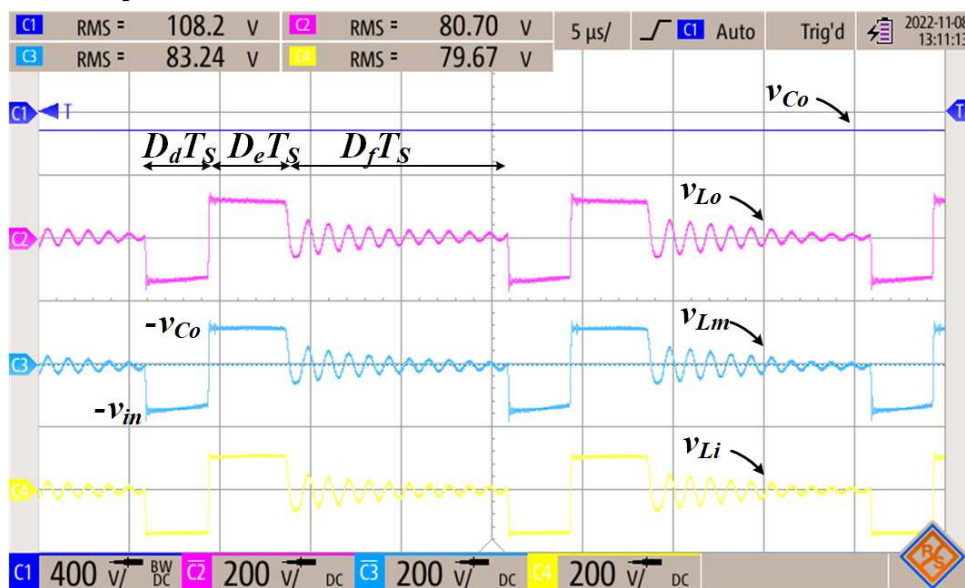


Fonte: Autoria própria

Já na Figura 149 é possível observar o comportamento da tensão nos três indutores durante um período de chaveamento durante o semiciclo negativo.

A frequência da saída CA é de 60 Hz, já a frequência de chaveamento utilizada é de 50 kHz, ou seja, aproximadamente 833 vezes superior a frequência da saída, isso faz com que analisando um período de chaveamento a tensão de saída seja praticamente constante, permitindo e corroborando as análises matemáticas desenvolvidas.

Figura 149 – Resultados experimentais para o IHZC, tensão de saída e tensões nos indutores, representação em um período de chaveamento.



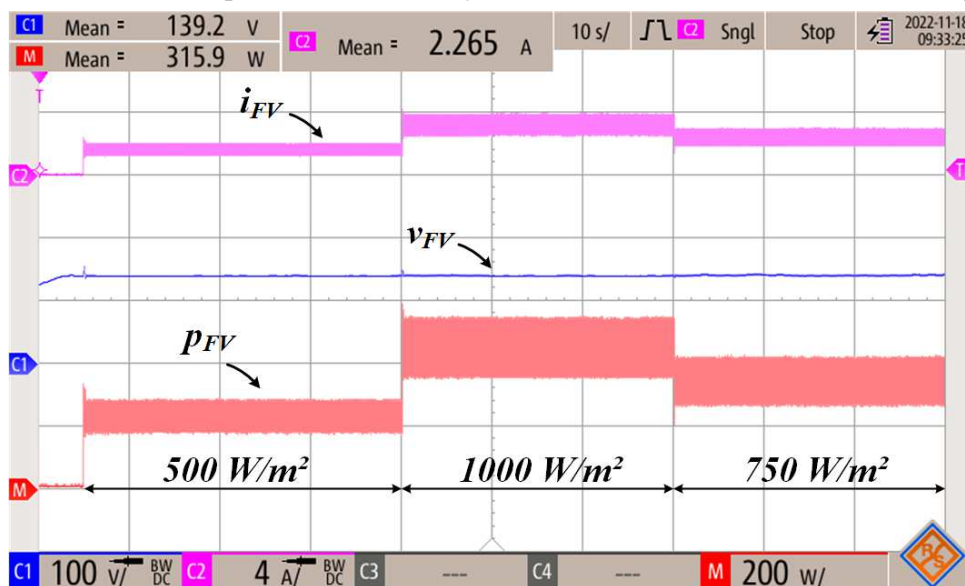
Fonte: Autoria própria

A igualdade entre as tensões dos três indutores do IHZC é confirmada pela Figura 149, sendo possível constatar que durante a primeira etapa de operação, no caso  $D_b T_s$ , as tensões assumem valores próximos a  $-V_{in}$ , enquanto na segunda etapa de operação,  $D_e T_s$ , a tensão nos indutores é aproximadamente  $-v_{Co}$ , como a análise é feita no semiciclo negativo esta tensão assume valores positivos para os indutores, por fim na terceira etapa,  $D_f T_s$ , observa-se que as tensões nos indutores tendem a zero.

### 6.2.2 IHZC como interface de um sistema conectado à rede

Assim como no I2ZM para avaliação do IHZC conectado à rede foi utilizado um emulador FV, o qual é responsável por gerar degrau de três níveis de irradiância, divididos em : i)  $500 \text{ W/m}^2$ ; ii)  $1000 \text{ W/m}^2$ ; iii)  $750 \text{ W/m}^2$ . Para a extração da máxima potência também foi utilizado o algoritmo P&O, demonstrando resultados satisfatórios para as condições adotadas. A Figura 150 apresenta a corrente, tensão e potência do arranjo FV para os três níveis de irradiância.

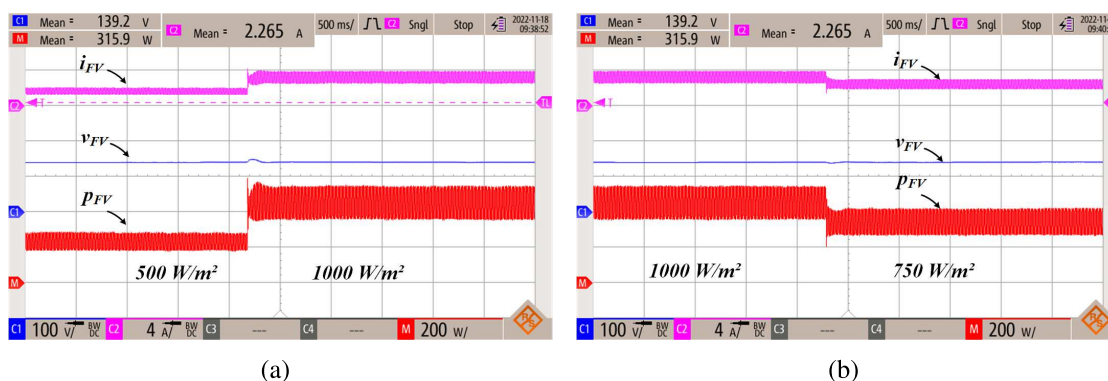
Figura 150 – Resultados experimentais do arranjo FV utilizando o IHZC, corrente, tensão e potência.



Fonte: Autoria própria

Considerando as mudanças de irradiância é possível analisar o comportamento transitório do sistema, onde rapidamente o algoritmo P&O foi capaz de encontrar a nova máxima potência. As figuras 151(a) e 151(b) apresentam a dinâmica do arranjo FV para as mudanças de irradiância.

Figura 151 – Detalhes do degrau de irradiância: a) 500  $W/m^2$  pra 1000  $W/m^2$ ; b) 1000  $W/m^2$  para 750  $W/m^2$ .



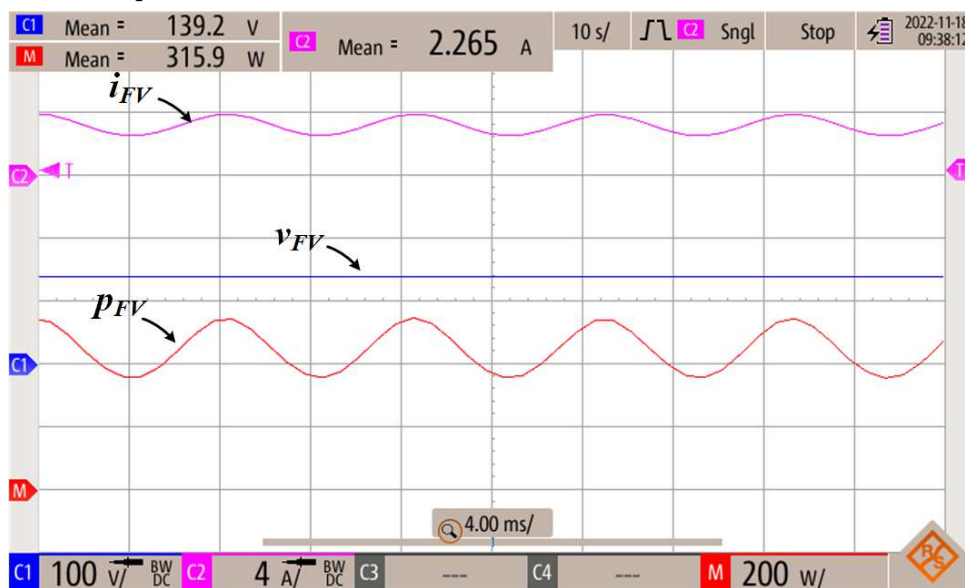
(a)

(b)

Fonte: Autoria própria

Nas Figuras 150 - 151(b) são observadas oscilações na corrente, refletindo em oscilações na potência extraída do arranjo FV, estas oscilações são de baixa frequência, 120  $Hz$ . A Figura 152 apresenta em detalhes as oscilações de corrente e potência extraída do arranjo FV pelo IHZC.

Figura 152 – Resultados experimentais do arranjo FV utilizando o IHZC, detalhes da oscilações na corrente, tensão e potência.



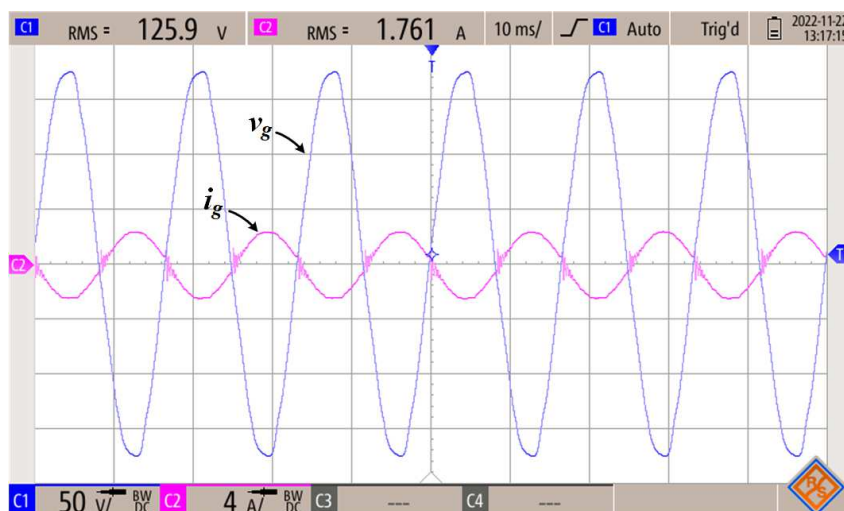
Fonte: Autoria própria

Por fim são obtidos os resultados experimentais para a tensão e corrente da rede para os três níveis de irradiância, os quais são visualizados nas figuras 153(a) - 153(c).

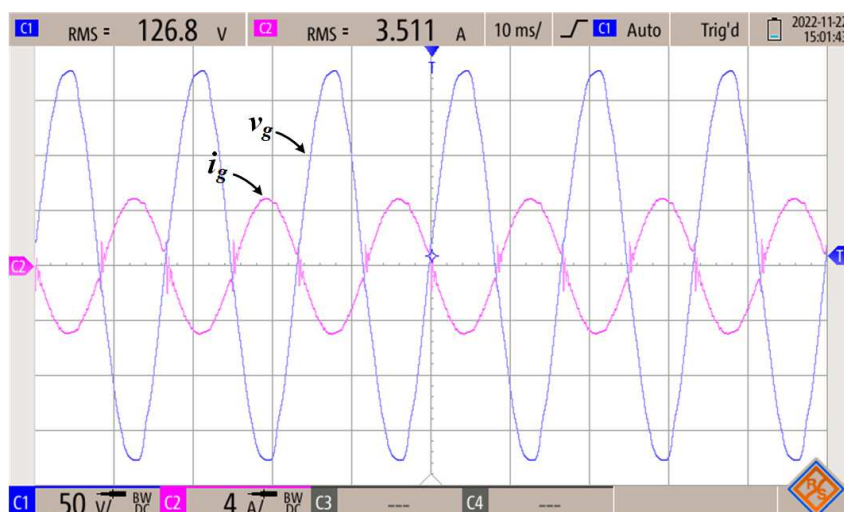
As correntes estão em contra-fase com a tensão da rede, indicando a injeção de corrente ativa, também por características do IHZC é observado um certo nível de distorção da corrente na passagem por zero.

A corrente injetada na rede através do IHZC apresenta DHT superior ao I2ZM, outra característica destacada é a redução da DHT com o aumento da amplitude da corrente injetada, onde inicialmente é apresentada uma DHT de corrente de 4,6% para uma corrente eficaz de 1,92 A, com o aumento da corrente para o valor eficaz de 3,13 A a DHT apresenta redução para 4%. As figuras 154(a) - 154(c) apresentam as DHTs de corrente para diferentes níveis de irradiância, enquanto a Figura 154(d) apresenta a DHT de tensão da rede elétrica.

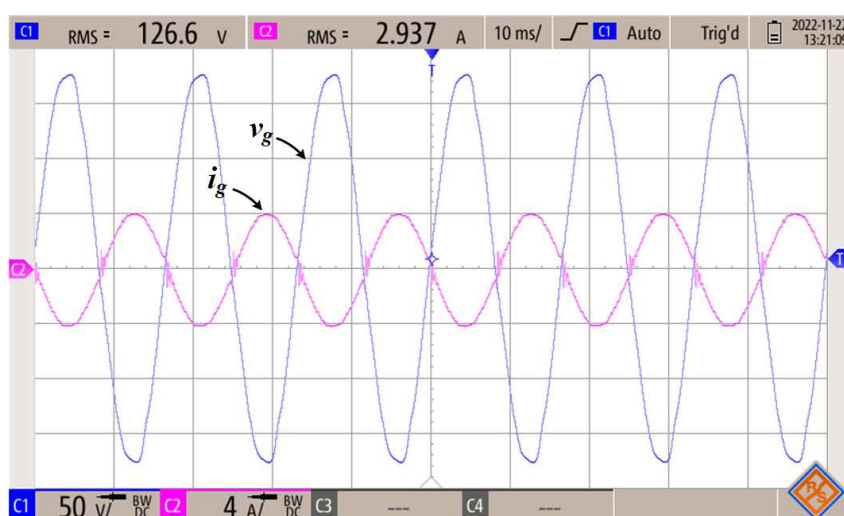
Figura 153 – Resultados experimentais, tensão e corrente na rede para diferentes níveis de irradiância: a)  $500 \text{ W/m}^2$ ; b)  $1000 \text{ W/m}^2$ ; c)  $750 \text{ W/m}^2$ .



(a)



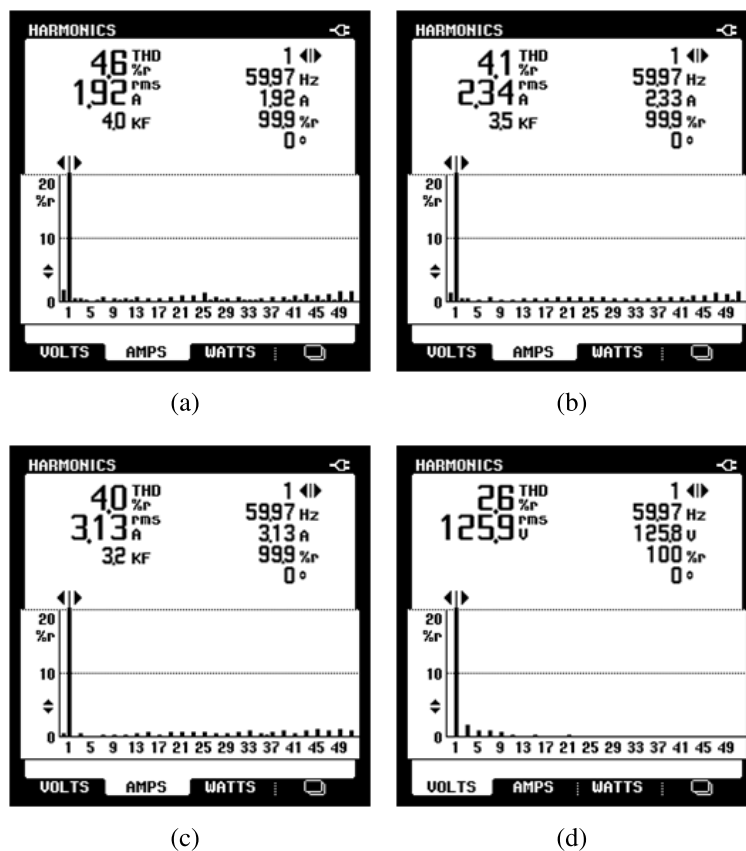
(b)



(c)

Fonte: Autoria própria

Figura 154 – Resultados experimentais DHT: a) corrente para  $500 \text{ W/m}^2$ ; b) corrente para  $1000 \text{ W/m}^2$ ; c) corrente  $750 \text{ W/m}^2$ ; d) tensão da rede.



Fonte: Autoria própria

O rendimento do IHZC foi avaliado em três diferentes condições, inicialmente foram utilizados interruptores do tipo IGBT modelo IRGP4650D acionados por meio do *driver* DRO100S25A, além de diodos de potência 30ETH06, obtendo a curva em vermelho na Figura 155, na potência nominal foi verificada uma eficiência de quase 90%. Comparando com um sistema convencional de duplo estágio de conversão de energia, são necessários dois conversores associados em cascata com 95% de eficiência cada.

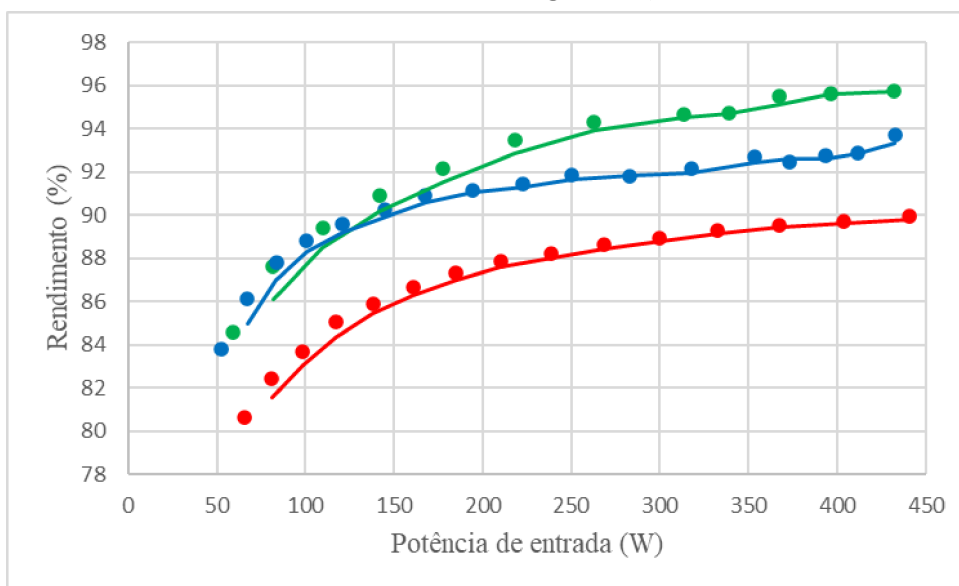
Posteriormente, com o intuito de reduzir as perdas e consequentemente aumentar o rendimento foram utilizados componentes de baixas perdas, como o MOSFET de carbeto de silício, SiC do inglês (*silicon carbide*) IMW65R030M1H e o diodo Schottky também com tecnologia SiC FFSP2065A (*On semiconductor*). Utilizando estes semicondutores obteve-se a curva em azul na Figura 155 onde é registrada uma eficiência de quase 94%. Tornando a estrutura competitiva mesmo operando no MCD.

Por fim, foi percebido que para a faixa de potência utilizada as perdas para o IHZC por comutação nos interruptores são superiores as perdas por condução, a análise mais detalhada das



perdas teóricas das topologias I2ZM e IHZC se encontram no Apêndice C. Como forma de reduzir as perdas por comutação foi alterada a resistência de gate utilizada nos driver DRO100S25A, foi adotado o menor valor recomendado pelo fabricante,  $7,5 \Omega$ , pois o fabricante do MOSFET IMW65R030M1H recomenda o uso de uma resistência no valor de  $1,8 \Omega$ .

**Figura 155 – Rendimento do IHZC, semicondutores de silício (em vermelho), semicondutores de SiC (em azul), semicondutores de SiC e resistência de gate de  $7,5 \Omega$  (em verde) .**



Fonte: Autoria própria

Com esta alteração foi possível elevar a eficiência do IHZC, gerando a curva em verde na Figura 155, chegando a praticamente 96%, ressaltando a competitividade da estrutura.

Por limitações do *driver* os resultados foram obtidos experimentalmente até 400 W, para comparação com as demais curvas foi inserida a eficiência obtida teoricamente no Apêndice C para a potência nominal.

### 6.3 CONSIDERAÇÕES PARCIAIS

A utilização do I2ZM e do IHZC como sistema autônomo apresentaram bom desempenho, com valores baixos de DHT de tensão quando ligado à cargas resistivas e rápida adaptação do controle para as transições de carga, onde a demanda maior ou menor de corrente drenada pela carga pouco interfere na tensão que estava sendo controlada.

O uso da carga com características não lineares apresentaram resultados inferiores ao resultados de simulação, porém ainda dentro das principais normas, mesmo que a carga utilizada tenha demandado uma corrente com alto conteúdo harmônico, principalmente nas primeiras

harmônicas.

Quando os conversores I2ZM e IHZC foram empregados em um sistema conectado à rede, utilizando uma estratégia de controle multimalhas, por não apresentar sombreamento parcial no arranjo FV o algoritmo P&O foi capaz de gerar uma tensão de referência que garantisse o seguimento da máxima potência disponível em ambas as estruturas de inversores integrados.

Os resultados experimentais mostram que a estrutura de controle utilizada foi capaz de realizar simultaneamente tanto a extração da máxima potência quanto a injeção de corrente na rede com baixa DHT. Destaca-se que o IHZC apresentou maiores distorções, principalmente em condições em que a corrente apresenta baixa amplitude, as distorções da corrente injetada na rede pelo IHZC são percebidas principalmente na passagem por zero.

Embora o IHZC de forma geral apresente mais distorção que o I2ZM, os resultados ainda estão dentro do esperado. A principal vantagem apresentada para o IHZC nos resultados experimentais foi seu rendimento, tornando a topologia bastante competitiva em relação as topologias convencionais de duplo estágio de conversão de energia.

## 7 CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS

Neste trabalho foram apresentadas análises para três topologias de inversores integrados, os quais podem ser empregados em sistemas autônomos ou conectados à rede elétrica, fazendo a interface entre um sistema de geração FV e a rede elétrica. As topologias apresentadas nesse trabalho são baseadas em estruturas dos conversores CC/CC básicos convencionais, Zeta e Ćuk.

Dentre as principais equações e análises se destaca o ganho estático de cada topologia, as quais apresentam o mesmo ganho, relacionando as duas primeiras etapas de condução para um período de chaveamento, porém como o IHZC utiliza toda a tensão empregada em sua entrada, sem a necessidade de um barramento CC, empregando as mesmas configurações entre as estruturas é possível utilizar um ganho menor para o IHZC, em contrapartida as tensões nos semicondutores do IHZC apresentam níveis mais elevados, tanto de componentes médios quanto valores de pico.

Para a representação matemática das topologias foi utilizado o modelo médio de espaço de estados para circuitos equivalentes dos circuitos elétricos das estruturas dos inversores, pois notou-se que o funcionamento em um período de chaveamento apresentou grande semelhança com circuitos mais simples, uma vez que a estratégia de chaveamento utilizada comuta apenas dois dos quatro interruptores para cada semiciclo da saída CA, sendo assim dois interruptores e dois diodos permanecem em bloqueio durante este período.

A comparação entre o circuito equivalente e a topologia de inversor integrado apresentou boa equivalência, destacando-se que o capacitor de acoplamento da estrutura pode provocar divergências entre os modelos caso não possua capacidade de armazenamento suficiente, também é destacado que caso essa capacitância apresente valor elevado, o funcionamento dos inversores integrados é prejudicado, principalmente para os momentos em que a saída CA faz a passagem por zero, saindo de valores positivos para negativos ou vice-versa.

Para o modelo médio de espaço de estados foi utilizada a média entre as três etapas de condução presentes em um período de chaveamento durante o semiciclo positivo da saída CA. Adicionalmente foi utilizada a rede de comutação generalizada para modelagem de conversores operando em MCD, a qual é baseada no modelo do resistor sem perdas, como há grande similaridade entre os circuitos equivalentes do I2ZM e do ICIM neste modelo, a resposta para a rede de comutação generalizada acaba resultando nos mesmos valores. Já o IHZC pode ser modelado tanto como o modelo usado para o I2ZM quanto o modelo utilizado para o ICIM, o

que foi confirmado ao se obter a resposta em frequência das três topologias.

Os controladores projetados são do tipo PI, podendo se utilizar uma estratégia de controle multi-malhas para o funcionamento em sistemas conectados à rede elétrica monofásica, ou um sistema de única malha para sistemas autônomos. O projeto de controladores apresentado para o I2ZM é válido para as demais topologias. Como o I2ZM e o ICIM utilizaram grandezas próximas o projeto de controladores resultou em ganhos próximos, ressaltando novamente a similaridade entre ambos.

Foram realizadas simulações em sistemas autônomos e conectados à rede, onde são apresentados resultados satisfatórios com baixos valores de DHT, porém vale destacar, que principalmente em sistemas autônomos alimentando cargas com características não-lineares nota-se influência de componentes harmônicas de baixa ordem, podendo ser realizados estudos sobre a possibilidade de utilização de controladores do tipo ressonante sintonizados nessas frequências.

Para os resultados de simulação dos conversores operando em um sistema conectados à rede, a DHT se manteve baixa em todos casos, porém a resposta inicial do algoritmo P&O se mostra lenta, bem como a busca pela tensão de referência apresenta oscilações, abrindo espaço para pesquisa de novas estratégias que possam melhorar estes aspectos.

Aproveitando a similaridade entre as topologias I2ZM e ICIM, apresentada durante as análises, modelagens e resultados de simulação, foi realizada a montagem do protótipo do I2ZM, onde seus resultados são comparados com a montagem do protótipo do IHZC.

Os resultados experimentais do I2ZM confirmam o desenvolvimento teórico e resultados de simulação desenvolvidos, apresentado grande proximidade entre as curvas de tensões e correntes analisadas. O uso do I2ZM em um sistema autônomo apresentou resultados satisfatórios, apresentando em sua saída uma tensão com comportamento aproximadamente senoidal e com baixa DHT, mesmo para cargas que demandam corrente com alto conteúdo harmônico.

Já os resultados experimentais para o IHZC como sistema autônomo apresentaram distorções mais elevadas que o I2ZM, por meio das simulações tais níveis eram esperados. Ainda assim o IHZC apresentou-se como uma estrutura viável para a utilização em sistemas autônomos de único estágio de conversão de energia.

Os resultados experimentais do I2ZM conectado à rede apresentaram uma baixa taxa de DHT na corrente, assim como o uso do algoritmo P&O em conjunto com a estratégia de controle multi-malhas e de algoritmo de atracamento de fase, garantiu a extração da máxima potência

disponível no emulador FV e simultaneamente injetar corrente ativa em contra-fase na rede.

Quando conectado à rede o IHZC apresentou distorção elevada, principalmente para condições em que a corrente apresenta baixa amplitude. Observa que assim como nos resultados de simulação o IHZC apresenta problemas principalmente na passagem por zero. Tal distorção pode ser investigada, realizando uma análise nos valores das capacitâncias de acoplamento empregadas, podendo refinar o valor, reduzindo assim a distorção apresentada pela topologia.

Em relação ao rendimento das estruturas estudadas o IHZC apresenta melhores resultados que o I2ZM, tornando-o ainda mais competitivo que o I2ZM, pois além de apresentar rendimento superior o IHZC não apresenta divisão da tensão de entrada em um barramento CC.

Em contrapartida, de forma geral o I2ZM apresenta menores níveis de distorção que o IHZC, tanto em sistemas autônomos, quanto em sistemas conectados à rede elétrica.

A topologia do ICIM não foi avaliada experimentalmente através de um protótipo, por apresentar muitas características em comum com o I2ZM, porém como esta topologia é baseada em conversores do tipo Ćuk esta apresenta características de fonte de corrente na entrada e saída, destarte para o uso de estruturas bidirecionais a estrutura do ICIM tende a apresentar vantagens quando comparadas ao I2ZM e ao IHZC.

## 7.1 TRABALHOS FUTUROS

A montagem do protótipo do ICIM é uma proposta de continuidade do trabalho, avaliando seu funcionamento e real equivalência com o I2ZM, desta forma podem ser realizadas comparações entre as duas estruturas.

Também destaca-se o estudo da operação das topologias no MCC, bem como técnicas de controle capazes de contornar as não linearidades apresentadas para este modo de operação.

Como mencionado, o ICIM apresenta características de fonte de corrente na entrada e saída, assim outra proposta de continuidade é o estudo de topologias bidirecionais, baseadas em conversores do tipo Ćuk, Zeta e SEPIC.

A partir das topologias apresentadas nesta dissertação, novas topologias podem ser desenvolvidas, incluindo o uso de topologias isoladas, através do uso de transformadores em alta frequência.

## 8 PUBLICAÇÕES

### Publicação em revista

DIONIZIO, A. A; SAMPAIO, L. P; da SILVA, S. A. O. "INVERSOR INTEGRADO ZETA PARA APLICAÇÕES EM SISTEMAS AUTÔNOMOS MONOFÁSICOS DE GERAÇÃO DE ENERGIA". **Revista Eletrônica de Potência**. v.27, n. 4, p 313-324, 2022. DOI 10.18618/REP.2022.4.0016

### Patente depositada

SAMPAIO, L. P. ; SILVA, S. A. O. ; DIONIZIO, A. A. . INVERSOR INTEGRADO ZETA MONOFÁSICO COMO CONVERSOR DE INTERFACE ENTRE ARRANJO FOTOVOLTAICO E REDE DE ENERGIA ELÉTRICA MONOFÁSICA. 2022, Brasil. Patente: Privilégio de Inovação. Número do registro: BR1020220042136.

SAMPAIO, L. P. ; SILVA, S. A. O. ; DIONIZIO, A. A. . TOPOLOGIA DE INVERSOR HÍBRIDO ZETA/CIK EMPREGADO COMO CONVERSOR DE INTERFACE ENTRE FONTE DE ENERGIA FOTOVOLTAICA E REDE ELÉTRICA MONOFÁSICA. 2022, Brasil. Patente: Modelo de Utilidade. Número do registro: BR20202201451.

SAMPAIO, L. P. ; SILVA, S. A. O. ; DIONIZIO, A. A. . TOPOLOGIA DE INVERSOR INTEGRADO CIK MONOFÁSICO COMO INTERFACE ENTRE FONTES DE ENERGIAS RENOVÁVEIS EM CORRENTE CONTÍNUA E REDE DE ENERGIA ELÉTRICA MONOFÁSICA. 2022, Brasil. Patente: Modelo de Utilidade. Número do registro: BR2020220144

## REFERÊNCIAS

ABDEEN, Eltaib; GAAFAR, Mahmoud A.; ORABI, Mohamed. Performance analysis for single-stage buck-boost inverter. *In: 2019 International Conference on Innovative Trends in Computer Engineering (ITCE)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 587–592.

ABDOURRAZIQ, M A; OUASSAID, M; ABDOURRAZIQ, S. Modified p&o mppt technique for photovoltaic systems,. **2013 INTERNATIONAL CONFERENCE ON RENEWABLE ENERGY RESEARCH AND APPLICATIONS (ICRERA)**, p. 728–733, 2013.

AL-KAABI, Aysha Kemadish; FARDOUN, Aabbas A. Illa; ISMAIL, Esam H. Bridgeless high voltage battery charger pfc rectifier. **Elsevier Renewable Energy**, v. 56, n. 6, p. 24–31, 2013.

ANEEL. **Geração Distribuída**. 2022. Disponível em: <https://www.gov.br/aneel/pt-br/centrais-de-conteudos/relatorios-e-indicadores/geracao>. Acesso em: Novembro de 2022.

ANEEL. **Lista Geral de Usinas**. 2022. Disponível em: <https://www.gov.br/aneel/pt-br/centrais-de-conteudos/relatorios-e-indicadores/geracao>. Acesso em: Novembro de 2022.

AWAD, Khalid; ABDEL-RAHIM, Omar; ORABI, Mohamed. A new single-phase single-stage buck-boost inverter for grid connected pv applications. *In: 2019 IEEE Conference on Power Electronics and Renewable Energy (CPERE)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 32–37.

BARBI, Ivo. **Modelagem de Conversores CC-CC Empregando Modelo Médio em Espaço de Estado**. [S.l.: s.n.], 2015. ISBN 9788590104698.

CAMPANHOL, LEONARDO BRUNO GARCIA. **FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA PARALELO UTILIZANDO INVERSORES MONOFÁSICOS FULL-BRIDGE APLICADO EM SISTEMAS TRIFÁSICOS A QUATRO-FIOS**. 2012. 147 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Cornélio Procópio, 2012.

CAMPANHOL, Leonardo Bruno Garcia; SILVA, Sérgio Augusto Oliveira da; OLIVEIRA, Azauri Albano de; BACON, Vinícius Dário. Dynamic performance improvement of a grid-tied pv system using a feed-forward control loop acting on the npc inverter currents. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 3, p. 2092–2101, 2017.

CASARO, Marcio Mendes; MARTINS, Denizar Cruz. Modelo de arranjo fotovoltaico destinado a análises em eletrônica de potência via simulação. **Eletrônica de Potência**, v. 13, n. 3, p. 141–146, August 2008.

COSTA, Paulo Junior Silva; FONT, Carlos Henrique Illa; LAZZARIN, Telles Brunelli. A family of single-phase voltage-doubler high-power-factor sepic rectifiers operating in dcm. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 6, p. 4279–4290, 2017.

da Rocha, Maykon Vichoski. **Sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica trifásica com conexão cascata de conversores CC-CC**. 2019. 122 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Cornélio Procópio, 2019.

da Silva, Sergio Augusto Oliveira; NOVOCHADLO, Rhodolfo; MODESTO, Rodrigo Augusto. Single-phase pll structure using modified p-q theory for utility connected systems. *In: 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 4706–4711.

da Silva, S. A. O.; SAMPAIO, L. P.; de Oliveira, F.M.; DURAND, F. R. Sistema fotovoltaico com condicionamento ativo de energia usando mppt baseado em pso e malha feed-forward de controle de tensão do barramento cc. **Eletrônica de Potência –SOBRAEP**, v. 21, n. 2, p. 105–116, 2016.

DOROCHE, M R; ANSCHAU, C T. Oferta de energia elétrica no brasil. **REVISTA TECNOLÓGICA**, v. 2, p. 402–414, 2015.

ERICKSON, Robert W. **Fundamentals of Power Electronics**. [S.l.]: Springer, 1997. ISBN 9781461576488.

GHOSH, Antip; KANDPAL, Mayank. **State-space average Modeling of DC-DC Converters with parasitic in Discontinuous Conduction Mode (DCM)**. 2010. 60 f. Tese (Bachelor of Technology Degree in Electrical Engineering) — Department of Electrical Engineering National Institute of Technology, Rourkela, Rourkela, 2010.

GHOSH, Saikat; NATHAN, Kumaran; LONG, Teng; TRIPATHI, Prabhat; SIWAKOTI, Yam. Single phase integrated Ćuk transformerless sic inverter for grid-connected pv systems. *In: 2018 1st Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications in Asia (WiPDA Asia)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 18–22.

HAMIDON, F Z; AZIZ, P D A; YUNUS, N H M. Photovoltaic array modelling with p&o mppt algorithm in matlab. **2012 INTERNATIONAL CONFERENCE ON STATISTICS IN SCIENCE, BUSINESS AND ENGINEERING (ICSSBE)**, p. 1–5, 2012.

IEC 61727. **Photovoltaic (PV) Systems - Characteristics of the Utility Interface**. [S.l.], 2004.

IEEE. **Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces**. [S.l.], 2018. 1547-2018 p.



ISMAIL, Esam H. Bridgeless sepic rectifier with unity power factor and reduced conduction losses. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 4, p. 1147–1157, 2009.

JIAN SUN; Mitchell, D. M.; Greuel, M. F.; Krein, P. T.; Bass, R. M. Averaged modeling of pwm converters operating in discontinuous conduction mode. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 16, n. 4, p. 482–492, 2001.

KABALCI, Ersan; BOYAR, Aydin. An interleaved flyback micro inverter with h5 topology for photovoltaic applications. *In: 2020 2nd Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM)*. [S.l.: s.n.], 2020. p. 12–17.

KARKI, Shankar; PAUL, Pran; RAJAN, Grace; BELFORE, Benjamin; POUDEL, Deewakar; ROCKETT, Angus; DANILOV, Evgeny; CASTELLANO, Felix; AREHART, Aaron; MARSILLAC, Sylvain. Analysis of recombination mechanisms in rbf-treated cigs solar cells. **IEEE Journal of Photovoltaics**, v. 9, n. 1, p. 313–318, 2019.

KHANAKI, M A M; RADZI, M; MARHABAN, M H. Comparison of ann and p&o mppt methods for pv applications under changing solar irradiation. **2013 IEEE CONFERENCE ON CLEAN ENERGY ANT TECHNOLOGY (CEAT)**, p. 287–292, 2013.

KÖHLER, Malte; POMASKA, Manuel; ZAMCHIY, Alexandr; LAMBERTZ, Andreas; DUAN, Weiyuan; LENTZ, Florian; LI, Shenghao; SMIRNOV, Vladimir; KIRCHARTZ, Thomas; FINGER, Friedhelm; RAU, Uwe; DING, Kaining. Optimization of transparent passivating contact for crystalline silicon solar cells. **IEEE Journal of Photovoltaics**, v. 10, n. 1, p. 46–53, 2020.

LEE, Sze Sing; LIM, Chee Shen; SIWAKOTI, Yam P.; LEE, Kyo-Beum. Single-stage common-ground boost inverter (s2cgbi) for solar photovoltaic systems. *In: 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 4229–4233.

LI, Hui; MENG, Jia; HU, Mao. A novel family of integrated step-up pv micro-inverter. *In: 2018 37th Chinese Control Conference (CCC)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 7558–7563.

LIN, Zhihao; SU, Mei; LIU, Yonglu; SUN, Yao; LIAO, Yuefeng; CHEN, Xida. Single-phase integrated power decoupling inverter based on boost converter. *In: 2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia)*. [S.l.: s.n.], 2020. p. 405–408.

MAGMATTEC. **Núcleos de Pó de Ferro Material 052**. 2022. Disponível em: [https://www.magmattec.com.br/wp-content/uploads/2019/03/MATERIAL-052\\_01.pdf](https://www.magmattec.com.br/wp-content/uploads/2019/03/MATERIAL-052_01.pdf). Acesso em: Novembro de 2022.

MAGMATTEC. **Núcleos Sendust S26|S40|S60|S75|S25**. 2022. Disponível em: [https://www.magmattec.com.br/wp-content/uploads/2019/09/SENDUST\\_01.pdf](https://www.magmattec.com.br/wp-content/uploads/2019/09/SENDUST_01.pdf). Acesso em: Novembro de 2022.

MAHDAVI, Mohammad; FARZANEHFARD, Hosein. Bridgeless sepic pfc rectifier with reduced components and conduction losses. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 9, p. 4153–4160, 2011.

MARTINS, Denizar Cruz; BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência: conversores CC-CC básicos não isolados**. 2. ed. [S.l.]: Edição dos autores, 2006. v. 1.

MEHRNAMI, Siamak; MAZUMDER, Sudip K. Harmonic-compensation based control of a nonlinear differential-mode Ćuk inverter. *In: 2013 4th IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–3.

MEHRNAMI, Siamak; MAZUMDER, Sudip K.; SONI, Harshit. Modulation scheme for three-phase differential-mode Ćuk inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 3, p. 2654–2668, 2016.

MEURER, André Pacheco; ANDRADE, António Manuel Santos Spencer; MEZARROBA, Marcello; MARTINS, Mário L. S.; HEY, Hélio Leães. Module integrated buck inverter: Analysis and design. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 55, n. 5, p. 5013–5022, 2019.

OGATA, Katsuhiko. **ENGENHARIA DE CONTROLE MODERNO**. 5. ed. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2010. v. 1. ISBN 978-85-4301-375-6.

PAUL, Arup Ratan; BHATTACHARYA, Arghyadip; CHATTERJEE, Kishore. A novel sepic-Ćuk based high gain solar micro-inverter for integration to grid. *In: 2019 National Power Electronics Conference (NPEC)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–5.

QIN, Ling; HU, Mao; LU, Dylan Dah-Chuan; FENG, Zhiqiang; WANG, Yafang; KAN, Jiarong. Buck–boost dual-leg-integrated step-up inverter with low thd and single variable control for single-phase high-frequency ac microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 7, p. 6278–6291, 2018.

ROHM SEMICONDUCTOR. **Snubber Circuit for Buck Converter IC**. [S.l.], 2016. 6 p.

RUTHER, Ricardo. **Edifícios solares fotovoltaicos: O potencial da geração solar fotovoltaica integrada a edificações urbanas e interligadas à rede elétrica pública do Brasil**. 1. ed. [S.l.]: labsolar, 2004. v. 1. ISBN 8587583042.

SAMPAIO, L. P.; SILVA, S. Augusto Oliveira da; COSTA, P. J. Silva. Integrated zeta inverter applied in a single-phase grid-connected photovoltaic system. *In: 2019 IEEE 15th Brazilian*

**Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (CO-BEP/SPEC).** [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6.

SCHUTZ, F; MASSUQUETI, A; ALVES, T W. Demanda e oferta energética: uma perspectiva mundial e nacional para o etanol. **REVISTA DO CENTRO DE CIÊNCIAS NATURAIS E EXATAS**, v. 16, p. 3167–3186, 2013.

SILVEIRA, Rafaela Dizaró. **Análise comparativa entre sistemas fotovoltaicos multifuncionais de único e duplo estágios de conversão de energia.** 2019. 149 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Cornélio Procópio, 2019.

SIMONETTI, D.S.L.; SEBASTIAN, J.; REIS, F.S. dos; UCEDA, J. Design criteria for sepic and cuk converters as power factor preregulators in discontinuous conduction mode. *In: Proceedings of the 1992 International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation.* [S.l.: s.n.], 1992. p. 283–288 vol.1.

SUN, Yubo; PERNA, Allison; BERMEL, Peter. Comparing front- and rear-junction gain photovoltaic devices through detailed numerical and analytical modeling. **IEEE Journal of Photovoltaics**, v. 9, n. 2, p. 437–445, 2019.

SURAPANENI, Ravi Kiran; RATHORE, Akshay Kumar. A single-stage ccm zeta microinverter for solar photovoltaic ac module. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 3, n. 4, p. 892–900, 2015.

TABERNIG, Stefan W.; SOERiyADI, Anastasia H.; RÖMER, Udo; PUSCH, Andreas; LAMERS, Dimitry; JUHL, Matthias Klaus; PAYNE, David N. R.; NIELSEN, Michael P.; POLMAN, Albert; EKINS-DAUKES, Nicholas J. Avoiding shading losses in concentrator photovoltaics using a soft-imprinted cloaking geometry. **IEEE Journal of Photovoltaics**, v. 12, n. 5, p. 1116–1127, 2022.

THAKRAN, J; SINGH, R; MAHAJAN, S E. Implementation of p&o algorithm for mppt in spv system. **2018 INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ENERGY, ENVIRONMENT AND INTELLIGENT CONTROL (PEEIC)**, p. 242–245, 2018.

VIERO, Renan Caron; REIS, Fernando Soares dos. Dynamic modeling of a zeta converter in dcm applied to low power renewable sources. *In: 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition.* [S.l.: s.n.], 2011. p. 685–691.

VILLALVA, Marcelo Gradella. **Energia Solar Fotovoltaica – Conceitos e Aplicações - Sistemas Isolados e Conectados à Rede.** 2. ed. [S.l.]: Editora Saraiva, 2015. v. 1. ISBN 9788536514895.

WANG, Baocheng; TANG, Wei. Z-source inverter based on cuk converter. *In: IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 4409–4414.

WOLLZ, D. H.; da Silva, S. A. O.; SAMPAIO, L. P. Desenvolvimento de um emulador eólico eletrônico baseado no modelo dinâmico do gerador síncrono de Ímã permanente. **Eletrônica de Potência –SOBRAEP**, v. 24, n. 4, p. 448–4586, 2019.

YUE, Zhou. Research on single-stage cuk inverter for photovoltaic power generation. *In: 2021 IEEE 16th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*. [S.l.: s.n.], 2021. p. 688–694.

## **APÊNDICES**

## APÊNDICE A – REPRESENTAÇÃO DE UMA CÉLULA FV

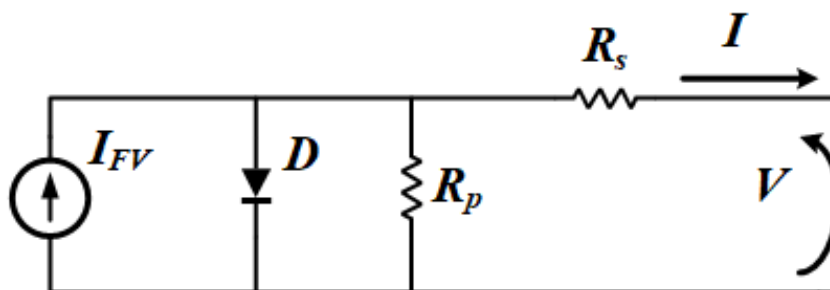
A energia gerada por uma única célula exposta a irradiação é baixa e ocorre em corrente contínua, porém com a associação de células é possível gerar energia suficiente para uma grande variedade de utilizações (VILLALVA, 2015). Essas associações de células criam os chamados painéis ou módulos FV. Estas estruturas são vendidas comercialmente, portanto são projetadas para suportar condições climáticas adversas como precipitação, insolação e outros, garantindo seu funcionamento por períodos superiores a 30 anos (RUTHER, 2004).

O uso da energia solar fotovoltaica geralmente requer o uso de um processamento eletrônico, sendo assim é fundamental que se faça uso de modelos matemáticos equivalentes e métodos de simulação que contemplem a dependência de condições climáticas incidentes sobre o arranjo PV (CASARO; MARTINS, 2008).

A energia fornecida pelo arranjo FV também é dependente de condições climáticas, sendo que a temperatura e a irradiância incidente sobre a placa influenciam diretamente a máxima potência disponível no arranjo FV. Sendo assim, para projetos e cálculos é preciso utilizar uma representação matemática e/ou simulada que contemple tais características.

O funcionamento de uma única célula FV é representada em diversos trabalhos, por exemplo, (CASARO; MARTINS, 2008), (HAMIDON *et al.*, 2012), (THAKRAN *et al.*, 2018), (KHANAKI *et al.*, 2013) e (ABDOURRAZIQ *et al.*, 2013), como uma fonte de corrente com um diodo em anti-paralelo e associado a resistências série e paralelo, tais como apresentados na Figura 156.

Figura 156 – Modelo de uma célula PV.



Fonte: Autoria própria

O comportamento da corrente de saída da célula FV é relacionado com a fotocorrente,

a tensão no terminal de saída e com a corrente de saturação e pode ser descrito por (169).

$$I = I_{ph} - I_r \left[ e^{q(V+IR_s)/\eta kT} - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (169)$$

onde:

$V$  - Tensão no terminal de saída da célula.

$I$  - Corrente no terminal de saída da célula.

$I_{ph}$  - Fotocorrente.

$I_r$  - Corrente de saturação reversa do diodo.

$R_S, R_P$  - Resistências série e paralela da célula.

$q$  - Carga do elétron,  $1,6 \times 10^{-19} C$ .

$\eta$  - Fator de idealidade da junção p-n.

$k$  - Constante de Boltzmann,  $1,38 \times 10^{-23} J/k$ .

$T$  - Temperatura ambiente, em Kelvin,  $K$ .

O resultado da Equação (169) resulta na curva característica de  $I - V$ , porém o resultado da equação não é facilmente obtido. Ainda  $I_{ph}$  precisa contemplar as condições de temperatura e radiação podendo ser expressa pela Equação (170) (CASARO; MARTINS, 2008).

$$I_{ph} = [I_{sc} + \alpha(T - T_r)] \frac{P_{sun}}{1000} \quad (170)$$

$$I_r = I_{rr} \left( \frac{T}{T_r} \right)^3 e^{\left[ \frac{qE_G}{\eta k} \left( \frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right) \right]} \quad (171)$$

onde:

$I_{sc}$  - Corrente de curto-circuito por célula.

$\alpha$  - Coeficiente de temperatura.

$T_r$  - Temperatura de referência, 298  $K$ .

$P_{sun}$  - Intensidade de radiação solar,  $W/m^2$ .

$I_{rr}$  - Corrente de saturação reversa de referência.

$E_G$  - Energia da banda proibida, 1,1  $eV$ .

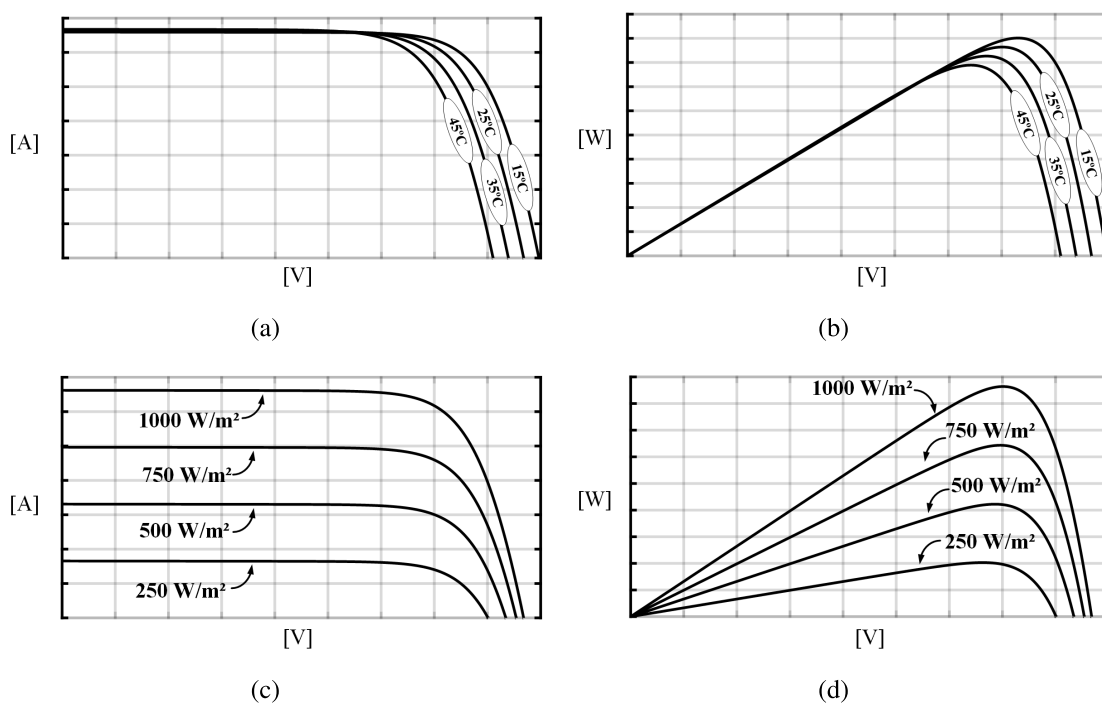
Para o cálculo de  $I_{rr}$  é levado em consideração que a corrente gerada pela célula é nula quando a tensão gerada pelo FV assume valor igual a tensão de circuito aberto e adotando que

a temperatura  $T = T_r$ , com isso  $I_r = I_{rr}$  pela Equação (171), substituindo e isolando  $I_{rr}$  na Equação (169), chega-se na Equação (172) (CASARO; MARTINS, 2008).

$$I_{rr} = \frac{I_{sc} - \frac{V_{oc}}{R_p}}{e^{\frac{q \cdot V_{oc}}{\eta \cdot k \cdot T_r}} - 1} \quad (172)$$

Com os resultados das equações anteriores é possível simular as curvas de corrente por tensão  $I - V$  através do uso de algum software ou por métodos numéricos, chegando em representações como as apresentadas nas figuras 157(a) - 157(d) onde são apresentadas curvas para diferentes condições climáticas de temperatura e irradiância.

**Figura 157 – Tensão e corrente na rede para diferentes níveis de irradiância (100 V/div, 5 A/div, 5 ms/div): a) 500 W/m<sup>2</sup>; b) 1000 W/m<sup>2</sup>; 750 W/m<sup>2</sup>.**



Fonte: Autoria própria



## APÊNDICE B – CÁLCULO DOS VALORES EFICAZES PARA O I2ZM PARA POTÊNCIA NOMINAL DE 432 W

Considerando o I2ZM como sistema autônomo, inicialmente são definidos alguns parâmetros, organizados na Tabela 13.

**Tabela 13 – Valores utilizados para análises das modelagens**

Grandeza	I2ZM
Frequência de chaveamento	50 kHz
Potência Nominal	432 W
Tensão de entrada	140 V
Tensão no capacitor $C_{dc1,2}$	70 V
Pico de tensão na saídas	180 V
Indutância $L_{m,i1,2}$	60 $\mu H$
Indutância de saída $L_o$	1,5 mH

**Fonte: Autoria própria**

A resistência responsável por consumir toda a potência processada pelo I2ZM, considerando uma tensão de 180 V de pico e frequência de 60 Hz.

$$R = \frac{V_p^2}{2P_{out}} = 37,5 \Omega \quad (173)$$

A razão cíclica  $D_b$  é calculada como:

$$D_b = \sqrt{\frac{2L_{eq}f_s}{R}} = 0,27869 \quad (174)$$

### B.1 PERÍODO DE CHAVEAMENTO CONSIDERANDO O PICO DA SAÍDA CA

O pico da razão cíclica  $D_a$ , (também chamado de  $D_p$ ) é calculado como:

$$D_p = \frac{V_p D_b}{V_{in}} = 0,71664 \quad (175)$$

Note que a soma de  $D_p + D_b$  faz com que o I2ZM opere próximo à condução contínua.

O pico da corrente no indutor de saída é calculado como:

$$I_{L_{op}} = \frac{V_p}{R} = 4,8 A \quad (176)$$

O valor mínimo de corrente é calculado como:

$$I_{L_{omin}} = I_{L_o} - \frac{V_{C_{dc}} D_p T_s (D_p + D_2)}{2L_o} = 4,4639 A \quad (177)$$

Já o valor máximo

$$I_{L_{o_{max}}} = I_{L_{o_{min}}} + \frac{V_{C_{dc}} D_p T_s (2 - D_p - D_2)}{L_o} = 5,1360 \text{ A} \quad (178)$$

O pico de corrente no indutor  $L_{m_1}$  é calculdo como:

$$I_{L_{m_1_{max}}} = \frac{V_{C_{dc}} D_p T_s}{L_{m_1}} + \frac{V_{C_{dc}} D_p T_s (D_p + D_2)}{2L_{m_1}} - I_{L_{o_{min}}} = 20,7429 \text{ A} \quad (179)$$

E o valor mínimo no indutor  $L_{m_1}$

$$I_{L_{m_1_{min}}} = \frac{V_{C_{dc}} D_p T_s (D_p + D_b)}{2L_{m_1}} - I_{L_{o_{min}}} = 3.9395 \text{ A} \quad (180)$$

Em um período de chaveamento o valor médio de corrente no indutor  $L_{m_1}$  para o pico positivo de tensão na saída vale:

$$I_{L_{m_1_{av}}} = I_{L_{m_1_{min}}} + \frac{(I_{L_{m_1_{max}}} - I_{L_{m_1_{min}}})(D_p + D_b)}{2} = 12,343 \text{ A} \quad (181)$$

O pico de corrente para o indutor  $L_{m_2}$  no pico positivo de saída vale:

$$I_{L_{m_2_{max}}} = \frac{V_{C_{dc}} D_p T_s (2 - D_p - D_b)}{2L_{m_2}} = 8,4 \text{ A} \quad (182)$$

O valor mínimo:

$$I_{L_{m_2_{min}}} = \frac{V_{C_{dc}} D_p T_s (D_p + D_b)}{2L_{m_2}} = -8,4034 \text{ A} \quad (183)$$

O valor negativo da corrente do indutor  $L_{m_2}$ , corrobora o estudo teórico apresentado, resultados de simulação e experimentais. Além disso o valor médio desta corrente deve ser nulo, pois é a mesma do capacitor  $C_2$ . O valor médio pode ser calculado através de integral.

Considerando três intervalos de integração definidos como:

$$\Delta t_1 = D_p T_s \quad (184)$$

$$\Delta t_2 = D_b T_s \quad (185)$$

$$\Delta t_3 = D_c T_s \quad (186)$$

onde  $D_c = 1 - D_p - D_b$

$$I_{L_{m_1}} = \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{\Delta t_1} I_1 dt + \int_0^{\Delta t_2} I_2 dt + \int_0^{\Delta t_3} I_3 dt \right) = 12,343 \text{ A} \quad (187)$$

onde:

$$I_1 = I_{L_{m_1 \min}} + \frac{V_{C_{dc}} t}{L_{m,i}} \quad (188)$$

$$I_2 = I_{L_{m_1 \max}} - \frac{V_p t}{L_{m_1}} \quad (189)$$

$$I_3 = I_{L_{m_1 \min}} \quad (190)$$

Já a corrente do indutor  $L_{m_2}$

$$I_{L_{m_2}} = \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{\Delta t_1} I'_1 dt + \int_0^{\Delta t_2} I'_2 dt + \int_0^{\Delta t_3} I'_3 dt \right) = 0 \text{ A} \quad (191)$$

onde:

$$I'_1 = I'_{L_{m_2 \min}} + \frac{V_{C_{dc}} t}{L_{m_2}} \quad (192)$$

$$I'_2 = I'_{L_{m_2 \max}} - \frac{V_p t}{L_{m_2}} \quad (193)$$

$$I'_3 = I'_{L_{m_2 \min}} \quad (194)$$

Em termos de valores eficazes para um período de chaveamento

$$I_{L_{m_1 rms}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left( \int_0^{\Delta t_1} I_1^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} I_2^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} I_3^2 dt \right)} = 13,261 \text{ A} \quad (195)$$

Enquanto a corrente para o indutor  $L_{m_2}$ :

$$I'_{L_{m_2 rms}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left( \int_0^{\Delta t_1} I'^2_1 dt + \int_0^{\Delta t_2} I'^2_2 dt + \int_0^{\Delta t_3} I'^2_3 dt \right)} = 4,8498 \text{ A} \quad (196)$$

O pico de corrente nos semicondutores é calculado como a soma das máximas correntes nos indutores:

$$I_{max} = I_{L_{m1max}} + I_{L_{m2max}} + I_{L_{o max}} = \frac{V_{C_{ac}} D_p T_s}{L_{eq}} = 34,279 \text{ A} \quad (197)$$

onde  $L_{eq} = \frac{2L_o + L_{m1}}{L_o L_{m1}}$

A corrente média no interruptor  $S_1$  e no diodo  $D_1$  em um período de chaveamento é dada por:

$$I_{S_1} = \frac{I_{max} D_p}{2} = 12,343 \text{ A} \quad (198)$$

A corrente média no interruptor  $S_1$  assume o mesmo valor médio que o no indutor  $L_{m1}$ . Já corrente eficaz em um período de chaveamento para o pior caso é dada por:

$$I_{S_1} = I_{max} \sqrt{\frac{D_p}{3}} = 16,795 \text{ A} \quad (199)$$

Já para o interruptor  $S_2$  e diodo  $D_2$ :

$$I_{S_2} = \frac{I_{max} D_b}{2} = 4,8 \text{ A} \quad (200)$$

A corrente no interruptor  $S_2$  em um período de chaveamento apresenta o mesmo valor médio que a corrente do indutor de saída. A corrente eficaz em um período de chaveamento para o pior caso é dada por:

$$I_{S_2} = I_{max} \sqrt{\frac{D_2}{3}} = 12,342 \text{ A} \quad (201)$$

## B.2 PERÍODO COMPLETO CA DA SAÍDA

Considerando o período CA de saída são definidas as constantes de integração, nota-se que  $\Delta t_2$  não apresenta dependência da frequência CA.

Componentes de integração para um período da saída CA são definidas como:

$$\Delta t_{1s} = D_p \text{sen}(\omega t) T_s \quad (202)$$

$$\Delta t_2 = D_b T_s \quad (203)$$

$$\Delta t_{3s} = (1 - D_p \text{sen}(\omega t) - D_b) T_s \quad (204)$$

A corrente média para o indutor  $L_{m_1}$  é calculada por:

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left( \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{\Delta t_{1s}} I_4 dt + \int_0^{\Delta t_2} I_5 dt + \int_0^{\Delta t_{3s}} I_6 dt \right) \right) d\omega t = 3,5154 A \quad (205)$$

A corrente eficaz no indutor  $L_{m_1}$  durante o semiciclo positivo da rede é calculado por:

$$I_{L_{m_1}rmsCA1} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left( \sqrt{\frac{1}{T_s} \left( \int_0^{\Delta t_{1s}} I_4^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} I_5^2 dt + \int_0^{\Delta t_{3s}} I_6^2 dt \right)} \right)^2 d\omega t} = 8,9001 A \quad (206)$$

Onde:

$$I_4 = I_{L_{m,i}min} \text{sen}(\omega t) + \frac{V_{int}}{L_{m,i}} \quad (207)$$

$$I_5 = I_{L_{m,i}max} \text{sen}(\omega t) - \frac{V_p t \text{sen}(\omega t)}{L_{m,i}} \quad (208)$$

$$I_6 = I_{L_{m,i}min} \text{sen}(\omega t) \quad (209)$$

Considerando o indutor  $L_{m_2}$  este apresenta valor médio nulo durante o semiciclo positivo da rede, porém neste mesmo semiciclo a corrente através do indutor apresenta valor eficaz calculado por:

$$I_{L_{m_2}rmsCA1} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left( \sqrt{\frac{1}{T_s} \left( \int_0^{\Delta t_{1s}} I_4'^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} I_5'^2 dt + \int_0^{\Delta t_{3s}} I_6'^2 dt \right)} \right)^2 d\omega t} = 3,7846 A \quad (210)$$

Onde:

$$I_4' = I_{L_{m_2}min} \text{sen}(\omega t) + \frac{V_{int}}{L_{m,i}} \quad (211)$$

$$I_5' = I_{L_{m_2}max} \text{sen}(\omega t) - \frac{V_p t \text{sen}(\omega t)}{L_{m,i}} \quad (212)$$

$$I'_6 = I_{L_{m2min}} \text{sen}(\omega t) \quad (213)$$

Considerando a simetria entre os indutores  $L_{m1}$  e  $L_{m2}$  é possível assumir que a corrente eficaz para no semiciclo negativo do indutor  $L_{m1}$  será a mesma que a corrente do indutor  $L_{m2}$  durante o semiciclo positivo, isso a corrente eficaz em um período da saída CA é calculado como a média dos dois semiciclos, expressa por:

$$I_{L_{m1rmsCA}} = \frac{I_{L_{m1rmsCA1}} + I_{L_{m2rmsCA1}}}{2} = 6,3421 \text{ A} \quad (214)$$

A corrente média no interruptor  $S_1$  em um período completo CA é expresso por:

$$I_{S1avCA} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left( \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_{1s}} \left( \frac{V_{Cdc} t}{L_{eq}} \right) dt \right) d\omega t = 3,0857 \text{ A} \quad (215)$$

Já a corrente eficaz para o interruptor  $S_1$ :

$$I_{S1rmsCA} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left( \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_{1s}} \left( \frac{V_{Cdc} t}{L_{eq}} \right)^2 dt \right)^2 d\omega t} = 7,7367 \text{ A} \quad (216)$$

A corrente média no interruptor  $S_2$  em um período completo CA é expresso por:

$$I_{S2avCA} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left( \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_2} \left( \frac{V_p \text{sen}(\omega t) t}{L_{eq}} \right) dt \right) d\omega t = 1,5279 \text{ A} \quad (217)$$

Já a corrente eficaz para o interruptor  $S_2$ :

$$I_{S2rmsCA} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left( \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_2} \left( \frac{V_p \text{sen}(\omega t) t}{L_{eq}} \right)^2 dt \right)^2 d\omega t} = 5,2367 \text{ A} \quad (218)$$

Por fim os resultados teóricos são comparados com a simulação em malha aberta do I2ZM, utilizando o *software* MATLAB/Simulink® e organizados na Tabela 14.

**Tabela 14 – Valores obtidos teoricamente e por meio de simulação**

	Teórico	Simulação	Erro
$V_{L_{or\,ms}}$	127,3	127,7	0,315%
$I_{L_{or\,ms}}$	3,394	3,409	0,442%
$I_{L_{m1\,max}}$	20,743	21,03	1,384%
$I_{S_{max}}$	34,279	34,66	1,111%
$I_{L_{m1\,av}}$	3,5154	3,156	10,223%
$I_{L_{m1\,rms}}$	6,3421	6,663	5,060%
$I_{S_{1\,av}}$	3,0857	3,156	2,278%
$I_{S_{1\,rms}}$	7,7367	7,928	2,473%
$I_{S_{2\,av}}$	1,5279	1,564	2,363%
$I_{S_{2\,rms}}$	5,2367	5,33	1,782%
$V_{C_{1\,rms}}$	127,3	127,7	0,315%
$V_{S_{1\,max}}$	250	254,5	1,8%
$V_{S_{2\,max}}$	250	255,2	2,08%

**Fonte: Autoria própria**

## APÊNDICE C – ANÁLISE TEÓRICA DAS PERDAS

Os indutores apresentam uma resistência associada aos fios de cobre empregados em sua construção. Considerando fios de cobre com resistividade de  $\rho_{cu} = 1,7 \cdot 10^{-7} \Omega m$ , as indutâncias escolhidas são de  $60 \mu H$ , o Apêndice E mostra em detalhes o projeto desse indutor.

Para confecção do indutor foi utilizado dois fios em paralelo do tipo Litz 8x24 AWG, foram necessários aproximadamente,  $l_{L_m} = 1,5 m$ , ainda segundo a tabela de fios AWG a área da seção transversal para o fio AWG 24 é de  $A_{24} = 1,62 \cdot 10^{-6} m^2$ . Assim a resistência de um fio para os indutores  $L_{m1}$  e  $L_{m2}$  do I2ZM são calculadas como:

$$R_{AWG24} = \frac{\rho_{cu} l_{L_m}}{A_{24}} = 0,1574 \Omega \quad (219)$$

Como são utilizados 2 fios Litz em paralelo são totalizados 16 fios do tipo AWG 24, assim a resistência para os indutores  $L_{m1,2}$  são calculados como:

$$R_{L_{m1,2}} = \frac{R_{AWG24}}{16} = 9,838 m\Omega \quad (220)$$

Para o indutor  $L_o$  também foi utilizado o fio Litz, porém apenas um fio, com aproximadamente  $6 m$ , mais detalhes sobre o projeto do indutor  $L_o$  são apresentados no Apêndice F. Sendo assim a resistência para o indutor  $L_o$  é calculada como:

$$R_{L_o} = \frac{6\rho_{cu}}{8A_{24}} = 0,0787 \Omega \quad (221)$$

As perdas nos diodos são divididas em perdas por condução e perdas por bloqueio. As perdas por condução são expressas por:

$$P_{D_{cond}} = V_{T_o} I_{d_{av}} \quad (222)$$

onde  $V_{T_o}$  é obtido com as informações do fabricante, levando em consideração a temperatura da junção e a corrente instantânea, enquanto  $I_{d_{av}}$  é a corrente média no diodo.

Já as perdas por bloqueio do diodo são calculada por:

$$P_{D_{bloq}} = f_S Q_{rr} V_{D_{max}} \quad (223)$$

onde  $f_S$  é a frequência de chaveamento da estrutura,  $Q_{rr}$  é obtida com informações do fabricante e depende da corrente média e da temperatura de junção, já  $V_{D_{max}}$  é a máxima tensão no diodo.



Para os IGBTs as perdas são divididas entre perdas por condução e perdas por comutação. As perdas por condução são calculadas como:

$$P_{S_{cond}} = V_{ce} I_{S_{av}} D \quad (224)$$

onde  $V_{ce}$  é obtido com informações do fabricante, levando em consideração a corrente através do interruptor e a tensão utilizada para o acionamento,  $I_{S_{av}}$  é a corrente média no interruptor e  $D$  a razão cíclica empregada.

Por outro lado as perdas por comutação para um IGBT são calculadas por:

$$P_{S_{comut}} = \frac{1}{2}(t_r + t_f)V_{S_{max}} I_{S_{rms}} f_s \quad (225)$$

onde  $t_r$  e  $t_f$  são obtidos pelo fabricante e dependem da corrente através do interruptor, bem como a resistência utilizada no terminal *gate* para o acionamento do mesmo,  $V_{S_{max}}$  é a máxima tensão no interruptor, enquanto  $I_{S_{rms}}$  é a corrente eficaz através do interruptor.

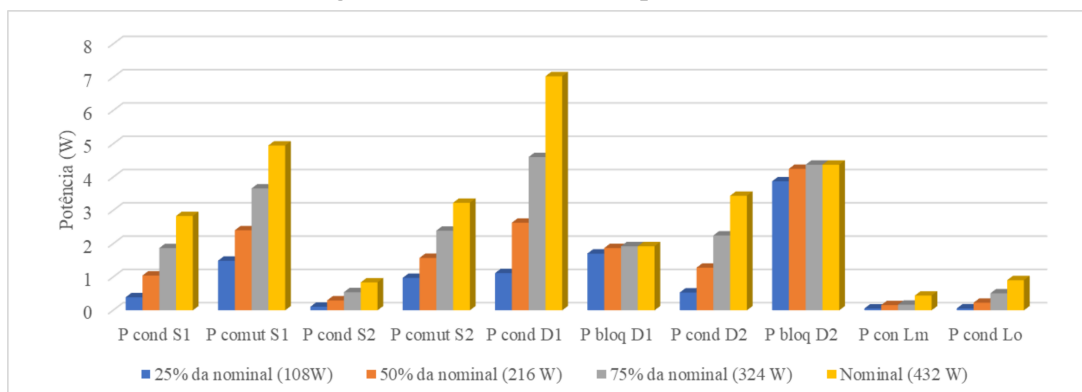
Com base nas equações apresentadas para as perdas, bem como as componentes de tensão e corrente no I2ZM é possível calcular as perdas em quatro valores de potência, organizados como: i) 25% da potência nominal (108 W); ii) 50% da potência nominal (216 W); iii) 75% da potência nominal (324 W); iv) potência nominal (432 W).

Destaca-se que por simetria da topologia as perdas descritas para o conjunto interruptor  $S_1$  e diodo  $D_1$  são válidas para o conjunto  $S_3$  e  $D_3$ , bem como as perdas para o conjunto  $S_2$  e  $D_2$  são equivalentes para o conjunto  $S_4$  e  $D_4$ .

As perdas teóricas do I2ZM, utilizando IGBTs do tipo IRPG4650D e diodos de potência 30ETH06, são apresentadas na Figura 158, para a potência nominal a maior perda é apresentada na condução do diodo  $D_1$ , com valores superiores a 7 W. Ainda sobre as perdas nos diodos, as perdas por bloqueio assumem valores próximos mesmo com a alteração da potência, já as perdas por condução crescem linearmente.

Nos interruptores as perdas por condução do interruptor  $S_2$  são baixas, menores a 1 W para a potência nominal, já para o interruptor  $S_1$  as perdas por condução atingem 2,8 W na potência nominal. Utilizando este tipo de interruptor o I2ZM apresentou sempre maiores perdas por comutação do que perdas por condução, atingindo na potência nominal 4,95 W no interruptor  $S_1$  e 3,23 W para o interruptor  $S_2$ .

**Figura 158 – Perdas teóricas para o I2ZM.**



**Fonte: Autoria própria**

As análises de perdas para o IHZC inicialmente foram realizadas considerando também o uso de interruptores do modelo IRGP4650D e diodos do tipo 30ETH06, resultando na Figura 159. Porém são analisadas as perdas para cinco potências diferentes descritas como: i) 25% da potência nominal (108 W); ii) 50% da potência nominal (216 W); iii) 75% da potência nominal (324 W); iv) potência nominal (432 W); v) 150% da potência nominal (648 W).

O IHZC utiliza indutores  $L_m$  e  $L_i$  com valor de  $105 \mu H$ , a confecção destes indutores é detalhada no Apêndice D, também é utilizado  $1,5 m$  do fio Litz 8x24 AWG, porém não é realizada associação de fios, assim a resistência associada aos indutores mencionadas vale:  $R_{L_{m,i}} = 19,676 m\Omega$ .

A partir da análise das perdas por bloqueio dos diodos  $D_1$  e  $D_2$ , verifica-se que as estas aumentam para  $D_2$  e diminuem para  $D_1$  quando comparadas com o I2ZM. Pela construção e operação do IHZC os semicondutores precisam suportar maiores tensões, com exceção dos diodos  $D_1$  e  $D_3$ , os quais passam a suportar uma tensão máxima de aproximadamente  $40 V$ , com isso as perdas por bloqueio nesses diodos assumem valores inferiores a  $0,7 W$  para a condição de operação analisada. Em contrapartida as perdas por bloqueio no diodo  $D_2$  assume o maior valor, apresentando  $5,44 W$  na potência nominal do IHZC.

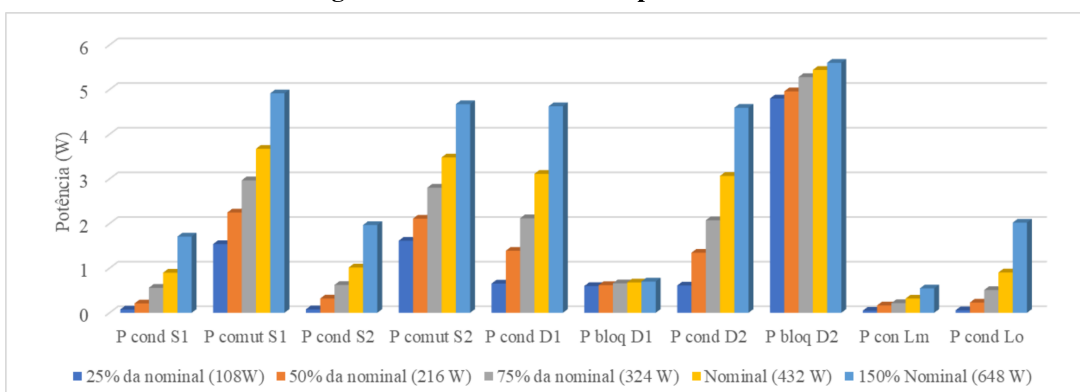
Assim como no I2ZM as perdas por comutação nos interruptores do IHZC são maiores que as perdas por condução, apresentando  $3,67 W$  para  $S_1$  e  $3,48 W$  para  $S_2$ .

Comparando as perdas para o I2ZM e o IHZC na potência nominal e 50% da potência nominal é obtida a Figura 160. De forma geral o IHZC apresenta perdas menores.

São destacadas as perdas por bloqueio do diodo  $D_1$ , as quais são muito inferiores para o IHZC, as perdas por bloqueio no diodo  $D_2$  são levemente inferiores. Para os interruptores percebe-se uma grande redução nas perdas do interruptor  $S_1$  do IHZC, enquanto para o interruptor

$S_2$  há um pequeno aumento nas perdas.

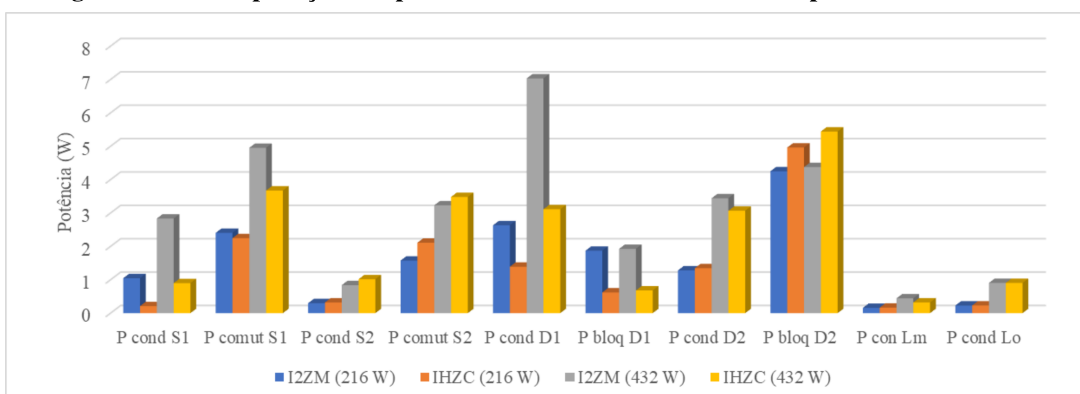
**Figura 159 – Perdas teóricas para o IHZC.**



**Fonte: Autoria própria**

O indutor  $L_m$  do IHZC apresenta maiores perdas para baixas potências, pois apresenta maior resistência, em contrapartida como há menor circulação de corrente as perdas são reduzidas em altas potências, por conta da relação quadrática nas perdas.

**Figura 160 – Comparação das perdas teóricas do I2ZM e do IHZC para 216 W e 432 W.**

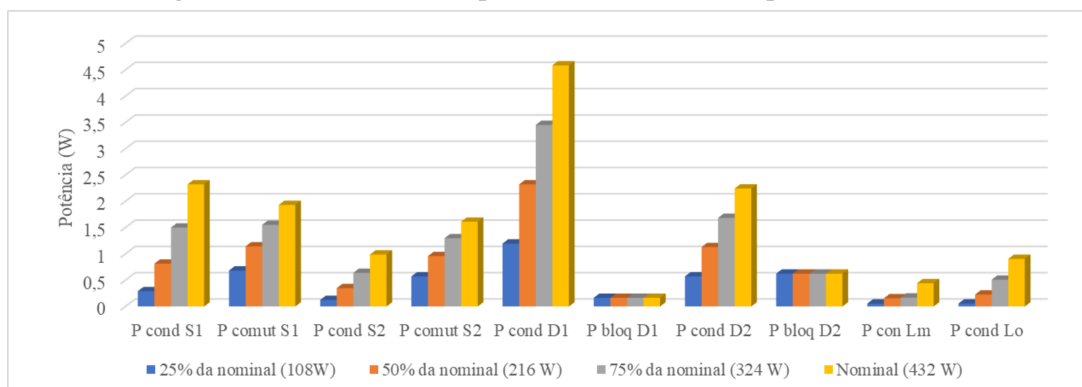


**Fonte: Autoria própria**

Visando minimizar perdas são empregados semicondutores de SiC, como o MOSFET IMW65R030M1H e o diodo FFSP2065A. As perdas por bloqueio dos diodos  $D_1$  e  $D_2$  apresentam grande redução com o uso de SiC, as perdas por condução nos diodos também são reduzidas, inicialmente na potência nominal o I2ZM apresentava maiores perdas na condução do diodo  $D_1$  apresentando 7 W, com o uso dos diodos SiC há redução para 4,55 W.

As perdas por comutação no interruptor  $S_1$  também sofrem redução, na potência nominal foram estimadas perdas de 4,95 W, com o uso dos interruptores de SiC as perdas caem para 1,93 W, Já para o interruptor  $S_2$  as perdas por comutação caem de 3,23 W para 1,61 W. A Figura 161 apresenta as perdas estimadas para o I2ZM utilizando semicondutores SiC.

**Figura 161 – Perdas teóricas para o I2ZM usando componentes de SiC.**

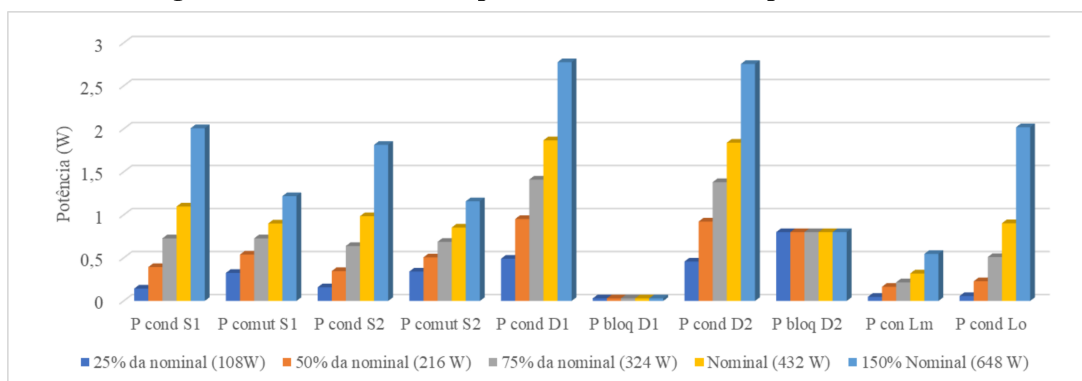


**Fonte: Autoria própria**

Utilizando também semicondutores SiC no IHZC (Figura 162) são observadas grandes reduções nas perdas por bloqueio no diodo  $D_2$ , apresentando  $0,8 W$ , o diodo  $D_1$  que já apresentava baixas perdas em bloqueio, com o uso de diodo SiC praticamente não apresenta perdas por bloqueio no IHZC, assumindo perdas de  $0,03 W$ .

As perdas mais altas para o IHZC são apresentadas na condução dos diodos  $D_1$  e  $D_2$ , com os valores de  $1,87 W$  e  $1,84 W$  respectivamente, analisando a operação do IHZC na potência nominal. O uso de interruptores de SiC provoca perdas por comutação menores que  $1 W$  para a potência nominal.

**Figura 162 – Perdas teóricas para o IHZC usando componentes de SiC.**

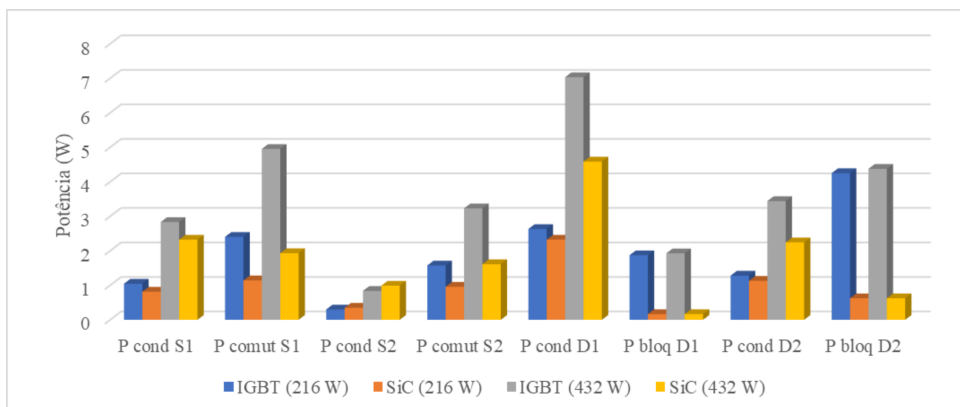


**Fonte: Autoria própria**

Quando são empregados semicondutores SiC no I2ZM as maiores perdas ainda são observadas na condução do diodo  $D_1$ , porém este apresenta uma redução de  $7 W$  para  $4,58 W$ . As perdas por bloqueio nos diodos apresentam grandes reduções, com valores abaixo de  $0,7 W$ . A Figura 163 apresenta a comparação das perdas nos semicondutores do I2ZM para 50% e 100% da potência nominal.

Os interruptores apresentam boa redução nas perdas por comutação, para as perdas por condução o interruptor  $S_1$  apresenta redução nas perdas ao se utilizar o MOSFET SiC, porém o interruptor  $S_2$  passa a apresentar mais perdas por condução.

**Figura 163 – Comparação das perdas no I2ZM utilizando semicondutores comuns e de SiC.**

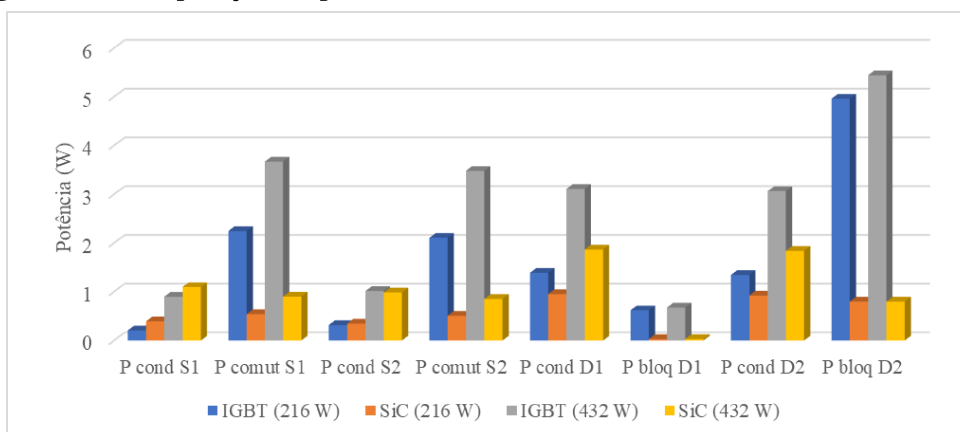


Fonte: Autoria própria

Comparando as perdas teóricas dos semicondutores comuns e SiC é observada uma grande redução, principalmente nas perdas por bloqueio dos diodos, onde a máxima perda para o diodo SiC é de 0,8 W, contra 5,44 W do diodo comum. As perdas por condução dos diodos também apresentam redução.

As perdas por condução nos interruptores não apresentam grandes diferenças, para o interruptor  $S_1$  as perdas por condução do MOSFET SiC são maiores que do IGBT, para o interruptor  $S_2$  são notadas praticamente as mesmas perdas. Por outro lado as perdas por comutação apresentam grande redução com o uso do MOSFET SiC. A Figura 164 mostra a comparação das perdas nos semicondutores para 50% e 100% da potência nominal.

**Figura 164 – Comparação das perdas no IHZC utilizando semicondutores comuns e de SiC.**

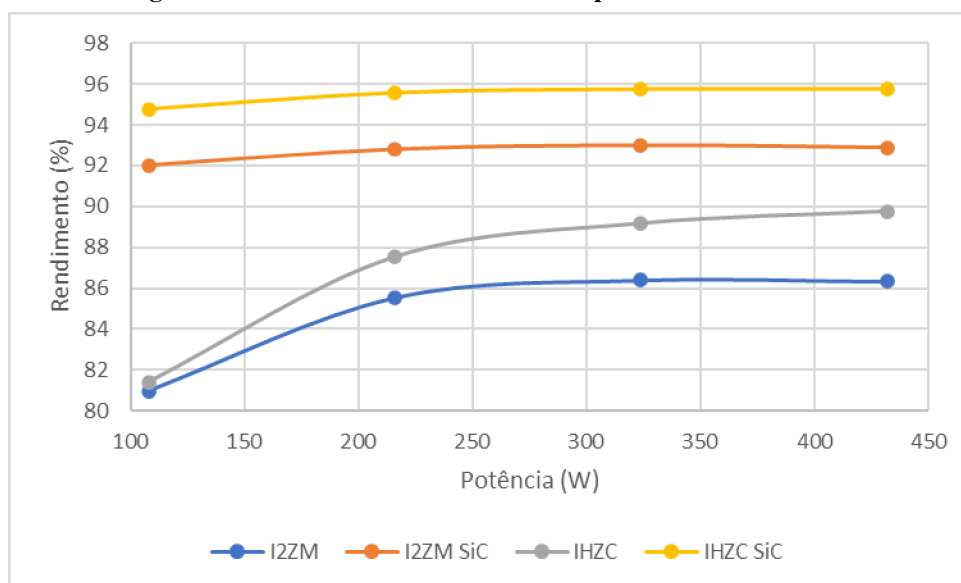


Fonte: Autoria própria

Somando as perdas apresentadas são geradas as curvas de eficiência para o I2ZM e o IHZC, utilizando interruptores IGBT IRGP4650D em conjunto com diodo 30ETH06, bem como para o uso dos semicondutores SiC, sendo o MOSFET IMW65R030M1H e o diodo FFSP2065A. A Figura 165 mostra as curvas de eficiência para o I2ZM e IHZC.

Tanto para o I2ZM para o IHZC são observados aumento de aproximadamente 6% de rendimento para o uso de semicondutores SiC, assim o I2ZM tem seu rendimento máximo de 93% enquanto o IHZC apresenta o valor máximo como 95,77%.

**Figura 165 – Curva de eficiência teóricas para o I2ZM e o IHZC.**



**Fonte: Autoria própria**

Os dados utilizados para as análises utilizando IGBTs IRGP4650D e diodos 30ETH06 são organizados na Tabela 15. Já os dados utilizados para as análises de perdas com semicondutores SiC são organizadas na Tabela 16.

**Tabela 15 – Perdas teóricas para o I2ZM e o IHZC**

	I2ZM/4	I2ZM/2	I2ZM3/4	I2ZM	IHZC/4	IHZC/2	IHZC3/4	IHZC	IHZC3/2
P cond $S_1$ (W)	0,39	1,05	1,87	2,83	0,07	0,21	0,56	0,90	1,71
Pcomut $S_1$ (W)	1,49	2,40	3,66	4,95	1,54	2,25	2,97	3,67	4,92
Pcond $S_2$ (W)	0,11	0,30	0,55	0,84	0,08	0,32	0,62	1,01	1,97
Pcomut $S_2$ (W)	0,97	1,57	2,39	3,23	1,61	2,11	2,80	3,48	4,67
Pcond $D_1$ (W)	1,12	2,63	4,60	7,03	0,65	1,39	2,12	3,11	4,63
Pbloq $D_1$ (W)	1,71	1,87	1,93	1,93	0,60	0,62	0,66	0,68	0,70
Pcond $D_2$ (W)	0,53	1,28	2,25	3,44	0,61	1,35	2,07	3,07	4,59
Pbloq $D_2$ (W)	3,88	4,25	4,38	4,38	4,80	4,96	5,28	5,44	5,60
Pcond $L_m$ (W)	0,06	0,16	0,17	0,44	0,05	0,16	0,22	0,32	0,55
Pcond $L_o$ (W)	0,06	0,23	0,51	0,91	0,06	0,23	0,51	0,91	2,02
Total (W)	20,56	31,25	44,09	59,04	20,10	26,96	35,11	44,27	60,67
Rend (%)	80,96	85,53	86,39	86,33	81,39	87,52	89,17	89,75	90,64

**Fonte: Autoria própria**

**Tabela 16 – Perdas teóricas para o I2ZM e o IHZC, utilizando semicondutores SiC**

	I2ZM/4	I2ZM/2	I2ZM3/4	I2ZM	IHZC/4	IHZC/2	IHZC3/4	IHZC	IHZC3/2
P cond $S_1$ (W)	0,29	0,81	1,50	2,32	0,14	0,39	0,73	1,10	2,01
Pcomut $S_1$ (W)	0,68	1,14	1,55	1,93	0,33	0,54	0,73	0,90	1,22
Pcond $S_2$ (W)	0,12	0,35	0,64	0,99	0,16	0,35	0,64	0,99	1,81
Pcomut $S_2$ (W)	0,57	0,96	1,30	1,61	0,34	0,51	0,69	0,85	1,16
Pcond $D_1$ (W)	1,20	2,32	3,45	4,59	0,49	0,95	1,41	1,87	2,78
Pbloq $D_1$ (W)	0,17	0,17	0,17	0,17	0,03	0,03	0,03	0,03	0,03
Pcond $D_2$ (W)	0,57	1,13	1,69	2,24	0,46	0,92	1,38	1,84	2,76
Pbloq $D_2$ (W)	0,63	0,63	0,63	0,63	0,80	0,80	0,80	0,80	0,80
Pcond $L_m$ (W)	0,06	0,16	0,17	0,44	0,05	0,16	0,22	0,32	0,55
Pcond $L_o$ (W)	0,06	0,23	0,51	0,91	0,06	0,23	0,51	0,91	2,02
Total (W)	8,63	15,55	22,69	30,74	5,65	9,54	13,73	18,29	28,23
Rend (%)	92,01	92,80	93,00	92,89	94,77	95,58	95,76	95,77	95,64

**Fonte: Autoria própria**

## APÊNDICE D – CÁLCULO DO INDUTOR $L_m$ E $L_i$ DO CONVERSOR IHZC

Cálculo do núcleo

$$I_{L_{m,i_p}} = I_{L_{m,i_{max}}} = 11,383 \text{ A} \quad (226)$$

$$J_{max} = 450 \quad (227)$$

$$B_{max} = 0,35 \quad (228)$$

$$K_w = 0,7 \quad (229)$$

$$A_{e,w} = \frac{L_{m,i} I_{L_{m,i_p}} I_{L_{m,i_{rms}}} 10^4}{B_{max} J_{max} K_w} = 1,0608 \quad (230)$$

Com base na Tabela o núcleo escolhido é EE 42/20, com  $A_e = 2,4$  e  $A_w = 1,57$

$$N = \frac{L_{m,i} I_{L_{m,i_{max}}} 10^4}{B_{max} A_e} = 20,3265 \quad (231)$$

Entreferro

$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \quad (232)$$

$$I_g = \frac{\mu_0 N^2 A_e 10^{-2}}{L_{m,i}} = 0,08425 \quad (233)$$

Escolha dos fios

$$\Delta 1 = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,033542 \quad (234)$$

Fio escolhido AWG24,  $\rho_{24} = 0,084070$ ,  $S_{24} = 0,002051$

$$S_{fp} = \frac{I_{L_{m,i_{rms}}}}{J_{max}} = 0,015221 \quad (235)$$

$$n_{fios} = \frac{S_{fp}}{S_{24}} = 7,4212 \quad (236)$$



$$K_u = \frac{Nn_{fios}S_{24}}{A_w} = 0,20902 \quad (237)$$

**APÊNDICE E – CÁLCULO DO INDUTOR  $L_m$  PARA O I2ZM OPERANDO EM MCD**

$$L_{m1} = 60 \mu H \quad (238)$$

Cálculo do núcleo

$$I_{L_{mp}} = I_{L_{mmax}} = 20,7138 A \quad (239)$$

$$J_{max} = 450 \quad (240)$$

$$B_{max} = 0,35 \quad (241)$$

$$K_w = 0,7 \quad (242)$$

$$A_{e,w} = \frac{L_m I_{L_{mmax}} I_{L_{rms}} 10^4}{B_{max} J_{max} K_w} = 1,4930 \quad (243)$$

Com base na Tabela o núcleo escolhido é EE 42/20, com  $A_e = 2,4$  e  $A_w = 1,57$

$$N = \frac{L_m I_{L_{mmax}} 10^4}{B_{max} A_e} = 14,79561 \quad (244)$$

Entreferro

$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \quad (245)$$

$$I_g = \frac{\mu_0 N^2 A_e 10^{-2}}{L_m} = 0,2262 \quad (246)$$

Escolha dos fios

$$\Delta 1 = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,033542 \quad (247)$$

Fio escolhido AWG24,  $\rho_{24} = 0,084070$ ,  $S_{24} = 0,002051$

$$S_{fp} = \frac{I_{L_{i,rms}}}{J_{max}} = 0,02943 \quad (248)$$

$$n_{fios} = \frac{S_{fp}}{S_{24}} = 14,350 \quad (249)$$

São utilizados 16 fios

$$K_u = \frac{Nn_{fios}S_{24}}{A_w} = 0,2812 \quad (250)$$

## APÊNDICE F – CÁLCULO DO INDUTOR TOROIDAL $L_o$ PARA O IHZC

Considerando pico de corrente de  $5 A$  e a indutância de saída,  $L_o = 1,5 mH$

$$B_{max} = 1,5 T \quad (251)$$

$$J_{max} = 400 \quad (252)$$

Fator de utilização

$$K = 0,4 \quad (253)$$

Núcleo escolhido MMT052T7713,

**Tabela 17 – Parâmetros do núcleo escolhido**

MMT052T7713		
$A_l$	80	$nH/esp^2$
$\varnothing_{ext}$	77,2	$mm$
$\varnothing_{int}$	49,0	$mm$
Altura	12,7	$mm$
Comprimento ( $l$ )	19,8	$cm$
Área da seção magnética	1,68	$cm^2$
Volume	33,4	$cm^3$
Área total do magnético	173	$cm^2$
Peso	233,8	$g$
Permeabilidade relativa inicial ( $\mu_i$ )	75	

**Fonte: Autoria própria**

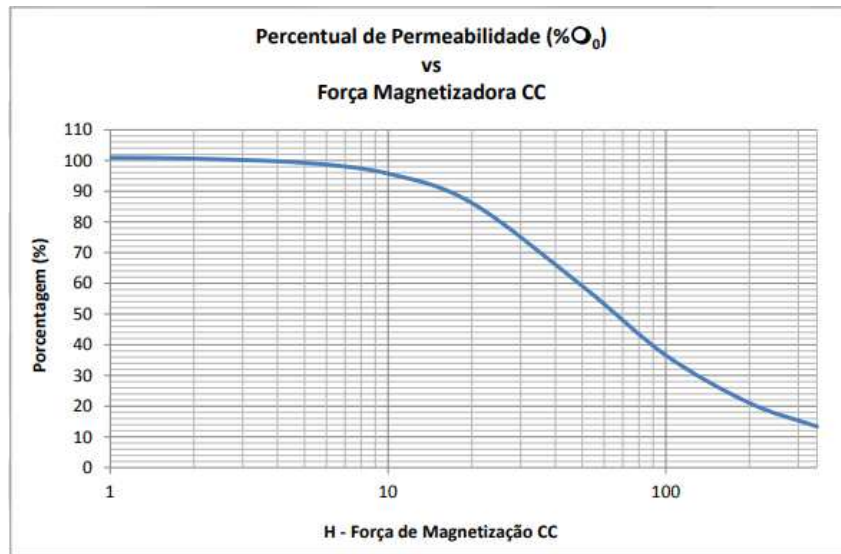
$$N_{max} = \frac{0,8B_{max}l10^{-2}}{\mu_0\mu_i I_{Lop}} = 285 \quad (254)$$

Onde  $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$

$$N = \sqrt{\frac{L_o}{A_l 0,42}} \cong 149 \quad (255)$$

$$H = \frac{0,4\pi N I_{Lop}}{l} = 83,589 oe \quad (256)$$

**Figura 166 – Curva característica do material 052.**



Fonte: (MAGMATTEC, 2022a)

Janela de utilização

$$A_w = \pi K \left( \frac{I_D}{2} \right)^2 = 7,543 \text{ cm}^2 \quad (257)$$

Sendo  $I_D$  o diâmetro interno do núcleo escolhido

O fio escolhido é o AWG 24, a área do cobre para este perfil de fio é de  $S_{24} = 0,002047 \text{ cm}^2$ , o diâmetro do fio sem isolamento  $d_f = 0,051 \text{ cm}$ , o diâmetro do fio com isolamento  $d_i = 0,057 \text{ cm}$

A área de cobre necessária é dada por:

$$S_{fp} = \frac{I_{Lop}}{\sqrt{2}J_{max}} = 0,0088388 \quad (258)$$

Sendo assim o número de fios em paralelo é calculada como:

$$n_{fios} = \frac{S_{fp}}{S_{24}} \approx 4 \quad (259)$$

Considerando  $K_{max} = 0,7$  pode-se calcular o número máximo de espiras que podem ser alocadas no núcleo.

$$N_{max} = K_{max} \frac{I_D^2}{(3d_i)^2} = 574,7 \quad (260)$$

Já o fator de utilização é calculado por:

$$K_u = \frac{N(3d_i)^2}{I^2 D} = 0,18146 \quad (261)$$

Como o número máximo de espiras é superior ao número de espiras necessárias para a confecção do indutor e o fator de utilização é menor que 0,4 é possível utilizar o núcleo escolhido.

Para confecção do núcleo são necessária duas camadas de fio, onde as camadas são calculadas a seguir

$$N_{C1} = \pi \left( \frac{I_D}{3d_i} - 1 \right) = 86 \quad (262)$$

$$N_{C2} = N - N_{C1} = 63 \quad (263)$$

## APÊNDICE G – CÁLCULO DO INDUTOR TOROIDAL $L_o$ PARA O I2ZM

Considerando pico de corrente de  $5 A$  e a indutância de saída,  $L_o = 1,0 mH$

$$B_{max} = 1,05 T \quad (264)$$

$$J_{max} = 400 \quad (265)$$

Fator de utilização

$$K = 0,4 \quad (266)$$

Núcleo escolhido MMT052T7713,

**Tabela 18 – Parâmetros do núcleo escolhido**

MMT052T7713		
$A_l$	80	$nH/esp^2$
$\varnothing Ext$	39,9	$mm$
$\varnothing int$	24,1	$mm$
Altura	14,5	$mm$
Comprimento ( $l$ )	9,84	$cm$
Área da seção magnética	1,072	$cm^2$
Volume	10,5	$cm^3$
Área total do magnético	63,2	$cm^2$
Peso	56,03	$g$
Permeabilidade relativa inicial ( $\mu_i$ )	75	

$$N_{max} = \frac{0,8 B_{max} l 10^{-2}}{\mu_0 \mu_i I_{Lop}} = 250 \quad (267)$$

Onde  $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$

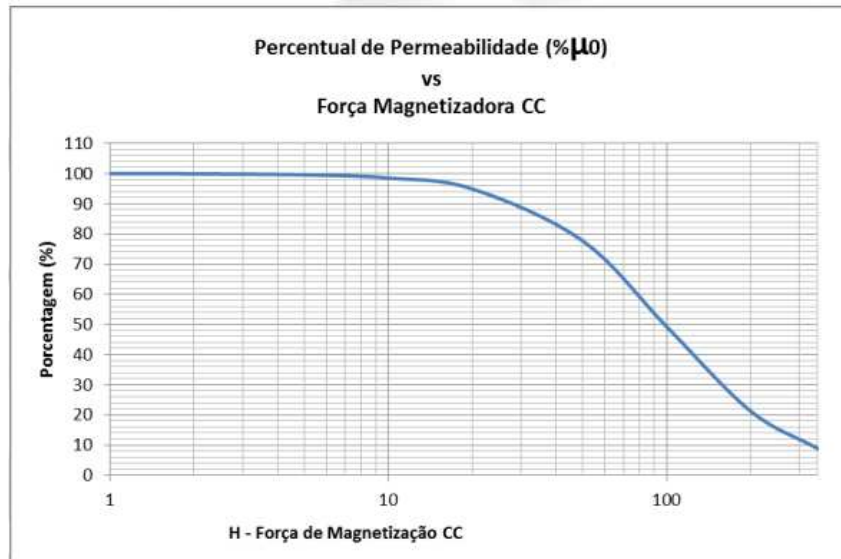
$$N = \sqrt{\frac{L_o}{A_l 0,84}} \cong 62,681 \quad (268)$$

$$H = \frac{0,4\pi N I_{Lop}}{l} = 40,228 oe \quad (269)$$

Indutância inicial

$$L_{ini} = N^2 A_l = 1,202 mH \quad (270)$$

Figura 167 – Curva característica do material 075s.



Fonte: (MAGMATTEC, 2022b)

Janela de utilização

$$A_w = \pi K \left( \frac{I_D}{2} \right)^2 = 2,2808 \text{ cm}^2 \quad (271)$$

Sendo  $I_D$  o diâmetro interno do núcleo escolhido

O fio escolhido é o AWG 24, a área do cobre para este perfil de fio é de  $S_{24} = 0,002047 \text{ cm}^2$ , o diâmetro do fio sem isolamento  $d_f = 0,051 \text{ cm}$ , o diâmetro do fio com isolamento  $d_i = 0,057 \text{ cm}$

A área de cobre necessária é dada por:

$$S_{fp} = \frac{I_{Lop}}{\sqrt{2}J_{max}} = 0,0088388 \quad (272)$$

Sendo assim o número de fios em paralelo é calculada como:

$$n_{fios} = \frac{S_{fp}}{S_{24}} \approx 4 \quad (273)$$

Considerando  $K_{max} = 0,7$  pode-se calcular o número máximo de espiras que podem ser alocadas no núcleo.

$$N_{max} = K_{max} \frac{I_D^2}{(3d_i)^2} = 139 \quad (274)$$



Já o fator de utilização é calculado por:

$$K_u = \frac{N(3d_i)^2}{I^2 D} = 0,3172 \quad (275)$$

Como o número máximo de espiras é superior ao número de espiras necessárias para a confecção do indutor e o fator de utilização é menor que 0,4 é possível utilizar o núcleo escolhido.

Para confecção do núcleo são necessária duas camadas de fio, onde as camadas são calculadas a seguir

$$N_{C1} = \pi \left( \frac{I_D}{3d_i} - 1 \right) = 36 \quad (276)$$

$$N_{C2} = N - N_{C1} = 27 \quad (277)$$

## APÊNDICE H – ANÁLISE DA ESCOLHAS DOS COMPONENTES

A escolha dos componentes utilizados nos conversores altera seu funcionamento e sua resposta dinâmica, bem como a escolha da frequência de chaveamento e a potência que é processada pelo conversor. Neste sentido são analisados comportamentos resultantes de diferentes escolhas.

Para obtenção das respostas em frequência das topologias, inicialmente são escolhidos os mesmos parâmetros para as topologias características apresentadas na Tabela 19, com base nas características nominais será possível analisar como o sistema reage a alterações dessas características.

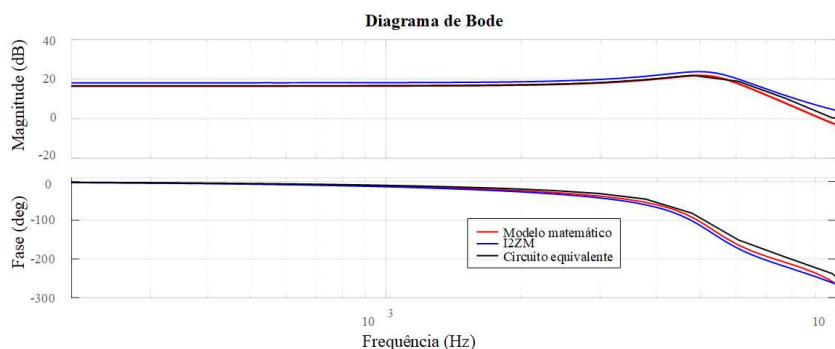
**Tabela 19 – Valores utilizados para análises das modelagens**

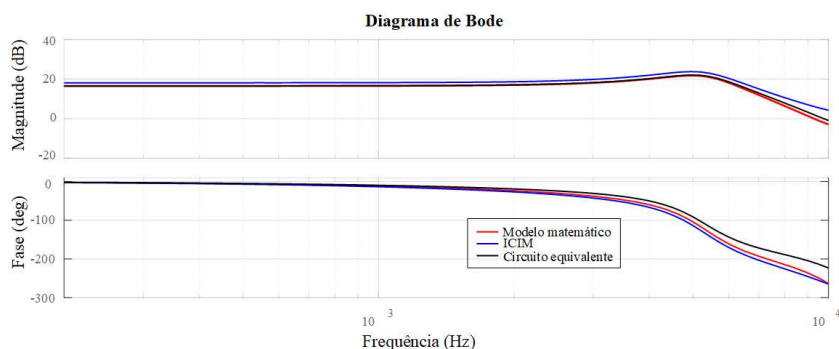
Grandeza	I2ZM	ICIM	IHZC
Frequência de chaveamento	50 kHz	50 kHz	50 kHz
Potência Nominal	432 W	432 W	432 W
Tensão no capacitor $C_{dc1,2}$	70 V	70 V	70 V
Indutância $L_{m,i1,2}$	60 $\mu H$	60 $\mu H$	60 $\mu H$
Indutância de saída $L_o$	1 mH	1 mH	1 mH
Capacitância de acoplamento $C_{a1,2}$	1 $\mu F$	1 $\mu F$	1 $\mu F$
Capacitância de saída $C_o$	1,5 $\mu F$	1,5 $\mu F$	1,5 $\mu F$

**Fonte: Autoria própria**

São obtidas as respostas em frequência para os inversores I2ZM e ICIM, através do modelo matemático obtido, utilizando o *MATLAB*®. Para corroborar a modelagem são obtidas as respostas em frequência via simulação para os circuitos equivalentes e para os inversores ICIM e I2ZM, utilizando o *software PSIM*®, no qual é possível exportar os dados da resposta em frequência e realizar a comparação com a resposta do modelo, obtida previamente utilizando o *MATLAB*®. A Figura 168 apresenta as respostas referentes ao I2ZM, já a Figura 169 apresenta as respostas para o ICIM.

**Figura 168 – Resposta em frequência do I2ZM.**

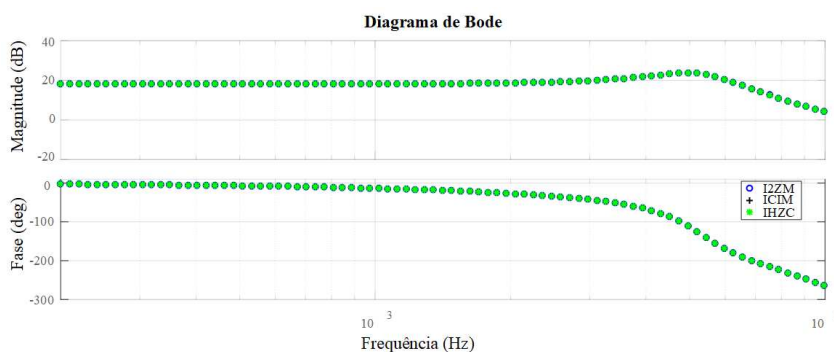


**Figura 169 – Resposta em frequência do ICIM.**

Fonte: Autoria própria

As respostas obtidas para ambas as topologias são muito parecidas, onde o modelo matemático obtido se aproxima mais do circuito equivalente que do inversor integrado, porém não há grandes discrepâncias, principalmente em baixas frequências.

Já o IHZC pode ser modelado como o I2ZM ou como o ICIM, dependendo de qual momento da saída CA está sendo analisado. Por simetria da estrutura é esperado que as repostas obtidas sejam equivalentes, as figuras 62(a) e 62(b) apresentaram comparações entre comportamentos dinâmicos e temporais entre as topologias I2ZM e IHZC em um primeiro momento e ICIM e IHZC posteriormente. A análise em resposta em frequência, obtida via simulação das estruturas dos inversores utilizando o *PSIM*® apresentada na Figura 170 demonstra que há grande equivalência entre o comportamento das três topologias abordadas.

**Figura 170 – Resposta em frequência para as topologias I2ZM, ICIM e IHZC.**

Fonte: Autoria própria

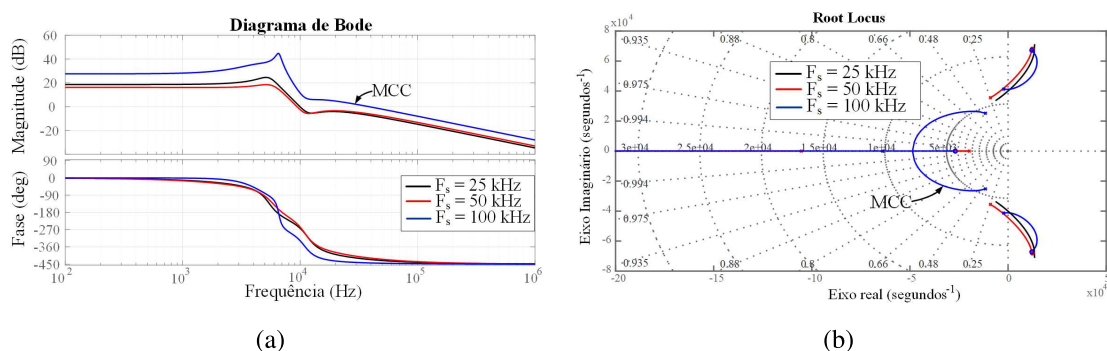
## H.1 INFLUÊNCIA NA ESCOLHA DOS COMPONENTES

Como observado, as três topologias apresentam comportamentos equivalentes quando submetidas as mesmas condições, na prática não há necessidade de se utilizar as mesmas grandezas, porém as alterações apresentadas podem ser extrapoladas. Desta forma as análises à

respeito das escolhas de componentes será realizada de forma unificada.

Iniciando pela variação da frequência de chaveamento, nas figuras 171(a) e 171(b) é possível perceber grande influência no comportamento das topologias, podendo levar a operação no modo de condução contínua, resultado que era esperado, pois a frequência de chaveamento atua diretamente na etapa de operação  $D_b T_s$ .

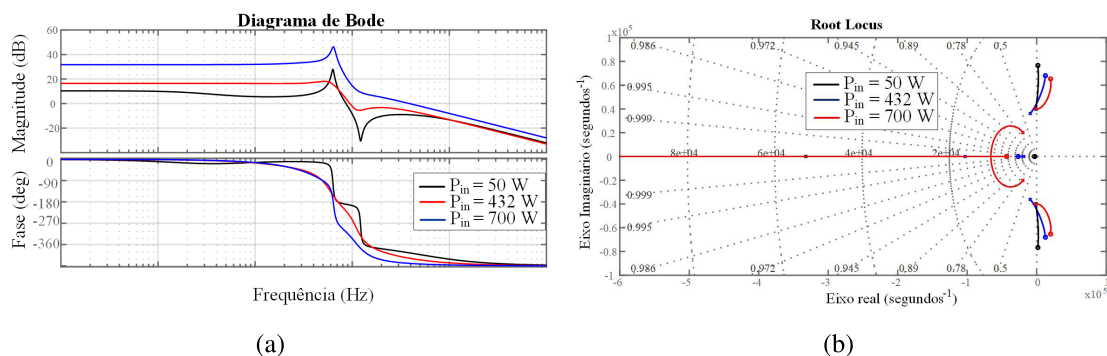
**Figura 171 – Respostas das topologias para alteração de frequência de chaveamento: a) Diagrama de bode; b) Lugar das raízes.**



Fonte: Autoria própria

A variação de potência de entrada é capaz de levar a topologia a operar no MCC, como é apresentado nas figuras 172(a) e 172(b), pois com o acréscimo de potência há uma elevação da razão cíclica  $D_b$  e conseqüentemente da razão cíclica  $D_a$ , sendo assim existe um limite de potência que as topologias podem processar no MCC, para elevar esse máxima potência é necessário adequar outras características, como a indutância de entrada ou magnetização ou adequação da tensão de entrada.

**Figura 172 – Respostas das topologias para alteração da potência: a) Diagrama de bode; b) Lugar das raízes.**

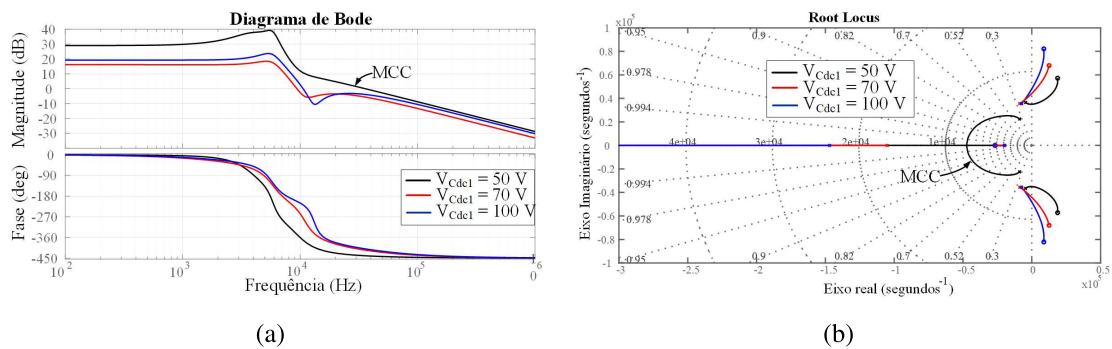


Fonte: Autoria própria

Também é possível observar que a diminuição da potência implica em maiores dificuldades para o controle. A diminuição da potência provoca aproximação dos polos para origem e mudanças de fase abruptas no diagrama de bode.

A alteração da tensão de entrada atua diretamente no ganho da topologia,  $G_e = V_o/V_{in} = D_a/D_b$ , uma tensão de entrada mais baixa necessita de uma razão cíclica maior para garantir o mesmo ganho, assumindo que não existam alterações na razão cíclica  $D_b$ , podendo levar a estrutura a operar no MCC, conforme observado nas figuras 173(a) e 173(b), há um valor mínimo da tensão de entrada que garante o funcionamento em MCD.

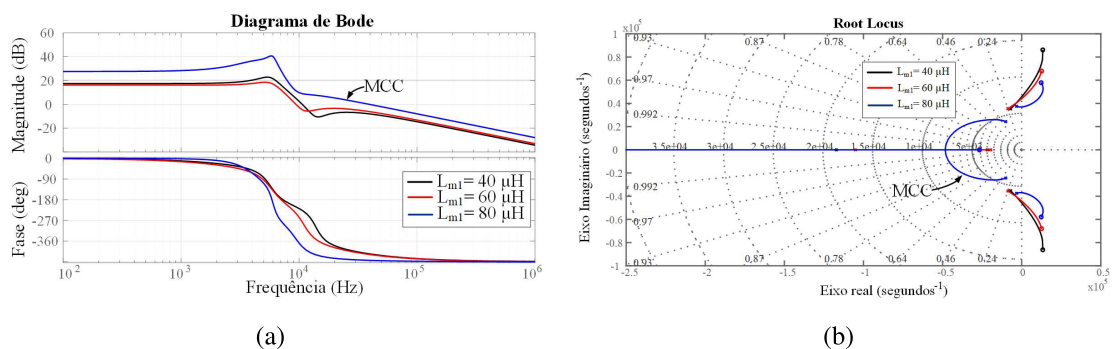
**Figura 173 – Respostas das topologias para alteração da tensão no capacitor de entrada: a) Diagrama de bode; b) Lugar das raízes.**



Fonte: Autoria própria

A indutância de magnetização para o I2ZM e IHZC ou a indutância de entrada para o ICIM e IHZC apresentam grande influência no funcionamento da respectiva topologia em MCD ou MCC, usando como exemplo o I2ZM, pequenas alterações na indutância  $L_{m1}$  e por simetria  $L_{m2}$  provocam mudanças nos polos e zero mais a direita, provocando grandes mudanças na dinâmica do conversor, como pode ser observado nas figuras 174(a) e 174(b). A elevação dessa indutância leva o inversor a operar no MCC. A redução dessa indutância aumenta significativamente o intervalo em que é possível operar em MCD, em contrapartida há elevação do valor máximo de corrente e aumento da corrente eficaz circulando pelos indutores e consequentemente através dos semicondutores, podendo elevar as perdas da estrutura.

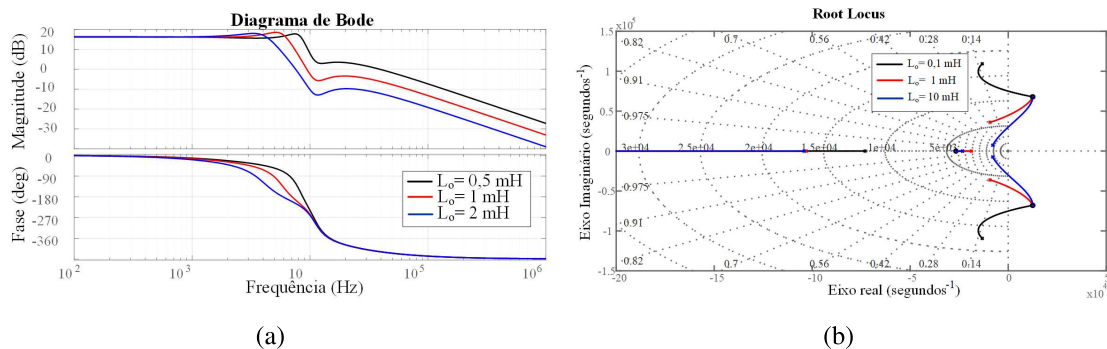
**Figura 174 – Respostas das topologias para alteração da indutância de magnetização: a) Diagrama de bode; b) Lugar das raízes.**



Fonte: Autoria própria

A alteração na indutância de saída não leva a topologia a operar no MCC, porém apresenta grande influência na dinâmica da estrutura, conforme observado nas figuras 175(a) e 175(b). A alteração no valor da indutância  $L_o$  provoca alteração na posição dos polos do sistema, sendo o indutor de saída exerce uma função de filtragem, onde valores de indutâncias reduzidos resultam em um sistema com frequência natural de oscilação elevada e valores de indutância elevados resultam em menores oscilações.

**Figura 175 – Respostas das topologias para alteração da indutância de saída: a) Diagrama de bode; b) Lugar das raízes.**



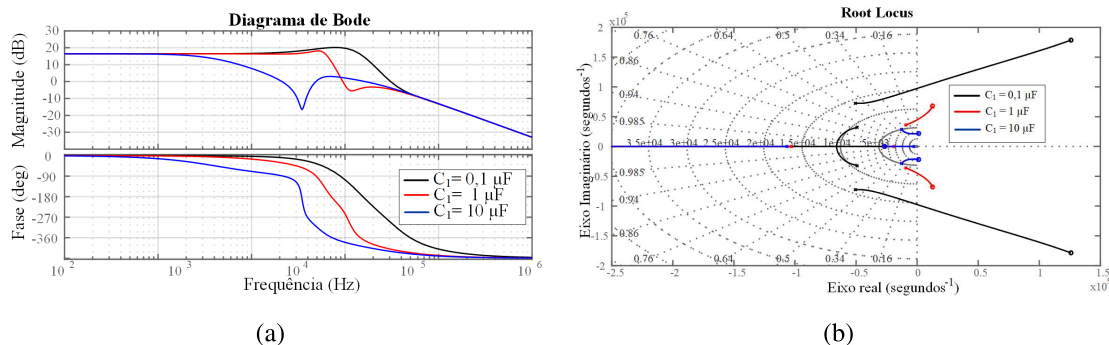
**Fonte: Autoria própria**

A aproximação das topologias para os modelos equivalentes só possível se a capacitância de acoplamento apresente um valor mínimo para garantir níveis de tensão. Idealmente a corrente que circula através dos semicondutores se divide entre as impedâncias de forma proporcional, por exemplo, durante a etapa de operação  $D_a T_S$  do I2ZM a corrente no interruptor  $S_1$  e diodo  $D_1$  é dividida entre os indutores, de forma que a corrente nos indutores  $L_{m_1}$  e  $L_{m_2}$  apresentem a mesma oscilação e valores médios distintos, nas etapas  $D_b T_S$  e  $D_c T_S$  também deve ocorrer a divisão de corrente de forma proporcional.

Ao final de um período de chaveamento as correntes nos indutores  $L_{m_1}$  e  $L_{m_2}$  apresentam comportamentos parecidos, onde uma delas apresentará valor médio nulo. Quando o capacitor de acoplamento não apresenta capacitância suficiente ocorre divergência no valor da oscilação, podendo alterar o ganho esperado da topologia, por outro lado valores elevados para as capacitâncias de acoplamento provocam distorção na passagem por zero.

Através da Figura 176(a) é possível observar como a escolha da capacitância de acoplamento afeta a dinâmica da topologia. Já a Figura 176(b) mostra que a redução da capacitância  $C_1$  e  $C_2$  move os zeros do semiplano direito para valores mais afastados do eixo  $j\omega$ .

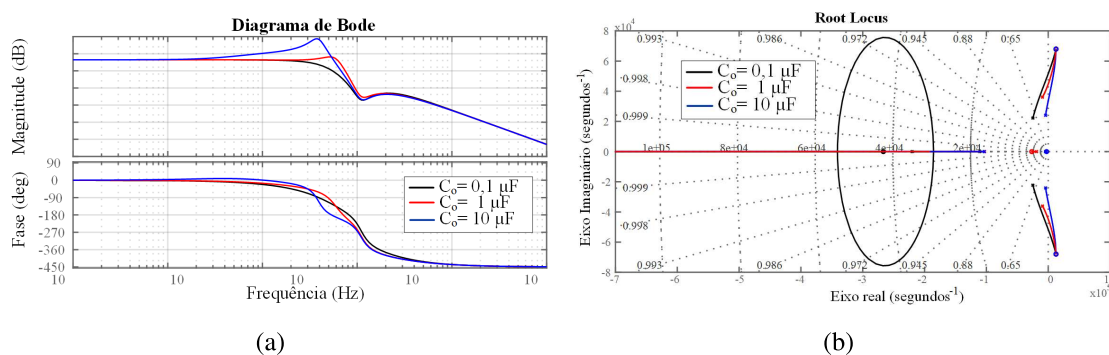
**Figura 176 – Respostas das topologias para alteração da capacitância de acoplamento: a) Diagrama de bode; b) Lugar das raízes.**



Fonte: Autoria própria

O capacitor de saída  $C_o$  atua como um filtro quando a topologia está conectada à rede, já para o caso do sistema autônomo a tensão desse capacitor é controlada com a finalidade de se obter uma forma de onda controlada e regulada. A Figura 177(a) apresenta a resposta em frequência para diferentes valores de capacitâncias de saída, a Figura 177(b) mostra as alterações nas localizações dos polos causadas pela escolha da capacitância de saída.

**Figura 177 – Respostas das topologias para alteração da capacitância de saída: a) Diagrama de bode; b) Lugar das raízes.**



Fonte: Autoria própria

## APÊNDICE I – FUNÇÃO PARA OBTENÇÃO DE $G_{id}$ PARA O I2ZM

```

function Gid = I2ZM_Gid(Lm1,Lo,Ca1,Co,Pin,Fs,Vg)
Lm = Lm1/2;Ca=2*Ca1;Vg = Vin/2;
Vp = 180;Ts = 1/Fs;
R = Vp^2/(2*Pin);
Leq = Lm*Lo/(Lm+Lo);
d2 = sqrt((2*Leq*Fs)/R);
d1 = Vp*d2/Vg;
if d1+d2>1
    d1 = Vp/(Vp+Vg);
    d2 = 1-d1;
end
d3 = 1-d1-d2;
Re = (2*Leq)/((1/Fs)*d1^2);

C = [0 1 0 0];

kc = ((2*d2)/((d1+d2)^2));
kvs = (1/Vg)*((d2*d1)/((d1+d2)^2));
kid = -(Re/Vg)*((d1^2)/((d1+d2)^2));
ks = [kid kvs];

%Etapa 1
A1 = [ 0 0 0 0;
    0 0 1/Lo -1/Lo;
    0 -1/Ca 0 0;
    0 1/Co 0 -1/(R*Co) ];
B1 = [ 1/Lm; 1/Lo; 0; 0 ];
C1 = [ 0 0 0 0;
    0 0 0 0];
E1 = [ 0; 0];

```



**%Etapa 2**

```
A2 = [ 0 0 -1/Lm 0;
       0 0 0 -1/Lo;
       (1-d2)/(d1*Ca) 0 0 0;
       0 1/Co 0 -1/(R*Co) ];
```

```
B2 = [ 0; 0; 0; 0];
```

```
C2 = [ 1 1 0 0;
       0 0 1 0];
```

```
E2 = [ 0; 1];
```

**%Etapa 3**

```
A3 = [ 0 0 -1/(Lm+Lo) 1/(Lm+Lo);
       0 0 1/(Lm+Lo) -1/(Lm+Lo);
       0 -1/Ca 0 0;
       0 1/Co 0 -1/(R*Co) ];
```

```
B3 = [ 0; 0; 0; 0];
```

```
Am = [ 0 0 (-(Lm+Lo)*d2+Lm*(d1+d2-1))/(Lm*(
Lm+Lo)) (1-d1-d2)/(Lm+Lo);
       0 0 ((Lm+Lo)*d1+Lo*(1-d1-d2))/(Lo
*(Lm+Lo)) (-(d1+d2)*(Lm+Lo)+Lo*(d1+d2-1))
/(Lo*(Lm+Lo));
       (d2-d2^2)/(Ca*d1) (d2-1)/Ca 0 0;
       0 1/Co 0 -1/(Co*R) ];
```

```
u1 = 1/(d1+d2);
```

```
Bm = [d1/Lm d1/Lo 0 0]';
```

```
Cm = [d2*u1 d2*u1 0 0;
       0 0 d2*u1 0];
```

$$X_o = -\text{inv}(A_m) * B_m * V_g;$$

$$u_0 = 1 / (d_2 + d_3);$$

$$B_d = (A_1 - A_2 * d_2 * u_0 - A_3 * d_3 * u_0) * X_o + (B_1 - B_2 * d_2 * u_0 - B_3 * d_3 * u_0) * V_g;$$

$$E_d = (C_1 - C_2) * X_o + (E_1 - E_2) * V_g;$$

$$A_{mf} = (A_m + B_d * ((k_s * C_m) / (1 - k_s * E_d)));$$

$$B_{dmf} = (B_d * k_c) / (1 - k_s * E_d);$$

$$A = A_{mf};$$

$$B = B_{dmf};$$

$$\text{if } d_3 == 0$$

$$A = A_m;$$

$$B = B_d;$$

end

$$[\text{num}, \text{den}] = \text{ss2tf}(A, B, C, 0);$$

$$G_{id} = \text{tf}(\text{num}, \text{den});$$

## APÊNDICE J – FUNÇÃO PARA OBTENÇÃO DE $G_{id}$ PARA O ICIM

```

function Gid = ICIM_Gid(Li1 ,Lo ,Ca1 ,Co ,Pin ,Fs , Vin)
Li = Li1/2;Ca=2*Ca1;Vg = Vin/2;
Vp = 180;Ts = 1/Fs;
R = Vp^2/(2*Pin);
Leq = Li*Lo/(Li+Lo);
d2 = sqrt((2*Leq*Fs)/R);
d1 = Vp*d2/Vg;
if d1+d2>1
    d1 = Vp/(Vp+Vg);
    d2 = 1-d1;
end
d3 = 1-d1-d2;
Re = (2*Leq)/((1/Fs)*d1^2);

C = [0 1 0 0];

kc = ((2*d2)/((d1+d2)^2));
kvs = (1/Vg)*((d2*d1)/((d1+d2)^2));
kid = -(Re/Vg)*((d1^2)/((d1+d2)^2));
ks = [kid kvs];

%Etapa 1
A1 = [ 0 0 0 0;
    0 0 1/Lo -1/Lo;
    0 -1/Ca 0 0;
    0 1/Co 0 -1/(R*Co) ];
B1 = [ 1/Li; 0; 0; 0 ];
C1 = [ 0 0 0 0;
    0 0 0 0];
E1 = [ 0; 0];

```

**%Etapa 2**

```

A2 = [ 0 0 -1/Li 0;
       0 0 0 -1/Lo;
       1/Ca 0 0 0;
       0 1/Co 0 -1/(R*Co) ];
B2 = [ 1/Li; 0; 0; 0];
C2 = [ 1 1 0 0;
       0 0 1 0];
E2 = [ 0; 0];

```

**%Etapa 3**

```

A3 = [ 0 0 -1/(Li+Lo) 1/(Li+Lo);
       0 0 1/(Li+Lo) -1/(Li+Lo);
       0 -1/Ca 0 0;
       0 1/Co 0 -1/(R*Co) ];
B3 = [ 1/(Li+Lo); -1/(Li+Lo); 0; 0];

Am = [ 0 0 (-(Li+Lo)*d2+Li*(d1+d2-1))/(Li*(
Li+Lo)) (1-d1-d2)/(Li+Lo);
       0 0 ((Li+Lo)*d1-Lo*(d1+d2-1))/(Lo
*(Li+Lo)) (-(d1+d2)*(Li+Lo)-Lo*(1-d1-d2))
/(Lo*(Li+Lo));
       (d2-d2^2)/(Ca*d1) (d2-1)/Ca 0 0;
       0 1/Co 0 -1/(Co*R) ];

Bm = [((d1+d2)*(Li+Lo)+(1-d1-d2)*Li)/(Li*(Lo+Li));
      -(1-d1-d2)/(Li+Lo);
      0;
      0];

Cm = [(d2-d2^2)/d1 d2 0 0;

```

```

    0 0 1-d1 d2+d1-1];

Xo = -inv(Am)*Bm*Vg;
u0 = 1/(d2+d3);

Bd = (A1-A2*d2*u0-A3*d3*u0)*Xo + (B1-B2*d2*u0-B3*d3*u0)*Vg;
Ed = (C1-C2)*Xo + (E1-E2)*Vg;

Amf = (Am+Bd*((ks*Cm)/(1-ks*Ed)));
Bdmf = (Bd*kc)/(1-ks*Ed);
A = Amf;
B = Bdmf;
if d3 == 0
    A = Am;
    B = Bd;
end
[num,den] = ss2tf(A,B,C,0);
Gid = tf(num,den);

```