

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E  
INFORMÁTICA INDUSTRIAL**

**JEFFERSON WILHELM MEYER SOARES**

**CÉLULA DE COMUTAÇÃO INTERCALADA PARA CONVERSORES  
COM CARACTERÍSTICAS DE SEGUIDOR DE TENSÃO E  
COMUTAÇÃO SUAVE**

**DISSERTAÇÃO**

**CURITIBA**

**2021**

**JEFFERSON WILHELM MEYER SOARES**

**CÉLULA DE COMUTAÇÃO INTERCALADA PARA CONVERSORES COM  
CARACTERÍSTICAS DE SEGUIDOR DE TENSÃO E COMUTAÇÃO SUAVE**

**Interleaved switching cell for converters with voltage follower and soft  
commutation characteristics**

Dissertação apresentada como requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia elétrica e informática industrial, do Programa de Pós-Graduação em Engenharia elétrica e informática industrial, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Dr. Alceu André Badin.

**CURITIBA**

**2021**



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

Esta licença permite compartilhamento, remixe, adaptação e criação a partir do trabalho, mesmo para fins comerciais, desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es).  
Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.



JEFFERSON WILHELM MEYER SOARES

**CÉLULA DE COMUTAÇÃO INTERCALADA PARA CONVERSORES COM CARACTERÍSTICAS DE  
SEGUIDOR DE TENSÃO E COMUTAÇÃO SUAVE**

Trabalho de pesquisa de mestrado apresentado como requisito para obtenção do título de Mestre Em Ciências da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR). Área de concentração: Engenharia De Automação E Sistemas.

Data de aprovação: 19 de Outubro de 2021

Prof Alceu Andre Badin, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Prof Ivo Barbi, Doutorado - Universidade Federal de Santa Catarina (Ufsc)

Prof Roger Gules, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Documento gerado pelo Sistema Acadêmico da UTFPR a partir dos dados da Ata de Defesa em 20/10/2021.

Dedico este trabalho a Deus, que me salvou por  
meio de seu filho Jesus Cristo.

## AGRADECIMENTOS

Agradeço imensamente a todos os que de alguma forma possibilitaram que este trabalho pudesse ser elaborado. Certamente que o desenvolvimento científico e tecnológico é baseado em diversos fatores que impulsionam as pessoas a compreenderem as leis da ciência e os fundamentos para alcançar um maior controle sobre o mundo que nos rodeia. Dentre os quais a boa vontade e gratidão destacam-se pois não se escreve a ciência para si mesmo, pelo contrário, ela deve ser estimulada para realização benéfica a todos. E não se opera desenvolvimento científico desacompanhado, e sim através do apoio contínuo da família, amigos, professores e colegas que se desdobram para ajudarem-se mutuamente.

Desta forma agradeço primeiramente aos nomes de cientistas e engenheiros que antes de mim se empenharam em divulgar seus trabalhos e assim somar e multiplicar a ciência até os patamares de desenvolvimento que alcançamos hoje.

Também agradeço às instituições, no sentido de reconhecer os professores, profissionais, demais colaboradores, bem como colegas e amigos, que me auxiliaram no meu desenvolvimento acadêmico e profissional. Dentre os quais gostaria de dar um agradecimento especial ao colégio São Domingos, Faxinal/PR, que me acolheu com bolsa de estudos. Agradeço à UTFPR, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, onde desenvolvi as aptidões científicas e de engenharia tanto durante a graduação, quanto neste programa de pós-graduação. E ao IFRO, Instituto Federal de Rondônia, que me permitiu seguir com os estudos e sustentou a mim e minha família durante este período. E aos brasileiros que mantêm com seu esforço as instituições públicas e privadas, abrindo oportunidades tanto para mim quanto para milhares de outros iguais que desejam seguir com seus estudos, pesquisa e desenvolvimento tecnológico.

Agradeço em especial alguns professores que marcaram presença nesse período de pós-graduação. Ao meu orientador Alceu André Badin, que acreditou no meu potencial e lapidou meu conhecimento até alcançar um desenvolvimento inimaginável previamente. Juntamente agradeço ao professor Roger Gules, sabendo que ambos estiveram presentes com sua inteligência, paciência e bondade em auxiliar a mim e diversos outros colegas nas centenas de dias de experimentação e análise no laboratório de eletrônica de potência. Agradeço também aos professores Daniel Cortez e Eduardo Romaneli que participaram de forma ativa com seus conhecimentos e dedicação. E ao professor Ivo Barbi que participou da banca revisando e orientando nesta etapa final do percurso.

À minha família, meus pais, Jefferson Quevedo Soares e Irmgard Meyer Soares e irmãos, Julianne, Jairo e Jeanne, que estiveram sempre presentes na formação do meu caráter bem como no processo de aprendizado. Compartilhando amor, paciência, bondade, benignidade, me ensinando e me tratando com justiça e retidão, sem desistir, mantendo sempre firme a fé e esperança em Deus. Agradeço ao meu falecido avô Jairo Evangelista Soares, de quem herdei o gosto por conhecer os caminhos da eletricidade. E principalmente agradeço neste momento minha esposa, Giselle Pacheco Peçanha Dias Soares e filha, Layla Dias Meyer, por darem suporte durante todo este período de estudos e pesquisa sem os quais não seria possível avançar e seguir adiante com este projeto, agradeço também aos meus sogros Marcos e Zilah que nos acolheram e ajudaram durante todo o período de pós-graduação.

Por fim agradeço a Deus que com seu amor e sabedoria criou o mundo e suas leis, das quais as mulheres e homens podem aproveitar com prazer e alegria todos os dias sabendo que o Senhor é Bom e a Sua benignidade dura para sempre.

Deus Todo-Poderoso, que criou o homem à Tua  
própria imagem, e fez dele alma vivente para  
que Te busque e tenha domínio sobre a Tua  
criação, ensina-nos a estudar as obras de  
Tuas mãos, para que possamos dominar  
a Terra e fortalece-nos a razão para  
Teu serviço  
(MAXWELL, James Clerk).

## RESUMO

SOARES, Jefferson Wilhelm Meyer Soares. **Célula de comutação intercalada para conversores com características de seguidor de tensão e comutação suave**. 2021. 200 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia elétrica e informática industrial) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2021.

Este trabalho apresenta uma célula de comutação com modulação por variação de frequência de chaveamento, do inglês *switching cell with switching frequency modulation* (SC-SFM) e condução contínua no indutor. Conversores com entrada em corrente baseados na SC-SFM possuem a característica de seguidor de tensão, ou seja, a entrada do conversor se comporta como uma carga resistiva e condução contínua. O comportamento como seguidor de tensão simplifica o controle do conversor sendo necessário apenas um laço de controle de tensão. Comutação suave e corrente nula no bloqueio do diodo é possível para uma ampla faixa de potência. Adicionalmente este trabalho apresenta o princípio de operação, análise matemática, modelagem e esquema de controle para conversores de corrente contínua para corrente contínua (CC-CC) e retificadores com correção do fator de potência, do inglês *power factor correction* (PFC), neste caso incluindo um controle antecipativo, do inglês *feedforward*, para aprimorar a qualidade de energia.

Resultados experimentais são obtidos a partir de três protótipos baseados na SC-SFM. A saber um protótipo de conversor boost intercalado com modulação em frequência de chaveamento, do inglês *interleaved boost converter with switching frequency modulation* (IBC-SFM) CC-CC, um IBC-SFM PFC com ponte de diodos e outro IBC-SFM PFC baseado na estrutura *totem-pole*. Os protótipos possuem potência nominal de 1 kW, tensão de entrada de 100 V e saída de 240 V para o conversor CC-CC e tensão de entrada de 127 V e saída de 400 V para os conversores PFC. Os protótipos apresentaram excelentes valores de rendimento com curva quase plana, sendo os resultados de eficiência máxima iguais a 98,78% para o IBC-SFM CC-CC, 97,15% para o IBC-SFM PFC e 97,99% para o PFC com a estrutura totem-pole. No caso dos conversores PFC a qualidade de energia baseado nos valores de fator de potência (FP), distorção harmônica total de corrente, do inglês *current total harmonic distortion* ( $THD_i$ ) e espectro harmônico apresentam dados excelentes e adequados às normas vigentes de qualidade de energia.

**Palavras-chave:** Conversores. Modulação por frequência de chaveamento. Seguidor de tensão. Eletrônica de potência. Rendimento elevado.



## ABSTRACT

SOARES, Jefferson Wilhelm Meyer Soares. **Interleaved switching cell for converters with voltage follower and soft commutation characteristics**. 2021. 200 p. Dissertation (Master's Degree in Electrical engineering and industrial computing) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2021.

This work presents a switching cell with switching frequency modulation (SC-SFM) and continuous conduction in the inductor current. Current-fed converter grounded on SC-SFM have the characteristic of a voltage follower, that is when the input behaves as a resistive load. Simplified control is achieved due to the resistive behavior, only a voltage control loop is needed. Soft switching and current null when the diodes block are reached for a wide power range. In addition, this work presents the operating principle, mathematical analysis, modeling and control scheme for direct current to direct current (DC-DC) converters and power factor correction (PFC) rectifiers, in this case including a feedforward control to improve the power quality.

Experimental results are obtained from three prototypes based on SC-SFM. Namely a prototype of interleaved boost converter with switching frequency modulation (IBC-SFM) CC-CC, an IBC-SFM PFC with diode bridge and another IBC-SFM PFC based on the totem-pole structure. The prototypes have a nominal power of 1 kW, an input voltage of 100 V and an output of 240 V for the DC-DC converter and an input voltage of 127 V and an output of 400 V for the PFC converters. Furthermore, the prototypes showed excellent efficiency values with an almost flat curve, with maximum efficiency values equal to 98.78% for the IBC-SFM DC-DC, 97.15% for the IBC-SFM PFC and 97.99% for PFC with totem-pole structure. In the case of PFC converters, the power quality based on power factor (PF), current total harmonic distortion ( $THD_i$ ) and harmonic spectrum values present excellent and adequate results for the actual power quality standards.

**Keywords:** Converters. Switching frequency modulation. Voltage follower. Power electronics. High efficiency.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Exemplo conversor com característica seguidor de tensão - resistivo . . . . .	22
Figura 2 – Topologia e diagrama de controle - conversor Boost DCM convencional, variações CC-CC e PFC . . . . .	23
Figura 3 – Topologia e diagrama de controle - conversor Boost CCM PFC convencional	24
Figura 4 – Topologia e diagrama de controle - IBC-CCM PFC convencional . . . . .	26
Figura 5 – Topologia boost com grampeamento ativo . . . . .	27
Figura 6 – Apresentação da topologia proposta e aplicações . . . . .	30
Figura 7 – Variações de comando de interruptores . . . . .	38
Figura 8 – Variações topológicas da SC-SFM . . . . .	39
Figura 9 – Representações equivalentes da SC-SFM A . . . . .	41
Figura 10 – Apresentação canônica da SC-SFM . . . . .	42
Figura 11 – Conversores básicos elaborados a partir da SC-SFM variação A . . . . .	42
Figura 12 – Conversores básicos elaborados a partir da SC-SFM variação B . . . . .	43
Figura 13 – Conversores básicos elaborados a partir da SC-SFM variação C . . . . .	43
Figura 14 – SC-SFM A - Representação das Principais Componentes de Tensão e Corrente	44
Figura 15 – Formas de Onda Circuito Genérico SC-SFM A . . . . .	45
Figura 16 – Estados Topológicos Circuito Genérico SC-SFM A . . . . .	46
Figura 17 – Transição de bloqueio do diodo $D_1$ . . . . .	51
Figura 18 – Etapa 4 com a representação da corrente de roda livre $I_{rl}$ . . . . .	52
Figura 19 – Transição de bloqueio do interruptor $S_1$ e condução do diodo $D_1$ . . . . .	53
Figura 20 – Ondulação de corrente no indutor, valor normalizado . . . . .	57
Figura 21 – Potência dissipada por condução no cobre do indutor L, valor normalizado .	58
Figura 22 – Formas de Onda Circuito Genérico Aprimorado SC-SFM A . . . . .	59
Figura 23 – Corrente eficaz sobre um dos enrolamentos do autotransformador, valor normalizado . . . . .	60
Figura 24 – Potência dissipada em um enrolamento do autotransformador, valor normalizado	62
Figura 25 – Fluxo magnético máximo sobre autotransformador, valor normalizado . . .	64
Figura 26 – Potência dissipada no núcleo do autotransformador, valor normalizado . . .	65
Figura 27 – Potência dissipada em um interruptor, valor normalizado . . . . .	67
Figura 28 – Potência dissipada em um diodo, valor normalizado . . . . .	68
Figura 29 – Conversor Buck Intercalado CC-CC com a SC-SFM A: Topologia, estados topológicos e formas de onda . . . . .	69
Figura 30 – Conversor Buck-Boost Intercalado CC-CC com a SC-SFM A: Topologia, estados topológicos e formas de onda . . . . .	71
Figura 31 – Esquema de modulação complementar para baixas potências . . . . .	72
Figura 32 – Variações topológicas da SC-SFM - Complementar . . . . .	73
Figura 33 – Apresentação canônica da SC-SFM - Complementar . . . . .	73
Figura 34 – Conversores básicos elaborados a partir da SC-SFM - Complementar . . . . .	74
Figura 35 – IBC-SFM com a SC-SFM A . . . . .	77
Figura 36 – IBC-SFM - Principais Formas de Onda . . . . .	78
Figura 37 – IBC-SFM - Estados Topológicos . . . . .	79
Figura 38 – IBC-SFM - Ganho estático em função da razão cíclica e comparação com IBC-CCM convencional . . . . .	80
Figura 39 – IBC-SFM - Característica externa . . . . .	81

Figura 40 – IBC-SFM - Ondulação de corrente no indutor de entrada. . . . .	83
Figura 41 – IBC-SFM - Ondulação de tensão de saída. . . . .	84
Figura 42 – IBC-SFM - Potência dissipada por condução no cobre do indutor L . . . . .	85
Figura 43 – IBC-SFM - Potência dissipada no autotransformador ATR . . . . .	87
Figura 44 – IBC-SFM - Potência dissipada por condução nos interruptores . . . . .	87
Figura 45 – IBC-SFM - Potência dissipada por condução nos diodos . . . . .	88
Figura 46 – IBC-SFM - Potência dissipada total . . . . .	89
Figura 47 – IBC-SFM - Estimativa de eficiência . . . . .	89
Figura 48 – IBC-SFM - Esquema de controle . . . . .	91
Figura 49 – IBC-SFM - Diagrama de blocos da malha de controle de tensão . . . . .	93
Figura 50 – IBC-SFM - Resultado de simulação entre o conversor e a modelagem proposta	94
Figura 51 – IBC-SFM - Resposta de tensão e corrente do conversor durante o degrau de carga . . . . .	95
Figura 52 – IBC-SFM - Protótipo . . . . .	96
Figura 53 – IBC-SFM - Resultado experimental formas de onda principais, MOSFET . .	96
Figura 54 – IBC-SFM - Resultado experimental corrente e tensão sobre $S_1$ e $D_1$ , MOSFET	97
Figura 55 – IBC-SFM - Resultado experimental bloqueio interruptor $S_1$ e condução diodo $D_1$ , MOSFET . . . . .	98
Figura 56 – IBC-SFM - Resultado experimental bloqueio diodo $D_1$ , MOSFET . . . . .	98
Figura 57 – IBC-SFM - Resultado experimental corrente vs tensão de entrada . . . . .	99
Figura 58 – IBC-SFM - Resultado experimental de eficiência valor medido e estimado .	100
Figura 59 – IBC-SFM - Resultado experimental condução ou abertura simultânea no comando dos interruptores . . . . .	102
Figura 60 – IBC-SFM - Frequência de operação da interrupção do DSP e frequência de chaveamento . . . . .	103
Figura 61 – IBC-SFM PFC com a SC-SFM A . . . . .	108
Figura 62 – IBC-SFM PFC - Principais Formas de Onda . . . . .	109
Figura 63 – IBC-SFM PFC - Estados Topológicos . . . . .	110
Figura 64 – IBC-SFM PFC - Comportamento razão cíclica efetiva . . . . .	111
Figura 65 – IBC-SFM PFC - Ondulação de corrente no indutor, valor normalizado. . . .	112
Figura 66 – IBC-SFM PFC - Distorção de corrente no cruzamento por zero . . . . .	114
Figura 67 – IBC-SFM PFC - Potência dissipada total . . . . .	117
Figura 68 – IBC-SFM PFC - Estimativa de eficiência . . . . .	118
Figura 69 – IBC-SFM PFC - Esquema de controle . . . . .	119
Figura 70 – IBC-SFM PFC - Modelo equivalente da distribuição de energia CA . . . . .	120
Figura 71 – IBC-SFM PFC - Resultado de simulação entre o conversor e a modelagem proposta . . . . .	123
Figura 72 – IBC-SFM PFC - Diagrama de blocos da malha de controle de tensão . . . .	123
Figura 73 – IBC-SFM PFC - Protótipo . . . . .	125
Figura 74 – IBC-SFM PFC - Resultado experimental formas de onda principais, MOSFET	125
Figura 75 – IBC-SFM PFC - Resultado experimental corrente e tensão sobre $S_1$ e $D_1$ , MOSFET . . . . .	126
Figura 76 – IBC-SFM PFC - Resultado experimental bloqueio interruptor $S_1$ e condução diodo $D_1$ , MOSFET . . . . .	127
Figura 77 – IBC-SFM PFC - Resultado experimental bloqueio diodo $D_1$ , MOSFET . . .	127
Figura 78 – IBC-SFM PFC - Resultado experimental tensão e corrente de entrada, potên- cia nominal MOSFET . . . . .	128

Figura 79 – IBC-SFM PFC - Resultado experimental tensão e corrente de entrada, potência nominal . . . . .	129
Figura 80 – IBC-SFM PFC - Resultado experimental tensão e corrente de entrada, 41% da potência nominal . . . . .	130
Figura 81 – IBC-SFM PFC - Resultado experimental cruzamento por zero . . . . .	131
Figura 82 – IBC-SFM PFC - Resultado experimental FP . . . . .	132
Figura 83 – IBC-SFM PFC - Resultado experimental $THD_i$ . . . . .	133
Figura 84 – IBC-SFM PFC - Resultado experimental componentes harmônicas da corrente de entrada . . . . .	134
Figura 85 – IBC-SFM PFC - Resultado experimental de eficiência valor medido e estimado	135
Figura 86 – IBC-SFM PFC - Resultado experimental degrau de carga . . . . .	137
Figura 87 – IBC-SFM PFC Totem-Pole com a SC-SFM A . . . . .	142
Figura 88 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Semi-Ciclos . . . . .	143
Figura 89 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Principais Formas de Onda . . . . .	144
Figura 90 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Estados Topológicos Semi-Ciclo Positivo . . .	145
Figura 91 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Potencia dissipada total . . . . .	149
Figura 92 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Potencia dissipada nos interruptores . . . . .	150
Figura 93 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Estimativa de eficiência . . . . .	151
Figura 94 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Esquema de controle . . . . .	152
Figura 95 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Diagrama de blocos da malha de controle de tensão . . . . .	152
Figura 96 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Diagrama de blocos da malha de controle de tensão com <i>feedforward</i> . . . . .	154
Figura 97 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Esquema de controle com <i>feedforward</i> . . . . .	155
Figura 98 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Protótipo . . . . .	155
Figura 99 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental formas de onda principais, semi-ciclo positivo . . . . .	156
Figura 100 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental corrente e tensão sobre interruptor $S_3$ e diodo de corpo $D_{S1}$ , semi-ciclo positivo SiC . . . . .	157
Figura 101 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental bloqueio interruptor $S_3$ e condução do diodo de corpo $D_{S1}$ , semi-ciclo positivo SiC . . . . .	158
Figura 102 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental bloqueio diodo de corpo $D_{S1}$ , semi-ciclo positivo SiC . . . . .	158
Figura 103 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental tensão e corrente de entrada, potência nominal SiC . . . . .	159
Figura 104 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental tensão e corrente de entrada, potência nominal . . . . .	160
Figura 105 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental tensão e corrente de entrada, 50% da potência nominal . . . . .	161
Figura 106 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental cruzamento por zero .	162
Figura 107 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental tensão e corrente de entrada com <i>feedforward</i> . . . . .	163
Figura 108 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental FP . . . . .	164
Figura 109 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental $THD_i$ . . . . .	165
Figura 110 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental componentes harmônicas da corrente de entrada . . . . .	166
Figura 111 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Frequência de chaveamento utilizando o controle <i>feedforward</i> . . . . .	167

Figura 112 –IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental de eficiência valor medido e estimado . . . . .	168
Figura 113 –IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental de eficiência valor medido e estimado, considerando variação da tensão eficaz . . . . .	168
Figura 114 –IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental degrau de carga . . . . .	169
Figura 115 –IBC-SFM aplicado a sistemas MPPT para painéis solares. . . . .	178
Figura 116 –Paralelismo de conversores IBC-SFM. . . . .	180
Figura 117 –Conversor bi-direcional utilizando a SC-SFM . . . . .	181
Figura 118 –IBC-SFM Vienna - Conversor trifásico. . . . .	182
Figura 119 –Representação convencional de um transformador com indutância de magnetização . . . . .	194
Figura 120 –Representação de um transformador com a indutância de magnetização no enrolamento secundário . . . . .	194
Figura 121 –Representação de um transformador com a indutância de magnetização nos enrolamentos primário e secundário concomitantemente . . . . .	195
Figura 122 –Representação alternativa do autotransformador utilizado na SC-SFM variação A, com a indutância de magnetização nos enrolamentos primário e secundário concomitantemente . . . . .	196
Figura 123 –Representação do autotransformador utilizado na SC-SFM variação A, com a indutância de magnetização $4L_m$ . . . . .	196
Figura 124 –IBC-SFM - Metodologia de projeto . . . . .	197

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – IBC-SFM - Parâmetros protótipo . . . . .	82
Tabela 2 – IBC-SFM - Componentes protótipo . . . . .	82
Tabela 3 – Comparação entre conversores boost intercalado CC-CC . . . . .	104
Tabela 4 – IBC-SFM PFC - Parâmetros protótipo . . . . .	115
Tabela 5 – IBC-SFM PFC - Componentes protótipo . . . . .	115
Tabela 6 – Corrente sobre interruptores eficaz, médio e pico . . . . .	136
Tabela 7 – Comparação entre conversores boost PFC . . . . .	138
Tabela 8 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Parâmetros protótipo . . . . .	147
Tabela 9 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Componentes protótipo . . . . .	148
Tabela 10 – Comparação entre conversores boost PFC <i>bridgeless</i> . . . . .	170
Tabela 11 – IBC-SFM - Parâmetros do conversor . . . . .	198

## LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E ACRÔNIMOS

### SIGLAS

3SSC	célula de comutação de três estados, do inglês <i>three states switching cell</i>
BCM	modo de condução crítica ou limiar, do inglês <i>boundary conduction mode</i>
CA	corrente alternada
CA-CC	corrente alternada para corrente contínua
CC	corrente contínua
CC-CC	corrente contínua para corrente contínua
CCM	modo de condução contínua, do inglês <i>continuous conduction mode</i>
CEC	comissão de energia da Califórnia, do inglês <i>California energy commission</i>
CoolMOS	MOSFET de super-junção para altas tensões, do inglês <i>high voltage superjunction MOSFET</i>
CRIB	conversor boost intercalado com grampeamento ressonante, do inglês <i>clamped- resonant interleaved boost converter</i>
CSC	controle de corrente sem sensor, do inglês <i>current sensorless control</i>
DCM	modo de condução descontínua, do inglês <i>discontinuous conduction mode</i>
DSP	processador digital de sinais, do inglês <i>digital signal processor</i>
EMI	interferência eletromagnética, do inglês <i>electromagnetic interference</i>
FP	fator de potência
GaN	nitreto de gálio, do inglês <i>gallium nitride</i>
GSE	equação de Steinmetz generalizada, do inglês <i>generalized Steinmetz equation</i>
HEMT	transistor de alta mobilidade de elétrons, do inglês <i>high-electron-mobility transistor</i>
IBC-CCM	conversor boost intercalado com modo de condução contínua, do inglês <i>interleaved boost converter with continuous conduction mode</i>
IBC-SFM	conversor boost intercalado com modulação em frequência de chaveamento, do inglês <i>interleaved boost converter with switching frequency modulation</i>
IC	condutância incremental, do inglês <i>incremental conductance</i>
IGBT	transistor bipolar de porta isolada, do inglês <i>insulated-gate bipolar transistor</i>
MOSFET	transistor de efeito de campo de óxido metálico semiconductor, do inglês <i>metal oxide semiconductor field effect transistor</i>
MPPT	rastreio do ponto de máxima potência, do inglês <i>maximum power point tracking</i>
MSE	equação de Steinmetz modificada, do inglês <i>modified Steinmetz equation</i>
P&O	perturbar e observar, do inglês <i>perturb and observe</i>
PFC	correção do fator de potência, do inglês <i>power factor correction</i>
PI	controlador proporcional e integral

PLL	malha de captura de fase, do inglês <i>phase locked loop</i>
PWM	modulação por largura de pulso, do inglês <i>pulse width modulation</i>
SC-SFM	célula de comutação com modulação por variação de frequência de chaveamento, do inglês <i>switching cell with switching frequency modulation</i>
SFM	modulação por frequência de chaveamento, do inglês <i>switching frequency modulation</i>
Si	silício
SiC	carbeto de silício, do inglês <i>silicon carbide</i>
THD	distorção harmônica total, do inglês <i>total harmonic distortion</i>
THD <sub>i</sub>	distorção harmônica total de corrente, do inglês <i>current total harmonic distortion</i>
UPS	fonte de energia ininterrupta, do inglês <i>Uninterruptible power supply</i>
ZCT	transição com corrente nula, do inglês <i>zero current transition</i>
ZCZVT	transição com corrente e tensão nula, do inglês <i>zero current zero voltage transition</i>
ZVT	transição com tensão nula, do inglês <i>zero voltage transition</i>



## SUMÁRIO

<b>I</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>19</b>
<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>20</b>
1.1	OBJETIVOS	31
1.1.1	Objetivo Geral	31
1.1.2	Objetivos Específicos	31
1.1.3	Contribuição do trabalho	32
1.2	PUBLICAÇÕES	33
1.3	ESTRUTURA DO TRABALHO	33
<b>II</b>	<b>DESENVOLVIMENTO</b>	<b>35</b>
<b>2</b>	<b>ANÁLISE DA CÉLULA DE COMUTAÇÃO</b>	<b>36</b>
2.1	INTRODUÇÃO	36
2.2	VARIAÇÕES TOPOLÓGICAS	39
2.3	PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO	43
2.4	ANÁLISE DAS COMUTAÇÕES	49
2.4.1	Bloqueio do diodo	51
2.4.2	Bloqueio do interruptor	53
2.4.3	Frequência efetiva e equação aprimorada da corrente no indutor	54
2.5	ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO SOBRE OS COMPONENTES DA SC-SFM	55
2.5.1	Ondulação de corrente no indutor	56
2.5.2	Perdas de condução no indutor	57
2.5.3	Esforços de corrente e perdas nos enrolamentos do autotransformador	58
2.5.4	Esforços e Perdas no núcleo do autotransformador	61
2.5.5	Esforços e perdas nos interruptores	65
2.5.6	Esforços e perdas nos diodos	67
2.6	OPERAÇÃO NO MODO BUCK	69
2.7	OPERAÇÃO NO MODO BUCK-BOOST	70
2.8	ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO PARA ALTAS FREQUÊNCIAS	71
2.9	VARIAÇÃO TOPOLÓGICA COMPLEMENTAR	72
2.10	CONCLUSÃO	74
<b>3</b>	<b>CONVERSOR BOOST INTERCALADO CC-CC</b>	<b>76</b>
3.1	INTRODUÇÃO	76
3.2	PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO	77
3.3	DEFINIÇÕES DE PROJETO	82
3.3.1	Parâmetros do protótipo	82
3.3.2	Ondulação da corrente de entrada	83
3.3.3	Ondulação da tensão de saída	83
3.3.4	Estimativa de perdas	84
3.3.4.1	Perdas por condução no cobre do indutor de entrada	85

3.3.4.2	Perdas no autotransformador ATR . . . . .	85
3.3.4.3	Perdas por condução nos interruptores . . . . .	87
3.3.4.4	Perdas por condução nos diodos . . . . .	88
3.3.4.5	Estimativa total de perdas . . . . .	88
3.4	<b>MODELAGEM E CONTROLE</b> . . . . .	90
3.5	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS</b> . . . . .	95
3.5.1	Aspectos de operação dentro de um ciclo de chaveamento . . . . .	96
3.5.2	Aspectos de operação como seguidor de tensão . . . . .	99
3.5.3	Resultados de eficiência . . . . .	100
3.5.4	Aspectos de algoritmo de controle e comando sobre os interruptores . . . . .	101
3.5.5	Comparação entre topologias . . . . .	104
3.6	<b>CONCLUSÃO</b> . . . . .	104
<b>4</b>	<b>CONVERSOR BOOST INTERCALADO PFC</b> . . . . .	<b>106</b>
4.1	INTRODUÇÃO . . . . .	106
4.2	PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO . . . . .	108
4.3	DEFINIÇÕES DE PROJETO . . . . .	115
4.3.1	Parâmetros do protótipo . . . . .	115
4.3.2	Estimativa de perdas . . . . .	116
4.4	MODELAGEM E CONTROLE . . . . .	118
4.5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS . . . . .	124
4.5.1	Aspectos de operação dentro de um ciclo de chaveamento . . . . .	125
4.5.2	Aspectos de operação como seguidor de tensão, dentro de um ciclo de rede . . . . .	128
4.5.2.1	Resultados de qualidade de energia . . . . .	132
4.5.3	Resultados de eficiência . . . . .	134
4.5.4	Resultados da resposta do controle em malha fechada . . . . .	136
4.5.5	Comparação entre topologias . . . . .	137
4.6	<b>CONCLUSÃO</b> . . . . .	138
<b>5</b>	<b>CONVERSOR BOOST INTERCALADO PFC TOTEM-POLE</b> . . . . .	<b>140</b>
5.1	INTRODUÇÃO . . . . .	140
5.2	PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO . . . . .	142
5.3	DEFINIÇÕES DE PROJETO . . . . .	147
5.3.1	Parâmetros do protótipo . . . . .	147
5.3.2	Estimativa de perdas . . . . .	148
5.4	MODELAGEM E CONTROLE . . . . .	151
5.4.1	Controle <i>feedforward</i> para conversores PFC . . . . .	152
5.5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS . . . . .	155
5.5.1	Aspectos de operação dentro de um ciclo de chaveamento . . . . .	156
5.5.2	Aspectos de operação como seguidor de tensão, dentro de um ciclo de rede . . . . .	159
5.5.2.1	Resultados com o controle antecipativo . . . . .	163
5.5.2.2	Resultados de qualidade de energia . . . . .	164
5.5.3	Resultados de eficiência . . . . .	167
5.5.4	Resultados da resposta do controle em malha fechada . . . . .	169
5.5.5	Comparação entre topologias . . . . .	170
5.6	<b>CONCLUSÃO</b> . . . . .	170

<b>III</b>	<b>CONCLUSÃO</b>	<b>172</b>
<b>6</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS</b>	<b>173</b>
6.1	PROPOSTA DE TRABALHOS FUTUROS	177
6.1.1	Sistema de controle com MPPT para painéis solares	177
6.1.2	Operação com a SFM alternativa para ganho estáticos menores	178
6.1.3	Paralelismo de conversores	179
6.1.4	Operação bidirecional	180
6.1.5	Conversores trifásicos	181
	<b>REFERÊNCIAS</b>	<b>184</b>
	<b>APÊNDICES</b>	<b>193</b>
	<b>APÊNDICE A – EQUIVALÊNCIA DE REPRESENTAÇÃO DA INDUTÂNCIA DE MAGNETIZAÇÃO DO AUTOTRANSFORMADOR DA SC-SFM VARIAÇÃO A</b>	<b>194</b>
	<b>APÊNDICE B – METODOLOGIA DE PROJETO IBC-SFM CC-CC</b>	<b>197</b>
B.1	ESPECIFICAÇÕES DO CONVERSOR	197
B.2	ESPECIFICAÇÕES DOS COMPONENTES DO CONVERSOR	197
B.2.1	Razão cíclica efetiva	198
B.2.2	Autotransformador	198
B.2.3	Indutor de entrada	200
B.2.4	Capacitor de saída	200
B.2.5	Potência mínima	200

## **PARTE I**

### **INTRODUÇÃO**

## 1 INTRODUÇÃO

A lei de Ohm apresenta uma das equações mais simples e importantes dentre as leis que esclarecem o comportamento de circuitos elétricos e eletrônicos. Esta lei define uma relação entre a tensão, resistência e corrente, sendo comumente representada por (1).

$$v = ri \quad (1)$$

As consequências observadas a partir da compreensão dos fenômenos elétricos impactam de forma marcante a história desde o advento da energia elétrica. Sabendo que o efeito descrito pela lei de Ohm é presente no cotidiano através de inúmeros dispositivos, máquinas e equipamentos. Entre eles cita-se a luz elétrica, eletrodomésticos, aquecimento elétrico, transmissão, transferência de energia, entre outros.

Dentre as implicações que tal equação expõe, uma função que será especialmente abordada neste trabalho é a linearidade da corrente elétrica ( $i$ ) em relação a tensão ( $v$ ) quando é definido um valor para a resistência ( $r$ ). Este efeito é denominado comportamento resistivo, ou também seguidor de tensão. Pois considerando um valor fixo de resistência a corrente elétrica segue o formato da tensão.

Os fenômenos descritos pela lei de Ohm são presentes em qualquer dispositivo elétrico, incluindo os conversores eletrônicos de energia. Estes dispositivos são criados para converter a energia elétrica fornecida por uma fonte, para um novo formato que seja mais adequada para a carga elétrica conectado ao conversor, dependendo do uso e aplicação. Conversores eletrônicos estão presentes em residências, comércio, indústria, agronegócio, automóveis, indústria espacial, equipamentos militares, geração de energia, transporte etc.

Entre os conversores eletrônicos existem aqueles que possuem a característica resistiva, ou seguidor de tensão. Significa que a corrente elétrica deste conversor segue o formato da tensão, ou seja, o valor da corrente é linear ao valor da tensão elétrica fornecida. Nestes casos os conversores possuem de forma inerente um balanço da corrente elétrica que é dependente da tensão aplicada pela fonte de entrada.

Com o desenvolvimento tecnológico a energia elétrica passa a ser disponível de forma prática e fácil dentro de cidades ou zonas rurais. E não apenas isto, mas os setores básicos requerem inúmeros equipamentos e dispositivos elétricos e eletrônicos, como por exemplo

o ramo alimentício, saneamento, saúde, segurança, transporte e suprimento de eletricidade. Somando a isto a tecnologia ampliou o uso de equipamentos elétricos para as atividades mais corriqueiras como transferência e consumo de informação, entretenimento, conforto, além de diversos outros setores. Sabendo que todas estas áreas necessitam não apenas de fornecimento de energia elétrica, mas também dispositivos de conversão de energia, em especial os chamados conversores eletrônicos de potência.

No entanto dispositivos eletrônicos estão entre os equipamentos com maior potencial para deteriorar a qualidade da energia disponibilizada. Em geral um conversor eletrônico de potência que não é resistivo, ou que não exista controle ativo da corrente elétrica, possui baixa qualidade de energia, ou seja, baixo fator de potência (FP) e alta distorção harmônica total, do inglês *total harmonic distortion* (THD) ocasionando perdas significativas de energia, além de prejudicar ou danificar os diversos equipamentos elétricos conectados à rede.

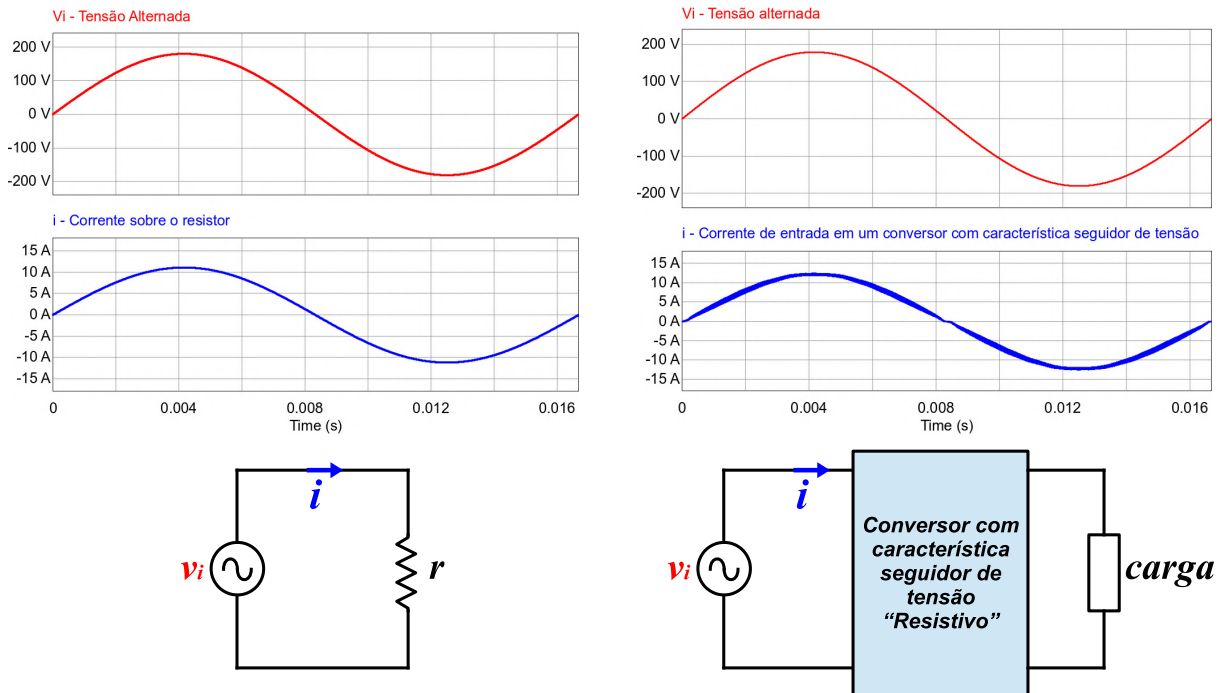
É devido a necessidade de aprimorar a gestão e qualidade de energia que órgãos governamentais, comissões internacionais e especialistas da área tem elaborado normas e recomendações no tocante a qualidade da energia. Destacando entre eles as recomendações e normas presentes em (IEEE 519, 2014; IEC 61000-3-2, 2018), que delimitam valores de correntes harmônicas aos dispositivos conectados à rede elétrica.

Para atender a demanda de melhor qualidade de energia retificadores correção do fator de potência, do inglês *power factor correction* (PFC) ganham atenção no mercado, sendo que diversos órgãos, bem como engenheiros e cientistas tem elaborado soluções com retificadores PFC (MOSCHOPOULOS; JAIN, 2005; SINGH *et al.*, 2003).

Idealmente para retificadores PFC, objetivando a qualidade de energia dado uma fonte de tensão senoidal, é que o conversor se comporte como uma mera resistência quando visto pelo lado da fonte de tensão. De forma que a corrente elétrica do conversor seja similar a ilustração apresentada na Figura 1.

Além de atender os requisitos de qualidade de energia, os conversores precisam de adequações para atender as situações no tocante à conversão de energia, sejam elas em retificadores PFC ou conversores corrente contínua para corrente contínua (CC-CC). Algumas aplicações práticas para conversores incluem fontes de carregamento de baterias, dispositivos fonte de energia ininterrupta, do inglês *Uninterruptible power supply* (UPS), adequação de tensão de equipamentos eletrônicos, controle de máquinas, acionamento de motores elétricos, correção ativa de qualidade de energia, transferência de energia, ou até mesmo conversores para painéis

**Figura 1 – Exemplo conversor com característica seguidor de tensão - resistivo**



Fonte: Autoria própria.

solares ou geradores eólicos em sistemas de energias renováveis.

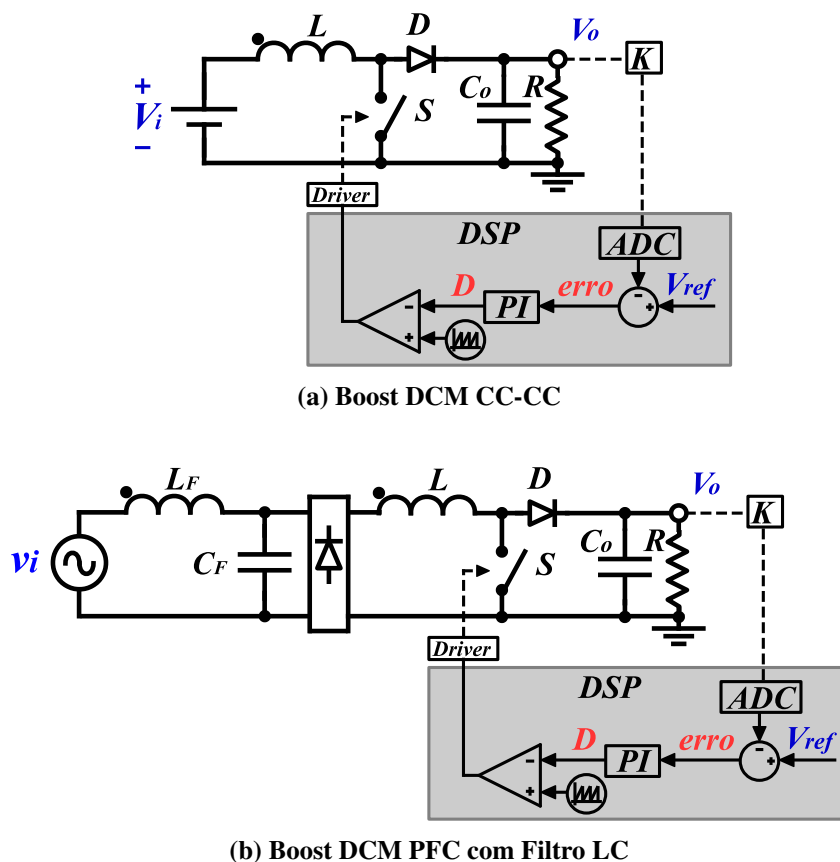
Painéis solares comumente possuem um conversor eletrônico acoplado em sua saída para adequar a tensão ao sistema em que este se encontra conectado, sendo que o conversor possui uma função peculiar chamada de rastreamento do ponto de máxima potência, do inglês *maximum power point tracking* (MPPT). Para executar a ação do controle MPPT as duas variáveis, corrente e tensão de saída do módulo solar, precisam ser conhecidas para determinar qual a potência será demandada do módulo solar acoplado a este conversor. Nesta situação conversores seguidores de tensão são capazes de obter a informação de corrente de forma indireta. Obtendo-a unicamente através da medição da tensão, simplificando assim o sistema de controle, diminuição de componentes e preço final da solução.

Em síntese conversores com a característica seguidor de tensão possuem uma excelente versatilidade referente as aplicações, pois o comportamento da corrente possui uma relação direta com a tensão da fonte auxiliando tanto em retificadores PFC (SIMONETTI *et al.*, 1997; ERICKSON *et al.*, 1990; BRKOVIC; CUK, 1992; PÉRES *et al.*, 1994; FOROUZESH *et al.*, 2017), quanto em diversos usos onde a corrente de entrada necessita ser controlada, pois o comportamento como seguidor de tensão auxilia e facilita o controle da corrente elétrica. Como por exemplo no caso de energias renováveis (KASA *et al.*, 2005).

No entanto a operação como seguidor de tensão por si só não é o suficiente na escolha da topologia para determinadas aplicações. Alguns conversores operando no modo de condução descontínua, do inglês *discontinuous conduction mode* (DCM) possuem características resistivas tais como *flyback* (ERICKSON *et al.*, 1990), Cuk (SIMONETTI *et al.*, 1997; BRKOVIC; CUK, 1992), Sepic (SIMONETTI *et al.*, 1997) e Zeta (PÉRES *et al.*, 1994). No entanto, estes conversores possuem valores de corrente eficaz e de pico maiores do que conversores operando no modo de condução contínua, do inglês *continuous conduction mode* (CCM), aumentando assim as perdas por condução.

A Figura 2 apresenta o conversor boost DCM convencional, em suas variações CC-CC e PFC, juntamente com o diagrama de controle usual para estas aplicações. Note que em alguns casos é necessário a utilização de um filtro, indutivo capacitivo, de entrada para diminuir a oscilação de corrente em alta frequência.

Figura 2 – Topologia e diagrama de controle - conversor Boost DCM convencional, variações CC-CC e PFC



Fonte: Autoria própria.

O conversor conversor boost DCM possui esforços maiores de corrente sobre os com-



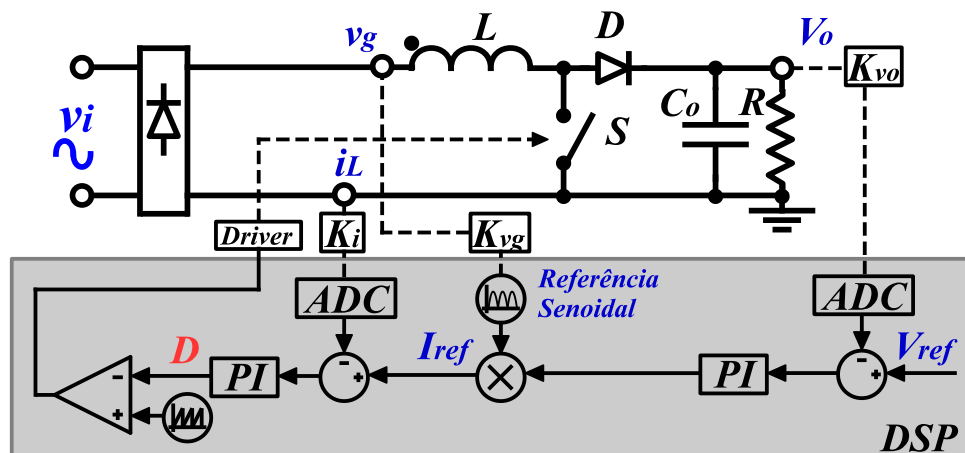
ponentes, se comparado com o boost CCM. Incluindo a necessidade de filtro de corrente ou no caso contrário, quando não há filtro, existe ondulações consideráveis sobre a corrente de entrada em alta frequência.

Os conversores DCM são geralmente restritos para potências mais baixas. Mas comumente possuem sistemas de controle bem simples, apenas com sensores de tensão.

Conversores CCM, no entanto, possuem comumente um ou mais laços de controle de corrente com medição. Estes conversores modulam sua razão cíclica em alta frequência para emular o comportamento resistivo através de um controle com dinâmica rápida sobre a leitura de corrente.

A Figura 3 apresenta o conversor boost CCM PFC convencional. Neste caso o controle é mais elaborado, do que o dos conversores com característica de seguidor de tensão, pois necessita do laço de controle de corrente.

Figura 3 – Topologia e diagrama de controle - conversor Boost CCM PFC convencional



Fonte: Autoria própria.

Na literatura é possível encontrar conversores CCM com controle de corrente sem sensor, do inglês *current sensorless control* (CSC), quando o controle de corrente é elaborado utilizando formas alternativas de modulação que incluem um esforço computacional para controlar a corrente utilizando sensores de tensão, detectores de ciclo e/ou sensores de corrente na saída CC.

Algumas técnicas CSC tem sido empregadas para conversores PFC (OHNISHI; HOJO, 2004; LO *et al.*, 2000; CHEN, 2008; CHEN, 2009; CHEN *et al.*, 2010; CHEN, 2014; CHEN; LIAO, 2015; SIVAKUMAR *et al.*, 1995; KU *et al.*, 2011). No entanto, nenhum desses conversores são naturalmente seguidores de tensão e necessitam de recursos computacionais aliados a

medições adicionais para o controle da corrente, mesmo que não necessitem especificamente da leitura de corrente de entrada.

Em (SEBASTIAN *et al.*, 1998) o autor apresenta alguns conversores denominados seguidor de tensão operando em CCM para PFC. No entanto tais conversores, embora tenham corrente de entrada com formato parecido com a forma da tensão senoidal, não possuem uma linearidade precisa entre os valores de corrente e tensão, gerando uma corrente parecido com uma senoide. Apresentando um característico pico de corrente quando próximo da crista da onda ou ainda outras distorções significativas no formato de onda da corrente.

Conversores que possuem distorções significativas no formado da corrente possuem qualidade de energia inferior aos conversores da qual a corrente possui dependência linear com o valor da tensão ou ainda também conversores que possuem um controle ativo da corrente.

Além da operação em CCM a técnica de condução intercalada apresenta uma melhoria na resposta para conversores de alta densidade de potência. O processamento da transferência de energia com a utilização de interruptores, operando com deslocamento fase diferentes entre si, auxiliam na distribuição das perdas entre os componentes. Além disso a frequência de ondulação de corrente é multiplicada, o que reduz o valor da indutância de entrada.

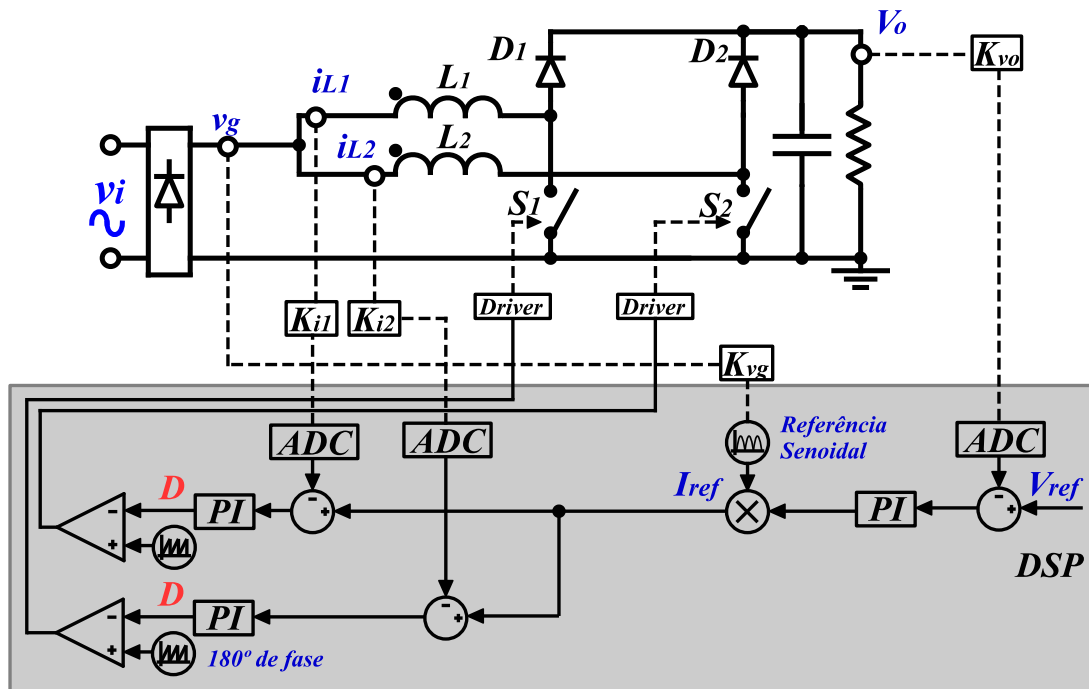
O conversor conversor boost intercalado com modo de condução contínua, do inglês *interleaved boost converter with continuous conduction mode (IBC-CCM)* é um exemplo, no entanto este necessita de no mínimo dois laços de controle de corrente além do laço de controle de tensão. O IBC-CCM não possui comutação suave e o bloqueio dos diodos ocorrem com corrente preexistente, logo a recuperação reversa se faz presente. A Figura 4 apresenta o IBC-CCM convencional juntamente com o diagrama de controle.

Além da facilidade de controle outro fator importante a ser analisado na elaboração de conversores eletrônicos é o rendimento, ou eficiência geral do conversor. Conversores eletrônicos possuem perdas significativas de energia através do aquecimento dos componentes condutores e semicondutores de energia.

Os componentes semicondutores, notadamente diodos e interruptores, geralmente são responsáveis por uma parte significativa de perda da energia. Esta energia dissipada é devido a condução da corrente elétrica nestes componentes ou devido as comutações entre condução e bloqueio que ocorrem de dezenas ou até milhões de vezes por segundo.

Objetivando um melhor desempenho de rendimento, diversos trabalhos tem focado em diminuir as perdas sobre componentes de diversas formas. Seja melhorando a qualidade dos

Figura 4 – Topologia e diagrama de controle - IBC-CCM PFC convencional



Fonte: Autoria própria.

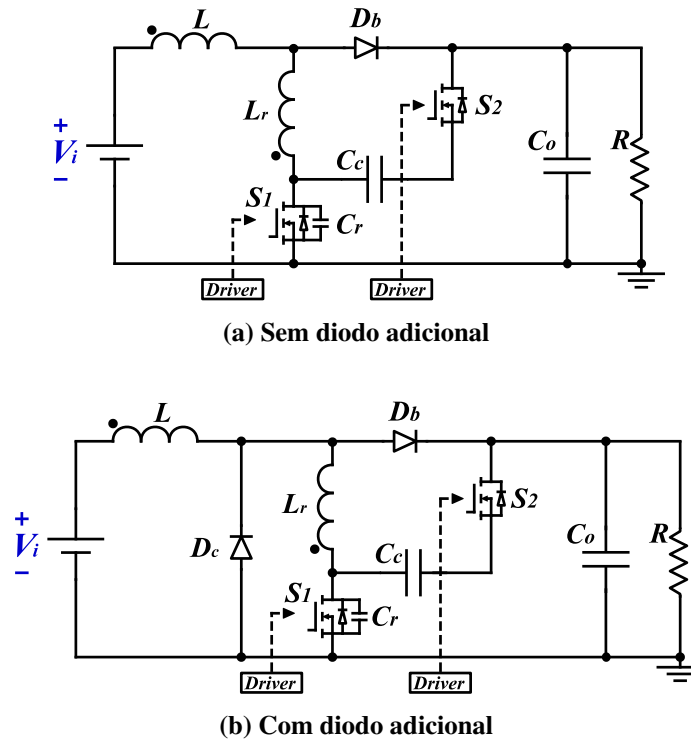
componentes, que são capazes de comutar em frequências cada vez mais altas com transições mais rápidas ou diminuindo a resistividade dos materiais (ALVES *et al.*, 2017; MILLÁN *et al.*, 2014).

Não obstante, outros trabalhos também tem focado os esforços em apresentar topologias e sistemas de controle capazes de garantir comutação suave, neste caso a ocorrência das comutações não dissipa quantidade significativa de energia (JOVANOVIĆ; JANG, 1999; DUARTE; BARBI, 2002; LI *et al.*, 2010; HSIEH *et al.*, 2009; PAHLEVANINEZHAD *et al.*, 2012; SPIAZZI; BUSO, 2015).

(JOVANOVIĆ; JANG, 1999; DUARTE; BARBI, 2002) introduzem grameamento ativo que permitem a operação com comutação suave, a Figura 5 apresenta os circuitos propostos por (DUARTE; BARBI, 2002). No entanto, embora os elevados valores de eficiência, acima de 98%, tais conversores necessitam de interruptores extras juntamente com circuito auxiliar de comando, bem como alguns componentes passivos. Além disso, essas topologias aumentam o valor de tensão reversa sobre o interruptor principal.

No trabalho proposto por (LI *et al.*, 2010) o autor apresenta uma célula multiplicadora de tensão que apresenta diversas vantagens como comutação suave, alivia o problema com

Figura 5 – Topologia boost com grampeamento ativo



Fonte: Adaptado de (DUARTE; BARBI, 2002)

recuperação reversa nos diodos e também apresenta um valor elevado de ganho estático, no entanto há dois diodos em condução simultaneamente aumentando assim as perdas de energia.

Além daqueles trabalhos há também algumas topologias que são semelhantes as topologias apresentadas neste trabalho (HSIEH *et al.*, 2009; PAHLEVANINEZHAD *et al.*, 2012; SPIAZZI, 2019). Estes artigos apresentam conversores que possuem uma indutância entre os braços do conversor intercalado, conseguindo assim operar com comutação suave. No entanto nenhum dos trabalhos apresentados até aqui apresentam concomitantemente a característica de seguidor de tensão, condução contínua no indutor de entrada, funcionamento intercalado e comutação suave.

Entre os conversores seguidores de tensão, existem algumas topologias com operação DCM, que por sua vez são restritos pelo nível de potência. Outros conversores, no entanto, não possuem comutação suave, desperdiçando energia e requerem sistemas de resfriamento maiores. Já para os conversores CCM comumente necessitam de elaborados sistemas de controle de corrente com maior número de sensores, por conta disto podem apresentar menor robustez pois dependem de componentes adicionais, diminuindo a confiabilidade geral do sistema além de

maiores esforços de processamento e complexidade.

Este trabalho apresenta a célula de comutação com modulação por variação de frequência de chaveamento, do inglês *switching cell with switching frequency modulation* (SC-SFM), esta estrutura compreende os principais componentes para formar diversos conversores. Tais como as variações de conversor boost, buck, buck-boost (*flyback*), entre outros.

A SC-SFM possui operação intercalada, do inglês *interleaved*, incluindo a vantagem de dividir os esforços de corrente entre os componentes ativos da célula. Nas variações de conversores com entrada em corrente, variação boost por exemplo, o conversor possui corrente contínua na entrada e se comporta como seguidor de tensão. Além disso a célula possui comutação suave e o bloqueio do diodo ocorre com corrente nula. Resumidamente as vantagens apresentadas pelo conversor boost intercalado com modulação em frequência de chaveamento, do inglês *interleaved boost converter with switching frequency modulation* (IBC-SFM) são as seguintes:

1. Comportamento como seguidor de tensão;
2. O valor da corrente é linearmente dependente do valor da tensão de entrada, é possível ter uma aproximação do valor da corrente a partir da leitura de tensão;
3. Controle simples e robusto, não há necessidade de controle de corrente nem de sensores de corrente, apenas uma malha de controle de tensão é necessária;
4. As transições operam com comutação suave para uma ampla faixa de operação, a curva de rendimento para os protótipos apresentados neste trabalho possuem uma região quase plana de alta eficiência;
5. Quando o interruptor entra em condução possui transição com corrente e tensão nula, do inglês *zero current zero voltage transition* (ZCZVT);
6. Quando o interruptor bloqueia e o diodo entra em condução possui transição com tensão nula, do inglês *zero voltage transition* (ZVT);
7. O Bloqueio dos diodos ocorre com corrente nula, não há recuperação reversa;
8. Operação com corrente contínua no indutor de entrada;
9. Não há a necessidade de filtro indutivo capacitivo na entrada, LC;

10. Os esforços de corrente são menores quando comparado com conversores DCM convencionais;
11. Funcionamento intercalado, a frequência de ondulação de corrente é o dobro da frequência de chaveamento e os esforços de corrente são divididos entre os componentes, contribuindo para dimensionamento dos componentes magnéticos e semicondutores;
12. Auto-balanceamento das correntes sobre os braços do conversor é inerente ao seu funcionamento, não há necessidade de laços de controle para balanceamento de corrente;
13. Ganho estático elevado, o ganho do conversor é o dobro do IBC-CCM convencional;
14. A tensão de saída não interfere de forma significativa sobre a corrente de entrada, variações da tensão de saída se relaciona com a amplitude da ondulação em alta frequência, sendo que a interferência não é percebida sobre o valor médio da corrente de entrada;
15. Alta qualidade de energia para conversores PFC, que atende as normas atuais de níveis de FP e distorção harmônica total de corrente, do inglês *current total harmonic distortion* ( $THD_i$ );
16. Quando aplicado a conversores PFC e utilizando a técnica *feedforward* presente no capítulo 5 o conversor irá operar dentro de um amplo espectro de frequência durante um ciclo de rede, contribuindo para redução da interferência eletromagnética, do inglês *electromagnetic interference* (EMI);
17. Os interruptores possuem contato *source* comum entre sí, circuitos de comando dos interruptores não necessitam de isolamento de forma obrigatória, inclusive para as variações de conversores boost CC-CC e PFC os contatos são comuns a referência de tensão de saída, esta vantagem não se aplica a variação Totem-pole devido a sua construção com 4 interruptores.

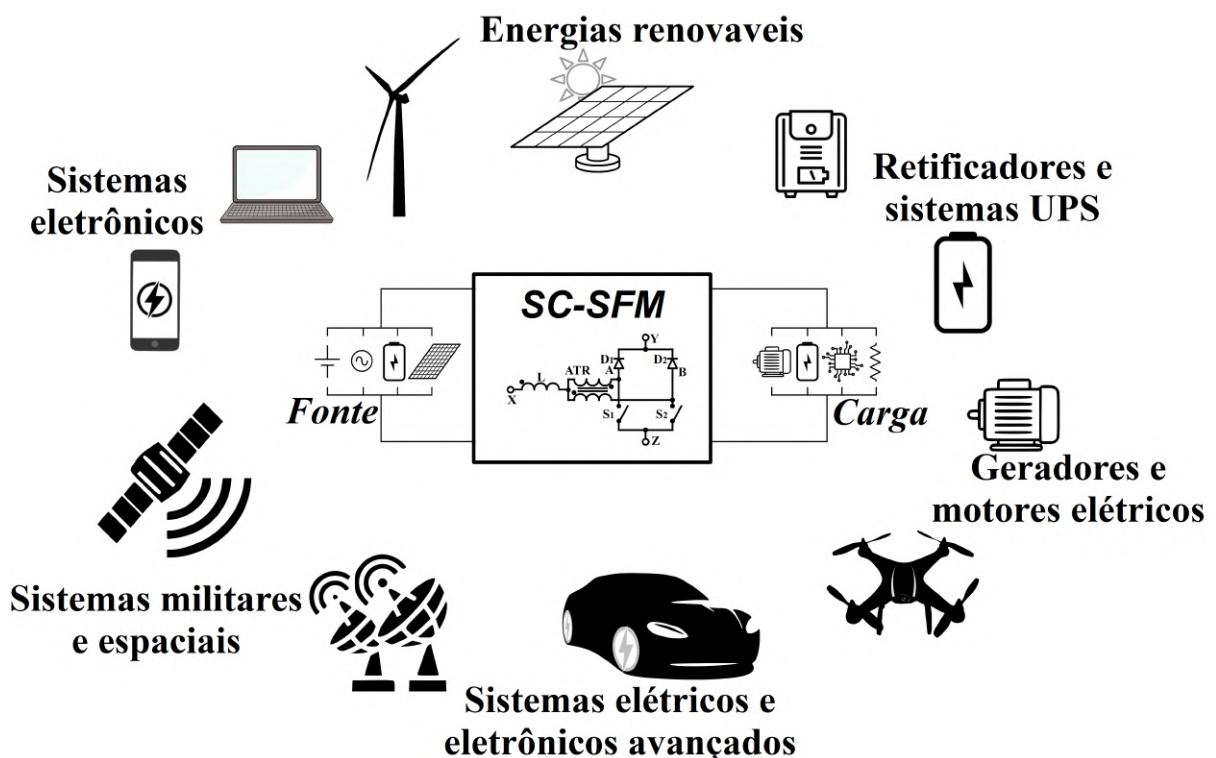
Devido a suas características, vantagens, confiabilidade, robustez e fácil construção os conversores apresentados neste trabalho, ou derivados deste, possuem o potencial de apresentarem excelente performance para utilização em potências baixas e ainda melhor aplicabilidade para potências elevadas.

As aplicações usuais para o trabalho apresentado, embora não limitado a seguinte lista, encontra usos em situações entre os quais destacam-se a elevação de tensão, primeiro ou único

estágio para retificadores PFC, energia renováveis em especial conversores com MPPT para painéis solares ou geradores eólicos, UPS, conversores para veículos elétricos e híbridos ou ainda conversores que requerem elevada densidade de potência ou eficiência em aplicações avançadas.

A Figura 6 apresenta uma ilustração da SC-SFM, o conversor IBC-SFM, que é derivado da SC-SFM, em suas versões CC-CC e PFC, juntamente com o diagrama simplificado de controle. Além disso é representado possíveis aplicações de utilização para os conversores apresentados neste trabalho.

**Figura 6 – Apresentação da topologia proposta e aplicações**



Fonte: Autoria própria.

A SC-SFM não se limita às aplicações e variações que serão elaboradas e discutidas ao longo desta dissertação. Pelo contrário, através da sua característica versátil a SC-SFM pode ser utilizada na elaboração de diversas topologias diferentes, tais como:

1. Buck ou buck-boost;
2. Conversores com capacitor chaveado;
3. Células multiplicadoras de tensão;

4. Topologias trifásicas;
5. Topologia isolada;
6. Variações dos conversores Cuk, SEPIC e ZETA.

Expandindo ainda mais sua aplicabilidade para as mais diversas situações e usos que incluem utilização como estágio inicial em conversores para energias renováveis e retificadores PFC, além de alimentação para circuitos auxiliares de motores ou geradores elétricos, estágio inicial para circuitos inversores, alimentação de motores DC bem como usos específicos em sistemas eletrônicos avançados como fontes para indústria espacial, conversores para veículos elétricos e híbridos, telecomunicações, drones, etc

Adicionalmente, como será apresentado adiante, nos casos dos conversores buck e buck-boost os conversores possuem corrente de entrada naturalmente no limiar da condução contínua. Mesmo não sendo tão vantajoso quanto condução contínua na entrada, este comportamento apresenta uma série de vantagens em comparação com conversores DCM convencionais, não necessitando de sensores de corrente ou detectores do cruzamento por zero.

## 1.1 OBJETIVOS

### 1.1.1 Objetivo Geral

Este trabalho objetiva a análise e desenvolvimento de uma célula de comutação com operação em frequência de chaveamento para conversores CC-CC e retificadores. Com a característica de seguidor de tensão e condução contínua no indutor de entrada para conversores com entrada em corrente.

### 1.1.2 Objetivos Específicos

1. Revisão bibliográfica: Pesquisa de publicações referentes ao tema;
2. Propor variações topológicas da célula de comutação;
3. Elaborar análise teórica do princípio de operação da célula de comutação com base nas etapas de operação por meio dos circuitos equivalentes a cada etapa e principais formas de onda;



4. Elaborar análise teórica da SC-SFM objetivando o estudo de comutação suave e não idealidades;
5. Propor a operação da célula de comutação com a apresentação da variação boost intercalado para conversores CC-CC, retificador PFC com ponte de diodos e retificador PFC sem ponte de diodos, do inglês *bridgeless*;
6. Propor uma modelagem do comportamento dinâmico das soluções propostas;
7. Implementar protótipo físico para validação da análise teórica, modelagem e controle das soluções propostas;
8. Propor variações de conversores baseados na SC-SFM para trabalhos futuros.

### 1.1.3 Contribuição do trabalho

A contribuição deste trabalho é propor três variações topológicas de uma célula de comutação modulação por frequência de chaveamento, do inglês *switching frequency modulation* (SFM) e elaboração de 3 conversores baseado nesta célula, um conversor boost intercalado CC-CC, um conversor PFC boost intercalado com ponte de diodos completa e um conversor PFC boost intercalado *totem-pole*. As variações da célula de comutação é apresentada na Figura 8 e os conversores propostos são apresentados nas Figuras. 35, 61 e 87.

A proposta deste trabalho através da apresentação da célula de comutação, e dos conversores, é agregar as vantagens com característica de seguidor de tensão e operação com corrente contínua no indutor, de maneira a expandir a utilização de conversores com um único laço de controle, a saber o controle por tensão. Outro benefício proposto é a comutação suave e corrente nula no bloqueio dos diodos reduzindo assim as perdas por comutação. Os conversores variantes da SC-SFM possuem controle simples, elevado rendimento com curva de eficiência plana para uma ampla faixa de operação e para o caso de retificadores, alta qualidade de energia devido ao fator de potência unitário e baixa  $THD_i$ .

A contribuição apresenta-se através da análise teórica, equacionamento, projeto, modelagem, controle e implementação prática dos conversores. Adicionalmente é observado excelentes curvas de rendimento e conjuntamente, para os retificadores, foi realizado a análise de qualidade de energia contendo os valores de FP,  $THD_i$  e espectro harmônico, com valores adequados às normas e recomendações vigentes.

## 1.2 PUBLICAÇÕES

Os resultados obtidos através desta pesquisa resultaram em dois artigos científicos, publicado no formato *Letter* e artigo regular, em periódicos da área. Os artigos se encontram disponíveis nas revistas "IEEE Transactions on Power Electronics" e "IEEE Transactions on Industrial Electronics".

A publicação da célula com duas variações topológicas, o princípio de funcionamento como seguidor de tensão, comportamento da comutação suave, efeitos das capacitâncias intrínsecas dos componentes, comparação com outras topologias e a implementação de um protótipo IBC-SFM de 1 kW é apresentado no artigo mencionado abaixo:

- "Switching Cell With Frequency Modulation for CCM Voltage-Follower Converters. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021. (SOARES; BADIN, 2021b)"

E o outro artigo apresenta a SC-SFM aplicada para um IBC-SFM PFC. Além disso algumas equações foram aprimoradas neste artigo e se encontram em um formato mais apropriado, uma modelagem em pequenos sinais é elaborada juntamente com o controle de uma única malha de tensão, os efeitos das perturbações ocasionadas no cruzamento por zero e o comportamento da ondulação de corrente estão todos presentes no artigo:

- "An Interleaved PFC Boost Converter with Soft Commutations and Voltage Follower Characteristics. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021. (SOARES; BADIN, 2021a)"

## 1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO

Este trabalho é elaborado com 6 capítulos. O capítulo 1, Introdução, destina-se a apresentar o assunto de maneira abrangente contendo a motivação, propósito e estrutura do trabalho. Além disso é realizado uma revisão bibliográfica e contextualização do assunto.

No capítulo 2, análise da célula de comutação, é apresentado a SC-SFM através de suas variações topológicas e a implementação desta nas variações dos conversores básicos. Neste capítulo é realizado uma análise extensa do funcionamento da célula de comutação incluindo as principais não idealidades presentes na operação. As principais formas de onda de tensão e corrente que regem o princípio de operação são apresentadas bem como as principais equações

dos conversores, os demais capítulos terão suas análises elaboradas a partir do desenvolvimento contido neste capítulo. Complementando a isto é abordado sugestões de modos alternativos de operação, como a operação com uma modulação modificada da SFM e variações complementares da SC-SFM, com foco em situações específicas do funcionamento da célula de comutação.

No capítulo 3, conversor boost intercalado CC-CC, IBC-SFM, apresenta o primeiro conversor desenvolvido neste trabalho. Uma abordagem teórica matemática é desenvolvida, bem como definições de projeto, esforços e relação de perdas do conversor, modelagem e controle, resultados experimentais, discussão sobre a operação da modulação em frequência visto pelo algoritmo do processador digital de sinais, do inglês *digital signal processor* (DSP) e por fim as aplicações práticas possíveis deste conversor serão discutidas bem como as vantagens e comparação com estruturas semelhantes presentes na literatura.

No capítulo 4, conversor boost PFC intercalado, IBC-SFM PFC, apresenta um retificador com ponte de diodos completa na entrada. Uma abordagem teórica matemática é desenvolvida, bem como definições de projeto, esforços e relação de perdas, modelagem e controle, não idealidade da onda de corrente contendo a distorção no cruzamento por zero, resultados experimentais com uma análise de FP e  $THD_i$  do conversor, por fim será discutido as vantagens e comparação com estruturas semelhantes presentes na literatura.

No capítulo 5, conversor boost PFC intercalado *totem-pole*, IBC-SFM PFC *totem-pole*, apresenta um retificador sem pontes de diodos, do inglês *bridgeless*, na entrada com a configuração *totem-pole*. Uma abordagem teórica matemática é desenvolvida, bem como definições de projeto, modelagem e controle, com uma função adicional de controle chamado antecipativo, do inglês *feedforward*, para correção da distorção de corrente no cruzamento por zero, resultados experimentais contendo uma análise de FP e  $THD_i$  do conversor, por fim será discutido as vantagens e comparação com estruturas semelhantes presentes na literatura.

Cada capítulo contém uma conclusão e discussão sobre resultados, vantagens e limitações existentes. O último capítulo apresenta as considerações finais sobre o trabalho com ênfase sobre as aplicações pertinentes e apresentação de diversas topologias alternativas para dar caminho a trabalhos futuros utilizando a célula de comutação proposta.

**PARTE II**

**DESENVOLVIMENTO**

## 2 ANÁLISE DA CÉLULA DE COMUTAÇÃO

### 2.1 INTRODUÇÃO

Com a diversificação das topologias de conversores eletrônicos de potência, devido a inúmeras aplicações que estes estão inseridos, cria-se de forma espontânea a necessidade de análise das topologias a partir de seus conceitos mais fundamentais, em outras palavras através do que pode ser chamado de célula de comutação, ou célula de comutação canônica, (LANDSMAN, 1979). Esta representação pode ser aplicada como por exemplo na construção dos conversores básicos conhecidos como boost, buck e buck-boost como representado na Figura 10.

Uma célula de comutação representa a estrutura básica suficiente para elaboração de diversos conversores, esta abordagem de apresentação da célula de comutação tem sido apresentada em numerosos trabalhos. Principalmente a partir da representação dos três conversores básicos boost, buck e buck-boost (WAKABAYASHI *et al.*, 1999; BRAGA; BARBI, 1997; STEIN; HEY, 2000; TORRICO-BASCOPE; BARBI, 2004; WILLIAMS, 2014).

A Figura 10 apresenta uma abordagem canônica de uma célula de comutação. A análise através da representação da célula de comutação é interessante pois cada versão de conversor gerado por uma mesma estrutura possui características próprias tais como ganho estático, comportamento da corrente de entrada, ondulação de tensão de saída, limite de operação, esforços nos componentes, entre outros.

Em (HSIEH *et al.*, 2009) é apresentado um conversor boost intercalado CC-CC, com um indutor entre os interruptores para garantir comutação suave, esta topologia possui semelhanças com a célula de comutação apresentada neste trabalho. No entanto a modulação apresentada por (HSIEH *et al.*, 2009) difere do comportamento operacional apresentado pela SC-SFM.

Os trabalhos apresentados em (TORRICO-BASCOPE; BARBI, 2000; TORRICO-BASCOPE *et al.*, 2018) elaboram uma topologia denominada célula de comutação de três estados, do inglês *three states switching cell* (3SSC), que também possui semelhanças com a SC-SFM. No entanto, estes se diferem do trabalho apresentado dado a estratégia de comutação diferentes e a construção do autotransformador possui objetivo diferente, uma vez que naqueles trabalhos é enfatizado a utilização do maior valor possível de indutância de magnetização, enquanto neste trabalho o valor da indutância de magnetização possui um papel fundamental no comportamento e é definido de acordo com parâmetros de projeto, como será visto em detalhes

no decorrer do capítulo.

Além destes trabalhos, (SPIAZZI, 2019) apresenta um conversor boost intercalado com grameamento ressonante, do inglês *clamped-ressonant interleaved boost converter* (CRIB), este conversor possui um conjunto indutivo capacitivo LC ressonante conectado entre os interruptores, alcançando comutação suave para uma ampla faixa de operação, inclusive a modulação neste conversor é SFM. No entanto nenhum dos trabalhos (HSIEH *et al.*, 2009; TORRICO-BASCOPE; BARBI, 2000; TORRICO-BASCOPE *et al.*, 2018; SPIAZZI, 2019) são naturalmente seguidores de tensão. Embora possuam características importantes como divisão dos esforços nos semicondutores dado a característica intercalada e alguns deles alcancem comutação suave.

É interessante ressaltar que na eletrônica de potência é comum a utilização de modulação por largura de pulso, do inglês *pulse width modulation* (PWM) como modo de operação dos interruptores. O comando sobre os interruptores ocorre com um período de chaveamento fixo, e a partir da resposta do controle do conversor altera-se a largura do pulso, veja a Figura 7(a). Esta operação é bem conhecida e diversos conversores, componentes e estruturas de controle são criados a partir do conceito de operação com PWM.

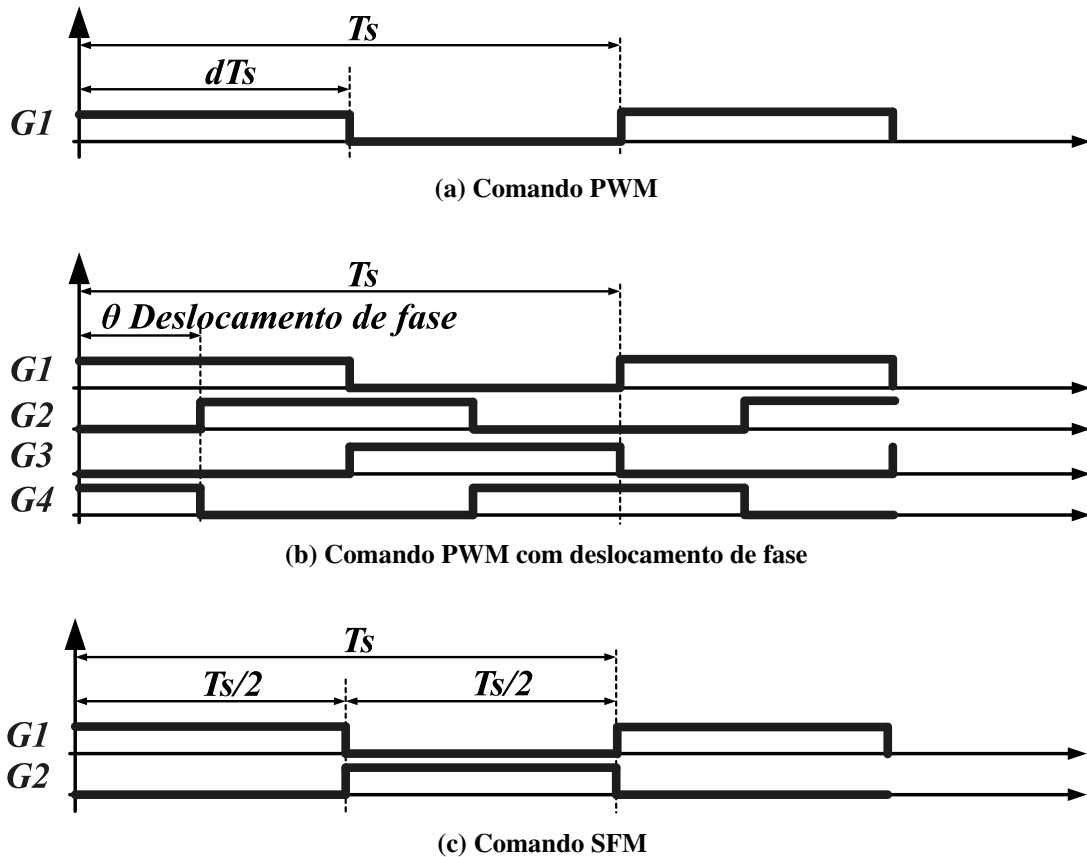
Além da operação PWM outro tipo de modulação conhecido é através do deslocamento de fase. Esta modulação ocorre em conversores geralmente com quatro interruptores. Neste caso o comando de um interruptor possui deslocamento temporal a partir do sinal de comando de outro interruptor. Esta diferença de tempo entre início de um comando e outro é conhecido como deslocamento de fase, veja Figura 7(b). O aumento ou diminuição da amplitude do deslocamento de fase altera o fluxo de energia de acordo com a dinâmica de cada estrutura.

A SFM por outro lado apresenta um comportamento diferente. Neste tipo de modulação o período de chaveamento é alterado, sendo que a largura do pulso é mantida com um valor proporcional ao período de chaveamento. Uma representação do modo de comando SFM utilizado neste trabalho é apresentado na Figura 7(c). Já na seção 2.8 é incluído um método alternativo de comando SFM, para situações com potências menores.

Note que as representações de modulação presentes na Figura 7 são apenas exemplos de modulação, muito embora sabe-se que existam diversas variações de modulações, inclusive mesclando os três modos apresentados na referida figura.

A modulação SFM não é novidade, alguns trabalhos tem explorado a variação de frequência de chaveamento para diversos conversores (CHEN *et al.*, 2017; BUNETEL *et al.*, 2006; CHEN; BATARSEH, 2018). O emprego da SFM, em alguns trabalhos, ocorre em conjunto

Figura 7 – Variações de comando de interruptores



Fonte: Autoria própria.

com a modulação PWM, como uma forma de espalhamento dos efeitos de EMI em diversas frequências ou para melhoria de eficiência. No entanto, os conversores derivados da SC-SFM utilizam da SFM como forma de variação do fluxo de potência no conversor.

Este trabalho apresenta a SC-SFM que possui característica resistiva para conversores que possuem entrada em corrente, como por exemplo a variação boost da SC-SFM que é apresentada no capítulo 3. Esta célula opera com condução contínua no indutor e possui comutação suave, bem como condução descontínua nos diodos levando ao bloqueio destes com corrente nula.

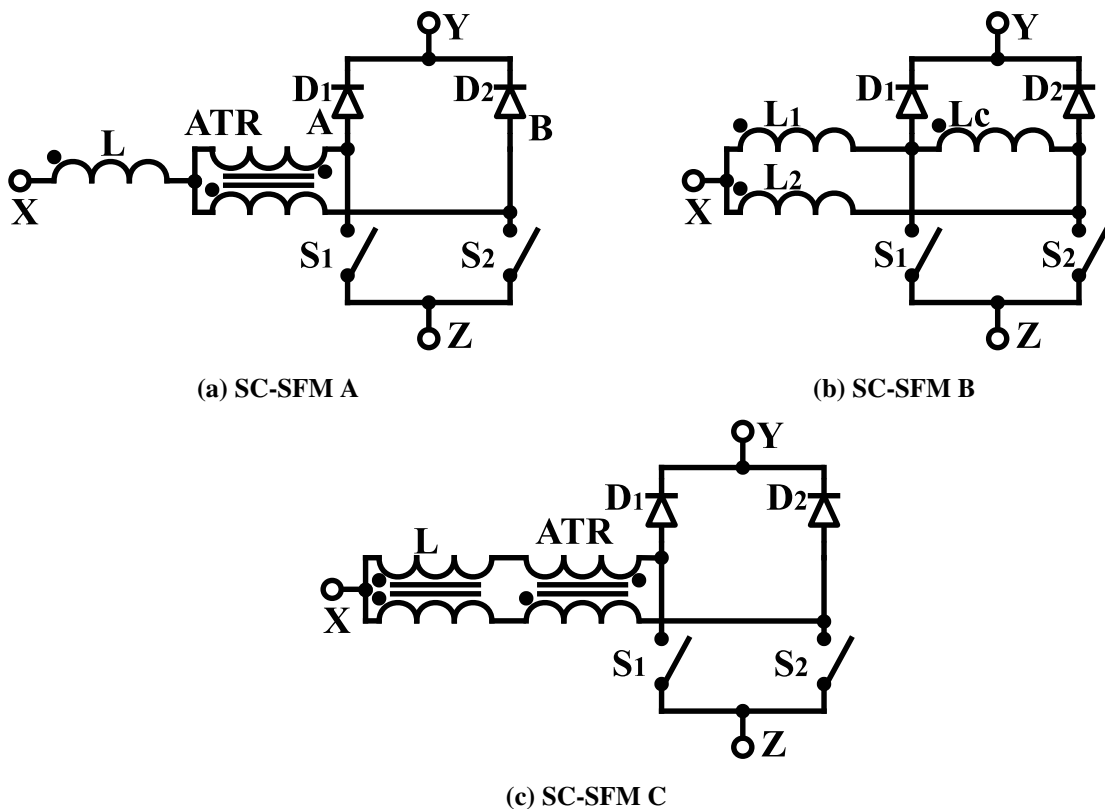
Este capítulo apresenta a análise matemática da célula de comutação que pode ser aplicado para as versões básicas de conversores boost, buck e buck-boost, esta análise inclui uma abordagem com componentes ideais e com a inclusão das capacitâncias intrínsecas dos semicondutores. Além disto serão apresentadas três variações topológicas da SC-SFM que possuem comportamento semelhantes entre si, bem como um método complementar para modulação em altas frequências e uma análise de esforços e perdas nos componentes.

## 2.2 VARIAÇÕES TOPOLÓGICAS

A Figura 8 apresenta as três variações topológicas da SC-SFM propostas por este trabalho. A SC-SFM variação A, Figura 8(a), contém menos componentes e enrolamentos, devido a esta simplicidade ela foi selecionada para apresentação da análise teórica e resultados práticos presentes neste documento. Entretanto as principais formas de onda, etapas e funcionamento são semelhantes entre as células.

Nesta seção será descrito a configuração de cada variação topológica, além da apresentação das etapas operacionais, análise matemática da SC-SFM A. Além disso, as principais não idealidades da SC-SFM serão observados para elaboração dos efeitos destes. Por fim será apresentado um método alternativo de modulação e disposição dos componentes, observando que suas respectivas características servem como opção para determinados critérios de projeto.

Figura 8 – Variações topológicas da SC-SFM



Fonte: Autoria própria.

Conforme citado a topologia e funcionamento desta célula de comutação foi inicialmente proposta em (SOARES; BADIN, 2021b; SOARES; BADIN, 2021a). Os referidos trabalhos apresentam a SC-SFM bem como análise matemática, estados topológicos e resultados experimentais para a SC-SFM A em conversores CC-CC e PFC. Com esta solução os artigos



demonstram diversos benefícios e versatilidade de funcionamento, entre os quais destaca-se:

1. Operação com condução contínua no indutor;
2. Operação intercalada com divisão dos esforços nos semicondutores e menor ondulação de corrente no indutor;
3. Não necessita de operação em malha fechada para a corrente e, inclusive, medição de corrente. Apenas um laço de controle e medição de tensão de saída é requerido;
4. Possibilidade de medição indireta do valor da corrente de entrada através da leitura da tensão de entrada;
5. O tamanho dos elementos magnéticos podem ser diminuídos uma vez que a frequência da ondulação de corrente sobre o indutor de entrada é duas vezes o valor da frequência de chaveamento;
6. Elevado valor de rendimento é alcançado em uma larga faixa de operação, com a presença de comutação suave e os diodos bloqueiam com corrente nula;
7. Presença de comutação suave, ZCZVT no acionamento dos interruptores, ZVT no início da condução dos diodos e corrente nula no bloqueio dos diodos.

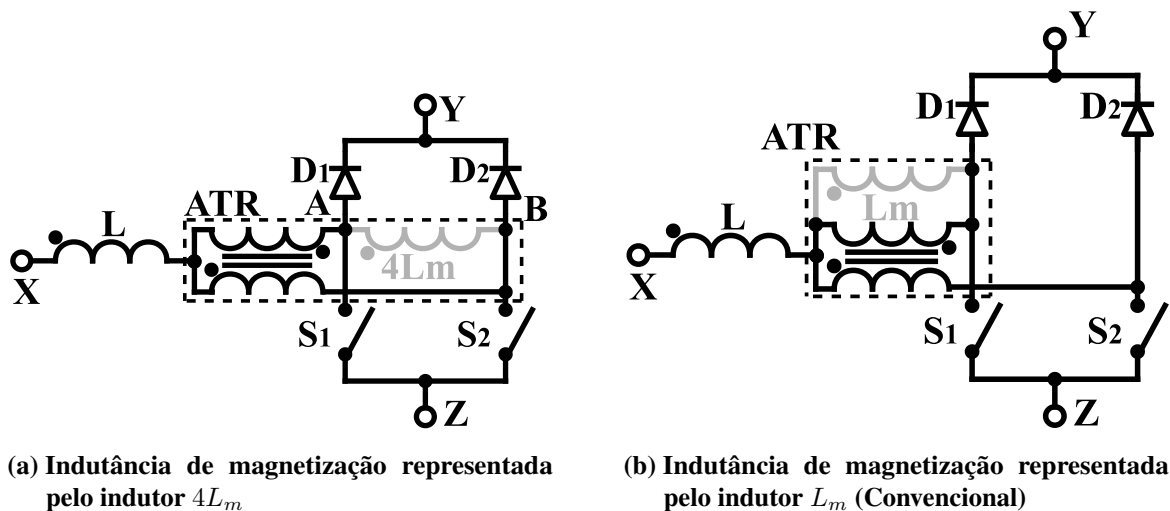
As variações da SC-SFM presentes na Figura 8 possuem em comum dois interruptores ( $S_1$ ) e ( $S_2$ ) e dois diodos ( $D_1$ ) e ( $D_2$ ), as diferenças entre elas dependem da composição dos elementos magnéticos. Sabe-se, porém que todas as variações possuem uma indutância entre os interruptores, sendo este componente o critério chave para o funcionamento do conversor conforme será abordado em detalhes neste capítulo.

A SC-SFM variação A apresentado na Figura 8(a), possui dois componentes magnéticos e 3 enrolamentos, sendo um indutor  $L$  e um autotransformador ( $ATR$ ) com relação de transformação unitária ( $n = 1$ ). A indutância de magnetização ( $L_m$ ) do autotransformador define o comportamento da SC-SFM. O valor de  $L_m$  é a indutância mensurada no enrolamento primário do  $ATR$ , enquanto o secundário estiver em aberto.

A indutância de magnetização será representada de uma forma não convencional conforme a ilustração na Figura 9. Esta figura apresenta o indutor de nome  $4L_m$  conectado sobre dois interruptores, em outras palavras, sobre as duas conexões nas extremidades do autotransformador.

A representação do indutor  $4L_m$ , cujo valor é 4 vezes a indutância de magnetização é equivalente a representação tradicional do indutor  $L_m$  sobre um enrolamento. No entanto, a representação da magnetizante do *ATR* utilizando o indutor  $4L_m$  auxilia no entendimento. Contudo, sabe-se que esta representação é válida para autotransformadores de relação de transformação unitária, como no caso da SC-SFM A. A representação da indutância de magnetização utilizando  $4L_m$ , embora não convencional, é utilizada em outros trabalhos, como por exemplo (JANG; JOVANOVIC, 2004; SOARES; BADIN, 2021b; SOARES; BADIN, 2021a).

**Figura 9 – Representações equivalentes da SC-SFM A**



Fonte: Autoria própria.

A célula B, conforme a Figura 8(b) possui três núcleos magnéticos e três enrolamentos, estes três componentes são indutores cujos nomes são  $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_c$ .

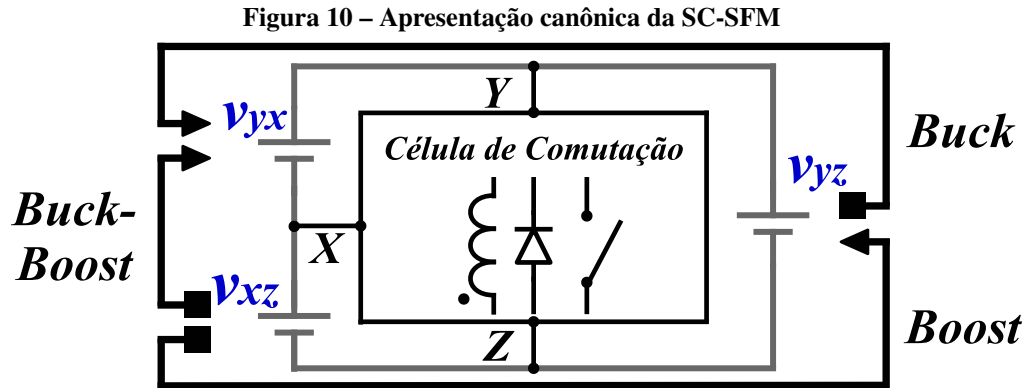
A célula C, conforme a Figura 8(c) possui dois núcleos magnéticos e quatro enrolamentos, sendo um indutor acoplado  $L$  e um transformador com enrolamentos invertidos *ATR*.

Apesar das diferenças entre os componentes magnéticos todas as estruturas possuem, em comum, um valor de indutância entre os dois braços da estrutura. Para as células A e C o valor de indutância entre braços é igual ao valor da indutância de magnetização  $4L_m$ , já para a célula B o valor da indutância entre os dois braços é a indutância equivalente ( $L_{eq}$ ), expressa por (2), considerando o indutor  $L_c$  em paralelo com a série de indutores formado com os indutores  $L_1$  e  $L_2$ .

$$L_{eq} = \frac{L_c(L_1 + L_2)}{L_c + L_1 + L_2} \quad (2)$$

Cada variação da SC-SFM apresentada na Figura 8 possuem 3 terminais (X, Y, Z) os quais é possível a conexão de fontes de tensão ou carga com filtro capacitivo. A Figura 10

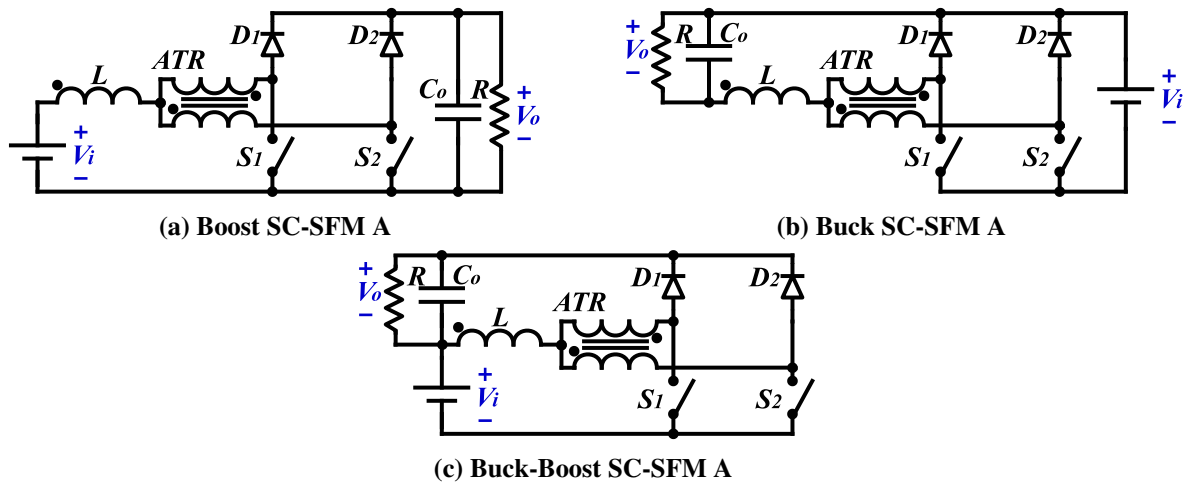
apresenta um diagrama de conexão genérico baseado nos 3 terminais de conexão mencionados, as setas desta figura apresentam o fluxo de potência representando a montagem dos 3 conversores CC-CC básicos boost, buck e o buck-boost.



Fonte: Autoria própria.

A partir das variações topológicas da SC-SFM apresentadas na Figura 8 e no diagrama de conexão genérico apresentado na Figura 10 obtêm-se os conversores CC-CC básicos conforme mostrado nas Figuras 11, 12, 13.

**Figura 11 – Conversores básicos elaborados a partir da SC-SFM variação A**

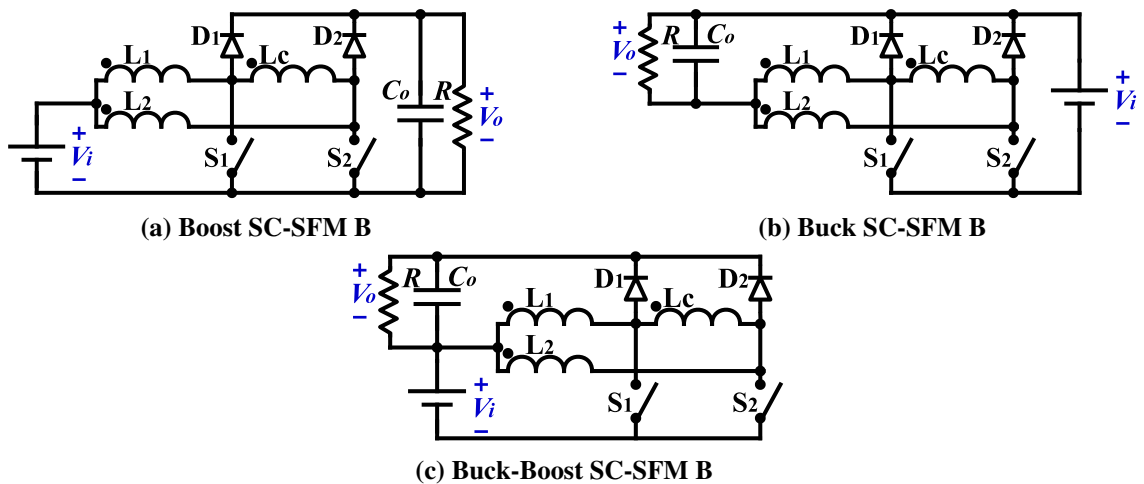


Fonte: Autoria própria.

Neste trabalho serão apresentados o princípio de operação para a SC-SFM A, devido sua simplicidade e menor quantidade de componentes e enrolamentos. Também neste capítulo será apresentada a operação no modo buck e buck-boost e nos próximos capítulos será apresentado em detalhes o modo boost aplicado para conversores CC-CC, PFC e PFC com uma estrutura *totem-pole*.

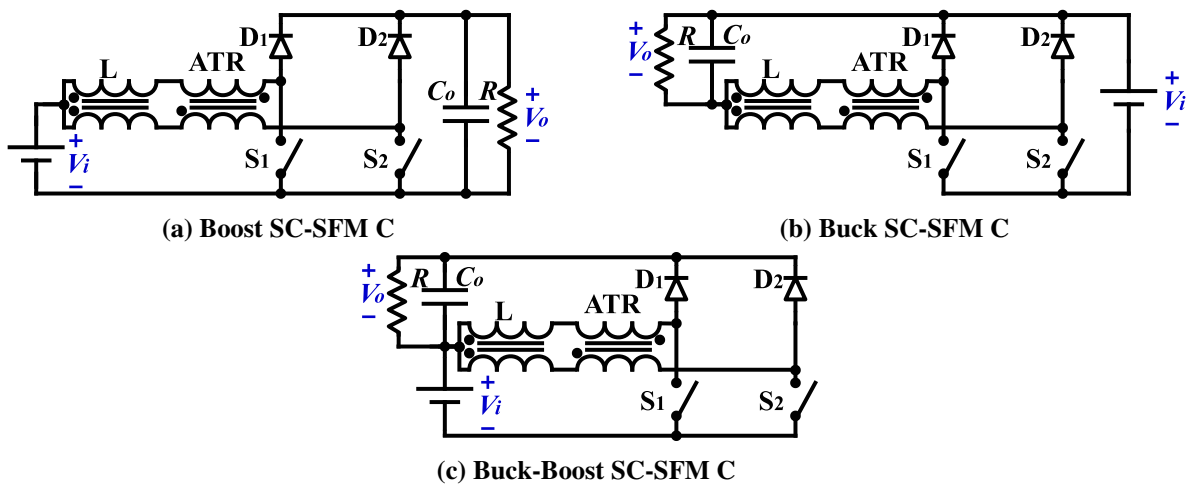
A estrutura baseada no conversor boost, conforme comentado, é especialmente vantajosa pois é um conversor com entrada em corrente que, por sua vez, possui o benefício de operação

Figura 12 – Conversores básicos elaborados a partir da SC-SFM variação B



Fonte: Autoria própria.

Figura 13 – Conversores básicos elaborados a partir da SC-SFM variação C



Fonte: Autoria própria.

com condução contínua no indutor de entrada e linearidade entre o valor da tensão e o valor da corrente, ou seja, é um conversor seguidor de tensão.

Todas as três variações possuem estruturas similares, embora com suas diferenças. Quando se considera o valor da indutância de entrada muito maior que a indutância entre os pontos A e B é possível perceber que o comportamento de entrada e saída entre as variações topológicas da Figura 8 é praticamente idêntico.

### 2.3 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Para compreender o princípio de operação da SC-SFM A será utilizada duas fontes de tensão, ( $V_{xz}$ ) e ( $V_{yz}$ ), como especificadas na Figura 14. Para obter o valor da outra fonte de tensão ( $V_{yx}$ ), basta considerar a relação descrita por (3).

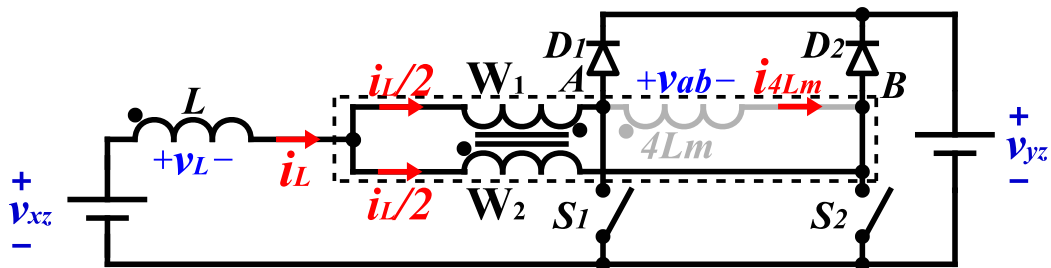
$$v_{yx} = v_{yz} - v_{xz} \quad (3)$$

A Figura 14 é uma representação da SC-SFM, variação A, considerando os principais componentes de tensão e corrente. O autotransformador será representado por um transformador ideal, com relação de transformação unitária, sendo os enrolamentos denominados ( $W_1$ ) e ( $W_2$ ). Além disso, a indutância de magnetização será representada através do indutor  $4L_m$ .

Além das duas fontes de tensão a Figura 14 também apresenta a corrente ( $i_L$ ) sobre o indutor  $L$ , a corrente ( $i_{4L_m}$ ) sobre o indutor  $4L_m$  e a tensão ( $v_{ab}$ ) sobre os pontos A e B, que é a tensão sobre o indutor  $4L_m$ . É considerado que a corrente  $i_L$  é igualmente dividida sobre os dois enrolamentos do autotransformador.

Apesar da análise ser realizada de modo generalizado da SC-SFM, a apresentação que se segue assemelha-se com a variação da topologia boost. Que por sua vez será apresentada com mais detalhes no capítulo 3.

**Figura 14 – SC-SFM A - Representação das Principais Componentes de Tensão e Corrente**



Fonte: Autoria própria.

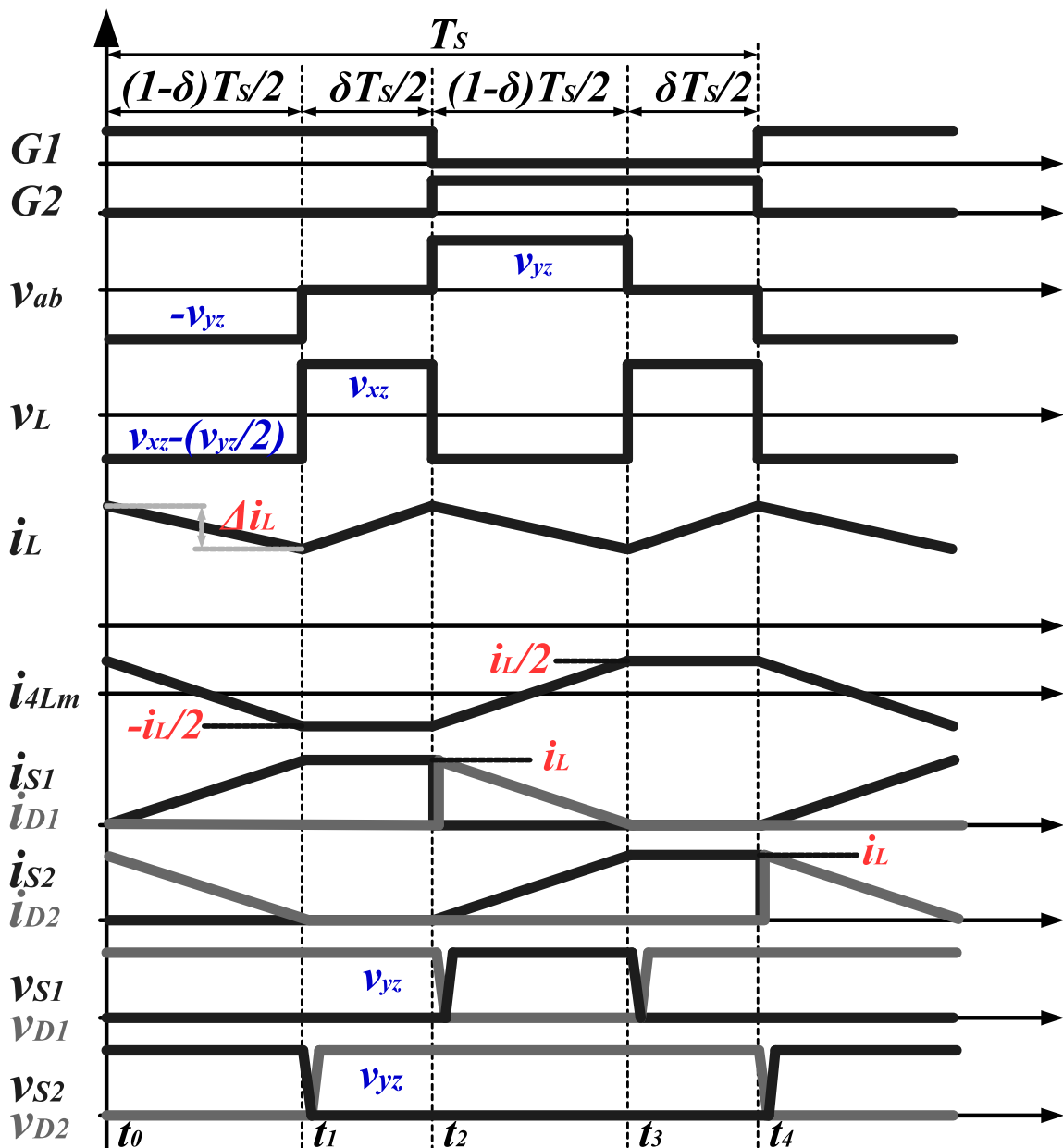
Algumas considerações são elencadas para melhor entendimento do funcionamento do conversor conforme apresentado a seguir:

1. Os interruptores,  $S_1$  e  $S_2$ , são considerados ideais exceto na seção 2.4, onde as capacitâncias intrínsecas dos semicondutores, bem como o diodo de corpo dos interruptores, são levados em consideração;
2. Os valores de tensão  $v_{xz}$ ,  $v_{yz}$  e  $v_{yx}$  são considerados constantes durante o ciclo de chaveamento;
3. A ondulação de corrente sobre o indutor  $L$  é considerada nula durante o ciclo de chaveamento exceto na subseção 2.5.1, onde será calculado a ondulação de corrente no indutor;

4. O comando sobre os interruptores,  $S_1$  e  $S_2$ , operam com razão cíclica fixa ( $D = 0,5$ ) e diferença de fase fixa ( $180^\circ$ ) exceto na subseção 2.8, onde será apresentado um outro método de modulação para potências mais baixas, quando a frequência de chaveamento é elevada.

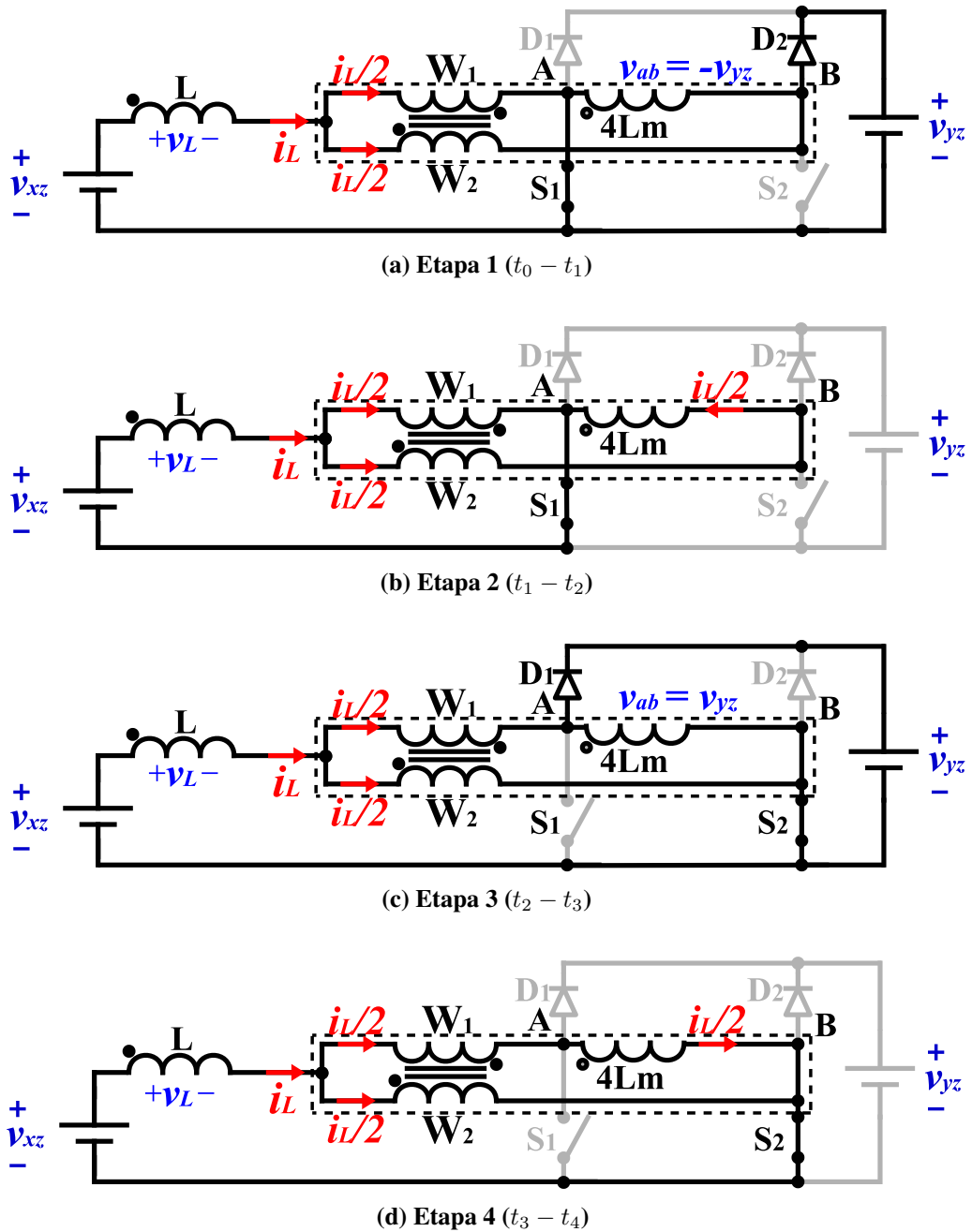
A Figura 15 apresenta as principais formas de onda do circuito genérico formado com a SC-SFM variação A. E a Figura 16 apresenta os estados topológicos durante um ciclo de chaveamento.

Figura 15 – Formas de Onda Circuito Genérico SC-SFM A



Fonte: Autoria própria.

Figura 16 – Estados Topológicos Circuito Genérico SC-SFM A



Fonte: Autoria própria.

O circuito é controlado por SFM, sendo a frequência de chaveamento igual a  $f_s$  e o período de chaveamento  $T_s$ . A razão cíclica efetiva é denominada  $\delta$ , e corresponde à razão de tempo quando o indutor  $L$  armazena energia durante um período de chaveamento.

O funcionamento é descrito com 4 etapas sendo que a operação do conversor é simétrica, ou seja, os intervalos 1 e 2 são semelhantes às etapas 3 e 4. A diferença entre as etapas 1 e 3, ou 2 e 4, ocorre apenas em qual interruptor e diodo está conduzindo, além de uma inversão de

sentido da tensão e corrente sobre o indutor  $4L_m$ .

A seguir é descrito cada etapa de operação e análise matemática.

*Etapa 1 ( $t_0 - t_1$ ), Figura 16(a):* Nesta etapa de operação o interruptor  $S_1$  está em operação e  $S_2$  está aberto. Além disso, o diodo  $D_1$  está bloqueado e  $D_2$  está em condução. Esta etapa inicia-se com a entrada de operação do interruptor  $S_1$  e concomitantemente a condução do diodo  $D_2$ , finalizando com o bloqueio do diodo  $D_2$ .

Durante este período o indutor L transfere energia através do diodo  $D_2$ . A duração desta etapa corresponde a  $(1 - \delta)T_s$ .

A tensão sobre o indutor L é  $v_{xz} - (v_{yz}/2)$ , como observado em (4). E a tensão sobre o indutor  $4L_m$  é  $-v_{yz}$ , como observado em (5).

*Etapa 2 ( $t_1 - t_2$ ), Figura 16(b):* Nesta etapa de operação o interruptor  $S_1$  está em operação e  $S_2$  esta aberto. Além disso, os dois diodos  $D_1$  e  $D_2$  estão bloqueados. Logo o instante inicial desta etapa ocorre no momento em que o diodo  $D_2$  bloqueia e é finalizada com o bloqueio do interruptor  $S_1$ . No instante inicial, o diodo  $D_2$  bloqueia pois todo o fluxo de corrente que sobre o enrolamento W2 é drenado pelo indutor  $4L_m$  e não há mais corrente sobre o diodo.

Durante esta etapa o indutor L armazena energia. A duração desta etapa corresponde a  $\delta T_s$ . A tensão sobre o indutor L é  $v_{xz}$ , como observado em (4). E a tensão sobre o indutor  $4L_m$  é  $v_{yz}$  é zero, como observado em (5). O comportamento de tensão  $v_{ab} = 0$  neste intervalo é mais bem apresentada na subseção 2.4.

*Etapa 3 ( $t_2 - t_3$ ), Figura 16(c):* Esta etapa é similar a etapa 1, no entanto nesta etapa de operação o interruptor  $S_1$  está aberto e  $S_2$  está em operação. O diodo  $D_1$  está em condução e  $D_2$  está bloqueado.

Durante este período o indutor L transfere energia através do diodo  $D_1$  e a tensão sobre o indutor  $4L_m$  é  $v_{yz}$ , como observado em (5).

*Etapa 4 ( $t_3 - t_4$ ), Figura 16(d):* Esta etapa é similar a etapa 2, no entanto nesta etapa de operação o interruptor  $S_1$  está aberto e  $S_2$  está em operação e os dois diodos  $D_1$  e  $D_2$  estão bloqueados. Semelhantemente a etapa 2 o diodo  $D_1$  bloqueia pois todo o fluxo de corrente que flui no enrolamento W1 é drenado pelo indutor  $4L_m$ .

Em (4) é apresentado a tensão sobre o indutor L durante um período de chaveamento.



$$v_L = \begin{cases} \frac{2v_{xz} - v_{yz}}{2}, & t_0 \leq t < t_1 \\ v_{xz}, & t_1 \leq t < T_s/2 \\ \frac{2v_{xz} - v_{yz}}{2}, & T_s/2 \leq t < t_3 \\ v_{xz}, & t_3 \leq t < T_s \end{cases} \quad (4)$$

Em (5) é apresentada a tensão sobre os pontos A e B, que também representa a tensão sobre o indutor  $4L_m$ , durante um período de chaveamento.

$$v_{ab} = v_{4Lm} = \begin{cases} -v_{yz}, & t_0 \leq t < t_1 \\ 0, & t_1 \leq t < T_s/2 \\ v_{yz}, & T_s/2 \leq t < t_3 \\ 0, & t_3 \leq t < T_s \end{cases} \quad (5)$$

Na etapa 1 a corrente sobre o indutor  $4L_m$  varia linearmente, sendo a tensão sobre este indutor com valor constante e igual a  $-v_{yz}$ . O valor de corrente inicial em  $t_0$  é (6) e em  $t_1$  é igual a (7).

$$i_{4Lm}(t_0) = +\frac{i_L}{2} \quad (6)$$

$$i_{4Lm}(t_1) = -\frac{i_L}{2} \quad (7)$$

Observando o valor de tensão sobre o indutor e os valores de corrente durante o período entre  $t_0$  e  $t_1$ , é possível obter a expressão que correlaciona a corrente e tensão sobre o indutor  $4L_m$  em (8), que quando desenvolvida obtém-se (9).

$$i_{4Lm}(t_1) = i_{4Lm}(t_0) - \frac{1}{4L_m} \int_{t_0}^{t_1} v_{yz} dt \quad (8)$$

$$t_1 - t_0 = (1 - \delta) \frac{T_s}{2} = \frac{4L_m i_L}{v_{yz}} \quad (9)$$

Isolando  $\delta$  em (9) produz a primeira expressão da razão cíclica efetiva (10).

$$\delta = 1 - \frac{8L_m i_L}{T_s v_{yz}} \quad (10)$$

Observando a tensão sobre o indutor  $L$ , e considerando que a tensão média durante um período de chaveamento é zero, é obtido a seguinte expressão:

$$\left(\frac{2v_{xz} - v_{yz}}{2}\right)(1 - \delta) + v_{xz}\delta = 0 \quad (11)$$

Isolando  $\delta$  em (11), produz uma nova equação da razão cíclica efetiva (12).

$$\delta = \frac{v_{yz} - 2v_{xz}}{v_{yz}} \quad (12)$$

Desta equação é possível obter o valor do ganho estático das topologias boost, buck e buck-boost baseadas na SC-SFM. Além disso, igualando (10) e (12) e isolando  $i_L$  obtém-se a equação que define a corrente no indutor (13). Logo a equação da corrente sobre o indutor possui dependência dos valores da frequência de chaveamento, indutância de magnetização do autotransformador ATR e tensão  $v_{xz}$ .

$$i_L = \frac{T_s v_{xz}}{4L_m} = \frac{v_{xz}}{4L_m f_s} \quad (13)$$

Compreendendo esta equação é possível notar a dependência linear da tensão  $v_{xz}$  sobre a corrente do indutor  $i_L$ . Conforme mencionado em (SOARES; BADIN, 2021b).

Conversores com entrada em corrente baseados na SC-SFM possuem comportamento semelhante a uma carga resistiva, seguidor de tensão, quando visto pela fonte de entrada. Sabe-se que o valor da indutância de magnetização possui variação mínima, em situações normais. Logo é possível utilizar a frequência de chaveamento  $f_s$  como variável de atuação sobre o valor da corrente  $i_L$ .

Com base em (13) é possível uma comparação com a conhecida lei de Ohm,  $v = R_e i$  em (14), onde a resistência  $R_e$  é equivalente a  $4L_m f_s$ .

$$v_{xz} = (4L_m f_s) i_L \quad (14)$$

## 2.4 ANÁLISE DAS COMUTAÇÕES

A comutação suave é a propriedade de um conversor realizar transições dos semicondutores sem perdas significativas de energia. Situações em que a comutação suave é presente ocorrem quando não há corrente e/ou tensão no instante em que um semicondutor bloqueia ou

entra em operação. Conversores baseados na SC-SFM possuem os seguintes tipos de comutação suave:

1. Corrente nula, sem recuperação reversa, no bloqueio dos diodos;
2. ZCZVT no instante em que um dos interruptores entra em operação;
3. ZVT no instante em que um dos diodos entra em operação.

A capacitância intrínseca dos semicondutores é um parâmetro importante para a análise das comutações. A existência de acúmulo de cargas elétricas nos semicondutores quando em situação de bloqueio é frequentemente representada por um capacitor em paralelo a estes semicondutores.

As capacitâncias intrínsecas são responsáveis por modificar o comportamento ideal da corrente sobre o indutor, quando estas são consideradas na operação dinâmica do conversor. Alterando assim a equação que foi definida previamente em (13).

Com a consideração das capacitâncias intrínsecas dos semicondutores substitui-se (13) por uma equação aprimorada do comportamento da corrente (20). Além disto as capacitâncias são essenciais para a análise da comutação suave, sendo estas denominadas  $C_s$  e  $C_d$ , que por sua vez, são representadas por capacitores em paralelo aos interruptores e diodos respectivamente.

Além da capacitância intrínseca, o diodo de corpo dos interruptores também faz parte da análise do funcionamento do conversor. O diodo de corpo é um componente inerente para diversos interruptores.

Entre as tecnologias de interruptores cita-se o transistor de efeito de campo de óxido metálico semicondutor, do inglês *metal oxide semiconductor field effect transistor* (MOSFET), o MOSFET de super-junção para altas tensões, do inglês *high voltage superjunction MOSFET* (CoolMOS) e o carbeto de silício, do inglês *silicon carbide* (SiC), estas tecnologias apresentam um diodo de corpo inerente a suas estruturas.

Outra tecnologia de interruptor é o transistor bipolar de porta isolada, do inglês *insulated-gate bipolar transistor* (IGBT), neste interruptor o fluxo de corrente no sentido *source-dreno* é possível pois na fabricação deste componente é montado um diodo adicional, posicionado no sentido reverso do fluxo do IGBT.

Para os interruptores nitreto de gálio, do inglês *gallium nitride* (GaN) transistor de alta mobilidade de elétrons, do inglês *high-electron-mobility transistor* (HEMT) a condução em modo reverso é diferente dos demais interruptores. Esta tecnologia não possui o tradicional

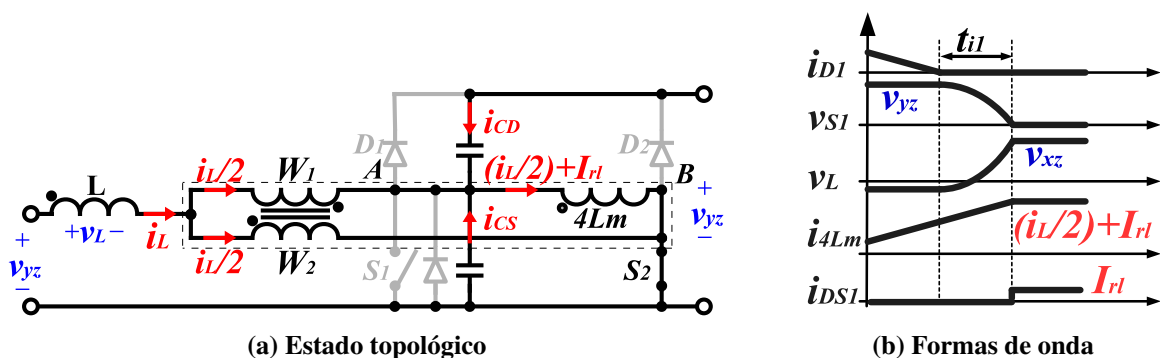
comportamento do diodo de corpo, quando a corrente flui no sentido reverso. Em (JONES *et al.*, 2016) o autor apresenta algumas considerações pertinentes à condução reversa de interruptores GaN. Atualmente essa tecnologia é subdividida em *e-mode* GaN e *cascode* GaN.

Em especial o modelo *cascode* GaN possui operação mais simples, uma vez que sua estrutura é um conjunto composto por um interruptor GaN HEMT e um interruptor de silício (Si) de baixa tensão. Esta configuração facilita seu acionamento além de que a condução reversa não necessita de comando sobre o *gate*, assemelhando-se com a operação de um interruptor que possui diodo de corpo.

#### 2.4.1 Bloqueio do diodo

A primeira transição a ser analisada é o instante em que o diodo  $D_1$  bloqueia ao término da etapa 3 e início da etapa 4. A operação é similar no bloqueio do diodo  $D_2$  que ocorre entre as etapas 1 e 2. A Figura 17 apresenta o intervalo de transição no bloqueio do diodo  $D_1$ .

Figura 17 – Transição de bloqueio do diodo  $D_1$



Fonte: Autoria própria.

Considerando o exemplo do diodo  $D_1$ . A corrente que flui neste diodo durante a etapa 3 é a diferença entre a corrente que flui no enrolamento  $W_1$ , do transformador ideal, menos a corrente que flui através do indutor  $4L_m$ . Quando toda a corrente do enrolamento  $W_1$  for drenada pelo indutor  $4L_m$  o diodo bloqueia.

É importante destacar que embora o bloqueio do diodo ocorra com corrente nula, diodos lentos não são adequados para este tipo de operação devido suas características dinâmicas limitadas, para bloqueio em altas frequências.

Na operação do retificador boost *bridgeless, totem-pole*, conforme será visto no capítulo 5, o diodo dos interruptores será utilizado no lugar de diodos convencionais. Por essa razão

é sugerido que se utilize interruptores com boas características dinâmicas por conta do fluxo de corrente no sentido reverso.

Logo após o bloqueio do diodo  $D_1$ , as capacitâncias intrínsecas dos semicondutores estarão em paralelo com o indutor  $4L_m$ . Esse paralelismo cria um intervalo de tempo em que ocorre a transferência de energia para o indutor  $4L_m$ , de forma ressonante.

A transferência de energia produz uma corrente adicional sobre o indutor  $4L_m$ , denominada corrente de roda livre ( $I_{rl}$ ).

A equação (15) apresenta valor de ( $t_{i1}$ ), que é o intervalo de tempo em que ocorre a transferência de energia entre os capacitores intrínsecos e o indutor  $4L_m$ . E (16) apresenta o valor da corrente de roda livre.

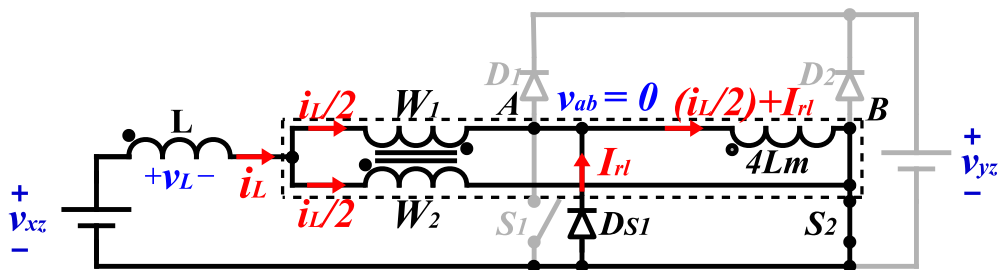
$$t_{i1} = \pi \sqrt{L_m(C_s + C_d)} \quad (15)$$

$$I_{rl} = \frac{v_{yz}}{2} \sqrt{\frac{(C_s + C_d)}{L_m}} \quad (16)$$

A corrente de roda livre possui este nome pois uma vez que é concluída a transferência de energia, dos capacitores intrínsecos para o indutor  $4L_m$ , o diodo de corpo do interruptor  $S_1$  entra em condução. Fechando o circuito entre indutor  $4L_m$  e o interruptor  $S_2$  formando a corrente de roda livre  $I_{rl}$ .

A  $I_{rl}$  irá perdurar até o término da etapa 4. A Figura 18 apresenta a etapa com a presença da  $I_{rl}$  e o diodo de corpo do interruptor  $S_1$ .

**Figura 18 – Etapa 4 com a representação da corrente de roda livre  $I_{rl}$**



Fonte: Autoria própria.

Observe que é devido a corrente de roda livre, e a condução através do diodo de corpo, que a tensão  $v_{ab}$  é zero durante a etapa 4, conforme mencionado anteriormente. E por simetria a etapa 2 possui comportamento semelhante.

Durante a etapa 4, o diodo de corpo,  $D_{S1}$ , do interruptor  $S_1$  está em condução devido a corrente  $I_{rl}$ . Bem como o interruptor  $S_2$  está em operação. Logo a tensão  $V_{ab}$  é zero. Semelhantemente, na etapa 2, o diodo de corpo do interruptor  $S_2$  está em condução e o interruptor  $S_1$  se encontra em operação.

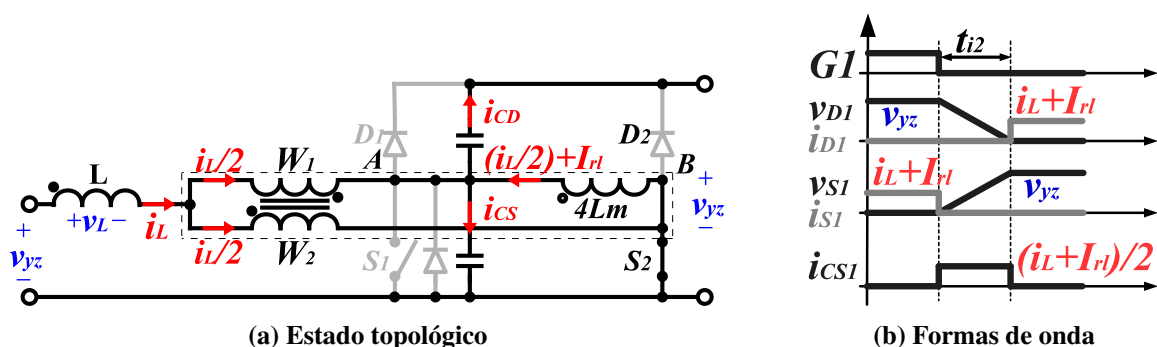
A comutação ZCZVT na entrada dos interruptores ocorre devido a este movimento de descarregamento das capacitâncias intrínsecas do interruptor durante a formação da corrente  $I_{rl}$ , garantindo tensão nula. Além disso o fluxo de corrente sobre o interruptor só dará início quando este estiver acionado com comando sobre o *gate-source*. E não apenas isso, mas também quando o outro interruptor estiver bloqueado, só então iniciará uma rampa de corrente sobre o interruptor com o sentido *dreno-source*, seja a etapa 1 ou 3, garantindo corrente nula, logo é caracterizado uma comutação com ZCZVT.

#### 2.4.2 Bloqueio do interruptor

A segunda transição a ser analisada é o intervalo quando o interruptor  $S_1$  é bloqueado e na sequência o diodo  $D_1$  entra em condução, a operação é similar para o bloqueio do interruptor  $S_2$ .

O interruptor  $S_1$  bloqueia ao término da etapa 2 e início da etapa 3, enquanto  $S_2$  bloqueia entre as etapas 4 e 1. A Figura 19 apresenta o intervalo de transição o bloqueio do interruptor  $S_1$  e condução através do diodo  $D_1$ .

Figura 19 – Transição de bloqueio do interruptor  $S_1$  e condução do diodo  $D_1$



Fonte: Autoria própria.

Considerando o exemplo do interruptor  $S_1$ . No instante que  $S_1$  bloqueia, a capacitância intrínseca do  $S_1$  é carregada através da corrente que flui sobre o enrolamento  $W_1$  e, ao mesmo tempo, o capacitor intrínseco do diodo  $D_1$  é descarregado.

Este intervalo de tempo de carregamento e descarregamento dos capacitores intrínsecos é apresentado em (17). O diodo  $D_1$  só entra em operação quando a tensão sobre este for nula. Ou seja, quando o capacitor intrínseco estiver descarregado.

$$t_{i2} = \frac{v_{yz}(C_s + C_d)}{i_L + I_{rl}} \quad (17)$$

Este movimento de descarregamento de energia da capacitância intrínseca do diodo  $D_1$  configura uma comutação ZVT. Note que mesmo que a corrente  $i_L$  seja nula ainda há a corrente de roda livre  $I_{rl}$ . Esta característica é especialmente interessante para retificadores, garantindo esta comutação suave mesmo quando nas proximidades do cruzamento por zero, ou quando a corrente de entrada é baixa.

#### 2.4.3 Frequência efetiva e equação aprimorada da corrente no indutor

O primeiro intervalo de tempo  $t_{i1}$  diminui consideravelmente o período efetivo durante um ciclo de chaveamento, em outras palavras, o durante o intervalo  $t_{i1}$  não há um considerável carregamento ou descarregamento do indutor  $L$ . Este comportamento também pode ser chamado de perda de razão cíclica.

O segundo intervalo de tempo  $t_{i2}$  também proporciona esta diminuição do período de chaveamento efetivo. No entanto, como o valor de  $t_{i2}$  é bem menor, não será levado em consideração e será omitido no equacionamento pois simplifica os cálculos. Logo o período efetivo do ciclo de chaveamento é dado por (18).

$$T_e = T_s - t_{i1} \quad (18)$$

O inverso do período efetivo leva a frequência efetiva ( $f_e$ ) (19).

$$f_e = \frac{1}{T_e} = \frac{1}{T_s - t_{i1}} \quad (19)$$

A frequência efetiva  $f_e$ , juntamente com a corrente de roda livre  $I_{rl}$ , modifica a equação original da corrente  $i_L$  para uma fórmula aprimorada da corrente sobre o indutor (20), embora esta equação seja apenas uma aproximação.

$$i_L = \frac{v_{xz}}{4L_m f_e} - 2I_{rl} \quad (20)$$

É importante frisar que as capacitâncias intrínsecas dos diodos e interruptores influenciam diretamente sobre o valor da corrente sobre o indutor. De forma que, com a presença das capacitâncias intrínsecas, a frequência efetiva diminui de valor mais rapidamente que o valor da frequência de chaveamento. Que, como será visto posteriormente, auxilia o conversor a diminuir a corrente no indutor com frequências de chaveamento menores se comparado com a equação ideal (13).

Mas não somente as capacitâncias intrínsecas, mas também os valores de tensão  $v_{xz}$  ou  $v_{yz}$  e até mesmo a indutância de magnetização participam do equacionamento destes distúrbios, sejam as transições ou a corrente de roda-livre. Desta forma é interessante que em um projeto seja observado com atenção estes parâmetros, para garantir um bom funcionamento.

## 2.5 ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO SOBRE OS COMPONENTES DA SC-SFM

Os esforços de tensão e corrente juntamente com a estimativa de perdas do conversor são análises importantes para auxiliar na definição e seleção dos componentes que compõe o conversor. Estes dados auxiliam no projeto de dissipação térmica, que é necessário devido as perdas de energia. Essa análise também é útil para um projeto visando máxima eficiência, buscando assim o melhor ponto de operação.

Nesse aspecto esta sessão apresenta quais são os esforços de corrente e tensão sobre os componentes. Entre os quais se elabora a:

1. Ondulação de corrente sobre o indutor;
2. Perdas por condução no cobre do indutor de entrada;
3. Esforços de corrente e perdas por condução nos enrolamentos do autotransformador;
4. Perdas no núcleo do autotransformador;
5. Esforços de tensão, corrente e perdas por condução nos interruptores;
6. E por fim os esforços de tensão, corrente e perdas nos diodos.

Para o levantamento das perdas de um conversor primeiramente define-se os componentes, seus valores nominais de resistência intrínseca ou tensão quando em condução, além do ganho estático, limites de operação em frequência de chaveamento, entre outros valores constantes na construção de um conversor.



Nesta sessão será apresentado as equações genéricas, independente da definição dos parâmetros mencionados. Podendo assim aplicar estas equações a qualquer conversor utilizando a SC-SFM A.

Além das equações genéricas que são utilizadas no levantamento de perdas será apresentado equações normalizadas referentes aos esforços e perdas, em função da frequência de chaveamento  $f_s$  e da razão cíclica efetiva  $\delta$ .

A análise partindo da frequência de chaveamento e da razão cíclica é interessante pois o  $T_s$  possui relação direta com o valor de potência do conversor e  $\delta$  tem relação com o ganho estático, veja (13) e (12).

### 2.5.1 Ondulação de corrente no indutor

A ondulação de corrente sobre o indutor, ( $\Delta i_L$ ), possui o dobro da frequência de chaveamento. Como pode ser observado na Figura 15. Nesta figura a tensão sobre o indutor  $v_L$ , se repete a cada meio período de chaveamento.

Considerando que (13) é o valor médio da corrente sobre o indutor durante um período de chaveamento. O valor instantâneo da corrente do indutor durante o intervalo de armazenamento de energia, ocorre entre os instantes  $t_1$  e  $t_2$  e varia linearmente. Sendo que a corrente do indutor L em  $t_1$  é (21), e a corrente em  $t_2$  é igual a (22).

$$i_L(t_1) = i_L - \frac{\Delta i_L}{2} \quad (21)$$

$$i_L(t_2) = i_L + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (22)$$

Neste intervalo de variação de corrente, o valor da tensão sobre o indutor  $L$  é igual a  $v_{xz}$ . A partir desses dados cria-se a expressão que correlaciona a corrente e tensão sobre o indutor L em (23).

$$i_L + \frac{\Delta i_L}{2} = i_L - \frac{\Delta i_L}{2} - \frac{1}{L} \int_{t_1}^{t_2} v_{xz} dt \quad (23)$$

Isolando o valor da oscilação de corrente  $\Delta i_L$ , obtém-se a equação aproximada do valor da ondulação de corrente sobre o indutor L (24).

$$\Delta i_L = \frac{v_{xz} \delta T_s}{2L} = \frac{v_{xz} \delta}{2L f_s} \quad (24)$$

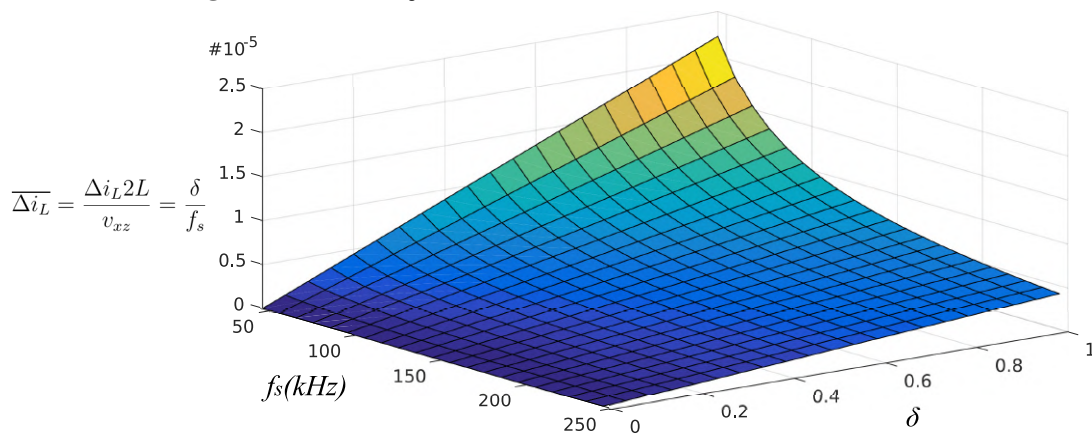
Agrupando  $\Delta i_L$ ,  $L$  e  $v_{xz}$  obtém-se a normalização da ondulação de corrente no indutor ( $\overline{\Delta i_L}$ ) em função de  $\delta$  e  $f_s$  com a seguinte equação:

$$\overline{\Delta i_L} = \frac{\Delta i_L 2L}{v_{xz}} = \frac{\delta}{f_s} \quad (25)$$

A partir de (25) é possível compreender que dado o valor fixo para  $L$  e  $v_{xz}$  a ondulação de corrente será variável de acordo com os parâmetros  $\delta$  e  $f_s$ .

A Figura 20 apresenta um gráfico tridimensional com o valor normalizado da ondulação de corrente no indutor  $\overline{\Delta i_L}$ , dados valores de  $\delta$  (0 a 1) e  $f_s$  (45 a 250 kHz).

**Figura 20 – Ondulação de corrente no indutor, valor normalizado**



**Fonte: Autoria própria.**

### 2.5.2 Perdas de condução no indutor

A ondulação de corrente sobre o indutor pode ser considerada pequena, a depender de parâmetros pré-definidos, como demonstra (24). Logo as perdas através do núcleo serão mais baixas em comparação às perdas por condução no enrolamento do indutor. Já o esforço de corrente do indutor é apresentado em (20).

A perda de energia no cobre do indutor  $L$  pode ser calculada através dos valores de resistividade e comprimento do enrolamento, denominados  $\rho_L$  e  $l_L$  respectivamente.

Em (31) apresenta-se o valor da potência dissipada no enrolamento do indutor  $P_{L_{cond}}$  em função de  $\rho_L$ ,  $l_L$  e a corrente no indutor. Para simplificar será utilizado a equação (13), que é o valor médio da corrente idealizada sobre o indutor  $L$ , em detrimento de (20), que seria o valor médio da corrente sobre o indutor  $L$ , com equação mais aproximada do valor real.

$$P_{L\_cond} = (\rho_L l_L) i_L^2 \approx (\rho_L l_L) \frac{v_{xz}^2}{16 L_m^2 f_s^2} \quad (26)$$

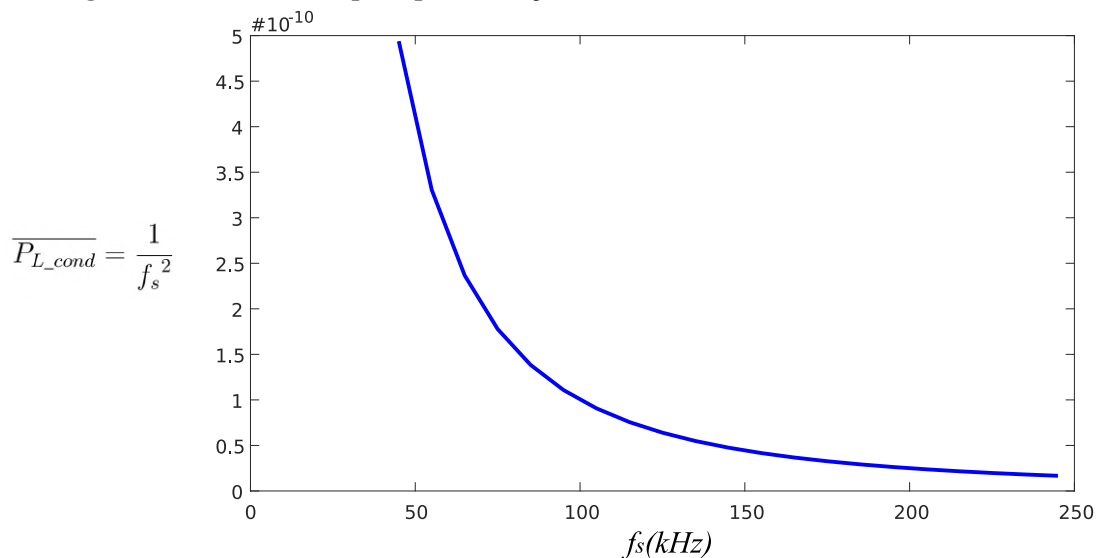
Agrupando  $P_{L\_cond}$ ,  $\rho_W$ ,  $l_W$ ,  $L_m$  e  $v_{xz}$  obtém-se a normalização da potência dissipada no cobre do indutor de entrada durante um período de chaveamento ( $\overline{P_{L\_cond}}$ ) em função de  $f_s$  (27).

$$\overline{P_{L\_cond}} = \frac{16 P_{L\_cond} L_m^2}{(\rho_W l_W) v_{xz}^2} = \frac{1}{f_s^2} \quad (27)$$

A partir de (27) é possível compreender que dado o valor fixo para  $\rho_W$ ,  $l_W$ ,  $L_m$  e  $v_{xz}$  a potência dissipada por condução no cobre do indutor L será variável de acordo com o parâmetro  $f_s$ .

A Figura 21 apresenta um gráfico com o valor normalizado da potência  $\overline{P_{L\_cond}}$ , dados valores de  $f_s$  (45 a 250 kHz).

**Figura 21 – Potência dissipada por condução no cobre do indutor L, valor normalizado**

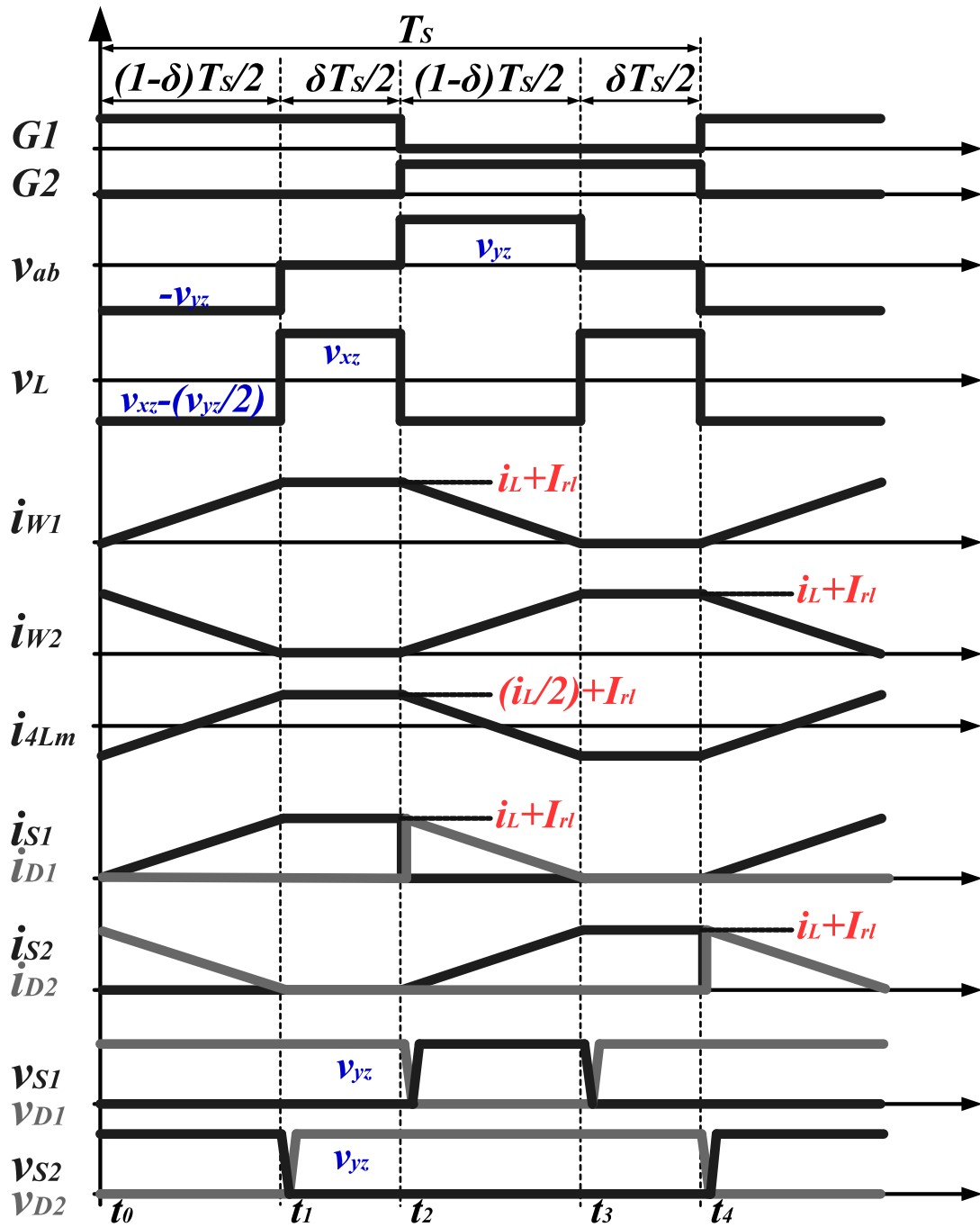


**Fonte: Autoria própria.**

### 2.5.3 Esforços de corrente e perdas nos enrolamentos do autotransformador

A Figura 22 apresenta as formas de onda da célula de comutação considerando a corrente de roda-livre e o autotransformador um componente real. Esta figura também apresenta a corrente que circula em cada enrolamento do autotransformador durante um período de chaveamento.

Figura 22 – Formas de Onda Circuito Genérico Aprimorado SC-SFM A



Fonte: Autoria própria.

Considerando que ATR é um transformador real, a corrente que flui no enrolamento  $W_1$  do autotransformador é igual a metade da corrente de entrada, e não apenas isso, mas deve-se somar com a corrente sobre o indutor  $4L_m$ .

Semelhantemente a corrente sobre o enrolamento  $W_2$  é igual a metade da corrente de entrada, no entanto deve-se subtrair a corrente do indutor  $4L_m$ , pois ele se encontra com o ponto

no sentido oposto.

Logo o valor da corrente eficaz aproximada para cada enrolamento do autotransformador, ( $I_{W\_ef}$ ), quando considerando o comportamento real de ART durante um período de chaveamento, é igual a (28).

$$i_{W\_ef} = (i_L + I_{rl}) \sqrt{\frac{2 + \delta}{6}} \quad (28)$$

Substituindo a equação da corrente sobre L ideal (13) em (28), o valor da corrente eficaz resultante nos enrolamentos pode ser simplificado em (29). Note que novamente é utilizado a equação (13) em detrimento de (20) para simplificar o equacionamento.

$$i_{W\_ef} \approx \frac{v_{xz}}{4L_m f_s} \sqrt{\frac{2 + \delta}{6}} \quad (29)$$

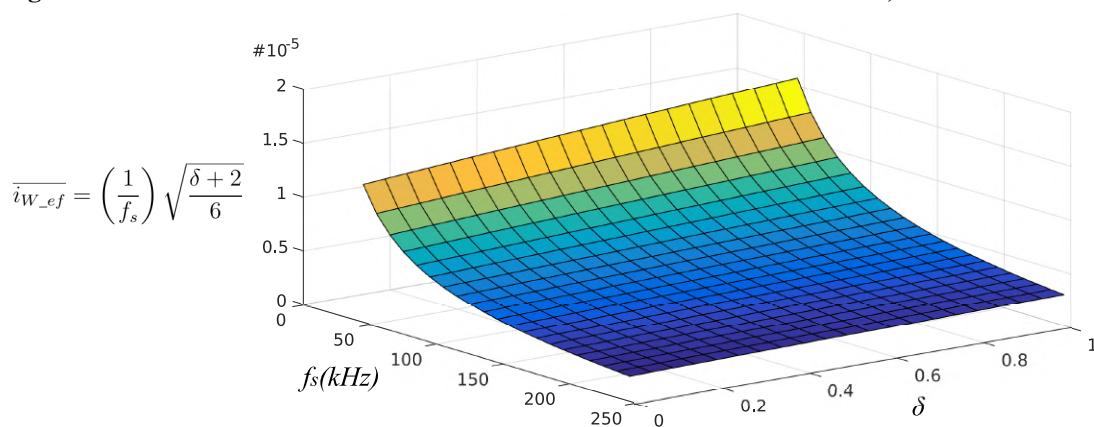
Agrupando  $i_{W\_ef}$ ,  $L_m$  e  $v_{xz}$  obtém-se a normalização da corrente eficaz em um enrolamento do autotransformador ( $\overline{i_{W\_ef}}$ ) em função de  $\delta$  e  $f_s$  (30).

$$\overline{i_{W\_ef}} = \frac{i_{W\_ef} 4L_m}{v_{xz}} = \frac{1}{f_s} \sqrt{\frac{2 + \delta}{6}} \quad (30)$$

A partir de (30) é possível compreender que dado o valor fixo para  $L_m$  e  $v_{xz}$  o valor da corrente eficaz sobre cada enrolamento do autotransformador será variável de acordo com os parâmetros  $\delta$  e  $f_s$ .

A Figura 23 apresenta um gráfico tridimensional com o valor normalizado da corrente eficaz nos enrolamentos  $\overline{i_{W\_ef}}$ , dados valores de  $\delta$  (0 a 1) e  $f_s$  (45 a 250 kHz).

**Figura 23 – Corrente eficaz sobre um dos enrolamentos do autotransformador, valor normalizado**



Fonte: Autoria própria.

A corrente que flui através dos enrolamentos do autotransformador possui um valor considerável de ondulação em alta frequência. Conforme pode ser observado na Figura 22.

Considera-se que um projeto para o autotransformador deve levar em conta o efeito pelicular da corrente em alta-frequência, definindo uma quantidade adequada de condutores em paralelo, e valor de diâmetro da bitola do condutor adequado, para constituir o enrolamento do autotransformador.

A partir do valor dos esforços de corrente em um dos enrolamentos, é possível elaborar a equação das perdas neste enrolamento através dos valores de resistividade e comprimento do condutor, denominados  $\rho_W$  e  $l_W$  respectivamente.

Em (31) apresenta-se o valor da potência dissipada em um enrolamento  $P_{W\_cond}$  em função de  $\rho_W$ ,  $l_W$  e o valor da corrente eficaz no enrolamento.

$$P_{W\_cond} = \rho_W l_W i_{W\_ef}^2 = \rho_W l_W (i_L + I_{rl})^2 \frac{2 + \delta}{6} \approx \frac{(2 + \delta) \rho_W l_W v_{xz}^2}{96 L_m^2 f_s^2} \quad (31)$$

Agrupando  $P_{W\_cond}$ ,  $\rho_W$ ,  $l_W$ ,  $L_m$  e  $v_{xz}$  obtém-se a normalização da potência dissipada em um dos enrolamentos de  $ATR$  durante um período de chaveamento ( $\overline{P_{W1\_cond}}$ ) em função de  $\delta$  e  $f_s$  (32).

$$\overline{P_{W\_cond}} = \frac{96 P_{W\_cond} L_m^2}{(\rho_W l_W) v_{xz}^2} = \frac{(2 + \delta)}{f_s^2} \quad (32)$$

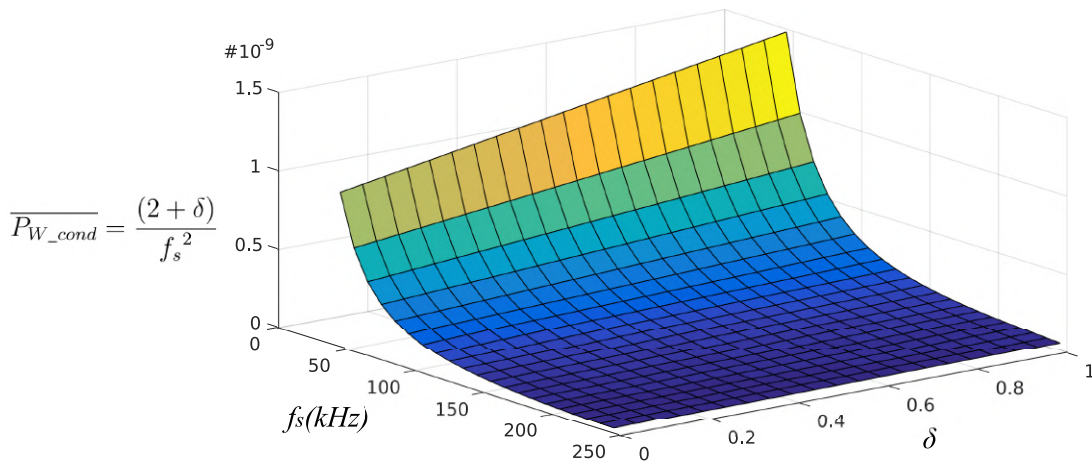
A partir de (32) é possível compreender que dado o valor fixo para  $\rho_W$ ,  $l_W$ ,  $L_m$  e  $v_{xz}$  a potência dissipada em um enrolamento do autotransformador será variável de acordo com os parâmetros  $\delta$  e  $f_s$ .

A Figura 24 apresenta um gráfico tridimensional com o valor normalizado da potência  $\overline{P_{W\_cond}}$ , dados valores de  $\delta$  (0 a 1) e  $f_s$  (45 a 250 kHz).

#### 2.5.4 Esforços e Perdas no núcleo do autotransformador

Diversos trabalhos têm se esforçado em função de estimar perdas presentes no núcleo de transformadores ou indutores que operam em alta-frequência. Tais trabalhos partem da análise de perdas por histerese e perdas por correntes parasitas (BARBI, 2014). Dentre as análises, uma das equações mais simples que modelam as perdas em núcleos, e que possui a menor quantidade de parâmetros, é conhecida como equação de Steinmetz (33) (VENKATACHALAM *et al.*, 2002).

**Figura 24 – Potência dissipada em um enrolamento do autotransformador, valor normalizado**



**Fonte: Autoria própria.**

$$P_{steinmetz} = k f^\alpha B_{max}^\beta \quad (33)$$

Os parâmetros  $k$ ,  $\alpha$  e  $\beta$ , são valores constantes típicos atribuídos ao material correspondente ao núcleo. Apesar desta equação simplificar o processo de estimativa, há uma limitação referente a acurácia a despeito de limitações em frequência ou determinadas variações de densidade de fluxo. No entanto, para um cálculo aproximado, a equação de Steinmetz será suficiente para estimar as perdas no núcleo do autotransformador.

Em (33) o valor de  $f$  corresponde a frequência da variação de fluxo magnético. Que para o caso do autotransformador é igual à  $f_s$ . Já o valor  $B_{max}$  corresponde ao valor máximo da densidade de fluxo magnético, em Tesla. O resultado de (33) é dado em (W/kg). Portanto é necessário adicionar o volume do núcleo ( $V_{nucleo}$ ) e a densidade do material ( $\rho_{nucleo}$ ) para determinar a perda dissipada no núcleo ( $P_{nucleo}$ ) em (34), além disso considera-se ainda um ajuste de unidades, devido à natureza destes cálculos aproximados.

$$P_{nucleo} = k \left( \frac{f_s}{Hz} \right)^\alpha \left( \frac{B_{max}}{T} \right)^\beta \frac{W}{kg} \cdot \rho_{nucleo} V_{nucleo} \quad (34)$$

Para análise das perdas no núcleo do autotransformador deve-se obter a equação com o valor máximo da densidade de fluxo magnético no autotransformador (35). (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

$$B_{max} = \frac{L_m I_{max}}{n_{voltas} A_c} \quad (35)$$

Para mensurar o fluxo magnético máximo do autotransformador, utiliza-se os valores referentes ao fluxo de corrente sobre o indutor de magnetização  $L_m$ . A corrente máxima sobre o indutor de magnetização ( $i_{Lmp}$ ) é igual a (36). Já o valor da área da sessão transversal do núcleo ( $A_c$ ) é um valor constante dependente do núcleo selecionado.

$$i_{Lmp} = i_L + 2I_{rl} \quad (36)$$

Substituindo (36) em (35) obtém-se o valor do fluxo magnético máximo sobre o autotransformador (37).

$$B_{max} = \frac{L_m i_{Lmp}}{n_{voltas} A_c} = \frac{L_m (i_L + 2I_{rl})}{n_{voltas} A_c} \approx \frac{v_{xz}}{4n_{voltas} A_c f_s} \quad (37)$$

Agrupando  $B_{max}$ ,  $v_{xz}$ ,  $A_c$  e  $n_{voltas}$  obtém-se a normalização do valor de fluxo magnético máximo sobre o autotransformador durante um período de chaveamento ( $\overline{B_{max}}$ ) em função de  $f_s$  (38).

$$\overline{B_{max}} = \frac{4B_{max} n_{voltas} A_c}{v_{xz}} = \frac{1}{f_s} \quad (38)$$

A partir de (38) é possível compreender que dado o valor fixo para  $B_{max}$ ,  $v_{xz}$ ,  $A_c$  e  $n_{voltas}$  o fluxo magnético máximo sobre o autotransformador será variável de acordo com o parâmetro  $f_s$ .

A Figura 25 apresenta um gráfico com o valor normalizado do fluxo magnético máximo  $\overline{B_{max}}$ , dados valores de  $f_s$  (45 a 250 kHz).

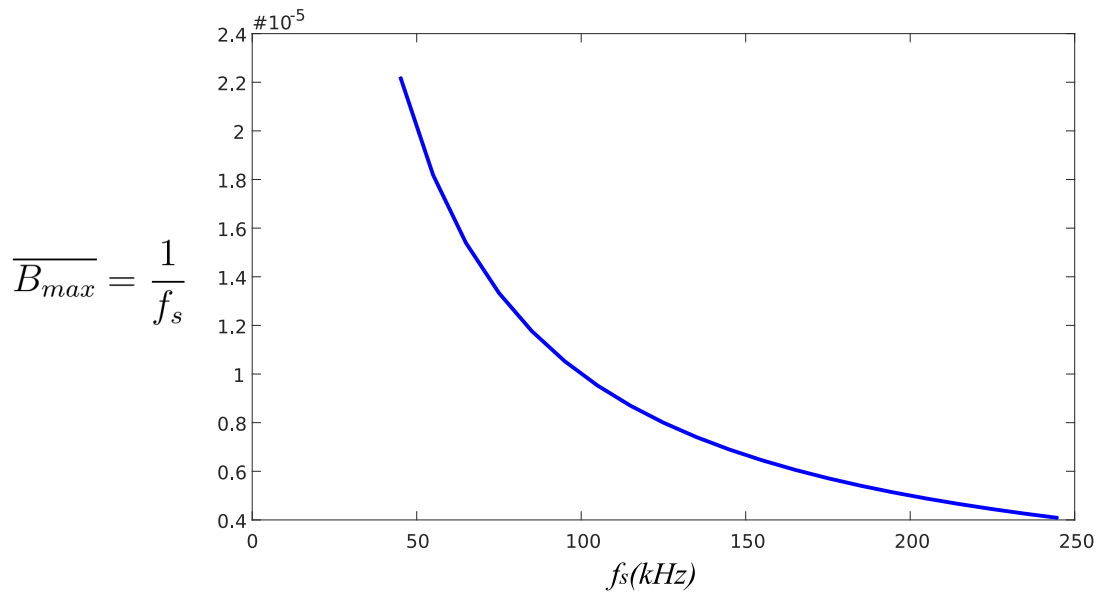
Reescrevendo (34) em função da frequência imposta sobre o núcleo do autotransformador e a densidade de fluxo máximo obtido em (37) é obtido a equação de perdas no núcleo do autotransformador (39).

$$P_{nucleo} = k f_s^\alpha \left( \frac{L_m (i_L + 2I_{rl})}{n_{voltas} A_c} \right)^\beta \rho_{nucleo} V_{nucleo} \approx k f_s^\alpha \left( \frac{v_{xz}}{4n_{voltas} A_c f_s} \right)^\beta \rho_{nucleo} V_{nucleo} \quad (39)$$

Agrupando  $P_{nucleo}$ ,  $k$ ,  $A_c$ ,  $v_{xz}$ ,  $n_{voltas}$ ,  $\rho_{nucleo}$  e  $V_{nucleo}$  obtém-se a normalização do valor de potência dissipada no núcleo do autotransformador durante um período de chaveamento ( $\overline{P_{nucleo}}$ ), em função de  $f_s$ ,  $\alpha$  e  $\beta$  (40). Lembrando que os parâmetros  $\alpha$  e  $\beta$  são constantes que dependem do material do núcleo.

$$\overline{P_{nucleo}} = \frac{P_{nucleo}}{k \rho_{nucleo} V_{nucleo}} \left( \frac{4n_{voltas} A_c}{v_{xz}} \right)^\beta = f_s^{\alpha-\beta} \quad (40)$$



**Figura 25 – Fluxo magnético máximo sobre autotransformador, valor normalizado**

**Fonte: Autoria própria.**

Núcleos com diferentes materiais obterão resultados diferentes de curva de distribuição de perdas. Para realizar a análise será considerado o material IP12E da fabricante Thornton. Especificações deste material encontram-se disponíveis no site do fabricante. Em função disto, os valores  $k = 4,5 \cdot 10^{-4}$ ,  $\alpha = 1,4$  e  $\beta = 2,3$  utilizados para levantamento da estimativa de perdas neste trabalho, são valores obtidos de forma aproximada a partir do catálogo do fabricante (THORNTON, 2015, acessado em 20 de março de 2021).

Considerando os valores obtidos para o material IP12E da fabricante Thornton, (40) que é a equação normalizada da potência dissipada no núcleo do autotransformador, pode ser reescrita em (41).

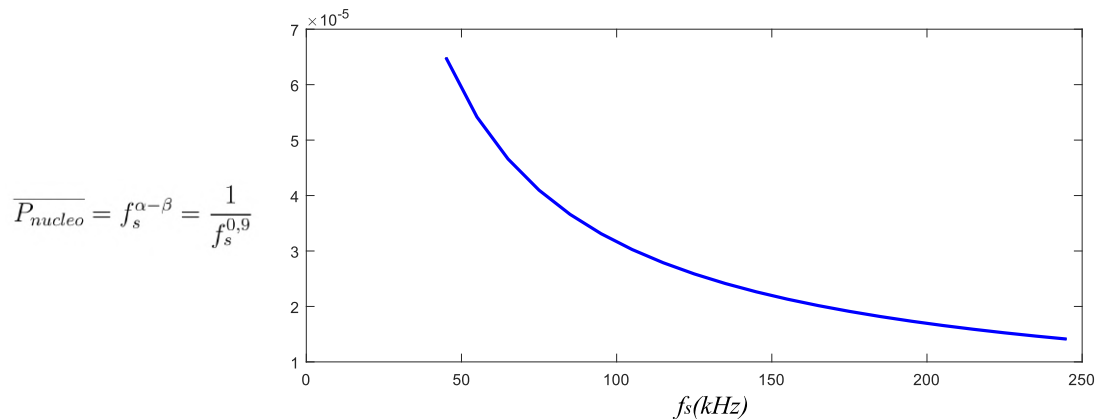
$$\overline{P_{nucleo}} = \frac{P_{nucleo}}{4,5 \cdot 10^{-4} \rho_{nucleo} V_{nucleo}} \left( \frac{4n_{voltas} A_c}{v_{xz}} \right)^{2,3} = \frac{1}{f_s^{0,9}} \quad (41)$$

A partir de (41) é possível compreender que dado o valor fixo para  $L_m$ ,  $v_{xz}$ ,  $A_c$ ,  $n_{voltas}$ ,  $\rho_{nucleo}$  e  $V_{nucleo}$  e considerando os valores aproximados de  $k = 4,5 \cdot 10^{-4}$ ,  $\alpha = 1,4$  e  $\beta = 2,3$  do material IP12E da Thornton, a potência dissipada no núcleo do autotransformador será variável de acordo com o parâmetro  $f_s$ .

A Figura 26 apresenta um gráfico com o valor normalizado da potência  $\overline{P_{nucleo}}$ , dados valores de  $f_s$  (45 a 250 kHz).

Este trabalho salienta que a estimativa de perdas no núcleo apresentado considera os parâmetros e equações simplificados, e não considera algumas limitações. Para uma estimativa

**Figura 26 – Potência dissipada no núcleo do autotransformador, valor normalizado**



**Fonte: Autoria própria.**

mais precisa é necessário levar em conta diversos fatores tais como o formato de onda da corrente de magnetização, a temperatura do material, formato de onda do fluxo magnético, entre outros parâmetros inerentes ao núcleo. Uma melhoria na aproximação utilizada neste trabalho pode partir da equação de Steinmetz modificada, do inglês *modified Steinmetz equation* (MSE), (ALBACH *et al.*, 1996; REINERT *et al.*, 2001), ou ainda com a equação de Steinmetz generalizada, do inglês *generalized Steinmetz equation* (GSE), (LI *et al.*, 2001). No entanto, por simplicidade foi preferível utilizar a equação de Steinmetz em seu formato original.

### 2.5.5 Esforços e perdas nos interruptores

A tensão reversa nos interruptores é igual ao valor da tensão  $v_{yz}$ . E a corrente instantânea máxima que flui nos interruptores ( $I_{Sp}$ ) é igual ao valor da corrente sobre o indutor (20) somado com o valor da corrente de roda livre  $I_{rl}$ .

$$I_{Sp} = i_L + I_{rl} \quad (42)$$

Considera-se que não há perdas significativas durante as comutações nos interruptores, devido a comutação suave presente na operação do conversor. Considera-se também que as perdas no interruptor ocorrem devido a condução de corrente sobre ele. Desta forma é possível analisar dois casos de perdas de condução.

No caso de interruptores do tipo MOSFET, considerando o valor da resistência entre dreno e source, enquanto ligado,  $R_{DS_{on}}$ . Ou no caso de interruptores do tipo IGBT considera-se a tensão entre o coletor e o emissor, enquanto ligado,  $V_{CE_{on}}$ .

Para a análise das perdas nos interruptores será considerado o tipo MOSFET. E para levantamento do valor da potência dissipada em um interruptor  $P_{S\_cond}$  será utilizado o exemplo do interruptor  $S_1$ . A potência dissipada em um interruptor é apresentada em (43).

$$P_{S\_cond} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{S1} i_{S1} dt \quad (43)$$

Onde  $P_{S\_cond}$  é o valor da potência dissipada,  $v_{S1}$  é a tensão instantânea e  $i_{S1}$  é a corrente instantânea em um interruptor durante o ciclo de chaveamento. O valor de  $v_{S1}$  é dado pela equação (44), onde o valor de  $R_{DS\_on}$  é fornecido via catálogo do fabricante.

$$v_{S1} = \begin{cases} R_{DS\_on} i_{S1}, & t_0 < t < T_s/2 \\ v_{yz}, & T_s/2 \leq t < t_3 \\ 0, & t_3 < t < T_s \end{cases} \quad (44)$$

Já o valor instantâneo de corrente sobre o interruptor durante um período de chaveamento é igual a (45).

$$i_{S1} = \begin{cases} \frac{2(i_L + I_{rl})}{(1-\delta)T_s} t, & t_0 \leq t < t_1 \\ i_L + I_{rl}, & t_1 \leq t < T_s/2 \\ 0, & T_s/2 \leq t < T_s \end{cases} \quad (45)$$

Elaborando a equação da corrente eficaz sobre o interruptor ( $i_{Se}$ ) leva-a (46).

$$i_{Se} = (i_L + I_{rl}) \sqrt{\frac{1+2\delta}{6}} \quad (46)$$

A partir de (43) e considerando os valores de tensão e corrente iguais a (44) e (46) respectivamente, a potência dissipada durante um período de chaveamento é reescrita em (47).

$$P_{S\_cond} = R_{DS\_on} (i_L + I_{rl})^2 \frac{1+2\delta}{6} \approx \frac{v_{xz}^2 (1+2\delta)}{96 L_m^2 f_s^2} \quad (47)$$

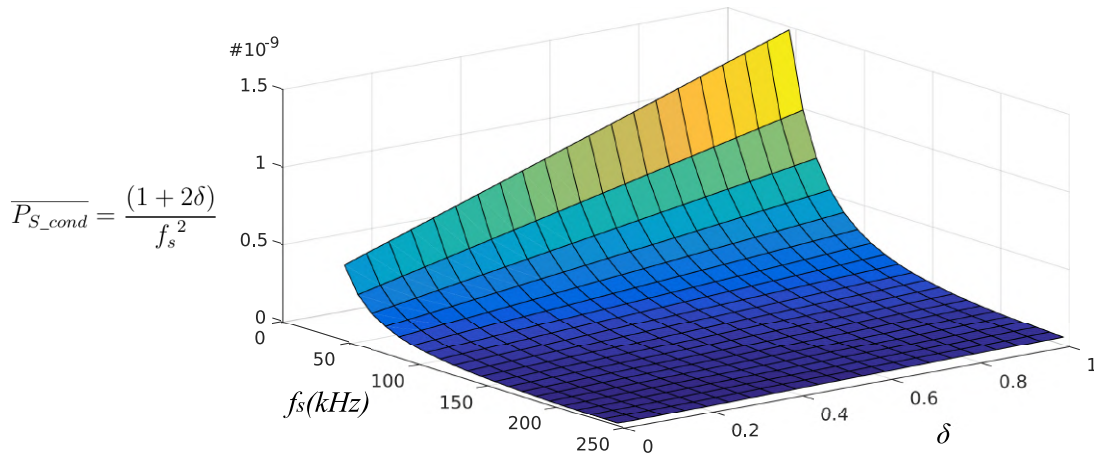
Agrupando  $P_{S\_cond}$ ,  $L_m$ ,  $v_{xz}$  e  $R_{DS\_on}$  obtém-se a normalização da potência dissipada em um interruptor durante um período de chaveamento ( $\overline{P_{S\_cond}}$ ) em função de  $\delta$  e  $f_s$  (48).

$$\overline{P_{S\_cond}} = \frac{96 P_{S\_cond} L_m^2}{v_{xz}^2} = \frac{(1+2\delta)}{f_s^2} \quad (48)$$

A partir de (48) é possível compreender que dado o valor fixo para  $R_{DS\_on}$ ,  $L_m$  e  $v_{xz}$  a potência dissipada em um interruptor será variável de acordo com os parâmetros  $\delta$  e  $f_s$ .

A Figura 27 apresenta um gráfico tridimensional com o valor normalizado da potência  $\overline{P_{S\_cond}}$ , dados valores de  $\delta$  (0 a 1) e  $f_s$  (45 a 250 kHz).

**Figura 27 – Potência dissipada em um interruptor, valor normalizado**



**Fonte: Autoria própria.**

### 2.5.6 Esforços e perdas nos diodos

Semelhante aos interruptores a tensão reversa nos diodos é igual ao valor da tensão  $v_{yz}$ . E a corrente instantânea máxima de um diodo ( $I_{Dp}$ ) é igual ao valor da corrente sobre o indutor (20) somado a corrente  $I_{rl}$ .

$$I_{Dp} = \hat{i}_L + I_{rl} \quad (49)$$

Considera-se que não exista valores significativos de perdas durante a comutação devido a comutação suave e inexistência de recuperação reversa, uma vez que a corrente é nula no bloqueio dos diodos. Considera-se também que as perdas nos diodos ocorrem devido a condução de corrente sobre ele. Desta forma é obtido a equação do valor da potência dissipada no diodo  $P_{D\_cond}$  utilizando o valor da tensão em condução direta  $V_F$ .

Para levantamento do valor da potência dissipada em um diodo  $P_{D\_cond}$  será utilizado o exemplo do diodo  $D_1$  em (50).

$$P_{D\_cond} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{D1} i_{D1} dt \quad (50)$$

Onde  $P_{D\_cond}$  é o valor da potência dissipada,  $v_{D1}$  é a tensão instantânea e  $i_{D1}$  é a corrente instantânea sobre um diodo durante o ciclo de chaveamento. O valor de  $v_{D1}$  só é

relevante enquanto há condução sobre o diodo, logo  $v_{D1} = V_F$  durante a condução. Além disso é comum adotar um valor constante para  $V_F$ . Nesse sentido, adota-se o valor médio da corrente sobre o diodo ( $i_{Dm}$ ) para o cálculo das perdas neste componente, observe (51).

$$i_{Dm} = i_L \frac{v_{xz}}{2v_{yz}} = i_L \frac{1 - \delta}{4} \quad (51)$$

A partir de (50) e considerando os valores de tensão e corrente sobre o diodo, o valor da potência dissipada durante um período de chaveamento pode ser reescrita como:

$$P_{D\_cond} = V_F i_L \frac{(1 - \delta)}{4} \approx \frac{V_F v_{xz}}{16 L_m} \frac{1 - \delta}{f_s} \quad (52)$$

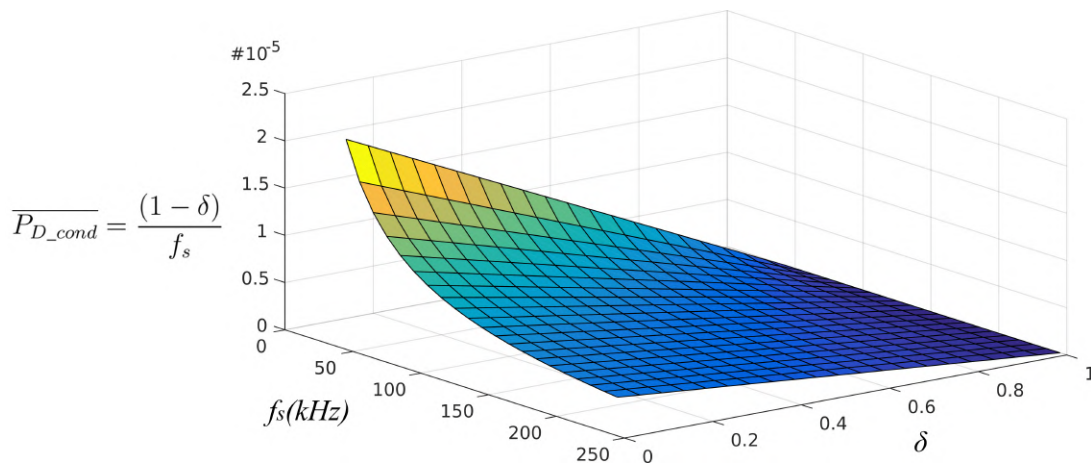
Agrupando  $P_{D\_cond}$ ,  $L_m$ ,  $v_{xz}$  e  $V_F$  obtém-se a normalização da potência dissipada em um diodo durante um período de chaveamento ( $\overline{P_{D\_cond}}$ ) em função de  $\delta$  e  $f_s$  (53).

$$\overline{P_{D\_cond}} = \frac{16 P_{D\_cond} L_m}{v_{xz} V_F} = \frac{1 - \delta}{f_s} \quad (53)$$

A partir de (53) é possível compreender que dado o valor fixo para  $V_F$ ,  $L_m$  e  $v_{xz}$  o valor da potência dissipada em um diodo será variável de acordo com os parâmetros  $\delta$  e  $f_s$ .

A Figura 28 apresenta um gráfico tridimensional com o valor normalizado da potência  $\overline{P_{D\_cond}}$ , dados valores de  $\delta$  (0 a 1) e  $f_s$  (45 a 250 kHz).

**Figura 28 – Potência dissipada em um diodo, valor normalizado**



**Fonte: Autoria própria.**

### 2.6 OPERAÇÃO NO MODO BUCK

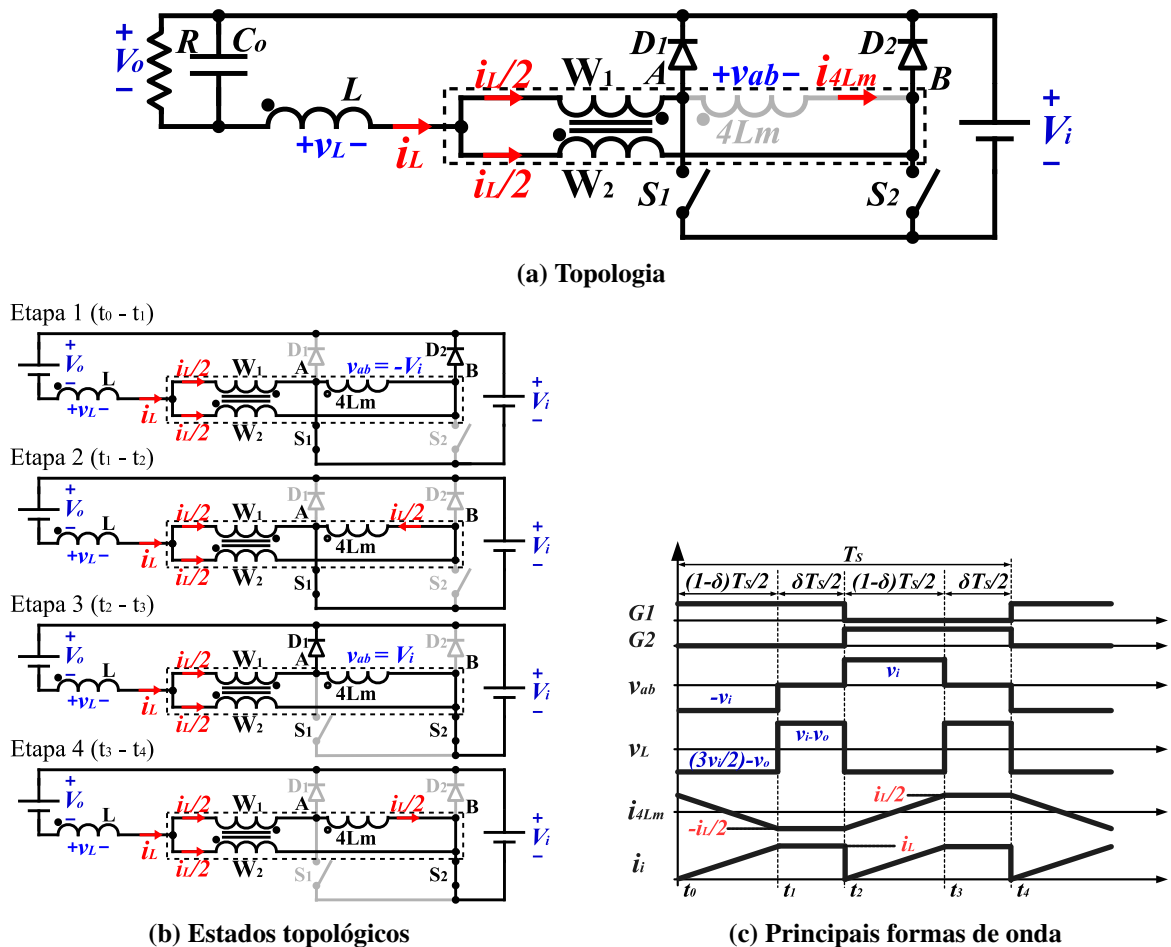
A Figura 29(a) apresenta o conversor buck intercalado CC-CC utilizando a SC-SFM variação A. Este conversor possui a característica de abaixador de tensão. Sendo o ganho estático do conversor apresentado em (54).

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{\delta + 1}{2} \tag{54}$$

As principais formas de onda apresentadas anteriormente são validas para este conversor. A corrente de entrada é apresentada na Figura 29(c).

Para compreensão da operação do conversor algumas definições são necessárias, primeiramente a fonte de entrada  $v_i$  substitui a fonte de tensão  $v_{yz}$  da representação genérica. A carga substitui a fonte de tensão  $v_{yx}$ , conforme representado nas Figuras 11 e 29.

**Figura 29 – Conversor Buck Intercalado CC-CC com a SC-SFM A: Topologia, estados topológicos e formas de onda**



Fonte: Autoria própria.

Note que neste caso a corrente de saída é a mesma que flui sobre o indutor  $i_o = i_L$ , característica de uma fonte de corrente visto pelo lado da carga. Já a corrente de entrada possui o comportamento apresentado no gráfico da Fig 29(c) onde a condução é crítica, também chamado de limiar. O comportamento da corrente de entrada neste conversor é vantajoso em uma comparação com o conversor buck convencional ou em relação a outras soluções de conversores abaixadores.

Embora a corrente de entrada não seja tão ideal como o do IBC-SFM, que se comporta como fonte de corrente. A análise deste conversor e suas possíveis aplicações, conforme comentado na conclusão deste trabalho, possui perspectivas promissoras e são objetos de recomendação para trabalhos futuros.

## 2.7 OPERAÇÃO NO MODO BUCK-BOOST

A Figura 30(a) apresenta o conversor buck-boost intercalado CC-CC utilizando a SC-SFM variação A. Este conversor possui a característica elevador de tensão a depender da razão cíclica efetiva. Sendo o ganho estático do conversor apresentado em (55).

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{1 + \delta}{1 - \delta} \quad (55)$$

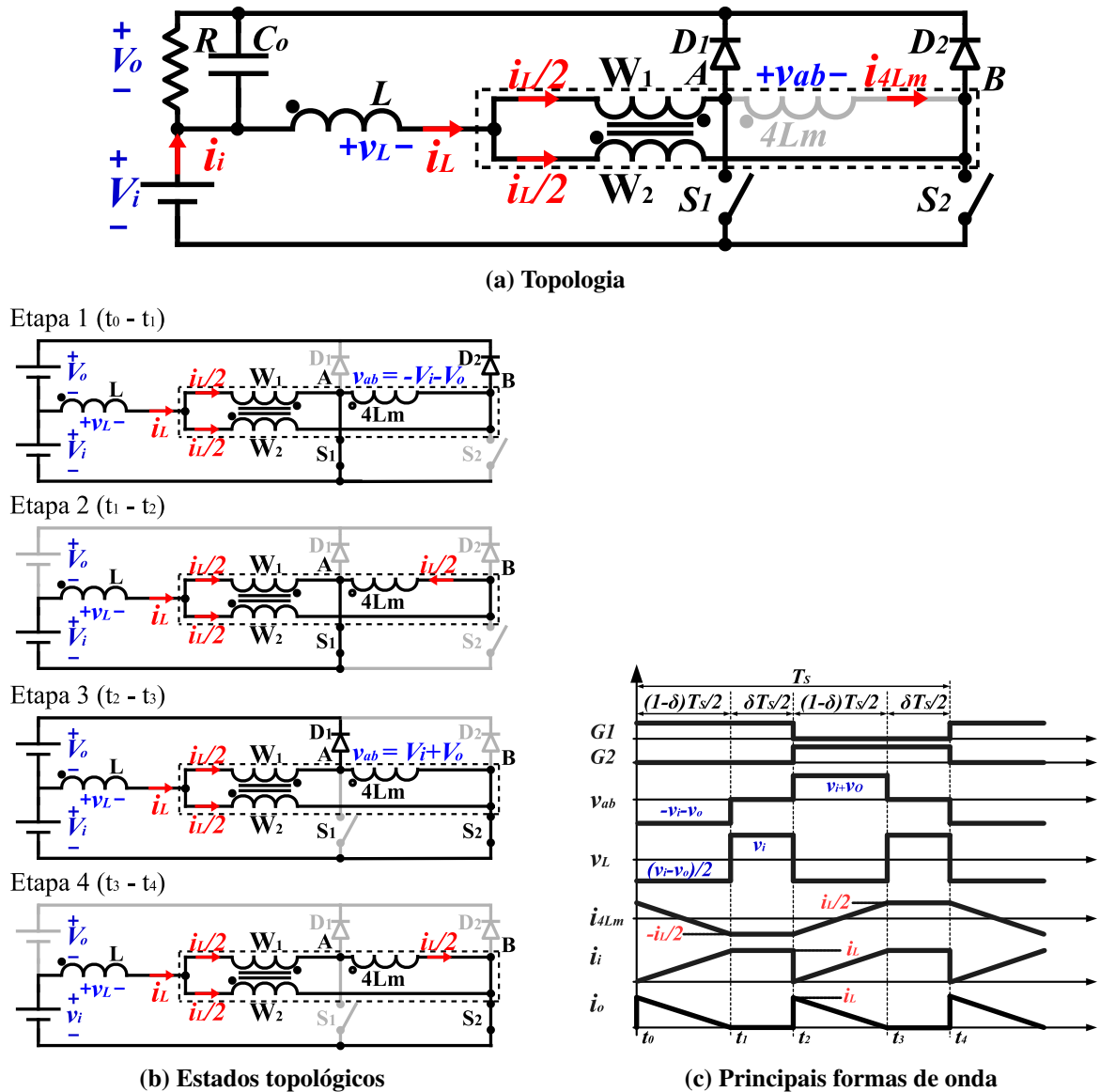
As principais formas de onda apresentadas anteriormente são validas para este conversor. A corrente de entrada é apresentada na Figura 30(c), note a semelhança com a corrente do conversor buck da Figura 29(c).

Para compreensão da operação do conversor algumas definições são necessárias, primeiramente a fonte de entrada  $v_i$  substitui a fonte de tensão  $v_{xz}$  da representação genérica. E a carga substitui a fonte de tensão  $v_{yx}$  conforme mostrado nas Figuras 11 e 30.

Note que neste caso a corrente de saída e de entrada compõem a corrente sobre o indutor  $i_L = i_i + i_o$  como apresentado no gráfico da Fig 30(c).

Uma análise semelhante ao comportamento da corrente de entrada do conversor buck é aplicada para a variação buck-boost. A análise deste conversor e suas possíveis aplicações, conforme comentado na conclusão deste trabalho, possui perspectivas promissoras e são objetos de recomendação para trabalhos futuros.

Figura 30 – Conversor Buck-Boost Intercalado CC-CC com a SC-SFM A: Topologia, estados topológicos e formas de onda



Fonte: Autoria própria.

## 2.8 ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO PARA ALTAS FREQUÊNCIAS

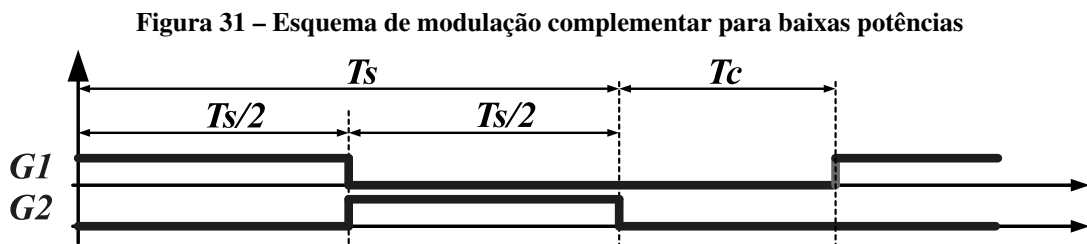
A operação da célula de comutação utilizando a modulação em frequência de chaveamento apresentada neste trabalho possui diversas vantagens. No entanto a operação em frequências muito altas é uma limitação bem conhecida em conversores eletrônicos de potência, devido a diversos fatores, entre eles a limitações do driver, do DSP, ou ainda limitação devido as características dos interruptores, entre outros.

Conversores baseados na SC-SFM apresentam maior potência em frequências menores. Enquanto que para potências mais baixas existe a necessidade de aumentar a frequência de



chaveamento. Conforme observado pela equação no indutor  $L$  (20).

O projeto de um conversor baseado na SC-SFM precisa levar em conta o limite máximo da frequência de chaveamento. E a partir do valor da frequência, o projetista define se o conversor irá operar com um valor de carga mínima ou precisará implementar um modo de alternativo de modulação. Este modo alternativo de modulação deve auxiliar na diminuição da potência transferida pelo conversor para a carga quando a modulação atingir o valor de máxima frequência de chaveamento.



Fonte: Autoria própria.

Uma alternativa de modulação é acrescentar um período complementar  $T_c$  onde nenhum dos interruptores entram em condução, veja a Figura 31. Durante o período  $T_c$  não haverá armazenamento considerável de energia através do indutor  $L$ . Logo com esta modulação é possível diminuir a frequência e concomitantemente diminuir a potência.

Uma análise aprofundada deste método de modulação é recomendada para avaliação em trabalhos futuros. É interessante notar que esta técnica não necessita ser aplicada apenas para potências baixas, mas pode ser uma alternativa para conversores com ganho estáticos menores e útil para conversores com entrada de tensão universal.

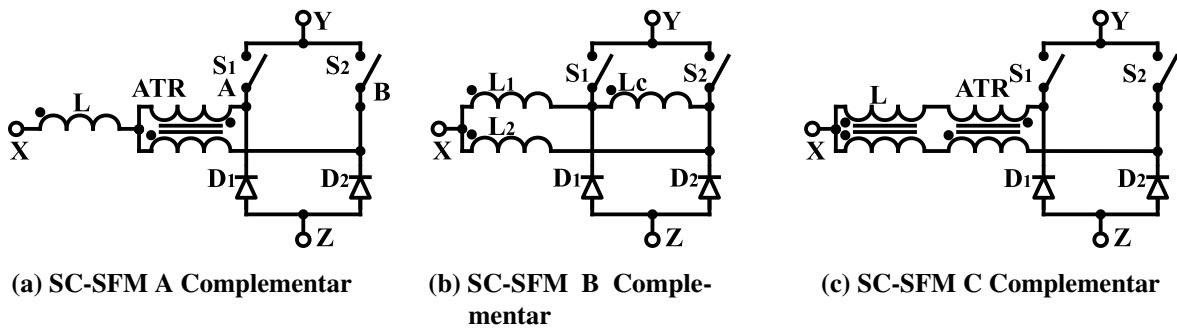
## 2.9 VARIAÇÃO TOPOLÓGICA COMPLEMENTAR

Existe além das variações topológicas apresentadas pela Figura 8 uma forma complementar de construção destas mesmas topologias, que no seu devido uso podem ser úteis para a elaboração de conversores.

Esta nova construção das variações topológicas ocorre com a mudança de posição dos interruptores e diodos, bem como realocação da fonte de tensão e carga, a depender de cada estrutura. Criando assim a mesma topologia já apresentada, mas com disposição de diodos e interruptores de forma oposta e com fluxo de corrente sobre o indutor com sentido invertido.

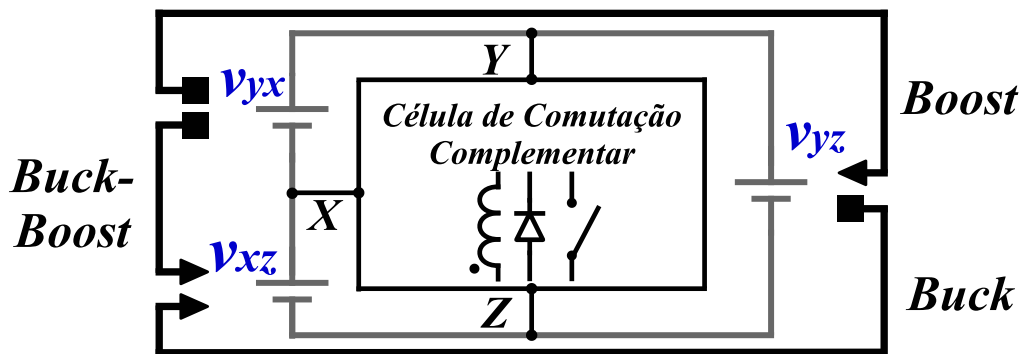
A Figura 32 apresenta a variação complementar das estruturas da SC-SFM. Além disso,

Figura 32 – Variações topológicas da SC-SFM - Complementar



Fonte: Autoria própria.

Figura 33 – Apresentação canônica da SC-SFM - Complementar



Fonte: Autoria própria.

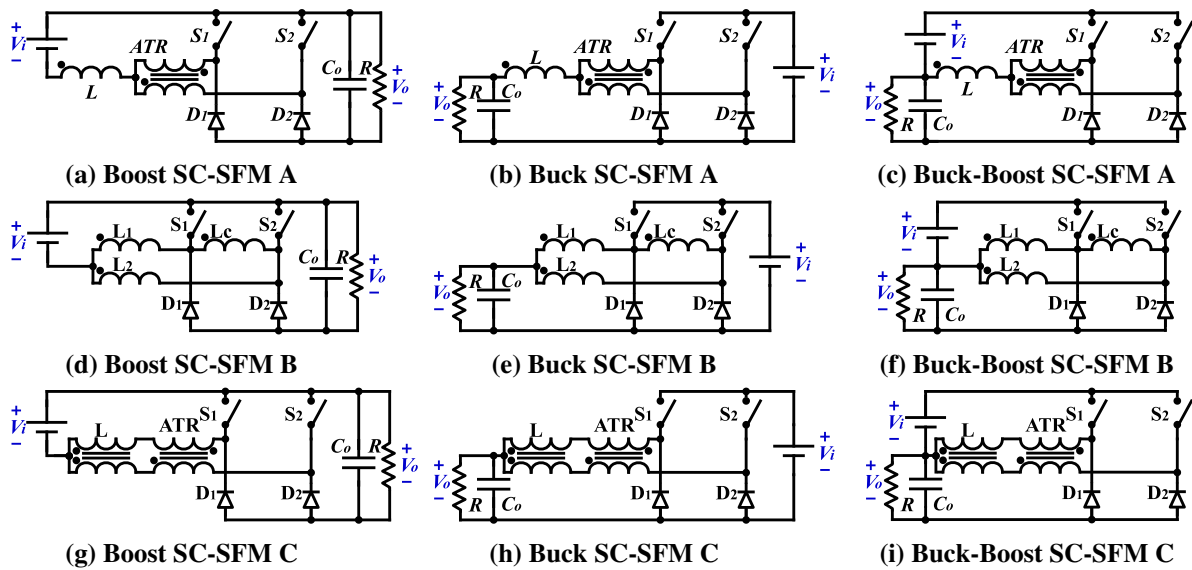
a Figura 33 apresenta a nova disposição canônica gerada a partir dessas novas estruturas. E por fim a Figura 34 mostra os conversores básicos construídos a partir desta nova disposição.

Note que o princípio de funcionamento continua o mesmo, bem como a análise matemática, comutação suave, esforços, etc. A diferença ocorre justamente na disposição dos diodos e interruptores, sentido da corrente sobre o indutor, e o reposicionamento da fonte de tensão e da carga.

Esta abordagem com variações topológicas complementares será especialmente discutida no capítulo 5 onde uma estrutura *totem-pole* concilia as duas variações do conversor boost apresentado nas Figuras 11 e 34.

O conceito de conversores complementares é aplicado para diversos usos, entre eles cita-se a possibilidade de conversores bidirecionais, optar por manter um mesmo referencial de tensão entre carga e fonte, a depender da topologia, e como será apresentado no capítulo 5 retificadores sem ponte de diodos.

Figura 34 – Conversores básicos elaborados a partir da SC-SFM - Complementar



Fonte: Autoria própria.

## 2.10 CONCLUSÃO

A SC-SFM é apresentada neste capítulo com três variações topológicas, a variação topológica A é amplamente analisada e seu comportamento pode ser replicado para as demais variações tomando as devidas alterações.

A análise da SC-SFM é apresentada a partir da consideração de componentes ideais e com a inclusão das capacitâncias intrínsecas dos semicondutores. A partir da elaboração da SC-SFM é apresentado a construção teórica dos conversores básicos buck, boost e buck-boost.

A equação com evidente impacto na concepção da SC-SFM é apresentada em (14). A partir desta equação é possível compreender que a operação de conversores utilizando a SC-SFM o valor da corrente sobre o indutor  $L$  se comporta linearmente dependente da tensão de entrada, seguidor de tensão. Sendo o termo  $4L_m f_s$  um valor independente que pode ser facilmente alterado através da SFM.

Os conversores buck e buck-boost, derivados da SC-SFM, operam com corrente contínua no indutor, e a condução da corrente de entrada é crítica ou limiar. Esta característica é benéfica para a fonte se comparada com os conversores buck ou buck-boost convencionais, pois diminui o dimensionamento de filtros.

Já o IBC-SFM que será apresentado em maiores detalhes nos próximos capítulos possui operação com corrente contínua no indutor de entrada, bem como possui a característica de seguidor de tensão.

Comutação suave e corrente nula no bloqueio dos diodos são observados no comportamento teórico apresentado neste capítulo. O bloqueio dos interruptores e em seguida condução do diodo ocorre com ZVT, o início da condução dos interruptores ocorre com ZCZVT. Esta característica é benéfica pois minimiza as perdas durante as transições dos componentes.

A análise de esforços e perdas sobre os principais componentes foi realizada. Com o equacionamento obtido é possível compreender que as perdas diminuem com o aumento da frequência de chaveamento, em outras palavras, com a diminuição da potência uma vez que a frequência é inversamente proporcional a corrente no indutor. Este pressuposto é interessante pois a curva de eficiência é aproximadamente plana, e serve de base para a estimativa de perdas realizadas nos capítulos seguintes com a aplicação prática da SC-SFM.

A utilização da SC-SFM não se limita a operação com os conversores apresentados neste trabalho. Uma nova série de conversores podem ser formados através da integração com outras topologias incluindo: células multiplicadoras de tensão, técnicas de capacitor chaveado ou diferentes tipos de modulação. Um exemplo de modulação alternativa é apresentado na seção 2.8, que sugere uma estratégia para situações de frequências muito altas, mas que pode ser aplicada para ganho estáticos menores.

A SC-SFM apresenta resultados promissores para solucionar problemas recorrentes na operação de conversores. Entre os pontos positivos destaca-se a característica de seguidor de tensão para entrada em corrente como é o caso dos conversores derivados do boost, IBC-SFM. Além disso as comutações são suaves sem a necessidade de componentes adicionais. Controle simples sem sensores de corrente, operação condução contínua no indutor e operação intercalada compõe características próprias de funcionamento da SC-SFM.

Objetivando a análise da operação da SC-SFM os capítulos seguintes apresentam a operação do conversor IBC-SFM operando como conversor CC-CC, PFC e PFC em uma topologia sem ponte de diodos.

### 3 CONVERTOR BOOST INTERCALADO CC-CC

#### 3.1 INTRODUÇÃO

Conversores CC-CC são utilizados em diversas situações, em especial quando já existe um estágio inicial de conversão para fonte em corrente contínua (CC), como por exemplo quando existe uma fonte CA e um retificador intermediário, ou quando a própria fonte de energia já proporciona energia no modo CC, tal como baterias, geradores CC, painéis solares entre outros.

Dentre os conversores CC-CC destaca-se o conversor boost que é amplamente utilizado como elevador de tensão e se comporta como fonte de corrente na entrada.

Entretanto o conversor boost convencional possui limitações para determinadas aplicações. Com o intuito de expandir seu uso, a solução com conversores boost intercalados, ou seja, em paralelo, é um caminho para solucionar a limitação quanto a densidade de potência (RANA *et al.*, 2018; SPIAZZI; BUSO, 2015; MIRA *et al.*, 2017).

Desta maneira conversores boost intercalados proporcionam além de uma diminuição da ondulação de corrente de entrada ou da tensão de saída, como também aprimoram o desempenho do conversor para níveis maiores de potência e facilitam a definição dos componentes graças a divisão dos esforços nos semicondutores ou componentes passivos.

No entanto, o sistema de controle do conversor boost intercalado CCM convencional é complexo e necessita um laço de controle de corrente para cada estrutura boost em paralelo, bem como o controle de tensão de saída. Contudo, com a operação em DCM ou modo de condução crítica ou limiar, do inglês *boundary conduction mode* (BCM), embora o sistema de controle seja mais simples, estes conversores possuem a limitação de alta ondulação da corrente de entrada e pior desempenho quando em potências mais elevadas dado o esforço maior de corrente nos semicondutores.

O IBC-SFM CC-CC construído com base na SC-SFM, topologia A, proposto neste capítulo concilia a vantagem de baixas ondulações de corrente e tensão de saída, operação em condução contínua no indutor de entrada e uma malha de controle simples, devido ao comportamento como seguidor de tensão. Além disso o conversor possui comutação suave e corrente nula no bloqueio do diodo, o que diminui as perdas de energia se comparado com a solução convencional IBC-CCM.

O capítulo se divide em definição do projeto, estimativas de perdas, modelagem do

conversor com o método de pequenos sinais e estratégia de controle. Além de resultados experimentais para um protótipo de 1 kW com tensão de entrada igual a 100 V e tensão de saída igual a 240 V.

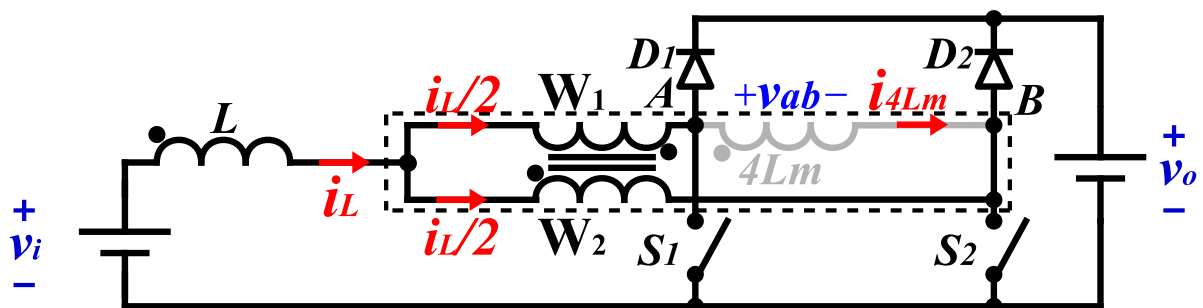
### 3.2 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

A Figura 35 apresenta o circuito de um conversor CC-CC com a SC-SFM variação A operando no modo boost. Neste modo de operação as formas de onda, as etapas de operação e análise matemática é fundamentado no desenvolvimento apresentado no capítulo 2.

A fonte de tensão e carga estão definidos de acordo com a Figura 10. Nesta configuração a tensão denominada  $v_{xz}$  será substituída pela fonte de tensão  $v_i$  e a tensão  $v_{yz}$  será substituída pela tensão de saída  $v_o$ , que é a tensão sobre carga e o filtro capacitivo,  $R$  e  $C_o$  respectivamente. Além disso a corrente da fonte de entrada é a mesma que flui sobre o indutor  $L$ .

A Figura 36 apresenta as formas de onda e a Figura 37 apresenta os estados topológicos do conversor IBC-SFM CC-CC.

Figura 35 – IBC-SFM com a SC-SFM A



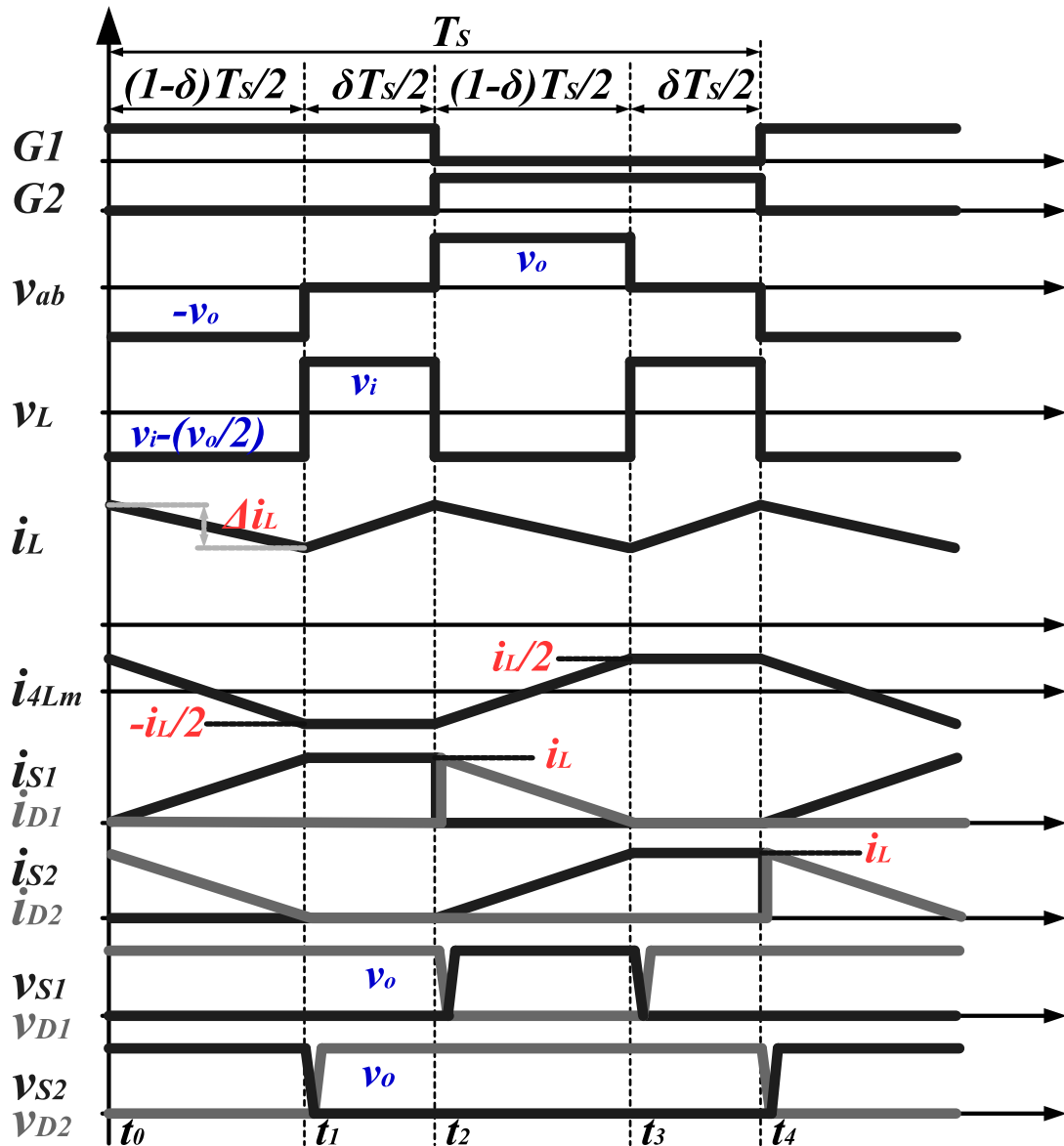
Fonte: Autoria própria.

Atualizando a nomenclatura das fontes de tensão  $v_i$  e  $v_o$  a partir da equação original da corrente sobre o indutor  $L$  (13) produz equação da corrente de entrada (56) deste conversor, CC-CC IBC-SFM.

$$i_i = i_L = \frac{T_s v_i}{4L_m} = \frac{v_i}{4L_m f_s} \quad (56)$$

No conversor IBC-SFM a corrente de entrada é a própria corrente que flui através do indutor. Conversores semelhantes ao boost são denominados conversores com entrada em

Figura 36 – IBC-SFM - Principais Formas de Onda

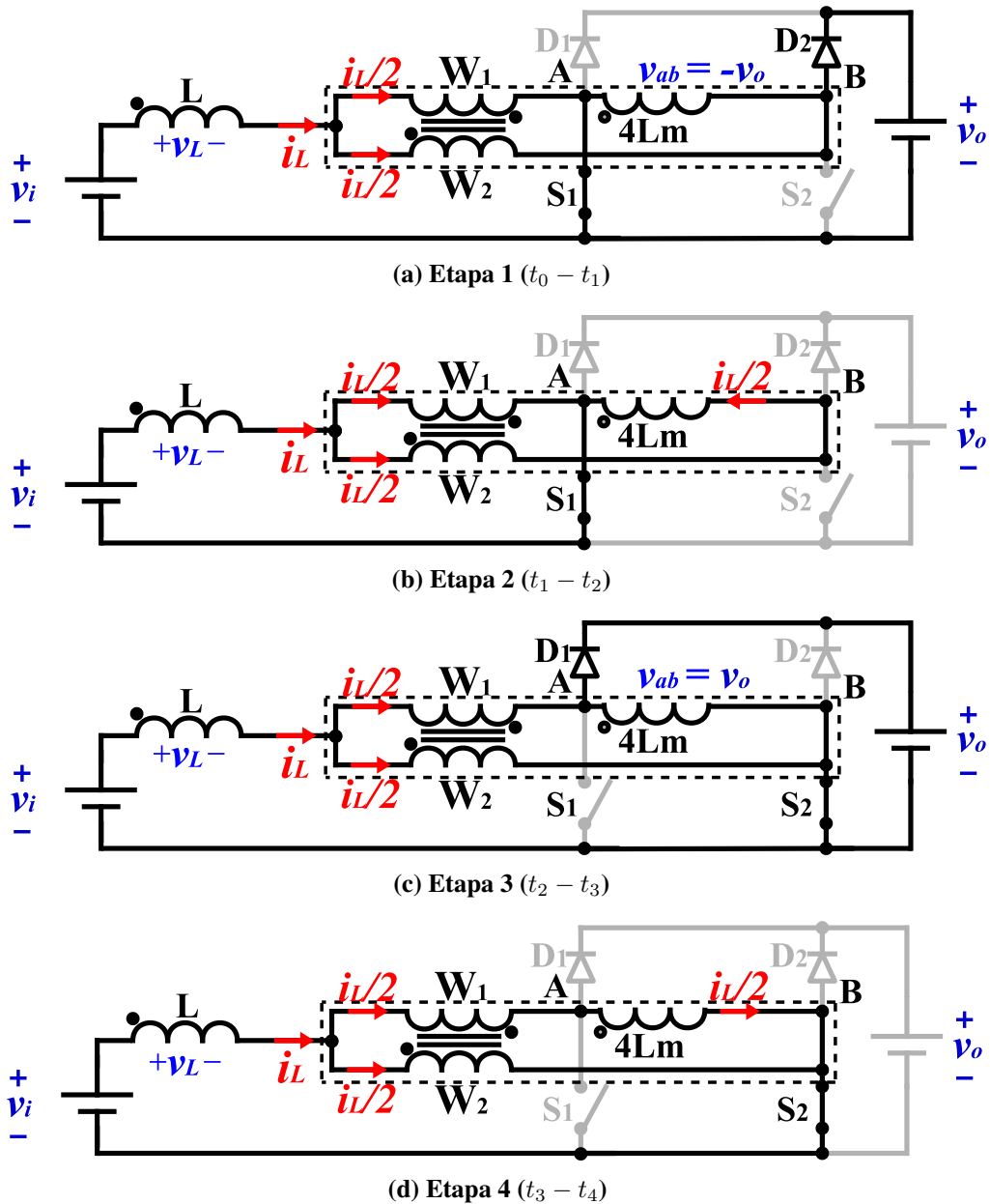


Fonte: Autoria própria.

corrente, em outras palavras, a entrada do conversor possui comportamento como fonte de corrente. Conversores com entrada em corrente elaborados utilizando a SC-SFM possuem característica de seguidor de tensão, visto pela entrada do conversor. Tal característica possui diversos benefícios, entre eles destacam-se:

1. Corrente possui o mesmo formato de onda da tensão de entrada;
2. A corrente pode ser calculada, por um valor aproximado, utilizando apenas sensores de tensão;

Figura 37 – IBC-SFM - Estados Topológicos



Fonte: Autoria própria.

3. Devido as vantagens citadas anteriormente o controle da corrente de entrada pode ser simplificado;
4. O controle do conversor não necessita da leitura de corrente e dependendo da solução desejada o controle pode ser elaborado utilizando um sensor de tensão da entrada ou da tensão de saída, no primeiro caso para controle de potência drenada da fonte e no segundo para controlar a tensão da saída;
5. O valor da tensão de saída não interfere diretamente no valor da corrente de entrada.

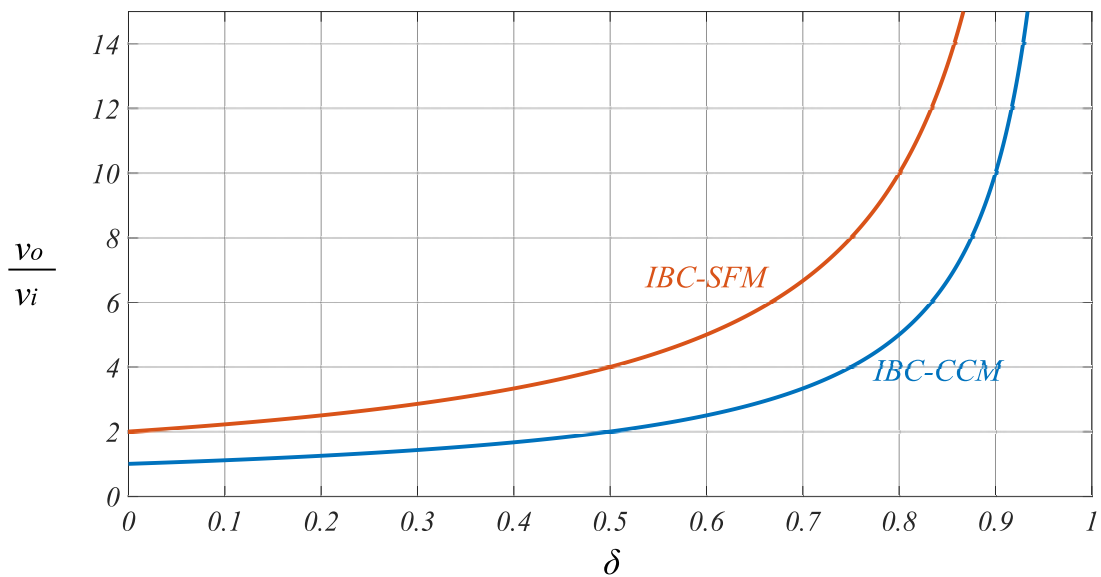


O ganho estático do conversor IBC-SFM pode ser calculado a partir de (12) substituindo os parâmetros de tensão resultando em (57).

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{2}{1 - \delta} \quad (57)$$

A Figura 38 apresenta o ganho estático dos conversores IBC-SFM e IBC-CCM em função da razão cíclica. Observe a característica de elevado ganho estático do conversor IBC-SFM, possuindo o dobro do ganho estático do conversor boost convencional.

**Figura 38 – IBC-SFM - Ganho estático em função da razão cíclica e comparação com IBC-CCM convencional**



**Fonte: Autoria própria.**

A característica externa do IBC-SFM pode ser obtida através da comparação entre o ganho estático e a corrente de saída normalizada. Primeiramente consideremos a potência de entrada igual a potência de saída, dessa forma o valor de corrente média de saída, dentro de um período de chaveamento,  $i_o$  pode ser obtida através de (58). Por simplicidade será utilizado a equação ideal da corrente de entrada (56).

$$i_o = \frac{v_i \bar{i}_i}{v_o} = \frac{v_i}{v_o} \cdot \frac{v_i}{4L_m f_s} \quad (58)$$

Agrupando  $i_o$  e  $v_i$  obtém-se a normalização da corrente média de saída em um período de chaveamento ( $\bar{i}_o$ ), em função do ganho estático  $v_o/v_i$  e da resistência equivalente do conversor  $R_e = 4L_m f_s$ , (59).

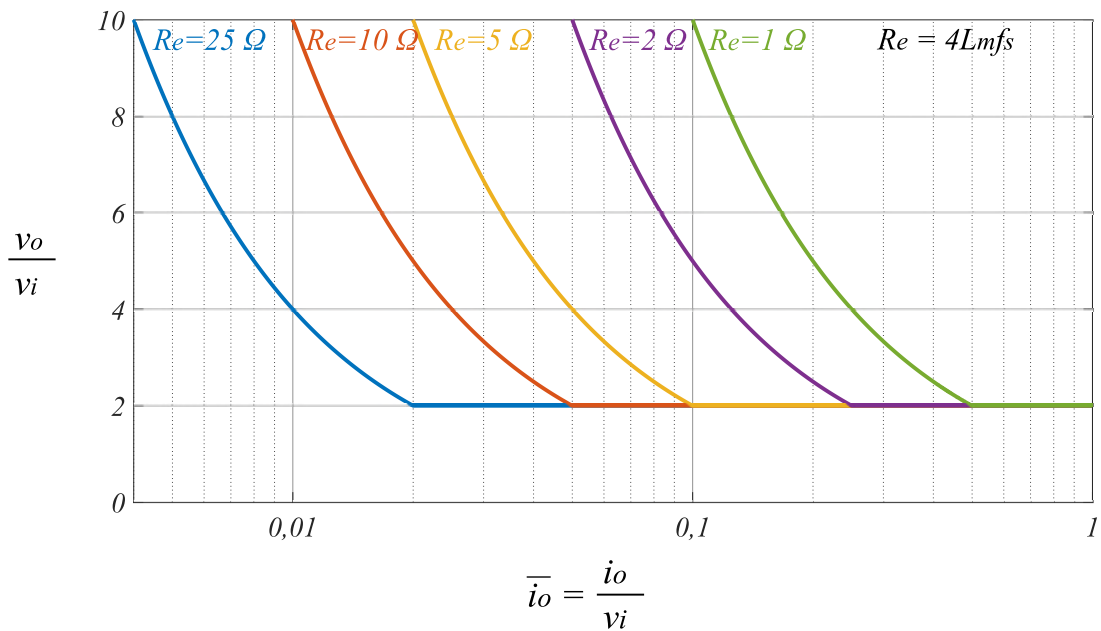
$$\bar{i}_o = \frac{i_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_i} \cdot \frac{1}{4L_m f_s} \quad (59)$$

Logo o ganho estático do conversor em função da corrente média de saída normalizada é igual a (60).

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{\bar{i}_o 4L_m f_s} = \frac{1}{\bar{i}_o R_e} \quad (60)$$

A Figura 39 apresenta a característica externa do conversor. No gráfico o ganho estático do conversor IBC-SFM é apresentado dado valores ( $\bar{i}_o$ ) considerando valores distintos de resistência equivalente do conversor  $4L_m f_s$ .

**Figura 39 – IBC-SFM - Característica externa**



**Fonte: Autoria própria.**

Na Figura 39 observe que para o ganho estático igual a  $v_o/v_i = 2$  o conversor se comporta de forma semelhante ao conversor IBC-CCM convencional, como pode ser observado também na Figura 38, pois o limite de operação do conversor IBC-SFM é para  $v_o$  maior que o dobro de  $v_i$ .

A análise das comutações são as mesmas como apresentado no capítulo 2. Analogamente as variáveis  $t_{i1}$ ,  $t_{i2}$ ,  $I_{rl}$ ,  $T_e$  e  $f_e$  apresentam o mesmo comportamento. Desta forma a equação aprimorada da corrente é obtida conforme a expressão (61).

$$i_i = i_L = \frac{v_i}{4L_m f_e} - 2I_{rl} \quad (61)$$

### 3.3 DEFINIÇÕES DE PROJETO

#### 3.3.1 Parâmetros do protótipo

Esta sessão apresenta os valores, parâmetros e componentes definidos para o protótipo do conversor proposto neste capítulo, que será utilizado para apresentação dos resultados experimentais. Além disso será apresentado o equacionamento e estimativas dos esforços e valores de ondulação para os componentes definidos.

A Tabela 1 apresenta os parâmetros de conversão da tensão, potência e limites da modulação de frequência especificados para o protótipo. A Tabela 2 apresenta as especificações de componentes do conversor CC-CC.

**Tabela 1 – IBC-SFM - Parâmetros protótipo**

Parâmetro	Valor
Potência	1 kW
Tensão de entrada	100 V
Tensão de saída	240 V
Frequência de chaveamento	45-250 kHz

**Fonte: Autoria própria.**

**Tabela 2 – IBC-SFM - Componentes protótipo**

Componente	Valor/Especificação
Indutor de entrada	500 $\mu H$ / Núcleo de pó de ferro 2x CS400060 58 voltas
Autotransformador ATR	$L_m$ 48,5 $\mu H$ / Núcleo de ferrite E30/15/14 15 voltas
Interruptores $S_1$ e $S_2$	Power MOSFET IRFP4768
Diodos $D_1$ e $D_2$	MBR40250G
Capacitor de saída	$C_o$ 100 $\mu F$ - 450 V / Capacitor de filme
Drivers	2x FOD 3180
DSP	F28379D Texas Instruments

**Fonte: Autoria própria.**

A partir dos parâmetros especificados o ganho estático é determinado em (62) e o valor de  $\delta$  é definido em (63).

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{240 V}{100 V} = 2,4 \quad (62)$$

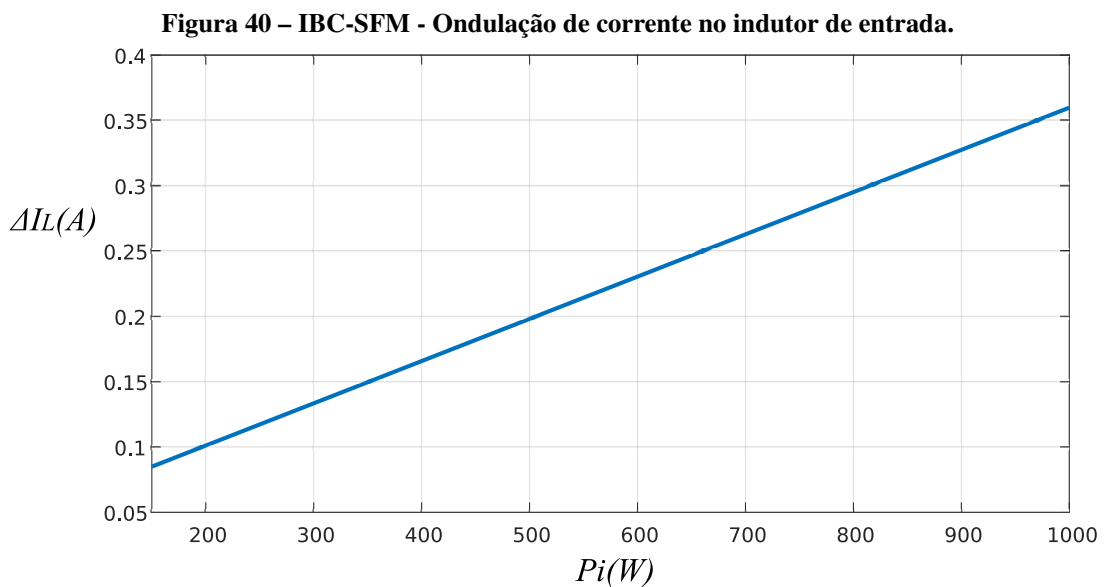
$$\delta = \frac{v_o - 2v_i}{v_o} = \frac{240 V - 2 \cdot 100 V}{240 V} = 0,16667 \quad (63)$$

A partir dos dados apresentados nas Tabelas 1 e 2 pode-se calcular alguns parâmetros de projeto, que são relevantes para definição do conversor. Tais como ondulação de corrente, ondulação da tensão de saída, esforços de corrente e tensão nos semicondutores e estimativa de perdas.

### 3.3.2 Ondulação da corrente de entrada

A partir da equação (24) é possível determinar a ondulação de corrente máxima (64), sendo que na Figura 40 é apresentado uma estimativa da ondulação de corrente de acordo com a potência do conversor.

$$\Delta i_{L(max)} = \frac{v_i \delta}{2L f_{s(min)}} = \frac{100 \text{ V} \cdot 0,16667}{2 \cdot 500 \mu\text{H} \cdot 45 \text{ kHz}} = 0,37 \text{ A} \quad (64)$$



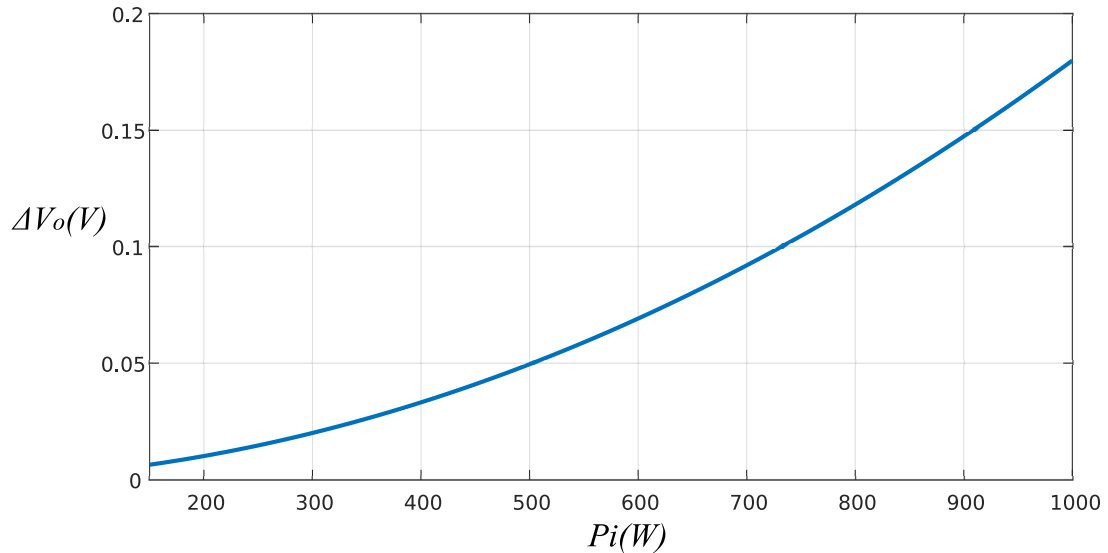
**Fonte: Autoria própria.**

### 3.3.3 Ondulação da tensão de saída

A equação que define a ondulação de tensão do conversor IBC-SFM CC-CC é apresentada em (65). A ondulação da tensão ocorre de forma semelhante ao boost DCM clássico, com a diferença de ser o dobro da frequência de chaveamento, a Figura 41 apresenta um gráfico com a estimativa da ondulação da tensão da saída de acordo com a potência.

$$\Delta v_{o(max)} = \frac{i_i \delta}{2C_o f_s(min)} = \frac{10 A \cdot 0,16667}{2 \cdot 100 \mu F \cdot 45 kHz} = 0,185 V \quad (65)$$

**Figura 41 – IBC-SFM - Ondulação de tensão de saída.**



**Fonte: Autoria própria.**

### 3.3.4 Estimativa de perdas

A partir das especificações dos parâmetros e definição dos componentes é possível realizar a estimativa das perdas do conversor em regime permanente em função da potência. Para levantamento das perdas considera-se a potência de entrada ( $P_i$ ) como fator de cálculo da corrente de entrada (66).

$$i_L = \frac{P_i}{v_i} = \frac{P_i}{100 V} \quad (66)$$

Um fator que impacta nos cálculos são as capacitâncias intrínsecas de interruptores e diodos. Que por sua vez definem os valores da corrente de roda-livre (67) e do primeiro intervalo de tempo (68), considerando os valores das capacitâncias intrínsecas dos interruptores e diodos iguais a  $C_s = 300 pF$  e  $C_d = 300 pF$  respectivamente.

$$I_{rl} = \frac{v_o}{2} \sqrt{\frac{(C_s + C_d)}{L_m}} = \frac{240 V}{2} \sqrt{\frac{(300 pF + 300 pF)}{48,5 \mu H}} = 0,422 A \quad (67)$$

$$t_{i1} = \pi \sqrt{L_m(C_s + C_d)} = \pi \sqrt{48,5 \mu H \cdot (300 pF + 300 pF)} = 536 ns \quad (68)$$

Note que embora os valores da capacitância intrínseca de interruptores ou diodos sejam dinâmicos, os catálogos de componentes apresentam um valor estimado. Sabe-se, porém, que existe uma dependência de diversos fatores que podem alterar o real valor das capacitâncias durante a operação do conversor. Entre os fatores que alteram a capacitância intrínseca destaca-se a tensão reversa aplicado a estes componentes. Neste trabalho os valores das capacitâncias intrínsecas serão considerados constantes.

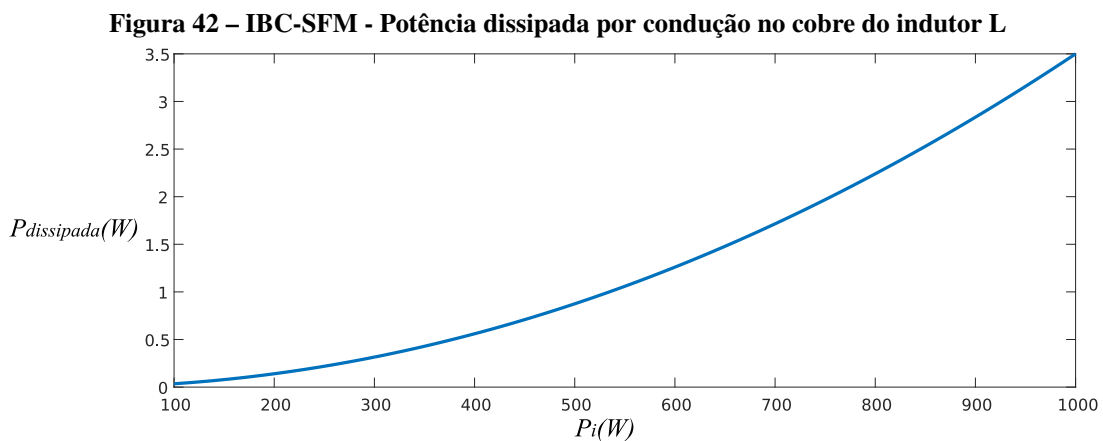
No conversor IBC-SFM CC-CC os principais motivos de perda de energia são dados:

#### 3.3.4.1 Perdas por condução no cobre do indutor de entrada

A partir de (26) é obtido a formula da perda no indutor de entrada (69), considerando que será utilizado dois fios condutores 15-AWG em paralelo na construção do indutor de entrada, logo a resistividade do par de condutores é aproximadamente  $\rho_L = 0,007 \Omega/m$  e comprimento  $l_L = 5 m$ .

$$P_{L_{cond}} = (\rho_L l_L) i_L^2 = (0,007 \Omega/m \cdot 5 m) \left( \frac{P_i}{100 V} \right)^2 \quad (69)$$

A Figura 42 apresenta o gráfico com a estimativa de perdas através da condução no cobre do indutor de entrada em função da potência de entrada.



Fonte: Autoria própria.

#### 3.3.4.2 Perdas no autotransformador ATR

As perdas no autotransformador são divididas em dissipação através do núcleo e também por condução nos enrolamentos do autotransformador.

A partir de (31) é obtido a formula da dissipação em um dos enrolamentos do autotransformador (70). Considera-se que será utilizado um cabo litz, com diversos fios condutores em paralelo, desprezando-se o efeito pelicular. Este cabo possui propriedades de resistividade equivalente ao condutor 17-AWG,  $\rho_W = 0,0222 \Omega/m$  e comprimento aproximado de  $l_W = 1,5 m$ .

$$P_{W\_cond} = \rho_W l_W i_{W\_ef}^2 = 0,0222 \Omega/m \cdot 1,5 m \cdot \left( \frac{P_i}{100 V} + 0,422 A \right)^2 \cdot \frac{2 + 0,16667}{6} \quad (70)$$

A partir de (39) é obtido a formula das perdas no núcleo do autotransformador (71). Considera-se que será utilizado um núcleo da fabricante Thornton, material IP12E, com as dimensões de  $A_c = 1,22 \cdot 10^{-4} m^2$ , volume  $V_{nucleo} = 8,174 \cdot 10^{-6} m^3$ ,  $\rho_{nucleo} = 4800 kg/m^3$ ,  $k = 4,5 \cdot 10^{-4}$ ,  $\alpha = 1,4$  e  $\beta = 2,3$ , além de considerar que o número de voltas de cada enrolamento do autotransformador igual a  $n_{voltas} = 15$ .

$$\begin{aligned} P_{nucleo} &= k \left( \frac{f_s}{Hz} \right)^\alpha \left( \frac{B_{max}}{T} \right)^\beta \frac{W}{kg} \cdot \rho_{nucleo} V_{nucleo} \\ &= k \left( \frac{f_s}{Hz} \right)^\alpha \left( \frac{L_m(i_L + 2I_{rl})}{n_{voltas} A_c} \cdot \frac{1}{T} \right)^\beta \frac{W}{kg} \cdot \rho_{nucleo} V_{nucleo}. \end{aligned} \quad (71)$$

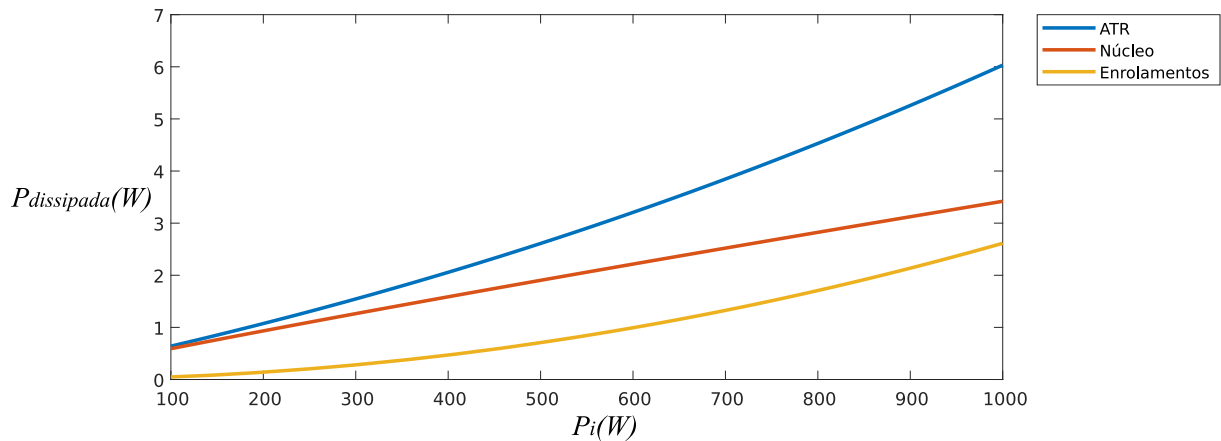
Para a estimativa de perdas no núcleo do autotransformador considera-se que a densidade de fluxo magnético máximo no núcleo é igual a (72).

$$B_{max} = \frac{L_m(i_L + 2I_{rl})}{n_{voltas} A_c} = \frac{48,5\mu H}{15 \cdot 1,22 \cdot 10^{-4} m^2} \left( \frac{P_i}{100 V} + 2 \cdot 0,422 A \right) \quad (72)$$

E a frequência da variação de fluxo magnético é igual a (73), considerando a frequência de chaveamento a partir da elaboração das expressões (61) e (19).

$$\begin{aligned} f_s &= \frac{v_i}{(i_L + 2I_{rl})4L_m - t_{i1}v_i} \\ &= \frac{v_i^2}{4L_m(P_i + 2I_{rl}v_i) + t_{i1}v_i^2} \\ &= \frac{(100 V)^2}{4 \cdot 48,5\mu H(P_i + 2 \cdot 0,422 A \cdot 100 V) + 536 ns \cdot (100 V)^2}. \end{aligned} \quad (73)$$

A Figura 43 apresenta o gráfico com a estimativa de perdas no autotransformador considerando as perdas no núcleo e nos enrolamentos, o gráfico é apresentado em função da potência do conversor.

**Figura 43 – IBC-SFM - Potência dissipada no autotransformador ATR**

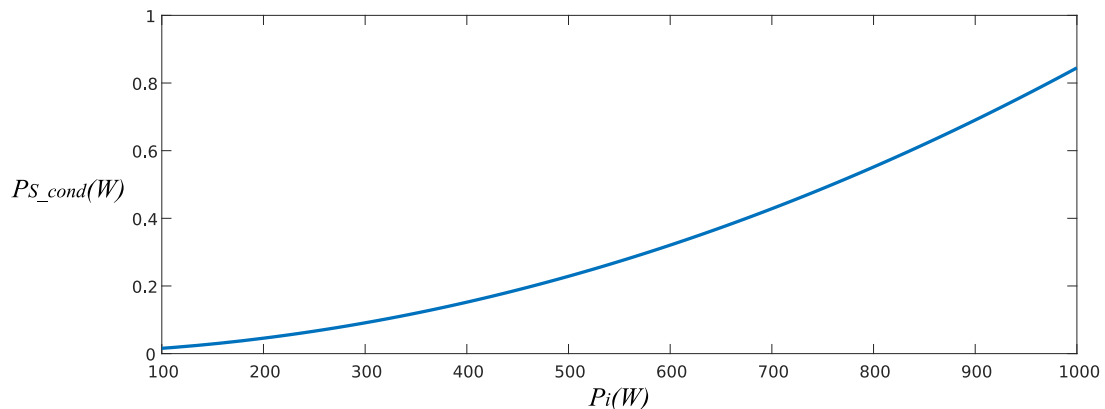
Fonte: Autoria própria.

### 3.3.4.3 Perdas por condução nos interruptores

A partir de (47) é obtido a fórmula da perda em um dos interruptores (74), considerando que será utilizado um interruptor do tipo MOSFET a qual possui valor de resistência  $R_{DS_{on}} = 17,5 \text{ m}\Omega$ .

$$\begin{aligned}
 P_{S_{cond}} &= R_{DS_{on}}(i_L + I_{rl})^2 \frac{1 + 2\delta}{6} \\
 &= \frac{17,5 \text{ m}\Omega \cdot (1 + 2 \cdot 0,16667)}{6} \left( \frac{P_i}{100 \text{ V}} + 0,422 \text{ A} \right)^2.
 \end{aligned} \tag{74}$$

A Figura 44 apresenta o gráfico com a estimativa de perdas de condução nos interruptores, o dobro do valor de (74) considerando os dois interruptores, o gráfico é apresentado em função da potência do conversor.

**Figura 44 – IBC-SFM - Potência dissipada por condução nos interruptores**

Fonte: Autoria própria.



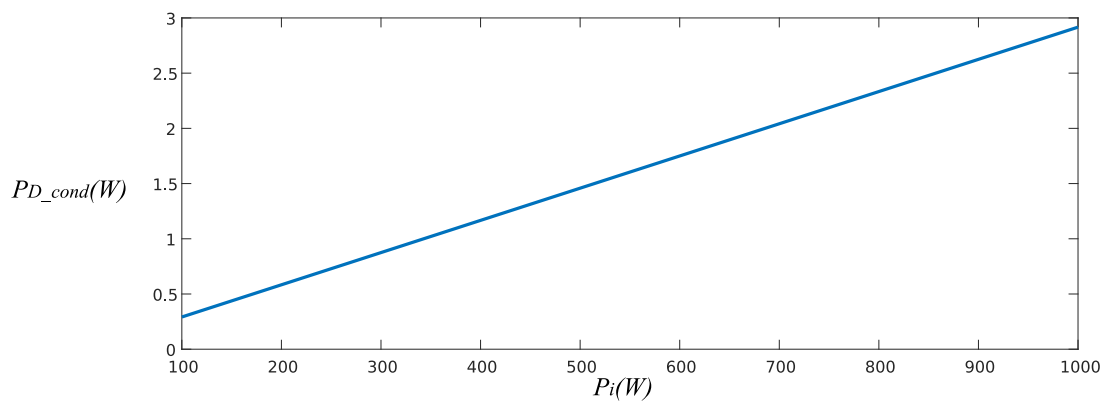
### 3.3.4.4 Perdas por condução nos diodos

A partir de (52) é obtido a formula da perda em um dos diodos (75), considerando que será utilizado um diodo cujo valor de tensão em condução direta igual a  $V_F = 0,7 V$ .

$$P_{D\_cond} = V_F i_L \frac{(1 - \delta)}{4} = 0,7 V \cdot \frac{P_i(1 - 0,16667)}{100 V \cdot 4} \quad (75)$$

A Figura 45 apresenta o gráfico com a estimativa de perdas de condução nos diodos, o dobro do valor de (75) considerando os dois diodos, o gráfico é apresentado em função da potência do conversor.

**Figura 45 – IBC-SFM - Potência dissipada por condução nos diodos**



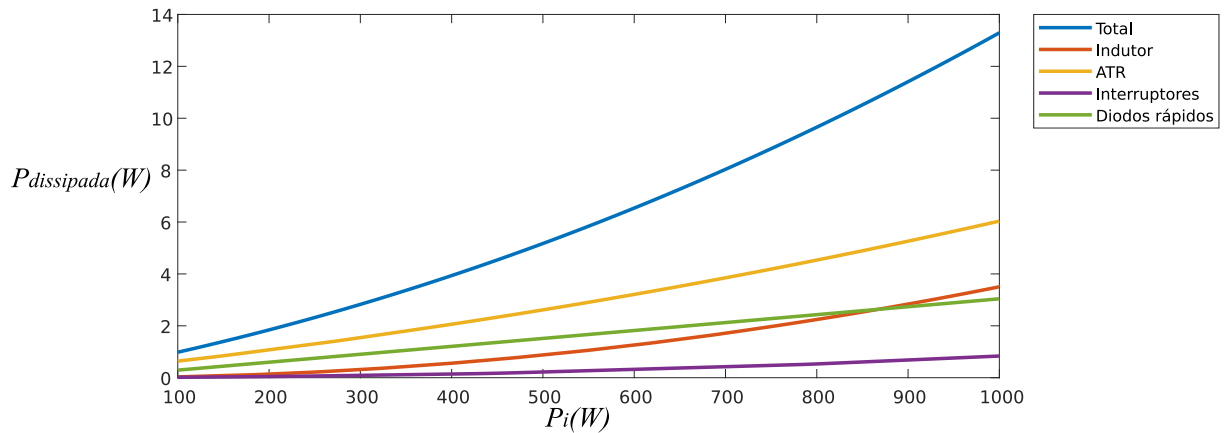
**Fonte: Autoria própria.**

### 3.3.4.5 Estimativa total de perdas

A Figura 46 apresenta o somatório de todos os valores estimados de potência dissipada dos componentes em função da potência de entrada.

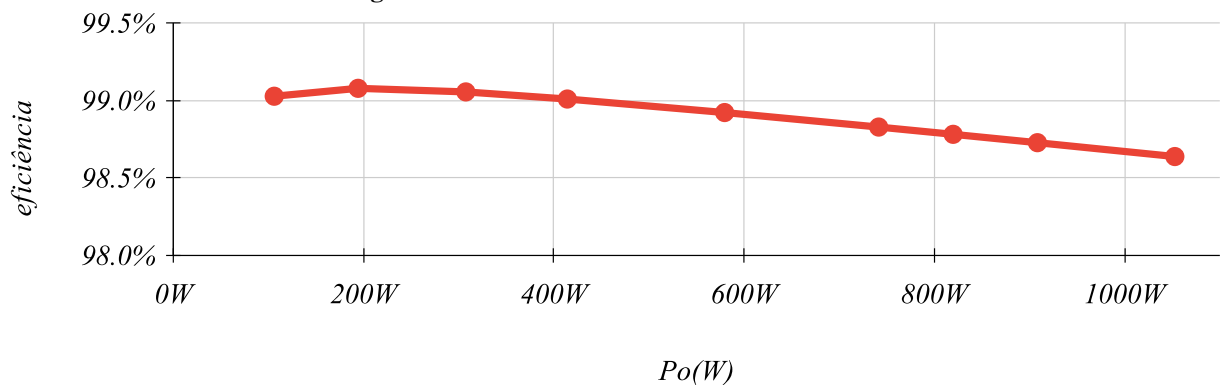
O gráfico com a distribuição das potências dissipadas nos componentes mostra que as perdas sobre o autotransformador ATR são consideráveis no conjunto total, especialmente neste caso com uma utilização de um interruptor com valor de resistência bem pequeno  $R_{DS\_on} = 17,5 m\Omega$ . Apesar dos valores de perdas considerando a adição do autotransformador, como será observado no gráfico de eficiência na Figura 58 na seção de resultados, o conversor apresenta um desempenho excelente quanto à eficiência, veja a Figura 47 que apresenta a eficiência estimada do conversor.

**Figura 46 – IBC-SFM - Potência dissipada total**



Fonte: Autoria própria.

**Figura 47 – IBC-SFM - Estimativa de eficiência**



Fonte: Autoria própria.

A Figura 47 apresenta o gráfico com a eficiência estimada do conversor. Observe que existe uma tendência de eficiência com valores muito próximos durante todo o percurso, no entanto ao final da curva em potências mais baixas existe um indício de queda de eficiência. Esse efeito pode ser compreendido por conta da existência da corrente de roda livre cujo valor aproximado é constante independente da potência do conversor, veja (16). Note que existe uma correlação entre  $I_{rl}$  e os esforços nos componentes. Dessa forma em um determinado ponto de operação a curva de eficiência tende a um decrescimento do rendimento devido aos esforços dependentes da corrente  $I_{rl}$ .

### 3.4 MODELAGEM E CONTROLE

Conversores com operação CCM possuem convencionalmente uma malha de controle de corrente aliado a malha de controle de tensão, esta configuração é necessária para manter a tensão de saída constante e ao mesmo tempo obter um comportamento de corrente estável. Sendo que o controle de tensão geralmente é mais simples e barato. Já o controle de corrente necessita de componentes com maior imunidade a ruídos, menor atraso de leitura e a malha de controle precisa operar de forma mais rápida do que a malha de tensão.

Desta forma a malha de controle de corrente é mais complexa e por vezes mais suscetível a distúrbios gerados pela rede ou pelo próprio chaveamento.

No entanto o IBC-SFM possui a característica de operar com condução contínua no indutor e ao mesmo tempo não necessita de uma malha de controle específica para a corrente. Pelo contrário, o conversor utiliza apenas a malha de tensão, sendo que as correntes sobre os dois braços de interruptores são auto balanceadas e o valor do fluxo de corrente será definido pela frequência de chaveamento imposta de acordo com (61).

A Figura 48 apresenta o esquema de controle proposto. Neste circuito o valor de tensão  $v_o$  fornece a realimentação do controlador proporcional e integral (PI). O resultado do controlador determina o valor do período de chaveamento  $T_s$ , que por sua vez define a frequência de chaveamento  $f_s$ . A partir do parâmetro  $f_s$  o DSP executa o acionamento dos drivers com razão cíclica  $D = 0,5$ , sendo que os comandos são complementares, ou seja, defasamento de  $180^\circ$ .

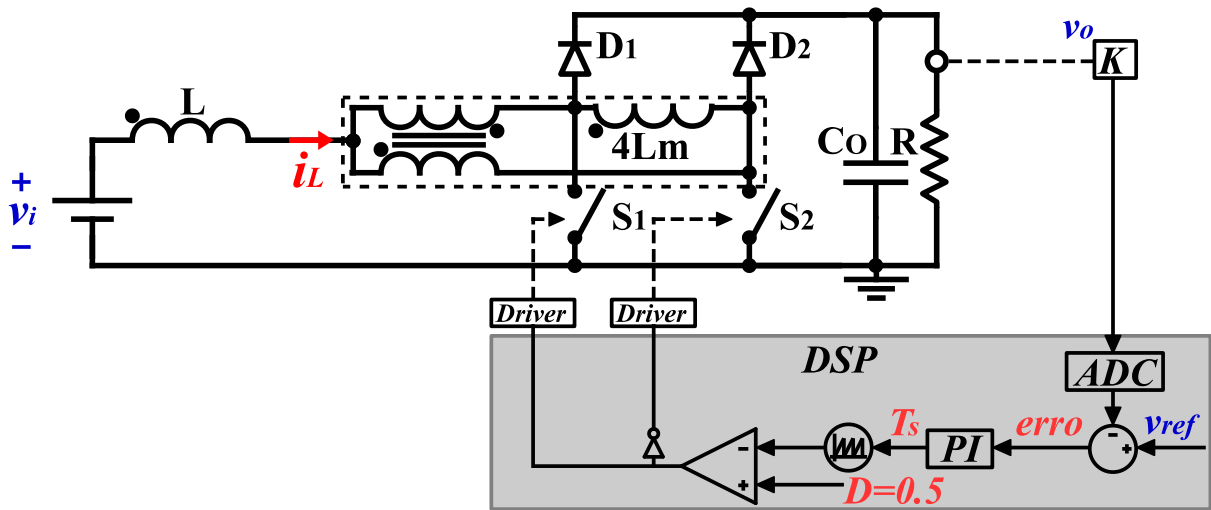
Para obtenção dos parâmetros do controlador PI é utilizado um modelo aproximado da planta. O modelo proposto parte do princípio da distribuição de energia através dos componentes passivos do conversor (76).

$$P_i(t) = P_o(t) = P_C(t) + P_R(t) \quad (76)$$

Esta equação omite em sua dinâmica a energia no indutor de entrada, no autotransformador e nas capacitâncias intrínsecas dos semicondutores. Obtendo dessa forma uma modelagem mais simples, que como será visto adiante representa de forma satisfatória o comportamento do modelo dinâmico do conversor. Ou seja, apenas a energia sobre o capacitor de saída é levada em conta bem como a resistência de saída que representa a carga imposta ao conversor.

Na equação (76) o valor de  $P_i(t)$  é a potência de entrada,  $P_o(t)$  é a potência de saída,

Figura 48 – IBC-SFM - Esquema de controle



Fonte: Autoria própria.

$P_C(t)$  é a potência armazenada no capacitor saída  $C_o$  e  $P_R(t)$  é a energia recebida pela carga, neste caso considerando uma carga resistiva e todos os termos em função do tempo.

Considerando que a potência de entrada pode ser reescrita de acordo com (77). Onde  $v_i$  é a tensão de entrada e  $i_i(t)$  é a corrente de entrada em função do tempo. Para a modelagem utiliza-se a equação simplificada da corrente de entrada (56) sendo que  $T_s(t)$  é o período de chaveamento aplicado pelo controlador em função do tempo.

$$P_i(t) = v_i i_i(t) = \frac{v_i^2 T_s(t)}{4L_m} \quad (77)$$

Além disso a potência sobre o capacitor é apresentada em (78), onde  $E_c$  é a energia instantânea armazenada no capacitor e  $v_o(t)$  é a tensão de saída instantânea e pôr fim a potência instantânea sobre a carga é apresentada em (79), onde  $R$  é a resistência equivalente da carga, sendo que para obter o modelo será considerado a resistência na condição de carga nominal.

$$P_C(t) = \frac{1}{2} \frac{dE_c(t)}{dt} = \frac{C_o}{2} \frac{dv_o(t)}{dt} \quad (78)$$

$$P_R(t) = \frac{v_o(t)^2}{R} \quad (79)$$

Como resultado a equação (76), que é a distribuição de potência sobre o conversor, é reescrita em (80).

$$\frac{v_i^2 T_s(t)}{4L_m} = \frac{C_o}{2} \frac{dv_o(t)^2}{dt} + \frac{v_o(t)^2}{R} \quad (80)$$

Aplicando-se o método de pequenos sinais na equação e alterando a equação no domínio do tempo para frequência, utilizando a transformada de Laplace, é então obtido um modelo simplificado do conversor.

O modelo de pequenos sinais é obtido através da perturbação da tensão de saída e do período de chaveamento em torno de um ponto de equilíbrio. Deste modo os valores de tensão de saída (81) e período de chaveamento (82) são reescritos da seguinte forma:

$$v_o = V_o + \tilde{v}_o(t) \quad (81)$$

$$T_s = T_{s\_eq} + \tilde{T}_s(t) \quad (82)$$

Nas equações ( $\tilde{v}_o$ ) representa o pequeno sinal de tensão de saída e ( $\tilde{T}_s$ ) é o pequeno sinal do período de chaveamento, representando pequenas variações em torno do ponto de equilíbrio. Sendo que ( $V_o$ ) é a tensão de saída no ponto de equilíbrio e ( $T_{s\_eq}$ ) é o período de chaveamento no ponto de equilíbrio.

Destaca-se que este modelo é mais adequado para representar a planta em condições mais próximas dos parâmetros nominais de funcionamento, pois o ponto de equilíbrio escolhido será próximo das condições nominais de operação.

Substituindo (81) e (82) em (80) obtém-se (83).

$$\frac{v_i^2 (T_{s\_eq} + \tilde{T}_s(t))}{4L_m} = \frac{C_o}{2} \frac{d(V_o + \tilde{v}_o(t))^2}{dt} + \frac{(V_o + \tilde{v}_o(t))^2}{R} \quad (83)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (83), é obtido a distribuição de potência sobre o conversor no domínio da frequência.

$$\frac{v_i^2 (T_{s\_eq} + \tilde{T}_s(s))}{4L_m} = \frac{C_o}{2} (V_o + \tilde{v}_o(s))^2 s + \frac{(V_o + \tilde{v}_o(s))^2}{R} \quad (84)$$

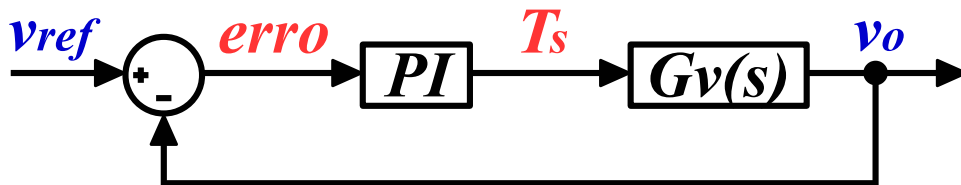
E extraíndo apenas termos de primeira ordem na equação (84), e realizando as movimentações matemáticas necessárias, é obtido o modelo em pequenos sinais da malha de tensão do conversor (85). Considera-se  $G_v$  a representação da função de transferência de pequenos sinais que relaciona a variação de tensão de saída  $v_o$  com o valor do período de chaveamento  $T_s$ .

$$G_v(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{T}_s(s)} = \frac{v_i^2 R}{8L_m V_o} \cdot \frac{1}{1 + \frac{C_o R}{2}s} \quad (85)$$

A partir da modelagem é estabelecido o diagrama de blocos da malha de controle de tensão apresentado na Figura 49. Note que este é o único bloco de controle efetivamente necessário.

Adiante no capítulo 5 será apresentada uma adição ao bloco de controle de tensão com o efeito de aprimorar a qualidade de energia para conversores PFC. No entanto, é interessante ressaltar que para maioria das aplicações apenas a malha de controle apresentada na Figura 49 é necessária, mesmo para circuitos PFC.

Figura 49 – IBC-SFM - Diagrama de blocos da malha de controle de tensão



Fonte: Autoria própria.

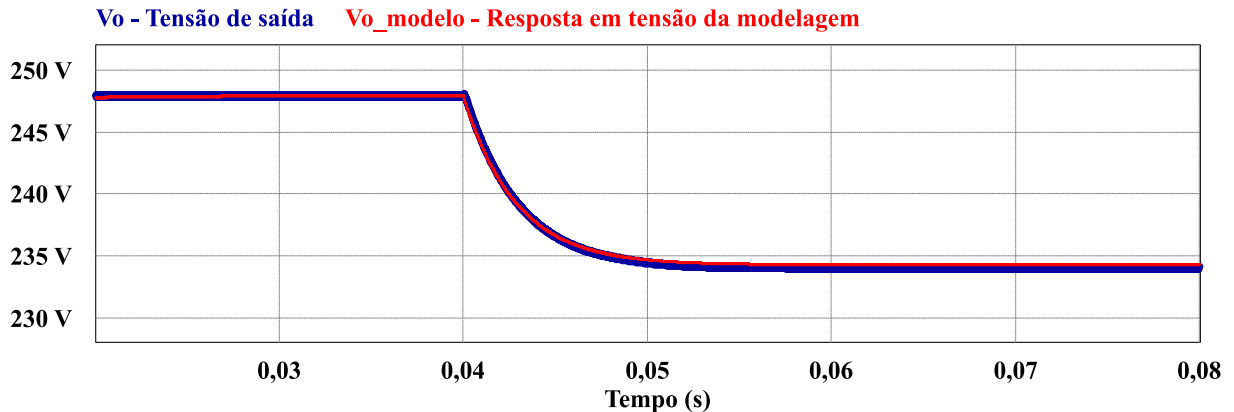
Com objetivo de validar a modelagem proposta foi realizado um teste simulado, a partir dos parâmetros das Tabelas 1 e 2. Nesta simulação foi comparado o resultado da resposta de tensão de saída entre a modelagem proposta em (85) e a simulação do conversor IBC-SFM de acordo com os parâmetros das tabelas mencionadas.

Na simulação, todos os componentes, incluindo fonte de tensão e carga, foram considerados como ideais, com a exceção da presença das capacitâncias intrínsecas de interruptores e diodos.

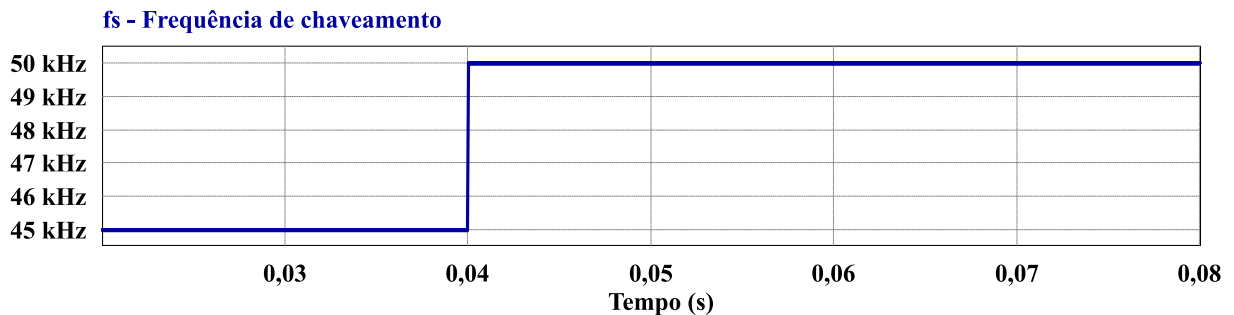
O resultado da simulação é apresentado na Figura 50 onde é realizado um degrau sobre a modulação de frequência, inicialmente a frequência de chaveamento é 45 kHz e a partir de um determinado instante a frequência de chaveamento é alterada para 50 kHz.

Na Figura 50 é apresentado dois gráficos. O primeiro gráfico mostra o valor da tensão de saída a partir do resultado da modelagem e também o valor de tensão de saída da simulação do conversor, utiliza-se nesse caso componentes representando um equipamento real. O segundo gráfico apresenta o degrau de frequência de chaveamento.

Figura 50 – IBC-SFM - Resultado de simulação entre o conversor e a modelagem proposta



(a) Resposta da tensão de saída, modelagem e simulação



(b) Valor da frequência de chaveamento

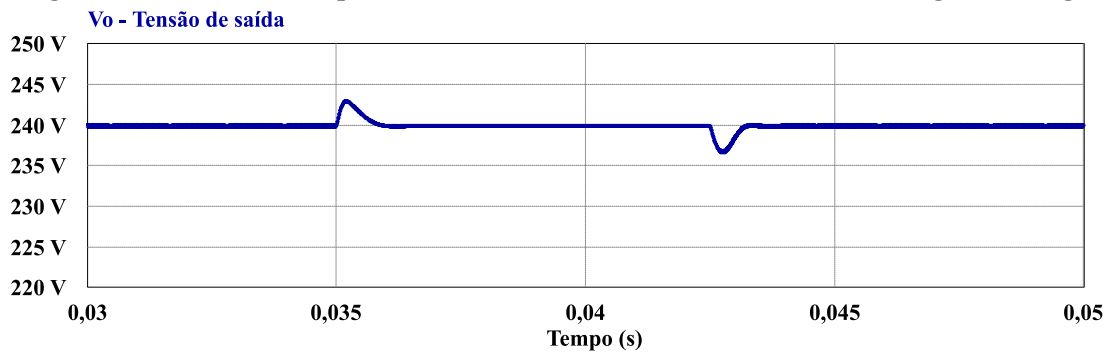
Fonte: Autoria própria.

A análise e valores do modelo elaborado juntamente com o tradicional e difundido diagrama de controle apresentado na Figura 49 propicia a obtenção dos parâmetros do controlador. Para realizar a sintonia utiliza-se, por sua vez, métodos convencionais, neste caso o diagrama de Bode auxilia na obtenção do polo e zero do controlador PI.

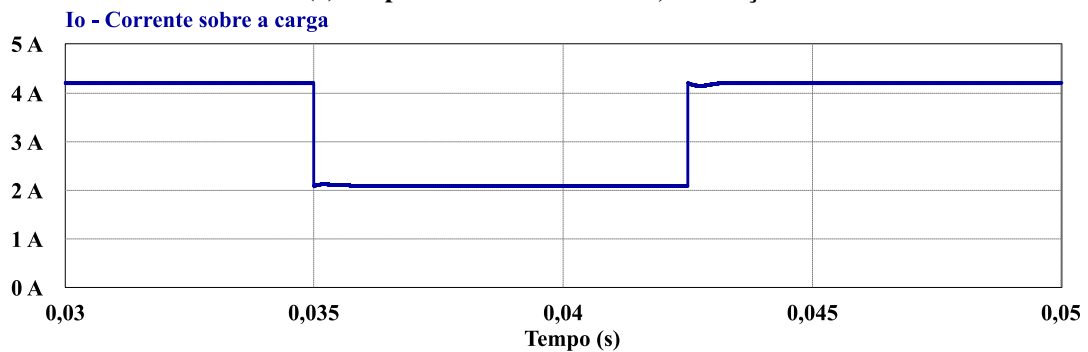
Para explorar a modelagem do conversor aplicado para definição dos parâmetros de controle, foi realizado um novo teste simulado utilizando os parâmetros das Tabelas 1 e 2. O teste consiste em analisar a resposta da tensão do conversor quando é aplicado um degrau de carga.

A Figura 51 apresenta o conversor operando em regime permanente com malha fechada de tensão, dado um determinado instante é aplicado um degrau de carga diminuindo em 50% a potência. Depois de estabelecido novamente o regime permanente é dado outro degrau de carga re-estabelecendo a potência nominal.

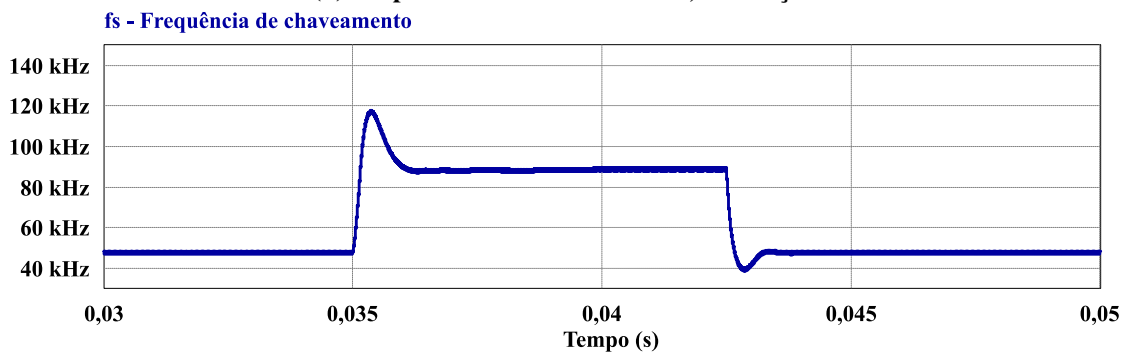
**Figura 51 – IBC-SFM - Resposta de tensão e corrente do conversor durante o degrau de carga**



**(a) Resposta da tensão de saída, simulação**



**(b) Resposta da corrente de saída, simulação**



**(c) Variável de controle, frequência de chaveamento**

Fonte: Autoria própria.

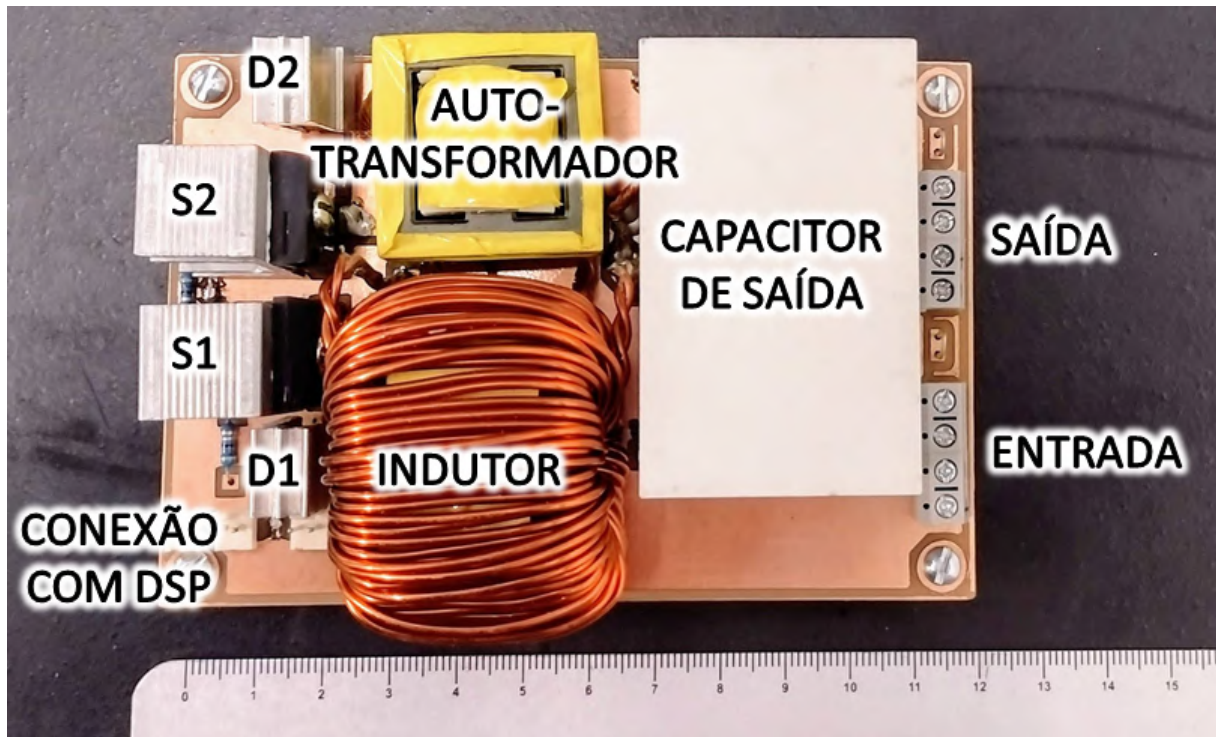
### 3.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Esta sessão apresenta os resultados experimentais para o protótipo elaborado a partir das definições de projeto proposto na sessão 3.3. A partir da topologia apresentada na Figura 35 foi construído o protótipo experimental apresentado na Figura 52. Este dispositivo foi elaborado com a finalidade de validar a análise teórica referente a SC-SFM operando no modo boost CC-CC.

As figuras apresentadas a seguir foram elaboradas com valores de tensão e potências nominais. Nos capítulos seguintes serão utilizados diversos tipos de tecnologia para os interruptores, em especial para os conversores PFC. Nesse sentido será explicitado o tipo de tecnologia de interruptor para cada figura com resultados obtidos por osciloscópio.



Figura 52 – IBC-SFM - Protótipo

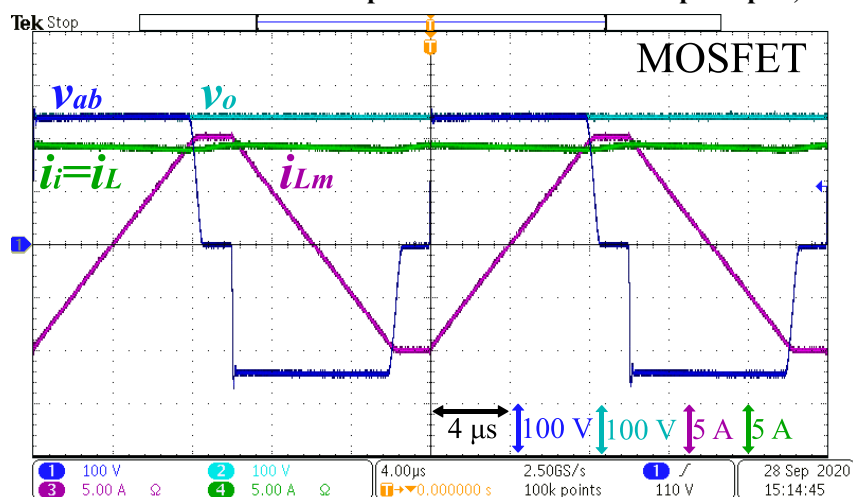


Fonte: Autoria própria.

### 3.5.1 Aspectos de operação dentro de um ciclo de chaveamento

Algumas das principais formas de onda referente ao comportamento do conversor são apresentadas na Figura 53.

Figura 53 – IBC-SFM - Resultado experimental formas de onda principais, MOSFET



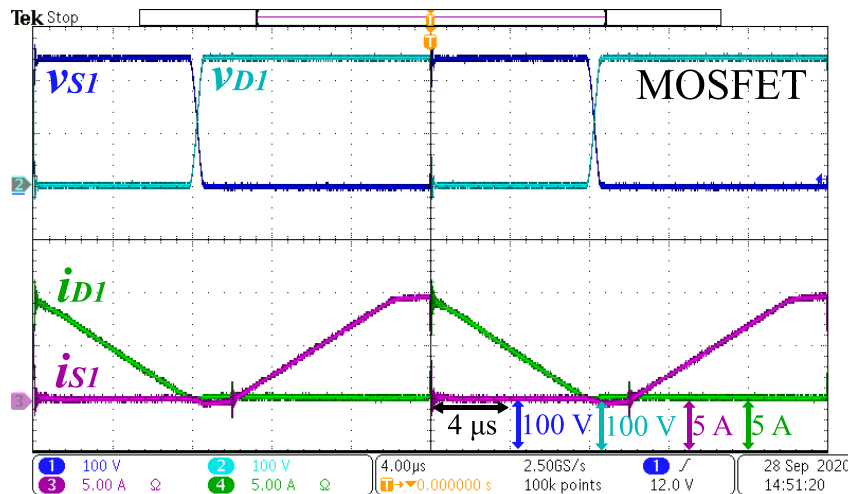
Fonte: Autoria própria.

A Figura 53 apresenta no canal 1 ( $v_{ab}$ , 100 V/div) o valor de tensão entre os pontos A e B  $v_{ab}$ ; no canal 2 ( $v_o$ , 100 V/div) o valor da tensão de saída  $v_o$ ; no canal 3 ( $i_{Lm}$ , 5 A/div)

o valor de corrente nos dois enrolamentos do autotransformador de forma entrelaçada  $i_{W1}$  e  $-i_{W2}$ , perceba que este valor representa a corrente sobre a indutância de magnetização do autotransformador  $i_{Lm}$ ; e por fim no canal 4 ( $i_L$ ,  $5 A/div$ ) é apresentado a corrente de entrada  $i_i$ , no caso do IBC-SFM CC-CC esta corrente é a mesma que flui sobre o indutor  $i_L$ . A escala de tempo da figura é ( $4 \mu s/div$ ).

As formas de onda de corrente e tensão sobre o interruptor  $S_1$  e diodo  $D_1$  são apresentadas na Figura 54.

Figura 54 – IBC-SFM - Resultado experimental corrente e tensão sobre  $S_1$  e  $D_1$ , MOSFET



Fonte: Autoria própria.

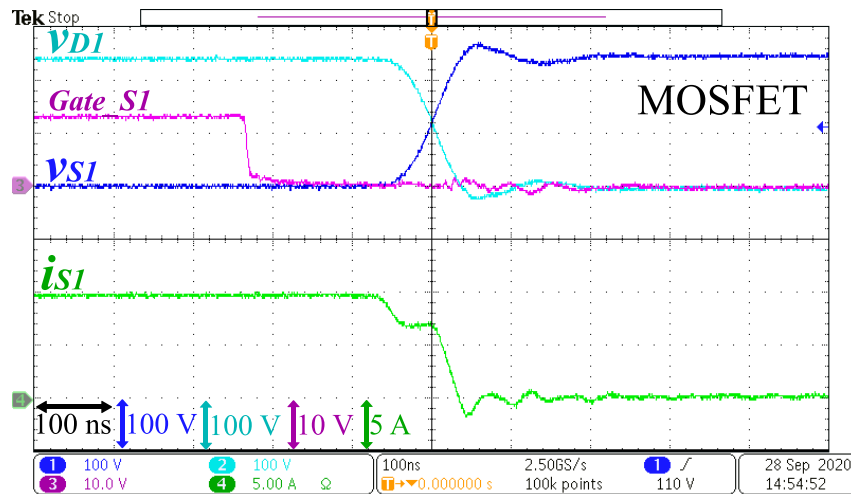
A Figura 54 apresenta no canal 1 ( $v_{S1}$ ,  $100 V/div$ ) o valor de tensão sobre o interruptor  $v_{S1}$ ; no canal 2 ( $v_{D1}$ ,  $100 V/div$ ) o valor da tensão sobre o diodo  $v_{D1}$ ; no canal 3 ( $i_{S1}$ ,  $5 A/div$ ) o valor de corrente sobre o interruptor  $i_{S1}$ ; e por fim no canal 4 ( $i_{D1}$ ,  $5 A/div$ ) o valor de corrente sobre o diodo  $i_{D1}$ . A escala de tempo da figura é ( $4 \mu s/div$ ).

As Figuras 53 e 54 apresentam as principais formas de onda e servem como parâmetro de comparação com as formas de onda apresentadas na análise do IBC-SFM CC-CC através da Figura 36.

Os resultados de corrente e tensão apresentados também podem ser comparados com as equações elencadas para corrente sobre o indutor, demonstrando paridade entre equação e resultado experimental. Uma comparação direta entre os valores experimentais e calculados é apresentado na Figura 57 e discutido ainda nesta sessão.

O instante do bloqueio do interruptor  $S_1$  e entrada em condução do diodo  $D_1$  é apresentado na Figura 55. Esta figura tem como objetivo demonstrar o comportamento de comutação suave no bloqueio do interruptor e entrada em operação do diodo.

Figura 55 – IBC-SFM - Resultado experimental bloqueio interruptor  $S_1$  e condução diodo  $D_1$ , MOSFET

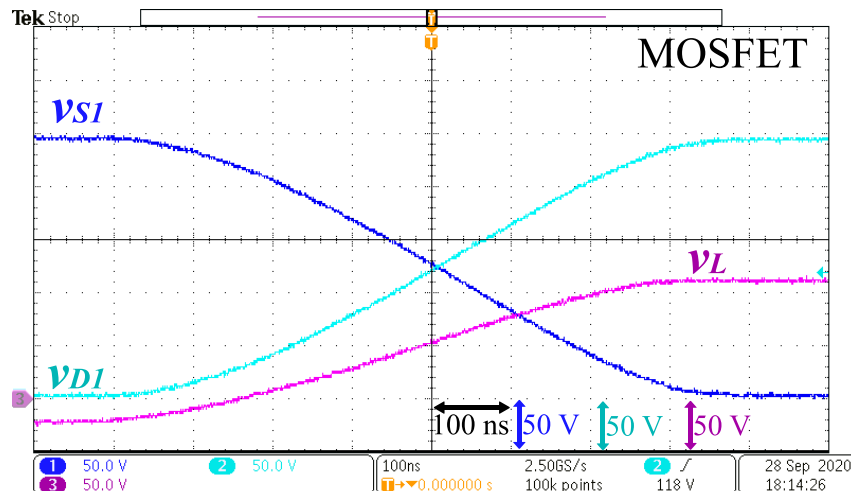


Fonte: Autoria própria.

A Figura 55 apresenta no canal 1 ( $v_{S1}$ , 100 V/div) o valor de tensão sobre o interruptor  $v_{S1}$ ; no canal 2 ( $v_{D1}$ , 100 V/div) o valor da tensão sobre o diodo  $v_{D1}$ ; no canal 3 ( $Gate\_S1$ , 10 V/div) o valor de tensão sobre o comando de  $gate$  e o canal  $source$  do interruptor  $Gate\_S1$ ; e por fim no canal 4 ( $i_{S1}$ , 5 A/div) o valor de corrente sobre o interruptor  $i_{S1}$ . A escala de tempo da figura é (100 ns/div).

O instante do bloqueio do diodo  $D_1$  é apresentado na Figura 56. Esta figura tem como objetivo demonstrar o comportamento da diminuição de tensão sobre o interruptor  $S_1$ . Este intervalo de tempo corresponde ao cálculo do primeiro tempo de transição  $t_{i1}$ .

Figura 56 – IBC-SFM - Resultado experimental bloqueio diodo  $D_1$ , MOSFET



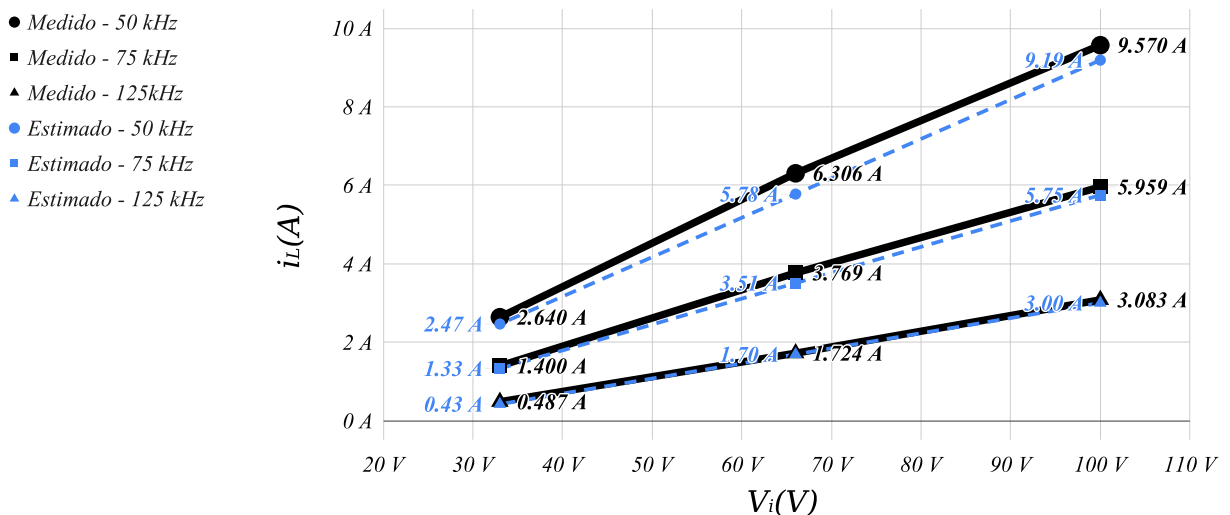
Fonte: Autoria própria.

A Figura 56 apresenta no canal 1 ( $v_{S1}$ , 50 V/div) o valor de tensão sobre o interruptor  $v_{S1}$ ; no canal 2 ( $v_{D1}$ , 50 V/div) o valor da tensão sobre o diodo  $v_{D1}$ ; no canal 3 ( $v_L$ , 50 V/div) o valor de tensão sobre o indutor  $i_L$ . A escala de tempo da figura é (100 ns/div).

### 3.5.2 Aspectos de operação como seguidor de tensão

Para demonstração do funcionamento do conversor como seguidor de tensão é apresentado um gráfico através da Figura 57. Neste gráfico é mostrado uma correlação entre os valores de corrente e o valor de tensão de entrada a partir de uma frequência de chaveamento constante. Ambos os valores medidos e calculados são apresentados.

**Figura 57 – IBC-SFM - Resultado experimental corrente vs tensão de entrada**



Fonte: Autoria própria.

Note que apesar das diferenças os valores são próximos entre o valor medido e o valor estimado. Existe uma dificuldade em mensurar valores precisos de capacitância intrínseca dos componentes e de indutância de magnetização do autotransformador. Sendo que ao mesmo tempo estes valores são dinâmicos e possuem alterações inclusive com relação a temperatura, frequência de operação e valores de tensão aplicados sobre estes.

Em (SOARES; BADIN, 2021b) as equações relativo a definição da corrente sobre o indutor L são um pouco diferentes das apresentadas neste trabalho (61). Ambas as equações, sejam as equações deste trabalho ou as apresentadas nos artigos (SOARES; BADIN, 2021b; SOARES; BADIN, 2021a), são equações realizadas por aproximação.

Um comportamento importante a ser citado é a ação das capacitâncias intrínsecas sobre o funcionamento do conversor. Frequências maiores diminuem a potência de saída do conversor, mas, como mencionado na sessão 2.4, a frequência efetiva é maior devido a presença das capacitâncias intrínsecas.

A partir da análise das comutações na sessão 2.4 juntamente com as figuras apresentadas é suposta a existência de comutação suave nas transições de comutação do conversor.

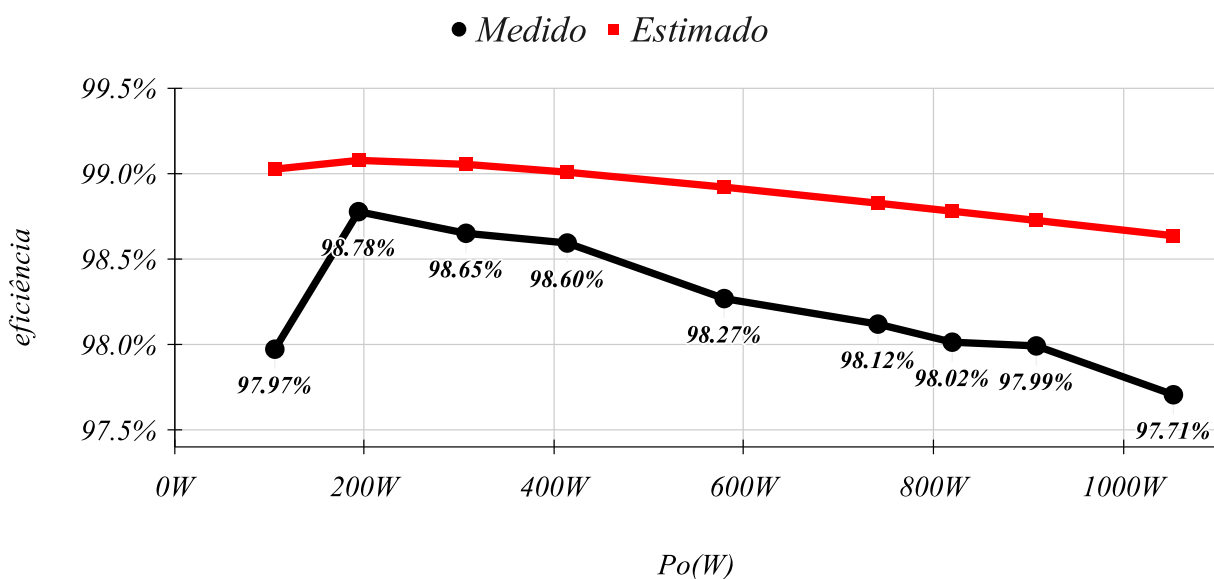
A Figura 55 demonstra que no intervalo de tempo entre o bloqueio de um interruptor e a condução do diodo existe a transferência de cargas elétricas sobre os semicondutores ocasionando uma comutação ZVT. Além disso, através da Fig 54 é possível notar que a tensão e corrente sobre o interruptor é nula no instante de condução deste.

Através das Figuras 54 e 56 é possível verificar que a corrente sobre o diodo é nula no instante do bloqueio deste, logo não há o problema de recuperação reversa no diodo.

### 3.5.3 Resultados de eficiência

Os valores medido e estimado de eficiência do conversor são apresentados na Figura 58. A eficiência do protótipo IBC-SFM CC-CC é tão alta quanto 98,78%, sendo que o valor de eficiência é elevado em toda a faixa de testes.

**Figura 58 – IBC-SFM - Resultado experimental de eficiência valor medido e estimado**



Fonte: Autoria própria.

Os resultados das Figuras 58 e 46 apresentadas corroboram com a presença de comutação suave em uma ampla faixa de operação, sendo que as perdas por condução e perdas internas no núcleo do autotransformador ATR são reconhecidos como os principais fatores de dissipação de energia por parte do conversor.

É interessante observar que o conversor não possui uma faixa limitante para a presença de comutação suave. Pelo contrário, segundo a análise e também pelos resultados de eficiência é possível supor que em toda a faixa de testes a presença da comutação suave se manteve presente.

O valor de rendimento ponderado em acordo com as definições da comissão de energia da Califórnia, do inglês *California energy commission* (CEC) foi estimado utilizando os valores de eficiência do conversor proposto, alcançando o valor de rendimento ponderado CEC igual a  $n_{cec} = 98.22\%$ . Este valor elevado é interessante para aplicações com conversão de energia de painéis fotovoltaicos.

#### 3.5.4 Aspectos de algoritmo de controle e comando sobre os interruptores

É interessante notar o comando sobre os interruptores que possuem uma certa facilidade perante alguns requisitos comuns aos chamados comandos complementares de outras topologias. No comando dos interruptores existe uma flexibilidade quanto a operar com razão cíclica com pequenas variações em torno de  $D = 0,5$ , ou seja, pequenos intervalos de condução simultânea ou de abertura simultânea entre os dois interruptores não ocasionam mudanças significativas de operação do conversor.

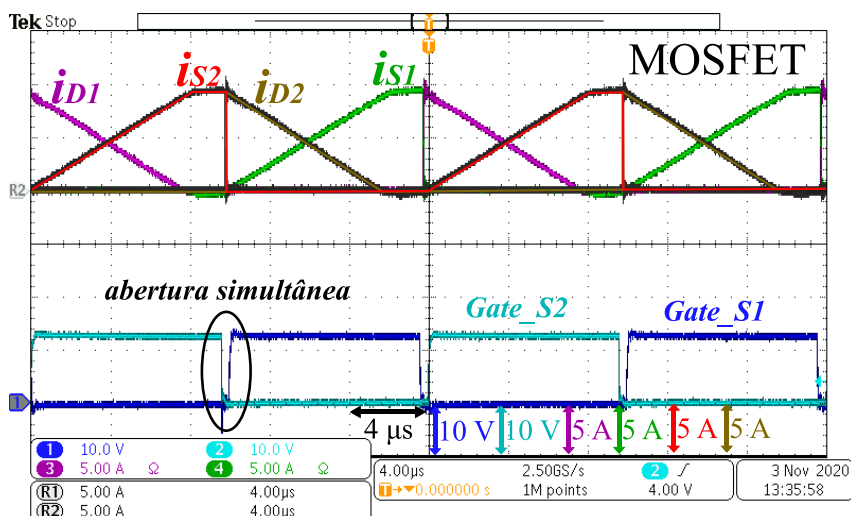
Para os conversores derivados da SC-SFM requisitos de condução simultânea ou abertura simultânea dos interruptores, dado pequenas frações de tempo, não são necessários. Primeiramente os interruptores não fazem parte de um mesmo braço de comutação, logo não há possibilidade de conexão entre o potencial positivo e negativo.

A Figura 59 apresenta duas verificações com o comando de *gate* dos interruptores com abertura simultânea Figura 59(a) e com condução simultânea Figura 59(b). Pequenas variações de razão cíclica não alteram o comportamento do conversor.

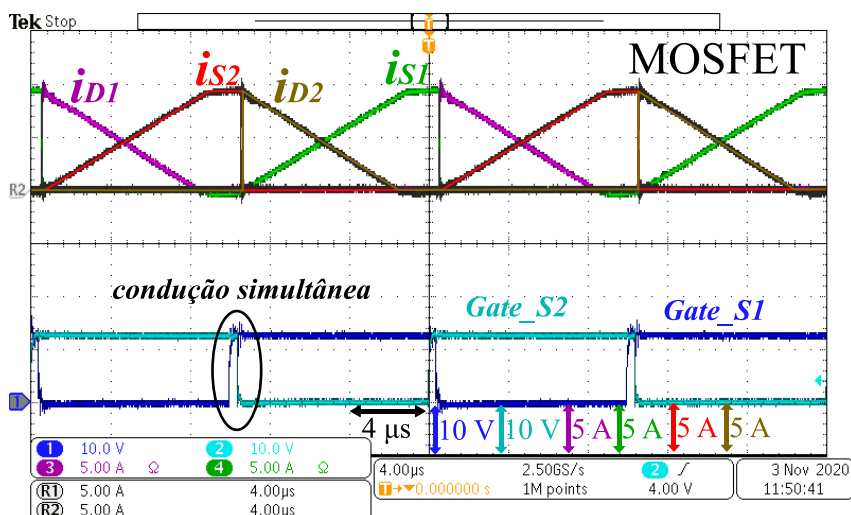
Para a Figura 59 Devido o número limitado de canais de medição, foi utilizado leituras adicionais que mantém o valor memorizado de uma medição, desde que o sinal de gatilho do osciloscópio continue sobre o mesmo sinal. Estes canais possuem cor preta, no entanto, foram sinalizados na própria figura para melhor entendimento.

A Figura 59 apresenta no canal 1 (*Gate\_S1*,  $10 V/div$ ) o valor de tensão sobre o

Figura 59 – IBC-SFM - Resultado experimental condução ou abertura simultânea no comando dos interruptores



(a) Abertura simultânea, MOSFET



(b) Condução simultânea, MOSFET

Fonte: Autoria própria.

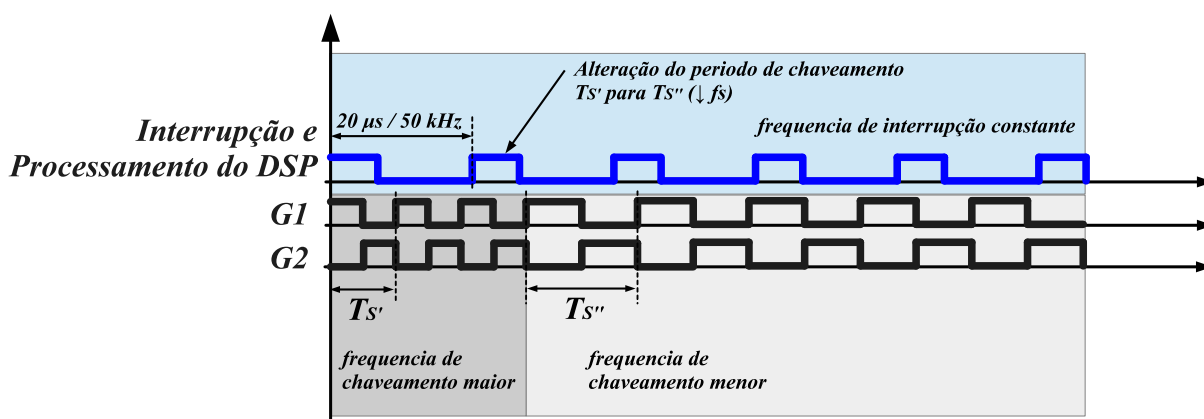
comando de *gate* e o canal *source* do interruptor  $S_1$ ; no canal 2 ( $Gate_{S2}$ , 10 V/div) o valor de tensão sobre o comando de *gate* e o canal *source* do interruptor  $S_2$ ; no canal 3 ( $i_{D1}$ , 5 A/div) o valor de corrente sobre o diodo  $D_{S1}$ ; no canal 4 ( $i_{S1}$ , 5 A/div) o valor de corrente sobre o interruptor  $S_1$ ; no canal R1 ( $i_{D2}$ , 5 A/div) o valor de corrente sobre o diodo  $D_{S2}$ ; no canal R2 ( $i_{S2}$ , 5 A/div) o valor de corrente sobre o interruptor  $S_2$ . A escala de tempo da figura é (4  $\mu s/div$ ).

Sabe-se que diversos dispositivos de processamento DSP operam através de interrupções. Durante cada interrupção o DSP processa o algoritmo de controle e a atualização dos parâmetros do PWM, tais como largura de banda, defasamento, frequência de chaveamento, entre outros.

No caso dos conversores propostos algoritmo de controle através de interrupções do DSP é semelhante.

Convencionalmente utiliza-se a frequência de chaveamento para realização das interrupções e processamento do algoritmo de controle. Para os conversores baseados na SC-SFM a estratégia convencional continua sendo possível de utilização. Mas para simplificação e maior robustez do algoritmo de controle, é preferível que os instantes de processamento de sinal, chamado de interrupção, ocorram com uma frequência fixa, a despeito da frequência de chaveamento que é variável devido sua característica de modulação SFM.

**Figura 60 – IBC-SFM - Frequência de operação da interrupção do DSP e frequência de chaveamento**



**Fonte: Autoria própria.**

Nos protótipos apresentados neste trabalho a frequência de interrupção, para processamento, foi definida em 50 kHz. E durante cada interrupção os valores de tensão são atualizados, o algoritmo de controle é processado e a atualização do período de chaveamento é definida.

A Figura 60 demonstra um exemplo de operação do período em que o DSP realiza o processamento a cada interrupção com frequência fixa em 50 kHz enquanto os comandos de acionamento dos interruptores operam em frequência distinta do algoritmo de controle. Inclusive a figura representa um instante onde o processamento do DSP gera uma alteração da frequência de chaveamento como um meio de exemplificar este comportamento, onde o algoritmo de controle opera em uma frequência fixa e os interruptores em uma frequência variável.

A vantagem de uma frequência fixa para as interrupções do DSP é, entre outros: obter um período adequado para processamento das medições analógicas bem como execução do algoritmo de controle; e não apenas isto, os parâmetros do controle PI, dentro do algoritmo, se mantém constantes independente da frequência de chaveamento.



### 3.5.5 Comparação entre topologias

Por fim, a Tabela 3 apresenta comparações de resultados entre o conversor IBC-SFM proposto, que possui característica de comutação suave, operação intercalada e condução contínua no indutor, em evidência com resultados apresentados por outros trabalhos de conversores CC-CC boost intercalado com CCM. Observe que o conversor proposto demonstra valor de rendimento elevado e simplicidade no sistema de comando em comparação com os demais conversores.

**Tabela 3 – Comparação entre conversores boost intercalado CC-CC**

Topologia	Ganho estático	Componentes magnéticos	Comutação suave	Circuito adicional	Eficiência	Potência	Frequência	Vi/Vo
IBC-CCM Convencional	$\frac{1}{1-\delta}$	2 Núcleos magnéticos, 2 enrolamentos	-	-	*	*	*	*
(CHEN <i>et al.</i> , 2018)	$\frac{1}{1-2\delta}$	2 Núcleos magnéticos, 3 enrolamentos	ZVT	1 Interruptor	95,12%	500 W	50 kHz	100 V / 250 V
(YI <i>et al.</i> , 2017)	$\frac{1}{1-\delta}$	3 Núcleos magnéticos, 4 enrolamentos	ZVT	1 Capacitor, 2 Interruptores	97,5%	600 W	100 kHz	70 V - 130 V / 200 V
(CHEN <i>et al.</i> , 2012)	$\frac{1}{1-\delta}$	3 Núcleos magnéticos, 3 enrolamentos	ZVT, ZCT	1 Capacitor, 3 Diodos, 1 Interruptor	95,5%	600 W	50 kHz	150 V - 250 V / 400 V
(JANG; JOVANOVIĆ, 2004)	$\frac{4}{1-\delta}$	3 Núcleos magnéticos, 4 enrolamentos	-	-	90%	1 kW	40 kHz	40 V - 70 V / 380 V
(SPIAZZI, 2019)	$\frac{1}{1-\delta}$	3 Núcleos magnéticos, 3 enrolamentos	ZVT, ZCT	1 Capacitor	>96%	300 W	150 kHz até 400 kHz	42 V - 54 V / 400 V
(HSIEH <i>et al.</i> , 2009)	$\frac{1}{1-\delta}$	3 Núcleos magnéticos, 3 enrolamentos	ZVT	-	95,8%	700 W	100 kHz	120 V / 300 V
Conversor proposto	$\frac{2}{1-\delta}$	2 Núcleos magnéticos, 3 enrolamentos	ZVT, ZCT, Corrente nula no bloqueio dos diodos	-	98,78%	1 kW	45 kHz até 250 kHz	100 V / 240 V

\*Sem dados de resultados experimentais

**Fonte: Autoria própria.**

## 3.6 CONCLUSÃO

A operação da SC-SFM é apresentada neste capítulo operando como um IBC-SFM CC-CC. A análise da operação do conversor é apresentada juntamente com uma técnica de controle e modelagem. Resultados experimentais são utilizados para validar a análise da célula

de comutação e a operação do conversor. Além disso é realizado um levantamento das perdas do conversor a partir dos dados de definição do projeto do protótipo utilizado nos resultados experimentais.

As formas de onda apresentadas nos resultados experimentais sustentam a análise inicial da SC-SFM. O gráfico da Figura 57 demonstra a característica de seguidor de tensão do conversor IBC-SFM consolidando a análise da SC-SFM para o conversor IBC-SFM.

O excelente valor de eficiência mensurado, 98,78% valor máximo e 98,22% valor ponderado pelo método CEC, juntamente com os resultados apresentando as comutações, reforça a característica de comutação suave para uma ampla faixa de operação. ZCZVT quando na condução dos interruptores, ZVT quando na condução dos diodos e corrente nula no bloqueio dos diodos. Um ponto importante a destacar é que a operação com comutação suave é ampla, incluindo toda a faixa de testes.

O conversor apresentado demonstra potencial para utilização como Conversão CC-CC, incluindo operação como primeiro estágio em conversores para painéis fotovoltaicos, ou como segundo estágio em conversão CA-CC, entre outras operações que utilizem conversores CC-CC elevador. No caso da aplicação para sistemas fotovoltaicos é apresentado o valor estimado de rendimento ponderado segundo as definições da CEC alcançando o valor de rendimento igual a  $n_{cec} = 98,22\%$ .

A Tabela 3 apresentada inclui a comparação entre o conversor IBC-SFM proposto que possui condução contínua no indutor de entrada e diversos conversores encontrados na literatura em específico conversores CCM com topologia intercalada.

Incluindo aos resultados de comutação suave e elevado rendimento, elevado ganho estático, entre outros, a vantagem a ser colocada em destaque é a característica do conversor IBC-SFM operar como seguidor de tensão. Essa característica como mencionada anteriormente é a novidade que apresenta essa série de conversores com excelente potencial de utilização.

## 4 CONVERTOR BOOST INTERCALADO PFC

### 4.1 INTRODUÇÃO

Uma das principais causas de baixa qualidade de energia presentes no sistema elétrico são decorridos de retificadores eletrônicos, em especial retificadores que não possuem a característica PFC. Dois retificadores comumente utilizados devido a sua simplicidade são os retificadores meia onda ou ponte completa com filtro capacitivo. Estes retificadores drenam valores elevados de corrente durante o pico da tensão e nenhuma corrente durante o restante do semi-ciclo de rede. Tal comportamento possui baixa qualidade de energia e gera valores elevados de distorção harmônica e possui baixo FP, o que acarreta diversos reveses que impactam desde perdas de energia pelas concessionárias, desgaste prematuro de componentes e dispositivos, necessidade de sobredimensionamento da infraestrutura para fornecimento de energia e, onde aplicável, pagamento de multas devido a não atendimento de conformidades.

Para mitigar os efeitos dos retificadores com baixa qualidade de energia sobre o sistema elétrico é necessário empregar retificadores com PFC. Diversas topologias tem sido elaboradas este propósito (GARCIA *et al.*, 2003). Inclusive topologias de estágio único (MOSCHOPOULOS; JAIN, 2005; SINGH *et al.*, 2003). Onde em apenas um estágio a energia demandada da fonte corrente alternada (CA) é convertida para fornecimento das cargas em CC sem a necessidade de um estágio intermediário, para garantir baixa ondulação da tensão CC.

Complementando o emprego de conversores PFC diversas normas e recomendações são elaboradas para nortear os padrões de operação, entre elas destaca-se (IEEE 519, 2014; IEC 61000-3-2, 2018).

A topologia baseada no conversor boost apresenta diversas qualidades que cooperam para a construção de conversores PFC (SINGH *et al.*, 2003; HUBER *et al.*, 2009; QIAO; SME-DLEY, 2001; Wanfeng Zhang and Guang Feng and Yan-Fei Liu and Bin Wu, 2004; LI *et al.*, 2021; GUSSEME *et al.*, 2007; Van de Sype *et al.*, 2005; YAO *et al.*, 2015). Além disso, o conversor boost intercalado apresenta mais algumas vantagens para melhor performance, especialmente em soluções de alta potência. (YANG *et al.*, 2020; KIM *et al.*, 2014; NUSSBAUMER *et al.*, 2009; XU *et al.*, 2019; ZHANG *et al.*, 2020; MARCOS-PASTOR *et al.*, 2016; KIM *et al.*, 2015; PAHLEVANINEZHAD *et al.*, 2012; LIU; LIN, 1989; ZHANG *et al.*, 2014; JANG; JOVANOVIC, 2007; YANG *et al.*, 2011; CHEN; LIAO, 2015).

Como explicado anteriormente, o conversor boost CCM intercalado convencional necessita de um complexo sistema de controle que inclui uma malha de tensão e uma ou mais malhas de corrente, dependendo da topologia. Neste sentido existe a opção por operação em DCM ou BCM, (QIAO; SMEDLEY, 2001; Wanfeng Zhang and Guang Feng and Yan-Fei Liu and Bin Wu, 2004) que são recomendados para potências menores.

Além das soluções apresentadas existem trabalhos que inserem circuitos e sistemas capazes de eliminar um ou mais sensores os chamados conversores CSC (OHNISHI; HOJO, 2004; LO *et al.*, 2000; CHEN, 2008; CHEN, 2009; CHEN *et al.*, 2010; CHEN, 2014; SIVAKUMAR *et al.*, 1995). No entanto nenhum desses conversores são naturalmente seguidores de tensão, necessitando assim de sistemas de controle que podem incluir sensores de tensão adicionais ou sensores de corrente na saída do retificador.

Problemas envolvendo perdas nos semicondutores devido a comutação dissipativa, do inglês *hard switching*, ainda persistem em diversas topologias. Este problema é especialmente presente no conversor IBC-CCM convencional e tende a ser mais evidente em frequências de chaveamento maiores.

Os trabalhos de (JOVANOVIC; JANG, 1999; DUARTE; BARBI, 2002; LI *et al.*, 2010) apresentam técnicas que possibilitam comutação suave em soluções com o conversor boost CCM. No entanto é necessário a inclusão de componentes adicionais e em alguns casos componentes ativos, que inclui circuitos de comando, além disso os semicondutores estão sob maiores esforços de tensão.

A partir do conversor apresentado no capítulo 3, utilizando a SC-SFM, este capítulo apresenta o IBC-SFM PFC. O conversor é uma integração entre o conversor IBC-SFM CC-CC e uma ponte de diodos na entrada conforme apresentado na Figura 61. Este conversor possui as seguintes características:

1. Condução contínua no indutor de entrada;
2. Operação intercalada com a ondulação em alta frequência no indutor de entrada igual o dobro da frequência de chaveamento;
3. Valor teórico do FP é unitário;
4. Comportamento naturalmente resistivo visto pela fonte de entrada;
5. Sistema de controle simples, apenas o laço de tensão de saída é necessário;

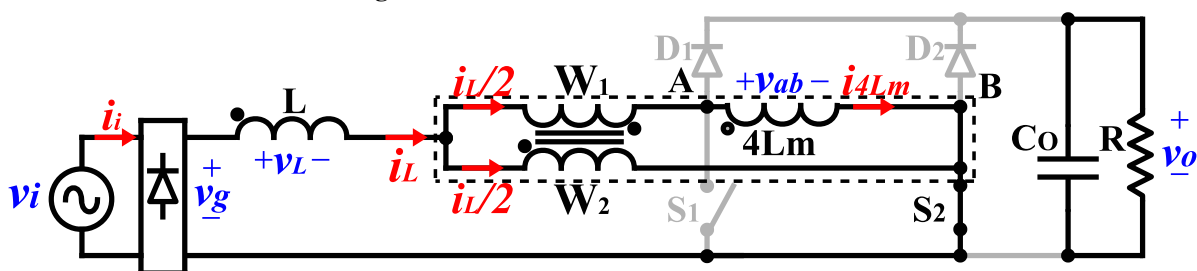
6. Sensores de corrente ou sensores de tensão de entrada não são necessários;
7. Auto balanceamento das correntes sobre os interruptores;
8. Ganho estático é o dobro do IBC-CCM convencional;
9. Comutação suave;
10. Sem recuperação reversa sobre os diodos.

Este capítulo inicia com a apresentação do conversor boost aplicando a SC-SFM variação A na operação como PFC, denominado IBC-SFM PFC. A apresentação se divide em definição do projeto, estimativas de perdas, modelagem e controle, além de resultados experimentais utilizando 4 montagens diferentes de um protótipo de 1 kW, cada montagem possui um tipo diferente de interruptor, a saber MOSFET, CoolMOS, SiC e IGBT, os testes foram aplicados com fonte de tensão de entrada igual a 127 V, 60 Hz, e tensão de saída igual a 400 V.

#### 4.2 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

A Figura 61 apresenta o circuito do retificador PFC com a SC-SFM operando no modo boost com a inclusão de uma ponte de diodos na entrada.

Figura 61 – IBC-SFM PFC com a SC-SFM A



Fonte: Autoria própria.

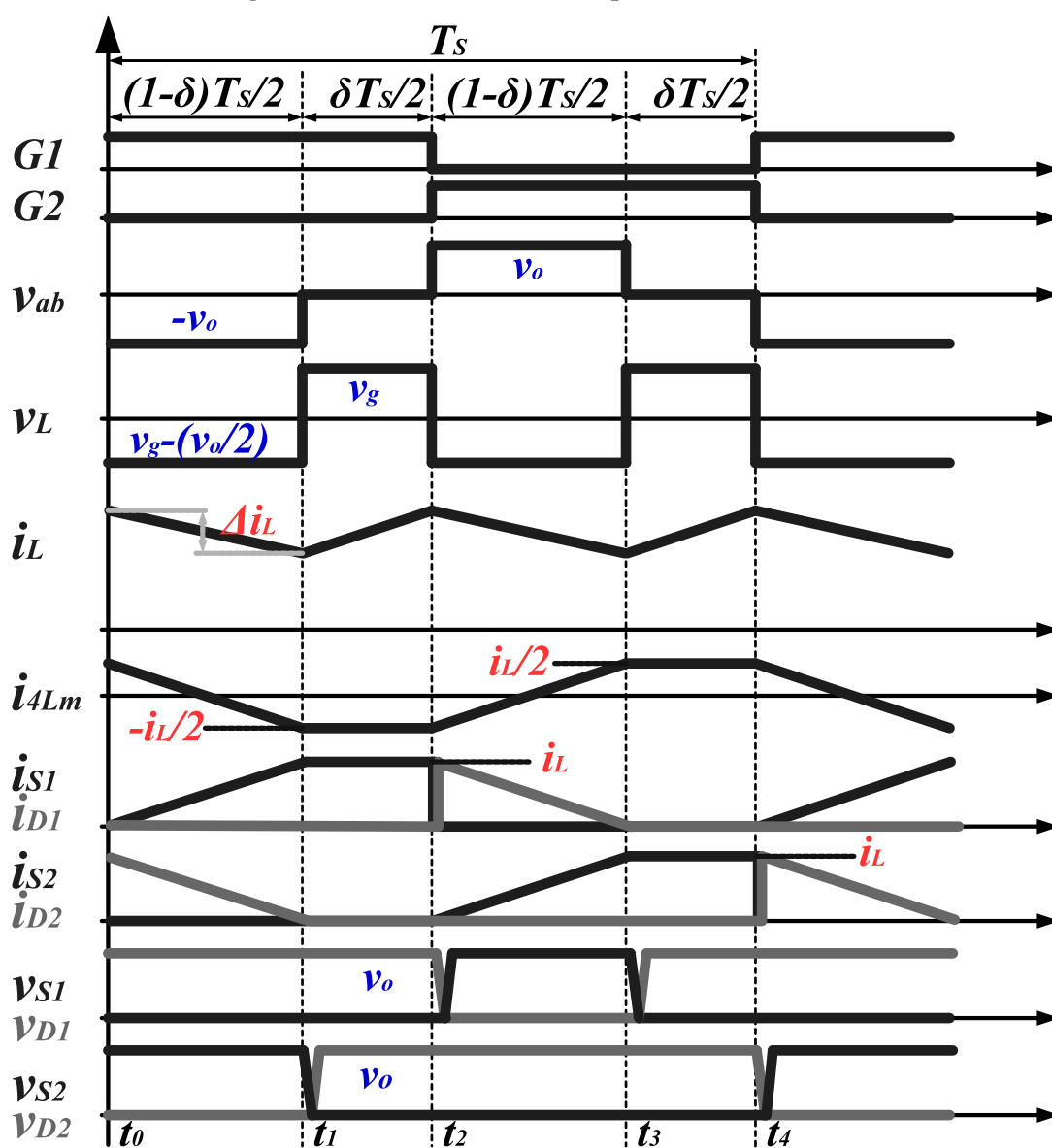
Semelhantemente ao conversor apresentado no capítulo 3 as formas de onda e análise matemática dentro de um período de chaveamento são exatamente as mesmas, com a exceção do fato que a tensão de entrada sobre o conversor é alternada. Neste caso, a ponte de diodos retifica a tensão  $v_i$  senoidal, denominado  $v_g$  (86).

$$v_g = |v_i| = V_p |\text{sen}(\omega t)| \quad (86)$$

A tensão  $v_i$  neste caso é uma fonte senoidal com valor de pico igual a  $V_p$  e frequência em radianos igual a  $\omega$ .

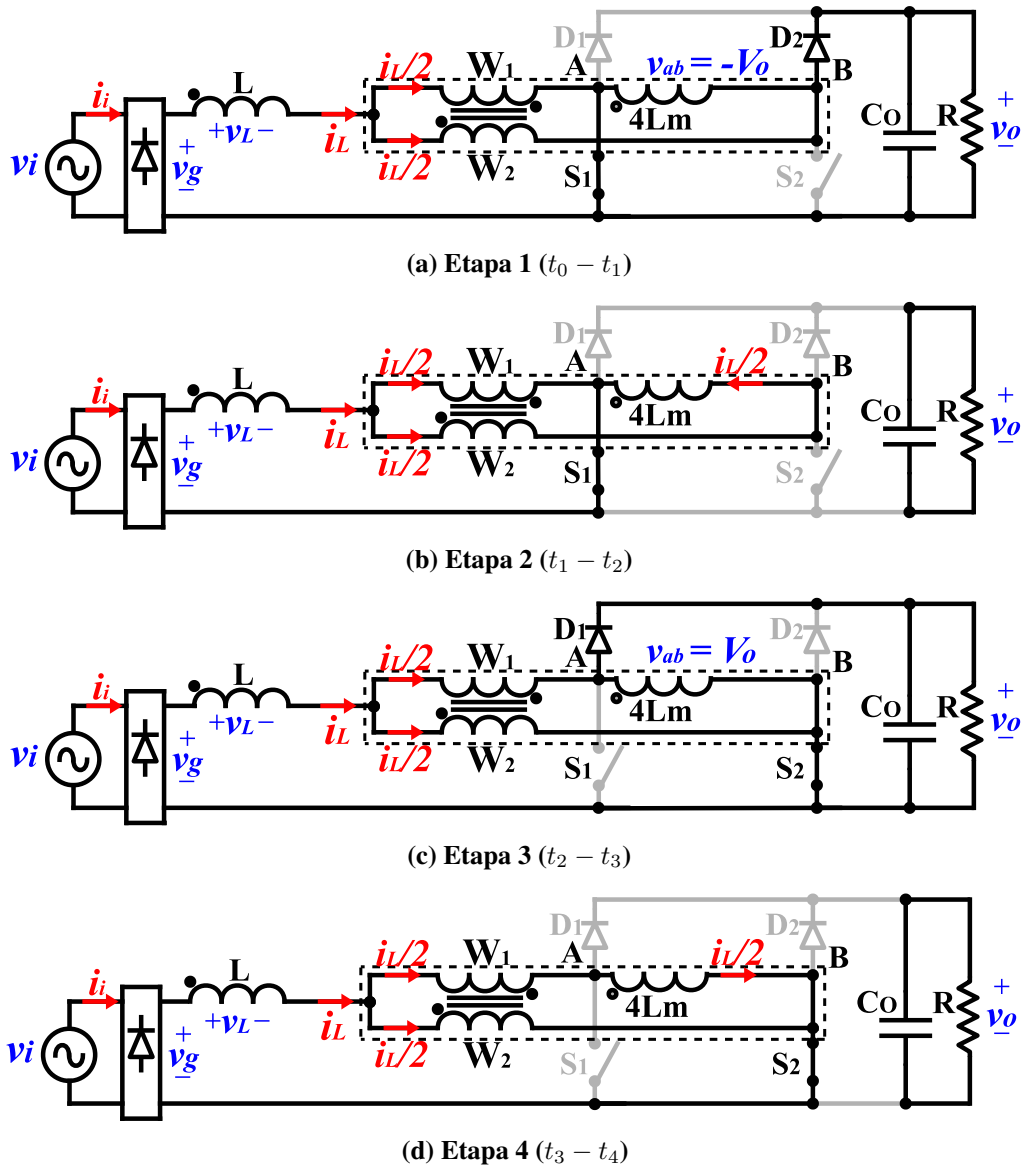
A Figura 62 apresenta as formas de onda e a Figura 63 apresenta os estados topológicos do conversor, dentro de um período de chaveamento. Ambas as figuras são semelhantes a do circuito apresentado no capítulo 3.

Figura 62 – IBC-SFM PFC - Principais Formas de Onda



Fonte: Autoria própria.

Figura 63 – IBC-SFM PFC - Estados Topológicos



Fonte: Autoria própria.

Dentro de um período de chaveamento, as equações de corrente e os distúrbios causados pela interação com as capacitâncias intrínsecas dos componentes semicondutores são também semelhantes.

A corrente sobre o indutor  $L$  (87) é a corrente de entrada (88) possuem equação similar com a do circuito CC-CC.

$$i_L = |i_i| = \frac{T_s v_g}{4L_m} = \frac{v_g}{4L_m f_s} = \frac{T_s V_p |\text{sen}(\omega t)|}{4L_m} = \frac{V_p |\text{sen}(\omega t)|}{4L_m f_s} \quad (87)$$

$$i_i = \frac{T_s v_i}{4L_m} = \frac{v_i}{4L_m f_s} = \frac{T_s V_p \text{sen}(\omega t)}{4L_m} = \frac{V_p \text{sen}(\omega t)}{4L_m f_s} \quad (88)$$

A ondulação de corrente sobre o indutor possui o mesmo equacionamento que no caso do conversor CC-CC. No entanto, esta equação pode ser melhor explorada para o caso de conversores PFC. Neste caso a tensão de entrada se comporta como uma senoide gerando diferentes valores de ondulação durante um ciclo de rede.

A partir da formula geral da ondulação de corrente sobre o indutor (24) é obtido a equação da ondulação de corrente no indutor, durante um ciclo de chaveamento (89).

$$\Delta i_L = \frac{v_g \delta}{2L f_s} = \frac{V_p |\text{sen}(\omega t)| \delta}{2L f_s} \quad (89)$$

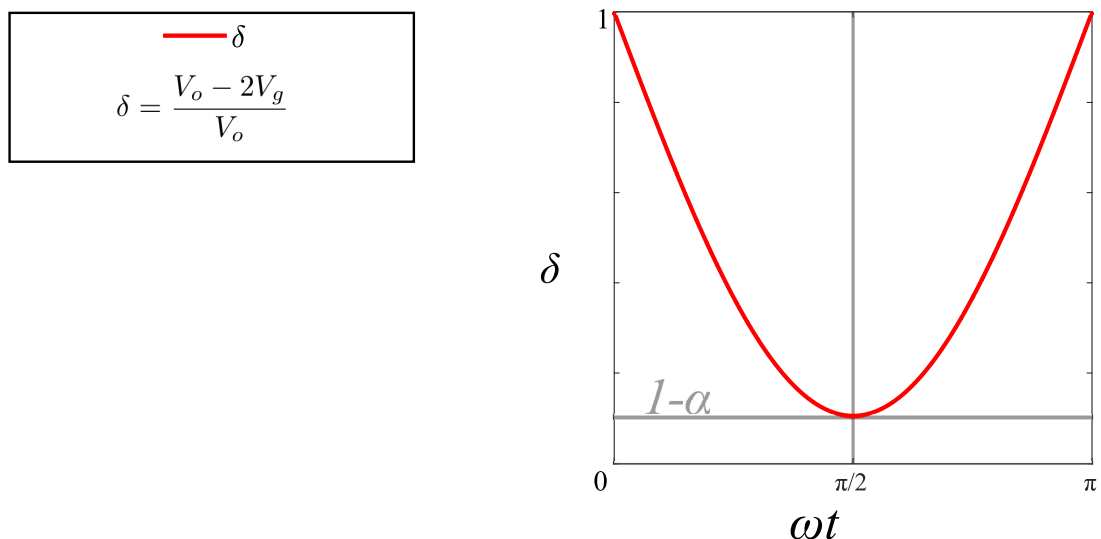
Para o caso do circuito PFC é introduzido a relação de tensão ( $\alpha$ ) em (90), a partir desta consideração o valor de  $\delta$  é reescrito em (91) para conversores PFC.

$$\alpha = \frac{2V_p}{v_o} \quad (90)$$

$$\delta = \frac{v_o - 2v_g}{v_o} = \frac{v_o - 2V_p |\text{sen}(\omega t)|}{v_o} = 1 - \alpha |\text{sen}(\omega t)| \quad (91)$$

A Figura 64 apresenta o comportamento da razão cíclica efetiva durante um semi-ciclo de rede. Note que, se comparado com o comportamento de um conversor boost tradicional, a razão cíclica possui um formato bem parecido.

**Figura 64 – IBC-SFM PFC - Comportamento razão cíclica efetiva**



Fonte: Autoria própria.

A diferença entre o conversor IBC-SFM e o conversor IBC-CCM, no tocante ao comportamento da razão cíclica, é que não se torna necessário alterar o valor da largura do pulso,



*phase-shift*, ou mesmo a frequência de chaveamento, com o intuito de obter o comportamento apresentado no gráfico da Figura 64.

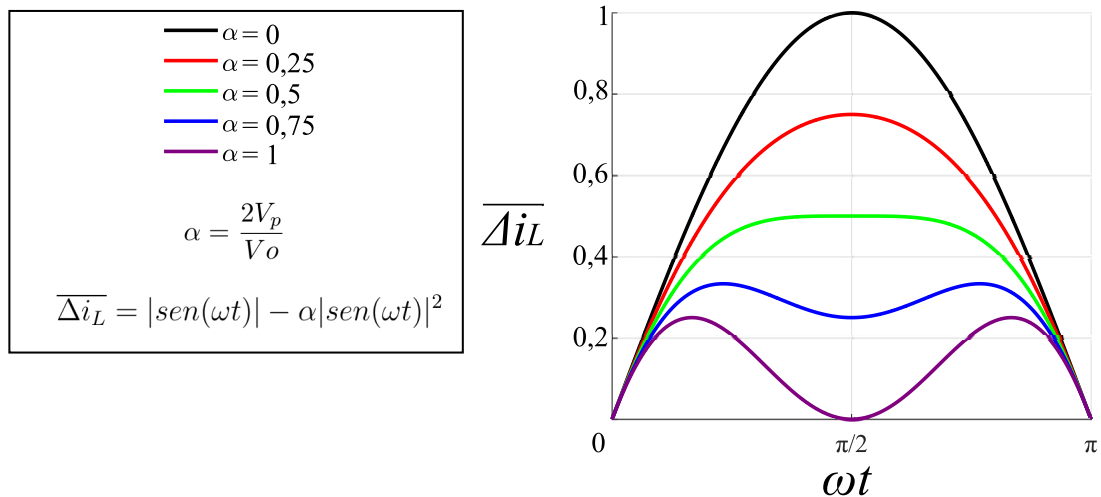
A modulação de frequência de chaveamento só é necessária quando a potência demandada do conversor altera-se. Em contrapartida, o conversor convencional IBC-CCM necessita de um laço de controle de corrente, que por sua vez, altera constantemente o valor da largura de pulso para obter um comportamento similar ao seguidor de tensão.

Agrupando  $\Delta i_L$ ,  $L$ ,  $f_s$  e  $V_p$  em (89) obtém-se a normalização da ondulação de corrente no indutor durante um ciclo de rede para conversores PFC ( $\overline{\Delta i_L}$ ) em função de  $|\text{sen}(\omega t)|$  e  $\alpha$  (92).

$$\overline{\Delta i_L} = \frac{2Lf_s\Delta i_L}{V_p} = |\text{sen}(\omega t)| - \alpha|\text{sen}(\omega t)|^2 \quad (92)$$

A Figura 65 apresenta um gráfico com o valor normalizado da ondulação de corrente no indutor durante um semi-ciclo de rede para conversores PFC  $\overline{\Delta i_L}$ , dados valores definidos de  $\alpha$  (0 a 1). O gráfico apresenta diversos valores de ondulação. Como esperado, para diferenças pequenas de tensão de saída e entrada a amplitude da ondulação de corrente é menor.

**Figura 65 – IBC-SFM PFC - Ondulação de corrente no indutor, valor normalizado.**



**Fonte: Autoria própria.**

Considerando a análise das comutações dos capítulos anteriores. Onde é elaborado os valores de corrente de roda-livre  $I_{rl}$  (16), bem como os intervalos de transição que ocasionam o aumento da frequência efetiva  $f_e$  (19). A corrente sobre o indutor (93) e a corrente de entrada (94) são reescritas para o caso do conversor PFC.

$$i_L = \begin{cases} \frac{v_g}{4L_m f_e} - 2I_{rl}, & \frac{v_g}{4L_m f_e} > 2I_{rl} \\ 0, & \frac{v_g}{4L_m f_e} \leq 2I_{rl} \end{cases} \quad (93)$$

$$i_i = \begin{cases} \frac{v_i}{4L_m f_e} - \text{sign}(v_i)2I_{rl}, & \frac{|v_i|}{4L_m f_e} > 2I_{rl} \\ 0, & \frac{|v_i|}{4L_m f_e} \leq 2I_{rl} \end{cases} \quad (94)$$

Note que embora as referidas correntes, sobre o indutor e a corrente de entrada, são praticamente as mesmas que as descritas no capítulo 3 há, no entanto, uma diferença quando no entorno do cruzamento por zero. Esta característica é vital para as considerações sobre qualidade de energia. Pois esta distorção, que será apresentada em detalhes, causa diminuição no FP e aumento do valor de  $\text{THD}_i$ .

Como será discutido nos resultados experimentais esta distorção, embora presente, não restringe o uso do conversor perante as normas e recomendações atuais. Pelo contrário, o protótipo apresentado na seção de resultados atinge excelente qualidade de energia.

O capítulo 5 apresenta, adicionalmente, um mecanismo de controle *feedforward* na seção 5.4.1. Utilizando uma medição de tensão adicional na entrada do conversor, o controle é capaz de diminuir consideravelmente os efeitos da distorção de corrente no cruzamento por zero, elevando ainda mais a qualidade de energia dos conversores PFC.

A equação aprimorada da corrente de entrada, ou sobre o indutor, apresenta dois termos. O primeiro com valor senoidal igual a  $v_i/4L_m f_e$  e o segundo com valor fixo igual a  $-I_{rl}$ . Quando o valor senoidal for menor que a corrente de roda livre a corrente de entrada se mantém com valor igual a zero causando uma distorção no entorno do cruzamento por zero.

O intervalo angular quando a corrente é nula antes ou depois do cruzamento por zero da tensão em radianos é denominado ( $\theta$ ), como pode ser observado na Figura 66. O valor de  $\theta$  é obtido a partir de (95).

$$\frac{V_p |\text{sen}(\theta)|}{4L_m f_e} = 2I_{rl} \quad (95)$$

Redistribuindo (95) e considerando a tensão de pico da entrada igual a (96), onde ( $I_p$ ) é o pico de corrente de entrada, que por sua vez pode ser obtido a partir de (97).

$$V_p = \frac{2P_i}{I_p} \quad (96)$$

$$I_p = \frac{V_p}{4L_m f_e} - 2I_{rl} \quad (97)$$

Elaborando (97) obtém-se o seno de  $\theta$  (98), que por sua vez produz a equação do intervalo angular quando a corrente de entrada é nula no entorno do cruzamento por zero (99).

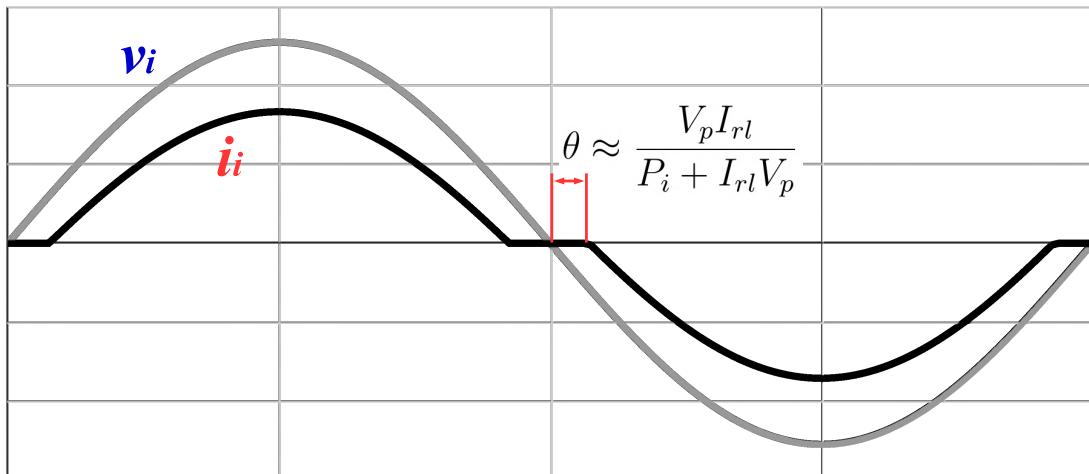
$$\text{sen}(\theta) = \frac{4L_m f_e 2I_{rl}}{V_p} = \frac{V_p I_{rl}}{P_i + I_{rl} V_p} \quad (98)$$

$$\theta = \arcsin\left(\frac{V_p I_{rl}}{P_i + I_{rl} V_p}\right) \approx \frac{V_p I_{rl}}{P_i + I_{rl} V_p} \quad (99)$$

O valor do intervalo onde a corrente é zero durante o cruzamento por zero,  $\theta$ , é inversamente proporcional a potência imposta ao conversor e diretamente proporcional a corrente de roda livre  $I_{rl}$ .  $I_{rl}$  por sua vez é proporcional ao valor de capacitância intrínseca dos componentes semicondutores e inversamente proporcional à indutância de magnetização.

A Figura 66 apresenta o comportamento da corrente, apresentando a distorção da corrente nos entornos do cruzamento por zero. E o intervalo angular  $\Theta$  entre o cruzamento por zero da tensão e o instante que a corrente de entrada deixa de ser nula.

**Figura 66 – IBC-SFM PFC - Distorção de corrente no cruzamento por zero**



**Fonte: Autoria própria.**

Este conjunto de efeitos leva à consequência de que a distorção no cruzamento por zero é menor quando os semicondutores possuem capacitância intrínseca menores, valores maiores de indutância de magnetização e maior potência. Considerando todos estes casos a qualidade de energia pode ser aprimorada. No entanto, há de ressaltar que a indutância de magnetização

está fortemente envolvida na definição dos limites de potência e frequência de chaveamento do conversor.

### 4.3 DEFINIÇÕES DE PROJETO

#### 4.3.1 Parâmetros do protótipo

Esta sessão apresenta os valores, parâmetros e componentes definidos para o protótipo do conversor proposto neste capítulo, que será utilizado para apresentação dos resultados experimentais. Além disso será apresentado o equacionamento e estimativas dos esforços e valores de ondulação para os componentes definidos.

A Tabela 4 apresenta os parâmetros de conversão da tensão, potência e limites da modulação de frequência especificados para o protótipo.

A Tabela 5 apresenta as especificações de componentes do conversor IBC-SFM PFC.

Para um melhor entendimento a respeito da topologia e da modulação SFM, será apresentado resultados do protótipo com a construção com diferentes tecnologias de interruptores. Podendo assim comparar valores de qualidade de energia bem como resultados de eficiência.

**Tabela 4 – IBC-SFM PFC - Parâmetros protótipo**

Parâmetro	Valor
Potência	1 kW
Tensão de entrada	127 V, 60 Hz
Tensão de saída	400 V

**Fonte: Autoria própria.**

**Tabela 5 – IBC-SFM PFC - Componentes protótipo**

Componente	Valor/Especificação			
Indutor de entrada	300 $\mu H$ - Pó de ferro 2x CS400060 43 voltas			
Autotransformador ATR	$L_m = 53 \mu H$ Ferrite E30/15/14 15 voltas		$L_m = 82 \mu H$ Ferrite E42/21/15 19 voltas	
Interruptores	MOSFET IRFP460	CoolMOS 6R125C6	SiC UJ3C065080T3S	IGBT GP50B60PD1
Frequência de chaveamento	70-500 kHz			40-300 kHz
Ponte de diodos	KBPC3508			
Diodos rápidos	MUR1560			
Capacitor de saída	$C_o$ 1,41 mF - 450 V / 3 x B43501-A5477-M			
Drivers	2x FOD 3180			
DSP	F28379D Texas Instruments			

**Fonte: Autoria própria.**

Os protótipos contendo as diferentes tecnologias de interruptores são similares entre si, especialmente os protótipos com MOSFET, CoolMOS e SiC. Para o caso do protótipo com a

tecnologia IGBT estes interruptores são bem conhecidos por operar em frequências menores. Para adequar a esta situação o tamanho e valor da indutância de magnetização do autotransformador ATR foram alterados.

Com os parâmetros especificados de acordo com as tabelas, é obtido o valor da relação  $\alpha$  em (100).

$$\alpha = \frac{2V_p}{v_o} = \frac{2 \cdot 179,6 \text{ V}}{400 \text{ V}} = 0,898 \quad (100)$$

#### 4.3.2 Estimativa de perdas

A partir das especificações dos parâmetros e definição dos componentes é possível realizar a estimativa das perdas do conversor em regime permanente em função da potência. Para levantamento das perdas considera-se a potência de entrada ( $P_i$ ) como fator de cálculo da corrente eficaz de entrada ( $i_{Lrms}$ ).

$$i_{Lrms} = \frac{P_i}{v_{irms}} = \frac{P_i}{127 \text{ V}} \quad (101)$$

A corrente de roda livre do protótipo de conversor PFC (102), bem como o primeiro período de transição  $t_{i1}$  (103), são redefinidos com os novos parâmetros de capacitância intrínseca e tensão de saída. Neste caso é apresentado o levantamento considerando o protótipo construído com MOSFETs, considera-se  $C_s = 400 \text{ pF}$  e  $C_d = 160 \text{ pF}$ .

$$I_{rl} = \frac{v_o}{2} \sqrt{\frac{(C_s + C_d)}{L_m}} = \frac{400 \text{ V}}{2} \sqrt{\frac{(400 \text{ pF} + 160 \text{ pF})}{53 \text{ } \mu\text{H}}} = 0,65 \text{ A} \quad (102)$$

$$t_{i1} = \pi \sqrt{L_m(C_s + C_d)} = \pi \sqrt{53 \text{ } \mu\text{H} \cdot (400 \text{ pF} + 160 \text{ pF})} = 541 \text{ ns} \quad (103)$$

No conversor IBC-SFM PFC com ponte de diodos os principais motivos de perda de energia são dados:

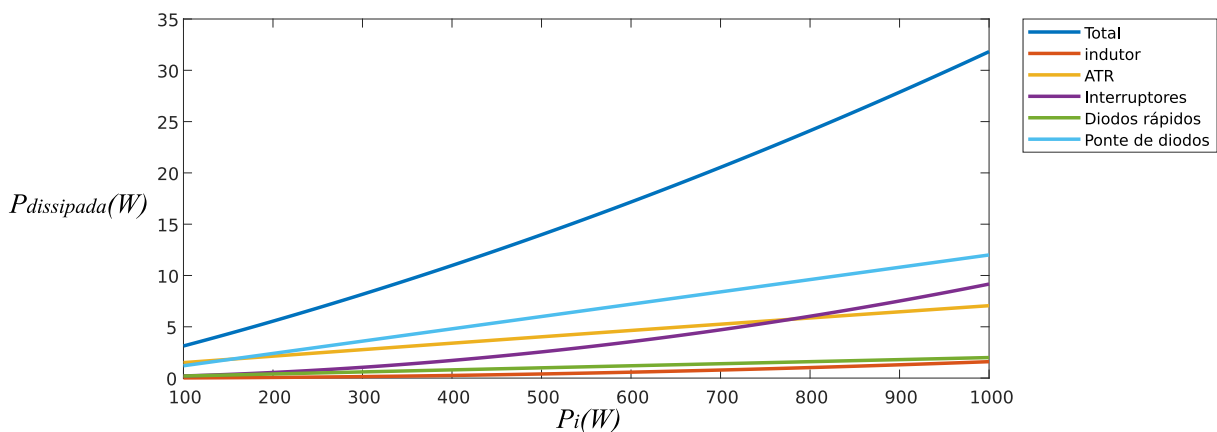
1. Perdas por condução no cobre do indutor de entrada;
2. Perdas por condução no cobre dos enrolamentos do autotransformador ATR;
3. Perdas no núcleo do autotransformador ATR;
4. Perdas por condução nos interruptores;

5. Perdas por condução nos diodos rápidos;
6. Perdas por condução nos diodos da ponte de entrada;

Ao elaborar a estimativa de perdas no conversor IBC-SFM PFC é utilizado o mesmo princípio adotado no capítulo 3. Além de levar em consideração o esforço envolvendo as perdas dentro de um período de rede. Para os conversores PFC é adotado técnicas computacionais capazes de integrar os valores de corrente, tensão e razão cíclica e assim obter a estimativa de perdas para cada um dos componentes.

A Figura 67 apresenta de forma discretizada os valores de potência dissipada em função da potência de entrada, para os principais componentes que compõe as perdas de energia do conversor IBC-SFM PFC.

**Figura 67 – IBC-SFM PFC - Potência dissipada total**



**Fonte: Autoria própria.**

No caso do conversor utilizado para construção do gráfico da distribuição de perdas Figura 67 foi realizado as seguintes considerações quanto aos parâmetros de cada componente:

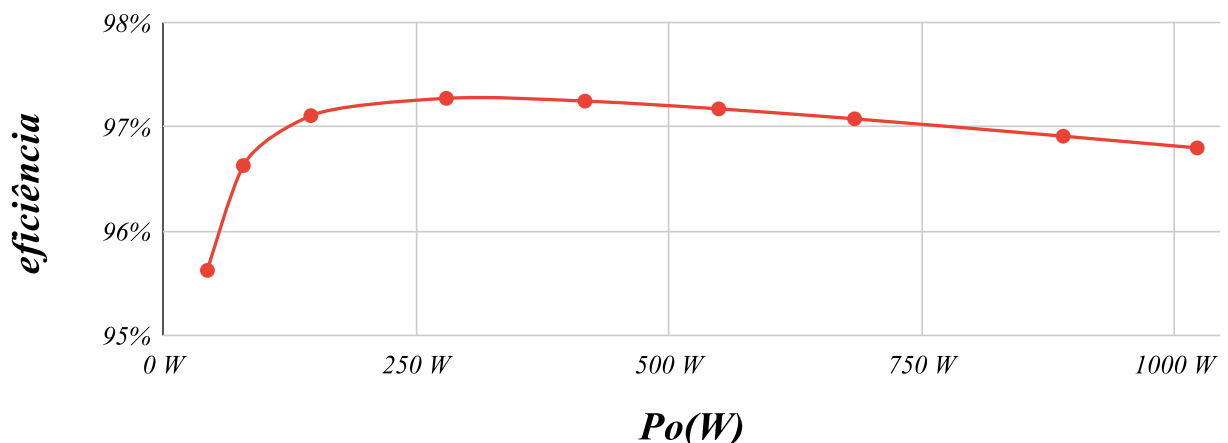
1. Indutor:  $\rho_L = 0,007 \Omega/m$  e  $l_L = 3,7 m$ ;
2. ATR-cobre:  $\rho_W = 0,0222 \Omega/m$  e  $l_W = 1,5 m$ ;
3. ATR-núcleo: núcleo da fabricante Thornton, material IP12E,  $A_c = 1,22 \cdot 10^{-4} m^2$ ,  $V_{nucleo} = 8,174 \cdot 10^{-6} m^3$ ,  $\rho_{nucleo} = 4800 kg/m^3$ ,  $k = 4,5 \cdot 10^{-4}$ ,  $\alpha = 1,4$ ,  $\beta = 2,3$  e  $n_{voltas} = 15$ ;
4. Interruptores: MOSFET IRFP460,  $R_{DS_{on}} = 270 m\Omega$ ,  $C_s = 400 pF$ ;

5. Diodos rápidos:  $V_F = 0,85 V$ ,  $C_d = 160 pF$ ;
6. Ponte de diodos:  $V_F = 0,8 V$ .

Semelhantemente à estimativa de perdas para o caso do conversor CC-CC, a distribuição de perdas segue o mesmo perfil no conversor PFC. A maior diferença ocorre por conta da característica senoidal onde é necessário realizar as devidas adequações nos cálculos. Outra diferença perceptível é a utilização de interruptores com valor maior de resistência em condução, além de considerar a existência de perdas através da ponte de diodos.

Mesmo diante de maiores esforços, o resultado experimental considerando a eficiência apresentado na Figura 85 demonstra novamente o potencial que a topologia possui. Não apenas com facilidade no controle, mas com excelente desempenho referente à eficiência. A Figura 68 apresenta a eficiência estimada do conversor.

**Figura 68 – IBC-SFM PFC - Estimativa de eficiência**



**Fonte: Autoria própria.**

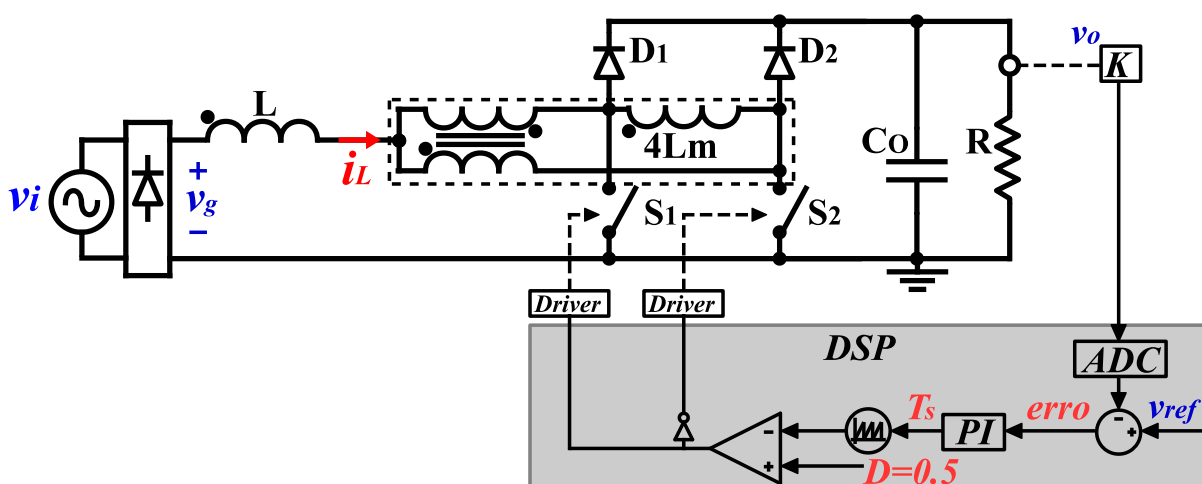
#### 4.4 MODELAGEM E CONTROLE

Conversores PFC CCM são ainda mais complexos de controlar que conversores CC-CC CCM. Pois, além de necessitarem da medição da corrente de entrada, precisam de uma medição adicional de tensão, ou um detector de cruzamento por zero juntamente com um algoritmo de malha de captura de fase, do inglês *phase locked loop* (PLL), pois necessitam de uma referência senoidal para garantir o comportamento correto da corrente de entrada.

O conversor apresentado neste trabalho, diferentemente do método convencional, não necessita do sensor de corrente nem sensores de tensão na entrada para obter corrente de entrada contínua e com o mesmo formato da onda de tensão. Essa característica é obtida graças ao comportamento resistivo deste conversor.

A Figura 69 apresenta o esquema de controle proposto para o IBC-SFM PFC.

Figura 69 – IBC-SFM PFC - Esquema de controle



Fonte: Autoria própria.

Similarmente ao conversor apresentado no capítulo 3 o valor de tensão  $v_o$  fornece a realimentação do PI. O resultado do compensador PI proporciona o valor do período de chaveamento  $T_s$ , que por sua vez define a frequência de chaveamento  $f_s$ . A partir do parâmetro  $f_s$  o DSP executa o acionamento dos *drivers* com razão cíclica  $D = 0,5$ , sendo que os comandos são complementares, ou seja, defasamento de  $180^\circ$ .

O modelo utilizado no conversor IBC-SFM PFC é parecido com a modelagem apresentada no capítulo 3. Mas com algumas considerações importantes que precisam ser elencadas. Primeiramente considera-se a equivalência de potência de entrada e saída  $P_i = P_o$ . Para esta análise utiliza-se o valor corrente média de saída dos diodos, ou simplesmente corrente média de saída, durante um ciclo de chaveamento  $i_o$ . Em (104) é apresentado a equivalência entre a potência de entrada e saída.

$$P_i(t) = P_o(t) = v_i(t)i_i(t) = v_o(t)i_o(t) \quad (104)$$

Isolando  $i_o$  na equação acima, e considerando que a tensão de entrada é senoidal, e



utilizando a equação ideal da corrente de entrada (88) obtém-se o valor da corrente de saída média dentro de um período de chaveamento (105).

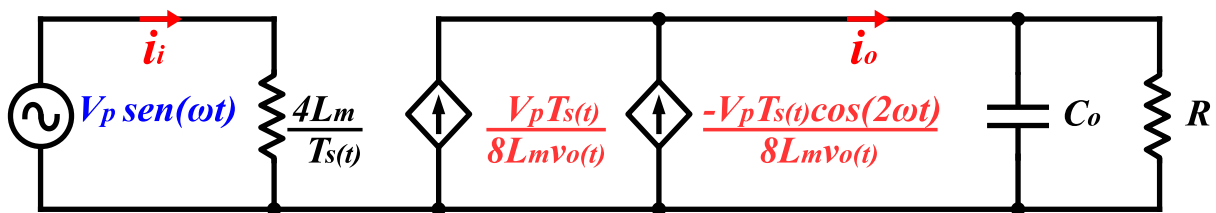
$$i_o = \frac{v_i(t)i_i(t)}{v_o(t)} = \frac{V_p^2 T_s(t) \text{sen}^2(\omega t)}{4L_m v_o(t)} \quad (105)$$

Considerando a relação trigonométrica  $\text{sen}^2(\omega t) = 1/2 - (1/2)\cos(2\omega t)$  é possível reescrever (105) em (106).

$$i_o = \frac{V_p^2 T_s(t)}{4L_m v_o(t)} \left( \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos(2\omega t) \right) = \frac{V_p^2 T_s(t)}{8L_m v_o(t)} - \frac{V_p^2 T_s(t) \cos(2\omega t)}{8L_m v_o(t)} \quad (106)$$

Em (106) é possível compreender que há duas componentes na corrente de saída, uma componente CC denominada ( $i_{o\_cc}$ ) e outra componente CA com frequência igual ao dobro da frequência da rede denominada ( $i_{o\_ca}$ ). A Figura 70 apresenta um modelo da distribuição de energia do IBC-SFM PFC.

Figura 70 – IBC-SFM PFC - Modelo equivalente da distribuição de energia CA



Fonte: Autoria própria.

Observe que para a componente CA existe um paralelismo de impedâncias entre o capacitor  $C_o$  e a resistência R. Considerando que a impedância do capacitor  $C_o$  no dobro da frequência de rede  $X_{C_o}$  é igual a (107).

$$X_{C_o} = \frac{1}{2\omega C_o} \quad (107)$$

Para valores suficientemente grandes de capacitância de saída  $C_o$  é possível admitir que a componente, de corrente de saída no dobro da frequência de rede,  $i_{o\_ca}$  flua apenas pelo capacitor de saída. Logo é possível calcular a ondulação de tensão de saída do conversor PFC em função da componente  $i_{o\_ca}$  em (108).

$$\Delta v_o = \frac{1}{2\omega C_o} i_{o\_ca} \quad (108)$$

Sabendo que o valor máximo da ondulação de tensão de saída ocorrerá para  $\cos(2\omega t) = 1$ , obtém-se  $\Delta V_{o(max)}$  em (109), considere que ( $f_r$ ) é a frequência da rede.

$$\Delta v_{o(max)} = \left( \frac{1}{2\omega C_o} \right) \frac{V_p^2 T_s(t)}{8L_m v_o(t)} = \frac{V_p^2 T_s(t)}{16\pi f_r C_o L_m v_o(t)} \quad (109)$$

Além da ondulação de tensão é possível separar o comportamento da resposta em CC da resposta da planta para a componente em CA.

Para o modelo da planta de tensão do conversor o comportamento analisado é o da componente CC, para isso é fundamental algumas considerações para elaboração do modelo.

Primeiramente considera-se  $C_o$  suficientemente grande para que a consideração de que a componente CA flui exclusivamente sobre o capacitor seja aceitável. Outrossim, considera-se que o sinal CC envolve todo o período com o dobro da frequência de rede. Logo a equivalência de potências assumida em (104) passa a considerar a potência média durante meio período de rede, como apresentado em (110).

$$P_i(t) = P_o(t) = \frac{V_p I_p}{2} = P_C(t) + P_R(t) \quad (110)$$

Na expressão (104)  $V_p$  representa o valor de pico da tensão de entrada, ( $I_p$ ) representa o valor de pico da corrente de entrada,  $P_C$  é a potência sobre o capacitor  $C_o$  e  $P_R$  é a potência sobre o resistor de saída.

Observe que os períodos de análise são bem maiores que os considerados na modelagem apresentada na seção 3.4, uma vez que são considerados os sinais médios para meio período de rede. Elaborando a equação (104) é obtido (111).

$$\frac{V_p^2 T_s(t)}{8L_m} = \frac{C_o}{2} \frac{dv_o(t)^2}{dt} + \frac{v_o(t)^2}{R} \quad (111)$$

De forma análoga ao elaborado na seção 3.4 é obtido a planta considerando pequenas variações ao redor de um ponto de equilíbrio para pequenas perturbações sobre a tensão de saída (112) e para o período de chaveamento 113.

$$v_o = V_o + \tilde{v}_o(t) \quad (112)$$

$$T_s = T_{s\_eq} + \tilde{T}_s(t) \quad (113)$$

Substituindo (112) e (113) em (111) obtém-se (114).

$$\frac{V_p^2(T_{s\_eq} + \tilde{T}_s(t))}{8L_m} = \frac{C_o}{2} \frac{d(V_o + \tilde{v}_o(t))^2}{dt} + \frac{(V_o + \tilde{v}_o(t))^2}{R} \quad (114)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (114), é obtido a distribuição de potência sobre o conversor no domínio da frequência.

$$\frac{V_p^2(T_{s\_eq} + \tilde{T}_s(s))}{8L_m} = \frac{C_o}{2} (V_o + \tilde{v}_o(s))^2 s + \frac{(V_o + \tilde{v}_o(s))^2}{R} \quad (115)$$

Extraindo apenas termos de primeira ordem na equação (115), e realizando as movimentações matemáticas necessárias, é obtido o modelo em pequenos sinais da malha de tensão CC do IBC-SFM PFC (116). Considera-se  $G_v$  a representação da função de transferência que relaciona a variação de tensão de saída média durante meio período de rede  $v_o$ , com o valor do período de chaveamento  $T_s$ .

$$G_v(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{T}_s(s)} = \frac{V_p^2 R}{16L_m V_o} \cdot \frac{1}{1 + \frac{C_o R}{2} s} \quad (116)$$

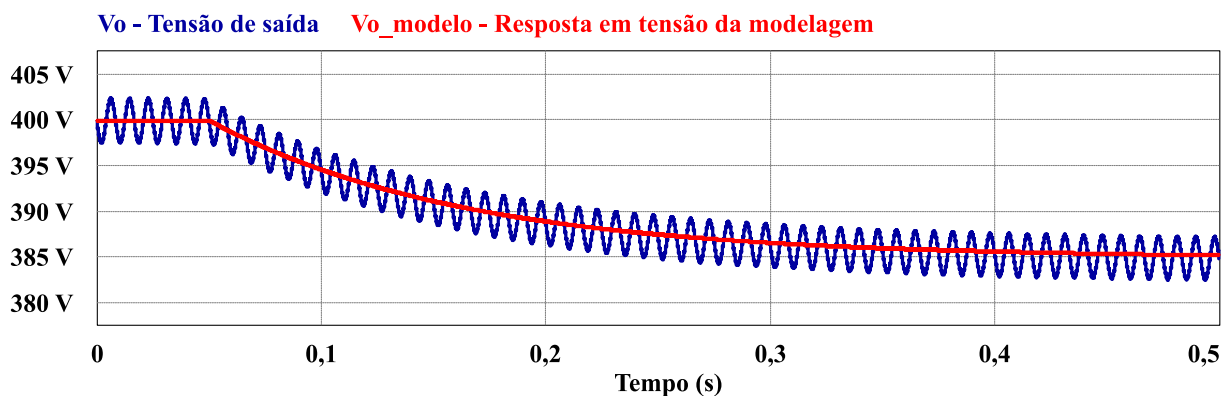
Com objetivo de validar a modelagem proposta foi realizado um teste simulado, a partir dos parâmetros das Tabelas 4 e 5. Nesta simulação foi comparado o resultado da resposta de tensão de saída entre a modelagem proposta em (116) e a simulação do conversor IBC-SFM PFC de acordo com os parâmetros das tabelas mencionadas.

Na simulação, todos os componentes, incluindo fonte de tensão e carga, foram considerados como ideais, com a exceção da presença das capacitâncias intrínsecas de interruptores e diodos.

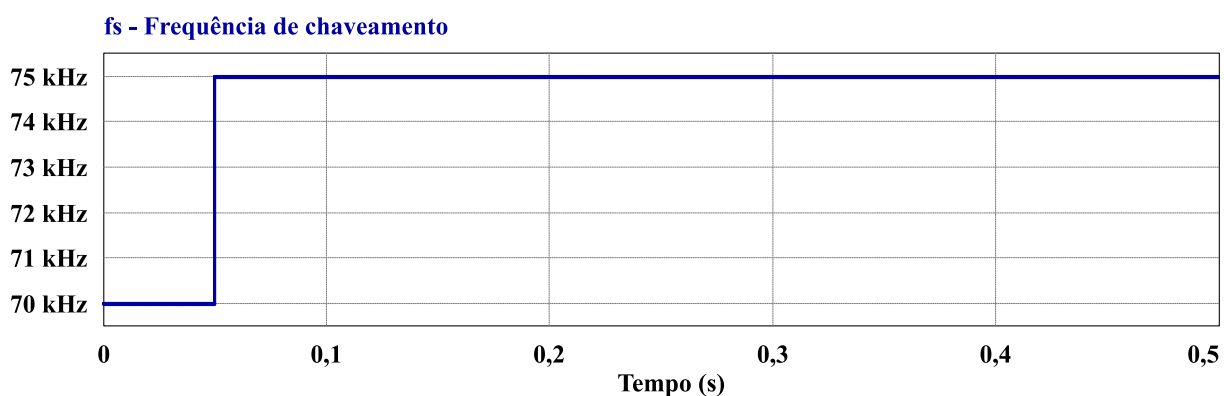
O resultado da simulação é apresentado na Figura 71 onde é realizado um degrau sobre a modulação de frequência. Inicialmente a frequência de chaveamento é 70 kHz e a partir de um determinado instante a frequência de chaveamento é alterada para 75 kHz.

Na Figura 71 é apresentado dois gráficos. O primeiro gráfico com a resposta de tensão para a planta simulada com componentes e a resposta da mesma planta simulada de acordo com a modelagem (116). Que por sua vez se sobrepõem mutuamente devido a semelhança de resultados entre as duas plantas. O segundo gráfico apresenta o degrau de frequência de chaveamento.

Figura 71 – IBC-SFM PFC - Resultado de simulação entre o conversor e a modelagem proposta



(a) Resposta da tensão de saída, modelagem e simulação



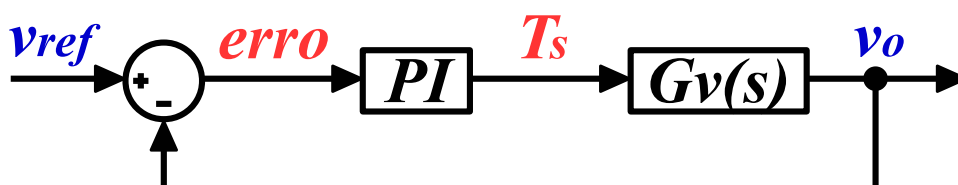
(b) Valor da frequência de chaveamento

Fonte: Autoria própria.

Observe que na simulação da Figura 71, a resposta de tensão da da planta com os componentes reais é perceptível a existência de uma componente CA na saída de tensão do conversor, embora a componente CC de ambos os resultados sejam semelhantes.

O diagrama de blocos da malha de controle de tensão é apresentado na Figura 72.

Figura 72 – IBC-SFM PFC - Diagrama de blocos da malha de controle de tensão



Fonte: Autoria própria.

O diagrama de controle é semelhante ao apresentado no capítulo 3, a ondulação de tensão  $\Delta v_o$  foi omitida nesta planta. No entanto, ressalta-se a necessidade de o compensador PI operar com uma frequência de cruzamento, também denominada frequência de corte, menor que o dobro da frequência de rede.

No capítulo 5 será apresentado uma implementação adicional de controle *feedforward*. A utilidade deste controle adicional pode ser estendida para o conversor apresentado neste capítulo, pois auxilia na minimização ou eliminação da distorção no cruzamento por zero, com o intuito de melhorar o desempenho do conversor quanto a qualidade de energia. Mas ressalta-se que os resultados experimentais sem a utilização do controle *feedforward* demonstram que o conversor está em conformidade com as recomendações e critérios das normas vigentes.

A modelagem elaborada juntamente com o tradicional e difundido diagrama de controle apresentado na Figura 72 propicia a obtenção dos parâmetros do controlador. Para realizar a sintonia utiliza-se métodos convencionais, neste caso o diagrama de Bode auxilia na obtenção do polo e zero do controlador PI.

#### 4.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

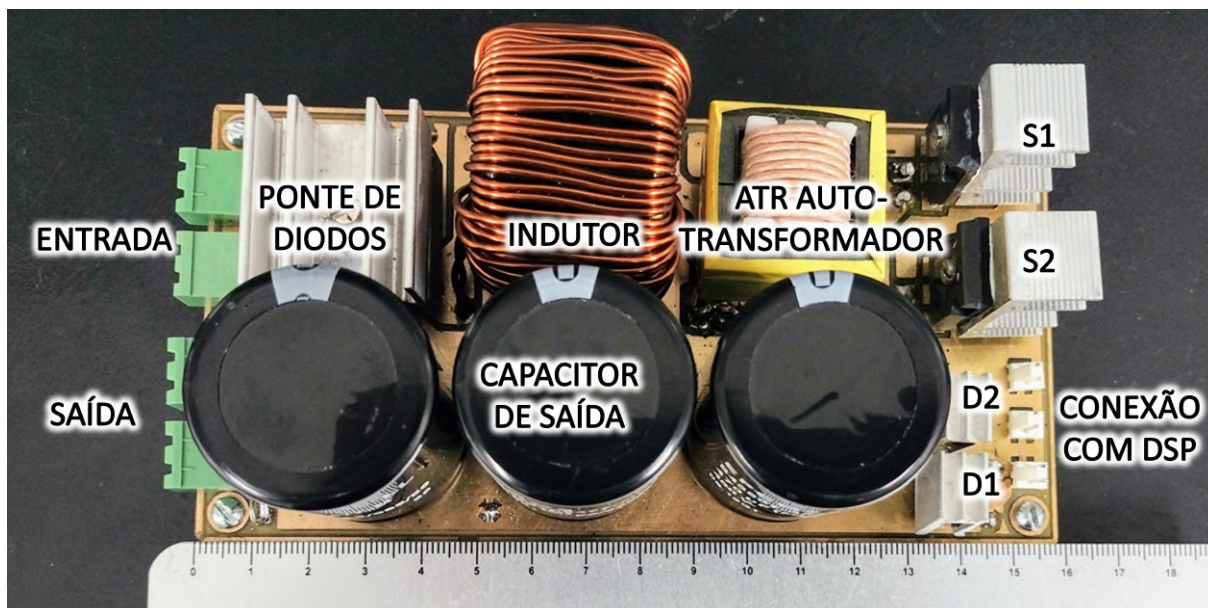
Esta sessão apresenta os resultados experimentais para o protótipo elaborado a partir das definições de projeto proposto na sessão 4.3 deste capítulo. A partir da topologia apresentada na Figura 61 foi construído o protótipo experimental da Figura 73.

Foram montados ao todo 4 protótipos, cada um com uma tecnologia de interruptor diferente. Estes protótipos foram elaborados com a finalidade de validar a análise teórica referente ao conversor IBC-SFM PFC. Cada protótipo possui aparência parecida com o da Figura 73.

Para simplificar a apresentação, de todas as figuras, apresenta-se resultados do protótipo construído com interruptores MOSFET, exceto nas figuras quando outro tipo de interruptor for explicitamente informado.

As figuras mostradas a seguir foram elaboradas com valores de tensão e potências nominais. Como esperado, dentro de um ciclo de chaveamento as formas de onda de corrente e tensão são parecidas com aquelas apresentadas no capítulo 3.

Figura 73 – IBC-SFM PFC - Protótipo

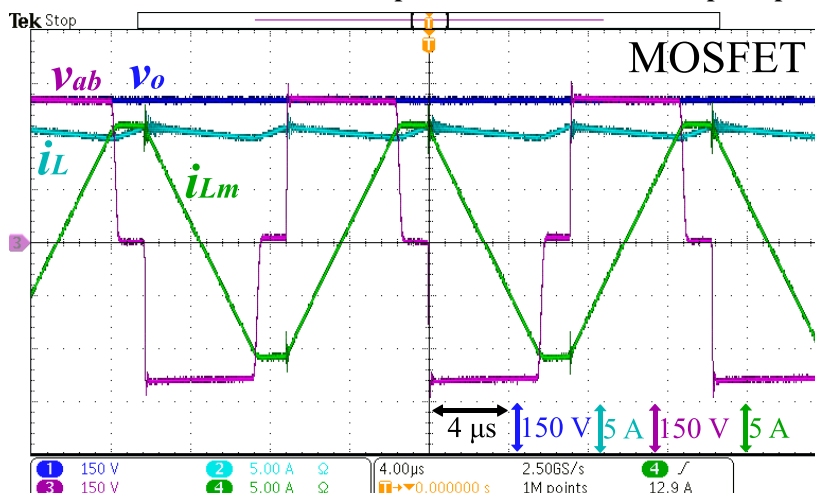


Fonte: Autoria própria.

#### 4.5.1 Aspectos de operação dentro de um ciclo de chaveamento

A Figura 74 apresenta algumas das principais formas de onda referente ao comportamento do conversor dentro de um ciclo de chaveamento, quando a tensão e corrente de entrada estiverem próximos aos valores de pico da tensão de entrada.

Figura 74 – IBC-SFM PFC - Resultado experimental formas de onda principais, MOSFET

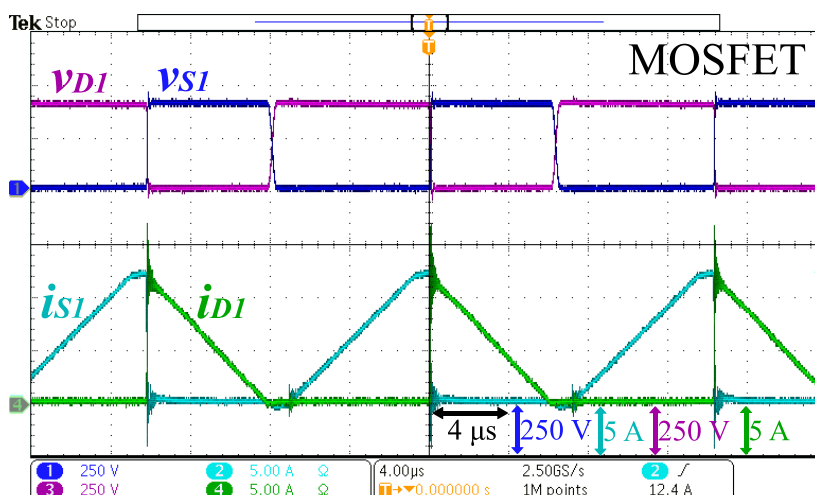


Fonte: Autoria própria.

A Figura 74 apresenta: no canal 1 ( $v_o$ , 150 V/div) o valor da tensão de saída,  $v_o$ ; no canal 2 ( $i_L$ , 5 A/div) o valor da corrente sobre o indutor,  $i_L$ ; no canal 3 ( $v_{ab}$ , 150 V/div) o valor de tensão entre os pontos A e B,  $v_{ab}$ ; e por fim no canal 4 ( $i_{Lm}$ , 5 A/div) o valor de corrente nos dois enrolamentos do autotransformador de forma entrelaçada,  $i_{W1}$  e  $-i_{W2}$ , perceba que este valor representa a corrente sobre a indutância de magnetização do autotransformador  $i_{Lm}$ . A escala de tempo da figura é (4  $\mu$ s/div).

As formas de onda de corrente e tensão sobre o interruptor  $S_1$  e o diodo  $D_1$  são apresentadas na Figura 75.

**Figura 75 – IBC-SFM PFC - Resultado experimental corrente e tensão sobre  $S_1$  e  $D_1$ , MOSFET**



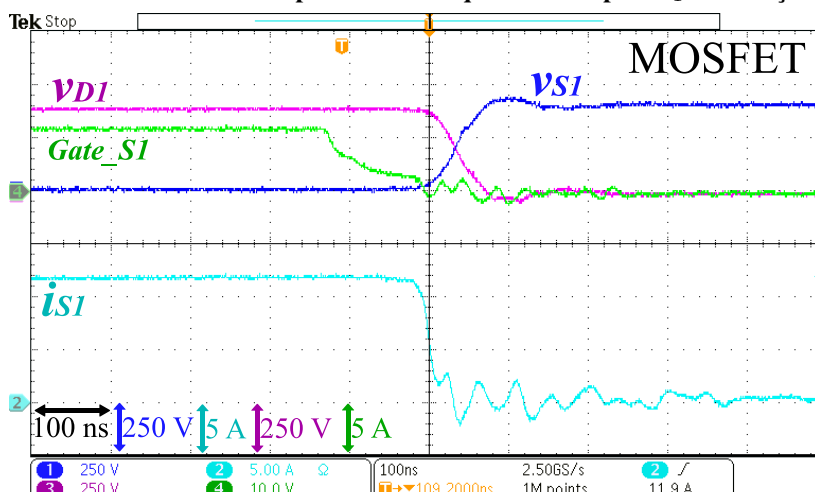
**Fonte: Autoria própria.**

A Figura 75 apresenta: no canal 1 ( $v_{S1}$ , 250 V/div) o valor de tensão sobre o interruptor  $v_{S1}$ ; no canal 2 ( $i_{S1}$ , 5 A/div) o valor de corrente sobre o interruptor  $i_{S1}$ ; no canal 3 ( $v_{D1}$ , 250 V/div) o valor da tensão sobre o diodo  $v_{D1}$ ; e por fim no canal 4 ( $i_{D1}$ , 5 A/div) o valor de corrente sobre o diodo  $i_{D1}$ . A escala de tempo da figura é (4  $\mu$ s/div).

As Figuras 74 e 75 apresentam as principais formas de onda, durante um ciclo de chaveamento. Notem a semelhança com os resultados obtidos no capítulo 3 Figuras 53 e 75 respectivamente. Estes resultados são coerentes com as equações e formas de ondas apresentadas na análise teórica.

O instante do bloqueio do interruptor  $S_1$  e entrada em condução do diodo  $D_1$  é apresentado na Figura 76, esta figura tem como objetivo demonstrar o comportamento de comutação suave no bloqueio do interruptor e entrada em operação do diodo.

Figura 76 – IBC-SFM PFC - Resultado experimental bloqueio interruptor  $S_1$  e condução diodo  $D_1$ , MOSFET

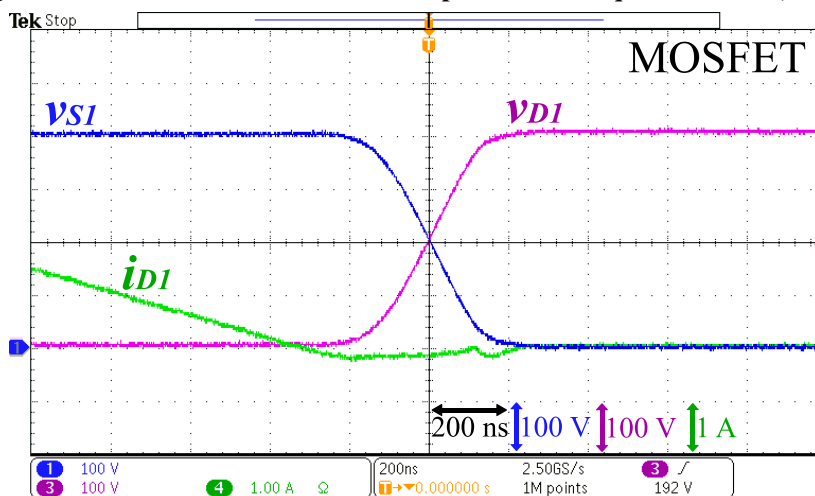


Fonte: Autoria própria.

A Figura 76 apresenta: No canal 1 ( $v_{S1}$ , 250 V/div) o valor de tensão sobre o interruptor  $v_{S1}$ ; no canal 2 ( $i_{S1}$ , 5 A/div) o valor de corrente sobre o interruptor  $i_{S1}$ ; no canal 3 ( $v_{D1}$ , 250 V/div) o valor da tensão sobre o diodo  $v_{D1}$ ; e por fim no canal 4 ( $Gate\_S1$ , 10 V/div) o valor de tensão sobre o comando de *gate* e o canal *source* do interruptor  $S_1$ ,  $Gate\_S1$ . A escala de tempo da figura é (100 ns/div).

O instante do bloqueio do diodo  $D_1$  é apresentado na Figura 77, esta figura tem como objetivo demonstrar o comportamento da diminuição de tensão sobre o interruptor, este intervalo de tempo demonstrado nesta figura é referente ao cálculo do primeiro tempo de transição  $t_{i1}$ .

Figura 77 – IBC-SFM PFC - Resultado experimental bloqueio diodo  $D_1$ , MOSFET



Fonte: Autoria própria.



A Figura 77 apresenta: No canal 1 ( $v_{S1}$ , 100 V/div) o valor de tensão sobre o interruptor  $v_{S1}$ ; no canal 2 ( $v_{D1}$ , 100 V/div) o valor da tensão sobre o diodo  $v_{D1}$ ; e no canal 4 ( $i_{D1}$ , 1 A/div) o valor de corrente sobre o diodo  $i_{D1}$ . A escala de tempo da figura é (200 ns/div).

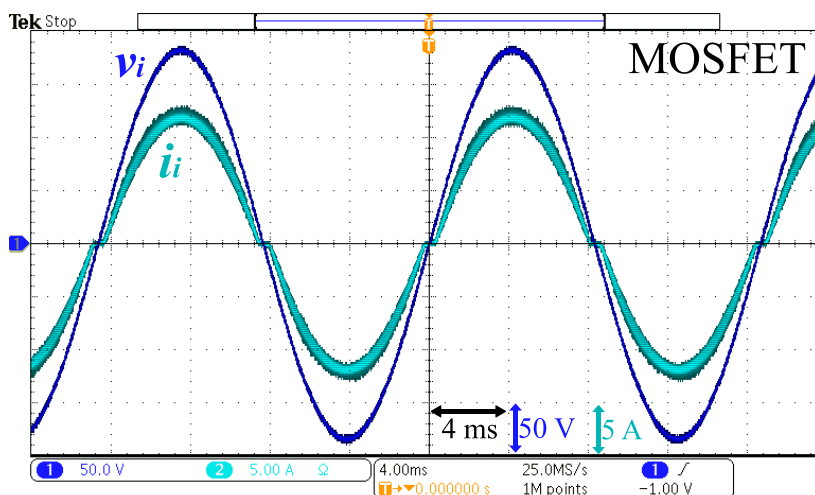
#### 4.5.2 Aspectos de operação como seguidor de tensão, dentro de um ciclo de rede

Agora observando as formas de corrente e tensão dentro de um ciclo de rede. Observe na Figura 78 os valores de corrente e tensão de entrada em seus valores nominais. Este resultado é importante pois demonstra claramente o comportamento resistivo que é amplamente explicado neste trabalho, observe que a corrente possui um formato muito próximo da onda de tensão, sendo que a linearidade entre os valores de corrente e tensão produz uma forma de onda de corrente senoidal, sem distorções significativas.

Conforme apresentado na Figura 69 não é necessário um elaborado circuito de controle que necessite da malha de controle específica para a corrente. Pelo contrário, para obter a forma de onda de corrente de entrada com fator de potência unitário, o sinal de comando sobre o *gate* se mantém sem mudança de largura de pulso, deslocamento de fase ou ainda frequência de chaveamento. Lembrando que a mudança do valor de  $f_s$  só é necessária quando houver alteração da potência demandada pela carga com o intuito de manter a tensão de saída constante.

A tensão e corrente de entrada durante um ciclo de rede quando em potência nominal são apresentadas na Figura 78.

**Figura 78 – IBC-SFM PFC - Resultado experimental tensão e corrente de entrada, potência nominal MOSFET**



Fonte: Autoria própria.

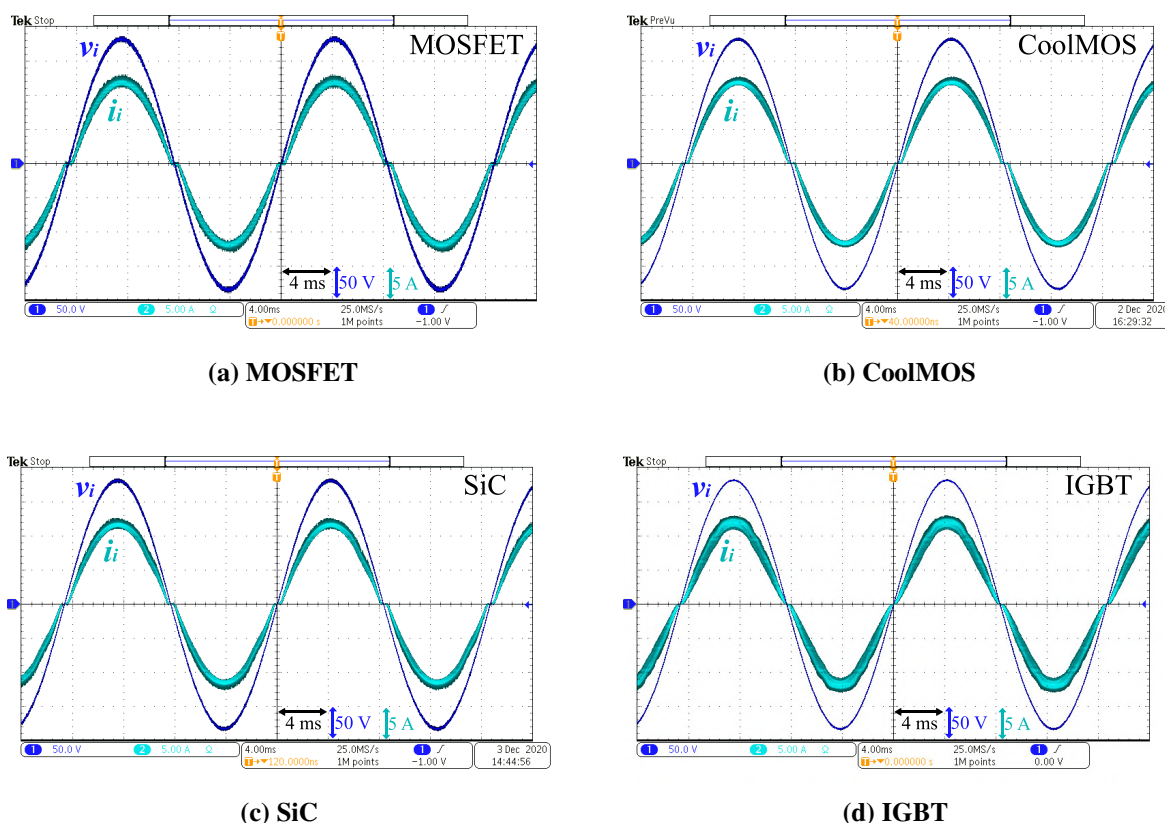
A Figura 78 apresenta: No canal 1 ( $v_i$ , 50 V/div) o valor de tensão de entrada,  $v_i$ ; e no canal 2 ( $i_i$ , 5 A/div) o valor da corrente de entrada,  $i_i$ . A escala de tempo da figura é (4 ms/div).

A SFM embora utilizada em diversos trabalhos não é tão comum quanto a PWM. Além disso, como explicado ao longo do trabalho, a capacitância intrínseca dos componentes semicondutores impacta diretamente sobre o resultado da distorção no cruzamento por zero. Nesse sentido este trabalho incluiu outros tipos de interruptores para melhor compreensão do conversor.

Os resultados de tensão e corrente de entrada para os demais protótipos são mostrados na Figura 79 considerando potência nominal. Já a Figura 80 apresenta os resultados de corrente e tensão de entrada nas condições de potência próximo a 41%.

A tensão e corrente de entrada durante um ciclo de rede quando em potência nominal são apresentadas na Figura 79.

**Figura 79 – IBC-SFM PFC - Resultado experimental tensão e corrente de entrada, potência nominal**

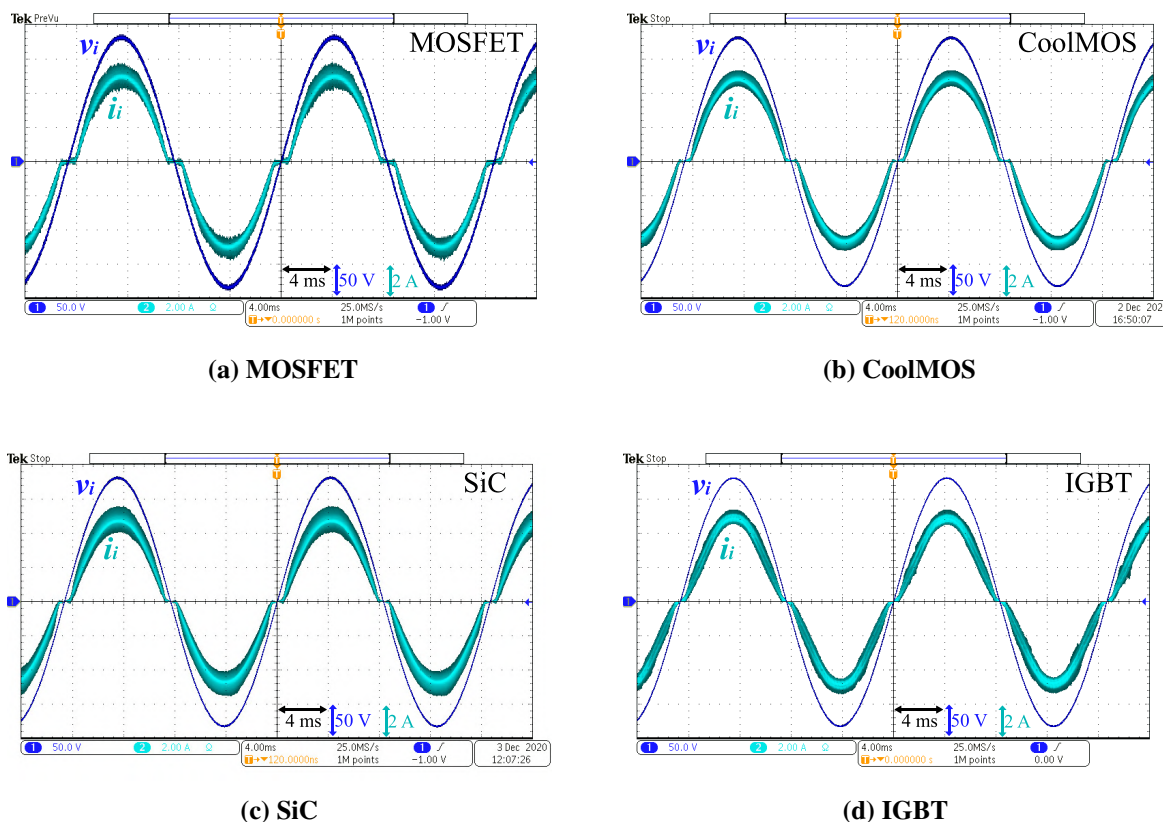


**Fonte: Autoria própria.**

A Figura 79 apresenta: No canal 1 ( $v_i$ , 50 V/div) o valor de tensão de entrada,  $v_i$ ; e no canal 2 ( $i_i$ , 5 A/div) o valor da corrente de entrada,  $i_i$ . A escala de tempo da figura é (4 ms/div).

A tensão e corrente de entrada durante um ciclo de rede quando em potência próximo a 41% são apresentadas na Figura 80.

**Figura 80 – IBC-SFM PFC - Resultado experimental tensão e corrente de entrada, 41% da potência nominal**



**Fonte: Autoria própria.**

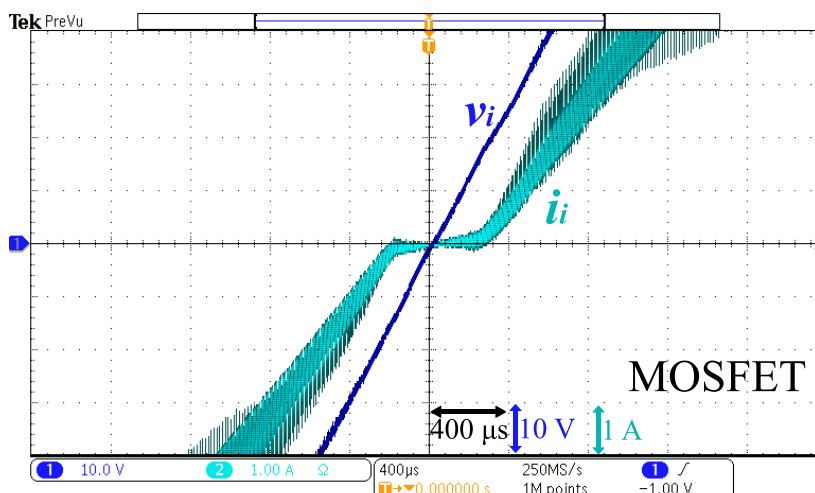
A Figura 80 apresenta: No canal 1 ( $v_i$ , 50 V/div) o valor de tensão de entrada,  $v_i$ ; e no canal 2 ( $i_i$ , 2 A/div) o valor da corrente de entrada,  $i_i$ . A escala de tempo da figura é (4 ms/div).

As Figuras 79 e 80 já demonstram uma certa diferença na distorção da corrente no cruzamento por zero. Para melhorar a visualização do comportamento da corrente no cruzamento por zero é apresentado a Figura 81 onde é obtido com maior proximidade a corrente durante esse intervalo.

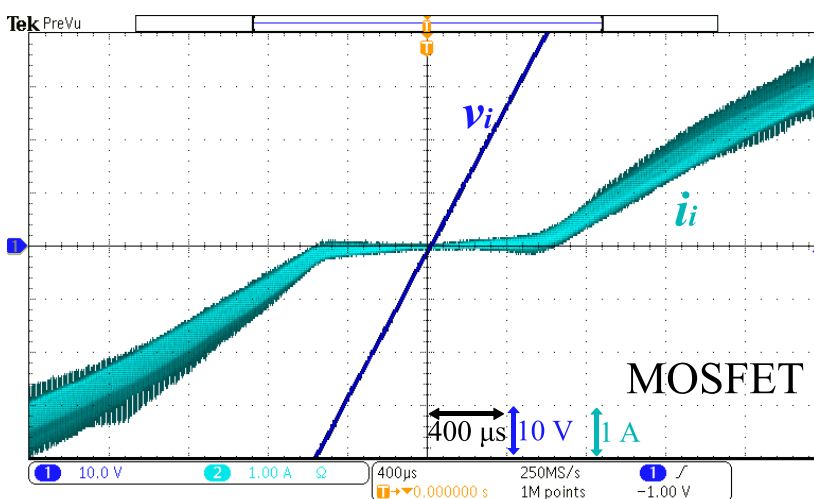
A Figura 81 apresenta a tensão e corrente de entrada próximo ao cruzamento por zero da corrente quando em potência é nominal Figura 81(a) e próximo a 41% Figura 81(b).

A Figura 81 apresenta: No canal 1 ( $v_i$ , 10 V/div) o valor de tensão de entrada,  $v_i$ ; e no canal 2 ( $i_i$ , 1 A/div) o valor da corrente de entrada,  $i_i$ . A escala de tempo da figura é (400  $\mu$ s/div).

Figura 81 – IBC-SFM PFC - Resultado experimental cruzamento por zero



(a) Carga nominal, MOSFET



(b) 41% de carga, MOSFET

Fonte: Autoria própria.

O valor estimado do intervalo angular, quando a corrente se mantém com valor nulo é  $\Theta = 6^\circ$  ( $276 \mu s$ ) e  $\Theta = 12,7^\circ$  ( $586 \mu s$ ) para potência nominal e 41% respectivamente. A capacitância intrínseca dos interruptores foi considerado igual a  $C_s = 400 pF$  e dos diodos igual a  $C_d = 160 pF$ .

A distorção no cruzamento por zero diminui a qualidade de energia alterando os valores de  $THD_i$  e do FP. Sob essa perspectiva é recomendado a utilização de semicondutores com valores baixos de capacitância intrínseca. No entanto vale ressaltar que mesmo para o caso do conversor operando com MOSFET, modelo IRFP460 que possui um valor de capacitância

intrínseca considerável, a qualidade de energia é aceitável perante as atuais normas de qualidade de energia vigentes. Inclusive é interessante notar que a distorção diminui conforme o aumento da potência demandada, o que auxilia obter melhores resultados quando em potência nominal.

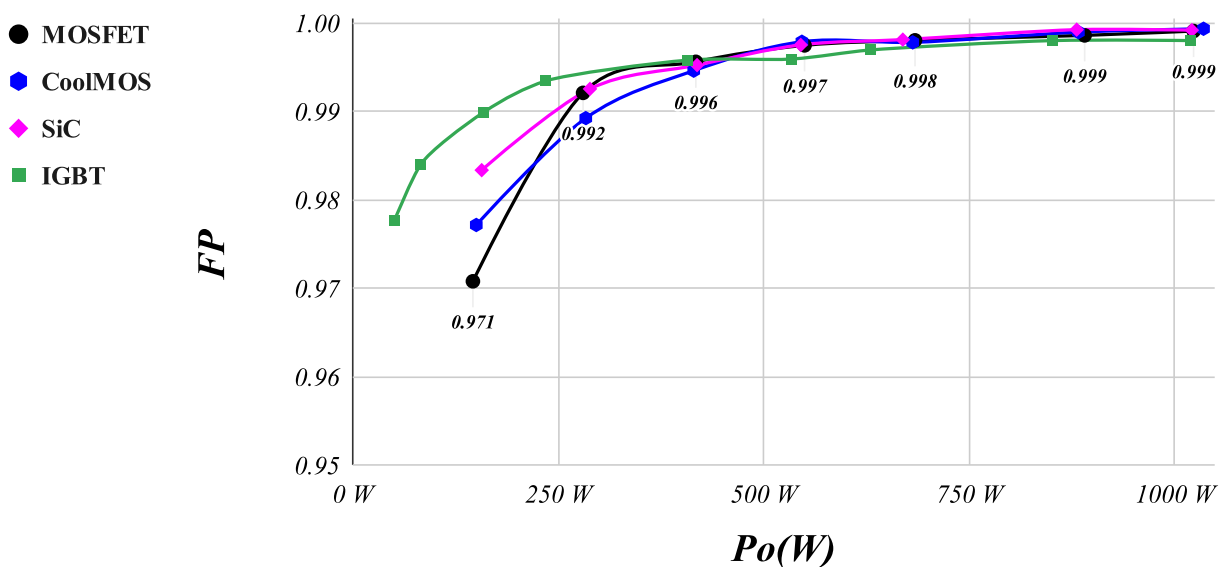
Os valores de frequência de chaveamento são semelhantes entre os protótipos para um mesmo valor de potência. Com exceção do conversor montado com os interruptores IGBT.

Para a potência nominal a frequência de chaveamento é de 70 kHz e para potência próximo a 41% a frequência de chaveamento é de 150 kHz, no caso do conversor com IGBT as frequências de chaveamento para estes valores de potência são respectivamente 40 kHz e 90 kHz. Essa diferença é principalmente causada pela presença de um autotransformador com indutância de magnetização maior, visto que é necessário valores de frequência de chaveamento adequados para utilização de interruptores IGBT.

#### 4.5.2.1 Resultados de qualidade de energia

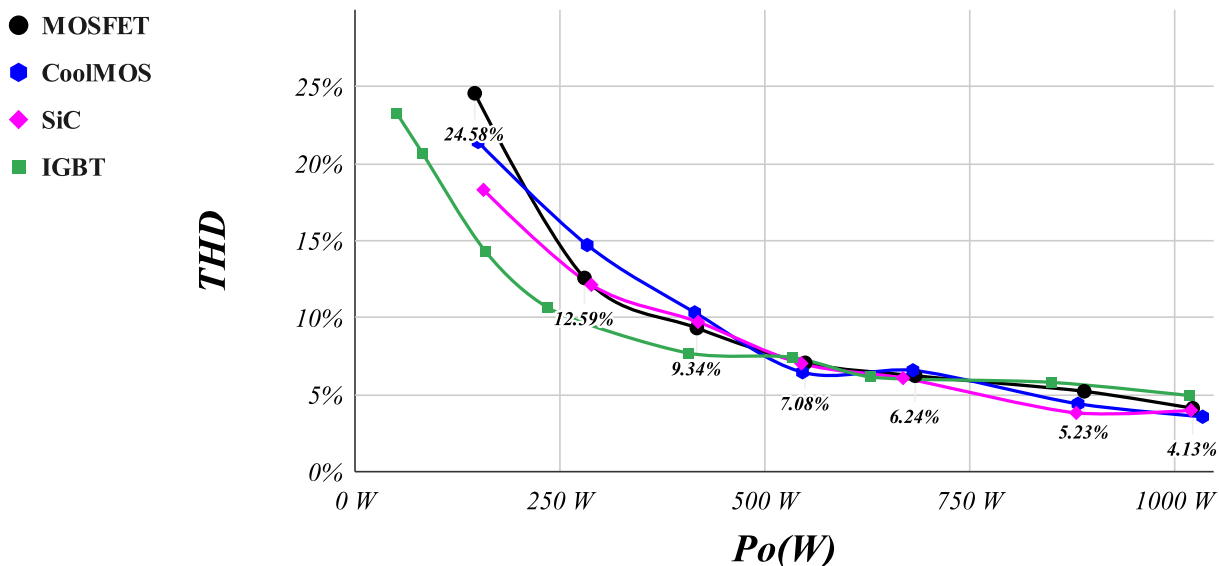
Uma vantagem interessante do IBC-SFM PFC é obter uma alta qualidade de energia a partir de um conversor com sistema de controle simples. As Figuras 82 e 83 apresentam os resultados de FP e  $THD_i$  durante os testes com o conversor proposto, para cada um dos protótipos segundo o tipo de interruptor.

Figura 82 – IBC-SFM PFC - Resultado experimental FP



Fonte: Autoria própria.

Figura 83 – IBC-SFM PFC - Resultado experimental  $THD_i$



Fonte: Autoria própria.

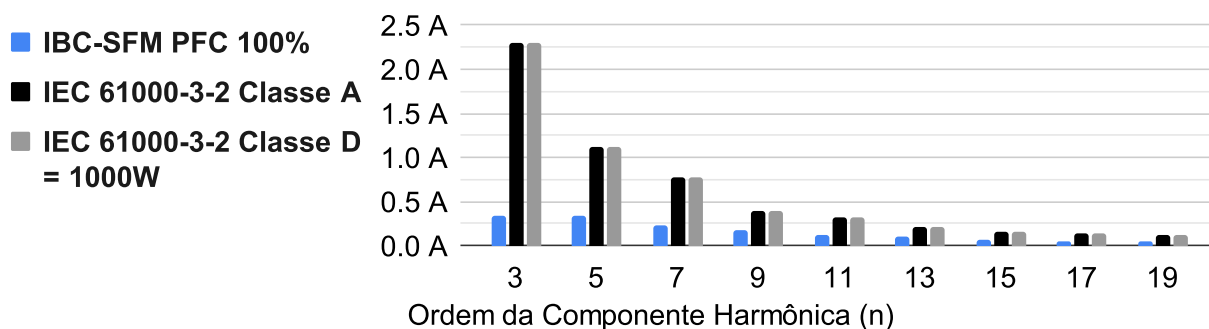
A qualidade de energia do conversor IBC-SFM PFC é elevada em toda a faixa de testes, em especial para valores mais próximos da potência nominal, nesta região a distorção do cruzamento por zero são menores, contribuindo para um desempenho melhor em potências elevadas.

A Figura 84 apresenta 3 gráficos com diferentes níveis de potência de operação do conversor, cada gráfico mostra os valores das componentes harmônicas comparado caso a caso com as classes A e D da norma (IEC 61000-3-2, 2018). Para este teste foi utilizado o protótipo com o interruptor MOSFET. Esta comparação ajuda a esclarecer o potencial da topologia e comportamento do conversor em função da qualidade de energia.

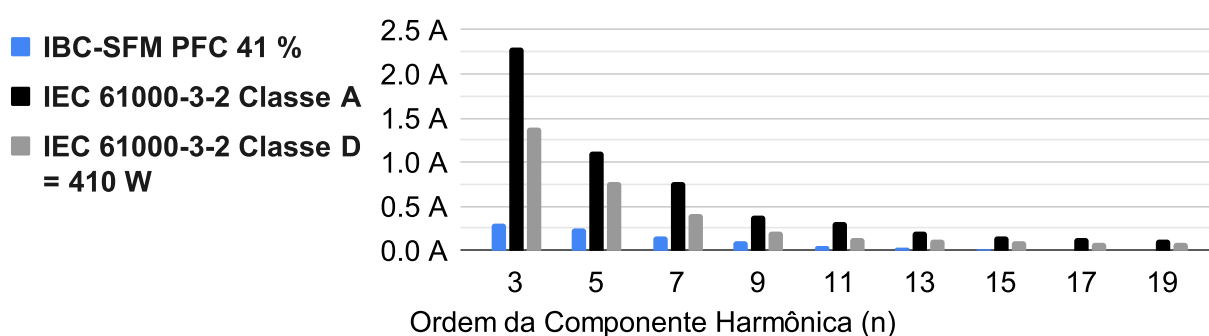
Observe através dos gráficos da Figura 84 que mesmo para potências mais baixas, 14% da potência nominal, o conversor tem um comportamento adequado diante dos critérios estabelecidos pela norma vigente, e possui desempenho ainda melhor na região da potência nominal.

Na seção 5.4.1 será apresentado um sistema de controle adicional, denominado antecipativo, do inglês *feedforward*, que utiliza um sensor de tensão na entrada do conversor. O objetivo do controle *feedforward* é aprimorar ainda mais a qualidade de energia do conversor reduzindo as distorções da corrente no entorno do cruzamento por zero. Este controle pode ser utilizado também para o IBC-SFM PFC com ponte de diodos.

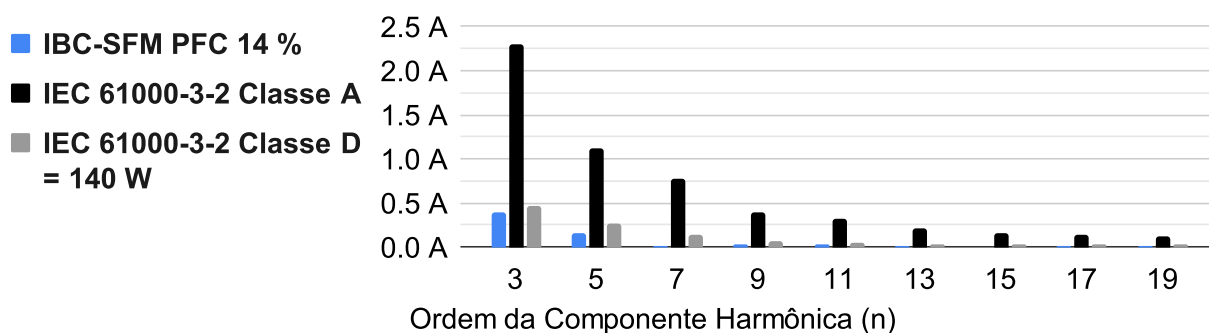
Figura 84 – IBC-SFM PFC - Resultado experimental componentes harmônicas da corrente de entrada



(a) Componentes harmônicas - carga nominal, 1 kW



(b) Componentes harmônicas - 41% da carga, 410 W



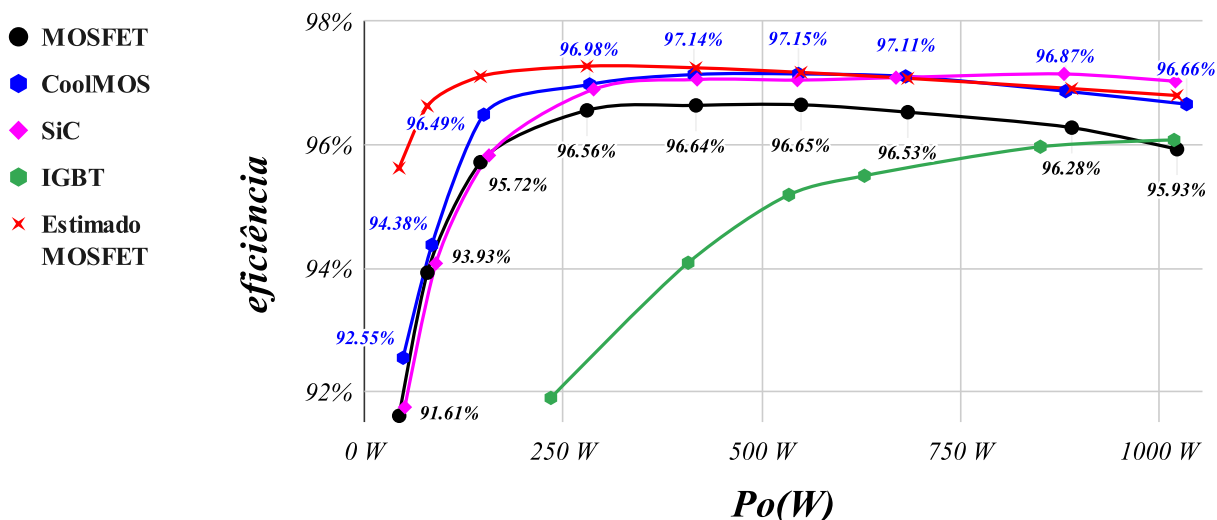
(c) Componentes harmônicas - 14% da carga, 140 W

Fonte: Autoria própria.

#### 4.5.3 Resultados de eficiência

Os valores medido e estimado de eficiência do conversor são apresentados na Figura 85. A eficiência do protótipo IBC-SFM PFC é tão alta quanto 97,15% para os protótipos construídos com os interruptores CoolMOS e SiC, 96,65% com interruptores MOSFET e 96,08% com interruptores IGBT.

Figura 85 – IBC-SFM PFC - Resultado experimental de eficiência valor medido e estimado



Fonte: Autoria própria.

O valor de eficiência é alto em toda a faixa de testes, especialmente para os protótipos MOSFET, CoolMOS e SiC. Este resultado, juntamente com a análise da Figura 67 que apresenta a distribuição das potências dissipadas no conversor, bem como aliado à compreensão operacional do conversor, são indícios de que a comutação suave é presente em uma ampla faixa de operação. E, além disso, não apresenta dependência de um nível de potência específico para existência de comutação suave.

Apesar das diversas vantagens apresentadas pelo conversor IBC-SFM PFC em comparação com o conversor IBC-CCM PFC há de se ressaltar uma desvantagem do conversor proposto que é um aumento no valor de pico e eficaz da corrente sobre os interruptores.

No caso do conversor IBC-CCM convencional a corrente de pico nos interruptores é a metade da corrente de entrada. Já no conversor apresentado o pico de corrente sobre os interruptores possui um valor um pouco maior que a corrente de entrada.

A tabela 6 apresenta uma comparação dos valores de pico, eficaz e médio da corrente sobre os interruptores entre o conversor proposto IBC-SFM PFC e o conversor convencional IBC-CCM PFC.

Apesar da desvantagem de possuir valores de estresse de corrente maior sobre os interruptores, os resultados de eficiência apresentados são excelentes, graças a comutação ser suave. E como pode ser observado na Figura 73 foram utilizados tamanhos reduzidos dissipadores de calor.



**Tabela 6 – Corrente sobre interruptores eficaz, médio e pico**

		<b>Eficaz</b>	<b>Médio</b>	<b>Pico</b>
IBC-SFM PFC	Equação teórica	$(I_p + I_{rl})\sqrt{\frac{1}{4} - \frac{8V_p}{9\pi v_o}}$	$(I_p + I_{rl})\left(\frac{1}{\pi} - \frac{V_p}{4v_o}\right)$	$I_p + I_{rl}$
	<sup>a</sup> Estimativa da corrente	4,12 A	2,42 A	11,76 A
IBC-CCM PFC	Equação teórica	$I_p\sqrt{\frac{1}{8} - \frac{V_p}{3\pi v_o}}$	$I_p\left(\frac{1}{\pi} - \frac{V_p}{4v_o}\right)$	$\frac{I_p}{2}$
	<sup>a</sup> Estimativa da corrente	3,09 A	2,29 A	5,56 A

$$^a P = 1 \text{ kW}, v_o = 400 \text{ V}, V_i = 127 \text{ V } 60 \text{ Hz}$$

#### 4.5.4 Resultados da resposta do controle em malha fechada

A novidade apresentada neste trabalho correlaciona um comportamento com corrente contínua no indutor de entrada utilizando um controle simples que é apresentado ao longo deste trabalho, em específico na seção 4.4 para o IBC-SFM PFC.

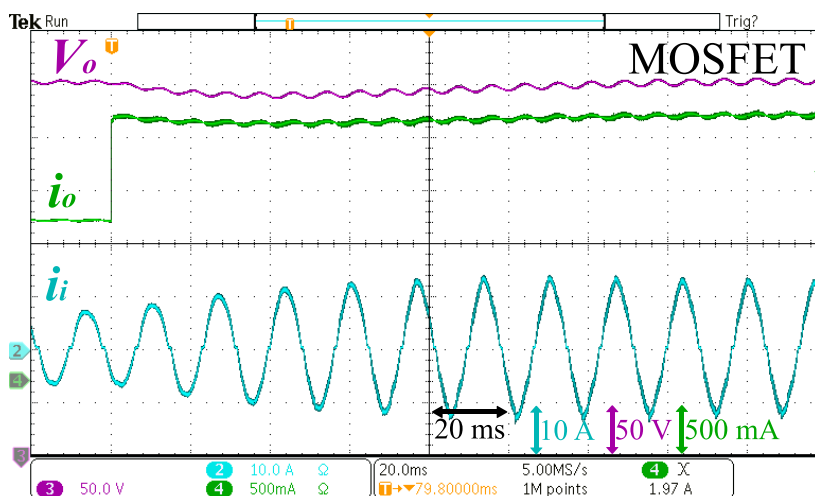
Com o intuito de validar o sistema de controle é apresentado na Figura 86 dois variações em degrau de carga, um degrau de subida e outro de descida. E então apresentado a resposta de tensão e corrente do conversor operando em malha fechada. Estes resultados são apresentados na Figura 69. A variação de carga parte de 100% para 60% da potência nominal, e vice-versa.

O resultado da resposta de controle, dado um degrau de carga, é apresentado na Figura 86. Nesta figura a tensão de saída, corrente de entrada e corrente de saída são vistos durante o momento quando um degrau de carga é aplicado, degrau de subida na Figura 86(a) e degrau de descida na Figura 86(b).

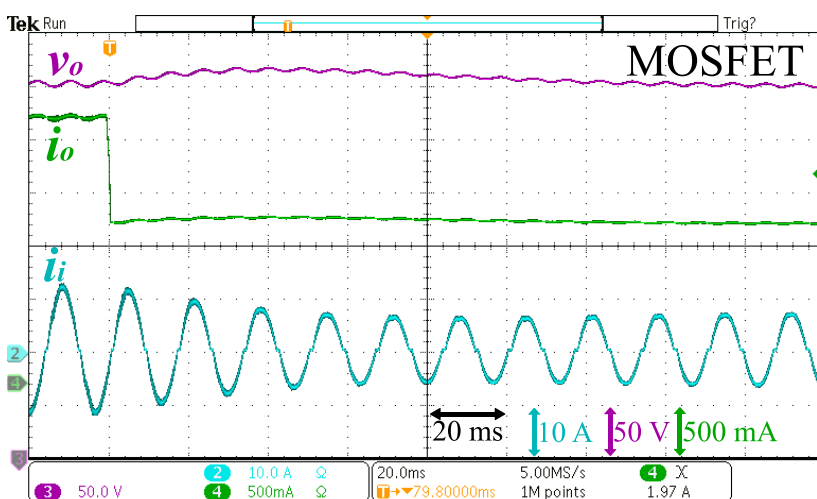
A Figura 86 apresenta: No canal 2 ( $i_i$ , 10 A/div) o valor da corrente de entrada,  $i_i$ ; no canal 3 ( $v_o$ , 50 V/div) o valor da tensão de saída,  $v_o$ ; e no canal 4 ( $i_o$ , 500 mA/div) o valor da corrente de saída,  $i_o$ . A escala de tempo da figura é (20 ms/div).

Observe que para este conversor, assim como demais conversores de estágio único, existe uma ondulação de tensão de saída com o dobro da frequência de rede. O projeto do compensador deve considerar este fenômeno de forma a não gerar distorções da corrente de entrada.

Figura 86 – IBC-SFM PFC - Resultado experimental degrau de carga



(a) Degrau positivo de carga, MOSFET



(b) Degrau negativo de carga, MOSFET

Fonte: Autoria própria.

#### 4.5.5 Comparação entre topologias

Por fim, a Tabela 7 apresenta comparações de resultados entre o conversor IBC-SFM PFC proposto, que possui característica de comutação suave, operação intercalada e condução contínua no indutor, em evidência com resultados apresentados por outros trabalhos de conversores boost PFC com operação CCM. Observe que o conversor proposto demonstra valores elevados de rendimento e qualidade de energia, somado com a presença de comutação suave.

Tabela 7 – Comparação entre conversores boost PFC

Topologia	Sensores	Componentes magnéticos	Comutação suave	Eficiência @Vi	FP - THD <sub>i</sub> @Po, Vi
IBC-CCM Convencional	2 corrente 1 tensão	2 núcleos, 2 enrolamentos	-	a	a
(CHEN, 2014)	1 corrente 1 tensão	2 núcleos, 2 enrolamentos	-	a	0,975 - 10,77% @600 W 110 V 0,958 - 14,22% @400 W 110 V
(CHEN; LIAO, 2015)	1 tensão	1 núcleo, 1 enrolamento	-	a	0,999 - 9,438% @600 W 110 V 0,997 - 7,491% @400 W 110 V
(JANG; JOVANOVIC, 2007)	1 corrente 1 tensão	2 núcleos, 2 enrolamentos	-	>97% @ 265 V >96% @ 85 V	0,987 - 5,7% @1,2 kW 265 V 0,998 - 4,4% @1,2 kW 85 V
Conversor proposto	1 tensão	2 núcleos, 3 enrolamentos	ZVT, ZCZVT, corrente nula no bloqueio do diodo	97,15% @127 V	0,999 - 4,13% @1 kW 127 V 0,995 - 9,34% @410 W 127 V

<sup>a</sup> Sem dados de resultados experimentais

Fonte: Autoria própria.

#### 4.6 CONCLUSÃO

A operação da SC-SFM é apresentada neste capítulo operando como um IBC-SFM PFC. A análise da operação do conversor é elaborada juntamente com uma técnica de controle e modelagem. Resultados experimentais são utilizados para validar a análise da célula de comutação e a operação do conversor sob a perspectiva do funcionamento como PFC.

É realizado um levantamento das perdas do conversor a partir dos dados de definição do projeto do protótipo utilizado nos resultados experimentais.

Semelhantemente ao conversor apresentado no capítulo 3, o valor de eficiência mensurado é elevado, 97,15% a partir do protótipo utilizando interruptores CoolMOS e SiC, 96,65% com interruptores MOSFET e 96,08% com interruptores IGBT. Novamente este resultado juntamente com a análise da distribuição de perdas, e análise do comportamento do conversor, sugere que a comutação suave é presente para uma ampla faixa de operação.

A operação do conversor IBC-SFM apresenta resultados promissores quando operando como PFC. A característica natural do conversor como seguidor de tensão proporciona um controle simples. Sendo que valores elevados de qualidade de energia podem ser notados através dos resultados experimentais. O FP do conversor quando em carga nominal é igual a 0,999 e THD<sub>i</sub> igual a 4,13%, e se mantém alta apresentando resultados que atendem as normas vigentes inclusive para 14% da potência nominal.

A Tabela 7 apresenta uma comparação entre diversos conversores boost CCM presentes

na literatura e o conversor apresentado neste trabalho, que possui condução contínua no indutor de entrada. Novamente é evidenciado as principais vantagens do conversor que são o sistema de controle simples com menos sensores, excelentes resultados de qualidade de energia, elevada eficiência e a presença de comutação suave. Sem a necessidade de sensor de corrente ou sensores adicionais para a malha de corrente e não necessita de componentes adicionais para garantir comutação suave.

## 5 CONVERTOR BOOST INTERCALADO PFC TOTEM-POLE

### 5.1 INTRODUÇÃO

A crescente demanda de conversores corrente alternada para corrente contínua (CA-CC) para as mais diversas atividades industriais, comerciais, residenciais, entre outros, propicia a elaboração de diversas topologias diferentes, sobretudo para conversores PFC.

Pesquisas recentes focam em obter qualidade de energia elevada, visto a necessidade de consumir energia com impactos reduzidos para o sistema elétrico. E não apenas a qualidade de energia, mas também existe uma crescente necessidade de alta eficiência bem como simplicidade e robustez dos sistemas de controle.

A eficiência de um conversor está atrelada a existência de perdas por condução ou através das transições durante o acionamento ou bloqueio dos semicondutores. A utilização de técnicas de comutação suave é o primeiro passo para elevar a eficiência da conversão (PARK *et al.*, 2019; HUA *et al.*, 1994; ARUN *et al.*, 1998; CHO *et al.*, 1997; WANG, 2005; HUANG; MOSCHOPOULOS, 2006; JOVANOVIC; JANG, 1998; DUARTE; BARBI, 2002; LI *et al.*, 2010). Além disso as perdas por condução podem ser mitigadas com a redução de componentes da estrutura que conduzem em um mesmo instante.

Convencionalmente conversores PFC utilizam estruturas com ponte de diodos. No entanto, esta estrutura possui dois diodos da ponte em condução concomitantemente durante todos os momentos de operação, devido a este fato esta estrutura possui um valor elevado de perdas nos diodos da ponte. A alternativa é a elaboração estruturas sem ponte de diodos, do inglês *bridgeless*.

Diversos trabalhos tem apresentado o retificador boost *bridgeless* (MARTINEZ; EN-JETI, 1996; HUBER *et al.*, 2008; XIN *et al.*, 2007; CHOI; YOO, 2011). Bem como retificadores boost intercalado *bridgeless* (HUBER *et al.*, 2008; JANG; JOVANOVIC, 2009; PARK *et al.*, 2019; SU; LU, 2010; SU *et al.*, 2011; LI *et al.*, 2020; VALIPOUR *et al.*, 2020; KONG *et al.*, 2008; KIM *et al.*, 2014; MUSAVI *et al.*, 2011; BALESTERO *et al.*, 2012; WANG, 2005). Todos estes trabalhos focam no objetivo de apresentar alta qualidade de energia bem como eficiência elevada.

Além da qualidade de energia, no sentido de ondulação da corrente de entrada através de uma frequência fixa, existe ainda outra preocupação sobre os conversores estáticos de potência

que é a existência de uma concentração de EMI na frequência de chaveamento.

A modulação em frequência de chaveamento tem sido utilizada em alguns trabalhos, não como um método de controle da potência do conversor, mas sim como um parâmetro adicional de modulação para redução do EMI (BUNETEL *et al.*, 2006; SANTOLARIA *et al.*, 2003; GONZALEZ *et al.*, 2007) ou aprimoramento da eficiência do conversor (CHEN *et al.*, 2017; CHEN; BATARSEH, 2018).

Através do conversor IBC-SFM apresentado nos capítulos 3 e 4, a corrente de entrada possui uma dependência linear com relação ao período de chaveamento. Nestes casos para um valor fixo de potência a frequência de chaveamento se mantém estável em um mesmo patamar, inclusive para conversores PFC. No entanto, como será apresentado neste capítulo é possível adicionar uma componente nova de controle antecipativo, do inglês *feedforward*.

O controle *feedforward* possui o objetivo de aprimorar a qualidade de energia através de uma modulação maior da frequência durante um período de chaveamento. E não somente isso mas, como mencionado nos trabalhos citados (BUNETEL *et al.*, 2006; SANTOLARIA *et al.*, 2003; GONZALEZ *et al.*, 2007), uma modulação da frequência de chaveamento durante um semi-ciclo de rede ocasiona um efeito benéfico de espalhamento espectral das emissões de EMI.

Este capítulo apresenta uma variação do conversor IBC-SFM PFC a partir da estrutura *totem-pole*, este conversor opera de forma semelhante aos conversores apresentados neste trabalho em especial o conversor apresentado no capítulo 4. A diferença é a estrutura sem a ponte de diodos.

Devido sua estrutura ser baseada na SC-SFM o conversor IBC-SFM PFC *totem-pole* apresenta comutação suave, condução contínua no indutor de entrada, a característica seguidor de tensão, e como esperado de um conversor *bridgeless* a eficiência é elevada, permitindo um rendimento superior em comparação com o IBC-SFM PFC com ponte de diodos.

O sistema de controle *feedforward* é aplicado em conjunto com o controle de tensão, neste controle a medição de tensão de entrada é utilizada para atingir resultados elevados de qualidade de energia, visando a eliminação da distorção da corrente nas imediações do cruzamento por zero, e não somente isso como também apresentar uma melhoria referente a emissão de EMI.

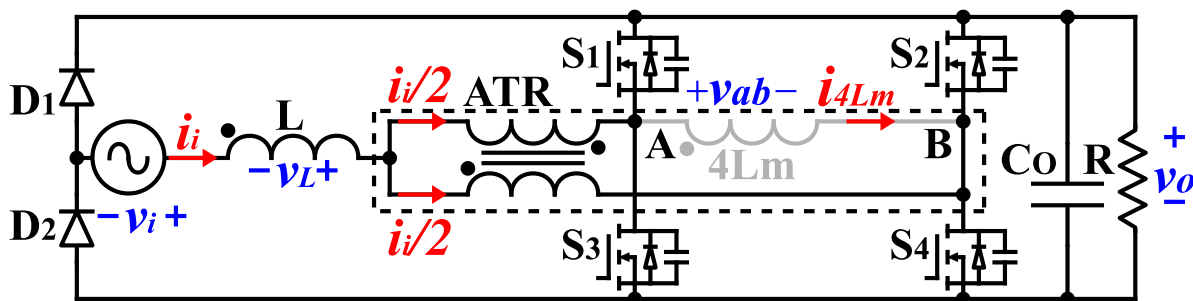
O capítulo inicia com a apresentação e análise de operação do conversor boost aplicando a SC-SFM variação A, na operação como PFC em uma configuração *totem-pole*. Complementando com uma definição de projeto, estimativas de perdas, modelagem e controle com a

implementação de um controle *feedforward* para melhoria da qualidade de energia, além de resultados experimentais utilizando 3 montagens diferentes de um protótipo de 1 kW. Cada montagem possui um tipo diferente de interruptor, a saber SiC, GaN e IGBT, os testes foram aplicados com fonte de tensão de entrada igual a 127 V, 60 Hz, e tensão de saída igual a 400 V.

## 5.2 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

A Figura 87 apresenta o circuito do retificador PFC com a SC-SFM variação A, montado a partir da topologia boost com estrutura *totem-pole*.

Figura 87 – IBC-SFM PFC Totem-Pole com a SC-SFM A



Fonte: Autoria própria.

O conversor IBC-SFM PFC *totem-pole* possui diversas semelhanças ao conversor apresentado no capítulo 4. Portanto alguns conceitos serão sumarizados com a apresentação das similaridades e diferenças entre os conversores.

O conversor apresentado neste capítulo possui formas de onda e análise matemática semelhantes ao conversor apresentado no capítulo 3, quando observado um período de chaveamento.

A principal diferença entre o conversor PFC *totem-pole* e o conversor do capítulo 4 é a estrutura do conversor. O conversor apresentado neste capítulo possui 4 interruptores que devem ser capazes de conduzir corrente no 3º quadrante, quando não há comando sobre o *gate* e a corrente flui no sentido oposto do interruptor.

A possibilidade de condução no 3º quadrante é simplesmente representada por um diodo de corpo junto a estrutura do interruptor. Sendo este diodo com posição paralela e sentido contrário ao fluxo normal de corrente do interruptor. Além disso a ponte de diodos é substituída por apenas dois diodos conectados a um dos lados da fonte formando a topologia apresentada na Figura 87.

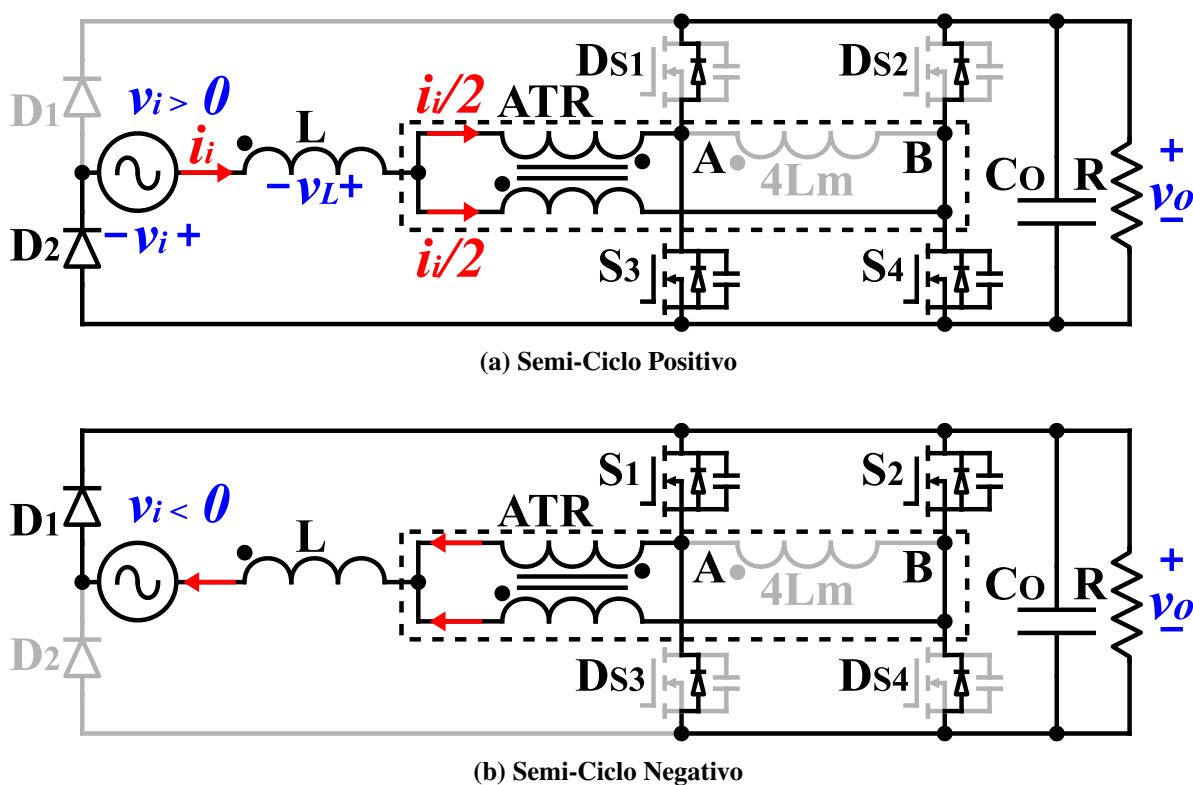
Com relação à fonte de alimentação do conversor apresentado neste capítulo o IBC-SFM PFC *totem-pole*, a tensão de entrada não é retificada. Diferenciando-se do conversor apresentado no capítulo 4, logo a tensão de entrada é representada em (117).

$$v_i = V_p \text{sen}(\omega t) \quad (117)$$

A tensão  $v_i$  é uma tensão senoidal com valor de pico igual a  $V_p$  e frequência em radianos igual a  $\omega$ .

Para entender o funcionamento do conversor é interessante compreender o papel de cada componente e o fluxo da corrente sobre o indutor e autotransformador separando-os durante dos dois semi-ciclos de rede, semi-ciclo positivo Figura 88(a) e negativo Figura 88(b).

Figura 88 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Semi-Ciclos



Fonte: Autoria própria.

No semi-ciclo positivo, Figura 88(a), o diodo  $D_2$  está em condução, os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  não se comportam como interruptores. Neste caso os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  devem conduzir pelo diodo de corpo no 3º quadrante,  $DS_1$  e  $DS_2$ . É importante frisar que não há necessidade de acionamento do *gate* destes interruptores.



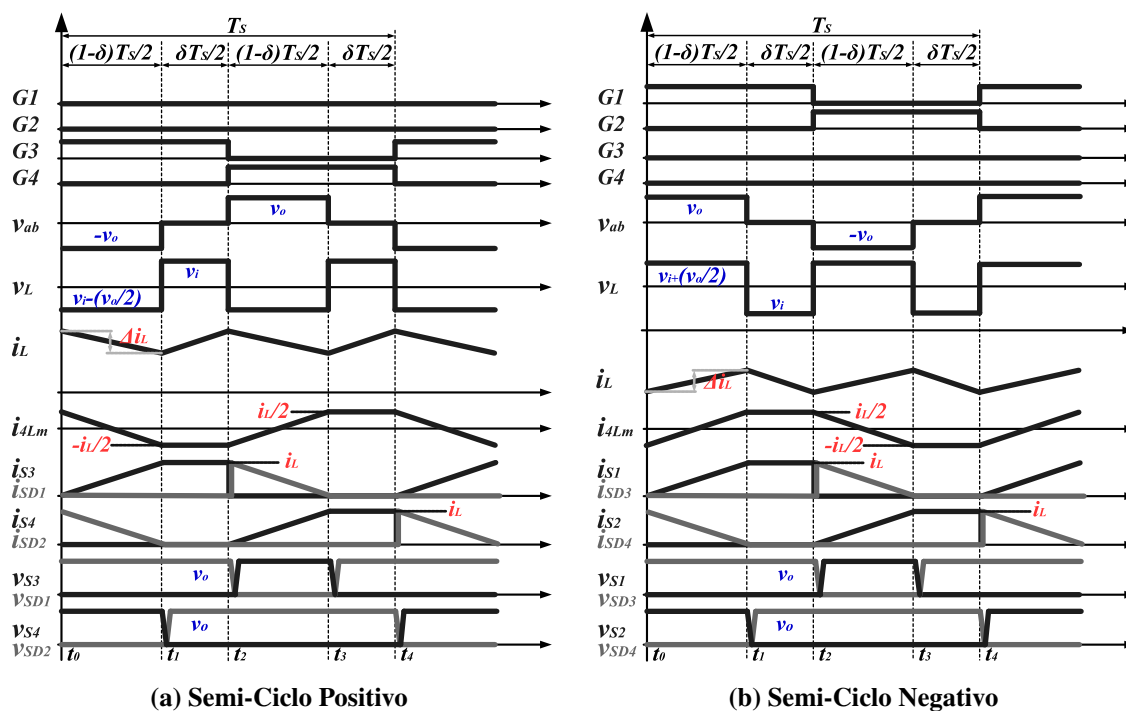
Já os interruptores  $S_3$  e  $S_4$  funcionam normalmente de forma idêntica ao que foi introduzido nos capítulos anteriores, o comando do *gate* possui razão cíclica  $D = 0,5$ , e deslocamento de fase igual a  $180^\circ$ , ou seja, complementar. Note que no semi-ciclo positivo a estrutura formada pelos componentes é semelhante aos conversores apresentados nos capítulos 3 e 4. Essa semelhança é especialmente observada nas Figuras. 89 e 90, onde as principais formas de onda e os estados topológicos durante um período de chaveamento são respectivamente apresentados.

O semi-ciclo negativo, Figura 88(b), apresenta um funcionamento semelhante ao semi-ciclo positivo. Mas com os papéis dos interruptores invertidos. Neste caso os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  se comportam como interruptores normais e os interruptores  $S_3$  e  $S_4$  possuem condução unicamente através dos diodos de corpo no  $3^\circ$  quadrante,  $D_{S3}$  e  $D_{S4}$ .

Durante o semi-ciclo negativo a corrente sobre o indutor de entrada possui sentido oposto se comparado com o semi-ciclo positivo. A estrutura formada neste semi-ciclo é a mesma apresentada na seção 2.9. Pois forma a estrutura complementar da SC-SFM.

A Figura 89 apresenta as formas de onda durante um ciclo de chaveamento separado para os dois semi-ciclos.

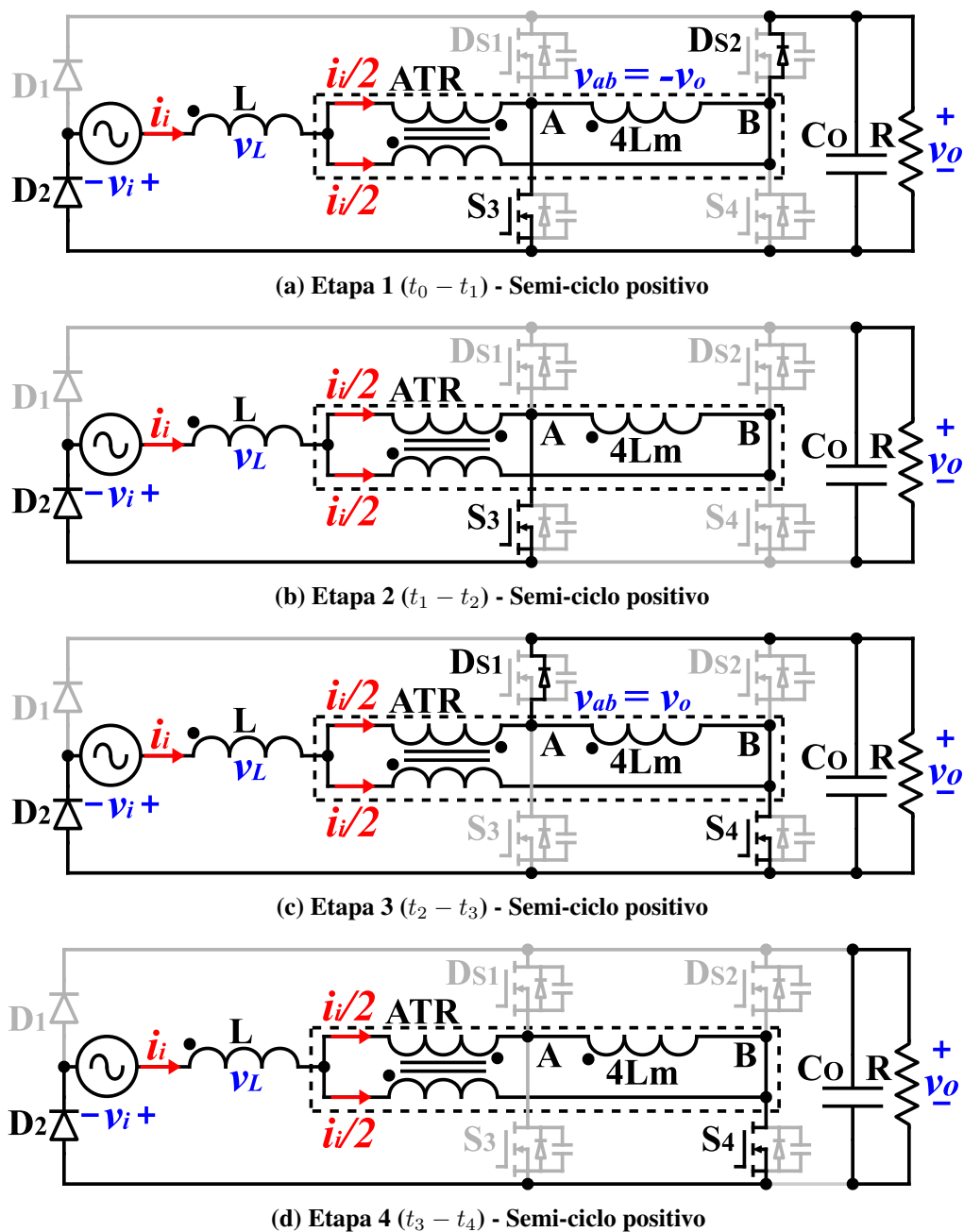
Figura 89 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Principais Formas de Onda



Fonte: Autoria própria.

A Figura 90 apresenta os estados topológicos do conversor dentro de um período de chaveamento

Figura 90 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Estados Topológicos Semi-Ciclo Positivo



Fonte: Autoria própria.

As Figuras 89(a) e 90 são semelhantes ao circuito apresentado no capítulo 3 e 4. Inclusive, dentro de um período de chaveamento, as equações de corrente e distúrbios causados pela interação com as capacitâncias intrínsecas dos semicondutores são semelhantes.

A corrente sobre o indutor  $L$  no IBC-SFM PFC *totem-pole* (118) possui equação

parecida com a do circuito CC-CC em (13), incluindo aqui as devidas mudanças para uma representação da tensão de entrada senoidal.

$$i_L = i_i = \frac{T_s v_i}{4L_m} = \frac{v_i}{4L_m f_s} = \frac{T_s V_p \text{sen}(\omega t)}{4L_m} = \frac{V_p \text{sen}(\omega t)}{4L_m f_s} \quad (118)$$

A ondulação de corrente sobre o indutor é a mesma apresentada no capítulo 4, Figura 65 (92). Bem como a relação  $\alpha$  é a mesma, (90).

A equação da ondulação da corrente no indutor (119) e a equação da razão cíclica efetiva (120), precisam apenas uma adequação quanto à notação.

$$\Delta i_L = \frac{|v_i| \delta}{2L f_s} = \frac{V_p |\text{sen}(\omega t)| \delta}{2L f_s} \quad (119)$$

$$\delta = \frac{v_o - 2|v_i|}{v_o} = \frac{v_o - 2V_p |\text{sen}(\omega t)|}{v_o} = 1 - \alpha |\text{sen}(\omega t)| \quad (120)$$

No conversor IBC-SFM PFC *totem-pole* é importante ressaltar o papel dos diodos de corpo dos interruptores. Devido a alta frequência de operação é necessário a utilização de interruptores que possuam diodos de corpo com boas características dinâmicas.

Apesar do princípio de operação demonstrar o bloqueio dos diodos sem recuperação reversa, é interessante o uso de interruptores das tecnologias SiC, IGBT ou GaN em detrimento dos interruptores dos tipos MOSFET ou CoolMOS. Uma vez que estes possuem características dinâmicas lentas em comparação com aqueles.

A equação aprimorada da corrente sobre o indutor de entrada, necessita de correção na notação conforme (121). E não apenas isso, mas também a notação das equações dos termos  $t_{i1}$ ,  $t_{i2}$  e  $I_{rl}$  necessitam ser atualizadas. Uma vez que a capacitância intrínseca dos diodos é substituída pela capacitância intrínseca dos interruptores.

$$i_i = i_L = \begin{cases} \frac{v_i}{4L_m f_e} - \text{sign}(v_i) 2I_{rl}, & \frac{|v_i|}{4L_m f_e} > 2I_{rl} \\ 0, & \frac{|v_i|}{4L_m f_e} \leq 2I_{rl} \end{cases} \quad (121)$$

Logo o intervalo de tempo da transição quando o diodo de corpo do interruptor é bloqueado,  $t_{i1}$ , é reescrito em (122).

$$t_{i1} = \pi \sqrt{L_m (2C_s)} \quad (122)$$

Já o intervalo de tempo da transição quando o interruptor é bloqueado,  $t_{i2}$ , é reescrito em (123).

$$t_{i2} = \frac{v_o(2C_s)}{i_L + I_{rl}} \quad (123)$$

E por fim a corrente de roda livre,  $I_{rl}$ , também é reescrita para o conversor *totem-pole* em (124).

$$I_{rl} = \frac{v_o}{2} \sqrt{\frac{(2C_s)}{L_m}} \quad (124)$$

### 5.3 DEFINIÇÕES DE PROJETO

#### 5.3.1 Parâmetros do protótipo

Esta sessão apresenta os valores, parâmetros e componentes definidos para o protótipo do conversor proposto neste capítulo, que será utilizado para apresentação dos resultados experimentais. Além disso será apresentado o equacionamento e estimativas dos esforços e valores de ondulação para os componentes.

A Tabela 8 apresenta os parâmetros de conversão da tensão, potência e limites da modulação de frequência especificados para o protótipo.

**Tabela 8 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Parâmetros protótipo**

<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>
Potência	1 kW
Tensão de entrada	127 V, 60 Hz
	140 V, 60 Hz <sup>a</sup>
Tensão de saída	400 V
	440 V <sup>a</sup>

<sup>a</sup> Teste específico para variação da tensão de entrada

**Fonte: Autoria própria.**

A Tabela 9 apresenta as especificações de componentes do conversor IBC-SFM PFC. Para um melhor entendimento a respeito da topologia e também da modulação SFM será apresentado resultados do protótipo com a construção com diferentes tecnologias de interruptores.

Os protótipos contendo as diferentes tecnologias de interruptores são similares entre si, especialmente os protótipos com SiC e GaN. Para o caso do protótipo com a tecnologia IGBT esta tecnologia é bem conhecida por operar em frequências menores. Para adequar a esta situação o tamanho e valor da indutância de magnetização do autotransformador ATR foram modificados.

**Tabela 9 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Componentes protótipo**

Componente	Valor/Especificação		
Indutor de entrada	300 $\mu H$ - Pó de ferro 2x CS400060 43 voltas		
Autotransformador ATR	$L_m = 51 \mu H$ Ferrite E30/15/14 15 voltas		$L_m = 82 \mu H$ Ferrite E42/21/15 19 voltas
Interruptores	SiC SCH2080KE	GaN TP90H050WS	IGBT GP50B60PD1
Frequência de chaveamento	70-250 kHz		40-200 kHz
Diodos	MUR1560		
Capacitor de saída	$C_o$ 1,41 mF - 450 V / 3 x B43501-A5477-M		
Drivers	2 x UCC21530		
DSP	F28379D Texas Instruments		

**Fonte: Autoria própria.**

Com os parâmetros especificados de acordo com as tabelas, é definido o valor da relação  $\alpha$  em (125). Note que o teste principal com variação de potência é utilizado tensão de entrada igual a  $v_{irms} = 127 V$  e tensão de saída  $v_o = 400 V$ . A especificação com tensões diferentes destas foi realizado apenas para a verificação da curva de eficiência para valores diferentes de tensão de entrada e saída.

$$\alpha = \frac{2V_p}{v_o} = \frac{2 \cdot 179,6 V}{400 V} = 0,898 \quad (125)$$

### 5.3.2 Estimativa de perdas

A partir das especificações dos parâmetros e definição dos componentes é possível realizar a estimativa das perdas do conversor em regime permanente e em função da potência. Para levantamento das perdas considera-se a potência de entrada ( $P_i$ ) como fator de cálculo da corrente eficaz de entrada ( $i_{Lrms}$ ).

$$i_{Lrms} = \frac{P_i}{v_{irms}} = \frac{P_i}{127 V} \quad (126)$$

A corrente de roda livre do protótipo de conversor PFC *totem-pole* (127). Bem como o primeiro período de transição  $t_{i1}$  (128). Para obtenção destes valores são utilizados os novos parâmetros de capacitância intrínseca e tensão de saída, considera-se  $C_s = 200 pF$ .

$$I_{rl} = \frac{v_o}{2} \sqrt{\frac{(2C_s)}{L_m}} = \frac{400 V}{2} \sqrt{\frac{(2 \cdot 200 pF)}{51 \mu H}} = 0,56 A \quad (127)$$

$$t_{i1} = \pi \sqrt{L_m(2C_s)} = \pi \sqrt{51 \mu H \cdot (2 \cdot 200 pF)} = 317 ns \quad (128)$$

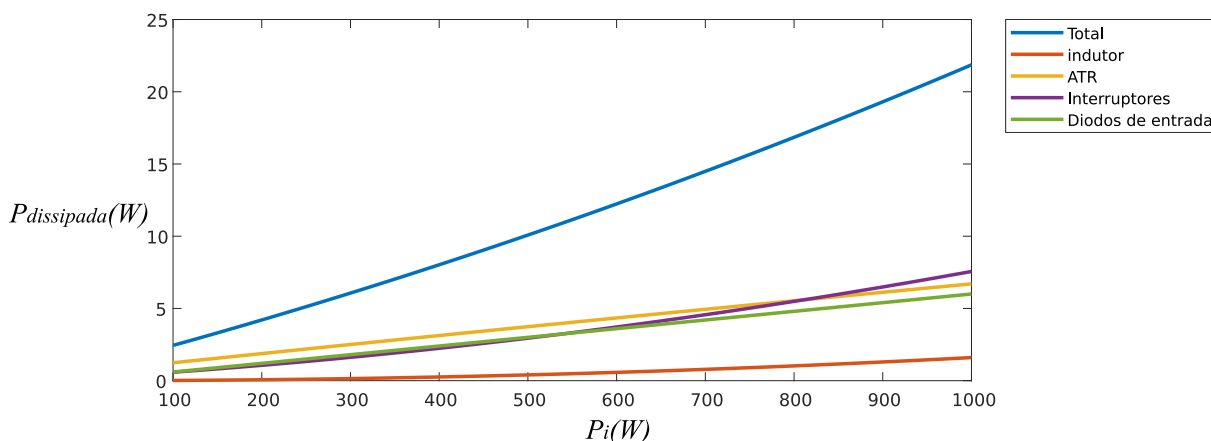
Para o conversor IBC-SFM PFC *totem-pole* os principais motivos de perda de energia são dados:

1. Perdas por condução no cobre do indutor de entrada;
2. Perdas por condução no cobre dos enrolamentos do autotransformador ATR;
3. Perdas no núcleo do autotransformador ATR;
4. Perdas por condução nos interruptores;
5. Perdas por condução nos diodos de entrada;

Ao elaborar a estimativa de perdas no conversor IBC-SFM PFC *totem-pole* é utilizado o mesmo princípio adotado no capítulo 4.

A Figura 91 apresenta o somatório de todos os valores de potência dissipada em função da potência de entrada, para o caso do conversor IBC-SFM PFC com a utilização do interruptor SiC.

**Figura 91 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Potencia dissipada total**



**Fonte: Aatoria própria.**

No caso do conversor utilizado para construção do gráfico da distribuição de perdas Figura 91 foi realizado as seguintes considerações quanto aos parâmetros dos componentes:

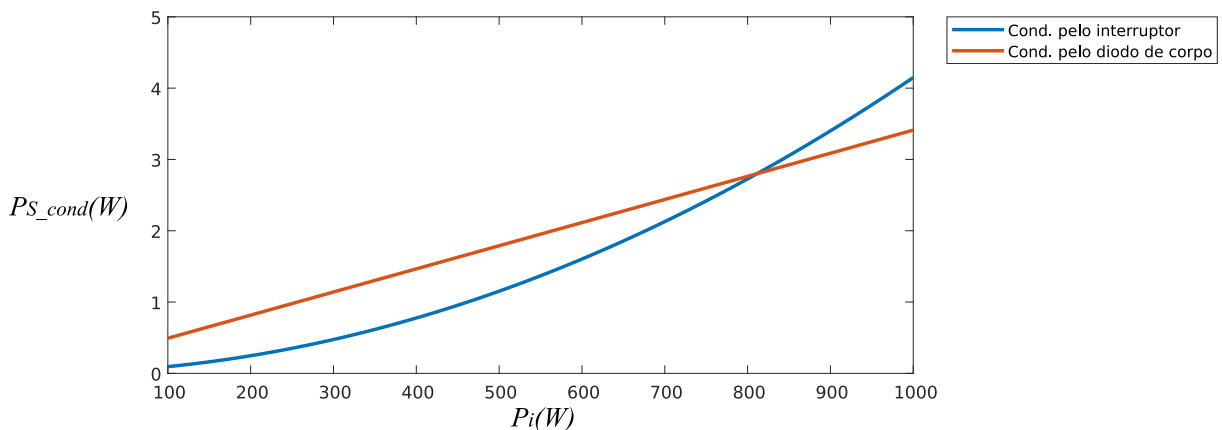
1. Indutor:  $\rho_L = 0,007 \Omega/m$  e  $l_L = 3,7 m$ ;
2. ATR-cobre:  $\rho_W = 0,0222 \Omega/m$  e  $l_W = 1,5 m$ ;

3. ATR-núcleo: núcleo da fabricante Thornton, material IP12E,  $A_c = 1,22 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$ ,  $V_{nucleo} = 8,174 \cdot 10^{-6} \text{ m}^3$ ,  $\rho_{nucleo} = 4800 \text{ kg/m}^3$ ,  $k = 4,5 \cdot 10^{-4}$ ,  $\alpha = 1,4$ ,  $\beta = 2,3$  e  $n_{voltas} = 15$ ;
4. Interruptores: SiC SCH2080KE,  $R_{DS_{on}} = 125 \text{ m}\Omega$ , Tensão direta diodo de corpo  $V_{SD} = 1,3 \text{ V}$ ,  $C_s = 200 \text{ pF}$ ;
5. Diodos:  $V_F = 0,85 \text{ V}$ .

Semelhantemente à estimativa de perdas realizada para o caso do conversor CA-CC, a distribuição de perdas segue o mesmo perfil. A diferença maior ocorre devido a retirada da ponte de diodos, substituindo pelo par de diodos de entrada.

As perdas nos interruptores, neste caso, devem ser segmentadas em perdas por condução direta e perdas por condução no diodo de corpo, conforme Figura 92. Observe que ambos os dados, resistência em condução e tensão direta do diodo de corpo, são relevantes na opção por um interruptor.

**Figura 92 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Potencia dissipada nos interruptores**



**Fonte: Autoria própria.**

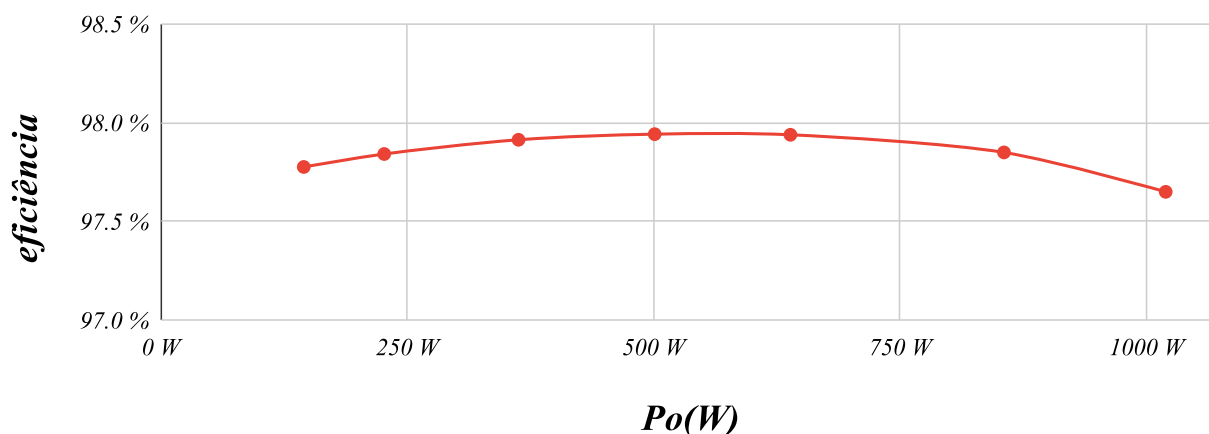
Uma abordagem possível para redução das perdas no diodo de corpo é acionar o interruptor durante a condução reversa. No entanto, é importante ressaltar a necessidade de que o comando do interruptor deve ser retirado junto ou instantes antes do cruzamento por zero da corrente reversa nestes interruptores. Ou seja, deve se retirar o comando dos interruptores ao final das etapas 1 ou 3, a depender de qual interruptor estiver operando com corrente no 3º quadrante

nestes instantes, sempre lembrando dos efeitos de atraso no desligamento, do inglês *turn-off delay*, dos interruptores.

Interruptores do tipo *e-mode* GaN necessitam ser acionados para garantir condução no sentido reverso, sem que haja maiores perdas, nesse sentido esta tecnologia seria mais complexa de utilização, se comparado com a tecnologia *cascode* GaN.

A Figura 93 apresenta a eficiência estimada do conversor.

**Figura 93 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Estimativa de eficiência**



**Fonte: Autoria própria.**

#### 5.4 MODELAGEM E CONTROLE

O controle do conversor IBC-SFM PFC *totem-pole* possui similaridade ao do conversor apresentado no capítulo 4 e modelagem igual. Neste caso o controle necessita de uma detecção de semi-ciclo da entrada, ou ainda um sensor de tensão de entrada como no caso do protótipo implementado.

Este detector de semi-ciclo tem a função de determinar qual conjunto de interruptores terá o papel de atuar como diodo de corpo e qual será comandado como interruptor normal.

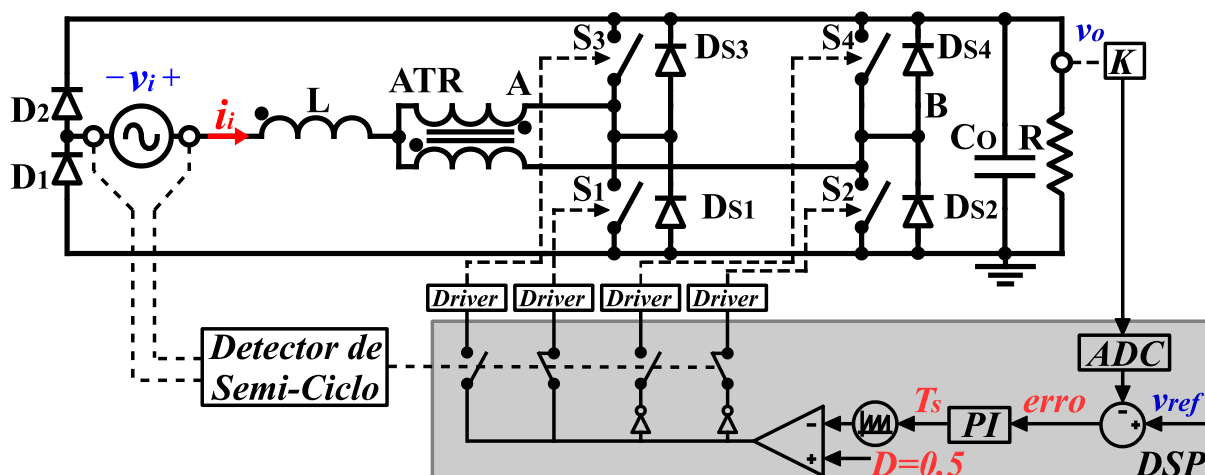
Conforme apresentado na Figura 89 apenas dois interruptores recebem comando sobre o *gate* a cada semi-ciclo, enquanto os demais interruptores atuam com condução reversa.

A Figura 94 apresenta o esquema de controle proposto para o IBC-SFM PFC *totem-pole*.

Semelhantemente ao conversor apresentado no capítulo anterior o valor de tensão  $v_o$  fornece a realimentação do PI. O resultado do compensador proporciona o valor do período de chaveamento  $T_s$ , que por sua vez define a frequência de chaveamento  $f_s$ .



Figura 94 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Esquema de controle

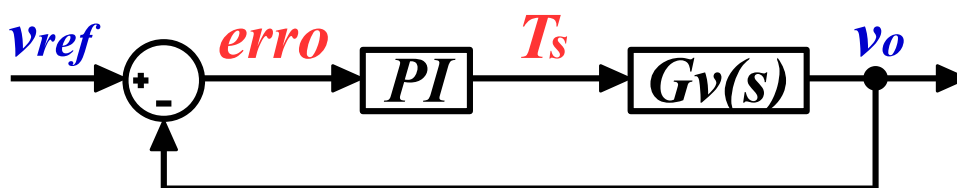


Fonte: Autoria própria.

A partir do parâmetro  $f_s$  o DSP executa o acionamento dos *drivers* com razão cíclica  $D = 0,5$ , sendo que os comandos são complementares, ou seja, defasamento de  $180^\circ$ . Além disso o detector de semi-ciclo determina qual conjunto de interruptores irá receber o comando sobre o *gate*. O par de interruptores  $S_1$  e  $S_2$  opera durante o semi-ciclo negativo, e o par  $S_3$  e  $S_4$  opera durante o semi-ciclo positivo.

O diagrama de blocos da malha de controle de tensão é apresentado na Figura 95, o diagrama de controle é igual ao apresentado no capítulo 4.

Figura 95 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Diagrama de blocos da malha de controle de tensão



Fonte: Autoria própria.

#### 5.4.1 Controle *feedforward* para conversores PFC

O retificador IBC-SFM PFC apresenta excelentes resultados de qualidade de energia. Com excelentes resultados de FP, valor unitário, e  $THD_i$ , bem abaixo dos parâmetros definidos

nas normas vigentes.

No entanto, o princípio de operação do conversor bem como os resultados apresentados no capítulo 4 e os que serão apresentados na seção 5.5 deste capítulo, demonstra-se que existe uma distorção razoável nos entornos do cruzamento por zero da corrente de entrada.

A distorção da corrente no cruzamento por zero, segundo o princípio de operação, é ampliada principalmente pelo valor das capacitâncias intrínsecas dos semicondutores, entre outros fatores, como por exemplo, a tensão de saída e indutância de magnetização.

A distorção de corrente no cruzamento por zero, no entanto, pode ser praticamente eliminada com a adição de um novo termo de controle antecipativo, do inglês *feedforward*.

Da equação (121), ou (94) no capítulo 4, é possível notar dois termos distintos que compõe a corrente de entrada aprimorada. O primeiro senoidal  $v_i/4L_m f_e$  e um segundo termo constante  $-sign(v_i)2I_{rl}$  não linear com a tensão de entrada.

A estratégia de controle antecipativo é eliminar o segundo termo,  $-sign(v_i)2I_{rl}$ , através da modulação da frequência de chaveamento, e assim reduzir as distorções decorrentes deste termo não senoidal.

Primeiramente simplifica-se a equação aprimorada da corrente de entrada (121) com os termos adequados. Para isso, considera-se  $1/f_e \approx T_s$ . Além disso desmembra-se a variável  $T_s$  em duas parcelas (129).

$$T_s = T_{s1} + T_{s2} \quad (129)$$

Sendo  $T_{s1}$  a variável de resposta do compensador PI, responsável pelo equilíbrio de potência do conversor. E  $T_{s2}$  será a variável da resposta do controle *feedforward*, responsável pela eliminação do termo  $-sign(v_i)2I_{rl}$ . Ambos os valores  $T_{s1}$  e  $T_{s2}$  compõe o período de chaveamento definido pelo DSP.

Reescrevendo a equação da corrente de entrada (121) e separando os termos a partir de (129), obtém-se então uma nova equação para a corrente de entrada (130).

$$i_i = i_L = \frac{v_i T_{s1}}{4L_m} + \frac{v_i T_{s2}}{4L_m} - sign(v_i)2I_{rl} \quad (130)$$

Igualando o termo  $v_i T_{s2}/4L_m$ , e o termo constante  $sign(v_i)2I_{rl}$ , e sabendo que  $v_i/sign(v_i) = |v_i|$ , obtém-se a seguinte relação:

$$\frac{|v_i| T_{s2}}{4L_m} = 2I_{rl} \quad (131)$$

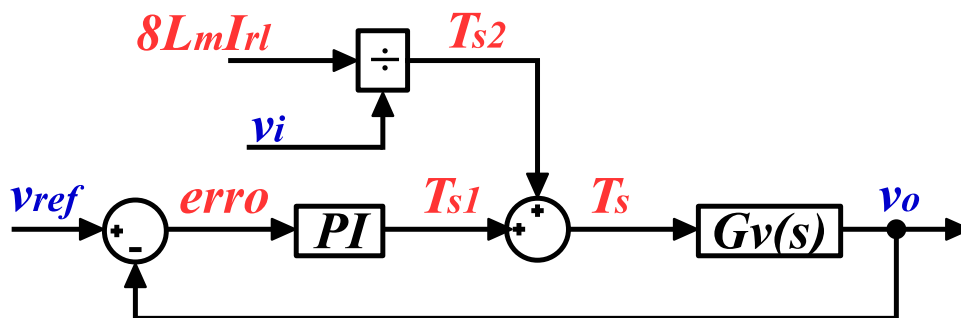
Isolando  $T_{s2}$  em (131), é obtido o comportamento desejado para a parcela  $T_{s2}$  que é o resultado do controle *feedforward* (132).

$$T_{s2} = \frac{8L_m I_{rl}}{|v_i|} \quad (132)$$

Note que ao igualar os termos da (131) e aplicá-lo em (130) resulta apenas o termo senoidal  $v_i T_{s1}/4L_m$ . Em outras palavras, o termo não senoidal,  $-\text{sign}(v_i)2I_{rl}$ , é eliminado através inclusão do controle *feedforward*.

O diagrama de blocos que apresenta o controle completo com o *feedforward* é mostrado na Figura 96.

Figura 96 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Diagrama de blocos da malha de controle de tensão com *feedforward*



Fonte: Autoria própria.

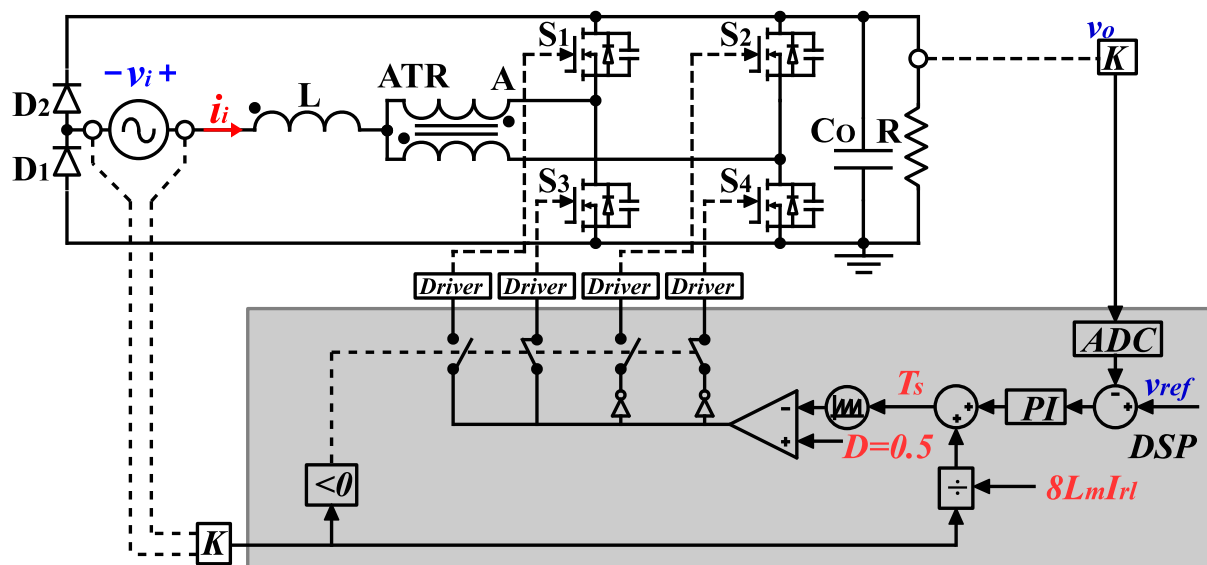
Apenas dois sensores de tensão são necessários nesta solução, um sensor para tensão de saída e outro para tensão de entrada. Já o valor  $8L_m I_{rl}$  é um valor considerado constante para o DSP e dependente de características intrínsecas do conversor.

A Figura 97 apresenta o esquema de controle proposto para o IBC-SFM PFC *totem-pole* com a ação do *feedforward*.

Para o circuito proposto neste capítulo, a presença do *feedforward* é natural. Observe que com a montagem do conversor com um sensor de tensão na entrada, a implementação do *feedforward* é uma questão de algoritmo. Contudo, este conceito se estende para a implementação do conversor IBC-SFM PFC com ponte de diodos, desde que se faça as devidas alterações de projeto para incluir o sensor de tensão na entrada.

Com a implementação do controle *feedforward* é possível alcançar resultados ainda melhores dos que os já alcançados pelo conversor sem a presença deste controle, conforme será apresentado na seção 5.5.

Figura 97 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Esquema de controle com *feedforward*



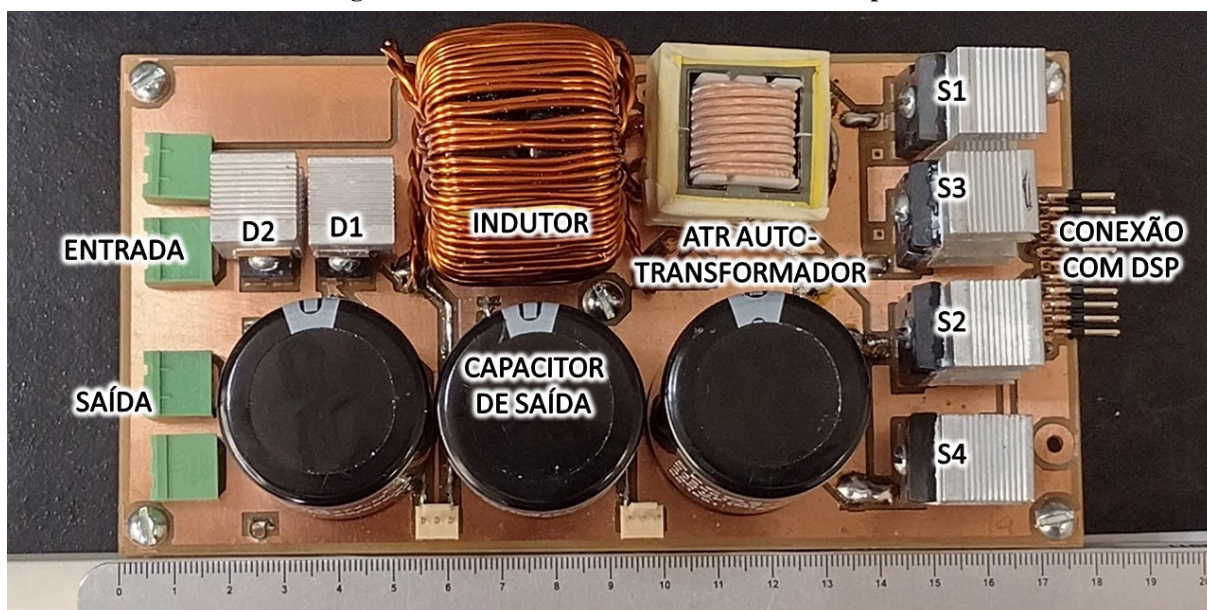
Fonte: Autoria própria.

## 5.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Esta sessão apresenta os resultados experimentais para o protótipo elaborado a partir das definições de projeto proposto na sessão 5.3 deste capítulo.

A partir da topologia apresentada em 87 foi construído o protótipo experimental da Figura 98, que foi montado utilizando os interruptores SiC.

Figura 98 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Protótipo



Fonte: Autoria própria.

O conversor foi elaborado com a finalidade de validar a análise teórica referente ao

IBC-SFM PFC *totem-pole*. Além deste protótipo foi montado demais protótipos utilizando outros tipos de interruptores, que por sua vez possuem aparência muito parecidas com o da Figura 98.

Para simplificar a apresentação todos os resultados nessa seção apresentam os dados com o protótipo construído com interruptores SiC, exceto nas figuras quando outro tipo de interruptor for explicitamente apresentado.

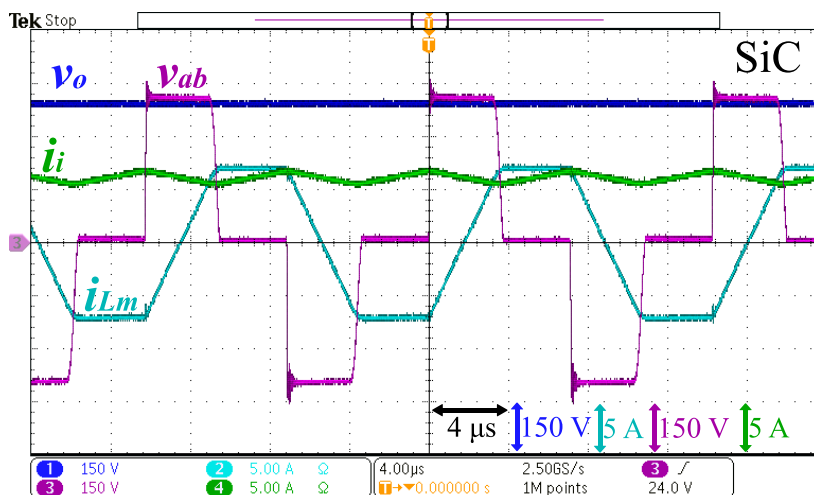
As figuras apresentadas a seguir foram elaboradas com tensão e potência abaixo dos valores nominais, pelo fato de que os interruptores SiC utilizados possuem capacitâncias intrínsecas com valores pequenos. O problema existente devido a presença de indutâncias nos laços de medição de corrente, pode ocasionar picos elevados de tensão sobre os interruptores durante a comutação, inviabilizando as medições quando com valores de corrente nominal. A saber, o valor de tensão máxima para aquisição das formas de onda de corrente e tensão dentro de um período de chaveamento foi 100 V sobre a fonte de entrada, valor de pico, já a tensão de saída manteve-se o valor nominal de 400 V.

### 5.5.1 Aspectos de operação dentro de um ciclo de chaveamento

Como esperado, dentro de um ciclo de chaveamento as formas de onda de corrente e tensão são parecidas com as demais figuras apresentadas no capítulo 3 e 4.

A Figura 99 apresenta algumas das principais formas de onda referente ao comportamento do conversor dentro de um ciclo de chaveamento, quando a tensão e corrente de entrada estiverem próximos aos valores de pico.

**Figura 99 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental formas de onda principais, semi-ciclo positivo**

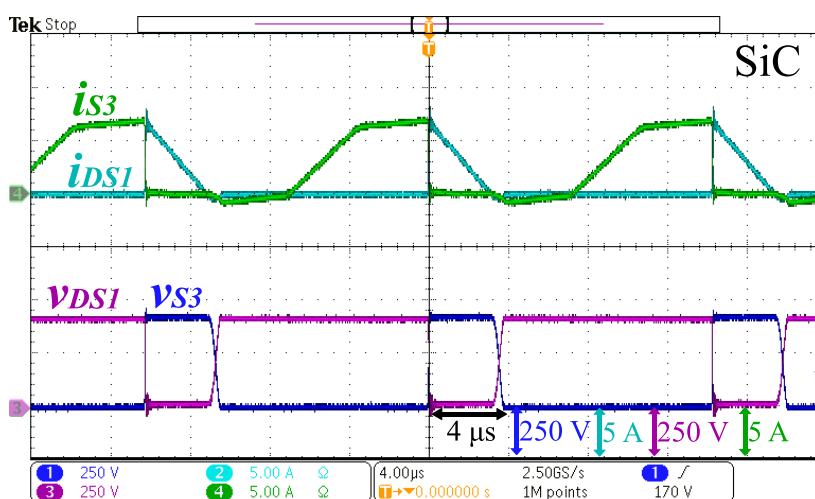


Fonte: Autoria própria.

A Figura 99 apresenta: no canal 1 ( $v_o$ ,  $150\text{ V/div}$ ) o valor da tensão de saída,  $v_o$ ; no canal 2 ( $i_{Lm}$ ,  $5\text{ A/div}$ ) o valor de corrente nos dois enrolamentos do autotransformador de forma entrelaçada,  $i_{W1}$  e  $-i_{W2}$ , perceba que este valor representa a corrente sobre a indutância de magnetização do autotransformador  $i_{Lm}$ ; no canal 3 ( $v_{ab}$ ,  $150\text{ V/div}$ ) o valor de tensão entre os pontos A e B,  $v_{ab}$ ; e por fim no canal 4 ( $i_i$ ,  $5\text{ A/div}$ ) o valor da corrente de entrada,  $i_i$ . A escala de tempo da figura é ( $4\text{ }\mu\text{s/div}$ ).

As formas de onda de corrente e tensão sobre o interruptor  $S_3$  e diodo de corpo do interruptor  $S_1$ ,  $D_{S1}$ , durante um período de chaveamento do semi-ciclo positivo são apresentadas na Figura 100, neste caso o fluxo de corrente percorre o interruptor  $S_1$  no sentido inverso através do diodo de corpo  $D_{S1}$ .

**Figura 100 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental corrente e tensão sobre interruptor  $S_3$  e diodo de corpo  $D_{S1}$ , semi-ciclo positivo SiC**

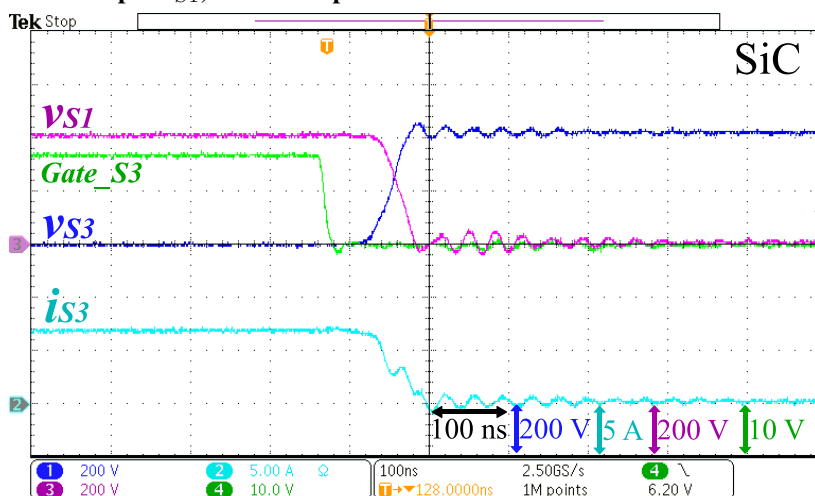


Fonte: Autoria própria.

A Figura 100 apresenta: no canal 1 ( $v_{S3}$ ,  $250\text{ V/div}$ ) o valor de tensão sobre o interruptor  $v_{S3}$ ; no canal 2 ( $i_{DS1}$ ,  $5\text{ A/div}$ ) o valor de corrente sobre o interruptor  $S_1$  no sentido reverso,  $i_{DS1}$ ; no canal 3 ( $v_{S1}$ ,  $250\text{ V/div}$ ) o valor da tensão sobre o interruptor  $v_{S1}$ ; e por fim no canal 4 ( $i_{S3}$ ,  $5\text{ A/div}$ ) o valor de corrente sobre o interruptor  $i_{S3}$ . A escala de tempo da figura é ( $4\text{ }\mu\text{s/div}$ ).

O instante do bloqueio do interruptor  $S_3$  e entrada em condução do diodo de corpo  $D_{S1}$  durante o semi-ciclo positivo é apresentado na Figura 101. Esta figura tem como objetivo demonstrar o comportamento de comutação suave no bloqueio do interruptor e entrada em operação do diodo de corpo.

**Figura 101 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental bloqueio interruptor  $S_3$  e condução do diodo de corpo  $D_{S1}$ , semi-ciclo positivo SiC**

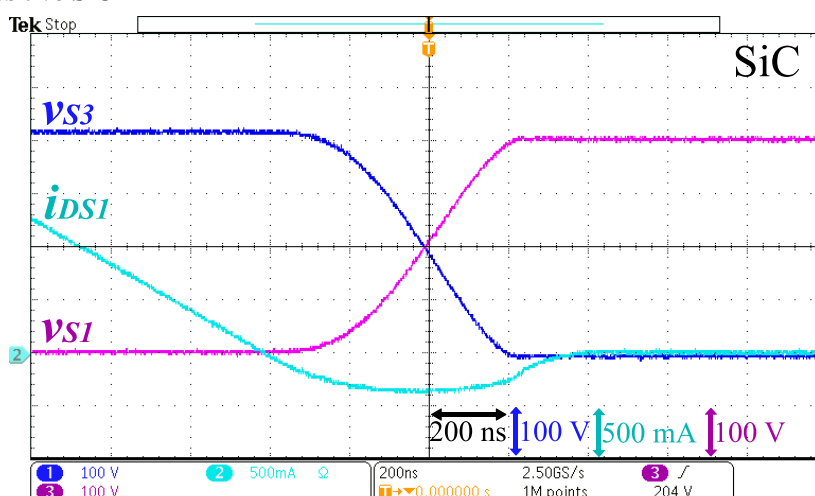


Fonte: Autoria própria.

A Figura 101 apresenta: No canal 1 ( $v_{S3}$ , 250 V/div) o valor de tensão sobre o interruptor  $v_{S3}$ ; no canal 2 ( $i_{S3}$ , 5 A/div) o valor de corrente sobre o interruptor  $i_{S3}$ ; no canal 3 ( $v_{S1}$ , 250 V/div) o valor da tensão sobre o interruptor  $v_{S1}$ ; e por fim no canal 4 ( $Gate\_S3$ , 10 V/div) o valor de tensão sobre o comando de  $gate$  e o canal  $source$  do interruptor  $S_3$ ,  $Gate\_S3$ . A escala de tempo da figura é (100 ns/div).

O instante do bloqueio do diodo de corpo  $D_{S1}$  é apresentado na Figura 102, esta figura tem como objetivo demonstrar o comportamento da diminuição de tensão sobre o interruptor. O intervalo de tempo mostrado na figura é referente ao intervalo de tempo da transição 1  $t_{i1}$ .

**Figura 102 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental bloqueio diodo de corpo  $D_{S1}$ , semi-ciclo positivo SiC**



Fonte: Autoria própria.

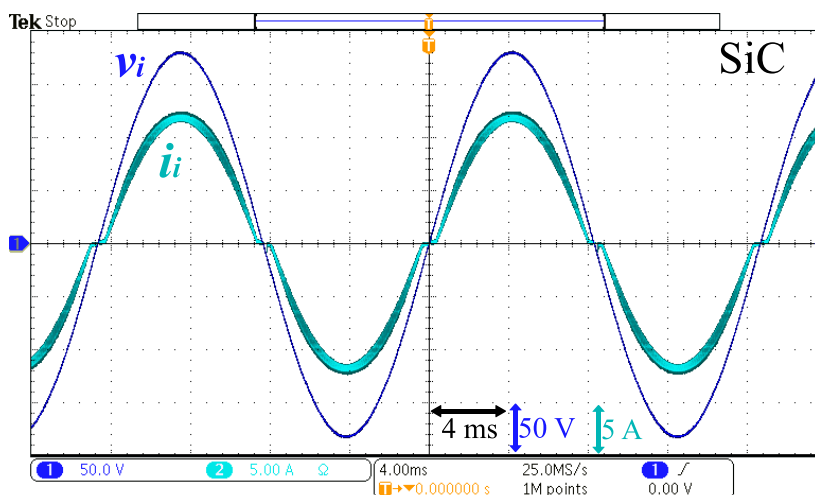
A Figura 102 apresenta: No canal 1 ( $v_{S3}$ , 100 V/div) o valor de tensão sobre o interruptor  $v_{S3}$ ; no canal 2 ( $i_{S1}$ , 500 mA/div) o valor de corrente sobre o diodo de corpo  $i_{DS1}$ ; e no canal 4 ( $v_{S1}$ , 100 V/div) o valor da tensão sobre o interruptor  $v_{S1}$ . A escala de tempo da figura é (200 ns/div).

### 5.5.2 Aspectos de operação como seguidor de tensão, dentro de um ciclo de rede

Observando as formas de corrente e tensão dentro de um ciclo de rede. A Figura 103 apresenta os valores de corrente e tensão de entrada em seus valores nominais. Novamente este resultado corrobora a análise de comportamento resistivo do IBC-SFM. O resultado apresentado na Figura 103 ainda não faz uso do controle feedforward, mesmo assim apresenta valores de corrente com formato muito próximo ao sinal de tensão. Além disso, como apresentado na Figura 94 não é necessário um elaborado circuito de controle que necessite da malha de controle específica para a corrente.

A tensão e corrente de entrada durante um ciclo de rede quando em potência nominal são apresentados na Figura 103.

**Figura 103 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental tensão e corrente de entrada, potência nominal SiC**



**Fonte: Autoria própria.**

A Figura 103 apresenta: No canal 1 ( $v_i$ , 50 V/div) o valor de tensão de entrada,  $v_i$ ; e no canal 2 ( $i_i$ , 5 A/div) o valor da corrente de entrada,  $i_i$ . A escala de tempo da figura é (4 ms/div).

Para ampliar o entendimento do conversor com diversas tecnologias, é utilizado diversos tipos de interruptores em especial os interruptores SiC, GaN e IGBT. É reconhecido que o



comportamento dos diodos de corpo dos interruptores do tipo MOSFET e CoolMOS possuem características dinâmicas lentas, que não são adequadas a operação em altas frequências.

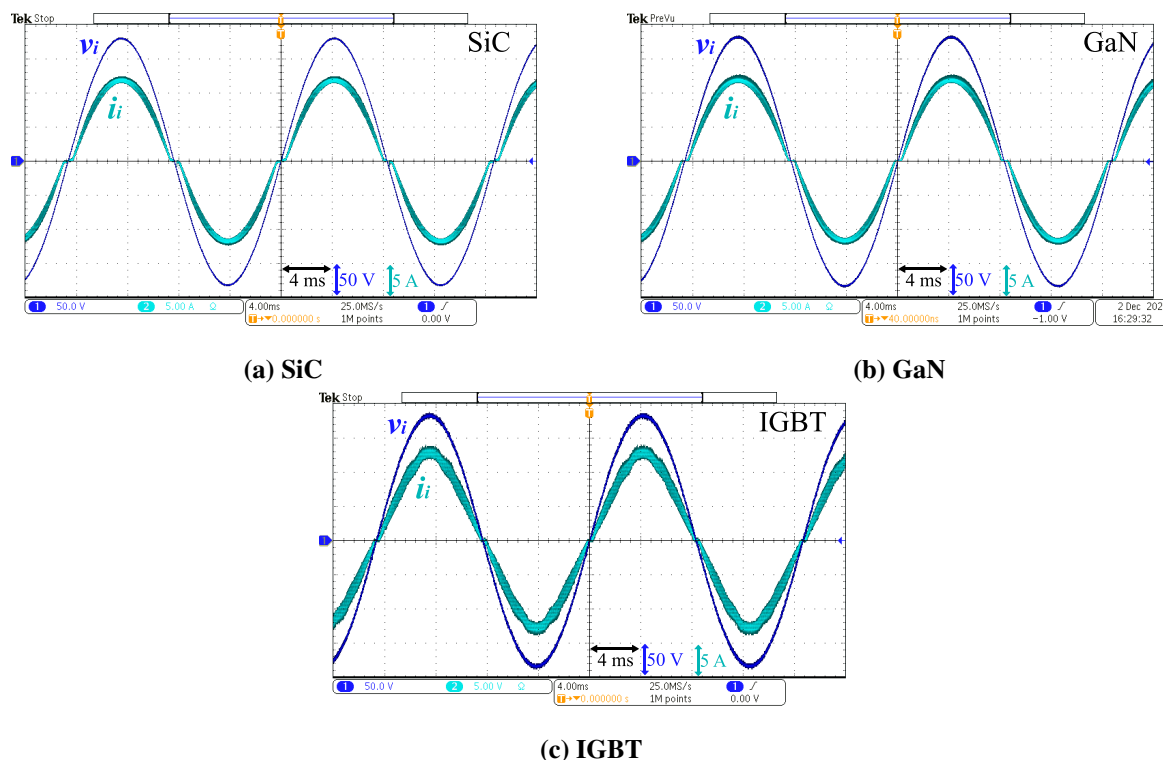
Os interruptores do tipo SiC possuem ótimas características dinâmicas quando operando no sentido reverso da corrente, mas possuem valores tensão direta de condução relativamente altas para os diodos de corpo.

Os interruptores IGBTs são confeccionados juntamente com diodos com ótimas características dinâmicas e baixos valores de tensão de condução direta. Mas a utilização deste interruptor ainda é condicionada a frequências de operação mais baixas quando comparadas com as tecnologias baseadas no MOSFET.

Já os interruptores do tipo GaN dependem do tipo de construção. Neste caso foi utilizado interruptores do tipo *cascode* GaN. Esta tecnologia permite a condução reversa, 3º quadrante, sem a necessidade de comando sobre o *gate*. Viso que combina interruptores de alta tensão GaN HEMT com interruptores de baixa tensão MOSFET de silício, permitindo frequências elevadas de operação, baixos valores de capacitância intrínseca e condução reversa com baixas perdas.

A tensão e corrente de entrada durante um ciclo de rede quando em potência nominal são apresentadas na Figura 104.

**Figura 104 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental tensão e corrente de entrada, potência nominal**

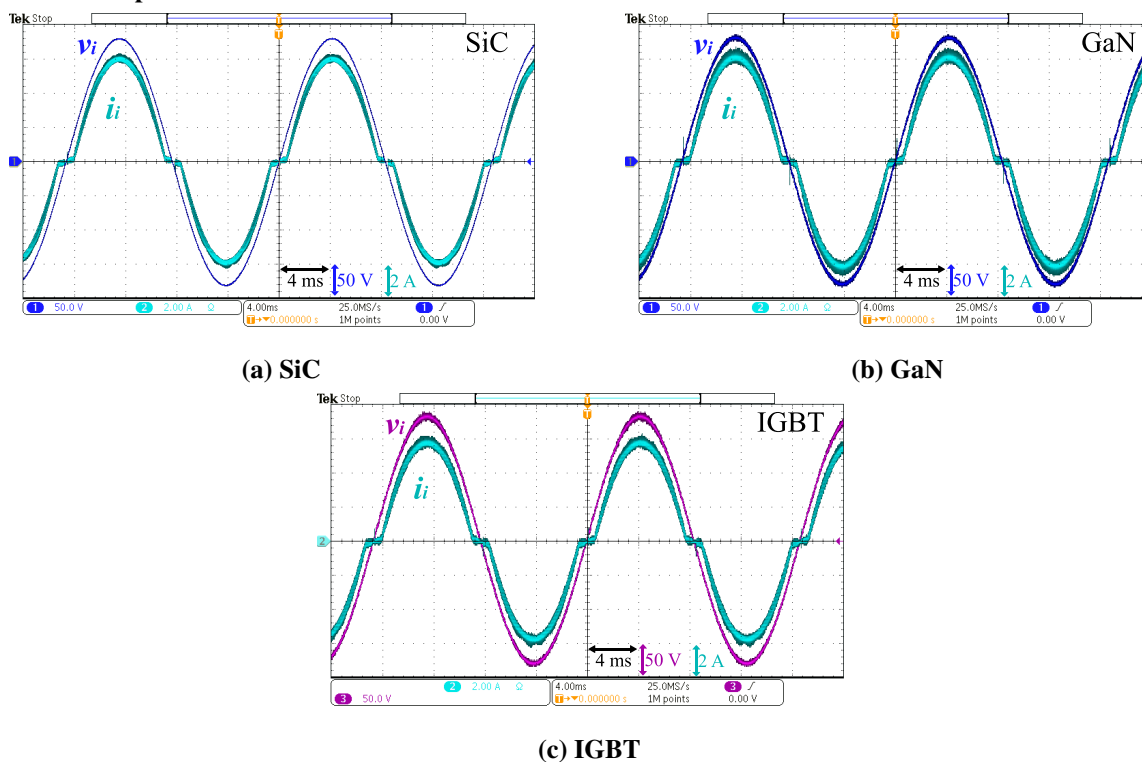


Fonte: Autoria própria.

A Figura 104 apresenta: No canal 1 ( $v_i$ ,  $50\text{ V/div}$ ) o valor de tensão de entrada,  $v_i$ ; e no canal 2 ( $i_i$ ,  $5\text{ A/div}$ ) o valor da corrente de entrada,  $i_i$ . A escala de tempo da figura é ( $4\text{ ms/div}$ ).

A tensão e corrente de entrada durante um ciclo de rede quando em potência próximo a 50% são apresentadas na Figura 105.

**Figura 105 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental tensão e corrente de entrada, 50% da potência nominal**



Fonte: Autoria própria.

A Figura 105 apresenta: No canal 1 ( $v_i$ ,  $50\text{ V/div}$ ) o valor de tensão de entrada,  $v_i$ ; e no canal 2 ( $i_i$ ,  $2\text{ A/div}$ ) o valor da corrente de entrada,  $i_i$ . A escala de tempo da figura é ( $4\text{ ms/div}$ ).

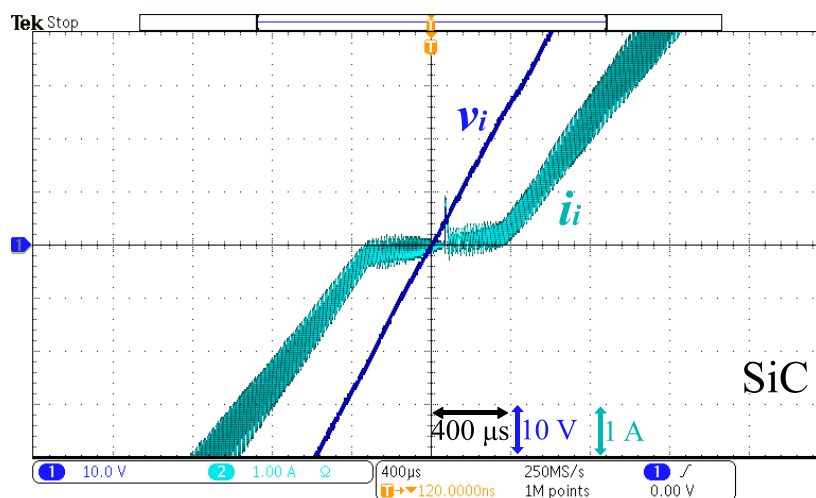
A Figura 105(c) apresenta no canal 3 ( $v_i$ ,  $50\text{ V/div}$ ) o valor de tensão de entrada,  $v_i$ ; e no canal 2 ( $i_i$ ,  $2\text{ A/div}$ ) o valor da corrente de entrada,  $i_i$ . A escala de tempo da figura é ( $4\text{ ms/div}$ ).

As Figuras 104 e 105 apresentam resultados sem a ação do controle *feedforward*. Logo ainda possuem a distorção da corrente nos entornos do cruzamento por zero.

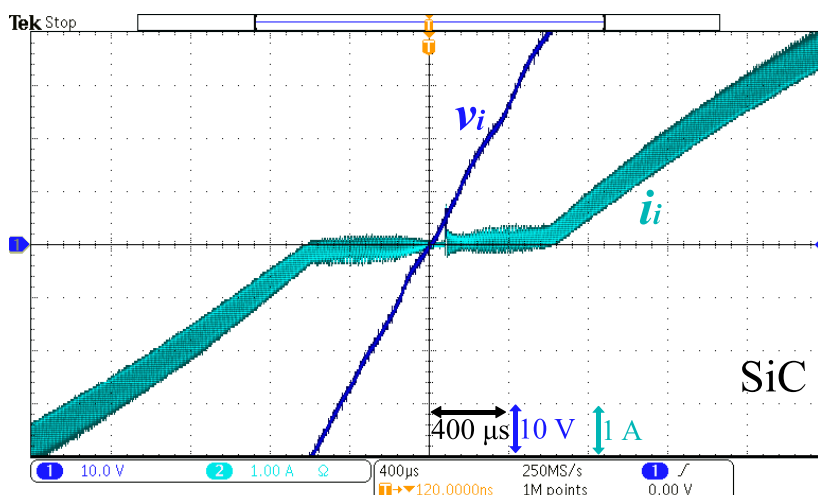
Para melhor visualização do comportamento da corrente no cruzamento por zero é apresentado a Figura 106, onde é mostrado com maior proximidade a corrente durante esse intervalo.

A tensão e corrente de entrada próximo ao cruzamento por zero da corrente quando em potência é nominal são apresentadas na Figura 106(a). E em 50% são apresentadas na Figura 106(b).

Figura 106 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental cruzamento por zero



(a) Carga nominal, SiC



(b) 50% de carga, SiC

Fonte: Autoria própria.

A Figura 106 apresenta: No canal 1 ( $v_i$ , 10 V/div) o valor de tensão de entrada,  $v_i$ ; e no canal 2 ( $i_i$ , 1 A/div) o valor da corrente de entrada,  $i_i$ . A escala de tempo da figura é (400  $\mu$ s/div).

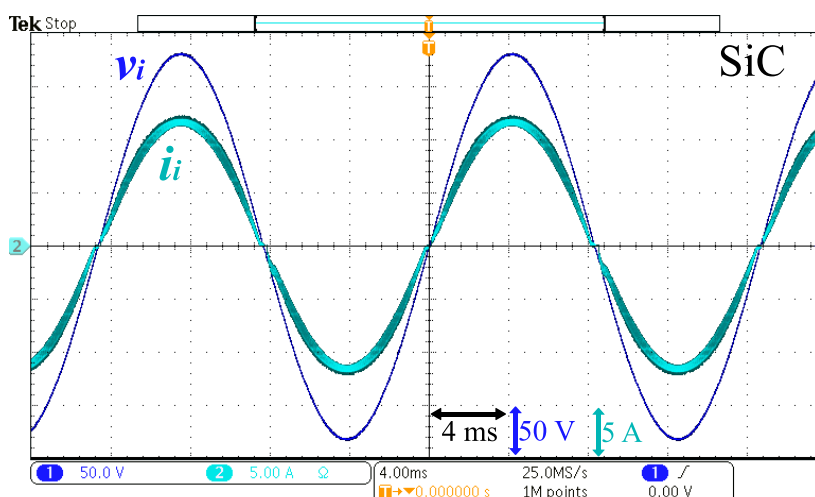
O valor estimado do intervalo angular, quando a corrente se mantém com valor nulo é  $\Theta = 5^\circ$  (242  $\mu$ s) e  $\Theta = 9^\circ$  (436  $\mu$ s) para potência nominal e 50% respectivamente, a capacitância intrínseca dos interruptores foi considerado igual a  $C_s = 200$  pF.

### 5.5.2.1 Resultados com o controle antecipativo

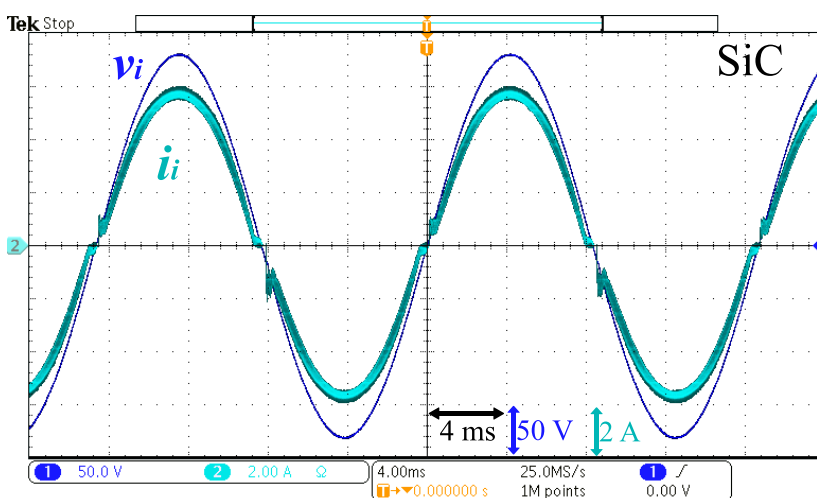
Assim como no capítulo 4 as formas de onda de corrente apresentam distorções no entorno do cruzamento por zero. Mas como apresentado na seção 5.4 é possível implementar o controle *feedforward* com o intuito de eliminar o termo não senoidal da corrente, e assim diminuir o efeito das distorções casadas pelas não idealidades do conversor.

A Figura 107 apresenta as formas de onda de corrente e tensão quando é implementado o controle *feedforward* e serve de comparação com os resultados apresentados nas Figuras 103 e 105.

**Figura 107 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental tensão e corrente de entrada com *feed-forward***



(a) Carga nominal, SiC



(b) 50% de carga, SiC

Fonte: Autoria própria.

A Figura 107(a) apresenta, para potência nominal: No canal 1 ( $v_i$ , 50 V/div) o valor de tensão de entrada,  $v_i$ ; e no canal 2 ( $i_i$ , 5 A/div) o valor da corrente de entrada,  $i_i$ .

A Figura 107(b) apresenta, para 50% da potência nominal: No canal 1 ( $v_i$ , 50 V/div) o valor de tensão de entrada,  $v_i$ ; e no canal 2 ( $i_i$ , 2 A/div) o valor da corrente de entrada,  $i_i$ . A escala de tempo das figuras é (4 ms/div).

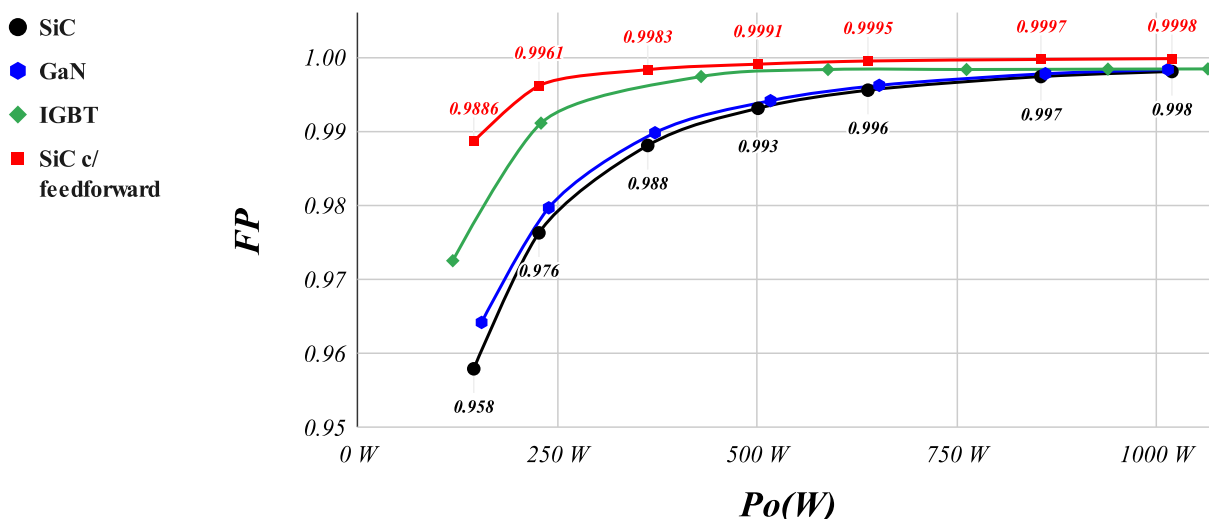
Note que com o *feedforward* as distorções no cruzamento por zero são reduzidas. A Figura 107(b) no entanto, apresenta outro tipo de distorção. Alguns instantes após o cruzamento por zero há uma ondulação da corrente, esta distorção ocorre devido ao atraso da ação do controle, que por sua vez surge devido diversos fatores.

Entre os fatores que geraram a distorção da Figura 107(b) destaca-se os filtros de leitura analógica implementados. Estes filtros sejam eles físicos, amp-ops e circuitos RC, ou digitais, lógica de média móvel, geram atrasos, no entanto eles são necessários para garantir uma melhor qualidade de sinal para aplicação do controle dentro do DSP.

### 5.5.2.2 Resultados de qualidade de energia

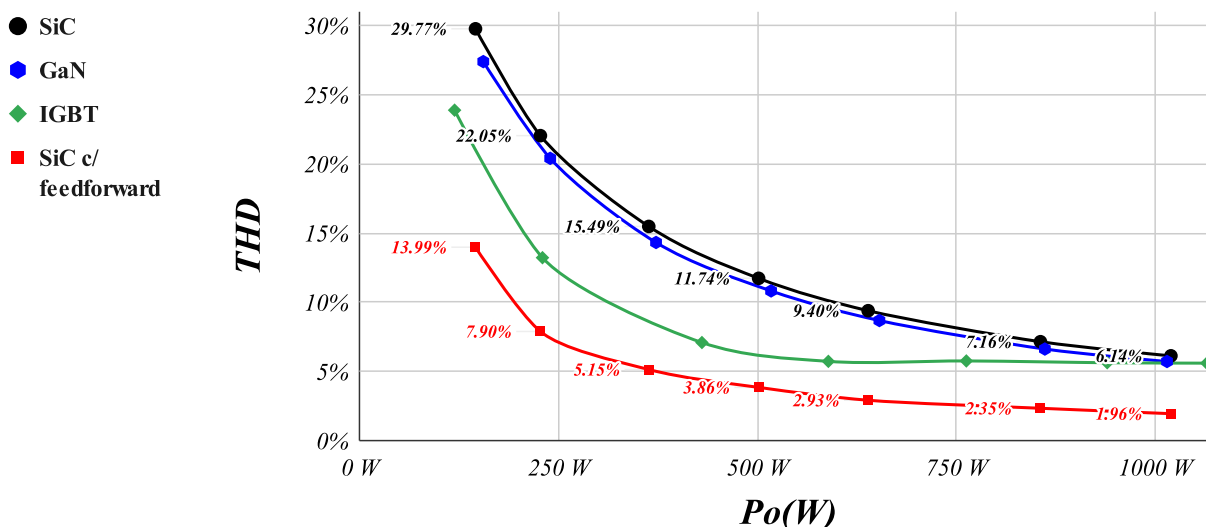
A qualidade de energia obtida pelo IBC-SFM PFC *totem-pole* é apresentada através dos gráficos de FP e THD<sub>i</sub> nas Figuras 108 e 109 respectivamente.

Figura 108 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental FP



Fonte: Autoria própria.

Figura 109 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental  $THD_i$



Fonte: Autoria própria.

A análise do espectro harmônico da corrente de entrada do conversor, em comparação com as classes A e D da norma (IEC 61000-3-2, 2018), são apresentados através dos gráficos da Figura 110. Estes gráficos mostram os resultados com e sem a implementação do *feedforward* na operação do conversor.

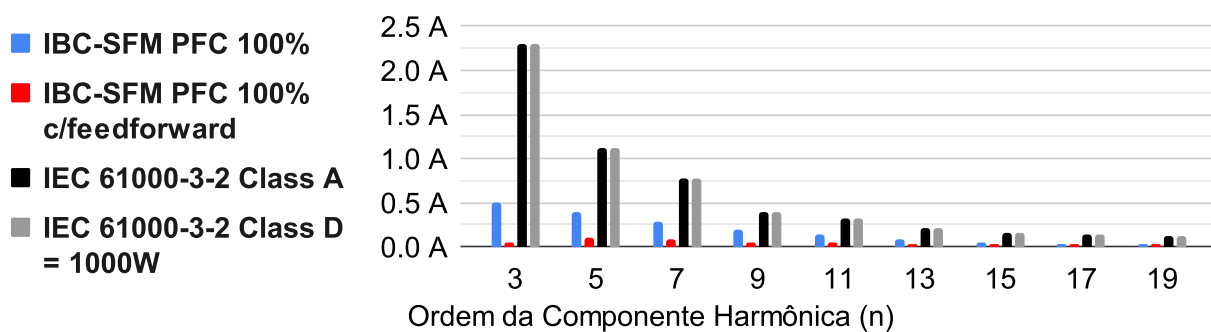
Uma vantagem potencial, apresentada na introdução deste trabalho é a distribuição da EMI em um espectro maior de frequência, ao aplicar o controle *feedforward*. Esta característica é especialmente benéfica pois, sabendo que o funcionamento dos conversores geram EMI devido as comutações dos interruptores.

Quando aplicado o controle *feedforward* a intensidade da interferência é reduzida pois esta se distribui em um espectro maior de frequências, uma vez que a frequência de chaveamento é modulada durante um ciclo de rede.

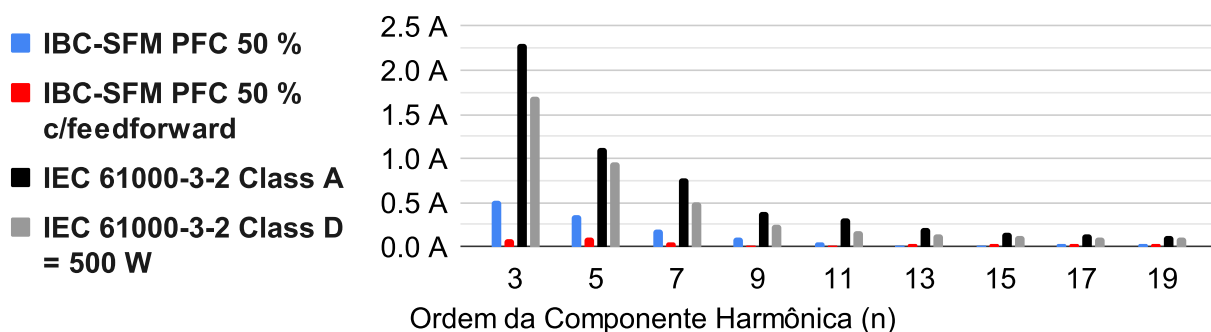
A Figura 111 apresenta as curvas estimadas da frequência de chaveamento imposta ao conversor pelo DSP durante de um ciclo de rede, para as potências nominal e 50% da potência nominal. Como critério de projeto, foi definido um limite mínimo de frequência de chaveamento em 20 kHz, para a operação com o *feedforward*.

Quando aplicado a conversores PFC e utilizando a técnica *feedforward* o conversor irá operar dentro de um amplo espectro de frequência durante um ciclo de rede, contribuindo para redução da EMI. Esta proposta de espalhamento das emissões EMI baseia-se no entendimento

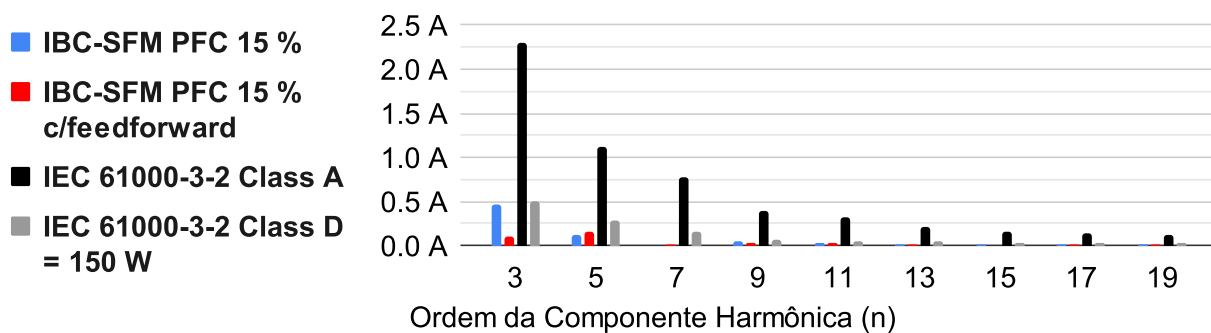
Figura 110 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental componentes harmônicas da corrente de entrada



(a) Componentes harmônicas - carga nominal, 1 kW



(b) Componentes harmônicas - 50% da carga, 500 W

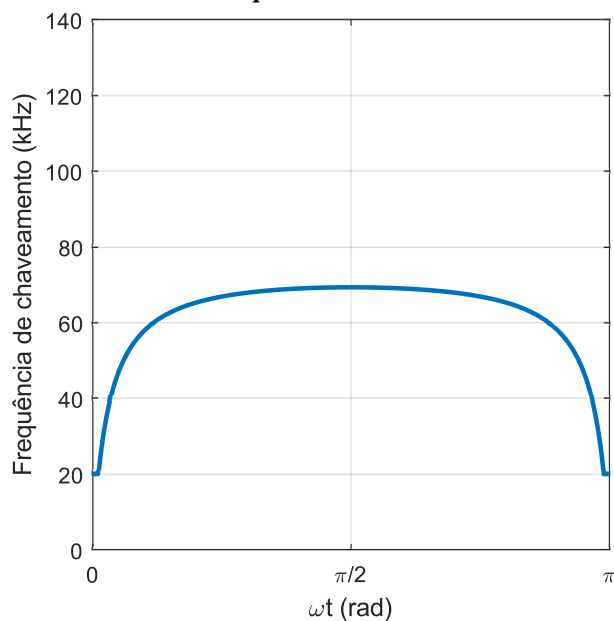


(c) Componentes harmônicas - 15% da carga, 150 W

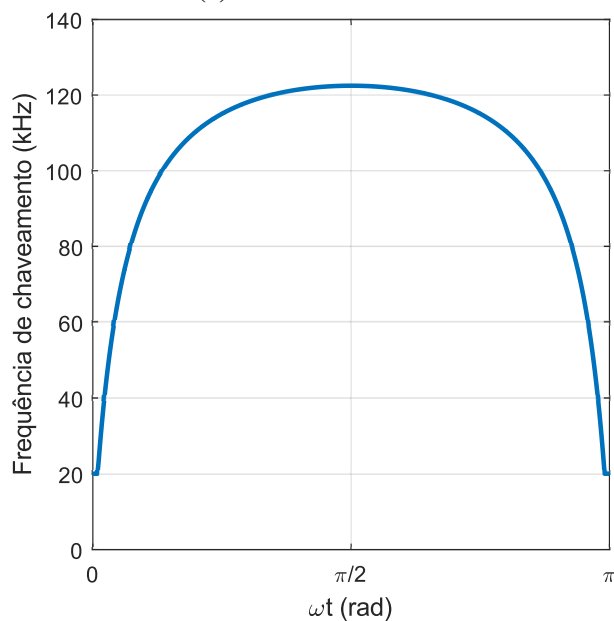
Fonte: Autoria própria.

obtido em alguns trabalhos cujo o objetivo é justamente gerar uma variação da frequência de chaveamento dentro de um semi-ciclo de rede, conforme apresentado por (BUNETEL *et al.*, 2006; SANTOLARIA *et al.*, 2003; GONZALEZ *et al.*, 2007).

**Figura 111 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Frequência de chaveamento utilizando o controle *feedforward***



**(a) Potência nominal**



**(b) 50 % da potência nominal**

**Fonte: Autoria própria.**

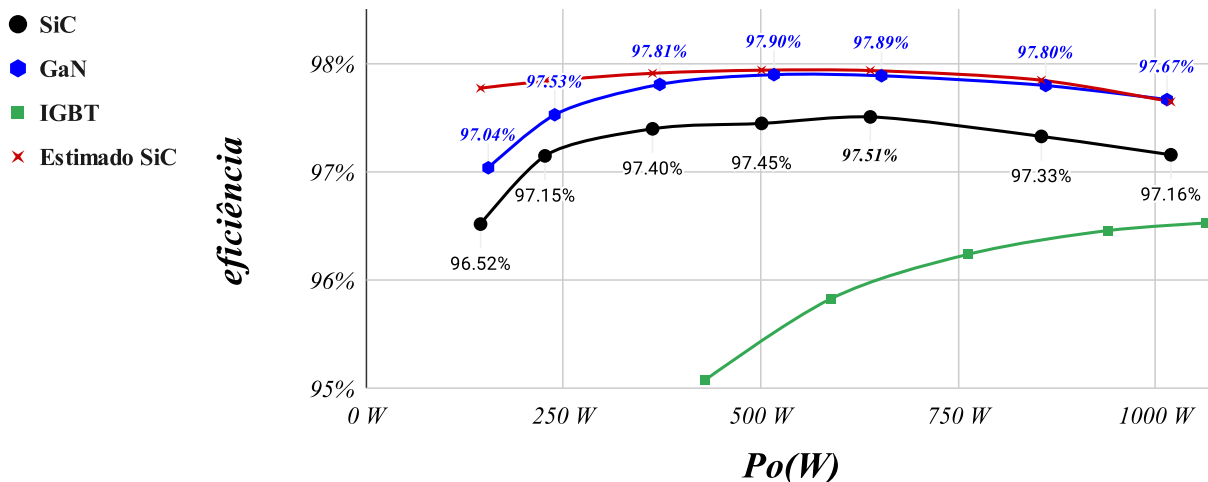
### 5.5.3 Resultados de eficiência

Os valores medido e estimado de eficiência do conversor são apresentados na Figura 112. A eficiência do protótipo IBC-SFM PFC é tão alta quanto 97,48% para os protótipos construídos com os interruptores SiC, 97,9% com interruptores GaN e 96,53% com interruptores IGBT. Sendo que o valor de eficiência é alto em toda a faixa de testes. Novamente apresentando a característica de eficiência quase plana para uma ampla faixa de potência. Juntamente com a



Figura 91 o resultado apresentado novamente indica que a comutação suave é presente em uma ampla faixa de operação.

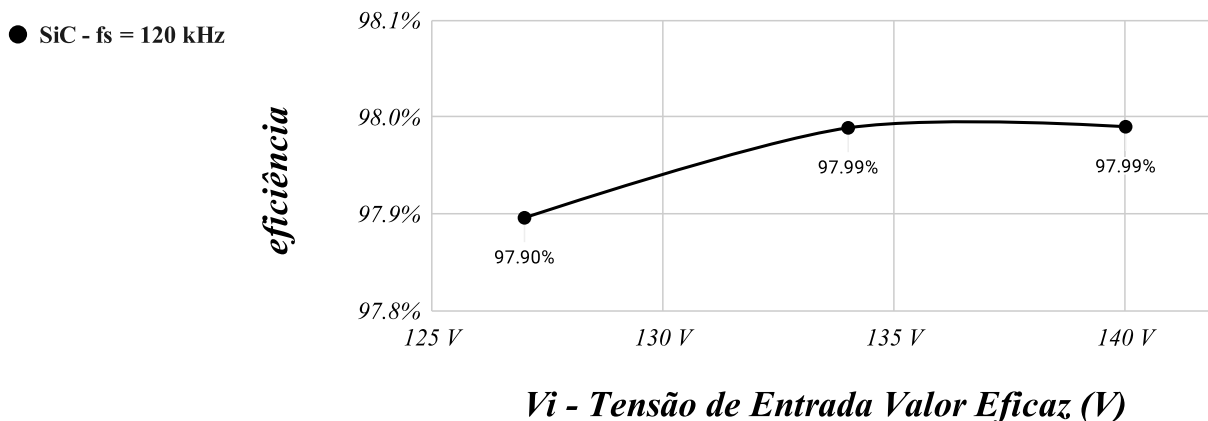
**Figura 112 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental de eficiência valor medido e estimado**



Fonte: Autoria própria.

Uma verificação com relação a eficiência e a variação da tensão de entrada foi realizada. Este teste utiliza uma frequência de chaveamento fixo em 120 kHz. O gráfico da Figura 113 apresenta a eficiência para valores diferentes de tensão de entrada, 127 V até 140 V. A eficiência máxima alcançada no teste é de 97,99% para o maior valor de tensão, o teste foi realizado utilizando interruptores GaN.

**Figura 113 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental de eficiência valor medido e estimado, considerando variação da tensão eficaz**

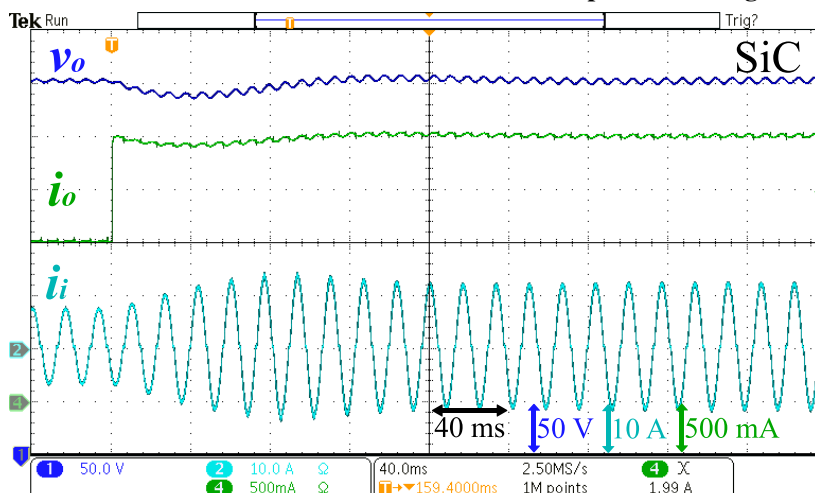


Fonte: Autoria própria.

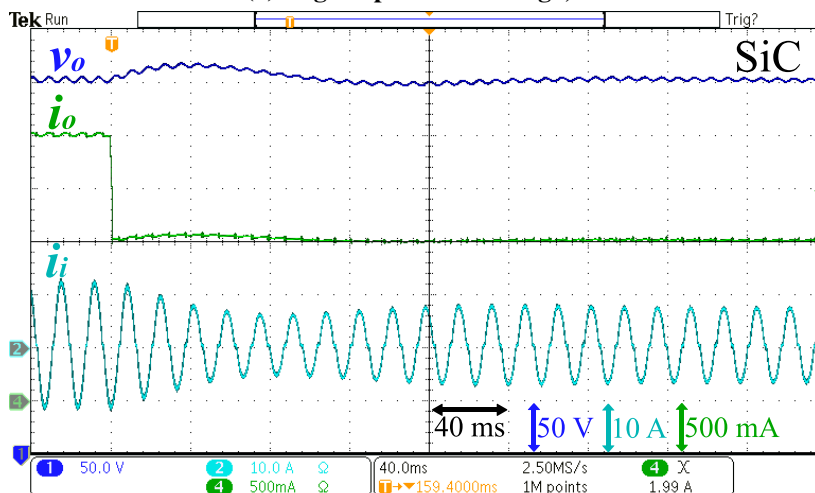
### 5.5.4 Resultados da resposta do controle em malha fechada

O comportamento do conversor operando em malha fechada é apresentado na Figura 114, estas figuras apresentam os valores de tensão e corrente de saída, além da corrente de entrada, quando é aplicado um degrau de carga com variação de 100% da carga para 60% da carga nominal, e vice-versa.

**Figura 114 – IBC-SFM PFC Totem-Pole - Resultado experimental degrau de carga**



**(a) Degrau positivo de carga, SiC**



**(b) Degrau negativo de carga, SiC**

Fonte: Autoria própria.

A Figura 114 apresenta a tensão de saída, corrente de entrada e corrente de saída no instante quando um degrau de carga é aplicado, degrau de subida Figura 114(a) e degrau de descida Figura 114(b). Estas figuras apresentam: No canal 1 ( $v_o$ , 50 V/div) o valor da tensão de saída,  $v_o$ ; no canal 2 ( $i_i$ , 10 A/div) o valor da corrente de entrada,  $i_i$ ; e no canal 4 ( $i_o$ , 500 mA/div) o valor da corrente de saída,  $i_o$ . A escala de tempo da figura é (20 ms/div).

### 5.5.5 Comparação entre topologias

Por fim, a Tabela 10 apresenta comparações de resultados entre o conversor IBC-SFM PFC *totem-pole* proposto, que possui característica de operar sem ponte de diodos, *bridgeless*, comutação suave, operação intercalada e condução contínua no indutor, em evidência com resultados apresentados por outros trabalhos de conversores boost PFC com operação CCM sem pontes de diodos. Observe que o conversor proposto demonstra valores elevados de rendimento e qualidade de energia, somado com a presença de comutação suave, incluindo o sistema de controle simples e com menos sensores.

**Tabela 10 – Comparação entre conversores boost PFC *bridgeless***

Topologia	Sensores	Componentes magnéticos	Comutação suave	Eficiência @Vi	FP - THD <sub>i</sub> @Po, Vi
IBC-CCM <i>totem-pole</i> Convencional	2 corrente, 1 tensão, 1 semi-ciclo + PLL	2 núcleos, 2 enrolamentos	-	a	a
(PARK <i>et al.</i> , 2019)	2 corrente, 2 tensão	3 núcleos, 3 enrolamentos	ZVT	98,21% @230 V	0,994 - 6,83% @1,6 kW 230 V 0,996 - 6,42% @800 W 230 V
(SU; LU, 2010)	2 corrente, 1 tensão, 1 semi-ciclo + PLL	3 núcleos, 3 enrolamentos	ZVT, ZCT/ ZCZVT	95,5% @90 V 97,8% @264 V	~ 0,998 - <sup>a</sup> @800 W 90 V ~ 0,944 - <sup>a</sup> @800 W 264 V ~ 0,996 - <sup>a</sup> @500 W 90 V ~ 0,912 - <sup>a</sup> @500 W 264 V
Conversor proposto GaN	1 tensão, 1 semi-ciclo	2 núcleos, 3 enrolamentos	ZVT, ZCZVT, corrente nula no bloqueio do diodo	97,99% @140 V 97,9% @127 V	0,998 - 5,73% @1 kW 127 V 0,994 - 10,83% @500 W 127 V
Conversor proposto SiC <sup>b</sup>	1 tensão, 1 semi-ciclo	2 núcleos, 3 enrolamentos	ZVT, ZCZVT, corrente nula no bloqueio do diodo	97,51% @127 V	0,998 - 6,14% @1 kW 127 V 0,993 - 11,74% @500 W 127 V
Conversor proposto SiC <sup>c</sup>	2 tensão	2 núcleos, 3 enrolamentos	ZVT, ZCZVT, corrente nula no bloqueio do diodo	97,48% @127 V	0,9998 - 1,96% @1 kW 127 V 0,9991 - 3,86% @500 W 127 V

<sup>a</sup> Sem dados de resultados experimentais    <sup>b</sup> Sem controle *feedforward*    <sup>c</sup> Com controle *feedforward*

**Fonte: Autoria própria.**

## 5.6 CONCLUSÃO

A operação da SC-SFM variação A é apresentada neste capítulo operando como um IBC-SFM PFC *totem-pole*. A análise de operação inclui o funcionamento da variação topológica complementar da SC-SFM variação A apresentado na seção 2.9 do capítulo 2.

A análise da operação do conversor é apresentada juntamente com uma técnica de controle e modelagem, além da apresentação e validação do circuito de controle antecipativo, *feedforward*, que aprimora os resultados de qualidade de energia.

Os resultados apresentados pelo conversor IBC-SFM PFC *totem-pole* são semelhantes aos apresentados no capítulo 4. No entanto, a eficiência do conversor é aprimorada devido a substituição da ponte de diodos por uma topologia mais sofisticada. Esta mudança inclui a necessidade de dois interruptores em substituição dos diodos rápidos além da retirada da ponte de diodos com a inclusão de dois diodos de entrada.

O controle do conversor é semelhante ao controle apresentado no capítulo 4, com a diferença da inclusão de um detector de semi-ciclo na entrada.

Uma novidade apresentada neste capítulo é a apresentação de um controle *feedforward*. Este controle é aplicado em conjunto com o controle original apresentado nos demais capítulos. A inclusão do *feedforward* é suficiente para aprimorar a qualidade de energia do conversor, através da redução da distorção sobre o cruzamento por zero. Esta técnica é possível de ser implementada adicionando um sensor de tensão na entrada.

O valor de eficiência mensurado é elevado alcançando, 97,99% utilizando interruptores GaN e com tensão de entrada de 140 V. E com valores convencionais de tensão, 127 V os valores de eficiência mensurados foram: 97,48% com interruptores SiC, 97,9% com interruptores GaN e 96,53% com interruptores IGBT. Este conversor apresenta a característica de comutação suave, assim como os demais conversores apresentados neste trabalho.

A Tabela 7 apresenta uma comparação entre diversos conversores boost CCM presentes na literatura e o conversor apresentado neste trabalho, que possui condução contínua no indutor de entrada.

A Tabela 10 apresenta uma comparação entre o conversor proposto IBC-SFM PFC *totem-pole*, que possui característica de seguidor de tensão, bem como operação intercalada e condução contínua no indutor de entrada. Apresentando também diversos conversores boost PFC intercalados sem ponte de diodos além que possuem operação CCM, e estão presentes na literatura.

Novamente a principal vantagem do conversor é o sistema de controle simples com menos sensores, excelentes resultados de qualidade de energia, rendimento elevado e a presença de comutação suave.

**PARTE III**

**CONCLUSÃO**

## 6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Conversores CC-CC ou CA-CC com operação seguidor de tensão podem ser empregados em diversas aplicações apresentando maior simplicidade de controle do que aqueles que não são resistivos. Incluindo a característica de operação com condução contínua no indutor de entrada, operação intercalada e comutação suave. Dessa forma é possível obter um conversor versátil, com vantagens na definição dos componentes pois possui distribuição de perdas nos componentes semi-condutores, não necessita de filtro LC na entrada e possui ondulações de alta frequência reduzidos, o que diminui o dimensionamento dos componentes armazenadores de energia. Além de eficiência elevada, reduzindo assim o sistema de dissipação de calor.

Este trabalho apresentou uma célula de comutação, denominada SC-SFM, com três variações topológicas Figura 8. Além disso, pode se implementá-la a partir de diversas topologias diferentes, entre elas destaca-se a variação topológica boost.

A topologia IBC-SFM possui o benefício de operar como seguidor de tensão, devido a entrada se comportar como fonte de corrente, isto é, o conversor se comporta como uma mera resistência de valor variável, através da modulação da frequência de chaveamento. Este comportamento é sintetizado através do compreensão da equação (56).

A revisão bibliográfica introdutória apresenta as principais aplicações para os conversores, em especial os que operam de forma intercalada com condução contínua na entrada. Tais aplicações necessitam, entre outras características, alta densidade de potência, elevado ganho, baixa ondulação de corrente ou tensão. Para garantir estas características é imprescindível que o conversor opere com a corrente de entrada regulada sendo que os esforços sobre os componentes precisam de valores baixos.

Neste contexto os conversores derivados da SC-SFM se fazem presentes. Visto que o conversor IBC-SFM possui a característica de condução contínua no indutor de entrada, aliado a operação como seguidor de tensão. Estas características garantem uma corrente de entrada com valor linear em relação a tensão fornecida.

A característica resistiva com condução contínua na entrada é a principal vantagem apresentada, pois simplifica o sistema de controle, uma vez que não há a necessidade de sensores ou malha fechada de corrente. Além disso a característica da comutação suave, bem como o bloqueio dos diodos com corrente nula garantem rendimento elevado. Por fim a operação intercalada propicia o aumento da densidade de potência que pode ser imposta para estes

conversores.

As vantagens expostas por este trabalho se evidenciam com a análise dos conversores IBC-SFM seja na versão CC-CC, PFC ou PFC *Totem-Pole*. Alcançando eficiência elevada, sistema de controle simples e robusto com necessidade apenas de sensores de tensão e baixa ondulação de corrente no indutor de entrada. Justificando assim o estudo proposto por esta dissertação.

As aplicações pertinentes dos conversores supracitados são diversas e incluem conversores para energias renováveis, como por exemplo sistemas com MPPT de painéis solares, circuitos eletrônicos com demanda de elevado ganho estático, entre outras aplicações CC-CC.

Para conversores PFC os capítulos 4 e 5 demonstram a utilização da SC-SFM quando aplicada para conversores com FP unitário e excelente qualidade de energia. Os valores de qualidade de energia podem ser aprimoradas com a adição do controle *feedforward*, apresentado no capítulo 5.

Para o caso dos conversores PFC com o controle *feedforward* existe a vantagem adicional da distribuição de EMI em diversas frequências.

Todos os conversores propostos e apresentados neste trabalho demonstraram elevados patamares de eficiência. Não apenas nos limites de maior potência, mas para uma ampla faixa de operação com uma curva de eficiência quase plana. Para o conversor IBC-SFM CC-CC o valor de eficiência máximo obtido foi de 98,78% e o valor ponderado segundo a definição da CEC foi de  $n_{cec} = 98,22\%$ . Para o conversor IBC-SFM PFC com ponte de diodos o valor máximo de eficiência obtido foi de 97,15%. Já para o conversor IBC-SFM PFC *totem-pole* o valor máximo de eficiência obtido foi de 97,99%.

As análises incluem testes com diversas tecnologias de interruptores para melhor entendimento do funcionamento SFM, que não é tão comum quanto o funcionamento com PWM. Neste quesito foi observado valores de eficiências maiores para interruptores com qualidade e tecnologia superiores, mas mesmo para interruptores MOSFET ou IGBT os resultados são excelentes. Apresentando viabilidade para assimilação da topologia por setores diversos da indústria.

Os valores elevados de eficiência são indícios de que as comutações, presentes durante a operação do conversor, são suaves e também a corrente no bloqueio dos diodos é nula. Esta análise é apoiada com a estimativa de perdas sobre os componentes para o IBC-SFM utilizando a variação A da SC-SFM.

Os esforços nos componentes possuem algumas similaridades com o conversor IBC-CCM convencional. As diferenças incluem esforços de corrente ligeiramente superiores sobre os semicondutores, conforme apresentado pela tabela 6 onde compara-se os esforços de corrente nos interruptores para o conversor IBC-SFM PFC proposto e o IBC-CCM PFC convencional.

Uma característica marcante na estrutura da SC-SFM é a presença de uma indutância entre os pares de interruptores da estrutura. Este valor de indutância possui o papel de regular a corrente entre os dois braços bem como definir a característica de seguidor de tensão pela estrutura.

Todas as variações da SC-SFM possuem de uma forma ou outra a presença da indutância entre os braços do conversor. No caso da variação amplamente abordada neste trabalho, a SC-SFM variação A, mostrado na Figura 8(a), os conversores possuem a presença de um autotransformador com indutância de magnetização menor que os valores convencionais para transformadores. De fato é através da indutância de magnetização que a operação do conversor alcança o objetivo proposto.

A desvantagem das soluções utilizando a SC-SFM é um valor expressivo de perdas devido o autotransformador, como pode ser notado nas Figuras 43, 46, 67 e 91. Contudo mesmo diante deste viés é possível notar que o resultado total de eficiência do conversor é elevado e comparável com diversos outros trabalhos que possuem rendimentos elevados.

A versatilidade, qualidade, elevados patamares de eficiência e simplicidade de controle da topologia proposta são evidenciadas pelas comparações existentes nas tabelas 3, 7 e 10 onde apresentam o comparativo entre conversores boost CC-CC, PFC e PFC *bridgeless* respectivamente.

Cada capítulo deste trabalho aborda um aspecto diferente da SC-SFM. Após a introdução é apresentado no capítulo 2 de forma genérica o comportamento da célula e suas principais equações, estados topológicos e análise de esforços. Nos capítulos seguintes são apresentados o comportamento da SC-SFM utilizando a variação boost, primeiramente em um conversor CC-CC e em seguida duas variações de conversores PFC, com e sem ponte de diodos.

Notadamente a novidade dos conversores propostos é a operação sem sensores ou malha de controle dedicadas para a corrente. Diferenciando-se dos métodos convencionais de construção dos conversores boost intercalado com corrente contínua no indutor de entrada.

Para corroborar a análise da característica de seguidor de tensão é criado uma curva corrente versus tensão de entrada para o conversor CC-CC na Figura 57 alcançando uma



estimativa muito próxima entre os valores mensurados de corrente com o valor estimado da corrente de entrada.

Para os conversores IBC-SFM PFC é obtido as formas de onda da tensão senoidal de entrada juntamente com a corrente de entrada, alcançando resultados excelentes de qualidade de energia em todos os testes. Apresentando FP igual a 0,999 e  $THD_i$  igual a 4,13% para o IBC-SFM PFC com ponte de diodos na potência nominal. E para o IBC-SFM PFC *totem-pole* foi obtido FP igual a 0,998 e  $THD_i$  igual a 6,14% na potência nominal.

Como apresentado durante os capítulos 4 e 5 existe uma pequena distorção da corrente de entrada nos limiares do cruzamento por zero. A amplitude angular da distorção é estimada neste presente trabalho, sendo que a distorção é menor para valores maiores de potência do conversor contribuindo para que na potência nominal seja alcançado a menor distorção.

Na sessão 5.4.1 é apresentado um sistema de controle antecipativo capaz de minimizar consideravelmente a amplitude das distorções de corrente no cruzamento por zero. Incluindo, na malha de controle, apenas um sensor de tensão na entrada e utilizando características intrínsecas do conversor como indutância de magnetização do autotransformador e valores aproximados das capacitâncias intrínsecas dos semicondutores. Com esta solução a qualidade de energia do IBC-SFM PFC *totem-pole* pôde ser aprimorada, obtendo valores de FP igual a 0,9998 e  $THD_i$  igual a 1,96% na potência nominal, bem como valores excelentes de qualidade de energia no restante da faixa de testes.

Para comprovação de funcionamento da topologia proposta, diversos testes experimentais foram conduzidos, incluindo verificações com diferentes tecnologias de interruptores na validação dos conversores. Os testes confirmam a análise teórica apresentando excelente desempenho em todas as análises. Com resultados melhores obtidos através de interruptores de tecnologia superior, mas ainda sim com resultados excelentes com as tecnologias mais difundidas.

Em conjunto com a análise das comutações, e resultados experimentais, o parâmetro da capacitância intrínseca dos semicondutores passa a ter relevância na construção dos conversores derivados da SC-SFM. Parâmetro este que em determinados casos é simplesmente ignorado. Entretanto, para conversores derivados da SC-SFM a capacitância intrínseca dos semicondutores é responsável pelo aumento da frequência efetiva, que diminui a potência demandada do conversor, e também por distorções de corrente nos casos de conversores PFC.

Por fim, salienta-se que os conversores derivados da SC-SFM possuem elevado potencial para utilização residencial, industrial e comercial. Visto que atendem a crescente demanda por

maior densidade de potência dos conversores, alta eficiência, dimensionamento de componentes reduzidos e maior simplicidade de controle, sem necessidade de sensores de corrente devido ao comportamento resistivo.

As principais vantagens características dos conversores apresentados são oriundas da operação com condução contínua no indutor de entrada, operação intercalada com comutação suave, esforços de corrente não tão elevados quando os conversores DCM convencionais e principalmente característica de seguidor de tensão. Os conversores apresentados possuem corrente de entrada linearmente dependente da tensão de entrada (14), comportamento este semelhante ao descrito pela lei de Ohm.

## 6.1 PROPOSTA DE TRABALHOS FUTUROS

A partir da análise da SC-SFM percebe-se um potencial para diversas estruturas e aplicações que serão sugeridas para investigação e análises futuras. Entre as aplicações e variações possíveis, além das variações topológicas da SC-SFM, células B e C. Há ainda que se considerar as estruturas buck e buck-boost. Mas as opções não se limitam a estas, no contexto de aplicações a serem avaliadas futuramente, esta dissertação propõe as seguintes soluções a serem utilizadas com a SC-SFM.

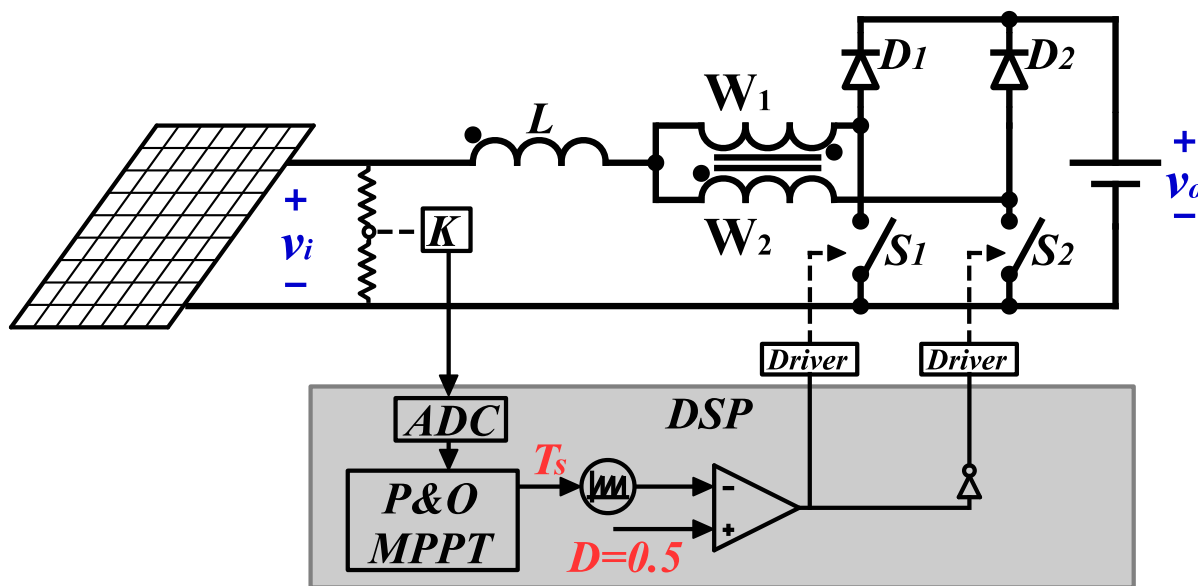
### 6.1.1 Sistema de controle com MPPT para painéis solares

Uma das aplicações que envolve o conversor IBC-SFM é sua utilização como primeiro estágio para painéis solares. Nesta aplicação o conversor possui o papel de realizar o MPPT do painel solar e elevar a tensão para o segundo estágio inversor.

A vantagem desta solução novamente se dá pela simplicidade do sistema de controle da topologia, pois apenas a medição de tensão de entrada é necessária para o MPPT. Além disso a característica de eficiência elevada, com comutação suave, sobre uma ampla faixa de operação garantem alta performance para esta solução. Adicionalmente variações da tensão de saída não geram oscilações relevantes sobre a corrente de entrada.

A Figura 115 apresenta a estrutura proposta para um sistema MPPT com o IBC-SFM. Esta solução pode ser utilizada com diversos algoritmos diferentes para realizar o MPPT, que incluem as técnicas perturbar e observar, do inglês *perturb and observe* (P&O), condutância incremental, do inglês *incremental conductance* (IC), *fuzzy*, variações destes, entre outros.

Figura 115 – IBC-SFM aplicado a sistemas MPPT para painéis solares.



Fonte: Autoria própria.

O desafio desta solução é elaborar a medição de potência de entrada do conversor utilizando apenas a medição de tensão de entrada em conjunto com os valores definidos de indutância magnética do autotransformador  $L_m$  e a frequência de chaveamento  $f_s$ . Uma vez estimado a potência é possível verificar o comportamento do conversor nesta aplicação.

A tensão de saída no entanto pode ser considerada um barramento de tensão fixa, para determinadas aplicações a depender do inversor ou carga aplicada ao sistema, ou ainda pode ser elaborado um sub-sistema de controle para manter a tensão de saída fixa. Estudos preliminares realizados com simulação e protótipo experimental sugerem que a solução é funcional.

### 6.1.2 Operação com a SFM alternativa para ganho estáticos menores

Uma operação a ser avaliada de forma completa será a operação do conversor utilizando a modulação complementar para altas frequências apresentada na seção 2.8 no capítulo 2. Esta modulação possui outros usos além da utilização como estratégia para potências mais baixas, que ocorre quando a frequência é alta.

Esta modulação pode ser aplicada em substituição da SFM convencional apresentada neste trabalho. Os benefícios desta mudança de modulação incluem a possibilidade de diminuir o ganho estático do IBC-SFM proposto por esta dissertação o que facilitaria a criação de um

conversor universal para diversas tensões. Semelhantemente a modulação PWM também pode ser avaliada em conjunto com a SFM.

Através de uma análise preliminar, com simulação, é possível reconhecer o potencial da solução. No entanto, uma desvantagem verificada, em comparação com a SC-SFM apresentada neste trabalho, é a perda de uma das comutações  $ZCZVT$  que se torna apenas  $ZCT$  que não é tão vantajosa quanto não há corrente ou tensão. Além disso uma componente dependente da tensão de saída foi percebida sobre a corrente de entrada, esta distorção necessita ser avaliada para aplicações PFC ou sistemas MPPT.

### 6.1.3 Paralelismo de conversores

Paralelismo de conversores é uma estratégia interessante para ampliar a potência convertida e é bem difundida para aplicações de conversores intercalados.

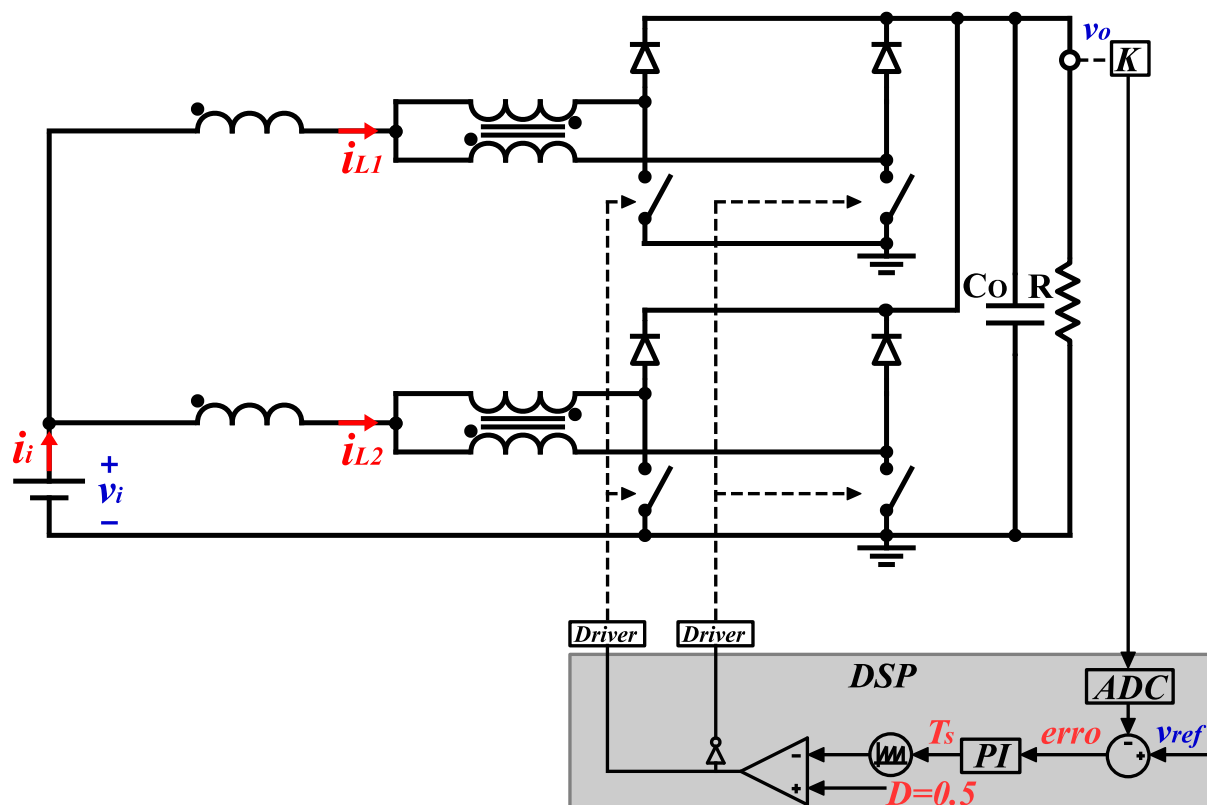
Uma dificuldade existente para aplicações com conversores paralelos é o controle de corrente, que em muitos casos necessita de controle individual da corrente para não ocorrer de um conversor assumir potências muito maiores do que os demais conversores conectados em paralelo.

As vantagens no entanto de paralelismo de conversores são diversas pois, dependendo da modulação, podem incluir redução do dimensionamento dos componentes, redução de esforços de corrente sobre os dispositivos semicondutores e menores ondulações de corrente e tensão.

Nesse contexto a utilização dos conversores baseados na SC-SFM seria a apropriação das vantagens já mencionadas, e além disso não necessitar de controle individual de corrente. Não obstante, a distribuição de potência do conversor é naturalmente distribuída entre os conversores em paralelo, com pequenas variações a depender das divergências de indutância dos componentes magnéticos devido suas diferenças construtivas.

A Figura 116 apresenta um exemplo de conversores IBC-SFM em paralelo. É interessante notar que é possível utilizar o mesmo comando de acionamento dos interruptores nesta solução, ou ainda, é possível realizar um defasamento angular entre os comandos sobre o *gate* dos interruptores, para obter uma ondulação menor de corrente na entrada. Além disso o paralelismo pode ser constituído por diversos conversores.

Figura 116 – Paralelismo de conversores IBC-SFM.



Fonte: Autoria própria.

#### 6.1.4 Operação bidirecional

Uma solução comentada na seção 2.9, do capítulo 2, sugere que uma das possibilidades existentes com o uso da variação complementar da SC-SFM é a utilização com topologias bi-direcionais.

A característica bi-direcional é válida com conversores que possuem capacidade de mudança no fluxo de potência, ou seja, quando os papéis de entrada do conversor e saída podem ser intercambiáveis.

Um exemplo de conversor bi-direcional utilizando a SC-SFM é apresentado na Figura 117. Note a presença da estrutura com 4 interruptores.

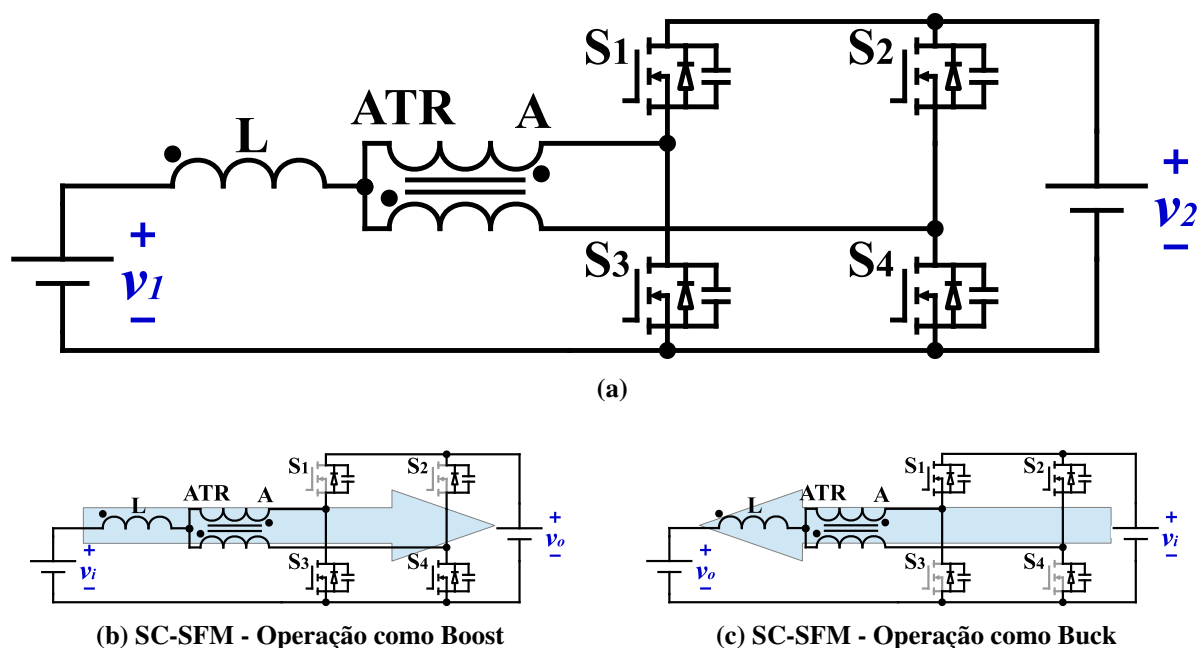
Esta operação é possível quando se concilia a operação boost e operação buck a depender dos papéis de funcionamento dos interruptores e também do fluxo da corrente elétrica sobre o indutor.

A Figura 117(b) apresenta o conversor IBC-SFM. Quando o fluxo de potência segue da

esquerda para a direita na figura o conversor opera como boost. Sabendo que os interruptores inferiores,  $S_3$  e  $S_4$ , desempenham o papel de interruptores de fato, e os interruptores superiores,  $S_1$  e  $S_2$ , operam como diodos.

A Figura 117(c) apresenta o conversor buck intercalado CC-CC. Quando o fluxo de potência segue da direita para a esquerda na figura o conversor opera como buck. Sabendo que os interruptores superiores,  $S_1$  e  $S_2$ , desempenham o papel de interruptores de fato, e os interruptores inferiores,  $S_3$  e  $S_4$ , operam como diodos. Completando assim a operação bidirecional.

Figura 117 – Conversor bi-direcional utilizando a SC-SFM



Fonte: Autoria própria.

A operação bi-direcional possui diversas utilidades em especial com a difusão da interconectividade entre aparelhos eletrônicos, baterias e fontes de energia diversas. Ampliando assim a necessidade de opções mais versáteis de construção de conversores eletrônicos.

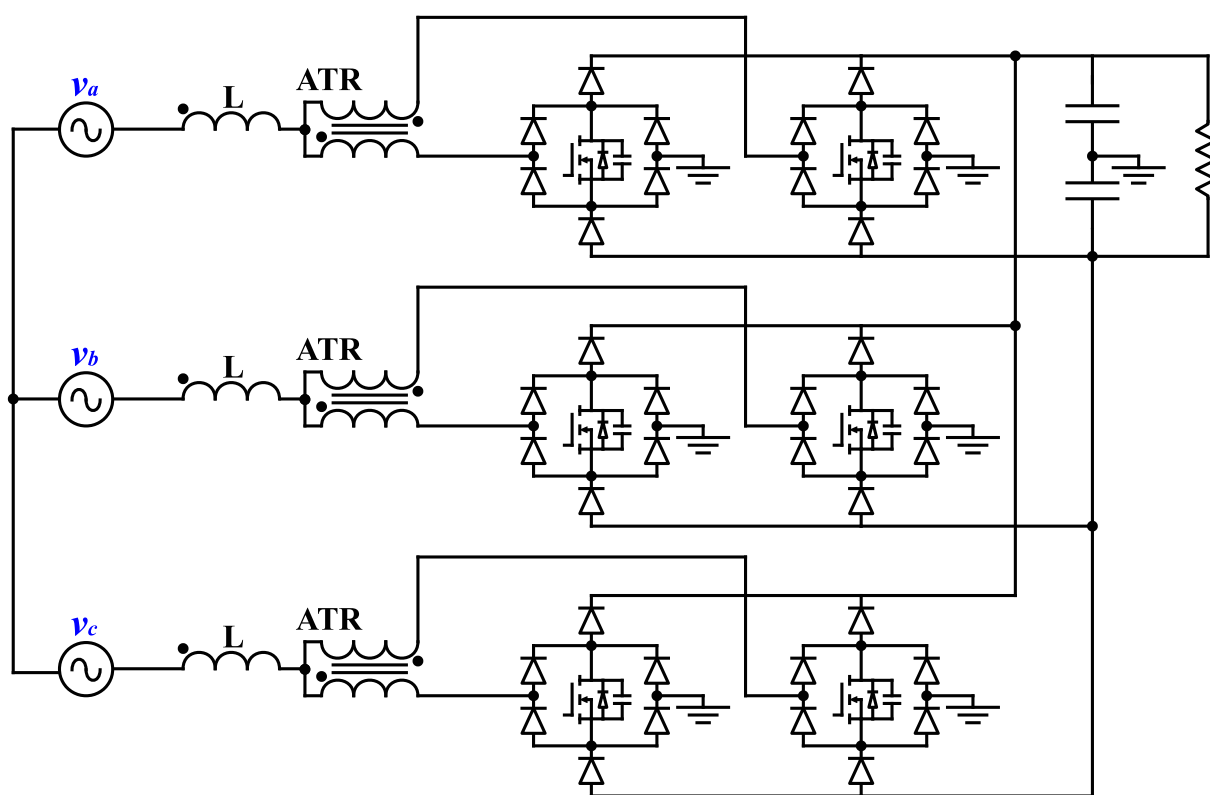
### 6.1.5 Conversores trifásicos

A crescente procura por maior densidade de energia para diversas aplicações incluem a necessidade de conversores trifásicos. As soluções apresentadas na literatura, embora maximizem a potência do conversor, possuem a necessidade de controle da corrente elétrica. Sendo necessário equilibrar as correntes entre as três fases da fonte de tensão. Nesse sentido é comum a existência de um controle e algoritmo complexo da corrente elétrica, este controle utiliza-se de sensores de

corrente para cada fase.

Com a característica de seguidor de tensão o IBC-SFM seria uma vantajosa aplicação da SC-SFM em conversores trifásicos. No entanto para adequar a estrutura da SC-SFM em um contexto de fontes trifásicas não é trivial. Uma opção promissora é combinar a topologia proposta por (KOLAR *et al.*, 1996), conhecida como retificador de Vienna, juntamente com a estrutura da SC-SFM. Ao conciliar ambas as estruturas é possível obter o conversor apresentado na Figura 118.

Figura 118 – IBC-SFM Vienna - Conversor trifásico.



Fonte: Autoria própria.

Estudos preliminares com simulação apontam para o funcionamento do conversor conforme proposto. O conversor não necessita de leitura de corrente e ainda assim possui alta qualidade de energia. No entanto, a presença da distorção no cruzamento por zero mencionada nos capítulos 4 e 5 apontam para uma oscilação maior entre as três correntes. No entanto, optando por uma adequação com o controle *feedforward* apresentada no capítulo 5 é possível aprimorar o comportamento da corrente elétrica deste conversor.

Aplicações para conversores trifásicos estão cada vez mais presentes devido os avanços

de usos de equipamentos elétricos e eletrônicos com demandas elevadas de energia. Sejam em telecomunicações, veículos elétricos e híbridos ou geradores eólicos. Esta última aplicação, geradores eólicos, a utilização da variação topológica A é especialmente benéfica pois a indutância pré-existente do gerador pode ser utilizada como o indutor de entrada do conversor, diminuindo ainda mais o número de componentes do conversor, além de aumentar a simplicidade de controle e eficiência.



## REFERÊNCIAS

ALBACH, M.; DURBAUM, T.; BROCKMEYER, A. Calculating core losses in transformers for arbitrary magnetizing currents a comparison of different approaches. *In: PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. [S.l.: s.n.], 1996. v. 2, p. 1463–1468 vol.2. ISSN 0275-9306.*

ALVES, Luciano F. S. *et al.* SIC power devices in power electronics: An overview. *In: 2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP). [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–8.*

ARUN, Ganesh; SHIREEN, Wajiha; ENJETI, Prasad N. Improved active power-factor-correction circuit using a zero-voltage-switching boost converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 13, n. 2, p. 308–314, 1998.

BALESTERO, Juan Paulo Robles *et al.* Power Factor Correction Boost Converter Based on the Three-State Switching Cell. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 3, p. 1565–1577, 2012.

BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência: Projetos de Fontes Chaveadas**: Projetos de fontes chaveadas. Florianópolis, BR: *[s.n.]*, 2014. v. 3ª Edição. 319 p.

BRAGA, Henrique A. C.; BARBI, Ivo. A new technique for parallel connection of commutation cells: analysis, design, and experimentation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 12, n. 2, p. 387–395, March 1997. ISSN 1941-0107.

BRKOVIC, Milivoje; CUK, Slobodan. Input current shaper using Cuk converter. *In: [Proceedings] Fourteenth International Telecommunications Energy Conference - INTELEC '92. [S.l.: s.n.], 1992. p. 532–539.*

BUNETEL, Jean-Charles Le; GONZALEZ, David; BALCELL, Josep. Impact of Periodic Switching Frequency Modulation control to reduce conducted EMI in Power Factor Converters. *In: IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics. [S.l.: s.n.], 2006. p. 2541–2545.*

CHEN, Hung-Chi. Duty Phase Control for Single-Phase Boost-Type SMR. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 4, p. 1927–1934, 2008.

CHEN, Hung-Chi. Single-Loop Current Sensorless Control for Single-Phase Boost-Type SMR. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 1, p. 163–171, 2009.

CHEN, Hung-Chi. Interleaved Current Sensorless Control for Multiphase Boost-Type Switch-Mode Rectifier With Phase-Shedding Operation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 2, p. 766–775, 2014.

CHEN, Hung-Chi; LIAO, Jhen-Yu. Modified Interleaved Current Sensorless Control for Three-Level Boost PFC Converter With Considering Voltage Imbalance and Zero-Crossing Current Distortion. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 11, p. 6896–6904, 2015.

CHEN, Hung-Chi; WU, Zen-How; LIAO, Jhen-Yu. Modeling and Small-Signal Analysis of a Switch-Mode Rectifier With Single-Loop Current Sensorless Control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 1, p. 75–84, 2010.

CHEN, Xi; BATARSEH, Issa. Variable Step-Size Switching Frequency Modulation for Synchronous Buck Converter. *In: IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1562–1567.

CHEN, Xi *et al.* A new adaptive switching frequency modulation for optimizing low power cascaded buck-boost converter. *In: 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 4230–4236.

CHEN, Yie-Tone; LI, Zih-Ming; LIANG, Ruey-Hsun. A Novel Soft-Switching Interleaved Coupled-Inductor Boost Converter With Only Single Auxiliary Circuit. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 3, p. 2267–2281, March 2018. ISSN 1941-0107.

CHEN, Yie-Tone; SHIU, Shin-Ming; LIANG, Ruey-Hsun. Analysis and Design of a Zero-Voltage-Switching and Zero-Current-Switching Interleaved Boost Converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 1, p. 161–173, Jan 2012. ISSN 1941-0107.

CHO, J. G. *et al.* Reduced conduction loss zero voltage transition power factor correction converter with low cost. *In: Proceedings of Power and Energy Systems in Converging Markets*. [S.l.: s.n.], 1997. p. 512–516.

CHOI, Woo-Young; YOO, Joo-Seung. A Bridgeless Single-Stage Half-Bridge AC/DC Converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 12, p. 3884–3895, 2011.

DUARTE, Cláudio Manoel C.; BARBI, Ivo. An improved family of ZVS-PWM active-clamping DC-to-DC converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 17, n. 1, p. 1–7, 2002.

ERICKSON, Robert; MADIGAN, Michael; SINGER, Sigmund. Design of a simple high-power-factor rectifier based on the flyback converter. *In: Fifth Annual Proceedings on Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 1990. p. 792–801.

ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of Power Electronics**. Second edition. Springer, 2001. ISBN 978-0-7923-7270-7. Disponível em: <https://link.springer.com/book/10.1007/b100747>.

FOROUZESH, Mojtaba *et al.* Step-Up DC-DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 12, p. 9143–9178, Dec 2017. ISSN 1941-0107.

GARCIA, O. *et al.* Single phase power factor correction: a survey. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 18, n. 3, p. 749–755, May 2003. ISSN 1941-0107.

GONZALEZ, David *et al.* Conducted EMI Reduction in Power Converters by Means of Periodic Switching Frequency Modulation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 6, p. 2271–2281, 2007.

GUSSEME, K. De *et al.* Input-Current Distortion of CCM Boost PFC Converters Operated in DCM. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 2, p. 858–865, April 2007. ISSN 1557-9948.

HSIEH, Yao-Ching; HSUEH, Te-Chin; YEN, Hau-Chen. An Interleaved Boost Converter With Zero-Voltage Transition. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 4, p. 973–978, April 2009. ISSN 1941-0107.

HUA, Guichao *et al.* Novel zero-voltage-transition PWM converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 9, n. 2, p. 213–219, 1994.

HUANG, Wannian; MOSCHOPOULOS, Gerry. A new family of zero-voltage-transition PWM converters with dual active auxiliary circuits. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 2, p. 370–379, 2006.

HUBER, L.; IRVING, B. T.; JOVANOVIC, M. M. Effect of Valley Switching and Switching-Frequency Limitation on Line-Current Distortions of DCM/CCM Boundary Boost PFC Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 2, p. 339–347, Feb 2009. ISSN 1941-0107.

HUBER, Laszlo; JANG, Yungtaek; JOVANOVIC, Milan M. Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 3, p. 1381–1390, 2008.

IEC 61000-3-2. Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current  $\leq 16$  A per phase). **IEC 61000-3-2:2018**, p. 73, 2018.

IEEE 519. IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. **IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)**, p. 1–29, June 2014.

JANG, Y.; JOVANOVIC, M. M. New two-inductor boost converter with auxiliary transformer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 1, p. 169–175, 2004.

JANG, Y.; JOVANOVIC, M. M. Interleaved Boost Converter With Intrinsic Voltage-Doubler Characteristic for Universal-Line PFC Front End. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 4, p. 1394–1401, July 2007. ISSN 1941-0107.

JANG, Yungtaek; JOVANOVIC, Milan M. A Bridgeless PFC Boost Rectifier With Optimized Magnetic Utilization. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 1, p. 85–93, 2009.

JONES, Edward A.; WANG, Fei Fred; COSTINETT, Daniel. Review of Commercial GaN Power Devices and GaN-Based Converter Design Challenges. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 4, n. 3, p. 707–719, Sep. 2016. ISSN 2168-6785.

JOVANOVIC, Milan M.; JANG, Yungtaek. A new, soft-switched boost converter with isolated active snubber. *In: APEC '98 Thirteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. [S.l.: s.n.], 1998. v. 2, p. 1084–1090 vol.2.*

JOVANOVIC, M. M.; JANG, Yungtaek. A new, soft-switched boost converter with isolated active snubber. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 35, n. 2, p. 496–502, 1999.

KASA, Nobuyuki; IIDA, Takahiko; CHEN, Liang. Flyback inverter controlled by sensorless current MPPT for photovoltaic power system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 52, n. 4, p. 1145–1152, Aug 2005. ISSN 1557-9948.

KIM, H. *et al.* A Simple Average Current Control With On-Time Doubler for Multiphase CCM PFC Converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 3, p. 1683–1693, March 2015. ISSN 1941-0107.

KIM, Y.; SUNG, W.; LEE, B. Comparative Performance Analysis of High Density and Efficiency PFC Topologies. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 6, p. 2666–2679, June 2014. ISSN 1941-0107.

KOLAR, Johhan W.; ERTL, Hans; ZACH, Franz C. Design and experimental investigation of a three-phase high power density high efficiency unity power factor PWM (VIENNA) rectifier employing a novel integrated power semiconductor module. *In: Proceedings of Applied Power Electronics Conference. APEC '96. [S.l.: s.n.], 1996. v. 2, p. 514–523 vol.2.*

KONG, Pengju; WANG, Shuo; LEE, Fred C. Common Mode EMI Noise Suppression for Bridgeless PFC Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 1, p. 291–297, 2008.

KU, C. *et al.* A Novel SFVM-M<sup>3</sup> Control Scheme for Interleaved CCM/DCM Boundary-Mode Boost Converter in PFC Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 8, p. 2295–2303, Aug 2011. ISSN 1941-0107.

LANDSMAN, E. E. A unifying derivation of switching DC-DC converter topologies. *In: 1979 IEEE Power Electronics Specialists Conference. [S.l.: s.n.], 1979. p. 239–243.*

LI, Guangdi *et al.* A Single-Stage Interleaved Resonant Bridgeless Boost Rectifier with High-Frequency Isolation. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 8, n. 2, p. 1767–1781, 2020.

LI, Jieli; ABDALLAH, T.; SULLIVAN, C. R. Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms. *In: Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248). [S.l.: s.n.], 2001. v. 4, p. 2203–2210 vol.4. ISSN 0197-2618.*

LI, L. *et al.* A Current Reshaping Strategy to Reduce Parasitics-Induced Current Distortion in Discontinuous Conduction Mode Boost Power Factor Correction Converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 68, n. 3, p. 2215–2224, March 2021. ISSN 1557-9948.

LI, Wuhua *et al.* Interleaved Converter With Voltage Multiplier Cell for High Step-Up and High-Efficiency Conversion. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 9, p. 2397–2408, 2010.

LIU, Kwang-Hwa; LIN, Yung-Lin. Current waveform distortion in power factor correction circuits employing discontinuous-mode boost converters. *In: 20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. [S.l.: s.n.], 1989. p. 825–829 vol.2.*

LO, Yu-Kang; CHIU, Huang-Jen; OU, Sheng-Yuan. Constant-switching-frequency control of switch-mode rectifiers without current sensors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 47, n. 5, p. 1172–1174, 2000.

MARCOS-PASTOR, Adria *et al.* Interleaved Digital Power Factor Correction Based on the Sliding-Mode Approach. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 6, p. 4641–4653, June 2016. ISSN 1941-0107.

MARTINEZ, Roberto; ENJETI, Prasad N. A high-performance single-phase rectifier with input power factor correction. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 11, n. 2, p. 311–317, 1996.

MILLÁN, José *et al.* A Survey of Wide Bandgap Power Semiconductor Devices. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 5, p. 2155–2163, 2014.

MIRA, Maria C. *et al.* Analysis, Design, Modeling, and Control of an Interleaved-Boost Full-Bridge Three-Port Converter for Hybrid Renewable Energy Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 2, p. 1138–1155, Feb 2017. ISSN 1941-0107.

MOSCHOPOULOS, G.; JAIN, P. Single-phase single-stage power-factor-corrected converter topologies. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 52, n. 1, p. 23–35, Feb 2005. ISSN 1557-9948.

MUSAVI, Fariborz; EBERLE, Wilson; DUNFORD, William G. A High-Performance Single-Phase Bridgeless Interleaved PFC Converter for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Battery Chargers. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 47, n. 4, p. 1833–1843, 2011.

NUSSBAUMER, T.; RAGGL, K.; KOLAR, J. W. Design Guidelines for Interleaved Single-Phase Boost PFC Circuits. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 7, p. 2559–2573, July 2009. ISSN 1557-9948.

OHNISHI, Tokuo; HOJO, Masahide. DC voltage sensorless single-phase PFC converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 2, p. 404–410, 2004.

PAHLEVANINEZHAD, Majid *et al.* A ZVS Interleaved Boost AC/DC Converter Used in Plug-in Electric Vehicles. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 8, p. 3513–3529, 2012.

PARK, Moo-Hyun *et al.* An Interleaved Totem-Pole Bridgeless Boost PFC Converter with Soft-Switching Capability Adopting Phase-Shifting Control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 11, p. 10610–10618, 2019.

PÉRES, Adriano; MARTINS, Denizar Cruz; BARBI, Ivo. ZETA converter applied in power factor correction. *In: Proceedings of 1994 Power Electronics Specialist Conference - PESC'94. [S.l.: s.n.], 1994. v. 2, p. 1152–1157 vol.2.*

QIAO, C.; SMEDLEY, K. M. A topology survey of single-stage power factor corrector with a boost type input-current-shaper. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 16, n. 3, p. 360–368, May 2001. ISSN 1941-0107.

RANA, Niraj *et al.* A Novel Interleaved Tri-State Boost Converter With Lower Ripple and Improved Dynamic Response. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 7, p. 5456–5465, July 2018. ISSN 1557-9948.

REINERT, J.; BROCKMEYER, A.; De Doncker, R. W. A. A. Calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the modified Steinmetz equation. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 37, n. 4, p. 1055–1061, July 2001. ISSN 1939-9367.

SANTOLARIA, A. *et al.* Evaluation of switching frequency modulation in EMI emissions reduction applied to power converters. *In: IECON'03. 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IEEE Cat. No.03CH37468)*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 3, p. 2306–2311 Vol.3.

SEBASTIAN, Javier *et al.* Voltage-follower control in zero-current-switched quasi-resonant power factor preregulators. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 13, n. 4, p. 727–738, 1998.

SIMONETTI, Domingos Sávio Lyrio; SEBASTIÁN, Javier; UCEDA, Javier. The discontinuous conduction mode Sepic and Cuk power factor preregulators: analysis and design. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 44, n. 5, p. 630–637, Oct 1997. ISSN 1557-9948.

SINGH, Bhim *et al.* A review of single-phase improved power quality AC-DC converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 50, n. 5, p. 962–981, Oct 2003. ISSN 1557-9948.

SIVAKUMAR, Seshadri; NATARAJAN, K.; GUDELEWICZ, Rajmund. Control of power factor correcting boost converter without instantaneous measurement of input current. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 10, n. 4, p. 435–445, 1995.

SOARES, Jefferson Wilhelm Meyer; BADIN, Alceu Andre. An Interleaved PFC Boost Converter with Soft Commutations and Voltage Follower Characteristics. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, p. 1–1, 2021.

SOARES, Jefferson Wilhelm Meyer; BADIN, Alceu André. Switching Cell With Frequency Modulation for CCM Voltage-Follower Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 36, n. 6, p. 6223–6227, June 2021. ISSN 1941-0107.

SPIAZZI, Giorgio. Analysis and design of the soft-switched clamped-resonant interleaved boost converter. **CPSS Transactions on Power Electronics and Applications**, v. 4, n. 4, p. 276–287, 2019.

SPIAZZI, Giorgio; BUSO, Simone. Analysis of the Interleaved Isolated Boost Converter With Coupled Inductors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 7, p. 4481–4491, July 2015. ISSN 1557-9948.

STEIN, Carlos Marcelo de Oliveira; HEY, Hélios Leaes. A true ZCZVT commutation cell for PWM converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 15, n. 1, p. 185–193, Jan 2000. ISSN 1941-0107.

SU, Bin; LU, Zhengyu. An Interleaved Totem-Pole Boost Bridgeless Rectifier With Reduced Reverse-Recovery Problems For Power Factor Correction. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 6, p. 1406–1415, 2010.

SU, Bin; ZHANG, Junming; LU, Zhengyu. Totem-Pole Boost Bridgeless PFC Rectifier With Simple Zero-Current Detection and Full-Range ZVS Operating at the Boundary of DCM/CCM. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 2, p. 427–435, 2011.

THORNTON. **Catálogo de Ferrite**. [S.l.], 2015. Disponível em: <https://www.thornton.com.br/>.

TORRICO-BASCOPE, Grover V.; BARBI, Ivo. Generation of a family of non-isolated DC-DC PWM converters using new three-state switching cells. In: **2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37018)**. [S.l.: s.n.], 2000. v. 2, p. 858–863 vol.2. ISSN 0275-9306.

TORRICO-BASCOPE, Grover V.; BARBI, Ivo. A single phase PFC 3 kW converter using a three-state switching cell. In: **2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)**. [S.l.: s.n.], 2004. v. 5, p. 4037–4042 Vol.5. ISSN 0275-9306.

TORRICO-BASCOPE, Rene Pastor *et al.* Three-state switching cell (3SSC)-based non-isolated dc-dc boost-type converter with balanced output voltage and wide voltage conversion range. **IET Power Electronics**, v. 11, n. 7, p. 1217–1223, 2018. ISSN 1755-4535.

VALIPOUR, Hamed; MAHDAVI, Mohammad; ORDONEZ, Martin. Resonant Bridgeless AC/DC Rectifier With High Switching Frequency and Inherent PFC Capability. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 1, p. 232–246, 2020.

Van de Sype, D. M. *et al.* Duty-ratio feedforward for digitally controlled boost PFC converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 52, n. 1, p. 108–115, Feb 2005. ISSN 1557-9948.

VENKATACHALAM, Kapil *et al.* Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters. In: **2002 IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, 2002. Proceedings**. [S.l.: s.n.], 2002. p. 36–41.

WAKABAYASHI, F. T.; BONATO, M. J.; CANESIN, C. A. A new family of zero-current-switching PWM converter. In: **30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record. (Cat. No.99CH36321)**. [S.l.: s.n.], 1999. v. 1, p. 451–456 vol.1. ISSN 0275-9306.

Wanfeng Zhang and Guang Feng and Yan-Fei Liu and Bin Wu. A digital power factor correction (PFC) control strategy optimized for DSP. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 6, p. 1474–1485, Nov 2004. ISSN 1941-0107.



WANG, Chien-Ming. A novel zero-Voltage-switching PWM boost rectifier with high power factor and low conduction losses. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 52, n. 2, p. 427–435, 2005.

WILLIAMS, Barry W. Generation and Analysis of Canonical Switching Cell DC-to-DC Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 1, p. 329–346, 2014.

XIN, Xiaoni *et al.* Asymmetrical H-PFC for Low Line Applications. *In: 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1077–1081.*

XU, H. *et al.* Optimal Design Method of Interleaved Boost PFC for Improving Efficiency from Switching Frequency, Boost Inductor, and Output Voltage. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 7, p. 6088–6107, July 2019. ISSN 1941-0107.

YANG, F. *et al.* Two-Phase Interleaved Boost PFC Converter With Coupled Inductor Under Single-Phase Operation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 1, p. 169–184, Jan 2020. ISSN 1941-0107.

YANG, F. *et al.* Interleaved Critical Current Mode Boost PFC Converter With Coupled Inductor. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 9, p. 2404–2413, Sep. 2011. ISSN 1941-0107.

YAO, K. *et al.* A Novel Control Scheme of DCM Boost PFC Converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 10, p. 5605–5615, Oct 2015. ISSN 1941-0107.

YI, J.; CHOI, W.; CHO, B. Zero-Voltage-Transition Interleaved Boost Converter With an Auxiliary Coupled Inductor. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 8, p. 5917–5930, Aug 2017. ISSN 1941-0107.

ZHANG, C. *et al.* A New PFC Design With Interleaved MHz-Frequency GaN Auxiliary Active Filter Phase and Low-Frequency Base Power Si Phase. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 8, n. 1, p. 557–566, March 2020. ISSN 2168-6785.

ZHANG, Z.; XU, C.; LIU, Y. A Digital Adaptive Discontinuous Current Source Driver for High-Frequency Interleaved Boost PFC Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 3, p. 1298–1310, March 2014. ISSN 1941-0107.

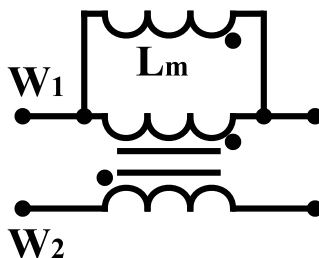
## **APÊNDICES**

## APÊNDICE A – EQUIVALÊNCIA DE REPRESENTAÇÃO DA INDUTÂNCIA DE MAGNETIZAÇÃO DO AUTOTRANSFORMADOR DA SC-SFM VARIAÇÃO A

Para obter a correlação entre as duas representações equivalentes de indutância de magnetização considera-se primeiramente a representação conceitual mais difundida para transformadores.

A Figura 119 apresenta o transformador ATR com a representação de um transformador ideal, bem como a indutância de magnetização  $L_m$  representada por um indutor em paralelo ao enrolamento  $W_1$ . Que é uma das representações mais comuns e aceitas para transformadores.

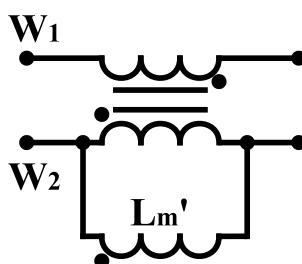
**Figura 119 – Representação convencional de um transformador com indutância de magnetização**



Fonte: Autoria própria.

De forma análoga, é possível realizar a representação da indutância de magnetização em paralelo ao enrolamento secundário,  $W_2$ , observe a Figura 120.

**Figura 120 – Representação de um transformador com a indutância de magnetização no enrolamento secundário**



Fonte: Autoria própria.

É interessante reconhecer que existe uma correlação entre a indutância de magnetização sobre o enrolamento primário e secundário do transformador (134), sabendo que ( $n$ ) é a relação de transformação do transformador (133). ( $N_1$ ) é o numero de voltas no enrolamento primário e ( $N_2$ ) é o numero de voltas no enrolamento do secundário.

$$n = N_2/N_1 \quad (133)$$

$$L'_m = n^2 L_m \quad (134)$$

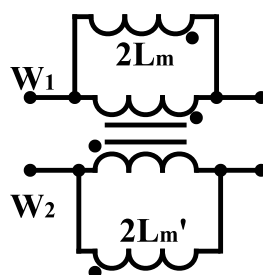
Nesse sentido é possível representar a indutância de magnetização através de um indutor no primário com indutância igual a  $L_m$  ou no secundário do transformador com  $L'_m$ .

Uma possível representação dos efeitos da indutância de magnetização sobre um transformador é através da representação da indutância de magnetização sobre os dois enrolamentos, primário e secundário. Essa representação leva em conta que os efeitos da indutância de magnetização são refletidos do primário ao secundário.

Desta forma para representar a indutância de magnetização em ambos os enrolamentos, deve se considerar que o indutor, que representa a indutância de magnetização no primário, esta virtualmente em paralelo ao indutor, que representa a indutância de magnetização no secundário, e vice-versa.

A Figura 121 apresenta um transformador com a indutância de magnetização sendo representada concomitantemente no primário e secundário. Sabendo que como há um paralelismo de indutores, a indutância sobre cada enrolamento é representada pelo dobro do valor da indutância de magnetização original  $2L_m$  e  $2L'_m$ , em função de representar o efeito da indutância de magnetização apresentadas nas representações das Figuras 119 e 120.

**Figura 121 – Representação de um transformador com a indutância de magnetização nos enrolamentos primário e secundário concomitantemente**



Fonte: Autoria própria.

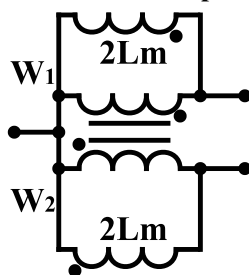
A representação com a indutância de magnetização sobre os enrolamentos primário e secundário do autotransformador é apresentado em outros trabalhos, inclusive em (JANG; JOVANOVIC, 2009).

Sabendo que a relação de transformação para o autotransformador da SC-SFM variação A é unitária  $n = 1$ . A equação que correlaciona a indutância de magnetização, representada pelo primário ou secundário do transformador é igual a (135).

$$L'_m = L_m \quad (135)$$

Na SC-SFM variação A o enrolamento  $W_1$  está conectado ao enrolamento  $W_2$ , típico de um autotransformador, podendo representá-lo através da Figura 122. Esta figura é interessante pois é uma forma alternativa de representação do autotransformador.

**Figura 122 – Representação alternativa do autotransformador utilizado na SC-SFM variação A, com a indutância de magnetização nos enrolamentos primário e secundário concomitantemente**

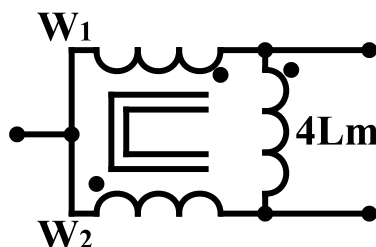


Fonte: Autoria própria.

Por fim, sabendo que a distribuição de corrente sobre os indutores  $2L_m$  bem como a tensão sobre ambos são iguais, visto se tratar de um transformador com relação de transformação unitária, e sabendo que a direção e sentido da corrente sobre ambos são iguais dado a configuração dos enrolamentos e posicionamento dos pontos do autotransformador. É possível representá-los em série formando um indutor com indutância  $4L_m$ , e inclusive pequenas variações estruturais no autotransformador não ocasionam efeitos de desbalanço na operação da SC-SFM.

A Figura 123 apresenta o autotransformador utilizado na representação da SC-SFM variação A, com sua representação através da indutância de magnetização  $4L_m$ .

**Figura 123 – Representação do autotransformador utilizado na SC-SFM variação A, com a indutância de magnetização  $4L_m$**

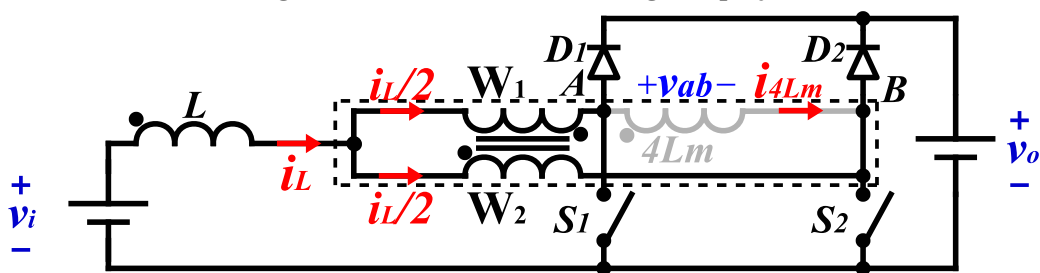


Fonte: Autoria própria.

## APÊNDICE B – METODOLOGIA DE PROJETO IBC-SFM CC-CC

O procedimento de projeto de um conversor IBC-SFM CC-CC baseado na SC-SFM variação A é apresentado neste apêndice, sendo o procedimento realizado em conjunto com especificação numérica para maior facilidade de entendimento. A Figura 124 mostra a topologia do conversor proposto para o dimensionamento.

Figura 124 – IBC-SFM - Metodologia de projeto



Fonte: Autoria própria.

Para definição do projeto optou-se por determinar de forma antecipada a frequência mínima e máxima de chaveamento. Com este parâmetro define-se a indutância de magnetização do autotransformador. Outra abordagem, parte da definição de um núcleo para o autotransformador e em sequencia define-se a frequência de chaveamento mínima para o conversor, fundamentado na escolha do núcleo.

Este procedimento é baseado na escolha antecipada dos limites de frequência de chaveamento.

### B.1 ESPECIFICAÇÕES DO CONVERSOR

As especificações do conversor são dadas de acordo com as necessidades da aplicação, para exemplo é apresentado as especificações na Tabela 11.

### B.2 ESPECIFICAÇÕES DOS COMPONENTES DO CONVERSOR

A metodologia prevê a especificação dos componentes com seus esforços e limites de operação de acordo com a tensão e corrente para o ponto de operação na potência nominal.

Tabela 11 – IBC-SFM - Parâmetros do conversor

Parâmetro	Valor
Potência	$P_o = 1 \text{ kW}$
Tensão de entrada	$v_i = 100 \text{ V}$
Tensão de saída	$v_o = 240 \text{ V}$
Frequência de chaveamento mínima	$f_{smin} = 45 \text{ kHz}$
Frequência de chaveamento máxima	$f_{smax} = 250 \text{ kHz}$
Variação da tensão de saída	$\Delta V_o = 0,2 \text{ V}$
Variação da corrente de entrada	$\Delta I_i = 0,37 \text{ A}$
Capacitância intrínseca dos interruptores*	$C_s = 300 \text{ pF}$
Capacitância intrínseca dos diodos*	$C_d = 300 \text{ pF}$
Valor de eficiência aproximada do conversor	$n = 0,98$

\*Valor aproximado obtido juntamente à folha de dados do interruptor/diodo escolhido

Fonte: Autoria própria.

### B.2.1 Razão cíclica efetiva

Da equação 12 é obtido o valor de  $\delta$  em (136).

$$\delta = \frac{v_o - 2v_i}{v_o} = \frac{240 \text{ V} - 2 \cdot 100 \text{ V}}{240 \text{ V}} = 0,16667 \quad (136)$$

### B.2.2 Autotransformador

Para obter o valor de indutância de magnetização ideal para o projeto é necessário uma etapa intermediária onde se define um valor provisório. Este valor provisório é uma aproximação obtida com a equação ideal da corrente no indutor. Adiante o valor da indutância de magnetização será revisto, obtendo o valor correto, segundo esta metodologia.

O valor da indutância parte da equação ideal da corrente de entrada (137), observe que para obter o valor correto da indutância  $L_m$  é necessário obter a corrente de roda livre e a frequência efetiva, ambos necessitam do valor da indutância de magnetização.

$$i_i = \frac{v_i}{4L_m f_s} \quad (137)$$

Considerando a corrente de entrada igual a  $i_i = P_i/V_i$ , considerando  $P_i = P_o/n$ . É possível obter um valor provisório e aproximado para a indutância de magnetização, sabendo que na potência nominal a frequência de chaveamento é igual a  $f_{smin}$ .

$$L_{m,provisorio} = \frac{nv_i^2}{4P_o f_{smin}} = \frac{0,98 \cdot (100 \text{ V})^2}{4 \cdot 1 \text{ kW} \cdot 45 \text{ kHz}} = 54,5 \mu\text{H} \quad (138)$$

A partir deste valor é possível obter uma aproximação para os valores de corrente

de roda livre e para a frequência efetiva. Em (139) é obtido o valor da corrente de roda livre aproximada.

$$I_{rl} = \frac{v_o}{2} \sqrt{\frac{(C_s + C_d)}{L_{m,provisorio}}} = \frac{240 \text{ V}}{2} \sqrt{\frac{(300 \text{ pF} + 300 \text{ pF})}{54,5 \text{ } \mu\text{H}}} = 0,398 \text{ A} \quad (139)$$

Em (140) é obtido o valor do intervalo de tempo da transição 1  $t_{i1}$  de forma aproximada.

$$t_{i1} = \pi \sqrt{L_{m,provisorio}(C_s + C_d)} = \pi \sqrt{54,5 \text{ } \mu\text{H} \cdot (300 \text{ pF} + 300 \text{ pF})} = 568 \text{ ns} \quad (140)$$

Logo o valor da frequência efetiva aproximada para a condição de potência nominal é dado por (141).

$$f_e = \frac{1}{T_s - t_{i1}} = \frac{1}{(1/45 \text{ kHz}) - 568 \text{ ns}} = 46 \text{ kHz} \quad (141)$$

Com estes valores é possível obter um valor mais adequado para a indutância de magnetização. Neste contexto utiliza-se a equação aprimorada da corrente de entrada (142).

$$i_i = \frac{v_i}{4L_m f_e} - 2I_{rl} \quad (142)$$

Logo o valor da indutância de magnetização para este projeto é igual a (143).

$$L_m = \frac{v_i}{4 \left( \frac{P_o}{nv_i} + 2I_{rl} \right) f_e} = \frac{100 \text{ V}}{4 \left( \frac{1 \text{ kW}}{0,98 \cdot 100 \text{ V}} + 2 \cdot 0,398 \text{ A} \right) 46 \text{ kHz}} = 49 \text{ } \mu\text{H} \quad (143)$$

Outros parâmetros importantes na definição do autotransformador são a corrente eficaz e de pico nos enrolamentos, bem como a frequência da ondulação no autotransformador.

A frequência da corrente elétrica nos enrolamentos é igual a frequência de chaveamento. A corrente de pico em um dos enrolamentos ( $I_{Wp}$ ), como observado na Figura 22, é igual a corrente no indutor somado com a corrente de roda livre, cujo valor é apresentado em (144).

$$I_{Wp} = i_i + I_{rl} = \frac{P_o}{nv_i} + I_{rl} = \frac{1 \text{ kW}}{0,98 \cdot 100 \text{ V}} + 0,398 \text{ A} = 10,6 \text{ A} \quad (144)$$

Já o valor da corrente eficaz é dado por (28) e apresentado em (145);

$$i_{W\_ef} = I_{Wp} \sqrt{\frac{2 + \delta}{6}} = 10,6 \text{ A} \cdot \sqrt{\frac{2 + 0,16667}{6}} = 6,37 \text{ A} \quad (145)$$



### B.2.3 Indutor de entrada

Da equação de ondulação de corrente no indutor apresentada em (24) é possível definir o dimensionamento do indutor de entrada (146), para a condição de ondulação de corrente na potência nominal.

$$L = \frac{v_i \delta}{2 \Delta i_L f_s} = \frac{100 \text{ V} \cdot 0,16667}{2 \cdot 0,37 \text{ A} \cdot 45 \text{ kHz}} = 500 \mu\text{H} \quad (146)$$

### B.2.4 Capacitor de saída

Da equação de ondulação de tensão de saída apresentada em (65) é possível definir o dimensionamento do capacitor de saída (147), considerando ondulação de tensão na potência nominal.

$$C_o = \frac{i_i \delta}{2 \Delta V_o f_{s(\min)}} = \frac{P_o \delta}{n v_i 2 \Delta V_o f_{s(\min)}} = \frac{1 \text{ kW} \cdot 0,16667}{0,98 \cdot 100 \text{ V} \cdot 2 \cdot 0,2 \text{ V} \cdot 45 \text{ kHz}} = 93 \mu\text{F} \quad (147)$$

### B.2.5 Potência mínima

Por fim é possível encontrar a potência mínima ( $P_{\min}$ ) aproximada, considerando a corrente de entrada ( $i_{\min}$ ), em relação a frequência de chaveamento máxima do conversor. Nesta circunstância a frequência efetiva é igual a (148).

$$f_e = \frac{1}{T_s - t_{i1}} = \frac{1}{(1/250 \text{ kHz}) - 568 \text{ ns}} = 291 \text{ kHz} \quad (148)$$

Desta forma a potência mínima prevista para o converso é apresentada em (149).

$$\begin{aligned} P_{\min} &= n v_i i_{\min} = n v_i \left( \frac{v_i}{4 L_m f_e} - 2 I_{rl} \right) \\ &= 0,98 \cdot 100 \text{ V} \left( \frac{100 \text{ V}}{4 \cdot 49 \mu\text{H} \cdot 291 \text{ kHz}} - 2 \cdot 0,398 \text{ A} \right) = 93 \text{ W}. \end{aligned} \quad (149)$$

A partir desta potência o projetista necessita definir um método alternativo de modulação ou utilização da técnica trem de pulsos, de forma que possibilite menor potência transferida para a carga.