UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA – PPGELL

DANIEL GUSTAVO CASTELLAIN

ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO APLICADAS A CONVERSOR CA-CA MODULAR MULTINÍVEL

JOINVILLE
2024

DANIEL GUSTAVO CASTELLAIN

ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO APLICADAS A CONVERSOR CA-CA MODULAR MULTINÍVEL

Tese apresentada como requisito parcial para obtenção do título de doutor em Engenharia Elétrica pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPGELL, da Universidade do Estado de Santa Catarina – Udesc.
Orientador: Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira.

JOINVILLE

2024

Ficha catalográfica elaborada pelo programa de geração automática da Biblioteca Universitária Udesc, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Castellain, Daniel Gustavo
Estratégias de modulação aplicadas a conversor ca-ca modular multinível / Daniel Gustavo Castellain. -- 2025.
413 p.

Orientador: Sérgio Vidal Garcia Oliveira
Tese (doutorado) -- Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2025.

1. Conversor Modular Multinível CA-CA. 2. Estratégia de Modulação Multinível. 3. Transformador Eletrônico De Potência. 4. Transformador de Média Frequência. I. Oliveira, Sérgio Vidal Garcia. II. Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

DANIEL GUSTAVO CASTELLAIN

ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO APLICADAS A CONVERSOR CA-CA MODULAR MULTINÍVEL

Tese apresentada como requisito parcial para obtenção do título de doutor em Engenharia Elétrica pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPGELL, da Universidade do Estado de Santa Catarina – Udesc.
Orientador: Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira.

BANCA EXAMINADORA

Membros:

Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
Universidade do Estado de Santa Catarina
Presidente/Orientador

Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer
Universidade do Estado de Santa Catarina
Membro Interno

Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes
Universidade do Estado de Santa Catarina
Membro Interno

Prof. Dr. Marcelo Lobo Heldwein
Technical University of Munich
Membro Externo

Prof. Dr. Adriano Péres
Universidade Federal de Santa Catarina
Membro Externo

Joinville, 17 de Dezembro de 2024.

A todos que me auxiliaram e proporcionaram a oportunidade de desenvolver este trabalho, pela confiança de sempre!

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramento a Deus, por iluminar meu caminho, pela serenidade em todos os momentos difíceis e por ser um companheiro fiel.

Agradeço a minha mãe, Teresinha Meneghini Castellain, por acompanhar todos os momentos da minha vida e me ajudar a superar os desafios encontrados durante toda essa trajetória de dedição aos estudos. Ao meu irmão, Matheus Castellain pelo companheirismo, pela amizade e por todo seu amor de irmão. Ao meu pai, Francisco Castellain Junior pela sua amizade, pelos seus exemplos de vida e pensamentos com os mais necessitados, por me mostrar a necessidade e a importância dos estudos na minha vida.

Agradeço a minha companheira, esposa e amor da minha vida, Gláucia Binder, por me acompanhar durante toda essa fase de estudos e dedicação exlusiva à tese, por me apoiar e incentivar nos momentos de dificudades, sem desistir em nenhum momento e acreditar sempre que eu poderia conseguir os objetivos traçados desde o princípio. E durante todo esse trajeto, conceber um filho abençoado e maravilhoso que faz parte da nossa família.

Agradeço ao meu sogro, Flávio Binder pelas suas palavras de confiança e esperança e a minha sogra, Dulce Slama Binder por sua confiança de sempre acreditar nos meus estudos, pelo suporte espiritual e toda a amizade de conviver juntos durante este período. Pelos familiares que sempre apoiaram e proporcionaram toda a confiança possível em acreditar sempre neste trabalho.

Ao professor orientador Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira, por todos seus ensinamentos, pela oportunidade de trabalhar juntos desde a graduação, pelo exemplos de disciplina, profissionalismo, empenho e dedicação pela ciência, pela oportunidade de desenvolver esse tema de trabalho. Sinto-me privilegiado por sua orientação e, principalmente, por ter a sua amizade.

Aos professores, Marcello Mezaroba, Alessandro Luiz Batschauer, Joselito Anastacio Heerdt e Yales Romulo de Novaes, do programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade do Estado de Santa Catarina, pela transmissão dos seus conhecimentos, experiência e suporte durante todo o curso de doutorado. Ao laboratório nPEE que pode fornecer toda a estrutura e suporte para o desenvolvimento deste trabalho. Aos grupos de pesquisa que puderam contribuir com os estudos, simulações e suporte de conhecimento necessário para

desenvolver este trabalho.

Agradeço a todos, engenheiros, mestres, doutores que fizeram parte de todo o curso principalmente pelos bons momentos, trocando ideias e pela companhia nos estudos e compartilhamento de informações importantes para o desenvolvimento do trabalho. Um agradecimento especial aos alunos Dr. Menaouar Berrehil El Katel e Dr. Robson Mayer pelo companheirismo e amizade desenvolvida durante o curso. Aos colegas bolsistas de iniciação científica, pelo auxílio e bons momentos discutindo aspectos sociais durante as atividades desenvolvidas em laboratório.

Aos colegas e parentes peço desculpas, por muitas vezes estar ausente, e agradeço muito pela compreensão. Sei que de alguma forma estavam ao meu lado durante esta caminhada, agradeço a todos do fundo do coração.

.

RESUMO

Este trabalho apresenta contribuições para o desenvolvimento de um conversor modular multinível CA-CA, aplicado em uma topologia de transformador eletrônico de potência destinado a aplicações em tração elétrica e em redes de distribuição com características monofásicas. Alguns dos principais desafios associados ao conversor incluem: o equilíbrio das tensões nos capacitores, a forma de onda da tensão de saída de dois níveis, que apresenta um elevado degrau de tensão e significativa distorção harmônica, a elevada indutância nos braços do conversor, resultando em uma queda de tensão acentuada com o aumento da frequência de saída do conversor, e o controle da corrente de circulação. A principal motivação deste trabalho é desenvolver um esquema de modulação multinível capaz de mitigar os problemas associados ao conversor. A principal contribuição deste trabalho reside na associação das estratégias de modulação multinível *Phase-shifted* e *Staircase*, visando reduzir o degrau de tensão e a distorção harmônica da tensão de saída do conversor, utilizar um indutor nos terminais de entrada do conversor para limitar a ondulação da corrente em altas frequências e, ainda, reduzir o valor da indutância empregada nos braços do conversor. Como contribuições secundárias, são apresentados alguns exemplos de operação do conversor, como abaixador e elevador de tensão, dependendo do modo de operação e do número de níveis adotados nas tensões intermediária e de saída do conversor. Um protótipo foi projetado e implementado em uma escala de baixa potência, com tensão de entrada de 220 V, frequência de entrada de 60 Hz, potência de 1 kW, frequência de saída de 2 kHz, frequência de comutação de 20 kHz, e composto por 12 células *H-Bridge*, sendo 3 células por braço. Os resultados experimentais demonstram a operação do conversor em três formas de operação, com especificações de tensão de entrada de até 120 V, potência máxima de 75 W e frequência máxima de comutação de 20 kHz, utilizando 8 células *H-Bridge*, com 2 células por braço.

Palavras-chave: Conversor Modular Multinível CA-CA; Estratégia de Modulação Multinível; Transformador Eletrônico de Potência; Transformador de Média Frequência.

ABSTRACT

This work presents contributions to the development of an AC-AC modular multilevel converter designed for application in a power electronic transformer topology, intended for use in electric traction systems and single-phase distribution grids. Some of the primary challenges associated with the converter include: maintaining voltage balance across the capacitors, the two-level output voltage waveform characterized by a high voltage step and significant harmonic distortion, the high inductance in the converter branches leading to a substantial voltage drop as the converter output frequency increases, and the control of circulating currents. The primary motivation of this work is to develop a multilevel modulation scheme aimed at mitigating these issues associated with the converter. The main contribution of this work lies in the integration of Phase-Shifted and Staircase multilevel modulation strategies, which reduce the voltage step and harmonic distortion of the converter's output voltage. Additionally, the use of an inductor at the converter's input terminals limits high-frequency current ripple and enables a reduction in the inductance value required in the converter branches. As secondary contributions, examples of the converter's operation are provided, including voltage step-down and step-up modes, depending on the operating conditions and the number of levels implemented in the converter's intermediate and output voltages. A prototype was designed and implemented on a low-power scale, featuring an input voltage of 220 V, an input frequency of 60 Hz, a power rating of 1 kW, an output frequency of 2 kHz, and a switching frequency of 20 kHz. The system comprises 12 H-bridge cells, with each branch consisting of 3 H-bridge cells. The experimental results demonstrate the operation of the converter across three operating modes, with input voltage specifications of up to 120 V, a maximum power of 75 W, and a maximum switching frequency of 20 kHz. The system utilizes 8 H-bridge cells, arranged with 2 cells per branch.

Keywords: AC-AC Modular Multilevel Converter; Multilevel Modulation Strategy; Power Electronic Transformer; Medium-Frequency Transformer.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Quantidade de publicações nos últimos quarenta e quatro anos em relação ao tema transformadores eletrônicos de potência. 66
Figura 2 - Quantidade de publicações nos últimos quarenta e quatro anos em relação ao tema transformadores eletrônicos de potência de acordo com o tipo de publicação. 67
Figura 3 - Classificação das topologias *PET* proposta por Heinemann *et. al.* (2001). 69
Figura 4 – Três possíveis conexões das estruturas *PET* para aplicações de alta tensão e alta potência. 71
Figura 5 – Topologia proposta por Marquardt *et. al.* (2003). 73
Figura 6 - Conversor modular multinível monofásico CA-CA. (a) Modelo do conversor modular multinível. (b) Detalhe da corrente de circulação do conversor.80
Figura 7 - Configuração de cada braço do *MMC* CA-CA.....80
Figura 8 - *MMC* CC-CA com *N = 2* operando como *N+1* e *2N+1* níveis na tensão de saída. 84
Figura 9 - *MMC* com *N = 4* operando como *N+1* e *2N+1* níveis na tensão de saída.84
Figura 10 - Célula *H-Bridge* utilizada na topologia *MMC* CA-CA.....88
Figura 11 - Representação das etapas de operação da célula considerando os quatro quadrantes de operação. 90
Figura 12 - Conversor *MMC* CA-CA com *N=3*.....94
Figura 13 – Etapa de operação do MMC representada em um modelo simplificado. 95
Figura 14 - Formas de onda das tensões terminais de entrada, saída e das fontes controladas de tensão com o conversor *MMC* CA-CA operando sob condições de *N=3*, $N_{vpwm}=6$ e $N_{vo}=2$. (a) Tensão terminal de entrada $v_{pwm}(t)$. (b) Tensão terminal de saída $v_o(t)$. (c) Tensão terminal da fonte controlada de tensão no braço superior $v_u(t)$. (d) Tensão terminal da fonte controlada de tensão no braço inferior $v_l(t)$. 97
Figura 15 - Formas de onda das tensões terminais de entrada, saída e das fontes controladas de tensão com o conversor *MMC* CA-CA operando sob condições de *N=3*, $N_{vpwm}=2$ e $N_{vo}=6$. (a) Tensão terminal de entrada $v_{pwm}(t)$. (b) Tensão terminal de saída $v_o(t)$. (c) Tensão terminal da fonte

controlada de tensão no braço superior $v_u(t)$. (d) Tensão terminal da fonte controlada de tensão no braço inferior $v_l(t)$. 98
Figura 16 - Formas de onda das tensões terminais de entrada, saída e das fontes controladas de tensão com o conversor *MMC* CA-CA operando sob condições de $N=3$, $N_{vpwm}=5$ e $N_{vo}=3$. (a) Tensão terminal de entrada $v_{pwm}(t)$. (b) Tensão terminal de saída $v_o(t)$. (c) Tensão terminal da fonte controlada de tensão no braço superior $v_u(t)$. (d) Tensão terminal da fonte controlada de tensão no braço inferior $v_l(t)$. 99
Figura 17 - Formas de onda das tensões terminais de entrada, saída e das fontes controladas de tensão com o conversor *MMC* CA-CA operando sob condições de $N=3$, $N_{vpwm}=3$ e $N_{vo}=2$. (a) Tensão terminal de entrada $v_{pwm}(t)$. (b) Tensão terminal de saída $v_o(t)$. (c) Tensão terminal da fonte controlada de tensão no braço superior $v_u(t)$. (d) Tensão terminal da fonte controlada de tensão no braço inferior $v_l(t)$. 103
Figura 18 - Formas de onda das tensões terminais de entrada, saída e das fontes controladas de tensão com o conversor *MMC* CA-CA operando sob condições de $N=3$, $N_{vpwm}=2$ e $N_{vo}=3$. (a) Tensão terminal de entrada $v_{pwm}(t)$. (b) Tensão terminal de saída $v_o(t)$. (c) Tensão terminal da fonte controlada de tensão no braço superior $v_u(t)$. (d) Tensão terminal da fonte controlada de tensão no braço inferior $v_l(t)$. 104
Figura 19 - Formas de onda das tensões terminais de entrada, saída e das fontes controladas de tensão com o conversor *MMC* CA-CA operando sob condições de $N=4$, $N_{vpwm}=4$ e $N_{vo}=2$. (a) Tensão terminal de entrada $v_{pwm}(t)$. (b) Tensão terminal de saída $v_o(t)$. (c) Tensão terminal da fonte controlada de tensão no braço superior $v_u(t)$. (d) Tensão terminal da fonte controlada de tensão no braço inferior $v_l(t)$. 105
Figura 20 - Estratégia de modulação bipolar e unipolar (m_f = 15, m_a = 0,8, f_m = 50 Hz, e f_{cr} =750 Hz). (a) Estratégia de modulação bipolar, formas de onda do sinal modulante $v_m(t)$ e sinal portador $v_{cr}(t)$. (b) Formas de onda das tensões $v_{AN}(t)$ e $v_{BN}(t)$. (c) Formas de onda das tensões $v_{sub}(t)$ e $v_{sub1}(t)$. (d) Estratégia de modulação unipolar, formas de onda dos sinais modulantes $v_m(t)$ e $v_{m-}(t)$, e sinal portador $v_{cr}(t)$. (e) Formas de onda das tensões $v_{AN}(t)$ e $v_{BN}(t)$. (c) Formas de onda das tensões $v_{sub}(t)$ e $v_{sub1}(t)$. 117

Figura 21 - DHT em função da variação do índice de modulação em amplitude para estratégia de modulação bipolar (2 níveis) e unipolar (3 níveis). 118
Figura 22 - Estratégia de modulação *Level-Shifted*. (a) *IPD - In phase disposition*. (b) *APOD - Alternative phase opposite disposition*. (c) *POD - Phase opposite disposition*. ($m_{f,LS}$ = 15, $m_{a,LS}$ = 0,8, f_m = 50 Hz, f_{cr} = 750 Hz, m = 5)..... 120
Figura 23 - Conversor Multinível *CHB* (*Cascaded H-Bridge*) m = 5. 121
Figura 24 - Pulsos de comando dos transistores $v_{gSH11}(t)$, $v_{gSH21}(t)$, $v_{gSH21}(t)$, $v_{gSH22}(t)$, tensão de saída de cada célula $v_{H1}(t)$ e $v_{H2}(t)$ e a tensão de saída total $v_H(t)$ ($m_{f,LS}$ = 15, $m_{a,LS}$ = 0,8, f_m = 50 Hz, f_{cr} = 750 Hz, m = 5)..... 123
Figura 25 - Esquema da estratégia de modulação *Phase-Shifted* com multiportadoras deslocadas por fase ($m_{f,PS}$ = 5, $m_{a,PS}$ = 0,8, f_m = 50 Hz, f_{cr} = 250 Hz, m = 5). 125
Figura 26 - Pulsos de comando dos transistores $v_{gSH11}(t)$, $v_{gSH21}(t)$, $v_{gSH21}(t)$, $v_{gSH22}(t)$, tensão de saída de cada célula $v_{H1}(t)$ e $v_{H2}(t)$ e a tensão de saída total $v_H(t)$ ($m_{f,PS}$ = 5, $m_{a,PS}$ = 0,8, f_m = 50 Hz, f_{cr} = 250 Hz, m = 5). 126
Figura 27 - Espectro harmônico da tensão de saída $v_H(t)$ do conversor *CHB*. (a) Estratégia de modulação *Level-Shifted*. (b) Estratégia de modulação *Phase-Shifted*. ($m_{f,PS}$ = $m_{f,LS}$ = 15, $m_{a,PS}$ = $m_{a,PS}$ = 0,8, f_m = 50 Hz, f_{cr} = 750 Hz, m = 5). 128
Figura 28 - DHT em função da variação do índice de modulação em amplitude para estratégia de modulação *Level-Shifted IPD* e *Phase-Shifted* ($m_{f,PS}$ = $m_{f,LS}$ = 15, f_m = 50 Hz, f_{cr} = 750 Hz, m = 5). 129
Figura 29 - Princípio da estratégia de modulação *Staircase*. 132
Figura 30 - Pulsos de comando dos transistores aplicados na estratégia de modulação *Staircase* para m = 5. 133
Figura 31 - Esquema de modulação baseado na modulação *Phase-Shifted* para geração dos pulsos de comando dos transistores aplicados na estratégia de modulação *Staircase* para m = 5. 135
Figura 32 - Tensão de saída $v_H(t)$ de 5 níveis e seu espectro harmônico de um conversor multinível *CHB* adotando a estratégia de modulação *Staircase* considerando (θ_1 = 60°, θ_2 = 30°, $m_{a,ST}$ = 0,87 e f_{cr} = 50 Hz). 137
Figura 33 - Tensão de saída $v_H(t)$ de 5 níveis e seu espectro harmônico de um conversor multinível *CHB* adotando a estratégia de modulação *Staircase* considerando (θ_1 = 47,61°, θ_2 = 10,87°, $m_{a,ST}$ = 1,05, e f_{cr} = 50 Hz). 138

Figura 34 - Estratégia de modulação *Level-Shifted IPD* para modulação da tensão $v_{pwm}(t)$ e *Staircase* para modulação da tensão $v_o(t)$ adotada ao *MMC* CA-CA considerando N = 3, N_{vpwm} = 5, N_{vo} = 3, $m_{a,LS,MMC}$ = 0,8, $m_{a,ST,MMC}$ = 0,8, θ_1 = 36,9° f_m = 50 Hz, f_o = 500 Hz, $m_{f,LS}$ = 25 e modo de operação *2N+1*. 145

Figura 35 - Estratégia de modulação *Phase-Shifted* para modulação da tensão $v_{pwm}(t)$ e *Staircase* para modulação da tensão $v_o(t)$ adotada ao *MMC* CA-CA considerando N = 3, N_{vpwm} = 5, N_{vo} = 3, $m_{a,LS,MMC}$ = 0,8, $m_{a,ST,MMC}$ = 0,8, θ_1 = 36,9° f_m = 50 Hz, f_o = 500Hz, $m_{f,PS}$ = 7 e modo de operação *2N+1*. 147

Figura 36 - Forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ nos terminais de entrada do conversor *MMC* CA-CA. 151

Figura 37 - Sinais de comando responsáveis pela modulação da tensão $v_{pwm}(t)$ 152

Figura 38 - Variação do valor médio da razão cíclica em função de $\omega_s t$ considerando δ_s = 0 e $m_{a,MMC}$ = 0,8. 154

Figura 39 - Variação do valor médio da razão cíclica em função de $\omega_s t$ para diferentes condições de operação do conversor *MMC* CA-CA, considerando δ_s = 0° e $m_{a,MMC}$ = 0,9. 156

Figura 40 - Ganho estático de tensão na conversão CA-CC de energia em função do índice de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$. Análise para N = 3. 158

Figura 41 - Ganho estático de tensão na conversão CC-CA de energia em função do índice de modulação em amplitude $m_{a,ST,MMC}$. Análise para N = 3. 162

Figura 42 - Característica do ganho estático de tensão do conversor *MMC* CA-CA para N = 3. 164

Figura 43 - Ganho estático de corrente na conversão CA-CA de energia em função do índice de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$. Análise para N = 3. 166

Figura 44 - Ganho estático de corrente na conversão CA-CA de energia em função do ângulo de defasagem entre a componente fundamental da tensão de saída com a componente fundamental da corrente de saída representada pelo ângulo ϕ_o. 167

Figura 45 - Formas de onda da tensão de entrada $v_s(t)$, da corrente que circula pelo indutor de entrada do conversor *MMC* CA-CA $i_s(t)$, da tensão nos terminais de entrada do conversor *MMC* CA-CA $v_{pwm}(t)$ e da tensão sobre os terminais do indutor de entrada $v_{Lin}(t)$. Estratégia de modulação

Level-Shifted IPD (f_m = 50 Hz, $m_{f,LS}$ = 65, $m_{a,MMC}$ = 0,75 e N_{vpwm} = 5). .174
Figura 46 - Tensão sobre os terminais do indutor e corrente que circula pelo indutor de entrada do conversor *MMC* CA-CA dentro de um período de comutação $T_{s,inv,LS}$ do sinal de tensão $v_{pwm}(t)$. 175
Figura 47 - Ábacos de ondulação de corrente normalizada em função de $\omega_s t$, considerando m_b = 0,75, δ_s = 0°, δ_s = 10°, δ_s = -10°, N_{vpwm} = 5 e N = 3. 178
Figura 48 - Ábacos da ondulação de corrente normalizada em função de $\omega_s t$ considerando m_b = 0,75 e δ_s = 0° para diferentes condições de operação. 181
Figura 49 - Formato de onda da potência instantânea $p_o(t)$ considerando N_{vo} = 3 e modo de operação 2N+1. 185
Figura 50 - Comparação entre os resultados teóricos e de simulação da tensão instantânea sobre o capacitor equivalente do braço superior. 191
Figura 51 - Ábacos da amplitude de ondulação de tensão normalizada em função da variação dos ângulos ϕ_o e ϕ_s. 195
Figura 52 - Ábacos da amplitude de ondulação de tensão normalizada em função da variação do ganho de frequência do conversor *MMC* CA-CA e do ângulo ϕ_o. 197
Figura 53 - Modelo de circuito para análise da corrente de circulação no conversor *MMC* CA-CA. 203
Figura 54 - Amplitude de cada componente em frequência da tensão instantânea normalizada $v_c(t)$. 205
Figura 55 - Valor eficaz da corrente normalizada que circula pelos braços superior e inferior do conversor *MMC* CA-CA com suas respectivas variações paramétricas. (a) Ganho de tensão com $G_{v,ef}$ = 1 e variação com o fator de potência da carga. (b) Ganho de tensão com $G_{v,ef}$ = 0,5 e variação com o fator de potência da carga. (c) Ganho de tensão com $G_{v,ef}$ = 1,5 e variação com o fator de potência da carga. (d) Fator de potência da carga constante FP_o = 1 e variação do ganho de tensão. 213
Figura 56 - Valor médio instântaneo da corrente nos respectivos diodos e transistores dentro de um período definido por T_o considerando a estratégia de modulação *Level-Shifted* e *Staircase SHE*. (a) Valor médio da corrente nos diodos da célula A1. (b) Valor médio da corrente nos

diodos da célula A2. (c) Valor médio da corrente nos diodos da célula A3. (d) Valor médio da corrente nos transistores da célula A1. (e) Valor médio da corrente nos transistores da célula A2. (f) Valor médio da corrente nos transistores da célula A3.....221

Figura 57 - Valor médio instantâneo da corrente nos respectivos diodos e transistores dentro de um período definido por T_o considerando a estratégia de modulação *Phase-Shifted* e *Staircase SHE*. (a) Valor médio da corrente nos diodos da célula A1. (b) Valor médio da corrente nos diodos da célula A2. (c) Valor médio da corrente nos diodos da célula A3. (d) Valor médio da corrente nos transistores da célula A1. (e) Valor médio da corrente nos transistores da célula A2. (f) Valor médio da corrente nos transistores da célula A3.....222

Figura 58 - Gráfico de Barras comparando o máximo valor médio das correntes utilizando a estratégia de modulação *Level-Shifted* e *Phase-Shifted*. (a) Valor médio das correntes que circulam nos diodos das células A1, A2 e A3. (b) Valor médio das correntes que circulam nos transistores das células A1, A2 e A3.....224

Figura 59 - Valor eficaz da corrente em cada capacitor durante o período T_o considerando a estratégia de modulação *Level-Shifted*, *Phase-Shifted* e *Staircase SHE*. (a) Valor eficaz da corrente em cada capacitor durante o período T_o considerando a estratégia de modulação *Level-Shifted* e *Staircase SHE*. (b) Valor eficaz da corrente em cada capacitor durante o período T_o considerando a estratégia de modulação *Phase-Shifted* e *Staircase SHE*. (c) Gráfico de Barras comparando o máximo valor eficaz das correntes nos capacitores utilizando a estratégia de modulação *Level-Shifted* e *Phase-Shifted*. 225

Figura 60 - Desequilíbrio das tensões nos capacitores para cada condição específica de operação do conversor *MMC* CA-CA. (a) Tensões sobre os capacitores nas células A1 e A2 com o conversor *MMC* CA-CA operando sob condições de $N = 2$, $N_{vpwm} = 3$ e $N_{vo} = 3$. (b) Tensões sobre os capacitores nas células B1 e B2 com o conversor MMC CA-CA operando sob condições de $N = 2$, $N_{vpwm} = 3$ e $N_{vo} = 3$. (c) Tensões sobre os capacitores nas células A1, A2 e A3 com o conversor *MMC* CA-CA operando sob condições de $N = 3$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 3$. (d) Tensões

sobre os capacitores nas células B1, B2 e B3 com o conversor *MMC* CA-CA operando sob condições de $N = 3$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 3$. (e) Tensões sobre os capacitores nas células A1, A2, A3 e A4 com o conversor *MMC* CA-CA operando sob condições de $N = 4$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 5$. (f) Tensões sobre os capacitores nas células B1, B2, B3 e B4 com o conversor *MMC* CA-CA operando sob condições de $N = 4$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 5$.....232

Figura 61 – Fluxograma de um exemplo de algoritmo de ordenação por bolhas utilizado em simulações do conversor *MMC* CA-CA.....234

Figura 62 - Diagrama de blocos do esquema adotado para lógica de equilíbrio das tensões nos capacitores do conversor *MMC* CA-CA. 235

Figura 63 - Tensões nos capacitores do conversor *MMC* CA-CA considerando o modo de operação *2N+1* e estratégia de modulação *Level-Shifted* para modulação da tensão $v_{pwm}(t)$. (a) Tensões sobre os capacitores nas células A1 e A2 com o conversor operando sob condições de $N = 2$, $N_{vpwm} = 3$ e $N_{vo} = 3$. (b) Tensões sobre os capacitores nas células B1 e B2. (c) Tensões sobre os capacitores nas células A1, A2 e A3 com o conversor operando sob condições de $N = 3$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 3$. (d) Tensões sobre os capacitores nas células B1, B2 e B3. (e) Tensões sobre os capacitores nas células A1, A2, A3 e A4 com o conversor operando sob condições de $N = 4$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 5$. (f) Tensões sobre os capacitores nas células B1, B2, B3 e B4. 236

Figura 64 - Tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ do conversor *MMC* CA-CA considerando o modo de operação *2N+1* e estratégia de modulação *Level-Shifted* para modulação da tensão $v_{pwm}(t)$. (a) Tensão $v_{pwm}(t)$ com o conversor operando sob condições de $N = 2$, $N_{vpwm} = 3$ e $N_{vo} = 3$. (b) Tensão $v_o(t)$ com o conversor operando sob condições de $N = 2$, $N_{vpwm} = 3$ e $N_{vo} = 3$. (c) Tensão $v_{pwm}(t)$ com o conversor operando sob condições de $N = 3$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 3$. (d) Tensão $v_o(t)$ com o conversor operando sob condições $N = 3$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 3$. (e) Tensão $v_{pwm}(t)$ com o conversor operando sob condições $N = 4$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 5$. (f) Tensão $v_o(t)$ com o conversor operando sob condições $N = 4$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 5$.....238

Figura 65 - Tensões nos capacitores do conversor *MMC* CA-CA considerando o modo de operação *2N+1* e estratégia de modulação *Phase-Shifted* para

modulação da tensão $v_{pwm}(t)$. (a) Tensões sobre os capacitores nas células A1 e A2 com o conversor operando sob condições de $N = 2$, $N_{vpwm} = 3$ e $N_{vo} = 3$. (b) Tensões sobre os capacitores nas células B1 e B2. (c) Tensões sobre os capacitores nas células A1, A2 e A3 com o conversor operando sob condições de $N = 3$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 3$. (d) Tensões sobre os capacitores nas células B1, B2 e B3. (e) Tensões sobre os capacitores nas células A1, A2, A3 e A4 com o conversor operando sob condições de $N = 4$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 5$. (f) Tensões sobre os capacitores nas células B1, B2, B3 e B4. 240

Figura 66 - Tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ do conversor *MMC* CA-CA considerando o modo de operação *2N+1* e estratégia de modulação *Level-Shifted* para modulação da tensão $v_{pwm}(t)$. (a) Tensão $v_{pwm}(t)$ com o conversor operando sob condições de $N = 2$, $N_{vpwm} = 3$ e $N_{vo} = 3$. (b) Tensão $v_o(t)$ com o conversor operando sob condições de $N = 2$, $N_{vpwm} = 3$ e $N_{vo} = 3$. (c) Tensão $v_{pwm}(t)$ com o conversor operando sob condições de $N = 3$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 3$. (d) Tensão $v_o(t)$ com o conversor operando sob condições $N = 3$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 3$. (e) Tensão $v_{pwm}(t)$ com o conversor operando sob condições $N = 4$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 5$. (f) Tensão $v_o(t)$ com o conversor operando sob condições $N = 4$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 5$.....241

Figura 67 - Circuito elétrico simplificado equivalente para análise do modelo médio de pequenos sinais da planta de corrente $i_s(t)$.....243

Figura 68 - Resposta em frequência da função de transferência da planta de corrente simplificada e considerando o valor de resistência no indutor de entrada do conversor. (a) Módulo da função de transferência $G_i(s)$. (b) Fase da função de transferência $G_i(s)$. (c) Módulo da função de transferência $G_{i,RL}(s)$. (d) Fase da função de transferência $G_{i,RL}(s)$. 245

Figura 69 - Diagrama de blocos considerando a função de transferência da planta de corrente e o ganho da estratégia de modulação adotada para o conversor *MMC* CA-CA. 246

Figura 70 - Estratégia de controle a partir da malha de controle fechada da corrente de entrada do conversor *MMC* CA-CA. 247

Figura 71 - Resposta em frequência do módulo e fase da função de transferência de malha aberta para análise de estabilidade do sistema a partir de um exemplo de controlador de corrente projetado. (a) Resposta em

frequência do módulo da função de transferência de malha aberta. (b) Resposta em frequência da fase da função de transferência de malha aberta.....251
Figura 72 - Resposta em frequência do módulo e fase da função de transferência de malha fechada para análise de rejeição de ruído a partir de um exemplo de controlador de corrente projetado. (a) Resposta em frequência do módulo da função de transferência de malha fechada. (b) Resposta em frequência da fase da função de transferência de malha fechada.....253
Figura 73 - Resultados obtidos a partir da simulação ideal do conversor *MMC* CA-CA. (a) Forma de onda da tensão e corrente de entrada do conversor. (b) Forma de onda da tensão modulada de entrada do conversor $v_{pwm}(t)$. (c) Forma de onda da tensão sobre o indutor de entrada do conversor. (d) Detalhe da forma de onda da corrente de entrada do conversor considerando o instante de pico da tensão de entrada. (e) Detalhe da forma de onda da tensão modulada de entrada do conversor considerando o instante de pico da tensão de entrada. (f) Detalhe da forma de onda da tensão sobre o indutor de entrada. 258
Figura 74 - Espectro harmônico da tensão modulada de entrada $v_{pwm}(t)$ do conversor *MMC* CA-CA. (a) Tensão instantânea $v_{pwm}(t)$. (b) Espectro harmônico da tensão $v_{pwm}(t)$. (c) Detalhamento das principais componentes harmônicas presentes na forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$. 259
Figura 75 - Espectro harmônica da tensão sobre o indutor de entrada $v_{Lin}(t)$ do conversor *MMC* CA-CA. (a) Tensão instantânea $v_{Lin}(t)$. (b) Espectro harmônico da tensão $v_{Lin}(t)$. (c) Detalhamento das principais componentes harmônicas presentes na forma de onda da tensão $v_{Lin}(t)$. 260
Figura 76 - Forma de onda das tensões de saída de cada fonte de tensão controlada presente nos braços superior e inferior do conversor *MMC* CA-CA. (a) Forma de onda da tensão $v_u(t)$. (b) Forma de onda da tensão $v_l(t)$. (c) Espectro harmônico da tensão $v_u(t)$. (d) Espectro harmônico da tensão $v_l(t)$. 261
Figura 77 - Forma de onda das correntes instantâneas de cada braço do conversor *MMC* CA-CA. (a) Forma de onda da corrente instantânea $i_u(t)$. (b) Forma de onda da corrente instantânea $i_l(t)$. (c) Espectro harmônico da corrente

$i_u(t)$. (d) Espectro harmônico da corrente $i_l(t)$. 262
Figura 78 - Forma de onda da tensão e corrente instantânea de saída do conversor *MMC* CA-CA. (a) Forma de onda da tensão $v_o(t)$ e corrente $i_o(t)$. (b) Espectro harmônico da tensão $v_o(t)$. (c) Detalhamento das principais componentes harmônicas da tensão de saída $v_o(t)$. 263
Figura 79 - Resultados obtidos a partir da simulação não-ideal do conversor *MMC* CA-CA. (a) Forma de onda da tensão e corrente de entrada do conversor. (b) Forma de onda da tensão modulada de entrada do conversor $v_{pwm}(t)$. (c) Forma de onda da tensão sobre o indutor de entrada do conversor. (d) Detalhe da forma de onda da corrente de entrada do conversor considerando o instante de pico da tensão de entrada. (e) Detalhe da forma de onda da tensão modulada de entrada do conversor considerando o instante de pico da tensão de entrada. (f) Detalhe da forma de onda da tensão sobre o indutor de entrada. 264
Figura 80 - Forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ e seu espectro harmônico. (a) Forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$. (b) Espectro harmônico da tensão $v_{pwm}(t)$. (c) Detalhamento das principais componentes harmônicas da tensão $v_{pwm}(t)$. 265
Figura 81 - Espectro harmônica da tensão sobre o indutor de entrada $v_{Lin}(t)$ do conversor *MMC* CA-CA. (a) Tensão instantânea $v_{Lin}(t)$. (b) Espectro harmônico da tensão $v_{Lin}(t)$. 266
Figura 82 - Forma de onda da corrente de entrada $i_s(t)$ do conversor. (a) Forma de onda da corrente $i_s(t)$. (b) Espectro harmônico da corrente $i_s(t)$. 267
Figura 83 - Forma de onda das tensões de saída de cada fonte de tensão controlada presente nos braços superior e inferior do conversor *MMC* CA-CA. (a) Forma de onda da tensão $v_u(t)$. (b) Forma de onda da tensão $v_l(t)$. (c) Espectro harmônico da tensão $v_u(t)$. (d) Espectro harmônico da tensão $v_l(t)$. 268
Figura 84 - Forma de onda das correntes instantâneas de cada braço do conversor *MMC* CA-CA. (a) Forma de onda da corrente instantânea $i_u(t)$. (b) Forma de onda da corrente instantânea $i_l(t)$. (c) Espectro harmônico da corrente $i_u(t)$. (d) Espectro harmônico da corrente $i_l(t)$. 270
Figura 85 - Formas de onda das tensões nos capacitores de cada célula do conversor. (a) Formas de onda das tensões nos capacitores do braço

superior 1. (b) Formas de onda das tensões nos capacitores do braço inferior 2. (c) Formas de onda das tensões nos capacitores do braço superior 3. (d) Formas de onda das tensões nos capacitores do braço inferior 4. 271
Figura 86 - Forma de onda da tensão e corrente instantânea de saída do conversor *MMC* CA-CA. (a) Forma de onda da tensão $v_o(t)$ e corrente $i_o(t)$. (b) Espectro harmônico da tensão $v_o(t)$. (c) Detalhamento das principais componentes harmônicas da tensão de saída $v_o(t)$. 272
Figura 87 - Valor médio da corrente que circula nos componentes semicondutores das células do braço superior 1 do conversor *MMC* CA-CA. (a) Valor médio da corrente que circula nos diodos da célula A1. (b) Valor médio da corrente que circula nos diodos da célula A2. (c) Valor médio da corrente que circula nos diodos da célula A3. (d) Valor médio da corrente que circula nos transistores da célula A1. (e) Valor médio da corrente que circula nos transistores da célula A2. (f) Valor médio da corrente que circula nos transistores da célula A3..... 274
Figura 88 - Valor médio da corrente que circula nos componentes semicondutores das células do braço inferior 2 do conversor *MMC* CA-CA. (a) Valor médio da corrente que circula nos diodos da célula B1. (b) Valor médio da corrente que circula nos diodos da célula B2. (c) Valor médio da corrente que circula nos diodos da célula B3. (d) Valor médio da corrente que circula nos transistores da célula B1. (e) Valor médio da corrente que circula nos transistores da célula B2. (f) Valor médio da corrente que circula nos transistores da célula B3..... 275
Figura 89 - Valor eficaz da corrente que circula nos componentes semicondutores das células do braço superior 1 do conversor *MMC* CA-CA. (a) Valor eficaz da corrente que circula nos diodos da célula A1. (b) Valor eficaz da corrente que circula nos diodos da célula A2. (c) Valor eficaz da corrente que circula nos diodos da célula A3. (d) Valor eficaz da corrente que circula nos transistores da célula A1. (e) Valor eficaz da corrente que circula nos transistores da célula A2. (f) Valor eficaz da corrente que circula nos transistores da célula A3..... 276
Figura 90 - Valor eficaz da corrente que circula nos componentes semicondutores das células do braço inferior 2 do conversor *MMC* CA-CA. (a) Valor

eficaz da corrente que circula nos diodos da célula B1. (b) Valor eficaz da corrente que circula nos diodos da célula B2. (c) Valor eficaz da corrente que circula nos diodos da célula B3. (d) Valor eficaz da corrente que circula nos transistores da célula B1. (e) Valor eficaz da corrente que circula nos transistores da célula B2. (f) Valor eficaz da corrente que circula nos transistores da célula B3.....277
Figura 91 - Frequência de operação dos componentes semicondutores nas células do braço superior 1. (a) Frequência de operação dos diodos das células do braço superior 1. (b) Frequência de operação dos transistores das células do braço superior 1.....278
Figura 92 - Frequência de operação dos componentes semicondutores nas células do braço inferior 2. (a) Frequência de operação dos diodos das células do braço inferior 2. (b) Frequência de operação dos transistores das células do braço inferior 2.....279
Figura 93 - Forma de onda da corrente que circula em um diodo de uma célula *H-Bridge* do braço superior 1 do conversor *MMC* CA-CA. (a) Forma de onda da corrente no diodo I_{DA11}. (b) Detalhe da forma de onda da corrente no diodo I_{DA11}. (c) Segundo detalhe da forma de onda da corrente no diodo I_{DA11}.....280
Figura 94 - Valor eficaz da corrente que circula nos capacitores de cada célula do braço superior 1 e inferior 2. (a) Valor eficaz da corrente que circula nos capacitores A1, A2 e A3. (b) Valor eficaz da corrente que circula nos capacitores B1, B2 e B3. 281
Figura 95 - Forma de onda da corrente instantânea que circula nos capacitores das células A1, A2 e A3. (a) Forma de onda da corrente que circula pelo capacitor da célula A1. (b) Forma de onda da corrente que circula pelo capacitor da célula A2. (c) Forma de onda da corrente que circula pelo capacitor da célula A3. (d) Espectro harmônico da corrente que circula pelo capacitor da célula A1. (e) Espectro harmônico da corrente que circula pelo capacitor da célula A2. (f) Espectro harmônico da corrente que circula pelo capacitor da célula A3.....282
Figura 96 - Forma de onda da corrente instantânea que circula nos capacitores das células B1, B2 e B3. (a) Forma de onda da corrente que circula pelo capacitor da célula B1. (b) Forma de onda da corrente que circula pelo

capacitor da célula B2. (c) Forma de onda da corrente que circula pelo capacitor da célula B3. (d) Espectro harmônico da corrente que circula pelo capacitor da célula B1. (e) Espectro harmônico da corrente que circula pelo capacitor da célula B2. (f) Espectro harmônico da corrente que circula pelo capacitor da célula B3.....283

Figura 97 - Forma de onda da tensão instantânea sobre os transistores das células no braço superior 1 do conversor *MMC* CA-CA. (a) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SA11}(t)$. (b) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SA12}(t)$. (c) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SA13}(t)$. (d) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SA14}(t)$. (e) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SA21}(t)$. (f) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SA22}(t)$. (g) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SA23}(t)$. (h) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SA24}(t)$. (i) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SA31}(t)$. (j) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SA32}(t)$. (k) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SA33}(t)$. (l) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SA34}(t)$. 284

Figura 98 - Forma de onda da tensão instantânea sobre os transistores das células no braço inferior 2 do conversor *MMC* CA-CA. (a) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SB11}(t)$. (b) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SB12}(t)$. (c) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SB13}(t)$. (d) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SB14}(t)$. (e) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SB21}(t)$. (f) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SB22}(t)$. (g) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SB23}(t)$. (h) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SB24}(t)$. (i) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SB31}(t)$. (j) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SB32}(t)$. (k) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SB33}(t)$. (l) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SB34}(t)$. 285

Figura 99 - Resposta da corrente de entrada a variação degrau de 50 % no sinal de referência da malha de controle. (a) Forma de onda da tensão de entrada $v_s(t)$ e corrente de entrada $i_s(t)$. (b) Detalhe da resposta transitória da corrente de entrada. (c) Forma de onda do sinal de referencia da corrente $i_{ref}(t)$ e do sinal de corrente medido $i_{sens}(t)$. (d) Detalha da resposta transitória do sinal de corrente medido. (e) Forma de onda das tensões nos capacitores das células do braço superior 1. (f)

Forma de onda das tensões nos capacitores das células do braço inferior 2.....287
Figura 100 - Resposta da corrente de entrada a variação degrau de 50 % no sinal de referência da malha de controle. (a) Forma de onda da tensão de entrada $v_s(t)$ e corrente de entrada $i_s(t)$. (b) Detalhe da resposta transitória da corrente de entrada. (c) Forma de onda do sinal de referencia da corrente $i_{ref}(t)$ e do sinal de corrente medido $i_{sens}(t)$. (d) Detalha da resposta transitória do sinal de corrente medido. (e) Forma de onda das tensões nos capacitores das células do braço superior 1. (f) Forma de onda das tensões nos capacitores das células do braço inferior 2.....289
Figura 101 - Resposta da corrente de entrada em relação à adição de uma componente em quadratura no sinal de referência da malha de corrente do conversor. (a) Forma de onda da tensão de entrada $v_s(t)$ e corrente de entrada $i_s(t)$. (b) Detalhe da resposta transitória da corrente de entrada. (c) Forma de onda do sinal de referencia da corrente $i_{ref}(t)$ e do sinal de corrente medido $i_{sens}(t)$. (d) Detalhe da resposta transitória do sinal de corrente medido. (e) Forma de onda das tensões nos capacitores das células do braço superior 1. (f) Forma de onda das tensões nos capacitores das células do braço inferior 2.....290
Figura 102 - Resposta da corrente de entrada em relação à adição de uma componente em quadratura indutiva no sinal de referência da malha de corrente do conversor. (a) Forma de onda da tensão de entrada $v_s(t)$ e corrente de entrada $i_s(t)$. (b) Detalhe da resposta transitória da corrente de entrada. (c) Forma de onda do sinal de referencia da corrente $i_{ref}(t)$ e do sinal de corrente medido $i_{sens}(t)$. (d) Detalha da resposta transitória do sinal de corrente medido. (e) Forma de onda das tensões nos capacitores das células do braço superior 1. (f) Forma de onda das tensões nos capacitores das células do braço inferior 2.....291
Figura 103 - Protótipo do conversor *MMC* CA-CA implementado em baixa tensão. 295
Figura 104 - *Layout* da placa de potência desenvolvida para cada célula do conversor *MMC* CA-CA. 296
Figura 105 - *Layout* da placa da fonte auxiliar isolada de alimentação para cada

célula individual do conversor *MMC* CA-CA. 299
Figura 106 - *Layout* da placa de condicionamento de sinal utilizada no protótipo do conversor *MMC*. 300
Figura 107 - *Layout* da placa de interface do *DSP*. 301
Figura 108 - *Layout* da placa da fonte auxiliar para alimentação da placa de interface do *DSP*. 302
Figura 109 - Dispositivos de comando e controle utilizado no protótipo *MMC* CA-CA. 303
Figura 110 - Modelo da placa que altera a conexão de *VHDCI* para barra de pinos. 304
Figura 111 - Indutores utilizados no conversor *MMC* CA-CA. 305
Figura 112 – Algoritmo básico do programa executado no DSP. 306
Figura 113 - Funcionamento da comunicação enviando os dados resultantes do algoritmo de ordenação. 307
Figura 114 - Funcionamento da comunicação enviando os dados resultantes da ação de controle. 308
Figura 115 - Circuito de isolamento entre o *DSP* e *FPGA*.....310
Figura 116 - *Layout* da placa adaptativa do circuito de condicionamento. 311
Figura 117 - Esquema elétrico do ensaio realizado em cada célula de potência. ...313
Figura 118 - Formas de onda da tensão, corrente e potência instantânea de entrada do retificador, tensão instantânea sobre o filtro capacitivo das células de potência e tensão de saída do inversor. (a) Tensão e corrente de entrada do retificador, tensão de saída do inversor e tensão instantânea sobre o filtro capacitivo. (b) Tensão, corrente e potência instantânea de entrada do retificador. 315
Figura 119 - Detalhamento da tensão de saída da célula inversora e dos sinais de comando aplicados nos transistores da célula. (a) Detalhe da forma de onda da tensão de saída operando com razão cíclica maior do que 0,5. (b) Detalhe da forma de onda da tensão de saída operando com razão cíclica igual a 0,5. (c) Detalhe da forma de onda da tensão de saída operando com razão cíclica menor do que 0,5. (d) Detalhe dos sinais de comando operando com razão cíclica igual a 0,5. (e) Características de comutação dos sinais de comando. 316
Figura 120 - Esquema elétrico de potência do ensaio realizado no conversor *MMC*

CA-CA. 318
Figura 121 - Esquema elétrico do circuito de comando e condicionamento do ensaio realizado no conversor *MMC* CA-CA. 319
Figura 122 - Sinais de entrada e saída do conversor *MMC* CA-CA. (a) Formas de onda da tensão e corrente de entrada. (b) Formas de onda da tensão, corrente e potência instantânea de entrada. (c) Formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor. (d) Formas de onda da tensão, corrente e potência instantânea de saída. 321
Figura 123 - Forma de onda das correntes que circulam nos braços do conversor. (a) Correntes instantâneas que circulam no braço 1 e 2. (b) Detalhe das correntes considerando o semiciclo positivo. (c) Detalhe das correntes considerando o semiciclo negativo. (d) Detalhe da ondulação de alta frequência na corrente de entrada do conversor. (e) Resultado da soma das correntes nos braços superior e inferior do conversor. (f) Resultado da diferença das correntes nos braços superior e inferior do conversor. 324
Figura 124 - Formas de onda das correntes que circulam nos braços do conversor. (a) Correntes instantâneas que circulam no braço 3 e 4. (b) Detalhe das correntes considerando o semiciclo positivo. (c) Detalhe das correntes considerando o semiciclo negativo. (d) Detalhe da ondulação de alta frequência na corrente de entrada do conversor. (e) Resultado da soma das correntes nos braços superior e inferior do conversor. (f) Resultado da diferença das correntes nos braços superior e inferior do conversor. 325
Figura 125 - Formas de onda das tensões moduladas de saída das células utilizadas nos braços superior 1 e inferior 2 do conversor. (a) Formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (b) Detalhe das formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (c) Detalhe das formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (d) Formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_o(t)$. (e) Formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_o(t)$. 327
Figura 126 - Formas de onda das tensões moduladas nas saídas das células utilizadas no braço superior 3 e inferior 4 do conversor. (a) Formas de onda das tensões $v_c(t)$, $v_d(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (b) Detalhe das formas de onda das tensões $v_c(t)$, $v_d(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (c) Detalhe das formas de onda das

tensões $v_c(t)$, $v_d(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (d) Formas de onda das tensões $v_c(t)$, $v_d(t)$ e $v_o(t)$. (e) Formas de onda das tensões $v_c(t)$, $v_d(t)$ e $v_o(t)$. 330
Figura 127 - Formas de onda das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. (a) Forma de onda das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. (b) Detalhe do semiciclo positivo da tensão $v_{pwm}(t)$. (c) Detalhe do semiciclo negativo da tensão $v_o(t)$. 331
Figura 128 - Formas de onda das tensões instantâneas sobre os capacitores de cada célula do conversor *MMC* CA-CA. (a) Forma de onda das tensões sobre os capacitores das células A1 e A2. (b) Forma de onda das tensões sobre os capacitores das células B1 e B2. (c) Forma de onda das tensões sobre os capacitores das células C1 e C2. (d) Forma de onda das tensões sobre os capacitores das células D1 e D2. 332
Figura 129 - Resultados em regime permanente do conversor *MMC* CA-CA operando com fator de potência indutivo e capacitivo. (a) Tensão e corrente de entrada com o conversor operando com fator de potência indutivo. (b) Detalhe das formas de onda e medição da qualidade de energia. (c) Tensão e corrente de entrada com o conversor operando com fator de potência capacitivo. (d) Detalhe das formas de onda e medição da qualidade de energia. 333
Figura 130 - Sinais de entrada e saída do conversor *MMC* CA-CA. (a) Formas de onda da tensão e corrente de entrada. (b) Formas de onda da tensão, corrente e potência instantânea de entrada. (c) Formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor. (d) Formas de onda da tensão, corrente e potência instantânea de saída. 335
Figura 131 - Forma de onda das correntes que circulam no braço 1 e 2 do conversor. (a) Correntes instantâneas que circulam no braço 1 e 2. (b) Detalhe das correntes considerando o semiciclo positivo. (c) Detalhe das correntes considerando o semiciclo negativo. (d) Detalhe da ondulação de alta frequência na corrente de entrada do conversor. (e) Resultado da soma das correntes nos braços superior e inferior do conversor. (f) Resultado da diferença das correntes nos braços superior e inferior do conversor. 337
Figura 132 - Formas de onda das correntes que circulam no braço 3 e 4 do conversor. (a) Correntes instantâneas que circulam no braço 3 e 4. (b) Detalhe das correntes considerando o semiciclo positivo. (c) Detalhe das

correntes considerando o semiciclo negativo. (d) Detalhe da ondulação de alta frequência na corrente de entrada do conversor. (e) Resultado da soma das correntes nos braços superior e inferior do conversor. (f) Resultado da diferença das correntes nos braços superior e inferior do conversor. 339

Figura 133 - Formas de onda das tensões moduladas de saída das células utilizadas nos braços superior 1 e inferior 2 do conversor. (a) Formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (b) Detalhes das formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (c) Detalhes das formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (d) Detalhes das formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (e) Detalhes das formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (f) Formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_o(t)$. (g) Formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_o(t)$. (h) Formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_o(t)$. (i) Formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_o(t)$.....341

Figura 134 - Formas de onda das tensões moduladas de saída das células utilizadas nos braços superior 3 e inferior 4 do conversor. (a) Formas de onda das tensões $v_c(t)$, $v_d(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (b) Detalhes das formas de onda das tensões $v_c(t)$, $v_d(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (c) Detalhes das formas de onda das tensões $v_c(t)$, $v_d(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (d) Detalhes das formas de onda das tensões $v_c(t)$, $v_d(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (e) Detalhes das formas de onda das tensões $v_c(t)$, $v_d(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (f) Formas de onda das tensões $v_c(t)$, $v_d(t)$ e $v_o(t)$. (g) Formas de onda das tensões $v_c(t)$, $v_d(t)$ e $v_o(t)$. (h) Formas de onda das tensões $v_c(t)$, $v_d(t)$ e $v_o(t)$. (i) Formas de onda das tensões $v_c(t)$, $v_d(t)$ e $v_o(t)$.....342

Figura 135 - Formas de onda das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. (a) Forma de onda das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. (b) Detalhes da tensão $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. (c) Detalhes da tensão $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. (d) Detalhes da tensão $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$.....344

Figura 136 - Formas de onda das tensões instantâneas sobre os capacitores de cada célula do conversor *MMC* CA-CA. (a) Forma de onda das tensões sobre os capacitores das células A1 e A2. (b) Forma de onda das tensões sobre os capacitores das células B1 e B2. (c) Forma de onda das tensões sobre os capacitores das células C1 e C2. (d) Forma de onda das tensões sobre os capacitores das células D1 e D2.....345

Figura 137 - Resultados em regime permanente do conversor *MMC* CA-CA operando com fator de potência indutivo e capacitivo. (a) Tensão e corrente de entrada com o conversor operando com fator de potência indutivo. (b) Detalhe das formas de onda e medição da qualidade de energia. (c) Tensão e corrente de entrada com o conversor operando com fator de potência capacitivo. (d) Detalhe das formas de onda e medição da qualidade de energia. 346
Figura 138 - Sinais de entrada e saída do conversor *MMC* CA-CA. (a) Formas de onda da tensão e corrente de entrada. (b) Formas de onda da tensão, corrente e potência instantânea de entrada. (c) Formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor. (d) Formas de onda da tensão, corrente e potência instantânea de saída. 348
Figura 139 - Forma de onda das correntes que circulam no braço superior 1 e inferior 2 do conversor. (a) Correntes instantâneas que circulam no braço superior 1 e inferior 2. (b) Detalhe das correntes considerando o semiciclo positivo. (c) Resultado da soma das correntes nos braços superior e inferior do conversor. (d) Resultado da diferença das correntes nos braços superior e inferior do conversor. 350
Figura 140 - Forma de onda das correntes que circulam no braço superior 3 e inferior 4 do conversor. (a) Correntes instantâneas que circulam no braço superior 3 e inferior 4. (b) Detalhe das correntes considerando o semiciclo positivo. (c) Resultado da soma das correntes nos braços superior e inferior do conversor. (d) Resultado da diferença das correntes nos braços superior e inferior do conversor. 352
Figura 141 - Formas de onda das tensões moduladas de saída das células utilizadas nos braços superior 1 e inferior 2 do conversor. (a) Formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (b) Detalhe das formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (c) Detalhe das formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (d) Formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_o(t)$. (e) Formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_o(t)$. 354
Figura 142 - Formas de onda das tensões moduladas de saída das células utilizadas nos braços superior 3 e inferior 4 do conversor. (a) Formas de onda das tensões $v_d(t)$, $v_c(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (b) Detalhe das formas de onda das tensões $v_d(t)$, $v_c(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (c) Detalhe das formas de onda das tensões $v_d(t)$,

$v_c(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (d) Formas de onda das tensões $v_d(t)$, $v_c(t)$ e $v_o(t)$. (e) Formas de onda das tensões $v_d(t)$, $v_c(t)$ e $v_o(t)$. 355
Figura 143 - Formas de onda das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. (a) Forma de onda das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. (b) Detalhes da tensão $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. (c) Detalhes da tensão $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. 357
Figura 144 - Formas de onda das tensões instantâneas sobre os capacitores de cada célula do conversor *MMC* CA-CA. (a) Forma de onda das tensões sobre os capacitores das células A1 e A2. (b) Forma de onda das tensões sobre os capacitores das células B1 e B2. (c) Forma de onda das tensões sobre os capacitores das células C1 e C2. (d) Forma de onda das tensões sobre os capacitores das células D1 e D2.....358
Figura 145 - Resultados em regime permanente do conversor *MMC* CA-CA operando com fator de potência indutivo e capacitivo. (a) Tensão e corrente de entrada com o conversor operando com fator de potência indutivo. (b) Detalhe das formas de onda e medição da qualidade de energia. (c) Tensão e corrente de entrada com o conversor operando com fator de potência capacitivo. (d) Detalhe das formas de onda e medição da qualidade de energia. 359

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Etapas de operação da célula para $i_{sub}(t)>0$. 89
Tabela 2 - Etapas de operação da célula para $i_{sub}(t)<0$. 89
Tabela 3 - Exemplos do número de níveis do conversor *MMC* CA-CA para o modo de operação *2N+1*. 93
Tabela 4 - Níveis das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ do *MMC* CA-CA monofásico com $N=3$, $N_{vpwm}=6$ e $N_{vo}=2$. 96
Tabela 5 - Exemplos do número de níveis do conversor *MMC* CA-CA para o modo de operação *N+1*. 102
Tabela 6 - Níveis das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ do *MMC* CA-CA monofásico com $N=3$, $N_{vpwm}=3$ e $N_{vo}=2$. 103
Tabela 7 - Dados comparativos do modo de operação *N+1* e *2N+1* do conversor *MMC* CA-CA. 107
Tabela 8 - Comparações entre estratégias de modulação *PWM Level-Shifted IPD* e *Phase-Shifted*. 130
Tabela 9 - Equações que definem a tensão terminal de saída $v_o(t)$ do conversor *MMC* CA-CA adotando a estratégia de modulação *Staircase SHE*. 143
Tabela 10 - Parâmetros para análise da característica estática do conversor *MMC* CA-CA na conversão CA-CC de energia elétrica. 150
Tabela 11 - Condições que devem ser utilizadas as equações que definem a ondulação de corrente normalizada e o cálculo do valor da indutância de entrada. 180
Tabela 12 - Equações que definem a potência instantânea $p_o(t)$ do conversor *MMC* CA-CA para cada condição de operação. 186
Tabela 13 - Equações que representam a amplitude de ondulação de tensão correspondente a cada condição de operação do conversor *MMC* CA-CA. 193
Tabela 14 - Especificações adotadas para realizar a análise dos esforços de corrente nos componentes semicondutores do conversor *MMC* CA-CA. 214
Tabela 15 - Regiões de comutação dos diodos utilizados em cada célula do braço superior (A1, A2 e A3) considerando a estratégia de modulação *Level-Shifted* e *Staircase SHE*. Frequência de comutação de cada diodo obtida

via resultado de simulação. 216
Tabela 16 - Regiões de comutação dos diodos utilizados em cada célula do braço superior (A1, A2 e A3) considerando a estratégia de modulação *Phase-Shifted* e *Staircase SHE*. Frequência de comutação de cada diodo obtida via resultado de simulação. 217
Tabela 17 - Regiões de comutação dos transistores utilizados em cada célula do braço superior (A1, A2 e A3) considerando a estratégia de modulação *Level-Shifted* e *Staircase SHE*. Frequência de comutação de cada diodo obtida via resultado de simulação. 219
Tabela 18 - Regiões de comutação dos transistores utilizados em cada célula do braço superior (A1, A2 e A3) considerando a estratégia de modulação *Phase-Shifted* e *Staircase SHE*. Frequência de comutação de cada diodo obtida via resultado de simulação. 220
Tabela 19 - Especificações para o exemplo de projeto do controlador de corrente. 250
Tabela 20 - Especificações adotadas para o desenvolvimento do projeto do conversor *MMC* CA-CA em baixa tensão. 256
Tabela 21 - Valores nominais de outras variáveis de projeto do conversor *MMC* CA-CA para as especificações de projeto adotadas. 257
Tabela 22 - Parâmetros do controlador de corrente adotados na simulação do conversor. 286
Tabela 23 - Especificações do ensaio realizado em cada célula de potência do conversor. 314
Tabela 24 - Especificações da primeira condição do ensaio realizado no conversor *MMC* CA-CA. 320
Tabela 25 - Especificações da segunda condição do ensaio realizado no conversor *MMC* CA-CA. 334
Tabela 26 - Especificações da terceira condição do ensaio realizado no conversor *MMC* CA-CA. 347
Tabela 27 - Valores medidos de cada grandeza obtida durante os três ensaios realizados. 360

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ADC	*Analog-Digital Converter*
A/D	Analógico-Digital
APET	*Active Power Electronic Transformer*
APOD	*Alternative Phase Opposite Disposition*
BT	Baixa Tensão
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CHB	*Cascaded H-Bridge Converter*
COM	Comunicação
DAB	*Dual Active Bridge*
DAC	*Digital-Analog Converter*
DHB	*Dual Half Bridge*
DHT	Distorção Harmônica Total
DSP	*Digital Signal Processor*
EMI	*Electromagnetic Interference*
EPFL	Escola Politécnica Federal de Lausana
EPWM	*Enhanced Pulse-Width Modulator*
FC	*Flying Capacitor Converter*
FPGA	*Field Programmable Gate Array*
HDMI	*High-Definition Multimedia Interface*
HVDC	*High Voltage Direct Current*
I2C	*Inter-Integrated Circuit*
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
IGBT	*Insulated Gate Bipolar Transistor*
IPD	*In-Phase Disposition*
IT	*Intelligent Transformer*
IUT	*Universal Intelligent Transformer*
LCD	*Liquid Crystal Display*
MMC	*Modular Multilevel Converter*
MOSFET	*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*

MT	Média Tensão
NBR	Normas Técnicas Brasileiras
NPC	*Neutral-Point Clamped Converter*
NTC	*Negative Temperature Coefficient*
PET	*Power Electronic Transformer*
PETT	*Power Electronic Traction Transformer*
PFC	*Power Factor Correction*
PLL	*Phase-Locked Loop*
POD	*Phase Opposite Disposition*
PWM	*Pulse-Width Modulation*
SCR	*Silicon Controlled Rectifier*
SHE	*Selective Harmonic Elimination*
SHM	*Selective Harmonic Mitigation*
Si	Silício
SiC	Carbeto de Silício
SPI	*Serial Peripheral Interface*
SPWM	*Sinusoidal Pulse-Width Modulation*
SST	*Solid-state Transformer*
STATCOM	*Static Compensator*
SVM	*Space Vector Modulation*
Tless	*Transformer Less*
UART	*Universal Asynchronous Receiver/Transmitter*
UPQC	*Unified Power Quality Controller*
USB	*Universal Serial Bus*
VHDCI	*Very High Density Cable Interface*
ZVS	*Zero Voltage Switching*

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Descrição	Unidade
C_{eq}	Valor da capacitância equivalente do braço superior do conversor *MMC*.	F
$C_{eq,1}$	Valor da capacitância equivalente do braço 1 do conversor *MMC*.	F
$C_{eq,2}$	Valor da capacitância equivalente do braço 2 do conversor *MMC*.	F
$C_{eq,3}$	Valor da capacitância equivalente do braço 3 do conversor *MMC*.	F
$C_{eq,4}$	Valor da capacitância equivalente do braço 4 do conversor *MMC*.	F
$C_{eq,d}$	Valor da diferença das capacitâncias equivalentes nos braços do conversor *MMC*.	F
$C_{eq,s}$	Valor da soma das capacitâncias equivalentes nos braços do conversor *MMC*.	F
$C_i(s)$	Função de transferência no domínio da frequência que representa o controlador da malha da corrente de entrada do conversor *MMC*.	-
C_{sub}	Valor da capacitância utilizada no capacitor da célula *H-Bridge* do conversor *MMC*.	F
D	Valor da razão cíclica.	-
E	Valor médio da tensão total CC do conversor *MMC*.	V
$e_i(s)$	Valor do sinal de erro da malha de controle da corrente de entrada do conversor *MMC* no domínio da frequência.	-
f_{cr}	Valor da frequência do sinal portador triangular.	Hz
f_{cz}	Valor da frequência de cruzamento por zero da função de transferência de malha aberta.	Hz
f_m	Valor da frequência do sinal modulante senoidal.	Hz
f_o	Valor da frequência nos terminais de saída do conversor *MMC*.	Hz
FP	Valor do fator de potência das grandezas medidas no conversor *MMC*.	-
FP_o	Valor do fator de potência de saída do conversor *MMC*.	-
FP_s	Valor do fator de potência de entrada do conversor *MMC*.	-
f_{sw}	Valor da frequência de comutação dos semicondutores do conversor CC-CA utilizando as estratégias de modulação unipolar e bipolar.	Hz
$f_{sw,avg,LS}$	Valor médio da frequência de comutação dos semicondutores utilizando a estratégia de modulação *Level-Shifted*.	Hz
$f_{sw,CHB}$	Valor da frequência de comutação dos semicondutores de uma célula do conversor *CHB*.	Hz
$f_{sw,inv,LS}$	Valor da frequência de comutação da tensão de saída do conversor *CHB* utilizando a estratégia de modulação *Level-Shifted*.	Hz

Símbolo	Descrição	Unidade
$f_{sw,inv,PS}$	Valor da frequência de comutação da tensão de saída do conversor *CHB* utilizando a estratégia de modulação *Phase-Shifted*.	Hz
$f_{sw,MMC,LS}$	Valor da frequência de comutação do sinal de tensão $v_{pwm}(t)$ utilizando a estratégia de modulação *Level-Shifted* no conversor *MMC*.	Hz
$f_{sw,MMC,PS}$	Valor da frequência de comutação do sinal de tensão $v_{pwm}(t)$ utilizando a estratégia de modulação *Phase-Shifted* no conversor *MMC*.	Hz
$f_{sw,PS}$	Valor da frequência de comutação dos semicondutores utilizando a estratégia de modulação *Phase-Shifted*.	Hz
$f_{sw,ST}$	Valor da frequência de comutação dos dispositivos semicondutores utilizando a estratégia de modulação *Staircase*.	Hz
$FTMA(s)$	Função de transferência de malha aberta.	-
$G_i(s)$	Função de transferência no domínio da frequência definido pela relação entre a perturbação de pequeno sinal da corrente de entrada do conversor *MMC* e a perturbação de pequeno sinal da razão cíclica.	-
$G_{i,RL}(s)$	Função de transferência no domínio da frequência definido pela relação entre a perturbação de pequeno sinal da corrente de entrada do conversor *MMC* e a perturbação de pequeno sinal da razão cíclica considerando a parcela resistiva do enrolamento do indutor de entrada.	-
$G_{I,CA,CA}$	Valor do ganho de corrente da conversão de energia CA-CA do conversor *MMC*.	-
$G_{kpwm}(s)$	Função de transferência no domínio da frequência definido pela relação entre a perturbação de pequeno sinal da razão cíclica e o valor de pico do sinal modulante.	-
$G_{V,CA,CA}$	Valor do ganho de tensão da conversão de energia CA-CA do conversor *MMC*.	-
$G_{V,CA,CC}$	Valor do ganho de tensão da conversão de energia CA-CC do conversor *MMC*.	-
$G_{V,CC,CA}$	Valor do ganho de tensão da conversão de energia CC-CA do conversor *MMC*.	-
$G_{v,ef}$	Valor do ganho de tensão do conversor *MMC* relacionando valores eficazes de tensão.	-
$H_i(s)$	Função de transferência no domínio da frequência que representa o ganho do sensor de corrente.	-
$H_v(s)$	Função de transferência no domínio da frequência que representa o ganho do sensor de tensão.	-
i	Valor do índice utilizado na operação somatório da equação respectiva.	-
$i_1(t)$	Valor instantâneo da corrente que circula no braço 1 do conversor *MMC*.	A

Símbolo	Descrição	Unidade
$i_2(t)$	Valor instantâneo da corrente que circula no braço 2 do conversor *MMC*.	A
$i_3(t)$	Valor instantâneo da corrente que circula no braço 3 do conversor *MMC*.	A
$i_4(t)$	Valor instantâneo da corrente que circula no braço 4 do conversor *MMC*.	A
$I_{b,ef}$	Valor eficaz da corrente que circula nos braços do conversor *MMC*.	A
$i_c(t)$	Valor instantâneo da corrente de circulação do conversor *MMC*.	A
$I_{CA1,fs}$	Valor de pico da componente fundamental de entrada da corrente que circula pelo capacitor da célula *H-Bridge* A1.	A
$I_{CA2,fs}$	Valor de pico da componente fundamental de entrada da corrente que circula pelo capacitor da célula *H-Bridge* A2.	A
$I_{CA3,2fs}$	Valor de pico da componente definida pela frequência $2f_s$ da corrente que circula pelo capacitor da célula *H-Bridge* A3.	A
$I_{CA1,fo}$	Valor de pico da componente fundamental de saída da corrente que circula pelo capacitor da célula *H-Bridge* A1.	A
$I_{CA1,2fo}$	Valor de pico da componente definida pela frequência $2f_o$ da corrente que circula pelo capacitor da célula *H-Bridge* A1.	A
$I_{CA2,fo}$	Valor de pico da componente fundamental de saída da corrente que circula pelo capacitor da célula *H-Bridge* A2.	A
$I_{CA2,2fo}$	Valor de pico da componente definida pela frequência $2f_o$ da corrente que circula pelo capacitor da célula *H-Bridge* A2.	A
$I_{CA3,fo-fs}$	Valor de pico da componente definida pela frequência f_o-f_s da corrente que circula pelo capacitor da célula *H-Bridge* A3.	A
$I_{CA3,fo+fs}$	Valor de pico da componente definida pela frequência f_o+f_s da corrente que circula pelo capacitor da célula *H-Bridge* A3.	A
$i_{CA1}(t)$	Valor instantâneo da corrente que circula no capacitor da célula *H-Bridge* A1 do conversor *MMC*.	A
$i_{CA2}(t)$	Valor instantâneo da corrente que circula no capacitor da célula *H-Bridge* A2 do conversor *MMC*.	A
$i_{CA3}(t)$	Valor instantâneo da corrente que circula no capacitor da célula *H-Bridge* A3 do conversor *MMC*.	A
I_{CA1}	Valor médio da corrente que circula no capacitor da célula *H-Bridge* A1 do conversor *MMC*.	A
I_{CA2}	Valor médio da corrente que circula no capacitor da célula *H-Bridge* A2 do conversor *MMC*.	A
I_{CA3}	Valor médio da corrente que circula no capacitor da célula *H-Bridge* A3 do conversor *MMC*.	A

Símbolo	Descrição	Unidade
$i_{cap}(t)$	Valor instantâneo da corrente que circula nos terminais do capacitor da célula *H-Bridge* do conversor *MMC*.	A
$I_{CB1,fs}$	Valor de pico da componente fundamental de entrada da corrente que circula pelo capacitor da célula *H-Bridge* B1.	A
$I_{CB3,fs}$	Valor de pico da componente fundamental de entrada da corrente que circula pelo capacitor da célula *H-Bridge* B3.	A
$I_{CB2,2fs}$	Valor de pico da componente definida pela frequência $2f_s$ da corrente que circula pelo capacitor da célula *H-Bridge* B2.	A
$I_{CB1,fo}$	Valor de pico da componente fundamental de saída da corrente que circula pelo capacitor da célula *H-Bridge* B1.	A
$I_{CB1,2fo}$	Valor de pico da componente definida pela frequência $2f_o$ da corrente que circula pelo capacitor da célula *H-Bridge* B1.	A
$I_{CB3,fo}$	Valor de pico da componente fundamental de saída da corrente que circula pelo capacitor da célula *H-Bridge* B3.	A
$I_{CB3,2fo}$	Valor de pico da componente definida pela frequência $2f_o$ da corrente que circula pelo capacitor da célula *H-Bridge* B3.	A
$I_{CB2,fo-fs}$	Valor de pico da componente definida pela frequência f_o-f_s da corrente que circula pelo capacitor da célula *H-Bridge* B2.	A
$I_{CB2,fo+fs}$	Valor de pico da componente definida pela frequência f_o+f_s da corrente que circula pelo capacitor da célula *H-Bridge* B2.	A
$i_{CB1}(t)$	Valor instantâneo da corrente que circula no capacitor da célula *H-Bridge* B1 do conversor *MMC*.	A
$i_{CB2}(t)$	Valor instantâneo da corrente que circula no capacitor da célula *H-Bridge* B2 do conversor *MMC*.	A
$i_{CB3}(t)$	Valor instantâneo da corrente que circula no capacitor da célula *H-Bridge* B3 do conversor *MMC*.	A
I_{CB1}	Valor médio da corrente que circula no capacitor da célula *H-Bridge* B1 do conversor *MMC*.	A
I_{CB2}	Valor médio da corrente que circula no capacitor da célula *H-Bridge* B2 do conversor *MMC*.	A
I_{CB3}	Valor médio da corrente que circula no capacitor da célula *H-Bridge* B3 do conversor *MMC*.	A
$i_{ceq,l}(t)$	Valor instantâneo da corrente que circula nos terminais do capacitor equivalente no braço inferior do conversor *MMC*.	A
$i_{ceq,l,\omega s}(t)$	Valor instantâneo da corrente que circula nos terminais do capacitor equivalente no braço inferior do conversor *MMC* considerando apenas a componente em frequência definida por $2\omega_s$.	A

Símbolo	Descrição	Unidade
$i_{ceq,l,\omega so}(t)$	Valor instantâneo da corrente que circula nos terminais do capacitor equivalente no braço inferior do conversor *MMC* considerando apenas a componente em frequência definida por $\omega_o+\omega_s$.	A
$i_{ceq,l,\omega o}(t)$	Valor instantâneo da corrente que circula nos terminais do capacitor equivalente no braço inferior do conversor *MMC* considerando apenas a componente em frequência definida por $2\omega_o$.	A
$i_{ceq,l,\omega os}(t)$	Valor instantâneo da corrente que circula nos terminais do capacitor equivalente no braço inferior do conversor *MMC* considerando apenas a componente em frequência definida por $\omega_o-\omega_s$.	A
$i_{ceq,u}(t)$	Valor instantâneo da corrente que circula nos terminais do capacitor equivalente no braço superior do conversor *MMC*.	A
$i_{ceq,u,\omega s}(t)$	Valor instantâneo da corrente que circula nos terminais do capacitor equivalente no braço superior do conversor *MMC* considerando apenas a componente em frequência definida por $2\omega_s$.	A
$i_{ceq,u,\omega so}(t)$	Valor instantâneo da corrente que circula nos terminais do capacitor equivalente no braço superior do conversor *MMC* considerando apenas a componente em frequência definida por $\omega_o+\omega_s$.	A
$i_{ceq,u,\omega o}(t)$	Valor instantâneo da corrente que circula nos terminais do capacitor equivalente no braço superior do conversor *MMC* considerando apenas a componente em frequência definida por $2\omega_o$.	A
$i_{ceq,u,\omega os}(t)$	Valor instantâneo da corrente que circula nos terminais do capacitor equivalente no braço superior do conversor *MMC* considerando apenas a componente em frequência definida por $\omega_o-\omega_s$.	A
$I_{cp,\omega s}$	Valor de pico da corrente de circulação considerando a componente na frequência definida por ω_s.	A
$i_d(s)$	Valor da componente em direta da corrente de entrada do conversor *MMC* no domínio da frequência.	A
$I_{l,ef}$	Valor eficaz da corrente que circula no braço inferior do conversor *MMC*.	A
$I_{l,fo}$	Valor de pico da componente em frequência f_o da corrente que circula nos terminais de saída das fontes de tensão controlada nos braços 2 e 3 do conversor *MMC*.	A
$I_{l,fs}$	Valor de pico da componente em frequência f_s da corrente que circula nos terminais de saída das fontes de tensão controlada nos braços 2 e 3 do conversor *MMC*.	A
$i_l(t)$	Valor instantâneo da corrente que circula nos terminais de saída das fontes de tensão controlada nos braços 2 e 3 do conversor *MMC*.	A
$i_o(t)$	Valor instantâneo da corrente que circula nos terminais de saída do conversor *MMC*.	A
$I_{o,ef}$	Valor eficaz da corrente de saída do conversor *MMC*.	A

Símbolo	Descrição	Unidade
I_{op1}	Valor de pico da componente fundamental da corrente de saída do conversor *MMC*.	A
$i_q(s)$	Valor da componente em quadratura da corrente de entrada do conversor *MMC* no domínio da frequência.	A
$i_{ref}(s)$	Valor do sinal de referência da corrente de entrada do conversor *MMC* no domínio da frequência.	A
$i_{ref}(t)$	Valor instantâneo do sinal de referência da corrente de entrada do conversor *MMC*.	A
$I_{ref,d}$	Valor de pico do sinal de referência da componente direta da corrente de entrada do conversor *MMC*.	A
$I_{ref,q}$	Valor de pico do sinal de referência da componente em quadratura da corrente de entrada do conversor *MMC*.	A
I_{s1}	Valor de pico da componente fundamental de frequência da corrente de entrada do conversor *MMC*.	A
I_s	Valor médio da corrente de entrada do conversor *MMC* dentro de um período de comutação definido por T_{sw}.	A
$i_s(t)$	Valor instantâneo da corrente que circula nos terminais de entrada do conversor *MMC*.	A
$I_{s,ef}$	Valor eficaz da corrente de entrada do conversor *MMC*.	A
$i_{sens}(s)$	Valor do sinal medido da corrente de entrada do conversor *MMC* no domínio da frequência.	A
$i_{sens}(t)$	Valor instantâneo do sinal medido da corrente de entrada do conversor *MMC* no domínio da frequência.	A
I_{sp}	Valor de pico da corrente de entrada do conversor *MMC*.	A
$i_{sub}(t)$	Valor instantâneo da corrente que circula nos terminais de saída da célula *H-Bridge* do conversor *MMC*.	A
$I_{u,ef}$	Valor eficaz da corrente que circula no braço superior do conversor *MMC*.	A
$I_{u,fo}$	Valor de pico da componente em frequência f_o da corrente que circula nos terminais de saída das fontes de tensão controlada nos braços 1 e 4 do conversor *MMC*.	A
$I_{u,fs}$	Valor de pico da componente em frequência f_s da corrente que circula nos terminais de saída das fontes de tensão controlada nos braços 1 e 4 do conversor *MMC*.	A
$i_u(t)$	Valor instantâneo da corrente que circula nos terminais de saída das fontes de tensão controlada nos braços 1 e 4 do conversor *MMC*.	A
k	Valor do número de células *H-Bridge* do conversor multinível *CHB* em uma fase.	-
k_{ci}	Valor do ganho do controlador da malha de corrente de entrada do conversor *MMC*.	-
k_{even}	Valor da quantidade de equações que definem o valor médio da razão cíclica dependendo do número de níves par da tensão $v_{pwm}(t)$.	-
$k_{even,max}$	Valor máximo da quantidade de equações que definem o valor médio da razão cíclica dependendo do número de níves par da tensão $v_{pwm}(t)$.	-

Símbolo	Descrição	Unidade
k_{odd}	Valor da quantidade de equações que definem o valor médio da razão cíclica dependendo do número de níves ímpar da tensão $v_{pwm}(t)$.	-
$k_{odd,max}$	Valor máximo da quantidade de equações que definem o valor médio da razão cíclica dependendo do número de níves ímpar da tensão $v_{pwm}(t)$.	-
k_{MMC}	Valor de variável definida em função do número de níveis da tensão de saída do conversor *MMC*.	-
L_b	Valor da indutância de braço do conversor *MMC*.	H
L_{in}	Valor de indutância de entrada do conversor *MMC*.	H
m	Número de níveis da tensão de saída de um conversor multinível CC-CA.	-
m_a	Valor do índice de modulação em amplitude.	-
$m_{a,LS}$	Valor do índice de modulação em amplitude da estratégia de modulação *Level-Shifted*.	-
$m_{a,LS,MMC}$	Valor do índice de modulação em amplitude do conversor *MMC* utilizando a estratégia de modulação *Level-Shifted*.	-
$m_{a,MMC}$	Valor do índice de modulação em amplitude do conversor *MMC*.	-
$m_{a,MMC,min}$	Valor mínimo do índice de modulação em amplitude do conversor *MMC*.	-
$m_{a,PS}$	Valor do índice de modulação em amplitude da estratégia de modulação *Phase-Shifted*.	-
$m_{a,PS,MMC}$	Valor do índice de modulação em amplitude do conversor *MMC* utilizando a estratégia de modulação *Phase-Shifted*.	-
$m_{a,ST}$	Valor do índice de modulação em amplitude da estratégia de modulação *Staircase*.	-
$m_{a,ST,MMC}$	Valor do índice de modulação em amplitude do conversor *MMC* utilizando a estratégia de modulação Staircase *SHE*.	-
m_b	Valor da relação fixa entre o valor de pico da tensão de entrada do conversor *MMC* e o valor médio de tensão sobre os capacitores de cada célula *H-Bridge*.	-
m_f	Valor do índice de modulação em frequência	-
$m_{f,CA,CA}$	Valor do ganho de frequência da conversão de energia CA-CA do conversor *MMC*.	-
$m_{f,LS}$	Valor do índice de modulação em frequência da estratégia de modulação *Level-Shifted*.	-
$m_{f,PS}$	Valor do índice de modulação em frequência da estratégia de modulação *Phase-Shifted*.	-
$m_l(t)$	Valor instantâneo do sinal modulador proveniente da estratégia de modulação aplicada no braço inferior do conversor *MMC*.	-
$m_u(t)$	Valor instantâneo do sinal modulador proveniente da estratégia de modulação aplicada no braço superior do conversor *MMC*.	-

Símbolo	Descrição	Unidade
$M_{\omega o}$	Valor do índice de modulação em amplitude considerando a componente fundamental na frequência definida por ω_o.	-
$M_{\omega s}$	Valor do índice de modulação em amplitude considerando a componente fundamental na frequência definida por ω_s.	-
n	Valor da ordem harmônica do sinal analisado.	-
N	Número de células utilizadas em um braço do conversor *MMC*.	-
N_B	Número de braços utilizados no conversor *MMC*.	-
N_{CAP}	Número de capacitores utilizados em uma célula do conversor *MMC*.	-
N_{IND}	Número total de indutores utilizados no conversor *MMC*.	-
N_p	Número de pernas utilizadas no conversor *MMC*.	-
N_{pulsos}	Número de pulsos do sinal de gate dos semicondutores utilizados no conversor CC-CA *CHB*.	-
N_{sub}	Número de células inseridas no braço superior e inferior do conversor *MMC* CC-CA.	-
N_{SW}	Número de transistores utilizados em uma célula do conversor *MMC*.	-
N_T	Número total de níveis de tensão do conversor *MMC*.	-
N_{TCAP}	Número total de capacitores utilizados no conversor *MMC*.	-
N_{TSUB}	Número total de células utilizadas no conversor *MMC*.	-
N_{TSW}	Número total de transistores utilizados no conversor *MMC*.	-
N_{vl}	Número de níveis da tensão $v_l(t)$.	-
N_{vo}	Número de níveis da tensão $v_o(t)$.	-
N_{vo_max}	Número máximo de níveis da tensão $v_o(t)$.	-
N_{vo_min}	Número mínimo de níveis da tensão $v_o(t)$.	-
N_{vpwm}	Número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$.	-
N_{vpwm_max}	Número máximo de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$.	-
N_{vpwm_min}	Número mínimo de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$.	-
N_{vu}	Número de níveis da tensão $v_u(t)$.	-
p	Número de ângulos independentes de comutação da estratégia de modulação *Staircase*.	-
P_c	Valor da potência ativa do conversor *MMC*.	W
$p_l(t)$	Valor instantâneo da potência no braço inferior do conversor *MMC*.	W
P_o	Valor da potência ativa de saída do conversor *MMC*.	W
$p_o(t)$	Valor instantâneo da potência considerando apenas a componentes de frequência definida por $2\omega_o$.	W
$p_{os}(t)$	Valor instantâneo da potência considerando apenas a componente de frequência definida por ω_o-ω_s.	W
P_s	Valor da potência ativa de entrada do conversor *MMC*.	W
$p_s(t)$	Valor instantâneo da potência considerando apenas a componente de frequência definida por $2\omega_s$.	W

Símbolo	Descrição	Unidade
$p_{so}(t)$	Valor instantâneo da potência considerando apenas a componente de frequência definida por $\omega_o+\omega_s$.	W
$p_u(t)$	Valor instantâneo da potência no braço superior do conversor *MMC*.	W
$p_{u,\omega o}(t)$	Valor instantâneo da potência no braço superior do conversor *MMC* considerando apenas a componente em frequência definida por $2\omega_o$.	W
$p_{u,\omega o,\omega s}(t)$	Valor instantâneo da potência no braço superior do conversor *MMC* considerando apenas a componente em frequência definida por $\omega_o-\omega_s$.	W
$p_{u,\omega s}(t)$	Valor instantâneo da potência no braço superior do conversor *MMC* considerando apenas a componente em frequência definida por $2\omega_s$.	W
$p_{u,\omega s,\omega o}(t)$	Valor instantâneo da potência no braço superior do conversor *MMC* considerando apenas a componente em frequência definida por $\omega_o+\omega_s$.	W
R_b	Valor equivalente da resistência proveniente do enrolamento do indutor utilizado no braço do conversor *MMC*.	Ω
r_{even}	Valor do parâmetro que representa a quantidade de regiões que devem ser analisadas dependendo do número de níveis par da tensão $v_{pwm}(t)$.	-
R_{in}	Valor de resistência do enrolamento do indutor de entrada do conversor *MMC*.	Ω
r_{odd}	Valor do parâmetro que representa a quantidade de regiões que devem ser analisadas dependendo do número de níveis ímpar da tensão $v_{pwm}(t)$.	-
s	Variável complexa no domínio da frequência definido pela soma das componentes real e imaginária.	-
S_o	Valor da potência aparente de saída do conversor *MMC*.	VA
S_s	Valor da potência aparente de entrada do conversor *MMC*.	VA
t	Valor do tempo.	s
THD_i	Distorção harmônica total da forma de onda de corrente.	-
THD_v	Distorção harmônica total da forma de onda de tensão.	-
T_o	Valor do período da tensão de saída do conversor *MMC*.	s
T_s	Valor do período da tensão de entrada do conversor *MMC*.	s
$T_{s,inv,LS}$	Valor do período de comutação da tensão $v_{pwm}(t)$ utilizando a estratégia de modulação *Level-Shifted*.	s
T_{sw}	Valor do período de comutação.	s
$T_{sw,PS}$	Valor do período de comutação dos semicondutores utilizando a estratégia de modulação *Phase-Shifted*.	s
V_1	Valor de pico da componente fundamental de tensão.	V
$v_1(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais de saída da fonte controlada no braço 1 do conversor *MMC*.	V
$v_2(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais de saída da fonte controlada no braço 2 do conversor *MMC*.	V

Símbolo	Descrição	Unidade
$v_3(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais de saída da fonte controlada no braço 3 do conversor *MMC*.	V
$v_4(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais de saída da fonte controlada no braço 4 do conversor *MMC*.	V
$v_{A1}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais de saída da célula *H-Bridge* A1 do conversor *MMC*.	V
$v_{A2}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais de saída da célula *H-Bridge* A2 do conversor *MMC*.	V
$v_{A3}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais de saída da célula *H-Bridge* A3 do conversor *MMC*.	V
$v_{AN}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais A e N do conversor CC-CA *H-Bridge*.	V
$v_{AN1}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais A e N1 do conversor CC-CA *CHB*.	V
$v_{B1}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais de saída da célula *H-Bridge* B1 do conversor *MMC*.	V
$v_{B2}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais de saída da célula *H-Bridge* B2 do conversor *MMC*.	V
$v_{B3}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais de saída da célula *H-Bridge* B3 do conversor *MMC*.	V
$v_{BN}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais B e N do conversor CC-CA *H-Bridge*.	V
$v_{BN1}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais B e N1 do conversor CC-CA *CHB*.	V
$v_{C1}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais de saída da célula *H-Bridge* C1 do conversor *MMC*.	V
$v_{C2}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais de saída da célula *H-Bridge* C2 do conversor *MMC*.	V
$v_{C3}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais de saída da célula *H-Bridge* C3 do conversor *MMC*.	V
$v_c(t)$	Valor instantâneo da tensão de circulação.	V
V_{capA1}	Valor médio da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* A1 do conversor *MMC*.	
V_{capA2}	Valor médio da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* A2 do conversor *MMC*.	V
V_{capA3}	Valor médio da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* A3 do conversor *MMC*.	V
V_{capB1}	Valor médio da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* B1 do conversor *MMC*.	V
V_{capB2}	Valor médio da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* B2 do conversor *MMC*.	V
V_{capB3}	Valor médio da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* B3 do conversor *MMC*.	V
V_{capC1}	Valor médio da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* C1 do conversor *MMC*.	V
V_{capC2}	Valor médio da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* C2 do conversor *MMC*.	V
V_{capC3}	Valor médio da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* C3 do conversor *MMC*.	V

Símbolo	Descrição	Unidade
V_{capD1}	Valor médio da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* D1 do conversor *MMC*.	V
V_{capD2}	Valor médio da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* D2 do conversor *MMC*.	V
V_{capD3}	Valor médio da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* D3 do conversor *MMC*.	V
$v_{capA1}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* A1 do conversor *MMC*.	V
$v_{capA2}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* A2 do conversor *MMC*.	V
$v_{capA3}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* A3 do conversor *MMC*.	V
$v_{capB1}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* B1 do conversor *MMC*.	V
$v_{capB2}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* B2 do conversor *MMC*.	V
$v_{capB3}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* B3 do conversor *MMC*.	V
$v_{capC1}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* C1 do conversor *MMC*.	V
$v_{capC2}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* C2 do conversor *MMC*.	V
$v_{capC3}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* C3 do conversor *MMC*.	V
$v_{cap,D1}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* D1 do conversor *MMC*.	V
$v_{capD2}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* D2 do conversor *MMC*.	V
$v_{capD3}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* D3 do conversor *MMC*.	V
$v_{c,d}(t)$	Valor instantâneo da tensão de circulação resultante da diferença das tensões instantâneas sobre os capacitores equivalentes de cada braço do conversor *MMC*.	V
$v_{c,s}(t)$	Valor instantâneo da tensão de circulação resultante da soma das tensões instantâneas sobre os capacitores equivalentes de cada braço do conversor *MMC*.	V
$v_{c,u}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* do conversor *MMC*.	V
$v_{c,\omega o}(t)$	Valor instantâneo da tensão de circulação considerando apenas a componente na frequência definida por ω_o.	V
$v_{c,2\omega o-\omega s}(t)$	Valor instantâneo da tensão de circulação considerando apenas a componente na frequência definida por $2\omega_o$-ω_s.	V
$v_{c,2\omega o+\omega s}(t)$	Valor instantâneo da tensão de circulação considerando apenas a componente na frequência definida por $2\omega_o$+ω_s.	V
$v_{c,\omega o-2\omega s}(t)$	Valor instantâneo da tensão de circulação considerando apenas a componente na frequência definida por ω_o-$2\omega_s$.	V

Símbolo	Descrição	Unidade
$v_{c,\omega o+2\omega s}(t)$	Valor instantâneo da tensão de circulação considerando apenas a componente na frequência definida por $\omega_o+2\omega_s$.	V
$v_{c,3\omega o}(t)$	Valor instantâneo da tensão de circulação considerando apenas a componente na frequência definida por $3\omega_o$.	V
$v_{c,3\omega s}(t)$	Valor instantâneo da tensão de circulação considerando apenas a componente na frequência definida por $3\omega_s$.	V
$v_{c,\omega s}(t)$	Valor instantâneo da tensão de circulação considerando apenas a componente na frequência definida por ω_s.	V
$v_{cap}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* do conversor *MMC*.	V
$V_{C,bk}$	Valor da tensão máxima sobre os capacitores de cada célula *H-Bridge* do conversor *MMC*.	V
$v_{ceq,d}$	Valor da parcela alternada da diferença das tensões instantâneas sobre os capacitores equivalentes de cada braço do conversor *MMC*.	V
$v_{ceq,s}$	Valor da parcela alternada da soma das tensões instantâneas sobre os capacitores equivalentes de cada braço do conversor *MMC*.	V
$v_{ceq,u}$	Valor da parcela alternada da tensão sobre o capacitor equivalente do braço superior do conversor *MMC*.	V
$v_{ceq,l}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre o capacitor equivalente do braço inferior do conversor *MMC*.	V
$v_{ceq,u}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre o capacitor equivalente do braço superior do conversor *MMC*.	V
VCC	Valor médio da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* do conversor *MMC*.	V
$v_{CN2}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais C e N2 do conversor CC-CA *CHB*.	V
V_{cr}	Valor de pico da tensão do sinal portador triangular.	V
$v_{cr}(t)$	Valor instantâneo da tensão do sinal portador triangular.	V
V_d	Valor médio da tensão total sobre os capacitores das células *H-Bridge*.	V
$v_{D1}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais de saída da célula *H-Bridge* D1 do conversor *MMC*.	V
$v_{D2}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais de saída da célula *H-Bridge* D2 do conversor *MMC*.	V
$v_{D3}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais de saída da célula *H-Bridge* D3 do conversor *MMC*.	V
$V_{D,bk}$	Valor da tensão de bloqueio sobre os diodos de cada célula *H-Bridge* do conversor *MMC*.	V
$v_{DN2}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais D e N2 do conversor CC-CA *CHB*.	V
$v_{f,in}(s)$	Valor do sinal de entrada do filtro passa-baixa da malha *PLL*.	-
$v_{f,out}(s)$	Valor do sinal de saída do filtro passa-baixa da malha *PLL*.	-
$v_{gSH11}(t)$	Valor instantâneo da tensão de *gate* no transistor S_{H11} do conversor CC-CA *CHB*.	V

Símbolo	Descrição	Unidade
$v_{gSH12}(t)$	Valor instantâneo da tensão de *gate* no transistor S_{H12} do conversor CC-CA *CHB*.	V
$v_{gSH21}(t)$	Valor instantâneo da tensão de *gate* no transistor S_{H21} do conversor CC-CA *CHB*.	V
$v_{gSH22}(t)$	Valor instantâneo da tensão de *gate* no transistor S_{H22} do conversor CC-CA *CHB*.	V
V_{Hn}	Valor de pico da componente de ordem harmônica *n* da tensão de saída do conversor *CHB*.	V
V_{H1}	Valor de pico da componente fundamental da tensão de saída do conversor *CHB*.	V
$v_H(t)$	Valor instantâneo da tensão de saída do conversor *CHB*.	V
$v_H(\omega t)$	Valor instantâneo da tensão de saída do conversor *CHB* em função de ωt.	V
$v_{H1}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais de saída A e B da célula *H-Bridge* H1 do conversor *CHB*.	V
$v_{H2}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais de saída C e D da célula *H-Bridge* H2 do conversor *CHB*.	V
$v_{L1b}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais do indutor do braço 1 do conversor *MMC*.	V
$v_{L2b}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais do indutor do braço 2 do conversor *MMC*.	V
$v_{L3b}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais do indutor do braço 3 do conversor *MMC*.	V
$v_{L4b}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais do indutor do braço 4 do conversor *MMC*.	V
$v_l(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais de saída das fontes controladas nos braços 2 e 3 do conversor *MMC*.	V
$v_L(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais do indutor de braço do conversor *MMC*.	V
$v_{Lbl}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais dos indutores nos braços 2 e 3 do conversor *MMC*.	V
$v_{Lbu}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais dos indutores nos braços 1 e 4 do conversor *MMC*.	V
$V_{l,fo}$	Valor de pico da componente de frequência f_o da tensão sobre os terminais de saída das fontes controladas nos braços 2 e 3 do conversor *MMC*.	V
$V_{l,fs}$	Valor de pico da componente de frequência f_s da tensão sobre os terminais de saída das fontes controladas nos braços 2 e 3 do conversor *MMC*.	V
$v_{Lin}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais do indutor de entrada do conversor *MMC*.	V
V_m	Valor de pico da tensão do sinal modulante.	V
$V_m(s)$	Valor de pico da tensão do sinal modulante no domínio da frequência.	V
$v_m(t)$	Valor instantâneo da tensão do sinal modulante.	V
$v_{m\text{-}}(t)$	Valor instantâneo da tensão do sinal modulante defasado 180° do sinal modulante $v_m(t)$.	V

Símbolo	Descrição	Unidade
V_{mk}	Valor médio do sinal modulante de tensão correspondente ao ângulo de comutação θ_k.	V
V_n	Valor de pico da componente harmônica *n-ésima* ordem de tensão.	V
$v_o(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais de saída do conversor *MMC*.	V
$V_{o,ef}$	Valor eficaz da tensão sobre os terminais de saída do conversor *MMC*.	V
V_{op}	Valor de pico da tensão sobre os terminais de saída do conversor *MMC*.	V
V_{op1}	Valor de pico da componente fundamental da tensão sobre os terminais de saída do conversor *MMC*.	V
$v_{PI}(s)$	Valor do sinal de saída do controlador PI no domínio da frequência.	-
V_{pwm1}	Valor de pico da componente fundamental da tensão $v_{pwm}(t)$.	V
$v_{pwm}(t)$	Valor instantâneo da tensão modulada por largura de pulso sobre os terminais de entrada do conversor *MMC*.	V
V_{pwm}	Valor médio da tensão $v_{pwm}(t)$ do conversor *MMC* dentro de um período de comutação definido por T_{sw}.	V
$v_s(s)$	Valor do sinal da tensão de entrada do conversor *MMC* no domínio da frequência.	V
$v_s(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais da fonte de entrada do conversor *MMC*.	V
V_s	Valor médio da tensão de entrada do conversor *MMC* dentro de um período de comutação definido por T_{sw}.	V
$V_{S,bk}$	Valor da tensão de bloqueio sobre os transistores de cada célula *H-Bridge* do conversor *MMC*.	V
$V_{s,ef}$	Valor eficaz da tensão sobre os terminais da fonte de entrada do conversor *MMC*.	V
$v_{sens}(s)$	Valor da tensão de entrada medida do conversor *MMC* no domínio da frequência.	V
V_{sp}	Valor de pico da tensão sobre os terminais da fonte de entrada do conversor *MMC*.	V
$v_{sub}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais de saída da célula *H-Bridge*.	V
$v_{sub1}(t)$	Valor instantâneo da componente fundamental de tensão sobre os terminais de saída da célula *H-Bridge*.	V
$v_u(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os terminais de saída das fontes controladas nos braços 1 e 4 do conversor *MMC*.	V
$V_{u,fo}$	Valor de pico da componente de frequência f_o da tensão sobre os terminais de saída das fontes controladas nos braços 1 e 4 do conversor *MMC*.	V
$V_{u,fs}$	Valor de pico da componente de frequência f_s da tensão sobre os terminais de saída das fontes controladas nos braços 1 e 4 do conversor *MMC*.	V
W_u	Valor da parcela contínua da energia armazenada no braço superior do conversor *MMC*.	J

Símbolo	Descrição	Unidade
w_u	Valor da parcela alternada da energia armazenada no braço superior do conversor *MMC*.	J
$w_{u,\omega o}$	Valor da parcela alternada da energia armazenada no braço superior do conversor *MMC* considerando a componente de frequência definida por $2\omega_o$.	J
$w_{u,\omega o,\omega s}$	Valor da parcela alternada da energia armazenada no braço superior do conversor *MMC* considerando a componente de frequência definida por ω_o-ω_s.	J
$w_{u,\omega s}$	Valor da parcela alternada da energia armazenada no braço superior do conversor *MMC* considerando a componente de frequência definida por $2\omega_s$.	J
$w_{u,\omega s,\omega o}$	Valor da parcela alternada da energia armazenada no braço superior do conversor *MMC* considerando a componente de frequência definida por ω_o+ω_s.	J
x	Valor do número de ângulos independentes de comutação da estratégia de modulação Staircase *SHE* aplicada ao conversor *MMC*.	-
X_{Lb}	Valor da reatância indutiva do braço do conversor *MMC*.	Ω
y_{even}	Valor do parâmetro que representa a quantidade de limites de variação do valor médio da razão cíclica entre as regiões de análise dependendo do número de níveis par da tensão $v_{pwm}(t)$.	-
y_{odd}	Valor do parâmetro que representa a quantidade de limites de variação do valor médio da razão cíclica entre as regiões de análise dependendo do número de níveis ímpar da tensão $v_{pwm}(t)$.	-
Z_b	Impedância de braço do conversor *MMC*.	Ω
α	Valor do ângulo de referência da tensão de entrada do conversor *MMC*.	rad
α_1	Valor do deslocamento de fase entre os sinais portadores que define o ângulo de comutação θ_1.	rad
α_2	Valor do deslocamento de fase entre os sinais portadores que define o ângulo de comutação θ_2.	rad
α_k	Valor do deslocamento de fase entre os sinais portadores utilizados na estratégia de modulação Staircase em função do número de células *H-Bridge k* do conversor *CHB*.	rad
β	Valor do limite de variação do valor médio da razão cíclica entre as regiões de análise.	rad
β_c	Valor do limite complementar de variação do valor médio da razão cíclica entre as regiões de análise.	rad
δ_s	Valor do ângulo de defasagem da componente fundamental da tensão $v_{pwm}(t)$.	rad
ΔD	Valor da perturbação de pequeno sinal na razão cíclica do conversor *MMC*.	-
$\Delta D(s)$	Valor da perturbação de pequeno sinal na razão cíclica do conversor *MMC* no domínio da frequência.	-

Símbolo	Descrição	Unidade
ΔI	Valor da ondulação de corrente normalizada nos terminais de entrada do conversor *MMC*.	-
ΔI_s	Valor da ondulação de corrente nos terminais de entrada do conversor *MMC*.	A
$\Delta i_s(t)$	Valor instantâneo da perturbação de pequeno sinal na corrente de entrada do conversor *MMC*.	A
Δt	Valor da variação de tempo	s
ΔV	Valor da ondulação de tensão normalizada sobre os terminais do capacitor de cada célula *H-Bridge* presente no braço superior do conversor *MMC*.	-
ΔV_{capA1}	Valor da ondulação da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* A1 do conversor *MMC*.	V
ΔV_{capA2}	Valor da ondulação da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* A2 do conversor *MMC*.	V
ΔV_{capA3}	Valor da ondulação da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* A3 do conversor *MMC*.	V
ΔV_{capB1}	Valor da ondulação da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* B1 do conversor *MMC*.	V
ΔV_{capB2}	Valor da ondulação da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* B2 do conversor *MMC*.	V
ΔV_{capB3}	Valor da ondulação da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* B3 do conversor *MMC*.	V
ΔV_{capC1}	Valor da ondulação da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* C1 do conversor *MMC*.	V
ΔV_{capC2}	Valor da ondulação da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* C2 do conversor *MMC*.	V
ΔV_{capC3}	Valor da ondulação da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* C3 do conversor *MMC*.	V
ΔV_{capD1}	Valor da ondulação da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* D1 do conversor *MMC*.	V
ΔV_{capD2}	Valor da ondulação da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* D2 do conversor *MMC*.	V
ΔV_{capD3}	Valor da ondulação da tensão sobre os terminais do capacitor da célula *H-Bridge* D3 do conversor *MMC*.	V
$\Delta V_{c,u}$	Valor da ondulação de tensão sobre os terminais do capacitor de cada célula *H-Bridge* presente no braço superior do conversor *MMC*.	V
$\Delta V_{c,\omega o,u}$	Valor da ondulação de tensão sobre os terminais do capacitor de cada célula *H-Bridge* presente no braço superior do conversor *MMC* considerando apenas a componente em frequência definida por $2\omega_o$.	V
$\Delta V_{c,\omega os,u}$	Valor da ondulação de tensão sobre os terminais do capacitor de cada célula *H-Bridge* presente no braço superior do conversor *MMC* considerando apenas a componente em frequência definida por ω_o-ω_s.	V
$\Delta V_{c,\omega s,u}$	Valor da ondulação de tensão sobre os terminais do capacitor de cada célula *H-Bridge* presente no braço superior do conversor *MMC* considerando apenas a componente em frequência definida por $2\omega_s$.	V

Símbolo	Descrição	Unidade
$\Delta V_{c,\omega so,u}$	Valor da ondulação de tensão sobre os terminais do capacitor de cada célula *H-Bridge* presente no braço superior do conversor *MMC* considerando apenas a componente em frequência definida por $\omega_o+\omega_s$.	V
ϕ_{cr}	Valor do ângulo de deslocamento de fase dos sinais portadores triangulares utilizados na estratégia de modulação *Phase-Shifted*.	Graus
$\phi_{cr,MMC}$	Valor do ângulo de deslocamento de fase dos sinais portadores triangulares utilizados na estratégia de modulação *Phase-Shifted* no conversor *MMC*.	Graus
ϕ_o	Valor do ângulo de defasagem entre a tensão e corrente de saída do conversor *MMC*.	rad
ϕ_s	Valor do ângulo de defasagem entre a tensão e corrente de entrada do conversor *MMC*.	rad
θ_1	Valor do ângulo independente de comutação da estratégia de modulação *Staircase* considerando apenas uma célula *H-Bridge* do conversor *CHB*.	rad
θ_2	Valor do ângulo independente de comutação da estratégia de modulação *Staircase* considerando duas células *H-Bridge* do conversor *CHB*.	rad
θ_k	Valor do ângulo independente de comutação da estratégia de modulação *Staircase* considerando k células *H-Bridge* do conversor *CHB*.	rad
ω	Valor da frequência angular nos terminais de saída do conversor *CHB*.	rad/s
ω_o	Valor da frequência angular nos terminais de saída do conversor *MMC*.	rad/s
ω_{os}	Valor da frequência angular definido por ω_o-ω_s.	rad/s
$\omega_{p,ci}$	Valor da frequência angular do polo presente na função de transferência do controlador da corrente de entrada do conversor *MMC*.	rad/s
ω_s	Valor da frequência angular da fonte de entrada do conversor *MMC*.	rad/s
ω_{so}	Valor da frequência angular definido por $\omega_o+\omega_s$.	rad/s
$\omega_{z,ci}$	Valor da frequência angular do zero presente na função de transferência do controlador da corrente de entrada do conversor *MMC*.	rad/s

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 54

2 TRANSFORMADORES ELETRÔNICOS DE POTÊNCIA 65

2.1 METODOLOGIA DE PESQUISA 65

2.2 INTRODUÇÃO AO *PET* 68

2.3 CONVERSORES MODULARES MULTINÍVEIS APLICADOS Á ESTRUTURA *PET* 72

2.4 CONCLUSÃO 77

3 CONVERSOR MODULAR MULTINÍVEL 79

3.1 ESTRUTURA DO CONVERSOR *MMC* CA-CA 79

3.2 MODOS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR *MMC* CC-CA 83

3.3 MODOS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR *MMC* CA-CA 85

3.4 CONCLUSÃO 109

4 ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO DO CONVERSOR *MMC* CA-CA 112

4.1 ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO PARA CONVERSORES DE POTÊNCIA 112

4.2 ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO (*PWM*) 113

4.3 ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO MULTINÍVEL BASEADAS EM LARGURA DE PULSO (*PWM*) 118

4.4 ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO MULTINÍVEL BASEADA EM COMUTAÇÃO NA FREQUÊNCIA FUNDAMENTAL (*STAIRCASE*). 130

4.5 ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO DO CONVERSOR *MMC* CA-CA 138

4.6 CONCLUSÃO 147

5 ANÁLISE CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DO *MMC* CA-CA 150

5.1 CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DO *MMC* CA-CA NA CONVERSÃO CA-CC 150

5.2 CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DO *MMC* CA-CA NA CONVERSÃO CC-CA 160

5.3 CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DO CONVERSOR *MMC* CA-CA. 162

5.4 CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DE CORRENTE DO *MMC* CA-CA NA CONVERSÃO CA-CA 165

5.5 ÍNDICE DE MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA DO CONVERSOR *MMC* CA-CA 168

5.6 CONCLUSÃO 169
6 DIMENSIONAMENTO DOS ELEMENTOS PASSIVOS DO CONVERSOR *MMC* CA-CA 172
6.1 ANÁLISE DA ONDULAÇÃO DE CORRENTE NO INDUTOR DE ENTRADA DO *MMC* CA-CA 173
6.2 ANÁLISE DA POTÊNCIA INSTANTÂNEA NO BRAÇO SUPERIOR DO CONVERSOR *MMC* CA-CA 181
6.3 ANÁLISE DA ENERGIA ARMAZENADA NOS CAPACITORES DO BRAÇO SUPERIOR DO CONVERSOR *MMC* CA-CA 188
6.4 ANÁLISE DA TENSÃO INSTANTÂNEA NOS CAPACITORES DE CADA CÉLULA *H-BRIDGE* 189
6.5 ANÁLISE DA ONDULAÇÃO DE TENSÃO NOS CAPACITORES DE CADA CÉLULA *H-BRIDGE* 192
6.6 DIMENSIONAMENTO DA CAPACITÂNCIA DE CADA CÉLULA *H-BRIGDE* 198
6.7 ANÁLISE DA CORRENTE DE CIRCULAÇÃO NO CONVERSOR *MMC* CA-CA E DETERMINAÇÃO DO VALOR DA INDUTÂNCIA DE BRAÇO 199
6.8 CONCLUSÃO 206
7 ESFORÇOS DOS COMPONENTES UTILIZADOS NO CONVERSOR *MMC* CA-CA 210
7.1 ANÁLISE DA POTÊNCIA APARENTE DE ENTRADA E SAÍDA DO CONVERSOR *MMC* CA-CA. 210
7.2 DEFINIÇÃO DO VALOR EFICAZ DA CORRENTE DE BRAÇO DO CONVERSOR *MMC* CA-CA. 211
7.3 ANÁLISE DOS ESFORÇOS DOS COMPONENTES SEMICONDUTORES. 213
7.4 ANÁLISE DOS ESFORÇOS DOS CAPACITORES DE CADA CÉLULA 224
7.5 CONCLUSÃO 226
8 LÓGICA DE EQUILÍBRIO DAS TENSÕES NOS CAPACITORES E CONTROLE DO CONVERSOR *MMC* CA-CA 229
8.1 EQUILÍBRIO DAS TENSÕES NOS CAPACITORES DO CONVERSOR *MMC* CA-CA 229
8.2 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DA PLANTA DE CORRENTE DO CONVERSOR *MMC* CA-CA. 242

8.3 CONTROLADOR DA MALHA DE CORRENTE DO CONVERSOR *MMC* CA-CA 247
8.4 CONCLUSÃO 253
9 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO CONVERSOR *MMC* CA-CA 255
9.1 ESPECIFICAÇÕES DO CONVERSOR *MMC* CA-CA 255
9.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO (OPERAÇÃO IDEAL DO CONVERSOR) 255
9.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO (OPERAÇÃO NÃO-IDEAL DO CONVERSOR) 262
9.4 ESFORÇOS DOS COMPONENTES SEMICONDUTORES E PASSIVOS. 273
9.5 RESULTADOS DINÂMICOS 286
9.6 CONCLUSÃO 292
10 RESULTADOS EXPERIMENTAIS 294
10.1 IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR *MMC* CA-CA 294
10.2 IMPLEMENTAÇÃO DO *FIRMWARE* 305
10.3 PROBLEMAS DURANTE O ENSAIO DO CONVERSOR 309
10.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS 313
10.5 CONCLUSÃO 363
11 CONCLUSÃO 368
REFERÊNCIAS 380
APÊNDICE A – METODOLOGIA DE PROJETO DO MMC CA-CA 391

1 INTRODUÇÃO

O sistema de potência é composto de três partes fundamentais: a geração, a transmissão e a distribuição de energia. Atualmente a geração de energia elétrica mundial possui uma matriz energética composta, principalmente, por fontes não renováveis como o carvão, petróleo e gás. No entanto, fontes renováveis de energia como hidráulica, solar e eólica também contribuem diretamente na composição da matriz energética. As fontes renováveis de energia tem um papel fundamental para amenizar um dos principais problemas ambientais que é o aquecimento global. Dessa maneira, vários países no mundo estão adotando políticas públicas e investimentos para aumentar o uso dessas fontes de energia [1].

O sistema de transmissão de energia elétrica se caracteriza pelo alto nível de tensão utilizado para garantir a entrega de energia elétrica a grandes centros consumidores de energia. Para isso, a utilização de transformadores de potência é necessária para adequação dos níveis de tensão dos sistemas de geração e transmissão de energia. Nas cidades, centros urbanos e áreas rurais existe a utilização do sistema de distribuição de energia elétrica que realiza a distribuição dessa energia aos pequenos e médios consumidores onde se caracteriza pelo médio e baixo nível de tensão atendendo indústrias, comércios e residências. Nesse sistema, também existe a necessidade de transformadores de pequeno e médio porte para adequar os níveis de tensão da energia elétrica entregue aos consumidores [2].

Ao fim do sistema de potência, está presente o consumidor que além de fazer o uso da energia elétrica para necessidades básicas e de conforto também possibilita o crescimento econômico das regiões e cidades onde o fornecimento de energia elétrica é adequado. Nos últimos anos, tornou-se realista a possibilidade da geração de energia elétrica pelo consumidor através de fontes renováveis principalmente com a utilização da energia solar. O sistema de distribuição de energia se caracteriza não apenas por distribuir a energia elétrica gerada a partir de grandes fontes geradoras, mas também por pequenos geradores de energia distribuídos dentro de uma região. Assim, o sistema de distribuição também se caracteriza por apresentar uma geração

distribuída de pequeno porte, com intuito de aliviar as necessidades da geração de energia elétrica de grandes centros geradores [3].

Em todos esses sistemas, a utilização dos transformadores de potência apresenta um importante papel, isto é, elevar a tensão de geração para transmitir energia elétrica a longas distâncias e reduzir a tensão no sistema de distribuição. O desenvolvimento dos transformadores de potência tradicionais está baseado no emprego de novos materiais magnéticos, meios de isolamento e processos de fabricação [4]. Com o crescimento de novas tecnologias aplicadas em dispositivos eletrônicos e a tendência de aplicação da geração distribuída, impulsiona o desenvolvimento de novos dispositivos eletrônicos voltados a utilização principalmente no sistema de distribuição de energia.

A necessidade de conversores em média potência (alguns kW até dezenas de kW) para o uso em sistemas de distribuição de energia e outras aplicações como transmissão de energia em média tensão e corrente contínua, compensadores estáticos de potência reativa, compensadores estáticos síncronos e controladores de fluxo de potência compreendem uma diversidade de conversores eletrônicos de potência [5]. O emprego dos conversores eletrônicos de potência também é encontrado em aplicações que envolvem fontes renováveis de energia, centrais de carregamento de baterias, dispositivos embarcados, veículos elétricos e principalmente acionamento de máquinas elétricas [6]-[8].

Uma nova aplicação que utiliza conversores eletrônicos de potência é o dispositivo denominado por transformador de estado sólido (*SST*) ou transformador eletrônico de potência (*PET*) [4]. No princípio, este dispositivo foi desenvolvido em níveis de baixa tensão e baixa potência com o objetivo de pesquisar o funcionamento e conceito da topologia [9]. A limitação do desenvolvimento de dispositivos semicondutores foi um dos principais problemas para o desenvolvimento dessa tecnologia. Com o desenvolvimento da tecnologia dos semicondutores de potência, topologia de conversores de média potência começaram a se tornar viáveis do ponto de vista de aplicações em média tensão. Conversores eletrônicos utilizados em aplicações com o sistema de distribuição foram sendo desenvolvidos à medida que os componentes semicondutores de potência pudessem atingir níveis de tensão

de bloqueio em média tensão (alguns kV) e média frequência (alguns kHz) de comutação. Com isso, com o advento das topologias de conversores multiníveis, diversas aplicações no sistema de distribuição tornaram-se viáveis, ou seja, o transformador eletrônico de potência [4].

O *PET* consiste em várias etapas de conversão de energia. A topologia mais simples é associada apenas a uma conversão de energia elétrica CA-CA isolada, onde se utiliza um conversor de entrada, um transformador e um conversor de saída, sendo todos os dispositivos operando em alta frequência. O objetivo é realizar a adequação do nível de tensão de entrada e saída utilizando um transformador de isolamento operando em alta frequência (dezenas de kHz). A entrada e saída do *PET* apresentam tensões e correntes em baixa frequência. Com isso, é possível obter o isolamento do circuito com adequação de tensão e pequeno volume do transformador já que a operação é em alta frequência [4].

Outras topologias de *PET* consistem em aplicar duas conversões de energia elétrica, ou seja, uma conversão CA-CC isolada e outra CC-CA, ou uma conversão CA-CC e outra CC-CA isolada. Para estes tipos de topologia, são utilizados conversores multiníveis, principalmente no estágio de entrada da topologia devido ao nível da tensão de entrada ser em média tensão. Essas topologias também apresentam um barramento CC com capacitores e a possibilidade de outras funcionalidades como correção do fator de potência, regulação de tensão em condições de carga nominal, compensar afundamentos ou elevações de tensão e possibilitar a conexão de micro gerações através do barramento CC e/ou CA, controle do fluxo de potência através da bidirecionalidade dos conversores empregados na estrutura do transformador e manter a energia por alguns ciclos de rede [4].

Outros trabalhos apresentam o *PET* na estrutura com três estágios de conversão de energia elétrica, ou seja, uma conversão CA-CC, outra conversão CC-CC isolada em alta frequência e a última conversão CC-CA. Estas propostas também apresenta a utilização de topologias de conversores multiníveis associados na entrada do *PET*, topologias de conversores operando em alta frequência, principalmente no estágio CC-CC, e topologias convencionais do conversor CC-CA (inversores de tensão trifásicos). Esta

estrutura apresenta dois barramentos CC com capacitores na topologia e as mesmas funcionalidades apresentadas na topologia de dois estágios de conversão. Além disso, associação em série e paralelo dos conversores é comumente utilizado nos estágios CC-CC isolado e CC-CA [4].

A partir do desenvolvimento das topologias aplicadas ao *PET*, as primeiras aplicações foram concentradas no desenvolvimento de veículos de tração elétrica de alta velocidade. Os veículos apresentavam o acionamento de máquinas elétricas a partir de inversores de tensão trifásicos para o controle de velocidade. No entanto, como o sistema de distribuição de energia elétrica é em média tensão e baixa frequência, transformadores de baixa frequência com elevado volume e peso eram utilizados para adequação do nível de tensão da aplicação. Assim, o rendimento da aplicação do veículo de tração elétrica no momento de partida e durante a operação é menor devido ao elevado peso proporcionado pelo transformador de baixa frequência. A principal finalidade de utilizar o *PET* nessa aplicação era de atender os mesmos requisitos de funcionamento do transformador de baixa frequência com reduzido volume e peso de forma a melhorar o rendimento da aplicação. Como a operação do transformador é em média ou alta frequência, consequentemente o volume e massa do dispositivo são menores melhorando o rendimento da aplicação [4].

Outras aplicações se tornaram viáveis para uso do *PET* com o desenvolvimento da geração distribuída de energia elétrica. A ideia de um sistema possibilitar o gerenciamento de energia gerada pelos consumidores fortalece o conceito da aplicação do *PET*. Além disto, algumas funcionalidades descritas anteriormente relacionadas com a qualidade de energia elétrica proporciona a substituição dos transformadores convencionais pelo *PET*.

O desenvolvimento das topologias de conversores multiníveis tornou-se fundamental para este tipo de aplicação devido suas características de operação em média tensão e média potência. Conversores multiníveis, possibilitam alto rendimento, confiabilidade e maior qualidade de energia do ponto de vista da carga ou rede. Os conversores multiníveis disponíveis na indústria são: *NPC* (*Neutral-Point Clamped Converter*), *FC* (*Flying Capacitor Converter*), *CHB* (*Cascaded H-Bridge Converter*) e o *MMC* (*Modular Multilevel Converter*) [10]. Todas essas topologias apresentam características relevantes

de operação, no entanto, algumas delas apresentam limitações quanto ao aumento do número de níveis de sua tensão de saída. O principal problema relacionado à topologia *NPC* é o controle da tensão nos capacitores e a potência processada por cada um que é distinta assim como perdas distintas nos componentes e não grampeamento dos interruptores internos. Outro problema é o elevado número de diodos para aplicações com elevado número de níveis da tensão de saída. Em relação ao *FC*, o problema se estende ao elevado número de capacitores e os problemas de equilíbrio das tensões nesses capacitores. O *CHB* apresenta uma estrutura modular com células *H-Bridge*, no entanto, com o maior número de níveis da tensão de saída, maior é o número de fontes isoladas que devem ser utilizadas para a alimentação do barramento CC de cada célula [10]. O *MMC* tem se tornado o conversor mais promissor devido as suas vantagens como modularidade com células individuais idênticas, armazenamento de energia distribuída, simples escalonamento de tensão, desempenho simples de redundância e flexibilidade na escolha do conversor tanto no lado da rede quanto para a carga [11]. O *MMC* fornece o desenvolvimento de outros conversores para diferentes tipos de conversão de energia utilizando o mesmo protótipo implementado. Apesar disto, alguns problemas de operação são conhecidos como: correntes de circulação nas topologias trifásicas CC-CA ou CA-CC e a necessidade de uma lógica de equilíbrio das tensões nos capacitores associada à estratégia de modulação do conversor.

O *MMC* também pode ser utilizado em conversões de energia CA-CA principalmente em topologias 1Ø-1Ø, 3Ø-3Ø, 1Ø-3Ø e vice-versa [12]. Com o foco nas topologias 1Ø-1Ø, um dos principais problemas da topologia é em relação à lógica de equilíbrio das tensões nos capacitores de cada célula *H-Bridge*. Outro desafio é apresentado principalmente em relação a corrente de circulação do conversor em topologias trifásicas CC-CA ou CA-CC. Em relação à lógica de equilíbrio das tensões nos capacitores, alguns trabalhos apresentam propostas envolvendo a estratégia de modulação [13]. No entanto, os resultados mostram que as tensões de entrada e saída do conversor apresentam a mesma componente fundamental em baixa frequência. Outra proposta é relacionada com o desenvolvimento de outros conversores que

possam auxiliar no fluxo de energia entre os braços do conversor [14]. Isto acarreta no equilíbrio da tensão dos capacitores, no entanto, existe a necessidade de implementação de outro dispositivo. Outro problema verificado no desenvolvimento da topologia *MMC* CA-CA é a forma de onda da tensão de saída. Verificou-se que na maioria dos trabalhos apresentados a tensão de saída apresenta característica quadrada em sua forma de onda em média frequência com elevado degrau de tensão e distorção harmônica [11], [12], [14] e [15]. Isto pode acarretar em problemas de isolamento no transformador de média frequência e também interferência eletromagnética em circuitos auxiliares do conversor. Outras propostas têm como objetivo o controle da corrente de entrada do conversor [11]. Esta proposta apresenta a utilização de um controle preditivo substituindo a metodologia clássica com controlador proporcional-integral. No entanto, os resultados mostram a operação do conversor com componente fundamental da tensão de saída em baixa frequência o que não é adequado para aplicação no *PET*. Outras pesquisas são relacionadas à interligação de sistemas de distribuição em baixa frequência com o objetivo do controle do fluxo de potência entre os sistemas [15]. Além disto, outra proposta apresenta a tensão de saída do conversor com formato senoidal [16]. Apesar de garantir menor distorção harmônica no sinal da tensão de saída, um elevado valor de indutância é utilizado nos indutores de braço do conversor e assim acarreta em uma elevada queda de tensão sobre este elemento passivo com o aumento da frequência de operação na tensão de saída do conversor.

A motivação deste trabalho está relacionada com a pesquisa do *MMC* aplicado a uma topologia de *PET* devido as suas características e funcionalidades no sistema de distribuição atual. Promover o desenvolvimento de novos dispositivos eletrônicos com o intuito de melhorar o rendimento das aplicações de veículos de tração elétrica em alta velocidade. Outra motivação é o desenvolvimento de topologias *PET* para a integração dos sistemas de distribuição 1Ø ao consumidor, com o intuito de poder gerenciar o fluxo de potência e a qualidade da energia elétrica tanto para o consumidor quanto para a rede. Esta topologia pode ser aplicada em sistemas de distribuição monofásico como, por exemplo, o sistema de distribuição rural no Brasil. O

MMC na conversão CA-CA apresenta características de operação em baixa, média e alta frequência devido às componentes fundamentais de entrada, saída e comutação do conversor.

Este trabalho tem como objetivo apresentar contribuições relacionadas ao desenvolvimento de um *MMC* aplicado em uma topologia de *PET*. É interessante que o conversor possa apresentar uma componente em média frequência na tensão de saída e que as funcionalidades de qualidade da energia sejam atendidas de acordo com o modo de operação do conversor em regime permanente. Dentro desse objetivo, algumas características da aplicação tornam-se importantes para avaliação e desenvolvimento do estudo.

A primeira contribuição está relacionada com as etapas de operação do conversor. A partir da análise das etapas de operação do conversor *MMC*, foi possível verificar algumas formas de operação do conversor considerando o número de níveis utilizado para modular a tensão intermediária do conversor e o número de níveis utilizado para modular a tensão de saída do conversor. As formas de operação do *MMC* possibilitam uma menor distorção harmônica na corrente de entrada do conversor já que a tensão intermediária é modulada em alta frequência com elevado número de níveis. Outra vantagem é uma redução do número de níveis na tensão de saída do conversor que opera em média frequência. A redução do número de níveis da tensão de saída garante um menor passo de tensão em sua forma de onda reduzindo os esforços de isolamento do transformador operando em alta frequência. A entrega de potência instantânea constante para o circuito secundário do transformador reduz a amplitude das ondulações de tensão em baixa frequência oriundas dos filtros capacitivos utilizados em conversores CA-CC. Outra contribuição é a possibilidade do *MMC* operar com diferentes números de níveis tanto na tensão intermediária quanto na tensão de saída do conversor considerando o mesmo número de células *H-Bridge* utilizadas na topologia. Dependendo da necessidade de aplicação é possível aumentar o número de níveis da tensão de saída reduzindo o número de níveis da tensão intermediária, garantindo assim um menor valor na distorção harmônica na forma de onda da tensão em média frequência. Uma redução na distorção harmônica na forma de onda da tensão de saída contribui para redução de perdas no circuito magnético do

transformador de média frequência minimizando o tamanho do núcleo necessário para este dispositivo. A partir dessas possibilidades de operação, foi possível verificar a operação do *MMC* como abaixador e elevador de tensão.

Com o objetivo de atender as necessidades de operação do *MMC*, duas estratégias de modulação foram adotadas para modular a tensão intermediária e a tensão de saída. A partir da estratégia de modulação *Phase-Shifted*, é possível garantir menor frequência de comutação dos dispositivos semicondutores devido à topologia multinível do conversor. Com um maior número de níveis na tensão intermediária, menor será a ondulação de corrente em alta frequência na forma de onda da corrente de entrada do conversor. Adotando a estratégia de modulação *Staircase* para tensão de saída do conversor, é possível garantir menor frequência de comutação dos dispositivos semicondutores e reduzir a amplitude das componentes harmônicas adotando as técnicas *SHE* (*Selective Harmonic Elimination*) ou *SHM* (*Selective Harmonic Mitigation*).

Além dessas estratégias de modulação implementadas no conversor, utilizou-se um indutor de entrada com o objetivo de obter uma entrada em corrente do *MMC*. Isto possibilita uma redução no valor de indutância dos indutores utilizados no braço do conversor. O indutor de entrada fica responsável pela redução da ondulação de corrente em alta frequência e limita a amplitude da corrente de entrada em casos de curto-circuito. A tensão sobre os terminais do indutor apresenta apenas componentes em baixa e alta frequência devido a componente fundamental da corrente de entrada do conversor e as componentes harmônicas de comutação. Isto contribui diretamente para redução de volume dos indutores de braço utilizados no *MMC*, responsáveis apenas por limitar a corrente de braço devido às diferenças das tensões instantâneas entre os capacitores de cada célula *H-Bridge*.

Para garantir o equilíbrio das tensões sobre os capacitores e a operação em regime permanente do *MMC*, foi implementado uma estratégia lógica de equilíbrio das tensões sobre os capacitores. A metodologia básica para implementação dessa lógica é baseada na leitura das tensões instantâneas sobre os capacitores de cada célula *H-Bridge* e na leitura das correntes

instantâneas que circulam em cada braço do conversor. A partir das medições são atribuídas estratégias de comutação dos transistores para garantir o equilíbrio das tensões nos capacitores. Assim, existe a necessidade de sensores de tensão e corrente para implementar a lógica de equilíbrio. Apesar disto, a lógica é executada em um intervalo de tempo muito pequeno, muitas vezes em um período de comutação, aumentando as perdas por comutação no conversor. Neste trabalho é apresentada uma metodologia onde é realizada a análise das etapas de operação do conversor dentro de um ciclo de rede e verificado quais células armazenam mais ou menos energia dentro desse intervalo de tempo. Após essa análise, é implementada a lógica de equilíbrio a partir apenas das leituras de tensão sobre os capacitores de cada célula *H-Bridge*. Com base nas medições, são alterados os sinais de comando *PWM* para cada transistor em cada ciclo de rede. Isto contribui para uma redução das perdas em comutação nos transistores já que o número de comutações é reduzido com a lógica de equilíbrio sendo executada a cada ciclo de rede.

Do ponto de vista da malha de controle do conversor, este trabalho contribui com a estratégia do controle da corrente de entrada do conversor utilizando a abordagem clássica. Assim, é possível garantir um elevado fator de potência e adotar funcionalidades que podem contribuir para a qualidade da energia elétrica como a injeção de potência reativa na entrada do conversor. Baseado nessas contribuições foi desenvolvido o estudo e implementação do *MMC* 1Ø-1Ø na conversão de energia CA-CA aplicado à estrutura do *PET*, podendo ser utilizado em aplicações de tração elétrica e sistema de distribuição 1Ø.

O conteúdo desta tese é dividido em 11 capítulos, o Capítulo 1 apresenta esta introdução. O Capítulo 2 apresenta a metodologia de pesquisa e uma breve introdução sobre o *PET*. O Capítulo 3 apresenta as características do *MMC* 1Ø-1Ø aplicado na conversão CA-CA. Além disto, é apresentado a estrutura do *MMC* 1Ø-1Ø, os modos de operação na conversão de energia CA-CA, análise do número de níveis da tensão intermediária e tensão de saída do conversor e ao final é realizada uma análise comparativa entre os modos de operação *N+1* e *2N+1* na conversão de energia CA-CA.

O Capítulo 4 apresenta uma breve revisão das estratégias de modulação

aplicadas à célula *H-Bridge* e as estratégias de modulação multinível baseadas em sinais portadoras com deslocamento por nível e fase. A estratégia de modulação *Staircase* também é apresentada a partir do uso do esquema de eliminação seletiva de harmônicos. Além disto, é apresentada a estratégia de modulação desenvolvida para aplicar ao *MMC* com a análise de suas características. O Capítulo 5 apresenta a característica estática do *MMC*. Essa análise é dividida em duas partes. A primeira parte é referente à característica estática do conversor na conversão de energia CA-CC e a segunda parte refere-se à característica estática na conversão de energia CC-CA. O Capítulo 6 apresenta o dimensionamento dos elementos passivos do conversor. A partir da análise da ondulação de corrente e ondulação de tensão são definidas as equações para determinar a indutância de entrada e capacitância de cada célula *H-Bridge*. O valor da indutância de braço é definido a partir da análise das diferenças entre as tensões dos capacitores de cada célula *H-Bridge* utilizada no conversor.

O Capítulo 7 apresenta os esforços dos componentes utilizados no *MMC* CA-CA. A análise baseia-se inicialmente nas potências aparentes de entrada e saída do conversor, avaliando os valores eficazes das tensões e correntes de saída assim como: os valores eficazes das correntes em cada braço do conversor. A determinação dos esforços de corrente nos componentes semicondutores e capacitores das células do conversor são analisados de acordo com resultados obtidos via simulação. O Capítulo 8 apresenta a lógica de equilíbrio das tensões nos capacitores e a estratégia de controle da malha de corrente aplicada ao conversor. O Capítulo 9 apresenta os resultados de simulação do *MMC* CA-CA. Os resultados são apresentados a partir da operação em regime permanente do conversor de forma ideal inicialmente. Considera-se, portanto que cada célula *H-Bridge* apresenta uma fonte de tensão contínua no lugar de cada capacitor. Após a apresentação desses resultados, são apresentados os resultados de simulação em regime permanente do conversor considerando algumas não idealidades como resistências parasitas e a necessidade da lógica de equilíbrio das tensões sobre cada capacitor. As especificações adotadas são base para o desenvolvimento do projeto do *MMC* CA-CA em baixa tensão.

O Capítulo 10 apresenta a implementação do protótipo de baixa tensão do *MMC* CA-CA e os resultados experimentais obtidos durante os testes em laboratório. Além disto, são apresentadas as dificuldades de implementação e desafios durante os testes de laboratório. Foram realizados três ensaios com especificações diferentes do ponto de vista do número de níveis das tensões intermediária e de saída. Os resultados experimentais apresentam o funcionamento em regime permanente do conversor além de comprovar a análise teórica desenvolvida nos capítulos anteriores. Por fim, o Capítulo 11 apresenta a conclusão deste trabalho analisando todos os aspectos e características desenvolvidas no *MMC* CA-CA 1Ø-1Ø.

2 TRANSFORMADORES ELETRÔNICOS DE POTÊNCIA

Nos últimos anos, a existência de novas topologias de transformadores como os transformadores eletrônicos de potência (*PET*) são os principais alvos de interesse em aplicações voltadas ao sistema de distribuição [4]. No princípio, o conceito do transformador eletrônico de potência foi apresentado em 1970 por William McMurray que nomeou de transformador eletrônico [9]. Com o desenvolvimento da tecnologia dos semicondutores de potência de SiC e GaN e topologias de conversores multiníveis nos últimos anos, tornou-se viável o conceito exposto por McMurray.

A nova ideia de transformador tem como objetivo reduzir volume e peso nas aplicações de tração elétrica e outras características como: correção do fator de potência, evitar falhas que possam afetar o sistema de distribuição de energia, regular à tensão em condições de carga nominal, não utilizar líquidos isolantes, compensar afundamentos e elevações de tensão, possibilitar a conexão de micro-gerações através de um barramento CC e/ou CA, controle do fluxo de potência por meio da bidirecionalidade dos conversores empregados na estrutura do transformador e manter o fornecimento de energia por alguns ciclos de rede.

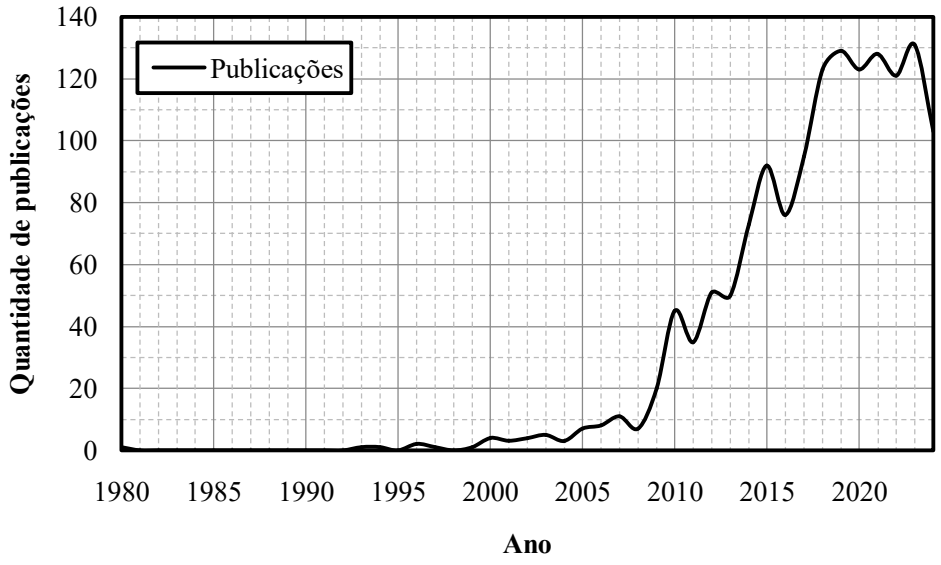
Neste capítulo é apresentada a metodologia de pesquisa adotada para a apresentação das principais publicações relacionadas ao tema em estudo, uma breve introdução sobre os *PETs* além da revisão bibliográfica relacionada à proposta do trabalho que será desenvolvida na tese.

2.1 METODOLOGIA DE PESQUISA

A pesquisa foi desenvolvida a partir das informações de artigos publicados no banco de dados do *IEEE*. Nenhum outro tipo de banco de dados foi pesquisado. Com o prosseguimento da pesquisa verificou-se a necessidade de organizar a busca dos artigos relacionados ao tema e classificar os principais termos de busca e resultados. Iniciou-se um processo de cadastramento dos artigos pesquisados. Assim, termos e palavras-chave que ainda não tinham sido vistos foram cadastrados e pesquisados. Verificou-se

que o tema Transformador de Estado Sólido (*Solid State Transformer-SST*) apresenta outras designações como: Transformador Eletrônico de Potência (*Power Electronic Transformer-PET*), *Transformer less* (*Tless*), Transformador Eletrônico de Potência Ativo (*Active Power Electronic Transformer-APET*), Transformador Eletrônico de Potência de Tração (*Power Electronic Traction Transformer-PETT*), Transformador Inteligente (*Intelligent Transformer-IT*) e Transformador Inteligente Universal (*Universal Intelligent Transformer-IUT*). Recentemente, outros termos foram definidos para o *PET* como: *Smart Transformer*, *Hybrid Solid-state Transformer* e *DC Solid-state Transformer*. A Figura 1 apresenta a quantidade de publicações nos últimos quarenta e quatro anos em relação ao tema transformadores eletrônicos de potência.

Figura 1 - Quantidade de publicações nos últimos quarenta e quatro anos em relação ao tema transformadores eletrônicos de potência.



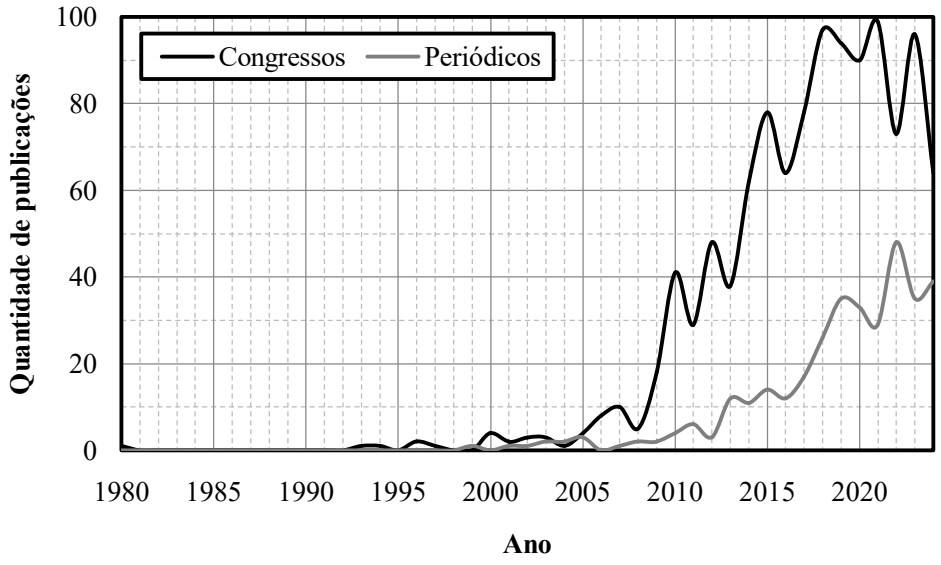
Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 1 que o início das primeiras publicações ocorreu em meados das décadas de 80 e 90. Nessa época as pesquisas não apresentavam grandes contribuições devido às limitações dos materiais semicondutores de potência em relação aos materiais semicondutores desenvolvidos atualmente. Apesar disso, um avanço relevante das publicações ocorreu em meados dos anos 2000. O que pode justificar esse crescimento expressivo nas publicações, é o desenvolvimento de novos materiais

semicondutores de potência classificados como "*wide bandgap*" para aplicações de média tensão (acima de 1 kV) e alta potência (dezenas de kW). Além disso, o surgimento das topologias de conversores multiníveis como: *Neutral diode clamped* (*NPC*), *Flying Capacitor* (*FC*), *Cascaded H-Bridge Cells* (*CHB*) e *Modular Multilevel Converter* (*MMC*), contribuíram para o desenvolvimento de diversas aplicações em sistemas de distribuição de energia.

A Figura 2 apresenta a quantidade de publicações nos últimos quarenta e quatro anos em relação ao tema transformadores eletrônicos de potência de acordo com o tipo de publicação.

Figura 2 - Quantidade de publicações nos últimos quarenta e quatro anos em relação ao tema transformadores eletrônicos de potência de acordo com o tipo de publicação.



Fonte: Próprio autor.

Pode-se observar na Figura 2 uma grande quantidade de publicações em congressos e periódicos a partir dos anos 2000 referente ao tema. Isso se deve aos vários motivos mencionados anteriormente, ou seja, com o avanço da tecnologia em materiais semicondutores de potência e topologias de conversores multiníveis, várias aplicações em média tensão começaram a se destacar.

2.2 INTRODUÇÃO AO *PET*

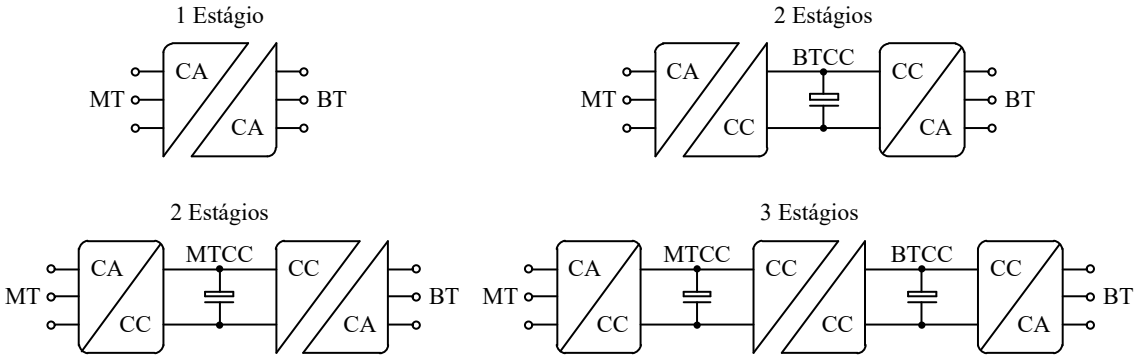
Conforme mencionado anteriormente, em 1970, o pesquisador William Mcmurray apresentou o primeiro conceito do atual *PET* que foi nomeado como transformador eletrônico [9]. A topologia era alimentada por uma fonte de tensão em corrente alternada operando em baixa frequência. Os transistores utilizados na topologia eram responsáveis pela operação em média frequência do transformador. Além disso, a técnica de modulação por deslocamento de fase possibilitava a tensão de saída modulada em baixa frequência novamente, ou seja, na mesma frequência da tensão de entrada do *PET*.

Apesar da proposta de McMurray apresentar o conceito do PET, a tecnologia de semicondutores de potência disponível na época não permitia a aplicação dessa topologia em sistemas de distribuição de energia elétrica. Os dispositivos semicondutores utilizados na estrutura eram transistores de junção bipolar. No entanto, McMurray mencionava a utilização de tiristores.

Com o desenvolvimento das topologias *PET*, houve a necessidade de classificar e definir algumas características importantes para o tema em questão. Portanto, em 2001, Heinemann *et. al.* publicaram um trabalho apresentando os principais níveis de potência de um transformador convencional relacionando com os níveis de tensão aplicados em diferentes países da Europa e América do Norte. Além disso, foi apresentada uma das primeiras classificações de topologias de transformadores eletrônicos de potência [17]. A classificação baseia-se nos números de estágios de conversão de energia. A Figura 3 apresenta a classificação das topologias *PET* proposta por Heinemann *et. al.*

A primeira estrutura foi definida como sendo a estrutura de um estágio. Esta estrutura é caracterizada pela conversão de energia CA-CA isolada. A segunda estrutura foi definida como dois estágios de conversão de energia, caracterizada como um estágio de conversão CA-CC e outro estágio de conversão CC-CA isolado. Ela também pode ser definida como um estágio CA-CC isolado e outro estágio CC-CA. A terceira estrutura foi definida como três estágios de conversão de energia, caracterizada como um estágio de conversão CA-CC, outro estágio CC-CC isolado e um último estágio CC-CA.

Figura 3 - Classificação das topologias *PET* proposta por Heinemann *et. al.* (2001).



Fonte: [17].

A estrutura de um estágio é caracterizada pela conversão direta de energia CA-CA isolada. Várias topologias de conversores isolados CA-CA foram desenvolvidas até 2024. Observou-se que as topologias *PET* de um estágio apresentam as seguintes características: fluxo de potência bidirecional, células de comutação bidirecionais, topologias com cicloconversores, conversores matriciais diretos e indiretos isolados e conversores CA-CA *DAB* (*Dual Active Bridge*), estruturas com o mesmo número de fases na entrada e saída do *PET*, filtros passivos para redução de componentes harmônicas na corrente de entrada e tensão de saída, não apresenta barramento CC, regulação de tensão de saída a partir de técnicas de modulação por deslocamento de fase, estratégia de modulação por deslocamento de fase, necessidade de associação série de interruptores em aplicações com níveis de média tensão na entrada do *PET*, implementações em baixa tensão (menor do que 1 kV) e potência nominal abaixo de 10 kVA, transformador operando em frequência menor do que 10 kHz. Os trabalhos desenvolvidos nessa configuração são apresentados em: [18]-[33].

A estrutura PET de dois estágios é caracterizada por apresentar pelo menos um barramento CC no lado secundário ou no lado primário do transformador de média frequência. As principais aplicações envolvendo esse tipo de estrutura são: tração elétrica e sistemas de distribuição. Observou-se que essas topologias apresentam as seguintes características: topologias como *MMC* CA-CA e cicloconversores associados em série na entrada do *PET*, fluxo de potência bidirecional, filtros passivos em estruturas com cicloconversores,

implementações em baixa e média tensão, elevada potência (até 2 MVA), frequência de operação dos transformadores abaixo de 1 kHz e rendimento do transformador (transformador de média frequência) abaixo de 96%, elevado fator de potência, possibilidade de conexões com fontes alternativas de energia elétrica no barramento CC ou saída CA e estrutura monofásica na entrada e trifásica na saída do *PET*. Os trabalhos desenvolvidos nessa configuração são apresentados em: [14]-[16] e [34]-[39].

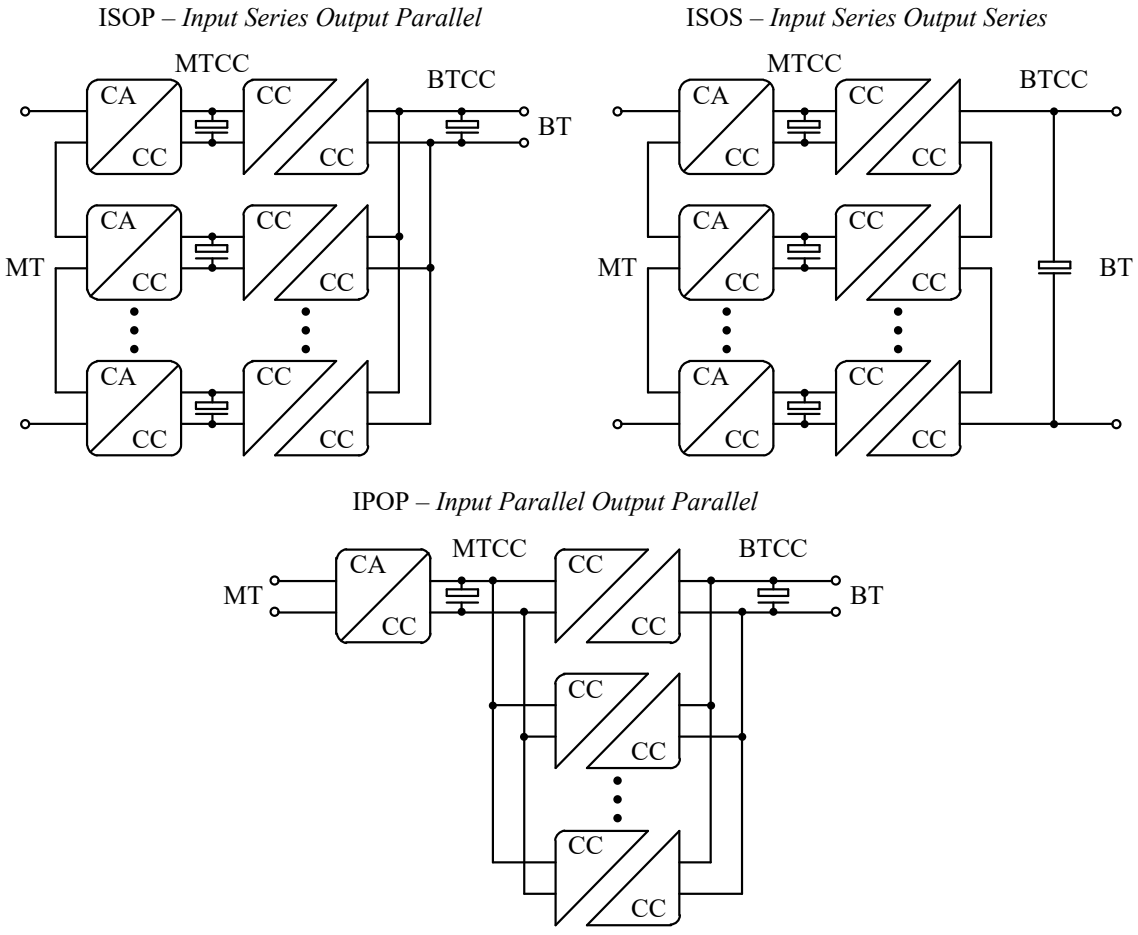
A estrutura de três estágios é caracterizada pelo estágio de entrada, CA-CC, pelo estágio de isolação CC-CC, e por fim, pelo estágio de saída CC-CA. As principais aplicações envolvendo esse tipo de estrutura são: tração elétrica e sistemas de distribuição. Observou-se que as topologias de três estágios apresentam as seguintes características: topologias de conversores multiníveis aplicado ao estágio de entrada, conversores CC-CC *DAB*, *DHB* e série ressonante responsável pelo estágio de isolação, inversores de tensão aplicados ao estágio de saída, fluxo de potência bidirecional, barramento CC em ambos os lados, primário e secundário da topologia, elevado fator de potência na entrada e injeção de potência reativa, regulação da tensão de saída do *PET*, possibilidade de conexões com fontes alternativas de energia elétrica no barramento CC ou saída CA, implementação em baixa e média tensão com tecnologias de semicondutores de potência de Si e SiC, elevada potência (até 1 MW), frequência de operação do transformador elevada (até 50 kHz) e rendimento global do *PET* abaixo de 96 % e estruturas monofásica-monofásica, trifásica-trifásica e monofásica-trifásica. Os trabalhos desenvolvidos nessa configuração são apresentados em: [40]-[59].

Além disso, considerando as limitações dos dispositivos semicondutores de potência e componentes magnéticos, as estruturas de *PET* devem adotar as conexões em série ou paralelo para aplicações de alta tensão e alta potência [4]. A Figura 4 apresenta três possíveis conexões das estruturas *PET* para essas aplicações.

Observa-se na Figura 4 que essas conexões são denominadas como: ISOP (*input series output parallel*), IPOP (*input parallel output parallel*) e ISOS (*input series output series*). Verifica-se que em estruturas de três estágios utiliza-se a conexão ISOP com o objetivo de reduzir a tensão de bloqueio nos

dispositivos semicondutores do conversor de entrada da estrutura. A saída paralela tem como principal objetivo a divisão de potência entre as células do *PET* principalmente nos conversores responsáveis pelo estágio CC-CC isolado. Alguns trabalhos apresentam essa proposta utilizando conversores *CHB* e *MMC* no estágio CA-CC possibilitando a entrada série das células e conversores CC-CC isolado com a conexão em paralelo no barramento CC de baixa tensão [61]-[68].

Figura 4 – Três possíveis conexões das estruturas *PET* para aplicações de alta tensão e alta potência.



Fonte: [60].

As estruturas de 3 estágios também possibilitam a versatilidade de conexão com diferentes portas. Devido à presença de um barramento CC em média e baixa tensão é possível promover diferentes fornecimentos de energia para cargas específicas. Essa versatilidade é uma das vantagens do

transformador eletrônico de potência em relação ao transformador convencional utilizado nas redes de distribuição de energia [63], [66] e [68].

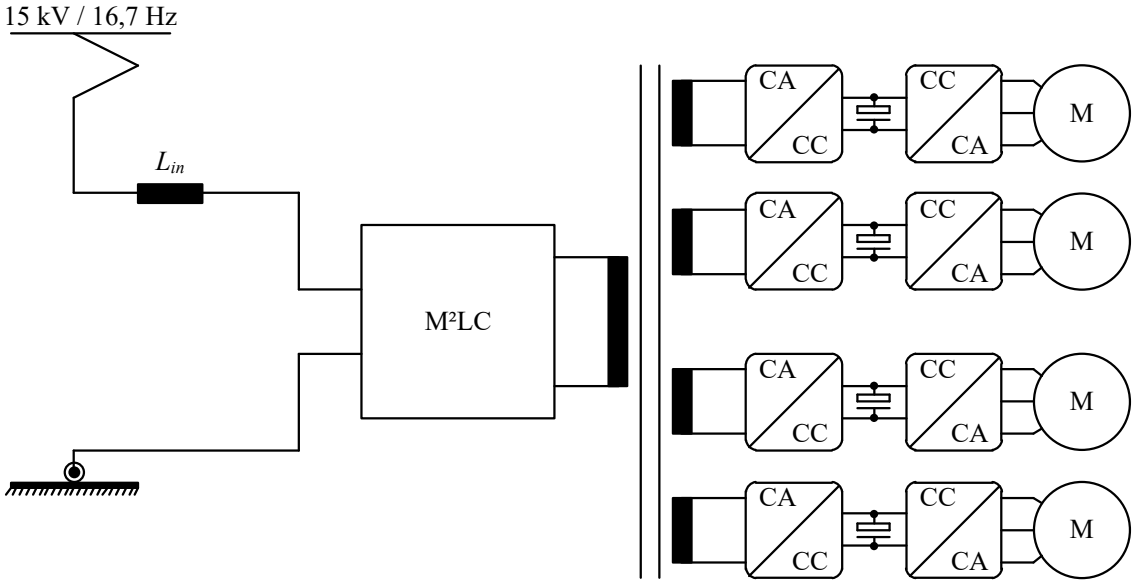
Dessa maneira foi possível apresentar as principais características das topologias aplicadas ao *PET*. Como a proposta deste trabalho é realizar o desenvolvimento de um conversor modular multinível aplicado à estrutura *PET*, na próxima seção será apresentado algumas configurações de *PET* utilizando este tipo de conversor.

2.3 CONVERSORES MODULARES MULTINÍVEIS APLICADOS Á ESTRUTURA *PET*

Os conversores modulares multiníveis *MMC* apresentam aplicações em estruturas *PET* de dois e três estágios. No caso das estruturas de dois estágios esses conversores são utilizados na conversão de energia CA-CA alimentando um transformador em média frequência. No caso das estruturas de três estágios, esses conversores proporcionam a conversão CA-CC alimentando um *link* CC em média tensão no estágio de entrada do *PET*. A necessidade de utilização desses conversores é devido à aplicação do *PET* em sistemas de média tensão como sistemas de distribuição e tração elétrica.

Em 2003, Marquardt et. al. apresentaram pela primeira vez o conceito de funcionamento do conversor *MMC*. A proposta foi utilizar o conversor no estágio de entrada da estrutura *PET* de dois estágios para aplicação em tração elétrica. O principal objetivo era substituir o transformador de baixa frequência utilizado no veículo de tração pela estrutura *PET* diminuindo peso e volume, melhorando o desempenho e eficiência da locomotiva [12], [34] e [69]. A Figura 5 apresenta a topologia proposta por Marquardt *et. al*. O conversor MMC proposto para a conversão CA-CA interligou o sistema monofásico de 15 kV/16,7 Hz com o transformador de média frequência, operando com tensão eficaz de entrada de 13,5 kV que foi transformada para 2,7 kV nos enrolamentos secundários. A frequência de operação admitida foi de 1 kHz. A aplicação deste conversor proporcionou a eliminação dos filtros passivos de baixa frequência utilizados no barramento CC do lado secundário do *PET* devido à transferência de potência constante pelo transformador.

Figura 5 – Topologia proposta por Marquardt *et. al.* (2003).



Fonte: [12].

A estrutura do *MMC* CA-CA é composta por quatro conversores multiníveis idênticos que compõe os braços do MMC. Cada conversor consiste de N células idênticas. As células são configuradas por conversores *H-Bridge* com barramento CC capacitivo associado à estrutura. Dessa maneira, a operação completa em quatro quadrantes é possível sem qualquer conexão adicional ou transferência de energia aos barramentos CC das células. Além disto, um indutor está associado em série na entrada do conversor. Os autores revelam também que existe a necessidade de uma estratégia de controle para controlar a tensão em todos os capacitores das células de maneira a garantir o equilíbrio de energia armazenada em cada célula. Uma investigação de projeto foi proposta considerando tensão eficaz de entrada de 15 kV e frequência de 16,7 Hz e potência nominal do conversor MMC de 5 MW. As células apresentaram IGBTs de 3,3 kV e capacitores de 940 µF/1900 V. Cada braço do conversor apresentava 12 células incluindo 1 célula de redundância por braço. A frequência de comutação dos IGBTs foi estimada em 300 Hz. Uma curva de rendimento do conversor em relação à variação da amplitude da tensão aplicada no transformador foi apresentada. Verificou-se na estimativa um rendimento entre 98% e 97% considerando essas especificações. Em 2004 foi apresentada a implementação de um protótipo MMC CA-CA com potência

nominal de 2 MW para aplicação em *PET* [69].

Observa-se que do ponto de vista dos formatos de onda da tensão modulada de entrada do conversor, verificou-se um elevado número de níveis de acordo com a quantidade de células utilizadas em cada braço do conversor. Assim, a distorção harmônica da corrente de entrada do conversor *MMC* é pequena, ou seja, o fator de potência de entrada do conversor é elevado. No entanto, a tensão de saída aplicada no enrolamento primário do transformador de média frequência apresenta praticamente 2 níveis. Isso acarreta em componentes harmônicas múltiplas da componente fundamental na forma de onda da tensão. Além disso, o degrau de tensão dessa forma de onda é elevado devido os patamares de tensão apresentarem valores médios de aproximadamente 15 kV e -15 kV. Isso provoca uma necessidade de maior isolamento entre as espiras do enrolamento do primário do transformador de média frequência.

Com o objetivo de propor uma técnica de equilíbrio das tensões nos capacitores das células do conversor *MMC* CA-CA, Pirouz *et al.* apresentaram uma tabela combinacional de comutações de acordo com a estratégia de modulação adotada ao conversor. A partir das medições de tensão no barramento CC de cada célula do conversor *MMC* CA-CA é verificado quais células apresentam menor ou maior tensão por algoritmo de ordenação. Assim, com o resultado da estratégia de modulação é definida a quantidade de células ativas no braço do conversor de forma a carregar ou descarregar o capacitor. A estratégia de modulação utilizada é baseada na modulação por largura de pulso em ambos os terminais de entrada e saída do conversor. Com o deslocamento dos sinais portadores em ambas modulações é possível estabelecer frequências idênticas na entrada e saída do conversor *MMC* CA-CA. Dessa maneira os autores apresentaram o funcionamento da técnica de equilíbrio das tensões nos capacitores das células do conversor *MMC* CA-CA adotando uma estratégia de modulação *PWM* com componente fundamental de entrada e saída do conversor em baixa frequência [13] e [70].

Outra pesquisa com o conversor MMC CA-CA monofásico é relacionada com a aplicação de controle preditivo ao conversor. Em 2010, Perez *et al.* apresentaram uma proposta de controle preditivo com o objetivo de controlar

ambas correntes de entrada e saída do conversor [11] e [71]. A topologia apresentada pelos autores utiliza apenas indutores no braço do conversor. Resultados experimentais apresentam o comportamento dinâmico das correntes de entrada e saída do conversor. Ambas componentes fundamentais das correntes são em baixa frequência e a tensão de saída do conversor apresenta elevada distorção harmônica.

Em 2013, Shojaei e Joos apresentaram uma proposta de *MMC* CA-CA utilizando células *Half-Bridge* com conexão monofásica na entrada do conversor. A estratégia de modulação adotada nos terminais de entrada do conversor é baseada na modulação multinível por largura de pulso. A tensão modulada nos terminais do enrolamento primário do transformador é baseada na estratégia de modulação *Staircase*. De acordo com os resultados obtidos via simulação, para uma tensão de entrada de 7,2 kV, foram utilizados 6 células Half-Bridge em cada braço do conversor com tensão nominal nos capacitores de 3,8 kV. Dessa maneira, observou-se que o dv/dt em cada forma de onda é equivalente a tensão sobre o capacitor de uma célula do conversor. O número de níveis das tensões moduladas nos terminais de entrada e saída é igual à 7. A frequência de operação do transformador é de 3 kHz. Essa proposta de topologia também apresenta indutores apenas nos braços do conversor [72].

Em 2014, Oliveira *et. al.* apresentaram outra proposta de modulação multinível aplicada ao *MMC* CA-CA [16]. Essa proposta é baseada na estratégia de modulação por largura de pulso *Level-Shifted*. Os autores propuseram a modulação da tensão de saída das células associadas em série em cada braço do conversor. Com isso, a somatória das tensões nos braços inferior e superior resulta em uma tensão em baixa frequência nos terminais de entrada do conversor. A diferença das tensões nos braços inferior e superior resulta em uma tensão em média frequência nos terminais de saída do conversor. Assim, o sinal modulante da estratégia de modulação é composto por dois sinais, um em baixa frequência e outro em média frequência. Quanto maior for à frequência da tensão de saída do conversor, maior é a frequência do sinal portador a fim de modular a tensão de saída. Isto acarreta em uma maior frequência de comutação dos semicondutores utilizados nas células do conversor. Além disso, a topologia também apresenta indutores apenas nos

braços do conversor. Dessa maneira, a impedância de braço torna-se maior a medida que a componente fundamental da tensão de saída apresenta maior frequência. Isso pode ser um fator limitante da estratégia de modulação além das perdas por comutação dos dispositivos semicondutores. Outros trabalhos também foram publicados utilizando essa mesma metodologia [73] e [74].

Em 2015, Sleiman *et. al.* apresentam a topologia do conversor *MMC* CA-CA monofásico com uma célula em cada braço do conversor de 7 níveis . Essa célula é caracterizada por 2 capacitores e 6 transistores. Os capacitores da célula apresentam níveis de tensão diferentes para garantir os 7 níveis na tensão de saída da célula. A estratégia de modulação é baseada na estratégia de modulação por largura de pulso e resultados apresentam a operação do conversor em baixa frequência nos terminais de saída. O objetivo do trabalho é apresentar a variação de frequência de 30 Hz para 90 Hz na tensão de saída do conversor [75].

Em 2016, Liu *et.al.* apresentaram outra proposta para equilibrar as tensões dos capacitores do conversor *MMC* CA-CA [14]. Esta proposta utilizou-se de duas malhas de controle de tensão com o objetivo de controlar a tensão total em cada braço do conversor e um conversor bidirecional isolado, onde é realizado o controle de energia entre os braços do conversor *MMC*. Essa proposta apresentou uma estratégia de modulação multinível nos terminais de entrada do conversor com o objetivo de obter uma menor distorção harmônica da corrente de entrada. A tensão de saída do conversor apresenta componente fundamental em média frequência com a finalidade de alimentar o enrolamento primário de um transformador em média frequência. Observou-se nos resultados que essa tensão apresenta 2 níveis com reduzido passo de tensão, o que reduz consideravelmente os esforços de isolamento do transformador. Além disso, a transferência de potência é praticamente constante. No entanto, o conteúdo harmônico dessa forma de onda é considerado elevado o que pode ocasionar em um volume maior do núcleo do transformador.

Outros trabalhos também apresentam topologias semelhantes ao conversor *MMC* CA-CA monofásico com estratégias de modulação multinível por largura de pulso, porém com o objetivo de interligar sistemas de baixa frequência [76]-[78]. Algumas propostas utilizam topologias do *MMC* CA-CA em

sistemas trifásicos tanto na entrada como na saída do conversor. Essas topologias são denominadas como *Hexverter* ou *Modular Multilevel Matrix Converter* [79]-[81]. Outras propostas também apresentam a topologia do conversor *MMC* CA-CA com a conexão entre sistemas monofásico-trifásico [82] e [83].

2.4 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou a metodologia de pesquisa utilizada para revisão bibliográfica da tese, uma breve revisão sobre o *PET* e suas principais topologias, e os conversores modulares multiníveis aplicados à estrutura *PET*. Observou-se que diferentes terminologias são utilizadas na pesquisa sobre *PET*. Nos últimos quarenta e quatro anos, o número das publicações sobre a aplicação cresceu consideravelmente, principalmente após os anos 2000. O crescimento de publicações principalmente em congressos e revistas se deve ao desenvolvimento de dispositivos semicondutores com a capacidade de processar uma maior quantidade de potência e operar em faixas de frequência de comutação maiores do que 1 kHz. Outro motivo desse desenvolvimento foi o surgimento das topologias de conversores multiníveis a partir da década de 1990.

O *PET* foi inicialmente apresentado em 1970 pelo pesquisador William Mcmurray. Naquela época os transistores eram baseados apenas na tecnologia bipolar e tiristores, limitando a operação em alta potência e média tensão. A partir dos anos 2000, essa limitação foi superada e diferentes topologias de *PET* foram apresentadas em aplicações de veículos de tração elétrica. A maioria das topologias foram apresentadas com conexão em sistemas monofásicos devido a característica da aplicação. Em 2001, foi apresentado uma classificação das topologias de *PET* baseado em estágios de conversão de energia. Grande parte das publicações são baseadas nas topologias de 3 estágios, onde algumas estruturas são divididas em diferentes arranjos de conexão.

O *MMC* também foi apresentado como uma solução no estágio de entrada na aplicação do *PET* em veículos de tração elétrica. O conversor

apresentou algumas vantagens em relação as topologias de conversores multiníveis estabelecidas nessa época. Como existiu a necessidade da conexão monofásica na entrada do *PET* em média tensão e a operação em média frequência do transformador na topologia *PET*, a conversão de energia CA-CA foi escolhida como solução da interligação entre o sistema de média tensão e o transformador de média frequência. Verifica-se que o desenvolvimento desta topologia apresenta alguns desafios de implementação principalmente relacionados com o equilíbrio das tensões nos capacitores de cada célula H-Bridge, elevado degrau no patamar de tensão na forma de onda da tensão de saída, em alguns casos a operação em baixa frequência nos terminais de saída e elevado valor de indutância nos braços do conversor. A partir dessas características foi possível estabelecer formas de operação do *MMC* afim de melhorar a qualidade da forma de onda da tensão de saída, aumentar a frequência de operação nos terminais de saída a partir de estratégias de modulação multinível sem aumentar consideravelmente a frequência de comutação dos dispositivos semicondutores e reduzir o valor de indutância utilizado nos braços do conversor.

3 CONVERSOR MODULAR MULTINÍVEL

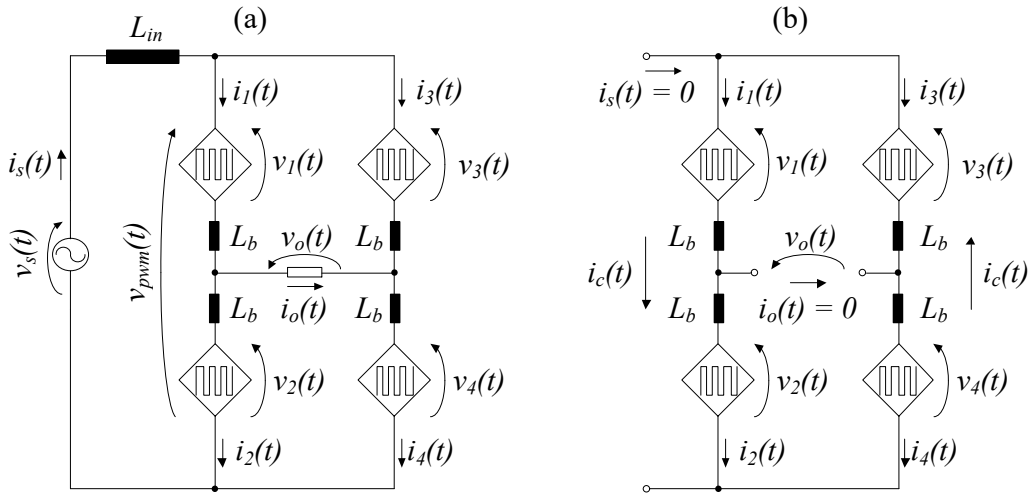
Este capítulo apresenta as características do conversor *MMC* aplicado a conversão CC-CA e CA-CA. Em um primeiro momento são apresentadas as características de estrutura do conversor, ou seja, a topologia e como são as conexões entre os braços e células do conversor. Além disto, é apresentada a quantidade de componentes passivos e semicondutores utilizados na estrutura total do conversor. Após essas definições, os modos de operação do conversor *MMC* na conversão de energia CC-CA e CA-CA são apresentados. A partir das análises dos modos de operação do conversor é realizado o estudo do número de níveis aplicado em cada tensão específica do conversor *MMC* do ponto de vista da entrada e saída do conversor. Ao final do capítulo é realizada uma análise comparativa dos modos de operação *N+1* e *2N+1* do conversor *MMC* na conversão de energia CA-CA.

3.1 ESTRUTURA DO CONVERSOR *MMC* CA-CA

Em muitas aplicações de *PET*, a tensão de entrada está sujeita a níveis de média tensão sendo necessária a utilização de estruturas modulares e multiníveis de conversão de energia. Mesmo com o desenvolvimento dos materiais semicondutores de potência em níveis de média tensão, a utilização de estruturas modulares e multiníveis ainda é a solução para aplicação em média tensão. O conversor modular multinível *MMC* apresentado em [12] é uma das soluções apropriadas para a aplicação de *PET* em níveis de média tensão.

A Figura 6 apresenta a estrutura conceitual de um conversor modular multinível CA-CA. Como pode ser visto na Figura 6, o conversor modular multinível monofásico CA-CA é representado por 4 braços sendo 2 braços superiores e 2 braços inferiores. Cada braço é representado por uma fonte de tensão controlada ($v_1(t)$, $v_2(t)$, $v_3(t)$, $v_4(t)$) e um indutor (L_b). As fontes de tensão controladas são responsáveis por definir a tensão instantânea necessária em cada braço. Cada fonte de tensão controlada do conversor modular multinível é representada por uma associação série de *N* células.

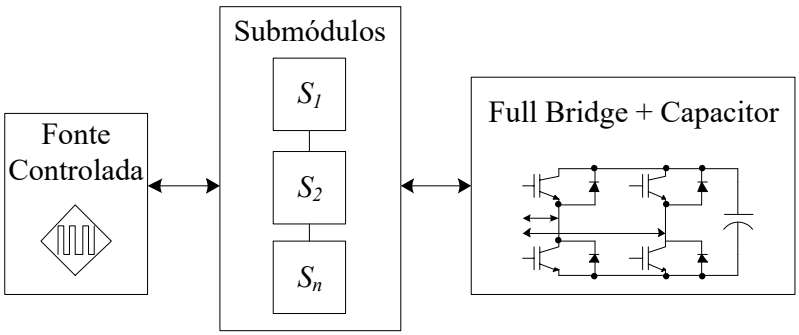
Figura 6 - Conversor modular multinível monofásico CA-CA. (a) Modelo do conversor modular multinível. (b) Detalhe da corrente de circulação do conversor.



Fonte: Próprio autor.

Cada célula é configurada como *H-Bridge* associado a um capacitor. A Figura 7 apresenta a configuração para cada braço do *MMC* CA-CA.

Figura 7 - Configuração de cada braço do *MMC* CA-CA.



Fonte: Próprio autor.

Os indutores de cada braço suportam as diferenças de tensão nos capacitores presentes nas células do braço superior e inferior, provenientes da variação de energia armazenada e transferida, limitando a variação da corrente de circulação $i_c(t)$ nos braços do conversor.

O conversor *MMC* CA-CA monofásico apresenta dois terminais de entrada e dois terminais de saída. Os terminais de entrada conectam o indutor de entrada do *MMC* (L_{in}) e a fonte de tensão de baixa frequência representada

pela rede de distribuição. Os terminais de saída conectam no transformador que será alimentado em média frequência.

O indutor de entrada (L_{in}) é responsável por limitar a variação de corrente em alta frequência. Ambos os terminais de entrada e saída do *MMC* podem ser alterados de posição conforme a necessidade da aplicação tornando assim um conversor bidirecional em corrente.

A fonte de tensão em baixa frequência é representada por $v_s(t)$ com amplitude V_{sp} e frequência angular ω_s. A tensão nos terminais de entrada do *MMC* é representada pela tensão $v_{pwm}(t)$ com componente fundamental em baixa frequência modulada em alta frequência. A tensão de saída do conversor $v_o(t)$, corresponde à tensão aplicada no transformador de média frequência com a componente fundamental de amplitude V_{op} e frequência angular ω_o.

O índice "*s*" será utilizado para representar as grandezas relacionadas em baixa frequência e o índice "*o*" será utilizada para representar as grandezas em média frequência do conversor. A transferência de energia da entrada para a saída do conversor não é realizada diretamente.

A partir da técnica de modulação empregada no conversor, os transistores são acionados de maneira a permitir a transferência de energia da fonte de tensão $v_s(t)$ para os capacitores de cada célula presente no conversor. Desta maneira, a energia armazenada nos capacitores é transferida em média frequência com o acionamento dos transistores de forma a atender a demanda da carga na saída do conversor.

Ainda sobre a estrutura do conversor *MMC* CA-CA, é possível definir as equações correspondentes ao número de componentes utilizados no conversor *MMC* CA-CA utilizando células *H-Bridge*. O número de pernas do conversor é definido como:

$$N_P = 2 \tag{1}$$

A perna do conversor é definida a partir da conexão entre o braço superior e braço inferior do conversor. O número de braços do conversor é definido como:

$$N_B = 2 \cdot N_P \tag{2}$$

O número de transistores utilizados em uma célula é definido como:

$$N_{SW} = 4 \tag{3}$$

O número de capacitores utilizados em uma célula é definido como:

$$N_{CAP} = 1 \tag{4}$$

O número de células utilizadas em um braço do conversor *MMC* é definido pela variável *N*. Dessa maneira, o número total de células utilizadas no conversor *MMC* CA-CA monofásico é definido como:

$$N_{TSUB} = N_B \cdot N \tag{5}$$

O número total de transistores utilizados no conversor é definido como:

$$N_{TSW} = N_{SW} \cdot N_B \cdot N \tag{6}$$

O número total de capacitores utilizados no conversor é definido como:

$$N_{TCAP} = N_{CAP} \cdot N_B \cdot N \tag{7}$$

O número total de indutores utilizado na estrutura é definido como:

$$N_{IND} = N_B + 1 \tag{8}$$

Essas são as equações que definem o número de componentes de potência na estrutura de um conversor *MMC* CA-CA monofásico.

3.2 MODOS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR *MMC* CC-CA

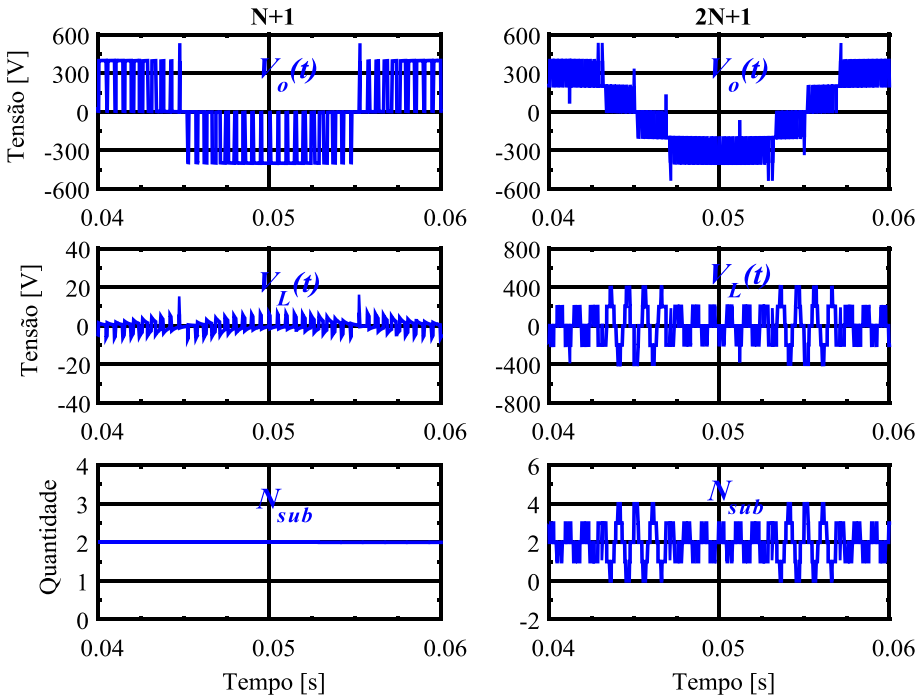
O conversor modular multinível é apresentado em muitas publicações na conversão de energia CC-CA, CA-CC e na configuração *back-to-back* (CA-CC e CC-CA). Essas configurações do conversor *MMC* são utilizadas em diversas aplicações como: transmissão de energia elétrica em corrente contínua em níveis de alta tensão, acionamento de máquinas elétricas em média tensão com variação de velocidade e sistemas flexíveis de transmissão CA. Entre estes sistemas são classificados como dispositivo *STATCOM* (*static compensator*), *UPQC* (*unified power quality controller*) ou mesmo filtro ativo *Shunt*. Outras aplicações onde o conversor *MMC* é utilizado são em sistemas de tração elétrica, sistemas de propulsão elétrica em navios e sistemas com conexão à rede de distribuição para o gerenciamento de armazenamento de energia elétrica. Além disso, alguns estudos apresentam o interfaceamento do conversor *MMC* com a rede e painéis fotovoltaicos [84].

A Figura 8 apresenta um exemplo do *MMC* CC-CA operando com duas células em cada braço nos modos *N+1* e *2N+1*. A Figura 9 apresenta um exemplo do conversor *MMC* CC-CA com quatro células em cada braço operando como *N+1* e *2N+1* conforme mencionado em [12].

As formas de operação do *MMC* são atribuídas de acordo com o número de células utilizadas no braço do conversor e relacionadas com o número de níveis na forma de onda da tensão de saída do conversor. Os modos de operação são classificados como *N+1* ou *2N+1* níveis da tensão de saída, onde *N* é número de células utilizadas em cada braço do conversor.

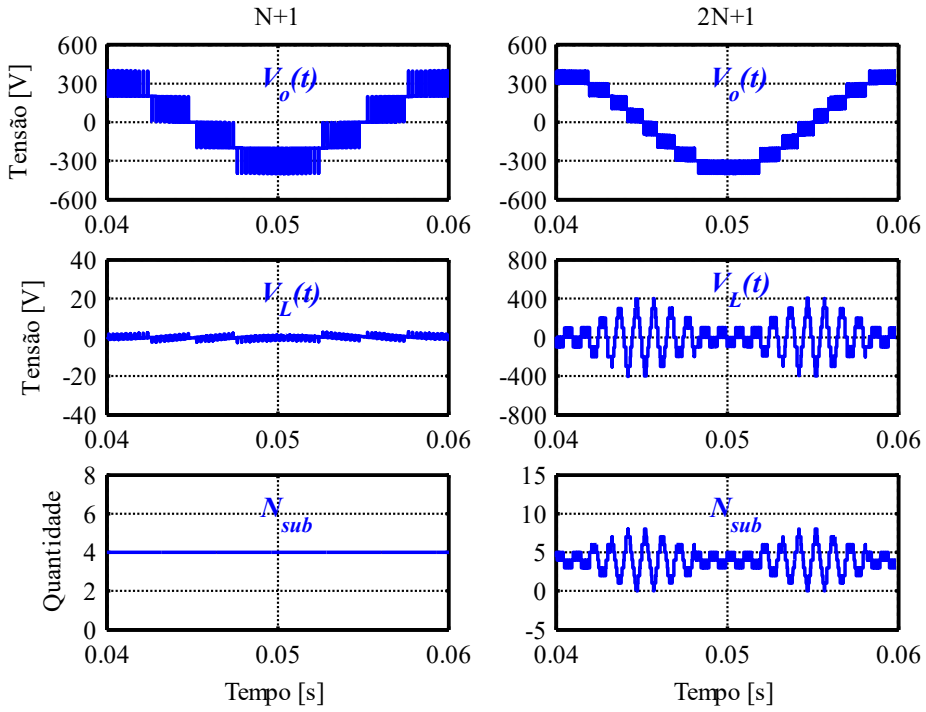
Observa-se na Figura 8 e Figura 9 que as variáveis de mérito são: tensão de saída instantânea $v_o(t)$, tensão instantânea sobre o indutor do braço $v_L(t)$ e número de células inseridas no braço superior e inferior do *MMC* CC-CA N_{sub}. Verifica-se que na operação *N+1*, o número de células inseridas do braço superior e inferior é praticamente constante e igual ao número de células utilizadas em um braço do conversor.

Figura 8 - *MMC* CC-CA com *N = 2* operando como *N+1* e *2N+1* níveis na tensão de saída.



Fonte: Próprio autor.

Figura 9 - *MMC* com *N = 4* operando como *N+1* e *2N+1* níveis na tensão de saída.



Fonte: Próprio autor.

Além disto, a amplitude da tensão $v_L(t)$ é menor em relação à operação no modo *2N+1*. No entanto, o número de níveis na tensão de saída é menor em relação à operação no modo *2N+1*, aumentando assim o valor da distorção harmônica total na forma de onda da tensão de saída em relação a componente fundamental de frequência. Na operação *2N+1* o número de células inseridas no braço superior e inferior N_{sub} é praticamente aleatório, dependendo de cada etapa de operação do *MMC* CC-CA.

3.3 MODOS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR *MMC* CA-CA

No caso do *MMC* CA-CA monofásico, a característica do modo de operação *N+1* e *2N+1* é semelhante à análise do conversor *MMC* CC-CA. Considera-se o conversor apresentado na Figura 6 para análise dos modos de operação. Inicialmente, definem-se algumas condições para efeito da análise, ou seja:

$$v_1(t) = v_4(t) = v_u(t) \tag{9}$$

$$v_2(t) = v_3(t) = v_l(t) \tag{10}$$

$$i_1(t) = i_4(t) = i_u(t) \tag{11}$$

$$i_2(t) = i_3(t) = i_l(t) \tag{12}$$

$$v_{L1b}(t) = v_{L4b}(t) = v_{Lbu}(t) \tag{13}$$

$$v_{L2b}(t) = v_{L3b}(t) = v_{Lbl}(t) \tag{14}$$

Aplicando a Lei de Kirchhoff das tensões, é possível extrair as seguintes equações de tensão:

$$v_s(t) = v_{Lin}(t) + v_u(t) + v_{Lbu}(t) + v_{Lbl}(t) + v_l(t) \tag{15}$$

$$v_o(t) = v_l(t) - v_u(t) + v_{Lbl}(t) - v_{Lbu}(t) \tag{16}$$

Aplicando a Lei de Kirchhoff das correntes, é possível definir as seguintes equações de corrente:

$$i_s(t) = i_u(t) + i_l(t) \tag{17}$$

$$i_o(t) = i_u(t) - i_l(t) \tag{18}$$

Para determinar as tensões instantâneas nos terminais do conversor *MMC* CA-CA, faz-se a análise da tensão $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. Portanto define-se que:

$$v_{pwm}(t) = v_u(t) + v_l(t) + L_b \cdot \frac{d\left(i_u(t)\right)}{dt} + L_b \cdot \frac{d\left(i_l(t)\right)}{dt} \tag{19}$$

$$v_o(t) = v_l(t) - v_u(t) + L_b \cdot \frac{d\left(i_l(t)\right)}{dt} - L_b \cdot \frac{d\left(i_u(t)\right)}{dt} \tag{20}$$

Sabe-se que:

$$v_{Lbu}(t) + v_{Lbl}(t) = L_b \cdot \frac{d\left(i_u(t) + i_l(t)\right)}{dt} = L_b \cdot \frac{d\left(i_s(t)\right)}{dt} \tag{21}$$

$$v_{Lbl}(t) - v_{Lbu}(t) = L_b \cdot \frac{d\left(i_l(t) - i_u(t)\right)}{dt} = -L_b \cdot \frac{d\left(i_o(t)\right)}{dt} \tag{22}$$

Portanto define-se que:

$$v_{pwm}(t) = v_u(t) + v_l(t) + L_b \cdot \frac{d\left(i_s(t)\right)}{dt} \tag{23}$$

$$v_o(t) = v_l(t) - v_u(t) - L_b \cdot \frac{d\left(i_o(t)\right)}{dt} \tag{24}$$

Admite-se que o valor da indutância do braço superior e inferior seja pequeno em relação ao valor da indutância de entrada do conversor. Portanto:

$$L_b \cdot \frac{d\left(i_s(t)\right)}{dt} \approx 0 \tag{25}$$

$$-L_b \cdot \frac{d\left(i_o(t)\right)}{dt} \approx 0 \tag{26}$$

Conclui-se então que:

$$v_{pwm}(t) = v_u(t) + v_l(t) \tag{27}$$

$$v_o(t) = v_l(t) - v_u(t) \tag{28}$$

As equações (27) e (28) definem as tensões instantâneas nos terminais de entrada e saída do conversor *MMC* CA-CA. A partir dessas duas equações é possível definir as etapas de operação do conversor *MMC* CA-CA monofásico de acordo com o nível de tensão aplicado nos terminais de entrada e saída do conversor.

Para definir as correntes instantâneas de cada braço do conversor *MMC* CA-CA monofásico avalia-se a soma e subtração das equações (17) e (18).

$$i_u(t) = \frac{i_s(t) + i_o(t)}{2} \tag{29}$$

$$i_l(t) = \frac{i_s(t) - i_o(t)}{2} \tag{30}$$

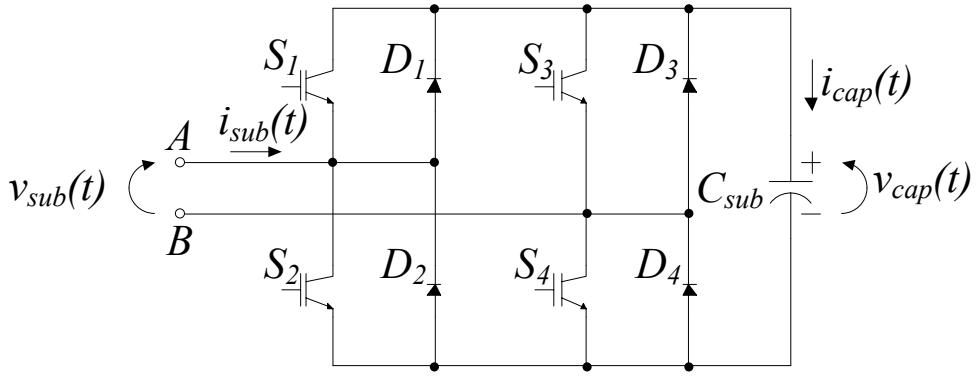
Observa-se que as correntes instantâneas que circulam no braço do conversor *MMC* CA-CA monofásico apresentam duas componentes em frequência, ou seja, a componente fundamental em baixa frequência oriunda dos terminais de entrada do conversor e uma segunda componente fundamental em média frequência oriunda dos terminais de saída do conversor. Nesta análise, consideram-se apenas as componentes fundamentais da frequência de entrada e frequência de saída. Não foi considerada a componente na frequência de comutação do conversor.

Outra variável que deve ser considerada é a corrente de circulação do conversor. Essa corrente aparece naturalmente causada pela incompatibilidade de parâmetros do conversor, transientes de comutação e flutuações de tensão CC [11]. A corrente de circulação instantânea pode ser definida como:

$$i_c(t) = i_1(t) - i_4(t) = i_2(t) - i_3(t) \tag{31}$$

Como visto anteriormente, o que define o modo de operação do conversor *MMC* CC-CA é o número de níveis da tensão de saída. O modo de operação pode ser definido como *N+1* ou *2N+1*. Para definir o modo de operação do conversor *MMC* CA-CA monofásico, realiza-se a mesma metodologia de análise, porém avalia-se o número de níveis da tensão terminal de entrada N_{vpwm} do conversor e o número de níveis da tensão terminal de saída N_{vo} do conversor. Além disso, considera-se que as tensões nos capacitores das células apresentam o mesmo nível de tensão constante sem a presença das ondulações de tensão em baixa frequência, ou seja, cada capacitor de cada célula apresenta característica de uma fonte de tensão constante. Inicialmente, devem-se conhecer os estados de operação da célula *H-Bridge* utilizado na topologia. A célula *H-Bridge* é apresentada na Figura 10.

Figura 10 - Célula *H-Bridge* utilizada na topologia *MMC* CA-CA.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 10 que a célula *H-Bridge* apresenta quatro transistores, quatro diodos e um capacitor na sua estrutura. A topologia *H-Bridge* é muitas vezes aplicada na conversão de energia CA-CC ou CC-CA. A tensão instantânea no capacitor é caracterizada por uma tensão contínua com ondulação em baixa frequência. A corrente instantânea no capacitor da célula é denominada por $i_{cap}(t)$. A tensão instantânea de saída da célula é denominada por $v_{sub}(t)$ e pode ser verificada entre os terminais A e B da célula. A corrente instantânea que circula pela célula é denominada por $i_{sub}(t)$. Considerando que $v_{cap}(t)$ apresenta uma tensão constante denominada por *VCC*, determinam-se as etapas de operação da célula *H-Bridge*. Na primeira análise, considera-se

que $i_{sub}(t)>0$. Isso significa que a corrente da célula está entrando pelo terminal A da célula e saindo pelo terminal B. A Tabela 1 apresenta as etapas de operação da célula para $i_{sub}(t)>0$. Em uma segunda análise, considera-se que $i_{sub}(t)<0$. Isso significa que a corrente da célula está entrando pelo terminal B da célula e saindo pelo terminal A. A Tabela 2 apresenta as etapas de operação da célula para $i_{sub}(t)<0$.

Tabela 1 - Etapas de operação da célula para $i_{sub}(t)>0$.

Etapas	Dispositivos em condução	$d_{vcap}(t)/dt$	$v_{sub}(t)$
1	D1, S3	X	0
2	S2, D4	X	0
3	D1, D4	+	VCC
4	S2, S3	-	-VCC

Fonte: Próprio autor.

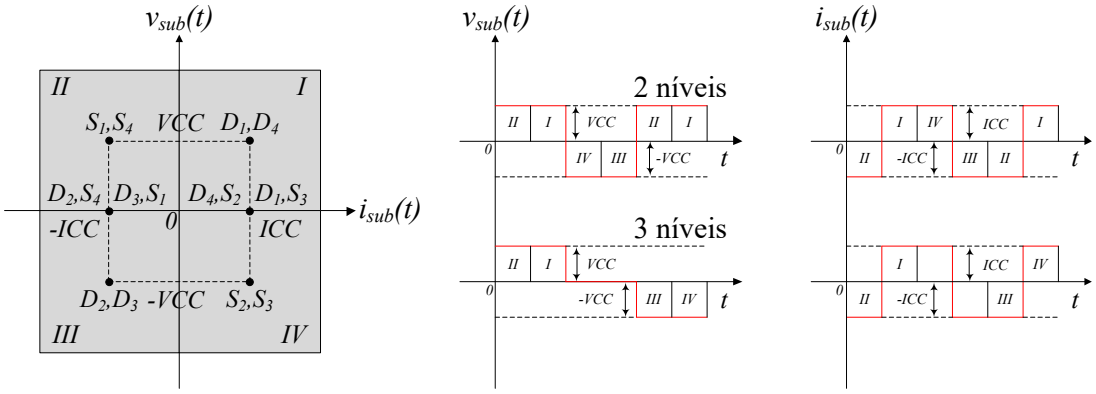
Tabela 2 - Etapas de operação da célula para $i_{sub}(t)<0$.

Etapas	Dispositivos em condução	$d_{vcap}(t)/dt$	$v_{sub}(t)$
1	D3, S1	X	0
2	S4, D2	X	0
3	S4, S1	-	VCC
4	D3, D2	+	-VCC

Fonte: Próprio autor.

Observa-se nas Tabelas 1 e 2 que existem oito etapas de operação para cada célula, sendo quatro etapas caracterizadas pelo curto-circuito dos terminais A e B, duas etapas caracterizadas pelo armazenamento de energia no capacitor da célula e duas etapas identificadas como o fornecimento de energia do capacitor da célula. Nas etapas de fornecimento e armazenamento de energia verificam-se dois níveis de tensão em $v_{sub}(t)$. Esses dois níveis são caracterizados pela tensão *VCC* e *-VCC*. Para visualizar as etapas de operação da célula *H-Bridge*, a Figura 11 apresenta as etapas de operação da célula considerando os quatro quadrantes de operação.

Figura 11 - Representação das etapas de operação da célula considerando os quatro quadrantes de operação.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 11 a relação entre a corrente que circula na célula $i_{sub}(t)$ e a tensão $v_{sub}(t)$ entre os terminais A e B. Na análise do primeiro quadrante, é possível verificar que quando a corrente da célula é positiva e o nível da tensão $v_{sub}(t)$ é igual à *VCC*, apenas os diodos D_1 e D_4 entram em condução. Essa etapa de operação pode ser considerada como etapa de armazenamento de energia no capacitor da célula. Quando a corrente da célula é positiva e o nível da tensão $v_{sub}(t)$ é igual a 0, dois estados de comutação podem ser considerados. O diodo D_1 e o transistor S_3 entram em condução ou o transistor S_2 e o diodo D_4 entram em condução.

Na análise do segundo quadrante, é possível verificar que quando a corrente da célula é negativa e o nível da tensão $v_{sub}(t)$ é igual à *-VCC*, apenas os transistores S_1 e S_4 entram em condução. Essa etapa de operação pode ser considerada como etapa de fornecimento de energia do capacitor da célula. Quando a corrente da célula é negativa e o nível da tensão $v_{sub}(t)$ é igual a 0, dois estados de comutação podem ser considerados. O diodo D_3 e o transistor S_1 entram em condução ou o transistor S_4 e o diodo D_2 entram em condução.

Na análise do terceiro quadrante, verifica-se que quando a corrente da célula é negativa e o nível da tensão $v_{sub}(t)$ é igual à -VCC, apenas os diodos D_2 e D_3 entram em condução. Essa etapa de operação é considerada como etapa de armazenamento de energia no capacitor da célula.

Na análise do quarto quadrante, verifica-se que quando a corrente da célula é positiva e o nível da tensão $v_{sub}(t)$ é igual à -VCC, apenas os

transistores S_2 e S_3 entram em condução. Essa etapa de operação pode ser considerada como etapa de fornecimento de energia do capacitor da célula.

Outra característica de operação é a análise do número de níveis da tensão $v_{sub}(t)$ nos terminais A e B da célula. Observa-se que é possível obter 2 níveis de tensão nos terminais A e B (*VCC*, *-VCC*) ou 3 níveis de tensão nos terminais A e B (*VCC*, *0*, *-VCC*). Essas condições impactam diretamente na análise do número de níveis da tensão terminal de entrada $v_{pwm}(t)$ do conversor *MMC* CA-CA e no número de níveis da tensão terminal de saída $v_o(t)$ do conversor *MMC* CA-CA.

Considerando que a célula opera com 3 níveis na tensão $v_{sub}(t)$, é possível realizar a análise do modo de operação do conversor *MMC* CA-CA. Esse modo de operação é definido inicialmente pelo número total de níveis que o conversor pode operar. O número total de níveis de tensão do conversor *MMC* CA-CA é a soma do número de níveis da tensão terminal de entrada com o número de níveis da tensão terminal de saída, ou seja:

$$N_T = N_{vpwm} + N_{vo} \tag{32}$$

Além disso, o número total de níveis do conversor *MMC* CA-CA pode ser definido em função do número de células utilizadas em um braço *N*, ou seja:

$$N_T = 2N + N_p \tag{33}$$

Observa-se que o número total de níveis do conversor *MMC* CA-CA sempre será par para condição onde a tensão $v_{sub}(t)$ da célula apresenta 3 níveis. A partir dessa afirmação, define-se que o número de níveis da tensão de entrada $v_{pwm}(t)$ e o número de níveis da tensão de saída $v_o(t)$ serão sempre pares ou ímpares.

Analisando as equações (32) e (33) é possível definir o número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ em função do número de células utilizadas em um braço do conversor. A mesma análise aplica-se ao número de níveis da tensão $v_o(t)$. Portanto definem-se as duas equações como:

$$N_{vpwm} = 2N + N_p - N_{vo} \quad (34)$$

$$N_{vo} = 2N + N_p - N_{vpwm} \quad (35)$$

Observando as duas equações percebe-se a influência na escolha do número de níveis de uma tensão em relação à outra, além do número de células. Estas variáveis são determinadas no início do projeto do conversor. Portanto, alguns objetivos são avaliados para definir o número de níveis em cada tensão. Por exemplo, se o objetivo é reduzir a variação de tensão aplicada no indutor de entrada do conversor (reduzir *dv/dt*) e consequentemente reduzir o volume desse elemento passivo de entrada, o número de níveis utilizado na tensão $v_{pwm}(t)$ é maior do que na tensão $v_o(t)$. Outro exemplo é a necessidade de aumentar o número de níveis da tensão $v_o(t)$ aplicada na saída do conversor *MMC* CA-CA. Neste caso o número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ será menor. Além disto, quanto maior é o número de células utilizadas na estrutura, maiores são as possibilidades das escolhas dos números de níveis utilizados nas tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. Outra característica é a possibilidade de se ter várias formas de operação com diferentes números de níveis nas tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ do conversor com a mesma quantidade de células por braço, ou seja, torna-se possível o aumento do número de níveis com a mesma quantidade de células utilizadas no braço do conversor.

Destaca-se também que existem condições de operação onde o número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ ou $v_o(t)$ é unitário, sendo que o valor do nível da tensão é nulo. É claro que esse tipo de condição de operação não é adequado para o funcionamento em regime permanente do conversor, no entanto, em casos de falta ou mesmo proteção do conversor, torna-se viável a utilização dessas condições de operação. Desta maneira, é possível especificar o número de níveis máximo e mínimo utilizados na modulação das tensões de entrada e saída do conversor *MMC* CA-CA, ou seja:

$$N_{vpwm\_\max} = N_{vo\_\max} = 2N \quad (36)$$

$$N_{vpwm\_\min} = N_{vo\_\min} = N_P \quad (37)$$

Da mesma maneira é possível definir o número de níveis das tensões $v_u(t)$ e $v_l(t)$ do conversor. Portanto:

$$N_{vu} = N_{vl} = 2N + 1 \tag{38}$$

Apesar das possibilidades de se obter quantidade de níveis diferentes nas tensões de entrada ou saída do *MMC* CA-CA para mesma quantidade de células, o número de níveis da tensão no braço superior e o número de níveis da tensão no braço inferior permanecem constantes dependendo apenas da quantidade de células utilizadas no braço *N*. Desta maneira, é possível definir o modo de operação *2N+1* para o conversor *MMC* CA-CA. A Tabela 3 apresenta alguns exemplos de condições de operação no modo de operação *2N+1* do conversor *MMC* CA-CA.

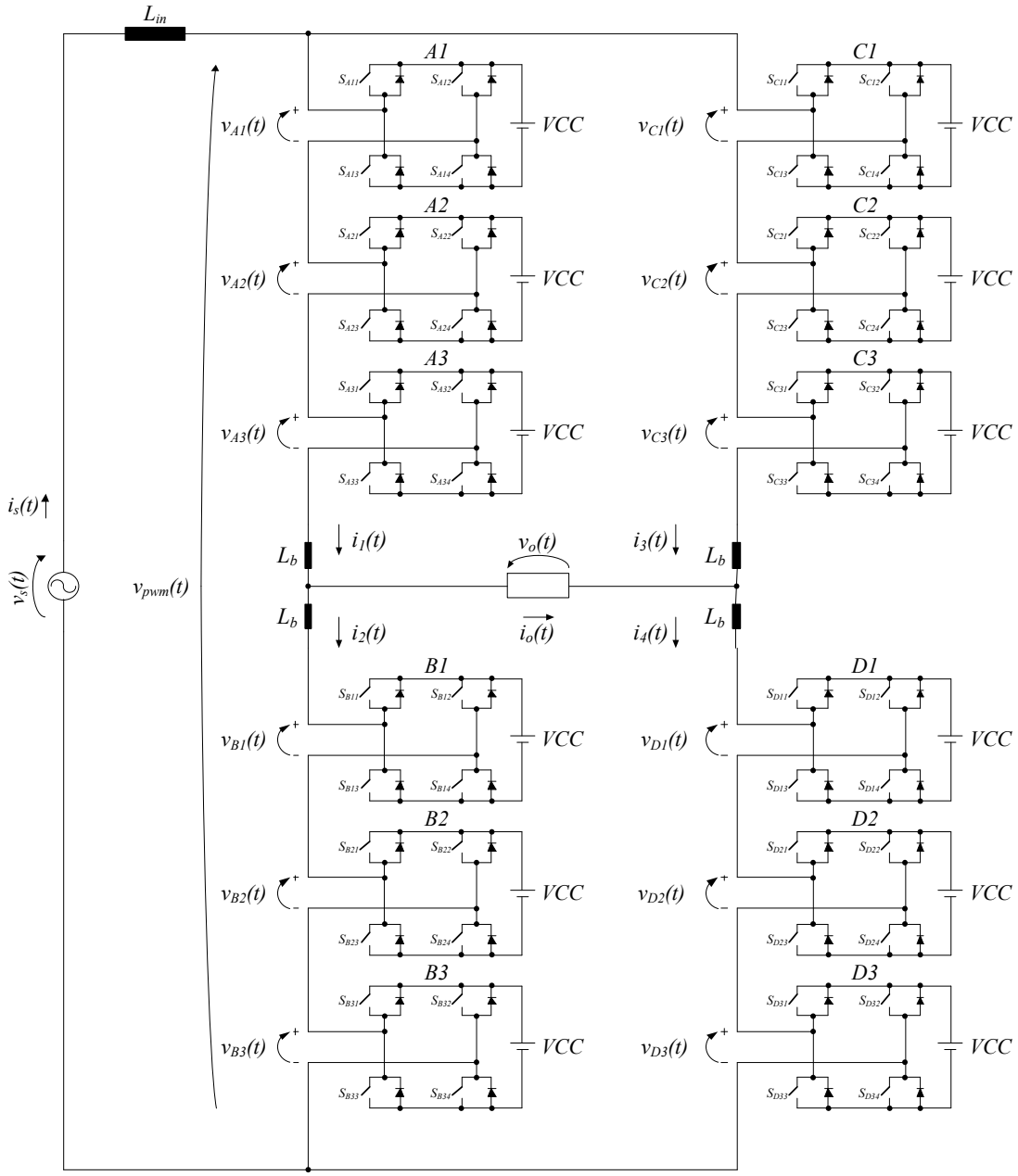
Tabela 3 - Exemplos do número de níveis do conversor *MMC* CA-CA para o modo de operação *2N+1*.

N	N_p	N_T	N_{vpwm}	N_{vo}	N_{vu}	N_{vl}
2	2	6	4	2	5	5
2	2	6	3	3	5	5
2	2	6	2	4	5	5
3	2	8	6	2	7	7
3	2	8	5	3	7	7
3	2	8	4	4	7	7
3	2	8	3	5	7	7
3	2	8	2	6	7	7

Fonte: Próprio autor.

Observa-se que com o mesmo número de níveis totais e número de células por braço, é possível verificar diferentes formas de operação do conversor *MMC* CA-CA. Estas formas de operação podem ser relacionadas de acordo com o número de níveis da tensão de entrada $v_{pwm}(t)$ ou tensão de saída $v_o(t)$ do conversor. A Figura 12 apresenta o conversor *MMC* CA-CA com *N=3*.

Figura 12 - Conversor *MMC* CA-CA com *N*=*3*.



Fonte: Próprio autor.

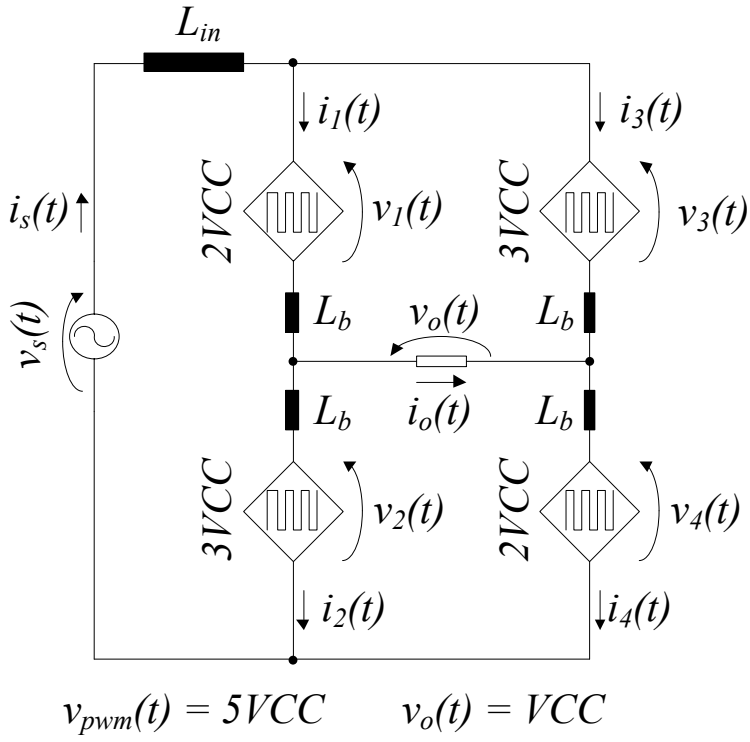
Observa-se na Figura 12 que cada capacitor de cada célula apresenta um nível de tensão constante definido como *VCC*. Para a análise considera-se que a tensão nos capacitores das células é praticamente constante sem qualquer ondulação ou mesmo desequilíbrio.

Como visto na Tabela 3, a configuração do *MMC* CA-CA pode sintetizar até seis níveis na tensão de entrada $v_{pwm}(t)$ e dois níveis na tensão de saída $v_o(t)$ ou dois níveis na tensão de entrada $v_{pwm}(t)$ e seis níveis na tensão de

saída $v_o(t)$.

Quando os transistores S_{A11}, S_{A14}, S_{A21}, S_{A24}, S_{A31}, S_{A32}, S_{B11}, S_{B14}, S_{B21}, S_{B24}, S_{B31}, S_{B34}, S_{C11}, S_{C14}, S_{C21}, S_{C24}, S_{C31}, S_{C34}, S_{D11}, S_{D14}, S_{D21}, S_{D24}, S_{D31} e S_{D32} estão em condução, a tensão de saída das células $v_{A1}(t) = v_{A2}(t) = v_{B1}(t) = v_{B2}(t) = v_{B3}(t) = v_{C1}(t) = v_{C2}(t) = v_{C3}(t) = v_{D1}(t) = v_{D2}(t) = VCC$ e $v_{A3}(t) = v_{D3}(t) = 0$. A tensão terminal de entrada resultante $v_{pwm}(t) = v_{A1}(t) + v_{A2}(t) + v_{A3}(t) + v_{B1}(t) + v_{B2}(t) + v_{B3}(t) = 5VCC$. A tensão terminal de entrada é definida a partir de (27). Da mesma maneira, a tensão terminal de saída resultante $v_o(t) = v_{B1}(t) + v_{B2}(t) + v_{B3}(t) - v_{A1}(t) - v_{A2}(t) - v_{A3}(t) = VCC$. A tensão terminal de saída é definida a partir de (28). A Figura 13 apresenta o circuito simplificado do MMC com a etapa de operação descrita anteriormente.

Figura 13 – Etapa de operação do MMC representada em um modelo simplificado.



Fonte: Próprio autor.

Os outros níveis de tensão correspondentes são apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 - Níveis das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ do *MMC* CA-CA monofásico com $N=3$, $N_{vpwm}=6$ e $N_{vo}=2$.

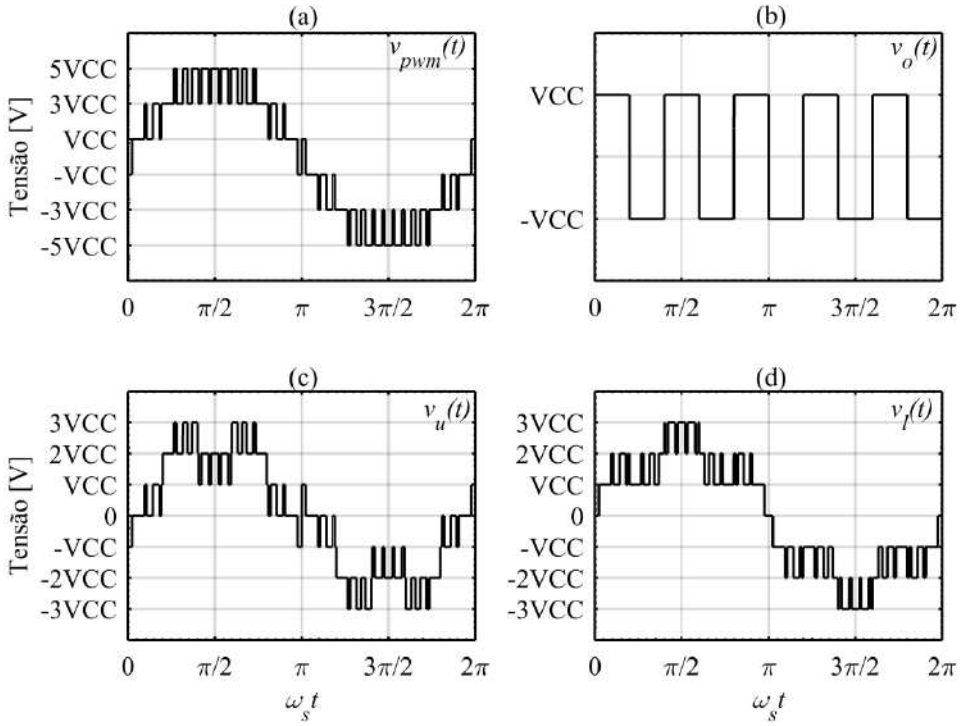
$v_{pwm}(t)$	$v_o(t)$	$v_u(t)=v_{a1}(t)+v_{a2}(t)+v_{a3}(t)$	$v_l(t)=v_{b1}(t)+v_{b2}(t)+v_{b3}(t)$
5VCC	VCC	2VCC	3VCC
5VCC	-VCC	3VCC	2VCC
3VCC	VCC	VCC	2VCC
3VCC	-VCC	2VCC	VCC
VCC	VCC	0	VCC
VCC	-VCC	VCC	0
-VCC	VCC	-VCC	0
-VCC	-VCC	0	-VCC
-3VCC	VCC	-2VCC	-VCC
-3VCC	-VCC	-VCC	-2VCC
-5VCC	VCC	-3VCC	-2VCC
-5VCC	-VCC	-2VCC	-3VCC

Fonte: Próprio autor.

A Figura 14 apresenta as formas de onda da tensão terminal de entrada $v_{pwm}(t)$ e tensão terminal de saída $v_o(t)$ para configuração do *MMC* CA-CA com $N=3$, $N_{vpwm}=6$ e $N_{vo}=2$.

Observa-se na Figura 14 que a forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ apresenta número par de níveis sendo que os patamares de tensão são ímpares (*-5VCC, -3VCC, -VCC, VCC, 3VCC e 5VCC*). Além disso, o passo entre os níveis de tensão é de *2VCC*. A forma de onda da tensão $v_o(t)$ apresenta número par de níveis sendo que os patamares de tensão são ímpares também (*VCC, -VCC*). O passo entre os níveis de tensão também é de *2VCC*. Percebe-se a característica de abaixador de tensão para esse tipo de operação do *MMC* CA-CA. Analisando as formas de onda das tensões $v_u(t)$ e $v_l(t)$, percebe-se que o número de níveis é maior do que as formas de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. Além disso, o passo entre os níveis de tensão é de *VCC*. A Figura 15 apresenta as formas de onda da tensão terminal de entrada $v_{pwm}(t)$ e tensão terminal de saída $v_o(t)$ para configuração do *MMC* CA-CA com $N=3$, $N_{vpwm}=2$ e $N_{vo}=6$.

Figura 14 - Formas de onda das tensões terminais de entrada, saída e das fontes controladas de tensão com o conversor *MMC* CA-CA operando sob condições de $N=3$, $N_{vpwm}=6$ e $N_{vo}=2$. (a) Tensão terminal de entrada $v_{pwm}(t)$. (b) Tensão terminal de saída $v_o(t)$. (c) Tensão terminal da fonte controlada de tensão no braço superior $v_u(t)$. (d) Tensão terminal da fonte controlada de tensão no braço inferior $v_l(t)$.



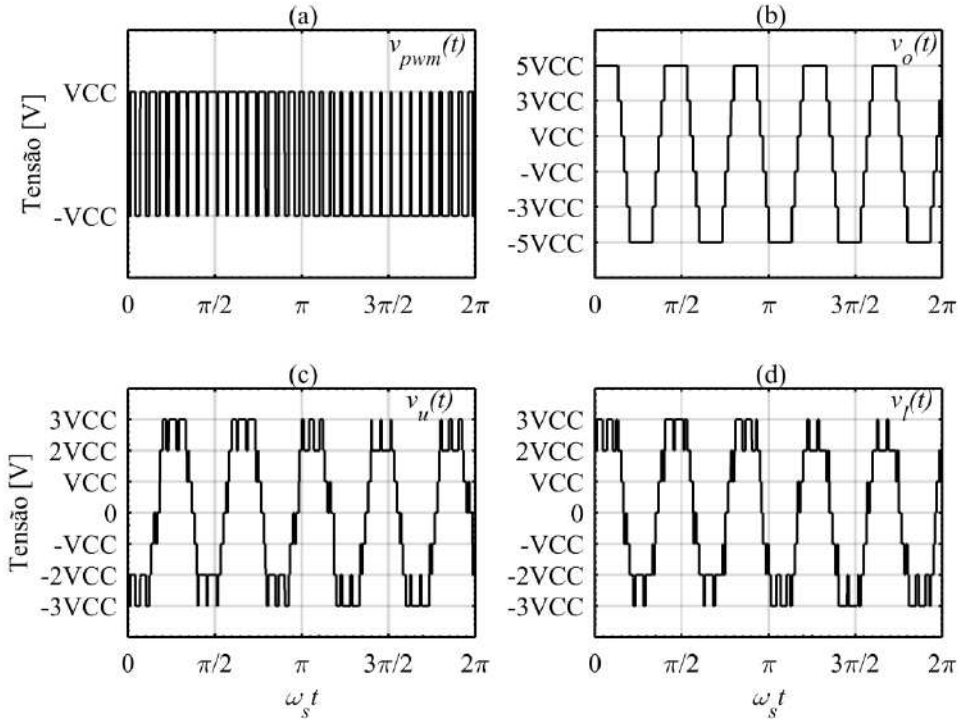
Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 15 que a forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ apresenta número par de níveis sendo que os patamares de tensão são ímpares (*-VCC, VCC*). Além disto, o passo entre os níveis de tensão é de *2VCC*. A forma de onda da tensão $v_o(t)$ apresenta número par de níveis sendo que os patamares de tensão são ímpares também (*5VCC, 3VCC, VCC, -VCC, -3VCC, -5VCC*). O passo entre os níveis de tensão também é de *2VCC*. Percebe-se a característica de elevador de tensão para esse tipo de operação do *MMC* CA-CA.

Analisando as formas de onda das tensões $v_u(t)$ e $v_l(t)$, percebe-se que o número de níveis é maior do que as formas de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. Além disto, o passo entre os níveis de tensão é de *VCC*. Em relação à

configuração anterior apresentada na Figura 14, é possível verificar a mesma quantidade de níveis na forma de onda das tensões $v_u(t)$ e $v_l(t)$.

Figura 15 - Formas de onda das tensões terminais de entrada, saída e das fontes controladas de tensão com o conversor *MMC* CA-CA operando sob condições de $N=3$, $N_{vpwm}=2$ e $N_{vo}=6$. (a) Tensão terminal de entrada $v_{pwm}(t)$. (b) Tensão terminal de saída $v_o(t)$. (c) Tensão terminal da fonte controlada de tensão no braço superior $v_u(t)$. (d) Tensão terminal da fonte controlada de tensão no braço inferior $v_l(t)$.



Fonte: Próprio autor.

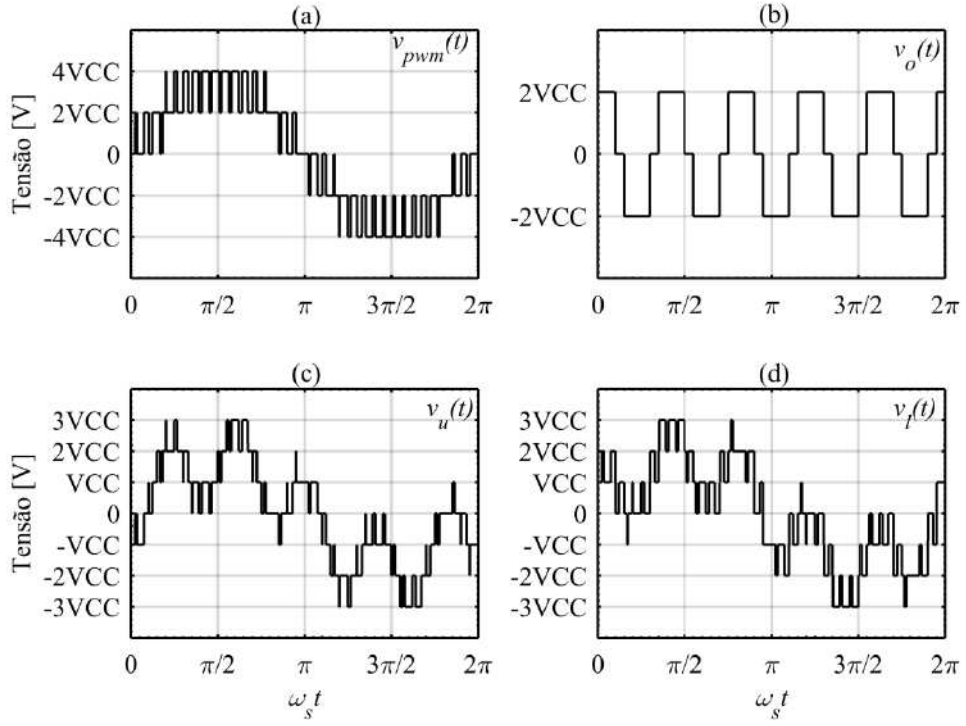
A Figura 16 apresenta as formas de onda da tensão terminal de entrada $v_{pwm}(t)$ e tensão terminal de saída $v_o(t)$ para configuração do *MMC* CA-CA com $N=3$, $N_{vpwm}=5$ e $N_{vo}=3$.

Observa-se na Figura 16 que a forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ apresenta número ímpar de níveis sendo que os patamares de tensão são pares (*-4VCC*, *-2VCC*, *0*, *2VCC* e *4VCC*). Além disso, o passo entre os níveis de tensão é de *2VCC*. A forma de onda da tensão $v_o(t)$ apresenta número ímpar de níveis sendo que os patamares de tensão são pares também (*2VCC*,

0 e *-2VCC*). O passo entre os níveis de tensão também é de *2VCC*. Percebe-se a característica de abaixador de tensão para esse tipo de operação do *MMC* CA-CA.

Analisando as formas de onda das tensões $v_u(t)$ e $v_l(t)$, percebe-se que o número de níveis é maior do que as formas de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. Além disso, o passo entre os níveis de tensão é de *VCC*.

Figura 16 - Formas de onda das tensões terminais de entrada, saída e das fontes controladas de tensão com o conversor *MMC* CA-CA operando sob condições de $N=3$, $N_{vpwm}=5$ e $N_{vo}=3$. (a) Tensão terminal de entrada $v_{pwm}(t)$. (b) Tensão terminal de saída $v_o(t)$. (c) Tensão terminal da fonte controlada de tensão no braço superior $v_u(t)$. (d) Tensão terminal da fonte controlada de tensão no braço inferior $v_l(t)$.



Fonte: Próprio autor.

Em relação às configurações anteriores apresentadas na Figura 14 e Figura 15, verifica-se a mesma quantidade de níveis na forma de onda das tensões $v_u(t)$ e $v_l(t)$. Percebe-se a caracterização da operação *2N+1* do conversor *MMC* CA-CA. Vale ressaltar que na operação *2N+1* do conversor

MMC CA-CA, quando o número de níveis das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ é par, os patamares de tensão são ímpares e dependem da tensão sobre o capacitor de uma célula. Da mesma forma, quando o número de níveis das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ é ímpar, os patamares de tensão são pares e dependem da tensão sobre o capacitor de uma célula. A tensão de cada capacitor de cada célula deve ser um parâmetro de escolha no projeto do conversor *MMC* CA-CA. Outras condições podem ser analisadas para configuração do conversor *MMC* CA-CA com *N=3*. No entanto, essas condições devem ser atendidas de acordo com as definições apresentadas em (33)-(38).

Considerando que a célula *H-Bridge* opera com 2 níveis de tensão nos terminais de saída A e B, é possível realizar outra análise do segundo modo de operação do conversor *MMC* CA-CA. Este modo de operação também pode ser definido a partir do número total de níveis que o conversor pode operar conforme apresentado em (32). No entanto, o número total de níveis do conversor *MMC* CA-CA definido em função do número de células utilizado em um braço *N*, apresenta diferenças, ou seja:

$$N_T = N + N_P \tag{39}$$

Considera-se, portanto que o número total de níveis do conversor *MMC* CA-CA pode ser par ou ímpar para condição que a tensão nos terminais de saída da célula $v_{sub}(t)$ apresenta 2 níveis. A partir dessa afirmação, define-se que o número de níveis da tensão de entrada $v_{pwm}(t)$ pode ser par ou ímpar da mesma forma que o número de níveis da tensão de saída $v_o(t)$.

Observa-se que com o mesmo número de níveis totais e número de células por braço, é possível verificar diferentes formas de operação do conversor *MMC* CA-CA. Essas formas de operação podem ser relacionadas de acordo com o número de níveis da tensão de entrada $v_{pwm}(t)$ ou tensão de saída $v_o(t)$ do conversor. Analisando as equações (32) e (39) é possível definir o número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ em função do número de células utilizadas em um braço do conversor. A mesma análise aplica-se ao número de níveis da tensão $v_o(t)$. Portanto definem-se as duas equações como:

$$N_{vpwm} = N + N_P - N_{vo} \tag{40}$$

$$N_{vo} = N + N_P - N_{vpwm} \tag{41}$$

Destaca-se também que existem condições de operação onde o número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ ou $v_o(t)$ é unitário, sendo que o valor do nível da tensão é nulo. É claro que esse tipo de condição de operação não é adequado para o funcionamento em regime do conversor, no entanto, em casos de falta ou mesmo proteção do conversor essas condições podem ser utilizadas. Desta maneira, também é possível especificar o número de níveis máximo e mínimo utilizados na modulação das tensões de entrada e saída do conversor *MMC* CA-CA, ou seja:

$$N_{vpwm\_\max} = N_{vo\_\max} = N \tag{42}$$

$$N_{vpwm\_\min} = N_{vo\_\min} = N_P \tag{43}$$

Da mesma maneira é possível definir o número de níveis das tensões $v_u(t)$ e $v_l(t)$ do conversor. Portanto:

$$N_{vu} = N_{vl} = N + 1 \tag{44}$$

Apesar das possibilidades de se obter quantidade de níveis diferentes nas tensões de entrada ou saída do *MMC* CA-CA para mesma quantidade de células, o número de níveis na tensão do braço superior e o número de níveis na tensão do braço inferior permanecem constantes dependendo apenas da quantidade de células utilizada no braço. Desta maneira, é possível definir o modo de operação *N+1* para o conversor *MMC* CA-CA. A Tabela 5 apresenta alguns exemplos de condições de operação no modo de operação *N+1*.

Como visto na Tabela 5 essa configuração de *MMC* CA-CA no modo de operação *N+1*, pode sintetizar até 3 níveis na tensão de entrada $v_{pwm}(t)$ e 2 níveis na tensão de saída $v_o(t)$ ou 2 níveis na tensão de entrada $v_{pwm}(t)$ e 3 níveis na tensão de saída $v_o(t)$. Quando os transistores S_{A11}, S_{A14}, S_{A21}, S_{A24}, S_{A32}, S_{A33}, S_{B11}, S_{B14}, S_{B21}, S_{B24}, S_{B31}, S_{B34}, S_{C11}, S_{C14}, S_{C21}, S_{C24}, S_{C31}, S_{C34},

S_{D11}, S_{D14}, S_{D21}, S_{D24}, S_{D32} e S_{D33} estão em condução, a tensão de saída das células $v_{A1}(t) = v_{A2}(t) = v_{B1}(t) = v_{B2}(t) = v_{B3}(t) = v_{C1}(t) = v_{C2}(t) = v_{C3}(t) = v_{D1}(t) = v_{D2}(t) = VCC$ e $v_{A3}(t) = v_{D3}(t) = -VCC$. A tensão terminal de entrada resultante $v_{pwm}(t) = v_{A1}(t) + v_{A2}(t) + v_{A3}(t) + v_{B1}(t) + v_{B2}(t) + v_{B3}(t) = 4VCC$. A tensão terminal de entrada é definida a partir de (27). Da mesma maneira, a tensão terminal de saída resultante $v_o(t) = v_{B1}(t) + v_{B2}(t) + v_{B3}(t) - v_{A1}(t) - v_{A2}(t) - v_{A3}(t) = 2VCC$. A tensão terminal de saída é definida a partir de (28). Os outros níveis de tensão correspondentes são apresentados na Tabela 6.

Tabela 5 - Exemplos do número de níveis do conversor *MMC* CA-CA para o modo de operação *N+1*.

N	*NP*	*NT*	*Nvpwm*	*Nvo*	*Nvu*	*Nvl*
2	2	4	2	2	3	3
3	2	5	2	3	4	4
3	2	5	3	2	4	4
4	2	6	2	4	5	5
4	2	6	3	3	5	5
4	2	6	4	2	5	5
5	2	7	2	5	6	6
5	2	7	3	4	6	6
5	2	7	4	3	6	6
5	2	7	5	2	6	6

Fonte: Próprio autor.

A Figura 17 apresenta as formas de onda da tensão terminal de entrada $v_{pwm}(t)$ e tensão terminal de saída $v_o(t)$ para configuração do *MMC* CA-CA com $N=3$, $N_{vpwm}=3$ e $N_{vo}=2$.

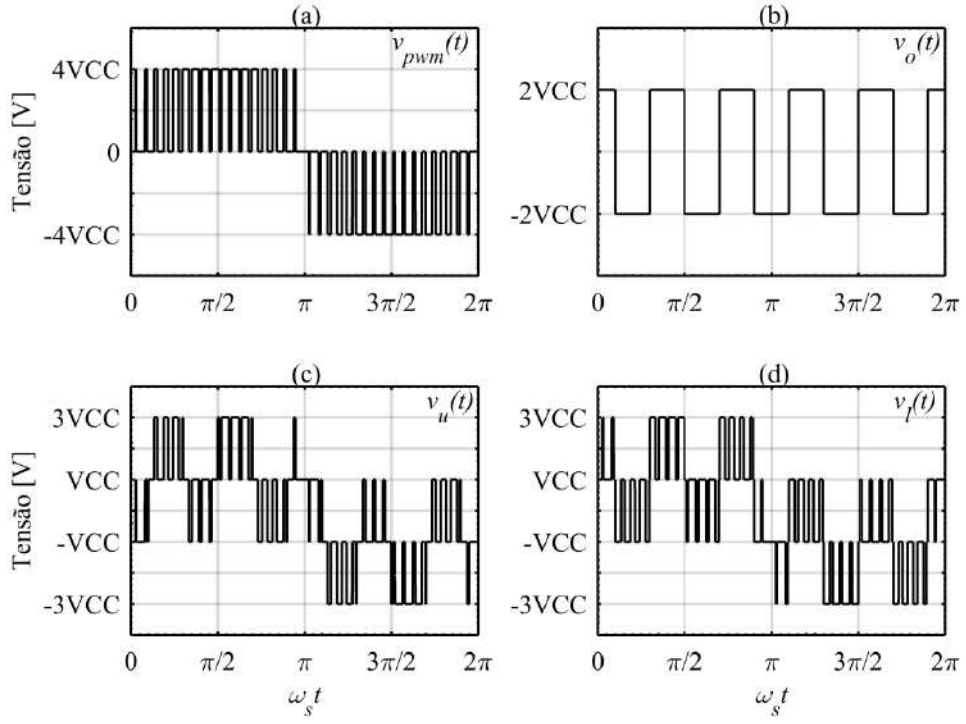
Observa-se na Figura 17 que a forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ apresenta número ímpar de níveis sendo que os patamares de tensão são pares (*-4VCC*, 0 e *4VCC*). O passo entre os níveis de tensão é de *4VCC*. A forma de onda da tensão $v_o(t)$ apresenta número par de níveis sendo que os patamares de tensão são pares também (*2VCC*, *-2VCC*).

Tabela 6 - Níveis das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ do *MMC* CA-CA monofásico com $N=3$, $N_{vpwm}=3$ e $N_{vo}=2$.

$v_{pwm}(t)$	$v_o(t)$	$v_u(t) = v_{a1}(t) + v_{a2}(t) + v_{a3}(t)$	$v_l(t) = v_{b1}(t) + v_{b2}(t) + v_{b3}(t)$
4VCC	2VCC	VCC	3VCC
4VCC	-2VCC	3VCC	VCC
0VCC	2VCC	-VCC	VCC
0VCC	-2VCC	VCC	-VCC
-4VCC	2VCC	-3VCC	-VCC
-4VCC	-2VCC	-VCC	-3VCC

Fonte: Próprio autor

Figura 17 - Formas de onda das tensões terminais de entrada, saída e das fontes controladas de tensão com o conversor *MMC* CA-CA operando sob condições de $N=3$, $N_{vpwm}=3$ e $N_{vo}=2$. (a) Tensão terminal de entrada $v_{pwm}(t)$. (b) Tensão terminal de saída $v_o(t)$. (c) Tensão terminal da fonte controlada de tensão no braço superior $v_u(t)$. (d) Tensão terminal da fonte controlada de tensão no braço inferior $v_l(t)$.



Fonte: Próprio autor.

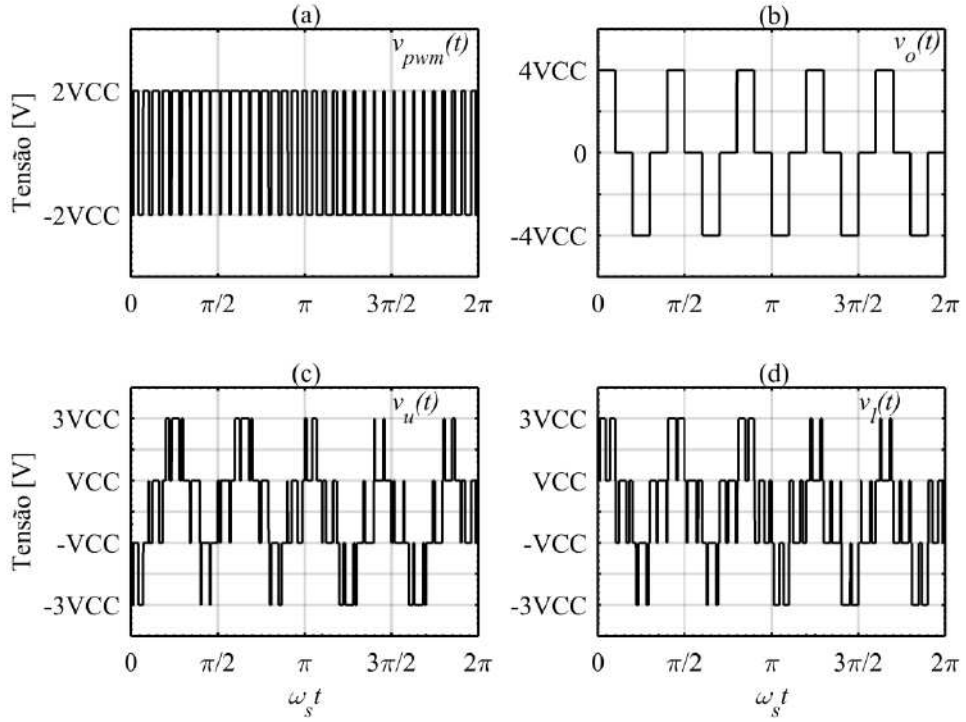
O passo entre os níveis de tensão também é de *4VCC*. Percebe-se a

característica de abaixador de tensão para esse tipo de operação do *MMC* CA-CA.

Analisando as formas de onda da tensão $v_u(t)$ e $v_l(t)$, percebe-se que o número de níveis é maior do que as formas de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. Além disso, o passo entre os níveis de tensão é de $2VCC$.

A Figura 18 apresenta as formas de onda da tensão terminal de entrada $v_{pwm}(t)$ e tensão terminal de saída $v_o(t)$ para configuração do *MMC* CA-CA com $N=3$, $N_{vpwm}=2$ e $N_{vo}=3$.

Figura 18 - Formas de onda das tensões terminais de entrada, saída e das fontes controladas de tensão com o conversor *MMC* CA-CA operando sob condições de $N=3$, $N_{vpwm}=2$ e $N_{vo}=3$. (a) Tensão terminal de entrada $v_{pwm}(t)$. (b) Tensão terminal de saída $v_o(t)$. (c) Tensão terminal da fonte controlada de tensão no braço superior $v_u(t)$. (d) Tensão terminal da fonte controlada de tensão no braço inferior $v_l(t)$.



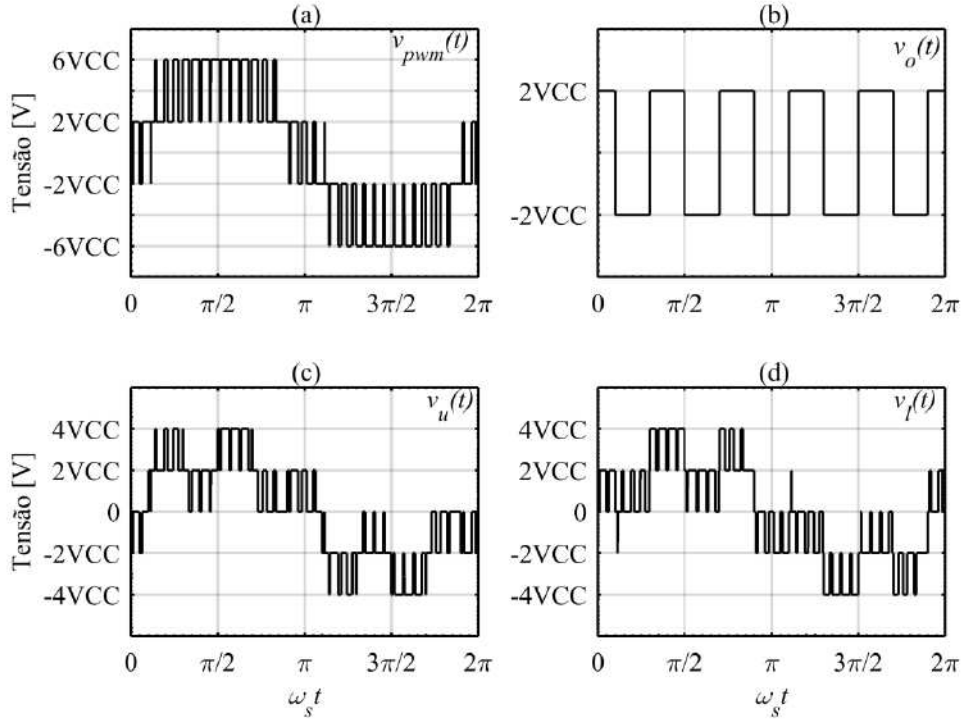
Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 18 que a forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ apresenta número par de níveis sendo que os patamares de tensão são pares

(*-2VCC* e *2VCC*). Além disso, o passo entre os níveis de tensão é de *4VCC*. A forma de onda da tensão $v_o(t)$ apresenta número ímpar de níveis sendo que os patamares de tensão são pares também (*-4VCC*, *0* e *4VCC*). O passo entre os níveis de tensão também é de *4VCC*. Percebe-se a característica de elevador de tensão para esse tipo de operação do *MMC* CA-CA.

A Figura 19 apresenta as formas de onda da tensão terminal de entrada $v_{pwm}(t)$ e tensão terminal de saída $v_o(t)$ para configuração do *MMC* CA-CA com $N=4$, $N_{vpwm}=4$ e $N_{vo}=2$.

Figura 19 - Formas de onda das tensões terminais de entrada, saída e das fontes controladas de tensão com o conversor *MMC* CA-CA operando sob condições de $N=4$, $N_{vpwm}=4$ e $N_{vo}=2$. (a) Tensão terminal de entrada $v_{pwm}(t)$. (b) Tensão terminal de saída $v_o(t)$. (c) Tensão terminal da fonte controlada de tensão no braço superior $v_u(t)$. (d) Tensão terminal da fonte controlada de tensão no braço inferior $v_l(t)$.



Fonte: Próprio autor.

Analisando as formas de onda das tensões $v_u(t)$ e $v_l(t)$, percebe-se que o número de níveis é maior do que as formas de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$.

Além disso, o passo entre os níveis de tensão é de *2VCC*. Em relação à configuração anterior apresentada na Figura 17, é possível verificar a mesma quantidade de níveis na forma de onda das tensões $v_u(t)$ e $v_l(t)$.

Observa-se na Figura 19 que a forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ apresenta número par de níveis sendo que os patamares de tensão são pares (*-6VCC*, *-2VCC*, *2VCC* e *6VCC*). Além disto, o passo entre os níveis de tensão é de *4VCC*. A forma de onda da tensão $v_o(t)$ apresenta número par de níveis sendo que os patamares de tensão são pares também (*-2VCC* e *2VCC*). O passo entre os níveis de tensão também é de *4VCC*. Percebe-se a característica de abaixador de tensão para esse tipo de operação do *MMC* CA-CA.

Analisando as formas de onda das tensões $v_u(t)$ e $v_l(t)$, percebe-se que o número de níveis é maior do que as formas de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. Além disso, o passo entre os níveis de tensão é de *2VCC*. Desta maneira percebe-se a caracterização da operação *N+1* do conversor *MMC* CA-CA. Vale ressaltar que na operação *N+1* do conversor *MMC* CA-CA, quando o número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ é par, os patamares de tensão são pares e dependem da tensão sobre o capacitor de uma célula. Quando o número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ é ímpar, os patamares de tensão são pares e também dependem da tensão sobre o capacitor de uma célula. Esta característica também ocorre na análise dos níveis da tensão $v_o(t)$. Outras condições podem ser analisadas para configuração do conversor *MMC* CA-CA com *N=4*. No entanto, essas condições devem ser atendidas de acordo com as definições apresentadas em (33)-(38).

Com base na definição nos modos de operação *N+1* e *2N+1*, é possível estabelecer alguns dados comparativos para avaliação dos modos de operação em relação ao número de níveis, caracterização do número de níveis e patamares de tensão nas formas de onda de tensão analisadas anteriormente. A Tabela 7 apresenta esses dados comparativos entre o modo de operação *N+1* e *2N+1*.

Observa-se na Tabela 7 as variações e possibilidades de operação do conversor *MMC* CA-CA em função do número de níveis das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$.

Tabela 7 - Dados comparativos do modo de operação *N+1* e *2N+1* do conversor *MMC* CA-CA.

Modos de operação	*N+1*						*2N+1*					
N	2	3		4			2		3		4	
N_T	Par	Ímpar		Par			Par		Par		Par	
N_{vpwm}	Par	Ímpar	Par	Ímpar	Par		Ímpar	Par	Ímpar	Par	Ímpar	Par
N_{vo}	Par	Par	Ímpar	Ímpar	Par		Ímpar	Par	Ímpar	Par	Ímpar	Par
N_{vu}	Ímpar	Par		Ímpar			Ímpar		Ímpar		Ímpar	
N_{vl}	Ímpar	Par		Ímpar			Ímpar		Ímpar		Ímpar	
Degrau de tensão ($v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$)	4VCC	4VCC		4VCC			2VCC		2VCC		2VCC	
Degrau de tensão ($v_u(t)$ e $v_l(t)$)	2VCC	2VCC		2VCC			VCC		VCC		VCC	

Fonte: Próprio autor.

Destaca-se a modularidade do conversor operar com número de níveis ímpares e pares nas formas de onda das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. No modo de operação *2N+1*, independente do número de células em cada braço do conversor, se o número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ for ímpar, obrigatoriamente o número de níveis da tensão $v_o(t)$ também será ímpar. Já no modo de operação *N+1*, se o número de células em cada braço do conversor for ímpar é possível operar o conversor com o número de níveis ímpar na tensão $v_{pwm}(t)$ e com o número de níveis par na tensão $v_o(t)$ e vice-versa. Isso pode ser vantajoso do ponto de vista de entrada do conversor operar com formas de onda simétricas com número de níveis ímpares e com formas de onda com número de níveis pares do ponto de vista da saída do conversor.

Outro comparativo do modo de operação *N+1* e *2N+1* é o número de estados de comutação devido a possibilidade da célula *H-Bridge* operar com 2 ou 3 níveis na sua tensão de saída $v_{sub}(t)$.

No modo de operação *N+1*, como a célula opera apenas em 2 níveis,

sempre haverá capacitores conectados ao braço superior e inferior do conversor. Consequentemente isso acarretará em um valor eficaz maior de corrente que circula por esses capacitores e com isso maior aquecimento nesses componentes. Em contrapartida, menos estados de comutação são alcançados nesse modo de operação e consequentemente o número de combinações lógicas para o equilíbrio das tensões nos capacitores é menor. Já no modo de operação *2N+1*, como a célula opera em 3 níveis, estados de comutação redundantes com nível de tensão igual à 0 na tensão de saída da célula $v_{sub}(t)$ são considerados nesse modo de operação. Consequentemente, o número de combinações lógicas para o equilíbrio das tensões nos capacitores é maior, no entanto, o valor eficaz da corrente que circula pelos capacitores das células tende a diminuir devido as etapas de comutação com $v_{sub}(t)=0$. Em contrapartida, essa parcela de corrente que ao invés de circular pelo capacitor da célula, irá circular pelos transistores e diodos que por sua vez contribuirão para o aumento nas perdas do conversor.

Outra característica e comparação que pode ser avaliada é em relação ao nível do degrau de tensão nas formas de onda das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. Como pode ser visto na Tabela 7, no modo de operação *N+1*, o degrau de tensão nas formas de onda das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ é maior do que o degrau de tensão no modo de operação *2N+1*.

Isto acarreta em níveis maiores de tensão na saída do conversor que dependendo da aplicação pode ser uma característica adequada para operação como elevador de tensão. Em contrapartida, um nível maior de isolação deve ser utilizado no equipamento que for conectado ao conversor *MMC* CA-CA. Além disso, o nível da tensão de bloqueio nos semicondutores das células é menor em relação ao modo de operação *2N+1* devido a esta característica com maior degrau de tensão. Apesar disto, o número de níveis das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ é menor e com o degrau de tensão maior na forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$, acarreta em uma variação de corrente maior no indutor de entrada do conversor *MMC* CA-CA. Com isto, um aumento no valor da indutância desse elemento passivo é necessário para atender as especificações de projeto do conversor. Um aumento no valor da indutância acarreta no aumento de volume também nesse elemento passivo. No modo de

operação *2N+1* do conversor *MMC* CA-CA é possível atingir um número elevado de níveis na forma de onda das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ com um degrau de tensão menor em relação ao modo de operação *N+1*. Desta forma, com o degrau de tensão menor na forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$, acarreta em uma variação de corrente menor no indutor de entrada do conversor *MMC* CA-CA. Com isso, uma redução no valor da indutância desse elemento passivo é alcançada assim como uma redução de volume. Apesar disso, a tensão de bloqueio dos semicondutores de cada célula é maior em relação ao modo de operação *N+1*. Do ponto de vista da saída do conversor, um degrau de tensão menor na forma de onda da tensão $v_o(t)$ acarreta em níveis menores na tensão de saída do conversor que dependendo das aplicações pode ser uma característica adequada para operação como abaixador de tensão. Além disso, com um degrau menor de tensão na forma de onda da tensão $v_o(t)$ acarreta em um nível de isolamento menor do ponto de vista do equipamento que for conectado ao *MMC* CA-CA.

Como pode ser visto o conversor *MMC* CA-CA apresenta várias características do ponto de vista dos modos de operação *N+1* e *2N+1*. Cada modo de operação pode apresentar uma determinada vantagem ou desvantagem do ponto de vista da aplicação utilizada para este tipo de conversor. Com a necessidade da aplicação em um transformador de estado sólido com a finalidade de operar como abaixador de tensão, o modo de operação *2N+1* apresenta maiores vantagens em relação ao modo de operação *N+1* devido ao número elevado de níveis que pode ser alcançado na tensão $v_{pwm}(t)$ responsável por modular a corrente de entrada do transformador e menor nível de tensão na saída $v_o(t)$ do conversor diminuindo o nível de isolamento dos enrolamentos do transformador.

3.4 CONCLUSÃO

O conversor *MMC* apresenta em sua estrutura algumas características construtivas dependendo do tipo de conversão de energia onde é aplicado. No caso da conversão de energia CC-CA células *Half-Brigde* são utilizadas de modo a sintetizar níveis de tensão *VCC* e 0 em sua tensão de saída. Além

disto, em sua topologia, o *link* CC de entrada é caracterizado por um ponto médio. A partir dessas características topológicas são definidos alguns parâmetros que indicam a quantidade de componentes utilizados na estrutura. No caso da conversão de energia CA-CA, a característica topológica é diferente. Para garantir a circulação de energia da entrada para saída, células *H-Bridge* são utilizadas na topologia *MMC* de modo a sintetizar níveis de tensão *VCC*, 0 e -*VCC* na sua tensão de saída.

Os modos de operação do conversor *MMC* podem ser caracterizados por *N+1* e *2N+1*, onde *N* é o número de células utilizadas em um braço do conversor. Para a conversão de energia CC-CA o modo de operação *2N+1* é caracterizado pela quantidade aleatória de células inseridas no braço do conversor enquanto no modo de operação *N+1* é caracterizado pela quantidade constante de células inseridas no braço do conversor. No caso da conversão de energia CA-CA, a análise do modo de operação *N+1* e *2N+1* dependem do número de níveis na tensão de saída da célula utilizada no braço do conversor. Esse número de níveis pode ser definido como 2 ou 3 níveis devido as características de operação da célula *H-Bridge*. A partir das análises das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ do conversor *MMC* definem-se, portanto o número de níveis totais do conversor e consequentemente o número de níveis para cada tensão.

Neste capítulo observou-se que o modo de operação do conversor *MMC* CA-CA é caracterizado pelas tensões de braço $v_u(t)$ e $v_l(t)$ onde permanecem constantes com a mudança do número de níveis das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. Verificou-se que com a mesma quantidade de células no braço do conversor é possível estabelecer diferentes especificações relacionadas ao número de níveis dessas tensões caracterizando ganhos como elevador, isolador e abaixador de tensão. Algumas características do ponto de vista destas tensões podem ser avaliadas como o degrau de tensão e a classificação dos patamares de níveis sendo pares ou ímpares de acordo com o modo de operação atribuído. Além disto, a análise do número de comutações também é avaliada do ponto de vista das etapas de operação da célula *H-Bridge* para cada modo de operação. Características da tensão de bloqueio sobre os dispositivos semicondutores também foram analisadas comparando o modo de operação

2N+1 e *N+1* assim como a variação da corrente de entrada do conversor que depende do degrau de tensão de cada modo de operação.

A partir destas características de operação e estrutura do conversor *MMC* CA-CA é possível estabelecer metodologias e estratégias de modulação com o intuito de sintetizar as tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ do conversor.

4 ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO DO CONVERSOR *MMC* CA-CA

Na maioria dos conversores utilizados em eletrônica de potência, a modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation-PWM*) é a estratégia de modulação mais empregada no comando dos conversores. Esta técnica de modulação baseia-se na comparação de um sinal modulante e o sinal portador. O sinal modulante é responsável por modular a tensão de saída de um conversor CA-CC, CC-CC ou CC-CA. O sinal portador é responsável por impor a frequência de comutação dos transistores do conversor. O resultado dessa comparação gera os pulsos de comando dos transistores caracterizado pela variação da razão cíclica.

A técnica de modulação aplicada no conversor *MMC* CA-CA é baseada nas técnicas de modulação de conversores multiníveis CC-CA. Como visto no Capítulo 3, o conversor *MMC* CA-CA utiliza-se de várias células *H-Bridge* conectadas em cascata em cada braço do conversor. Além disso, por ser um conversor caracterizado pela conversão CA-CA, duas técnicas de modulação por largura de pulso devem ser atribuídas de forma a modular à tensão nos terminais de entrada $v_{pwm}(t)$ do conversor e a tensão nos terminais de saída do conversor $v_o(t)$. Portanto neste capítulo é apresentada uma breve revisão das técnicas de modulação aplicadas à célula *H-Bridge* e estratégias de modulação multinível baseado em portadoras por deslocamento de nível e fase. Além disso, a estratégia de modulação *Staircase* também é apresentada a partir do uso do esquema de eliminação seletiva de harmônicos (*SHE-Selective Harmonic Elmination*).

4.1 ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO PARA CONVERSORES DE POTÊNCIA

O vasto desenvolvimento de conversores de potência para inúmeras aplicações tem motivado o estudo e pesquisa em várias áreas da eletrônica de potência. Entre essas áreas, a pesquisa sobre as estratégias de modulação tem sido um dos tópicos importantes no desenvolvimento de conversores multiníveis. O objetivo fundamental de uma estratégia de modulação é obter a

melhor forma de onda (tensões ou correntes) com o mínimo de perdas. Outros objetivos secundários que podem ser consequência da estratégia de modulação apropriada é a redução da tensão de modo comum, equilíbrio da tensão CC, diminuição das componentes harmônicas na corrente de entrada e na tensão aplicada na carga e baixo *dv/dt*. Dessa maneira, cada topologia de conversor é aplicada a uma estratégia de modulação adequada de forma a tentar atingir esses objetivos.

As técnicas de modulação são estratégias aplicadas em conversores de potência por muitos anos e, portanto estão consolidadas. Dentro das topologias multiníveis de conversores, destacam-se as estratégias de modulações por largura de pulso (*PWM*), estratégias de modulações por espaço vetorial (*SVM*) e técnicas de modulação em baixa frequência de comutação baseadas em uma forma de onda *Staircase* (*SHE* e *SHM*). Outra técnica de modulação com característica baseada em uma forma de onda *Staircase* é denominada por *Nearest Level Control*. Essa técnica pode ser aplicada em conversores multiníveis com elevado número de células, no entanto, essa estratégia de modulação apresenta frequência de comutação variável.

Com o objetivo de modular as tensões multiníveis $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ do conversor *MMC* CA-CA, adotou-se o estudo das técnicas de modulação com frequência de comutação constante, ou seja, as estratégias de modulações por largura de pulso (*PWM*) e a técnica de modulação em baixa frequência de comutação (*SHE*).

4.2 ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO (*PWM*)

As estratégias de modulação por largura de pulso são classificadas como estratégias que apresentam alta frequência de comutação nos semicondutores de potência em um período da componente fundamental de frequência da tensão de saída do conversor. Essa definição é aplicada para conversores de potência que apresentam nos seus terminais de saída uma forma de onda (tensão ou corrente) alternada. A tensão $v_{pwm}(t)$ do conversor *MMC* CA-CA presente no terminal de entrada deve ser modulada com base em uma componente fundamental senoidal. Dessa maneira estratégias de

modulação por largura de pulso senoidal (*SPWM*) devem ser aplicadas de forma a diminuir a magnitude das componentes harmônicas na corrente de entrada do conversor além de reduzir a variação de tensão aplicada no indutor de entrada L_{in} do *MMC* CA-CA.

As estratégias de modulação multinível baseadas na modulação por largura de pulso podem apresentar vantagens em relação às estratégias de baixa frequência de comutação do ponto de vista da utilização de um menor número de células no conversor *MMC* CA-CA. No entanto, com um maior número de células no conversor, estratégias de modulação multinível de baixa frequência de comutação podem ser mais adequadas do ponto de vista de rendimento da topologia.

Inicialmente, as técnicas de modulação *SPWM* são definidas como modulação por largura de pulso bipolar e unipolar em topologias de conversores CC-CA (*H-Bridge* e *Half-Brigde*). A estratégia de modulação bipolar é baseada na modulação da tensão de saída em 2 níveis de tensão. Para isso, a estratégia de modulação utiliza a comparação entre um sinal modulante senoidal e um sinal portador triangular. O sinal modulante é caracterizado pelo formato de onda da componente fundamental em frequência da tensão de saída do conversor CC-CA. O sinal portador é caracterizado pela frequência de comutação dos transistores do conversor CC-CA. O resultado da comparação entre o sinal modulante e o sinal portador define os pulsos de comando dos dispositivos semicondutores de um conversor CC-CA. Esse exemplo de modulação pode ser visualizado com maiores informações em [86].

A estratégia de modulação unipolar é baseada na modulação da tensão de saída em 3 níveis de tensão. Portanto essa estratégia é considerada uma estratégia de modulação multinível aplicada em topologias de conversores CC-CA (*H-Bridge*). Para isso, a estratégia de modulação utiliza a comparação entre dois sinais modulantes senoidais defasados em 180° e um sinal portador triangular. Diferente da modulação bipolar, a frequência de comutação da tensão de saída do conversor CC-CA apresenta o dobro da frequência de comutação dos transistores. Esse exemplo de modulação pode ser verificado com maiores informações em [86].

A tensão de saída do conversor CC-CA em ambas as estratégias de

modulação pode ser controlada a partir de uma variável conhecida como índice de modulação em amplitude. O índice de modulação em amplitude é definido como a relação entre o valor de pico do sinal modulante e o valor máximo do sinal portador. Portanto:

$$m_a = \frac{V_m}{V_{cr}} \tag{45}$$

Normalmente, o índice de modulação em amplitude m_a é ajustado pela variação do valor de pico do sinal modulante V_m enquanto o valor de pico do sinal portador permanece constante. A relação entre a frequência do sinal portador e a frequência do sinal modulante é definido pelo índice de modulação em frequência, ou seja:

$$m_f = \frac{f_{cr}}{f_m} \tag{46}$$

Com base no índice de modulação em frequência é possível definir a frequência de comutação dos semicondutores do conversor CC-CA adotando a estratégia de modulação unipolar e bipolar. Portanto:

$$f_{sw} = f_m \cdot m_f \tag{47}$$

Quando o sinal portador está sincronizado com o sinal modulante, ou seja, o índice de modulação em frequência m_f é um número inteiro, o esquema de modulação é conhecido como modulação por largura de pulso síncrono. Quando a frequência do sinal portador é fixo e independente da frequência do sinal modulante, o esquema de modulação é conhecido como modulação por largura de pulso assíncrono.

Como o objetivo de um conversor CC-CA é usar uma fonte de tensão CC para alimentar uma carga que requer corrente alternada, é necessário avaliar a qualidade do sinal da tensão ou corrente de saída desse conversor. A qualidade de um sinal não senoidal pode ser definida a partir da distorção

harmônica total (DHT).

A DHT é a razão entre o valor eficaz de todas as componentes de frequência não fundamentais e valor eficaz da componente de frequência fundamental [87]. Portanto:

$$DHT = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^{\,2}}}{V_1} \tag{48}$$

A Figura 20 apresenta a estratégia de modulação bipolar e unipolar. As tensões v_{AN} e v_{BN} são as tensões moduladas em cada fase do conversor CC-CA *H-Bridge*. Essas tensões apresentam dois níveis (*VCC* e 0). Observa-se que na estratégia de modulação bipolar a tensão v_{BN} é complementar a tensão v_{AN}. Na estratégia de modulação unipolar isso não acontece. Verifica-se também que os níveis de tensão na tensão de saída v_{sub} oriundos da modulação bipolar são *VCC* e *-VCC*. A frequência de comutação da tensão de saída v_{sub} é igual à frequência de comutação dos transistores do conversor. Na modulação unipolar, os níveis de tensão da tensão de saída v_{sub} são *VCC*, 0 e *-VCC*. Isso caracteriza uma forma de onda de tensão multinível. Além disto, é possível observar que a frequência de comutação da tensão de saída é o dobro da frequência de comutação dos transistores do conversor.

Com base nas tensões de cada fase v_{AN} e v_{BN} da célula *H-Bridge* é possível definir a tensão de saída v_{sub}, ou seja:

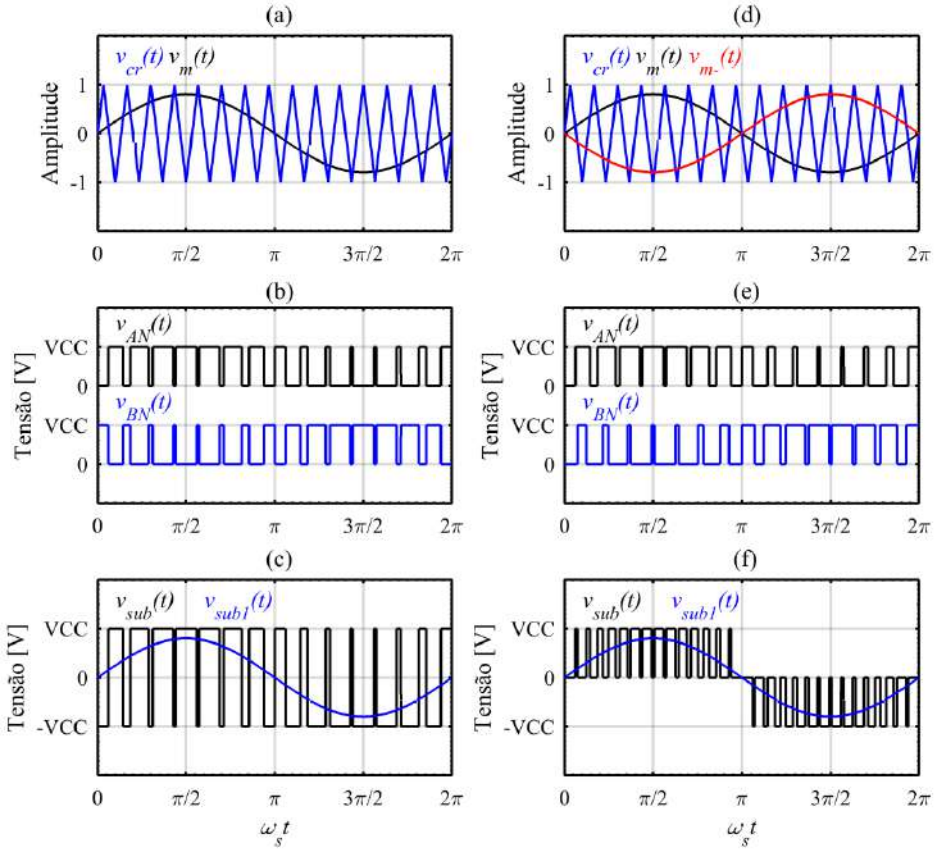
$$v_{sub}(t) = v_{AN} - v_{BN} \tag{49}$$

De forma a verificar a qualidade do sinal de tensão e comparar as duas estratégias de modulação aplicadas ao conversor CC-CA *H-Bridge*, a Figura 21 apresenta a variação da DHT em função da variação do índice de modulação em amplitude para estratégia bipolar (2 níveis) e unipolar (3 níveis).

Observa-se que a estratégia de modulação unipolar, que por sua vez é caracterizada por uma estratégia de modulação multinível apresenta uma melhor DHT em relação à estratégia de modulação bipolar. Isto é devido ao

aumento do número de níveis da tensão de saída v_{sub} do conversor *H-Bridge*. Além disto, a tensão de saída v_{sub} quando modulada a partir da estratégia de modulação unipolar, apresenta as primeiras componentes harmônicas nas bandas laterais centradas em torno da ordem de $2m_f$ e $4m_f$. Isto acarreta em uma menor amplitude das componentes harmônicas de tensão e consequentemente menor DHT.

Figura 20 - Estratégia de modulação bipolar e unipolar (m_f = 15, m_a = 0,8, f_m = 50 Hz, e f_{cr} =750 Hz). (a) Estratégia de modulação bipolar, formas de onda do sinal modulante $v_m(t)$ e sinal portador $v_{cr}(t)$. (b) Formas de onda das tensões $v_{AN}(t)$ e $v_{BN}(t)$. (c) Formas de onda das tensões $v_{sub}(t)$ e $v_{sub1}(t)$. (d) Estratégia de modulação unipolar, formas de onda dos sinais modulantes $v_m(t)$ e $v_{m-}(t)$, e sinal portador $v_{cr}(t)$. (e) Formas de onda das tensões $v_{AN}(t)$ e $v_{BN}(t)$. (c) Formas de onda das tensões $v_{sub}(t)$ e $v_{sub1}(t)$.

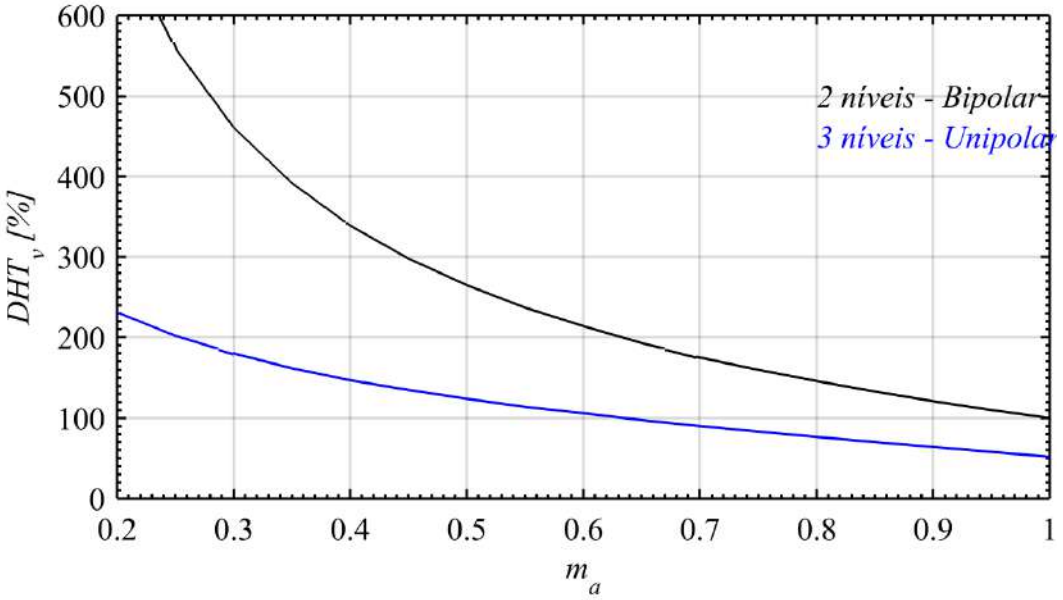


Fonte: Próprio autor.

Quando a tensão de saída v_{sub} é modulada a partir da estratégia de

modulação bipolar, apresenta as primeiras componentes harmônicas na ordem de m_f e $m_f \pm 2$. Desta maneira, acarreta em uma maior amplitude nessas componentes harmônicas e consequentemente maior DHT.

Figura 21 - DHT em função da variação do índice de modulação em amplitude para estratégia de modulação bipolar (2 níveis) e unipolar (3 níveis).



Fonte: Próprio autor.

4.3 ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO MULTINÍVEL BASEADAS EM LARGURA DE PULSO (*PWM*)

As topologias de conversores trifásicos como *Half-Bridge* e *H-Bridge* apresentam no máximo 2 e 3 níveis na tensão de saída dos seus terminais. Com o objetivo de melhorar a forma de onda (tensões ou correntes), diminuindo a amplitude das componentes harmônicas presentes na tensão de saída desses conversores, topologias de conversores multiníveis foram desenvolvidas. Assim como, estratégias de modulação multinível baseadas em sinais portadores triangulares também foram desenvolvidas. Entre as estratégias de modulação multinível baseadas em portadoras triangulares destacam-se a estratégia de modulação com multiportadoras com deslocamento por nível (*Level-Shifted*) e a estratégia de modulação com multiportadoras com deslocamento por fase (*Phase-Shifted*).

A estratégia de modulação *Level-Shifted* utilizada em um conversor multinível de *m* níveis na sua tensão de saída requer *m-1* portadoras triangulares dispostas verticalmente com mesma amplitude e frequência [86]. O sinal modulante é senoidal e a comparação entre o sinal modulante e os sinais portadores deslocados por nível resulta nos pulsos de comando dos transistores do conversor multinível.

O índice de modulação em frequência dessa estratégia de modulação é definido como:

$$m_{f,LS} = \frac{f_{cr}}{f_m} \tag{50}$$

O índice de modulação em amplitude para estratégia de modulação é definido como:

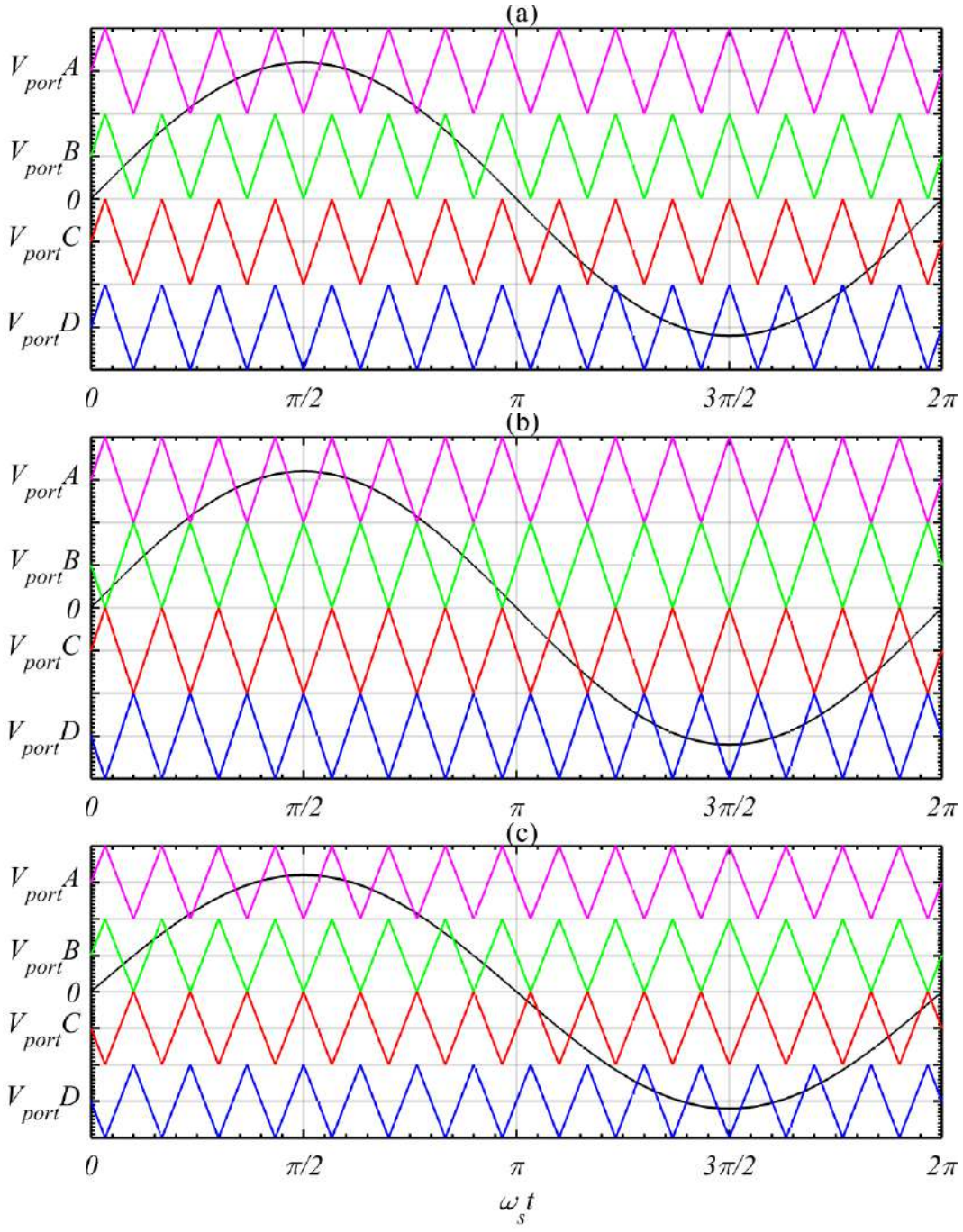
$$m_{a,LS} = \frac{V_m}{V_{cr} \cdot (m-1)} \tag{51}$$

Onde V_m é o valor de pico do sinal modulante e V_{cr} é o valor de pico de cada sinal portador.

A Figura 22 apresenta os três esquemas para estratégia de modulação *Level-Shifted* com multiportadoras deslocadas por nível. A estratégia de modulação com multiportadoras com deslocamento por nível apresenta três esquemas de implementação. O primeiro esquema é quando todos os sinais portadores estão deslocados por nível e estão em fase. Esse esquema é definido como *IPD* (*In-phase disposition*).

O segundo esquema é quando os sinais portadores estão deslocados por nível e alternativamente os sinais portadores adjacentes estão em 180° defasados. Esse esquema é definido como *APOD* (*Alternative phase opposite disposition*). E o último esquema é quando os sinais portadores acima da referência do zero estão deslocados por nível e estão em fase, assim como os sinais portadores abaixo de zero estão deslocados por nível e estão em fase oposta. Esse esquema é definido como *POD* (*Phase opposite disposition*).

Figura 22 - Estratégia de modulação *Level-Shifted*. (a) *IPD - In phase disposition*. (b) *APOD - Alternative phase opposite disposition*. (c) *POD - Phase opposite disposition*. ($m_{f,LS}$ = 15, $m_{a,LS}$ = 0,8, f_m = 50 Hz, f_{cr} = 750 Hz, m = 5).



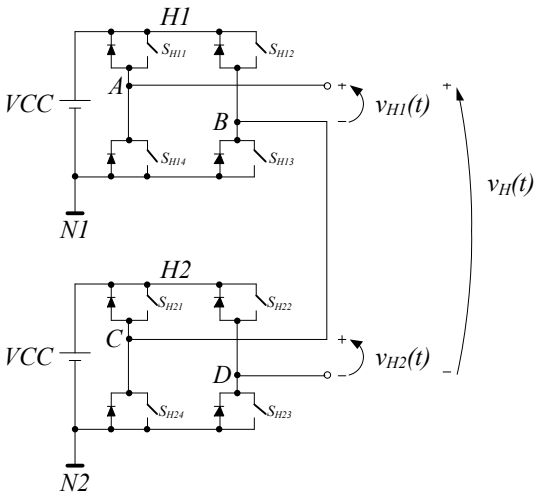
Fonte: Próprio autor.

Independente do esquema de modulação, a comparação entre o sinal modulante e um sinal portador resulta em um pulso de comando de um transistor. Com base nesta definição, é possível verificar a frequência de

comutação do transistor e a frequência de comutação do sinal de saída de um conversor multinível CC-CA. Para essa análise considera-se o conversor multinível apresentado na Figura 23.

Considerando o esquema *IPD* da estratégia de modulação *Level-Shifted*, os sinais portadores $V_{port}A$ e $V_{port}B$ são responsáveis por gerar os pulsos de comando dos semicondutores S_{H11} e S_{H21}. Os outros sinais portadores $V_{port}C$ e $V_{port}D$ são responsáveis por gerar os pulsos de comando dos semicondutores S_{H12} e S_{H22}.

Figura 23 - Conversor Multinível *CHB* (*Cascaded H-Bridge*) *m* = 5.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se que os sinais $V_{port}A$ e $V_{port}B$ geram os pulsos de comando para o semicondutor do lado esquerdo superior das células *H1* e *H2* e os sinais $V_{port}C$ e $V_{port}D$, que estão abaixo da referência zero, geram os pulsos de comando para o semicondutor do lado direito superior das células *H1* e *H2*. Os outros pulsos de comando dos outros semicondutores são complementares aos pulsos obtidos pela comparação entre o sinal modulante e os sinais portadores. Além disso, vale ressaltar o deslocamento de fase de todos os sinais portadores em 90°. Esse deslocamento de fase garante uma simetria aproximada nos pulsos de comando dos semicondutores do conversor.

Com base na estrutura multinível do conversor *CHB* é possível fazer as seguintes definições:

$$v_{AN1}(t) = VCC \cdot v_{gSH11}(t) \quad (52)$$

$$v_{BN1}(t) = VCC \cdot v_{gSH12}(t) \quad (53)$$

$$v_{CN2}(t) = VCC \cdot v_{gSH21}(t) \quad (54)$$

$$v_{DN2}(t) = VCC \cdot v_{gSH22}(t) \quad (55)$$

$$v_{H1}(t) = v_{AN1}(t) - v_{BN1}(t) \quad (56)$$

$$v_{H2}(t) = v_{CN2}(t) - v_{DN2}(t) \quad (57)$$

$$v_{H}(t) = v_{H1}(t) + v_{H2}(t) \quad (58)$$

As tensões instantâneas $v_{gSH11}(t)$, $v_{gSH12}(t)$, $v_{gSH21}(t)$ e $v_{gSH22}(t)$ são definidas a partir dos pulsos de comando do semicondutores S_{H11}, S_{H12}, S_{H21} e S_{H22}. Estes pulsos de comando apresentam formas de onda com instantes indeterminados e para solução dessas equações deve-se adotar a decomposição por Série de Fourier. Apesar disso, ferramentas matemáticas podem ser utilizadas para definição dessas tensões instantâneas como o uso de funções de chaveamento [88]. Com a definição das tensões instantâneas a partir dos pulsos de comando dos transistores é possível definir as tensões instantâneas de saída de cada célula $v_{H1}(t)$ e $v_{H2}(t)$ do conversor *CHB* além da tensão de saída do conversor $v_H(t)$.

De acordo com [86], a frequência de comutação dos semicondutores de uma célula do conversor *CHB* é definida como:

$$f_{sw,CHB} = N_{pulsos} \cdot f_m \quad (59)$$

Adotando a estratégia de modulação *Level-Shifted IPD*, a Figura 24 apresenta os pulsos de comando dos transistores $v_{gSH11}(t)$, $v_{gSH21}(t)$, $v_{gSH21}(t)$ e $v_{gSH22}(t)$ além da tensão de saída de cada célula $v_{H1}(t)$ e $v_{H2}(t)$ e a tensão de saída total $v_H(t)$. Observa-se que com a frequência do sinal portador em 750 Hz, a frequência de comutação obtida nos semicondutores da célula *H1* é somente 250 Hz. Da mesma forma, a frequência de comutação obtida nos semicondutores da célula *H2* é de 150 Hz. Portanto, percebe-se que adotando a estratégia de modulação *Level-Shifted IPD*, a frequência de comutação não é

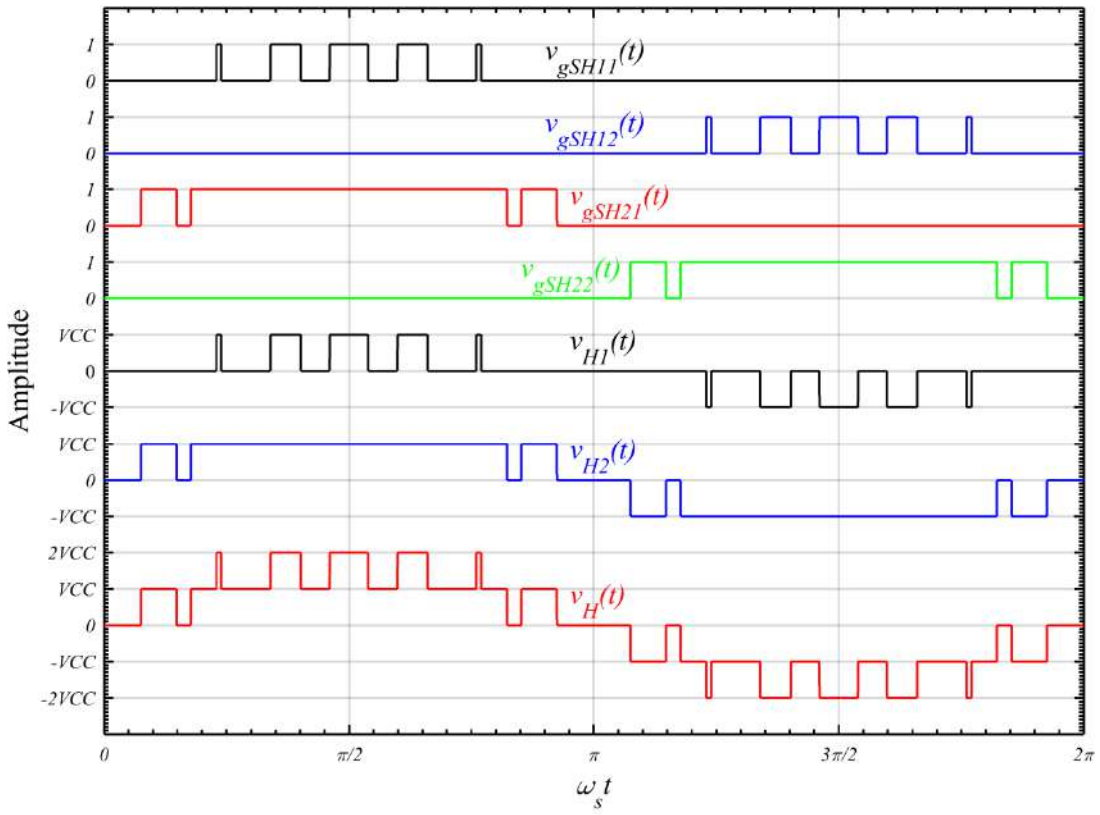
igual para os semicondutores das células *H1* e *H2*. Além disto, a frequência de comutação nos semicondutores não é igual à frequência do sinal portador também. Dessa maneira, segundo [86], é definido uma frequência de comutação média dos semicondutores, ou seja:

$$f_{sw,\text{avg,LS}} = \frac{f_{cr}}{(m-1)} \tag{60}$$

Observa-se que a frequência de comutação do sinal de tensão de saída do conversor $v_H(t)$ utilizando a estratégia de modulação *Level-Shifted IPD* é aproximadamente igual à frequência do sinal portador. Portanto:

$$f_{sw,\text{inv,LS}} = f_{cr} \tag{61}$$

Figura 24 - Pulsos de comando dos transistores $v_{gSH11}(t)$, $v_{gSH21}(t)$, $v_{gSH21}(t)$, $v_{gSH22}(t)$, tensão de saída de cada célula $v_{H1}(t)$ e $v_{H2}(t)$ e a tensão de saída total $v_H(t)$ ($m_{f,LS}$ = 15, $m_{a,LS}$ = 0,8, f_m = 50 Hz, f_{cr} = 750 Hz, m = 5).



Fonte: Próprio autor.

Nota-se que o tempo de condução dos semicondutores também não é distribuído igualmente. Desta maneira, estratégias para equilibrar as perdas de condução e comutação devem ser realizadas.

A estratégia de modulação *Phase-Shifted* utilizada em um conversor multinível de *m* níveis na sua tensão de saída requer *m-1* portadoras triangulares com mesma amplitude pico a pico e frequência [86]. No entanto, nesta estratégia de modulação existe um deslocamento de fase entre dois sinais portadores adjacentes. O deslocamento de fase é definido como:

$$\phi_{cr} = \frac{360^{\circ}}{(m-1)} \tag{62}$$

O sinal modulante é senoidal e a comparação entre o sinal modulante e os sinais portadores deslocados por fase resulta nos pulsos de comando dos transistores do conversor multinível.

O índice de modulação em frequência desta estratégia de modulação é definido como:

$$m_{f,PS} = \frac{f_{cr}}{f_m} \tag{63}$$

O índice de modulação em amplitude para estratégia de modulação é definido como:

$$m_{a,PS} = \frac{V_m}{V_{cr}} \tag{64}$$

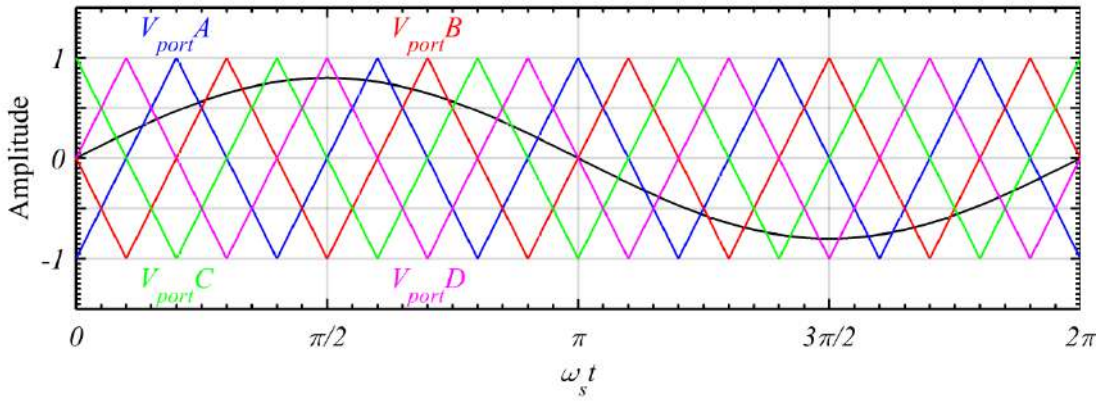
Onde V_m é o valor de pico do sinal modulante e V_{cr} é o valor de pico de cada sinal portador.

A Figura 25 apresenta o esquema para estratégia de modulação *Phase-Shifted* com multiportadoras deslocadas por fase. Neste esquema de modulação, foi considerado que o conversor multinível ilustrado na Figura 23, apresenta 5 níveis na sua tensão de saída. Portanto o deslocamento de fase

entre os sinais portadores é igual a 90°. O índice de modulação em frequência é igual a 5, sendo que a frequência do sinal portador é de 250 Hz. Além disto, o índice de modulação em amplitude é igual a 0,8.

O sinais portadores $V_{port}A$ e $V_{port}B$ são responsáveis por gerar os pulsos de comando dos semicondutores S_{H11} e S_{H21}. Os outros sinais portadores $V_{port}C$ e $V_{port}D$ são responsáveis por gerar os pulsos de comando dos semicondutores S_{H12} e S_{H22}. Observa-se que os sinais $V_{port}A$ e $V_{port}B$ geram os pulsos de comando para o semicondutor do lado esquerdo superior das células *H1* e *H2* e os sinais $V_{port}C$ e $V_{port}D$, que estão 180° defasados em relação à $V_{port}A$ e $V_{port}B$, geram os pulsos de comando para o semicondutor do lado direito superior das células *H1* e *H2*. Os outros pulsos de comando dos outros semicondutores são complementares aos pulsos obtidos pela comparação entre o sinal modulante e os sinais portadores.

Figura 25 - Esquema da estratégia de modulação *Phase-Shifted* com multiportadoras deslocadas por fase ($m_{f,PS}$ = 5, $m_{a,PS}$ = 0,8, f_m = 50 Hz, f_{cr} = 250 Hz, m = 5).



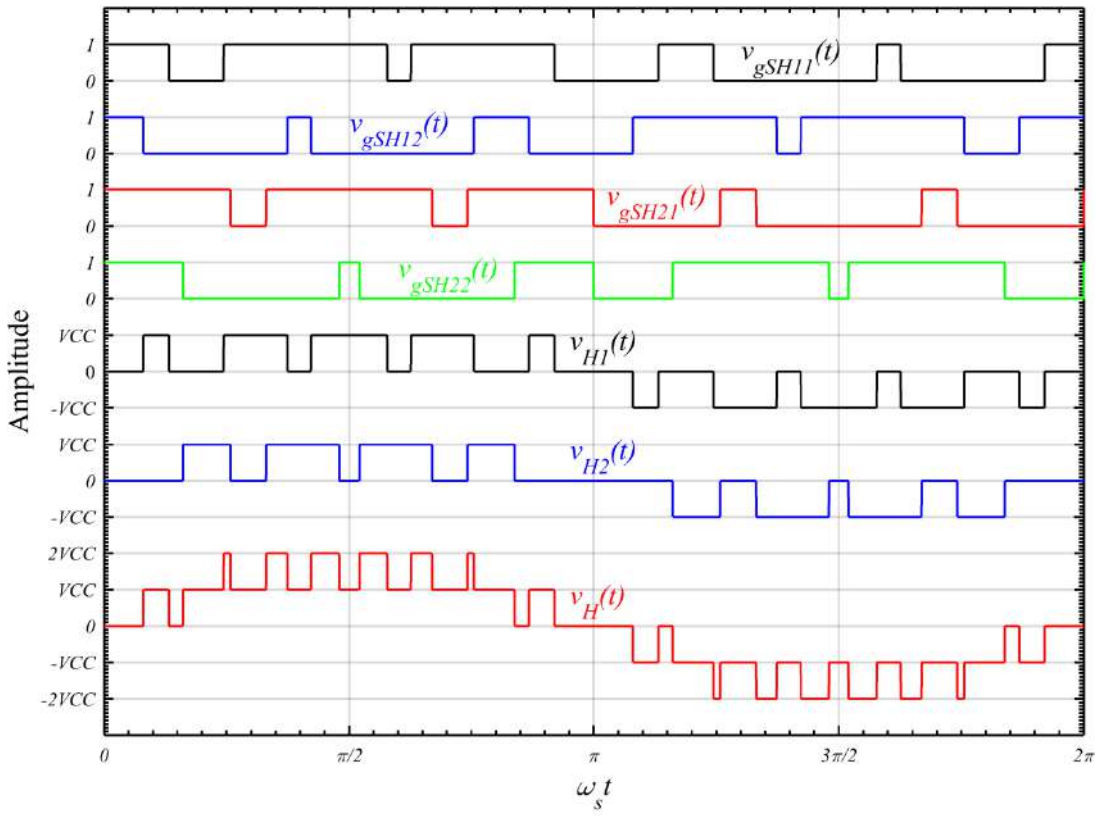
Fonte: Próprio autor.

Adotando a estratégia de modulação *Phase-Shifted*, a Figura 26 apresenta os pulsos de comando dos transistores $v_{gSH11}(t)$, $v_{gSH21}(t)$, $v_{gSH21}(t)$ e $v_{gSH22}(t)$ além da tensão de saída de cada célula $v_{H1}(t)$ e $v_{H2}(t)$ e a tensão de saída total $v_H(t)$.

A estratégia de modulação *Phase-Shifted* é baseada essencialmente na modulação unipolar. A frequência de comutação dos dispositivos semicondutores é igual à frequência de comutação do sinal portador, ou seja:

$$f_{sw,PS} = f_{cr} = m_{f,PS} \cdot f_m \tag{65}$$

Figura 26 - Pulsos de comando dos transistores $v_{gSH11}(t)$, $v_{gSH21}(t)$, $v_{gSH21}(t)$, $v_{gSH22}(t)$, tensão de saída de cada célula $v_{H1}(t)$ e $v_{H2}(t)$ e a tensão de saída total $v_H(t)$ ($m_{f,PS}$ = 5, $m_{a,PS}$ = 0,8, f_m = 50 Hz, f_{cr} = 250 Hz, m = 5).



Fonte: Próprio autor.

Observa-se pela Figura 26 que o número de pulsos no sinal da tensão de saída do conversor $v_H(t)$ é maior do que o número de pulsos do sinal de comando dos semicondutores $v_{gSH11}(t)$, $v_{gSH12}(t)$, $v_{gSH21}(t)$ e $v_{gSH22}(t)$.

Isso acarreta em uma frequência de comutação da tensão de saída do conversor $v_H(t)$ maior do que a frequência de comutação do sinal portador. De acordo com [86] é possível definir que:

$$f_{sw,\text{inv},PS} = (m-1) \cdot f_{sw,PS} \tag{66}$$

Portanto, é possível verificar que quanto maior o número de níveis do

conversor multinível, maior é a frequência de comutação do sinal de tensão de saída $v_H(t)$ do conversor. Esta característica é relevante do ponto de vista de redução da amplitude das componentes harmônicas presentes no sinal de tensão de saída $v_H(t)$ e com um valor menor na frequência de comutação dos semicondutores $f_{sw,PS}$ ajuda na redução das perdas por comutação dos dispositivos.

Uma forma de avaliar as duas estratégias de modulação multinível baseada em largura de pulso, é a análise do espectro harmônico da tensão de saída $v_H(t)$ do conversor *CHB* e a variação do DHT em função do índice de modulação de amplitude. A Figura 27 apresenta o espectro harmônico da tensão de saída $v_H(t)$ do conversor *CHB* com a estratégia de modulação *Level-Shifted IPD* e o espectro harmônico da tensão de saída $v_H(t)$ do conversor *CHB* com a estratégia de modulação *Phase-Shifted*. Foram considerados os seguintes parâmetros para comparação ($m_{f,PS} = m_{f,LS} = 15$, $m_{a,PS} = m_{a,PS} = 0{,}8$, $f_m = 50$ Hz, $f_{cr} = 750$ Hz, $m = 5$).

Verifica-se na Figura 27 que o espectro harmônico apresenta a amplitude das componentes harmônicas normalizada. A relação normalizada é atribuída ao valor de pico de cada componente harmônica presente na tensão de saída $v_H(t)$ com a tensão total CC do conversor *CHB* descrita como V_d. Segundo [86], a tensão total CC pode ser definida como:

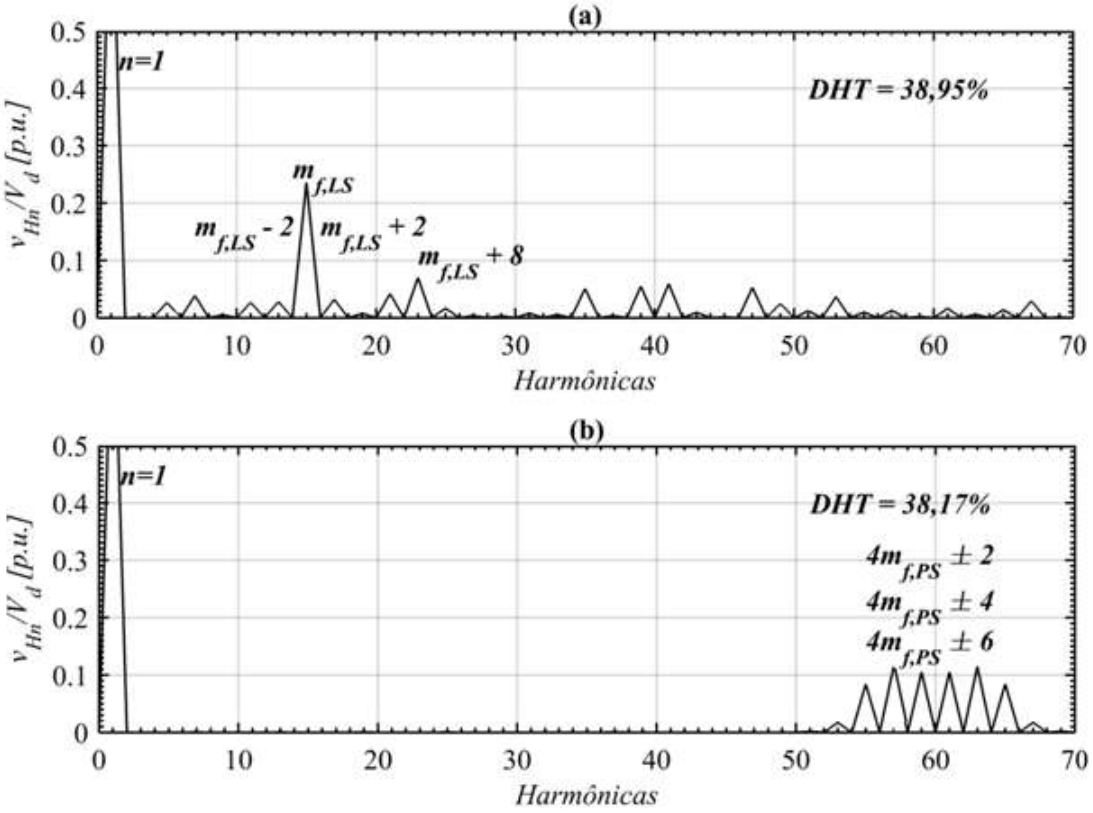
$$V_d = \frac{(m-1)}{2} \cdot VCC \tag{67}$$

Onde *VCC* é o valor médio da tensão sobre o capacitor de uma célula do conversor *CHB*.

A tensão de saída $v_H(t)$ é composta por 5 níveis de tensão. Analisando o espectro harmônico da tensão de saída $v_H(t)$, modulada a partir da estratégia de modulação *Level-Shifted IPD*, é possível perceber que as componentes harmônicas dominantes aparecem em bandas laterais em torno da componente harmônica de ordem igual à $m_{f,LS}$. Isto representa componentes harmônicas em torno da frequência de comutação da tensão de saída $v_H(t)$ do conversor. Analisando o espectro harmônico da tensão de saída $v_H(t)$,

modulada a partir da estratégia de modulação *Phase-Shifted*, nota-se que as componentes harmônicas dominantes aparecem em bandas laterais em torno da componente harmônica de ordem igual à $4m_{f,PS}$.

Figura 27 - Espectro harmônico da tensão de saída $v_H(t)$ do conversor *CHB*. (a) Estratégia de modulação *Level-Shifted*. (b) Estratégia de modulação *Phase-Shifted*. ($m_{f,PS} = m_{f,LS} = 15$, $m_{a,PS} = m_{a,PS} = 0{,}8$, $f_m = 50$ Hz, $f_{cr} = 750$ Hz, $m = 5$).



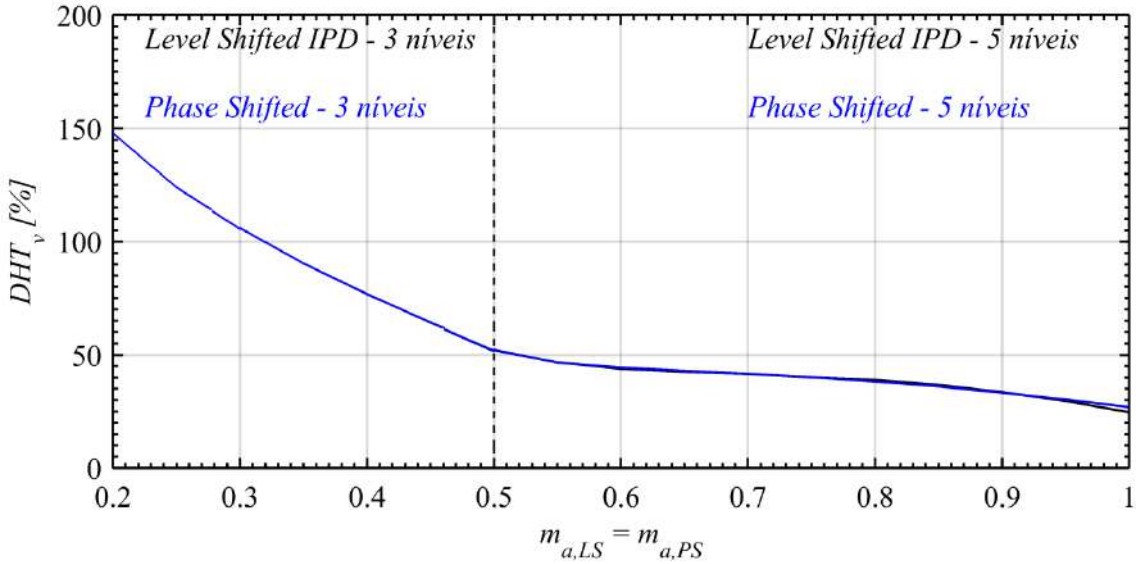
Fonte: Próprio autor.

A ordem harmônica $4m_{f,PS}$ representa a frequência de comutação do sinal da tensão de saída $v_H(t)$ do conversor. Portanto, considerando a análise realizada na Figura 27, afirma-se que a estratégia de modulação *Phase-Shifted* apresenta componentes harmônicas na tensão de saída $v_H(t)$ em ordens superiores a estratégia de modulação *Level-Shifted IPD*. Apesar disso, a frequência de comutação média dos dispositivos semicondutores é menor na estratégia de modulação *Level-Shifted IPD* em relação à estratégia de modulação *Phase-Shifted* adotada. Isto acarreta em menores perdas por comutação adotando a estratégia de modulação *Level-Shifted IPD*.

Com componentes harmônicas em ordem menores na tensão de saída $v_H(t)$ modulada pela estratégia *Level-Shifted IPD*, torna-se necessário filtros passivos de maior volume para diminuição de amplitude dessas componentes harmônicas. Outra característica para se destacar é o valor do DHT para as duas condições. Apesar de o espectro harmônico apresentar características diferentes, o valor do DHT da tensão de saída $v_H(t)$ é muito próximo para as duas estratégias de modulação.

De forma a analisar o DHT da tensão de saída $v_H(t)$ para as duas estratégias de modulação, a Figura 28 apresenta um gráfico que mostra a variação do DHT em função do índice de modulação em amplitude para a estratégia de modulação *Level-Shifted IPD* e *Phase-Shifted*.

Figura 28 - DHT em função da variação do índice de modulação em amplitude para estratégia de modulação *Level-Shifted IPD* e *Phase-Shifted* ($m_{f,PS} = m_{f,LS} = 15$, $f_m = 50$ Hz, $f_{cr} = 750$ Hz, $m = 5$).



Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 28 que o valor do DHT do sinal de tensão de saída $v_H(t)$ para as duas estratégias de modulação é praticamente idêntico em relação a variação do índice de modulação em amplitude. Esta afirmação é válida considerando que a frequência de comutação média dos dispositivos semicondutores $f_{sw,avg,LS}$ para estratégia *Level-Shifted IPD* é menor do que a frequência de comutação dos dispositivos semicondutores $f_{sw,PS}$ para estratégia

Phase-Shifted.

Avaliando as características das duas estratégias de modulação é possível verificar algumas comparações conforme apresentado na Tabela 8.

Tabela 8 - Comparações entre estratégias de modulação *PWM Level-Shifted IPD* e *Phase-Shifted*.

Variáveis de análise	Modulação *Level-Shifted IPD*	Modulação *Phase-Shifted*
Frequência de comutação dos dispositivos semicondutores.	Diferente	Mesmo para todos os dispositivos
Período de condução dos dispositivos semicondutores.	Diferente	Mesmo para todos os dispositivos
Frequência de comutação do sinal de tensão de saída $v_H(t)$.	Menor	Maior
Variação dos padrões de comutação para equilíbrio das perdas por comutação e condução.	Requerido	Não requerido
Ordem das componentes harmônicas do sinal de tensão de saída $v_H(t)$.	Menor	Maior
Análise DHT do sinal de tensão de saída $v_H(t)$.	Aproximadamente igual	

Fonte: [86].

Com base nessas informações é possível realizar escolhas do ponto de vista de aplicação para a elaboração da técnica de modulação atribuída ao conversor multinível utilizado.

4.4 ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO MULTINÍVEL BASEADA EM COMUTAÇÃO NA FREQUÊNCIA FUNDAMENTAL (*STAIRCASE*).

Conversores multiníveis são em sua grande parte controlados por estratégias de modulação multinível baseadas em largura de pulso (*PWM*) onde o conversor sintetiza uma forma de onda aproximadamente senoidal na sua tensão de saída. Essas estratégias de modulação são baseadas em sinais

portadores de alta frequência (dezenas de kHz). Apesar disso, de acordo com [89], em aplicações com alta potência (maior do que 500 HP), dispositivos semicondutores apropriados para este tipo de aplicação operam com baixa frequência de comutação (centenas de Hz ou unidade de kHz).

Em aplicações que envolvem acionamentos de motores elétricos, comutações em alta frequência utilizadas em conversores podem aumentar a eficiência do funcionamento do motor além de diminuir o nível de ruído acústico da aplicação, embora as variações de tensões associadas ao *dv/dt* exigem um nível de isolamento maior entre as espiras dos enrolamentos de armadura dessas máquinas [90]. Além disto, a forma de onda da tensão aplicada nos motores elétricos de indução apresentam componentes harmônicas de baixa ordem conforme visto na seção anterior, causando aumento de perdas no ferro e cobre desses motores além de produzir pulsação de torque no eixo mecânico do motor, danificando rolamentos e partes mecânicas [91].

Assim, estratégias de modulação baseadas em comutação na frequência fundamental foram desenvolvidas. Essas estratégias de modulação são denominadas como *Staircase Modulation*. Esta estratégia de modulação além de permitir comutação na frequência fundamental da tensão de saída do conversor multinível, possibilita a redução ou a eliminação de componentes harmônicas na forma de onda da tensão de saída do conversor multinível.

A estratégia de modulação pode ser facilmente analisada de acordo com a estrutura do conversor multinível *CHB* apresentado na Figura 23. Com base nessa estrutura, é possível obter 5 níveis na forma de onda da tensão de saída do conversor. O princípio deste esquema de modulação é apresentado na Figura 29, onde $v_{H1}(t)$ e $v_{H2}(t)$ são as tensões de saída das células *H-Bridge* do conversor multinível *CHB*.

A tensão de saída do conversor $v_H(t)$ é definida a partir da soma das tensões $v_{H1}(t)$ e $v_{H2}(t)$ conforme apresentado em (58). A tensão de saída do conversor $v_H(t)$ é modulada por 5 níveis. De forma genérica, a forma de onda da tensão de saída pode ser expressa em termos da Série de Fourier, ou seja:

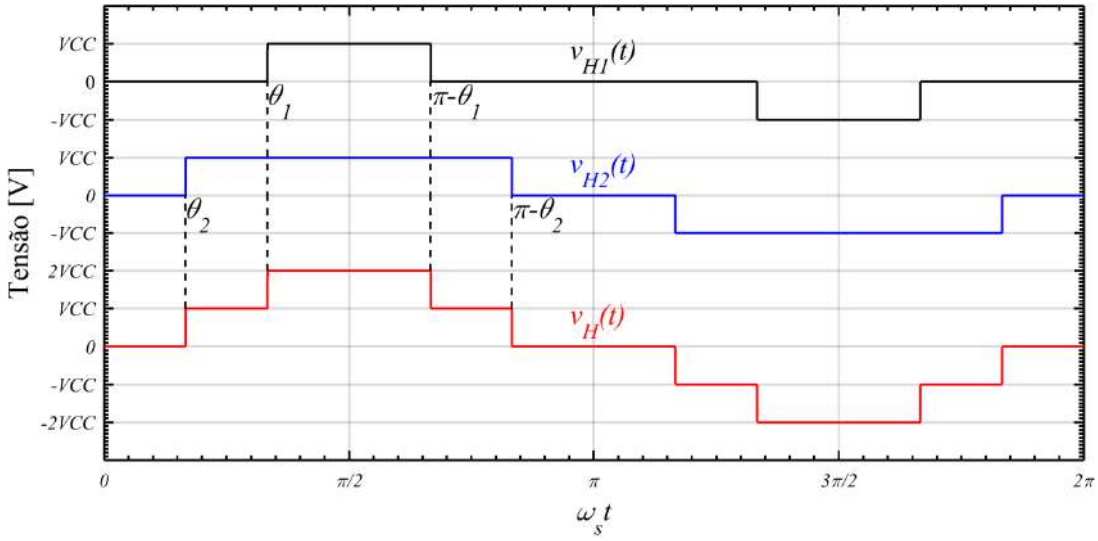
$$v_H(\omega t) = \frac{4 \cdot VCC}{\pi} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \cdot \left\{ cos(n \cdot \theta_1) + cos(n \cdot \theta_2) + \ldots + cos(n \cdot \theta_k) \right\} \cdot sen(n \cdot \omega t) \qquad (68)$$

Esta equação é válida para:

$$0 \leq \theta_k < \ldots < \theta_2 < \theta_1 \leq \pi/2 \tag{69}$$

Onde *n* é a ordem harmônica, *θ* é definido como ângulo independente de comutação e *k* é definido como o número de células do conversor multinível *CHB* em uma fase. Observa-se que para cada célula existe um ângulo independente de comutação.

Figura 29 - Princípio da estratégia de modulação *Staircase*.



Fonte: [86].

No caso da Figura 29, como a tensão de saída $v_H(t)$ é modulada a partir de duas células *H-Bridge*, são definidos dois ângulos de comutação, ou seja, θ_1 e θ_2. O coeficiente $4VCC/\pi$ representa o valor de pico máximo da componente fundamental da tensão de uma célula *H-Bridge*. O valor máximo de pico da componente fundamental da tensão de uma célula *H-Bridge*, ocorre quando o ângulo de comutação θ_1 for igual à 0. Isto considerando que a tensão $v_H(t)$ apresenta 3 níveis na sua forma de onda.

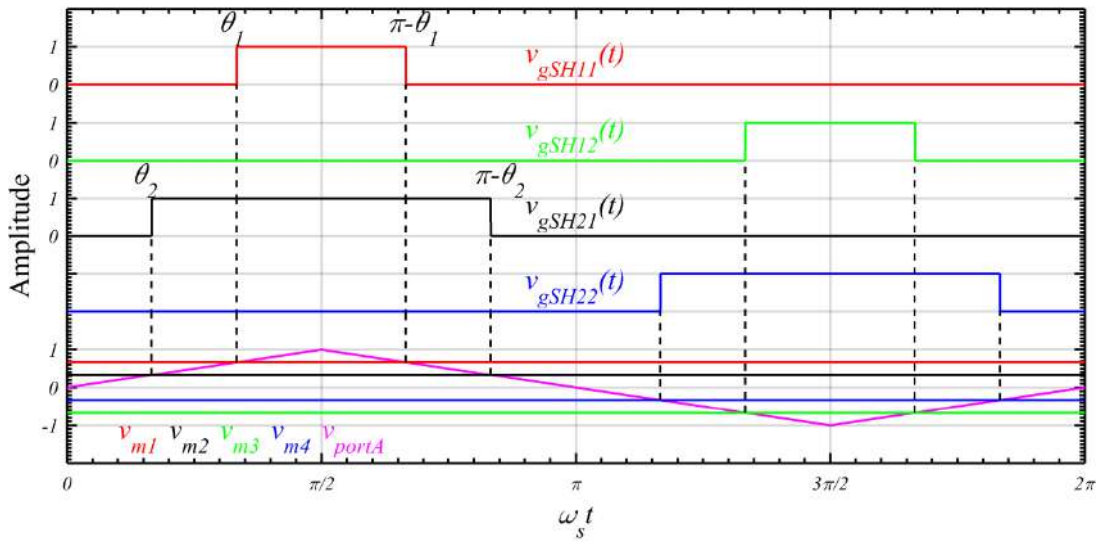
O índice de modulação em amplitude é definido como:

$$m_{a,ST} = \frac{V_{H1}}{k \cdot \frac{4 \cdot VCC}{\pi}} \tag{70}$$

Onde V_{H1} é o valor de pico da componente fundamental da tensão $v_H(t)$. Os pulsos de comando dos transistores são apresentados na Figura 30.

Observa-se que a estratégia de modulação apresenta 4 sinais modulantes com valores constantes e 1 sinal portador triangular na frequência fundamental do sinal de tensão da saída $v_H(t)$. Além disto, a Figura 30 apresenta o esquema de modulação para tensão de saída $v_H(t)$ de 5 níveis. É possível definir que a estratégia de modulação requer (*m-1*) sinais modulantes constantes e 1 sinal portador.

Figura 30 - Pulsos de comando dos transistores aplicados na estratégia de modulação *Staircase* para *m* = 5.



Fonte: [86].

O resultado da comparação entre os sinais modulantes e o sinal portador define os pulsos de comando $v_{gSH11}(t)$, $v_{gSH12}(t)$, $v_{gSH21}(t)$ e $v_{gSH22}(t)$ do conversor multinível *CHB*. Os outros sinais de comando são definidos pela complementação dos pulsos de comando apresentados na Figura 30. Vale ressaltar que apesar do sinal portador apresentar a frequência fundamental da tensão de saída, também define a frequência de comutação dos dispositivos semicondutores do conversor. A frequência de comutação dos dispositivos

semicondutores pode ser definida como:

$$f_{sw,ST} = f_{cr} \tag{71}$$

Observa-se que com essa estratégia de modulação é possível definir os ângulos de comutação de acordo com nível de amplitude do sinal portador e dos sinais modulantes, ou seja:

$$\theta_k = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{V_{mk}}{V_{cr}} \tag{72}$$

Onde, V_{mk} corresponde ao valor constante do sinal modulante correspondente ao ângulo de comutação θ_k e V_{cr} é o valor de pico do sinal portador $V_{port}A$ conforme visualizado na Figura 30. Vale destacar que:

$$V_{m(k+2)} = -V_{m(k)} \tag{73}$$

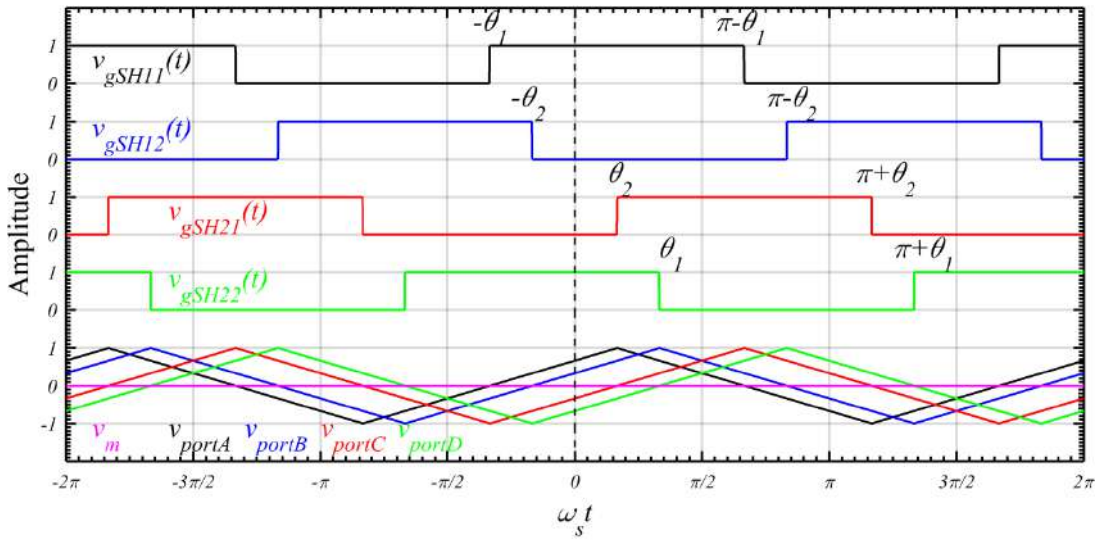
Além disso, observa-se que essa estratégia de modulação estabelece larguras de pulso diferente entre os transistores utilizados nas células *H-Bridge* do conversor multinível *CHB*. Isto acarreta em desequilíbrio nas perdas por condução e desequilíbrio nas tensões sobre os capacitores de cada célula *H-Bridge*. Uma forma de amenizar este problema é adotando técnicas de troca de comutação entre as células dentro de um período da frequência fundamental conforme apresentado em [90].

Outra forma de gerar os pulsos de comando é baseado na técnica de modulação *Phase-Shifted*, ou seja, adotando sinais portadores deslocados por fase na frequência fundamental da tensão de saída. A Figura 31 apresenta o esquema para geração dos pulsos de comando dos transistores aplicados na estratégia de modulação *Staircase*.

Observa-se na Figura 31 que a estratégia de modulação apresenta 1 sinal modulante com valor constante e 4 sinais portadores triangulares na frequência fundamental do sinal de tensão da saída $v_H(t)$. A Figura 31 apresenta o esquema de modulação para tensão de saída $v_H(t)$ de 5 níveis. É

possível definir que a estratégia de modulação requer (*m-1*) sinais portadores triangulares e 1 sinal modulante. O resultado da comparação entre o sinal modulante e os sinais portadores definem os pulsos de comando $v_{gSH11}(t)$, $v_{gSH12}(t)$, $v_{gSH21}(t)$ e $v_{gSH22}(t)$ do conversor multinível *CHB*. Os outros sinais de comando são definidos pela complementação dos pulsos de comando apresentados na Figura 31.

Figura 31 - Esquema de modulação baseado na modulação *Phase-Shifted* para geração dos pulsos de comando dos transistores aplicados na estratégia de modulação *Staircase* para *m* = 5.



Fonte: [86].

Observa-se na estratégia de modulação da Figura 31 que para cada ângulo de comutação são necessários dois sinais portadores. Portanto, o deslocamento de fase α_1 entre os sinais portadores $V_{port}A$ e $V_{port}D$ define o ângulo de comutação θ_1. O deslocamento de fase α_2 entre os sinais portadores $V_{port}B$ e $V_{port}C$ define o ângulo de comutação θ_2. De forma geral é possível definir que:

$$\alpha_k = 2 \cdot \theta_k \tag{74}$$

Considerando que:

$$0 \leq \alpha_k < \ldots < \alpha_2 < \alpha_1 \leq \pi \quad (75)$$

Vale ressaltar que apesar dos sinais portadores apresentarem a frequência fundamental da tensão de saída, também define a frequência de comutação dos dispositivos semicondutores do conversor. Uma característica que difere dos pulsos de comando apresentados na Figura 30, é que a largura de pulso é constante para todos os transistores em todas as células *H-Bridge* do conversor *CHB*. Isto possibilita equilíbrio das perdas em condução em ambas às células do conversor e pode contribuir para equilíbrio das tensões de cada capacitor que compõe a célula *H-Bridge*.

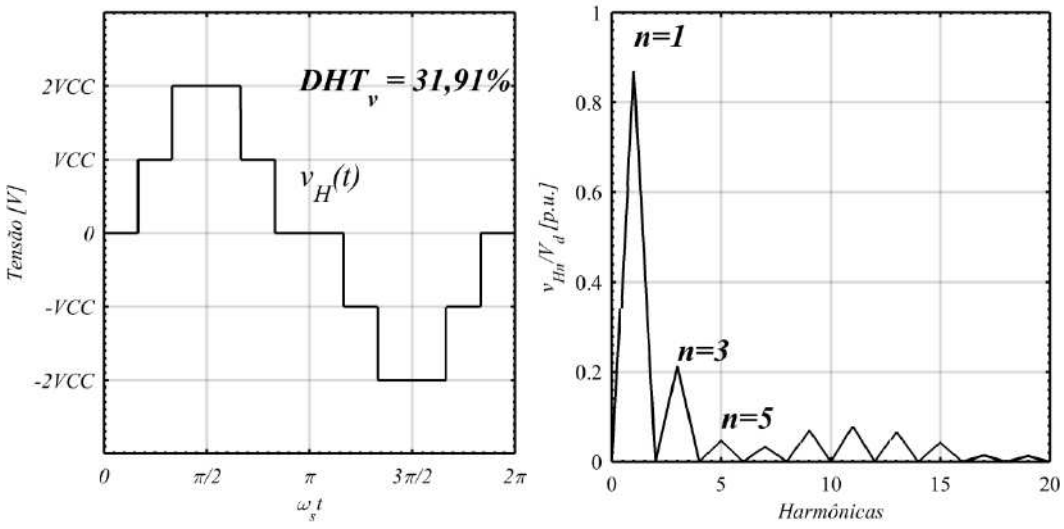
Baseado na modulação *Staircase*, esquemas de modulação foram desenvolvidos com o intuito de reduzir a amplitude das componentes harmônicas de tensão ou eliminar a componente harmônica de acordo com o número de níveis da tensão de saída do conversor multinível. Os esquemas são nomeados como *SHE* (*Selective Harmonic Elimination*) e *SHM* (*Selective Harmonic Mitigation*). A Figura 32 apresenta a tensão de saída $v_H(t)$ de 5 níveis e seu espectro harmônico de um conversor multinível *CHB* adotando a estratégia de modulação *Staircase* considerando (θ_1 = 60°, θ_2 = 30°, $m_{a,ST}$ = 0,87, e f_{cr} = 50 Hz).

No esquema de modulação *SHE*, para minimizar a distorção harmônica do sinal de tensão de saída $v_H(t)$ do conversor e alcançar um ajuste na amplitude da componente fundamental de tensão, até (p-1) componentes harmônicas podem ser removidas da forma de onda da tensão, onde p é o número de ângulos independentes de comutação. Em geral, componentes harmônicas de baixa frequência são predominantes neste tipo de estratégia de modulação. Adotando valores específicos dos ângulos de comutação é possível reduzir a amplitude destas componentes harmônicas.

Observa-se pela Figura 32 que as componentes harmônicas de terceira e quinta ordem estão presentes na forma de onda da tensão $v_H(t)$ para os ângulos de comutação θ_1 = 60° e θ_2 = 30°. Com o objetivo de eliminar as componentes harmônicas de terceira e quinta ordem do sinal de tensão, realiza-se a análise de (68) para obter as seguintes equações:

$$\begin{aligned} cos(3\cdot\theta_1)+cos(3\cdot\theta_2)=0 \\ cos(5\cdot\theta_1)+cos(5\cdot\theta_2)=0 \end{aligned} \tag{76}$$

Figura 32 - Tensão de saída $v_H(t)$ de 5 níveis e seu espectro harmônico de um conversor multinível *CHB* adotando a estratégia de modulação *Staircase* considerando (θ_1 = 60°, θ_2 = 30°, $m_{a,ST}$ = 0,87 e f_{cr} = 50 Hz).



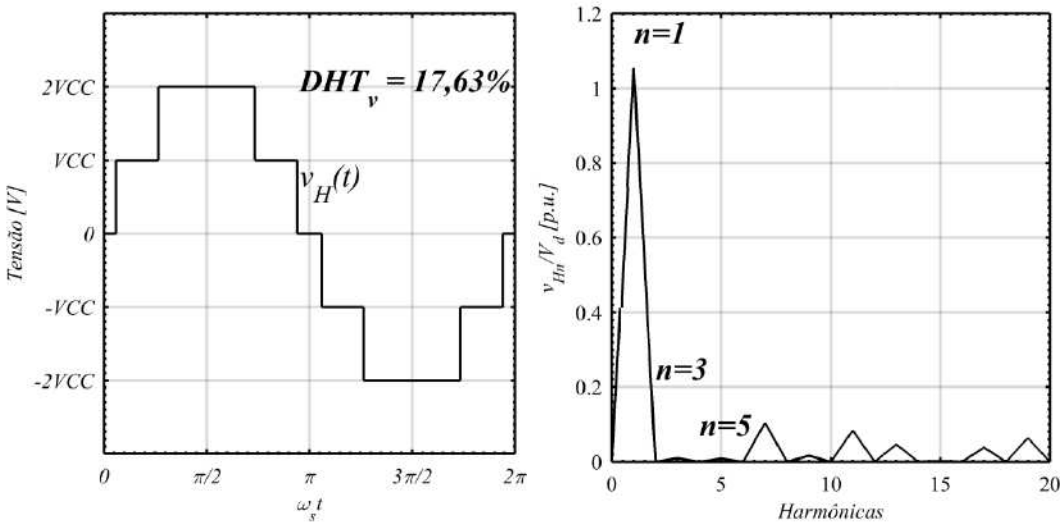
Fonte: [86].

Nota-se que estas equações são não lineares e transcendentais. Assim, para obter os valores dos ângulos de comutação θ_1 e θ_2 é necessário a resolução por métodos numéricos iterativos tal como o método de *Newton Raphson* [90], método *PSO* (*Particle Swarm Optimization*) [92], ou o método a partir de equações polinomiais definido como método da teoria resultante [93], ou ainda com auxílio de simulações. A Figura 33 apresenta a tensão de saída $v_H(t)$ de 5 níveis e seu espectro harmônico de um conversor multinível *CHB* adotando a estratégia de modulação *Staircase SHE* considerando (θ_1 = 47,61°, θ_2 = 10,87°, $m_{a,ST}$ = 1,05, e f_{cr} = 50 Hz).

Observa-se na Figura 33 uma significativa redução de amplitude das componentes harmônicas de terceira e quinta ordem do sinal de tensão $v_H(t)$. Além disto, é possível observar uma redução no valor do DHT_v em relação ao sinal de tensão apresentado na Figura 32. Outra característica relevante é o aumento de amplitude da componente harmônica de sétima ordem. Vale ressaltar que como o objetivo era reduzir as componentes harmônicas de

terceira e quinta ordem, a amplitude do sinal fundamental de tensão apresentou variação de valor nos casos analisados. Se o objetivo é manter fixa a amplitude da componente fundamental de tensão, deve-se eliminar apenas uma componente harmônica ao invés de duas componentes como apresentado para este caso em específico. Detalhes sobre essa abordagem são apresentados em [86]-[93].

Figura 33 - Tensão de saída $v_H(t)$ de 5 níveis e seu espectro harmônico de um conversor multinível *CHB* adotando a estratégia de modulação *Staircase* considerando (θ_1 = 47,61°, θ_2 = 10,87°, $m_{a,ST}$ = 1,05, e f_{cr} = 50 Hz).



Fonte: [86].

4.5 ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO DO CONVERSOR *MMC* CA-CA

A estratégia de modulação do conversor *MMC* CA-CA é baseada nas estratégias de modulação dos conversores multiníveis CC-CA. Como visto no Capítulo 3, o conversor *MMC* CA-CA utiliza-se de várias células *H-Bridge* conectadas em cascata em cada braço do conversor. A soma da tensão nos terminais do braço superior $v_u(t)$ e da tensão nos terminais do braço inferior $v_l(t)$ resulta na tensão terminal de entrada do conversor *MMC* CA-CA $v_{pwm}(t)$. A tensão terminal de entrada $v_{pwm}(t)$ apresenta a componente fundamental de baixa frequência (frequência do sistema de distribuição conectado ao conversor *MMC* CA-CA). A diferença entre a tensão instantânea da rede de distribuição

$v_s(t)$ e a tensão instantânea terminal de entrada do conversor *MMC* CA-CA $v_{pwm}(t)$ é a tensão instantânea sobre o indutor de entrada L_{in} do conversor *MMC* CA-CA. As variações de corrente em alta frequência são limitadas a partir desse elemento passivo de forma a modular a corrente de entrada $i_s(t)$ em baixa frequência. Isto acarreta em uma menor distorção harmônica na corrente de entrada se aplicado estratégias de modulação multinível por largura de pulso de forma a modular a tensão $v_{pwm}(t)$ na conversão CA-CC do *MMC* CA-CA.

A subtração da tensão nos terminais do braço inferior $v_l(t)$ e da tensão nos terminais do braço superior $v_u(t)$ resulta na tensão terminal de saída do conversor *MMC* CA-CA $v_o(t)$. Essa tensão terminal de saída $v_o(t)$ apresenta a componente fundamental de média frequência (frequência que será atribuída à operação do transformador de média frequência).

Portanto, adota-se como estratégia de modulação do conversor *MMC* CA-CA uma estratégia responsável por modular a tensão $v_{pwm}(t)$ e outra estratégia responsável por modular a tensão $v_o(t)$.

Cada estratégia de modulação atribuída a conversores multiníveis depende do número de níveis da tensão de saída modulada. No Capítulo 3, foi verificado que o conversor *MMC* CA-CA pode trabalhar em 2 modos de operação, ou seja, no modo *N+1* e no modo *2N+1*. Esses modos de operação definem o número de níveis que podem atingir as tensões terminais de entrada $v_{pwm}(t)$ e saída $v_o(t)$. Portanto, analisa-se inicialmente a estratégia de modulação adotada para modular a tensão $v_{pwm}(t)$.

Para modular a tensão $v_{pwm}(t)$, consideram-se as estratégias de modulação multinível por largura pulso devido as suas propriedades do ponto de vista de modular a corrente de entrada $i_s(t)$ em alta frequência do conversor *MMC* CA-CA e possibilitar a aplicação de estratégias de controle clássicas. Além disso, para um número pequeno de células utilizadas nos conversores multiníveis, estratégias de modulação multinível por largura de pulso são mais apropriadas em relação às estratégias de modulação multinível com comutação em baixa frequência.

Iniciando a análise, considera-se o conversor *MMC* CA-CA apresentado na Figura 6. Adotando a estratégia de modulação *Level-Shifted IPD*, observa-

se que o número necessário de sinais portadores para modular a tensão $v_{pwm}(t)$ é definido como (N_{vpwm} - *1*). Desta maneira, considerando que o conversor *MMC* CA-CA opere com 5 níveis na tensão $v_{pwm}(t)$, consequentemente 4 sinais portadores são necessários para implementar essa estratégia de modulação. O índice de modulação em frequência é definido conforme apresentado em (50). Por sua vez, o índice de modulação em amplitude para esta estratégia de modulação é definido como:

$$m_{a,LS,MMC} = \frac{V_m}{V_{cr} \cdot \left(N_{vpwm} - 1\right)} \tag{77}$$

A frequência de comutação do sinal de tensão $v_{pwm}(t)$ utilizando a estratégia de modulação *Level-Shifted IPD* é aproximadamente igual à frequência do sinal portador, ou seja, conforme apresentado em (61).

Adotando a estratégia de modulação *Phase-Shifted*, observa-se que o número necessário de sinais portadores para modular a tensão $v_{pwm}(t)$ é definido como (N_{vpwm} - *1*) e o deslocamento de fase entre os sinais portadores é determinado como:

$$\phi_{cr,MMC} = \frac{360^{\circ}}{\left(N_{vpwm} - 1\right)} \tag{78}$$

O índice de modulação em frequência e o índice de modulação em amplitude da estratégia *Phase-Shifted* utilizada no conversor *MMC* CA-CA é definida em (63) e (64).

A frequência de comutação do sinal de tensão $v_{pwm}(t)$ utilizando a estratégia de modulação *Phase-Shifted* é determinada como:

$$f_{sw,MMC,PS} = \left(N_{vpwm} - 1\right) \cdot m_{f,PS} \cdot f_m \tag{79}$$

Como já discutido, a tensão terminal de entrada $v_{pwm}(t)$ do conversor *MMC* CA-CA pode ser modulada a partir das estratégias de modulação *Level-*

Shifted IPD e *Phase-Shifted*. A partir das equações (64) e (77) é possível definir o índice de modulação em amplitude analisando os sinais de cada estratégia de modulação em específico. No entanto, é possível definir o índice de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$ a partir do sinal da tensão terminal de entrada $v_{pwm}(t)$ em relação a tensão total CC V_d do conversor *MMC* CA-CA. A análise pode ser realizada para os dois modos de operação do conversor, ou seja, no modo *N+1* e *2N+1*. Portanto, define-se que:

$$m_{a,MMC} = \frac{V_{pwm1}}{V_d} \tag{80}$$

Onde V_{pwm1} é o valor de pico da componente fundamental em frequência do sinal $v_{pwm}(t)$ e V_d é a tensão total CC definida como:

$$\begin{aligned} V_d &= \left(N_{vpwm} - 1\right) \cdot VCC \rightarrow \{2N+1 \\ V_d &= 2 \cdot \left(N_{vpwm} - 1\right) \cdot VCC \rightarrow \{N+1 \end{aligned} \tag{81}$$

Desta forma, considera-se que:

$$m_{a,MMC} = m_{a,LS,MMC} = m_{a,PS,MMC} \tag{82}$$

Para modular a tensão terminal de saída $v_o(t)$, considera-se a estratégia de modulação multinível baseada em comutação na frequência fundamental. Torna-se possível reduzir o número de comutações entre os dispositivos semicondutores utilizados nas células do conversor *MMC* CA-CA além de eliminar componentes harmônicas indesejáveis no sinal da tensão $v_o(t)$ aplicada ao transformador de média frequência.

Adotando a estratégia de modulação *Staircase SHE*, admite-se o esquema de modulação apresentado na Figura 31 para geração dos pulsos de comando dos transistores. Portanto, o número de sinais portadores é definido como (N_{vo} - *1*). A frequência dos sinais portadores f_{cr} determina a frequência f_o da tensão terminal de saída $v_o(t)$ do conversor *MMC* CA-CA.

Conforme visto na seção 4.4, na análise da tensão de saída do conversor multinível *CHB*, a tensão de saída $v_o(t)$ pode ser expressa de forma genérica em termos da Série de Fourier. Como o conversor *MMC* CA-CA apresenta dois modos de operação, ou seja, o modo *N+1* e *2N+1*, a expressão definida em (68) sofre alterações no seu valor constante que define o valor máximo da componente fundamental e das componentes harmônicas. A alteração é devida aos níveis de tensão apresentar diferenças nos dois modos de operação conforme observado na Tabela 7. A somatória de cossenos definidos na Série de Fourier em (68) também é alterada quando o número de níveis N_{vo} da tensão terminal de saída $v_o(t)$ é par. A seguir são apresentadas as equações que definem a tensão terminal de saída $v_o(t)$ para cada condição de operação do conversor *MMC* CA-CA.

$$v_o(\omega t) = \frac{8 \cdot VCC}{\pi} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \cdot \left\{ cos(n \cdot \theta_1) + cos(n \cdot \theta_2) + \ldots + cos(n \cdot \theta_x) \right\} \cdot sen(n \cdot \omega t) \tag{83}$$

$$v_o(\omega t) = \frac{4 \cdot VCC}{\pi} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \cdot \left\{ 2 \cdot cos(n \cdot \theta_1) + 2 \cdot cos(n \cdot \theta_2) + \ldots \right. \\ \left. \ldots + 2 \cdot cos(n \cdot \theta_x) + 1 \right\} \cdot sen(n \cdot \omega t) \tag{84}$$

$$v_o(\omega t) = \frac{16 \cdot VCC}{\pi} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \cdot \left\{ cos(n \cdot \theta_1) + cos(n \cdot \theta_2) + \ldots + cos(n \cdot \theta_x) \right\} \cdot sen(n \cdot \omega t) \tag{85}$$

$$v_o(\omega t) = \frac{8 \cdot VCC}{\pi} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \cdot \left\{ 2 \cdot cos(n \cdot \theta_1) + 2 \cdot cos(n \cdot \theta_2) + \ldots \right. \\ \left. \ldots + 2 \cdot cos(n \cdot \theta_x) + 1 \right\} \cdot sen(n \cdot \omega t) \tag{86}$$

A Tabela 9 especifica a equação que deve ser utilizada para definir a tensão terminal de saída $v_o(t)$ para cada condição de operação do conversor *MMC* CA-CA.

Observa-se que a variável *x* define o número de ângulos independentes de comutação da estratégia de modulação *Staircase SHE* aplicada para modular a tensão terminal de saída $v_o(t)$ do conversor *MMC* CA-CA. Esta variável pode ser determinada em função do número de níveis da tensão de saída $v_o(t)$, ou seja:

$$x = ceil\left(\frac{N_{vo}}{2}\right) - 1 \tag{87}$$

Tabela 9 - Equações que definem a tensão terminal de saída $v_o(t)$ do conversor *MMC* CA-CA adotando a estratégia de modulação *Staircase SHE*.

Modo de operação *MMC* CA-CA	N_{vo}	Equação
2N + 1	Ímpar	(83)
2N + 1	Par	(84)
N + 1	Ímpar	(85)
N + 1	Par	(86)

Fonte: Próprio autor.

Conforme apresentado em (69), as equações (83), (84), (85) e (86) são válidas para:

$$0 \le \theta_x < \ldots < \theta_2 < \theta_1 \le \pi/2 \tag{88}$$

O índice de modulação em amplitude pode ser definido como:

$$m_{a,ST,MMC} = \frac{V_{op1}}{k_{MMC} \cdot \frac{8 \cdot VCC}{\pi}} \rightarrow \begin{cases} 2N+1 \\ N_{vo} \rightarrow ímpar \end{cases} \tag{89}$$

$$m_{a,ST,MMC} = \frac{V_{op1}}{k_{MMC} \cdot \frac{4 \cdot VCC}{\pi}} \rightarrow \begin{cases} 2N+1 \\ N_{vo} \rightarrow par \end{cases} \tag{90}$$

$$m_{a,ST,MMC} = \frac{V_{op1}}{k_{MMC} \cdot \frac{16 \cdot VCC}{\pi}} \rightarrow \begin{cases} N+1 \\ N_{vo} \rightarrow ímpar \end{cases} \tag{91}$$

$$m_{a,ST,MMC} = \frac{V_{op1}}{k_{MMC} \cdot \frac{8 \cdot VCC}{\pi}} \rightarrow \begin{cases} N+1 \\ N_{vo} \rightarrow par \end{cases} \tag{92}$$

Observa-se que V_{op1} representa o valor de pico da componente de

frequência fundamental da tensão terminal de saída instantânea $v_o(t)$. Percebe-se que para cada modo de operação do conversor *MMC* CA-CA e número de níveis da tensão terminal de saída $v_o(t)$, definem-se os coeficientes $4VCC/\pi$, $8VCC/\pi$ e $16VCC/\pi$. Esses coeficientes representam o valor de pico máximo da componente fundamental da tensão de saída de 1, 2 ou 4 células *H-bridge* associadas nos braços superior e inferior do conversor *MMC* CA-CA.

A variável k_{MMC} é definida em função do número de níveis da tensão de saída $v_o(t)$. Portanto é possível afirmar que:

$$k_{MMC} = \frac{N_{vo} - 1}{2} \rightarrow \{ N_{vo} \rightarrow ímpar \tag{93}$$

$$k_{MMC} = N_{vo} - 1 \rightarrow \{ N_{vo} \rightarrow par \tag{94}$$

A Figura 34 apresenta a estratégia de modulação *Level-Shifted IPD* para modulação da tensão $v_{pwm}(t)$ e *Staircase* para modulação da tensão $v_o(t)$ adotada ao *MMC* CA-CA. Considera-se nesse caso, N = 3, N_{vpwm} = 5, N_{vo} = 3, $m_{a,LS,MMC}$ = 0,8, $m_{a,ST,MMC}$ = 0,8, θ_1 = 36,9°, f_m = 50 Hz, f_o = 500 Hz, $m_{f,LS}$ = 25 e modo de operação *2N+1*.

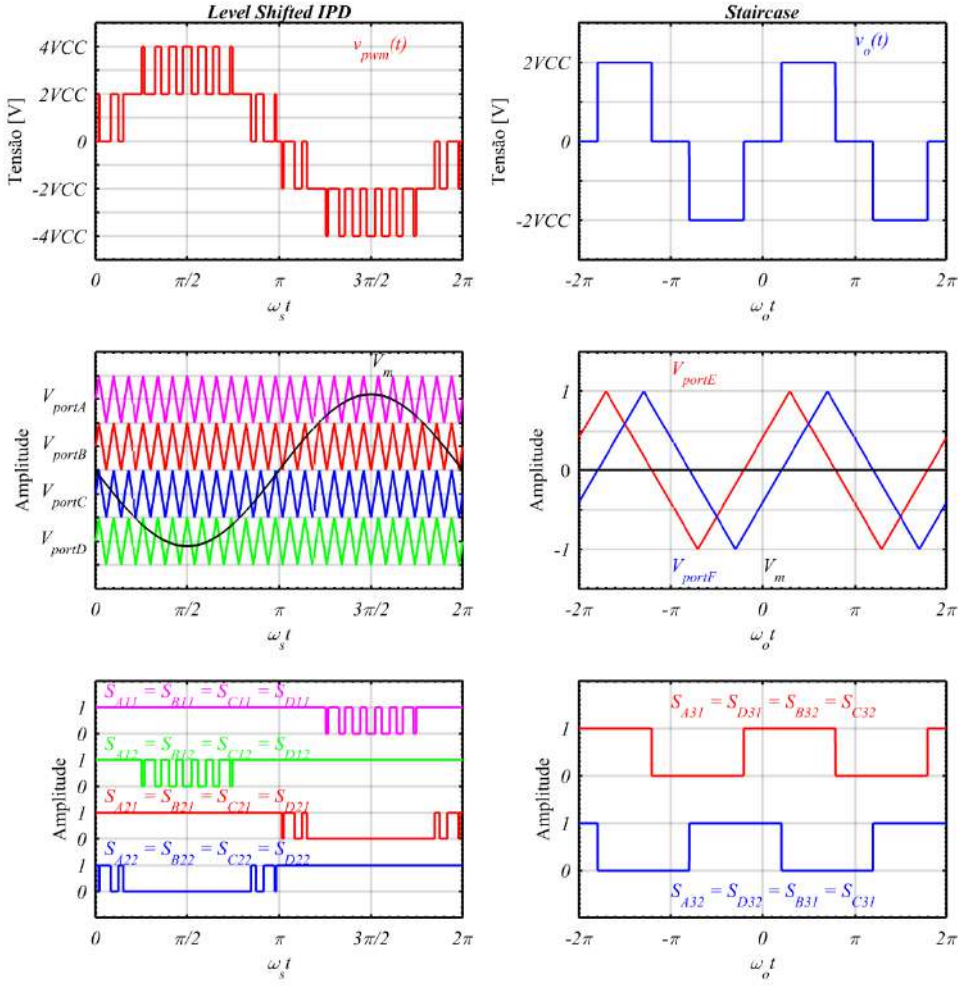
Observa-se pela Figura 34 os pulsos de comando resultantes das estratégias de modulação adotada para sintetização das formas de onda da tensão de entrada $v_{pwm}(t)$ e da tensão de saída $v_o(t)$.

Para iniciar a análise dos pulsos de comando, considera-se o conversor *MMC* CA-CA apresentado na Figura 12. As tensões dos capacitores das células apresentam valor igual à VCC e que esse nível de tensão é praticamente constante. Verifica-se que os sinais de comando S_{A11}, S_{B11}, S_{C11} e S_{D11} são idênticos, resultantes da comparação entre o sinal modulante V_m e o sinal portador $V_{port}A$. Os sinais de comando S_{A12}, S_{B12}, S_{C12} e S_{D12} são iguais, resultantes da comparação entre o sinal modulante V_m e o sinal portador $V_{port}D$. Os sinais de comando S_{A21}, S_{B21}, S_{C21} e S_{D21} são semelhantes, resultantes da comparação entre o sinal modulante V_m e o sinal portador $V_{port}B$. E por fim, os sinais de comando S_{A22}, S_{B22}, S_{C22} e S_{D22} são idênticos, resultantes da comparação entre o sinal modulante V_m e o sinal portador $V_{port}C$.

Como é possível observar, a frequência de comutação $f_{sw,MMC,LS}$ do sinal

de tensão terminal de entrada $v_{pwm}(t)$ é aproximadamente igual à frequência do sinal portador f_{cr} quando implementada a estratégia de modulação *Level-Shifted IPD*.

Figura 34 - Estratégia de modulação *Level-Shifted IPD* para modulação da tensão $v_{pwm}(t)$ e *Staircase* para modulação da tensão $v_o(t)$ adotada ao *MMC* CA-CA considerando $N = 3$, $N_{vpwm} = 5$, $N_{vo} = 3$, $m_{a,LS,MMC} = 0{,}8$, $m_{a,ST,MMC} = 0{,}8$, $\theta_1 = 36{,}9°$ $f_m = 50$ Hz, $f_o = 500$ Hz, $m_{f,LS} = 25$ e modo de operação *2N+1*.



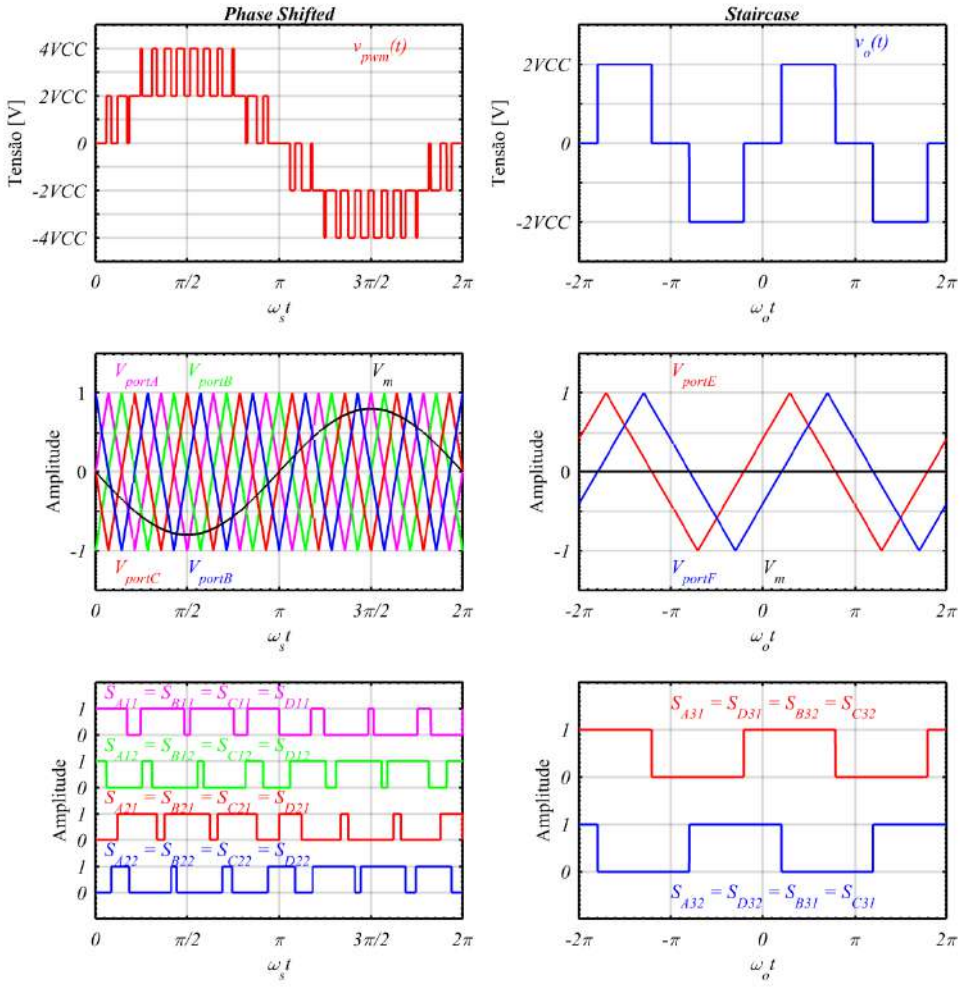
Fonte: Próprio autor.

Da mesma maneira, verificam-se os pulsos de comando resultantes da estratégia de modulação *Staircase*. Verifica-se que os sinais de comando S_{A31}, S_{D31}, S_{B32} e S_{C32} são iguais, resultantes da comparação entre o sinal modulante

V_m e o sinal portador $V_{port}E$. Os sinais de comando S_{A32}, S_{D32}, S_{B31} e S_{C31} são semelhantes, resultantes da comparação entre o sinal modulante V_m e o sinal portador $V_{port}F$. Como a Figura 34 apresenta a tensão terminal de saída $v_o(t)$ em 3 níveis, o ângulo de comutação θ_1 foi determinado a partir do valor do índice de modulação $m_{a,ST,MMC}$. Os sinais complementares não estão sendo representados na Figura 34. Portanto, apesar da topologia *MMC* CA-CA com N = 3 apresentar 48 transistores, apenas 6 sinais de comando são avaliados e distribuídos para o acionamento dos transistores.

A Figura 35 apresenta a estratégia de modulação *Phase-Shifted* para modulação da tensão $v_{pwm}(t)$ e *Staircase* para modulação da tensão $v_o(t)$ adotada ao *MMC* CA-CA. Considera-se neste caso que, N = 3, N_{vpwm} = 5, N_{vo} = 3, $m_{a,LS,MMC}$ = 0,8, $m_{a,ST,MMC}$ = 0,8, θ_1 = 36,9°, f_m = 50 Hz, f_o = 500Hz, $m_{f,PS}$ = 7 e modo de operação *2N+1*. Observa-se pela Figura 35 que os sinais de comando resultantes das estratégias de modulação *Phase-Shifted* e *Staircase* são atribuídos aos mesmos transistores conforme apresentado na Figura 34. Nesse caso como foi adotada a estratégia *Phase-Shifted* para modulação da tensão $v_{pwm}(t)$, os transistores apresentam a mesma frequência de comutação do sinal portador conforme visto na estratégia de modulação *Phase-Shifted* para o conversor multinível *CHB*. Além disso, a largura de pulso nos sinais de comando dos transistores permanece idêntica devido a característica da modulação. Isso proporciona um melhor equilíbrio nas perdas de comutação e condução de cada transistor da célula *H-bridge* utilizada no conversor *MMC* CA-CA. Observa-se pela Figura 35 que o número de pulsos do sinal da tensão terminal de entrada $v_{pwm}(t)$ é maior do que o número de pulsos dos sinais de comando dos transistores. Portanto, verifica-se que com a estratégia de modulação *Phase-Shifted* a frequência de comutação da tensão terminal de entrada $v_{pwm}(t)$ é maior do que a frequência de comutação dos transistores conforme apresentado em (66). Isto pode acarretar em um projeto mais otimizado do indutor de entrada L_{in} do conversor *MMC* CA-CA de acordo com o aumento do número de níveis N_{vpwm} da tensão de entrada do conversor. Do ponto de vista da tensão terminal de saída $v_o(t)$ apresentada na Figura 35, apresenta as mesmas características da tensão terminal de saída $v_o(t)$ apresentada na Figura 34.

Figura 35 - Estratégia de modulação *Phase-Shifted* para modulação da tensão $v_{pwm}(t)$ e *Staircase* para modulação da tensão $v_o(t)$ adotada ao *MMC* CA-CA considerando $N = 3$, $N_{vpwm} = 5$, $N_{vo} = 3$, $m_{a,LS,MMC} = 0{,}8$, $m_{a,ST,MMC} = 0{,}8$, $\theta_1 = 36{,}9°$ $f_m = 50$ Hz, $f_o = 500$Hz, $m_{f,PS} = 7$ e modo de operação *2N+1*.



Fonte: Próprio autor.

4.6 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou uma revisão das estratégias de modulação por largura de pulso utilizada em conversores de 2 e 3 níveis. Foram apresentadas algumas estratégias de modulação utilizadas nos conversores multiníveis. A estratégia de modulação utilizada para sintetizar as tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ no conversor *MMC* CA-CA engloba duas técnicas de modulação. A estratégia de

modulação por largura de pulso foi utilizada para modular a tensão $v_{pwm}(t)$ e a estratégia de modulação em baixa frequência de comutação foi utilizada para sintetizar a tensão $v_o(t)$. A estratégia de modulação por largura de pulso foi aplicada para modular a tensão $v_{pwm}(t)$ devido as suas características como diminuir a magnitude das componentes harmônicas na corrente de entrada do conversor, além de reduzir a variação da tensão aplicada no indutor de entrada do conversor. A estratégia de modulação *Staircase* foi aplicada para sintetizar a tensão $v_o(t)$ do conversor devido às suas características de permitir a comutação na frequência fundamental da tensão de saída do conversor multinível e possibilitar a redução ou a eliminação de componentes harmônicas na forma de onda da tensão de saída do conversor multinível.

Existem duas estratégias de modulação multinível por largura de pulso para conversores multiníveis, ou seja, a estratégia *Level-Shifted* e a estratégia *Phase-Shifted*. Na estratégia de modulação *Level-Shifted* os sinais portadores apresentam a mesma amplitude com deslocamento por nível. A partir disto, a estratégia de modulação apresenta três técnicas baseadas neste modelo de modulação. A estratégia *Phase-Shifted* também apresenta sinais portadores com mesma amplitude, porém deslocados por fase. O número de sinais portadores depende do número de níveis da tensão de saída do conversor e consequentemente na estratégia *Phase-Shifted* o deslocamento de fase dos sinais portadores também depende do número de níveis da tensão de saída do conversor. Comparando as duas estratégias de modulação, verifica-se que a estratégia *Phase-Shifted* apresenta componentes harmônicas na tensão de saída em ordens superiores em relação à estratégia *Level-Shifted*. Isto acarreta em menor volume nos elementos passivos utilizados para filtragem do sinal. Em contrapartida, a frequência de comutação média nos semicondutores é menor na aplicação da estratégia de modulação *Level-Shifted*. A partir dessas características é possível realizar escolhas do ponto de vista de aplicação para elaboração da técnica de modulação atribuída ao conversor multinível.

Em relação à estratégia de modulação *Staircase*, o número de níveis da tensão de saída do conversor define o número de ângulos independentes de comutação. Para determinar o instante de comutação atribuído a cada ângulo, este capítulo apresentou duas formas de implementação. A primeira forma de

implementação é a utilização de sinais modulantes com valores constantes, dependendo do número de ângulos independentes de comutação e um sinal portador triangular com frequência igual à frequência da componente fundamental da tensão de saída do conversor. Apesar da frequência de comutação nos componentes semicondutores ser igual à frequência da componente fundamental da tensão de saída, esta estratégia estabelece larguras de pulso diferentes entre os transistores utilizados nas células do conversor. A segunda forma de implementação é baseada na técnica *Phase-Shifted* onde um sinal modulante com valor constante é utilizado e a quantidade de sinais portadores triangulares depende do número de ângulos independentes de comutação. Os sinais portadores triangulares apresentam a mesma amplitude com deslocamento de fase igual ao valor dos ângulos independentes de comutação. A frequência dos sinais portadores triangulares é igual à frequência da componente fundamental da tensão de saída do conversor. Neste caso, os sinais de comando dos transistores apresentam frequências de comutação idênticas com largura de pulso constante. Esta característica possibilita o equilíbrio das perdas em condução em ambas as células do conversor.

Com base nessas duas estratégias de modulação, foi atribuída a utilização dessas estratégias para sintetizar as tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ do conversor *MMC* CA-CA. Além disto, baseado nas estratégias de modulação atribuídas ao conversor *MMC* CA-CA é possível definir os ganhos de tensão e corrente do conversor *MMC* CA-CA e a relação entre as frequências fundamentais da tensão de entrada $v_{pwm}(t)$, da tensão de saída $v_o(t)$ e da frequência de comutação atribuída ao sinal da tensão de entrada $v_{pwm}(t)$.

5 ANÁLISE CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DO *MMC* CA-CA

Com a definição das etapas de operação do *MMC* CA-CA nos modos de operação *N+1* e *2N+1* e a abordagem das estratégias de modulação aplicadas ao conversor, realiza-se a análise da característica estática do conversor *MMC* CA-CA. A análise é dividida em duas partes. A primeira parte é referente à característica estática do conversor *MMC* CA-CA na conversão de energia CA-CC e a segunda parte refere-se à característica estática do conversor *MMC* CA-CA na conversão de energia CC-CA. Para as duas análises devem-se avaliar as diferenças entre os modos de operação *N+1* e *2N+1* que o conversor *MMC* CA-CA pode proporcionar.

5.1 CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DO *MMC* CA-CA NA CONVERSÃO CA-CC

A Tabela 10 apresenta os parâmetros para análise da característica estática do conversor *MMC* CA-CA na conversão CA-CC.

Tabela 10 - Parâmetros para análise da característica estática do conversor *MMC* CA-CA na conversão CA-CC de energia elétrica.

Parâmetros	Valores
Número de níveis da tensão de entrada N_{vpwm}	5
Número de níveis da tensão de saída N_{vo}	3
Número de submódulos por braço N	3
Estratégia de modulação aplicada no sinal de tensão $v_{pwm}(t)$	*Level-Shifted IPD*
Modo de operação	*2N+1*

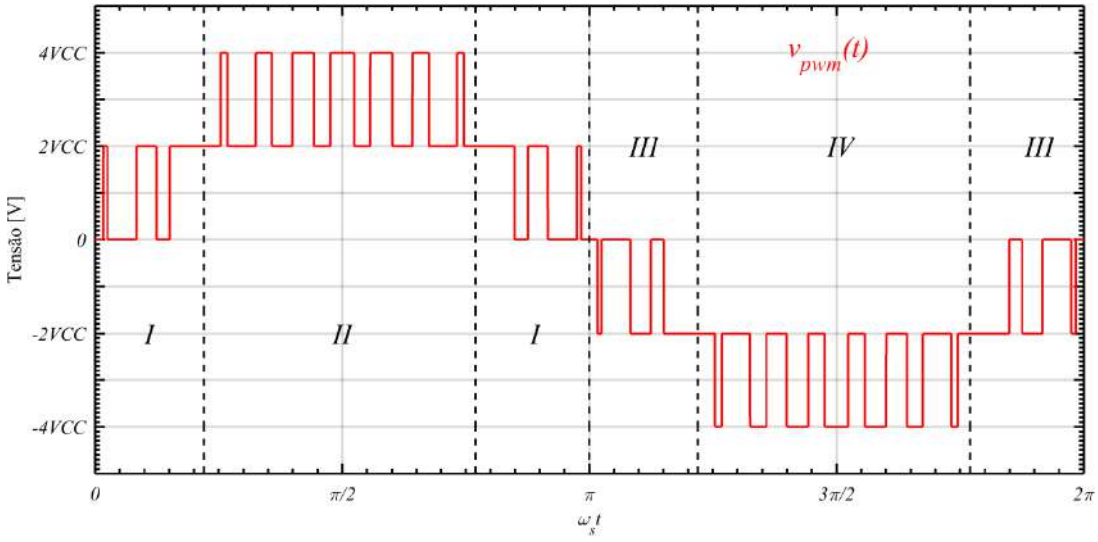
Fonte: Próprio autor.

Para avaliar a característica estática do *MMC* CA-CA na conversão CA-CC, deve-se verificar o sinal de tensão $v_{pwm}(t)$. Como visto anteriormente, esse sinal de tensão é modulado a partir das estratégias de modulação multinível baseada em largura de pulso.

A Figura 36 apresenta a forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ nos terminais

de entrada do conversor *MMC* CA-CA de acordo com os parâmetros apresentados na Tabela 10.

Figura 36 - Forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ nos terminais de entrada do conversor *MMC* CA-CA.

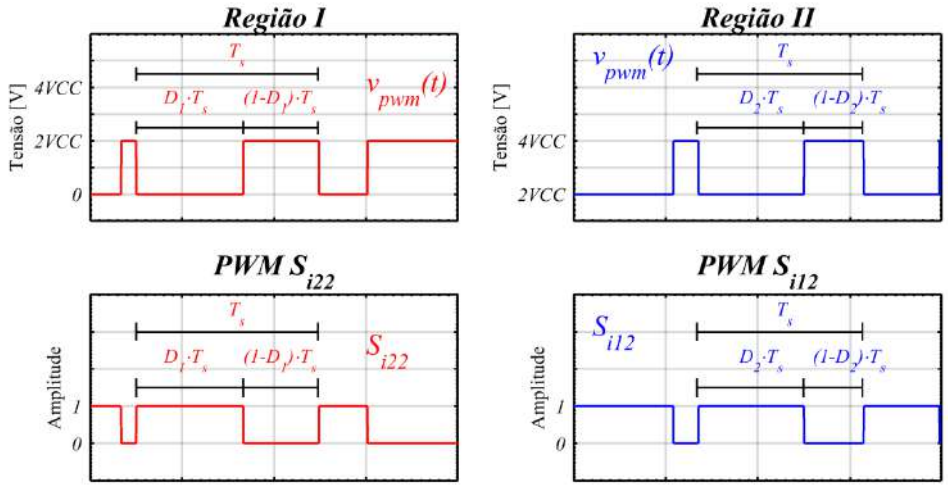


Fonte: Próprio autor.

Observa-se que por se tratar de uma forma de onda multinível a análise da característica estática do conversor para este caso, deve ser realizada por partes. A Figura 36 apresenta a definição de 4 regiões de operação, sendo 2 regiões no semiciclo positivo da tensão $v_{pwm}(t)$ e 2 regiões no semiciclo negativo. Os limites de cada região variam de acordo com o índice de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$ e serão definidos ao final da análise.

Como visto no Capítulo 4 sobre as estratégias de modulação, para este caso em específico, 2 células de cada braço do conversor são responsáveis por modular a tensão $v_{pwm}(t)$. Portanto, a Figura 37 apresenta os principais sinais de comando responsáveis pela modulação da tensão $v_{pwm}(t)$. Na região *I*, a análise da característica estática do conversor pode ser verificada a partir do sinal *PWM* atribuído aos transistores S_{i22}. Observa-se que para esta região de operação, a razão cíclica foi denominada como D_1. Da mesma forma, na região *II*, a análise da característica estática do conversor pode ser verificada a partir do sinal *PWM* atribuído aos transistores S_{i12}. Observa-se que para esta região de operação, a razão cíclica foi denominada como D_2.

Figura 37 - Sinais de comando responsáveis pela modulação da tensão $v_{pwm}(t)$.



Fonte: Próprio autor.

Aplicando a teoria do valor médio dentro de um período de comutação no sinal de tensão $v_{pwm}(t)$ nos terminais de entrada do *MMC* CA-CA é possível definir duas relações de tensão para cada região de operação. Ou seja:

$$\frac{VCC}{v_{pwm}(t)} = \frac{1}{2 \cdot (1 - D_1)} \rightarrow \{Região \quad I \tag{95}$$

$$\frac{VCC}{v_{pwm}(t)} = \frac{1}{2 \cdot (2 - D_2)} \rightarrow \{Região \quad II \tag{96}$$

A análise das regiões de operação *III* e *IV* é similar à análise das regiões *I* e *II*, portanto não serão apresentados os equacionamentos para essas duas regiões de operação. Como o sinal de tensão $v_{pwm}(t)$ é modulado a partir da estratégia de modulação senoidal por largura de pulso, a componente fundamental é definida como:

$$v_{pwm}(t) = V_{pwm1} \cdot sen(\omega_s \cdot t + \delta_s) \tag{97}$$

Substituindo (97) em (95) e (96) é possível definir o valor médio da razão cíclica de cada célula responsável por modular o sinal de tensão $v_{pwm}(t)$ nos terminais de entrada do conversor *MMC* CA-CA, ou seja:

$$d_1\left(\omega_s t,\delta_s\right)=1-\frac{1}{2}\cdot\frac{V_{pwm1}}{VCC}\cdot sen\left(\omega_s\cdot t+\delta_s\right)\rightarrow\left\{Região\quad I\right. \tag{98}$$

$$d_2\left(\omega_s t,\delta_s\right)=2-\frac{1}{2}\cdot\frac{V_{pwm1}}{VCC}\cdot sen\left(\omega_s\cdot t+\delta_s\right)\rightarrow\left\{Região\quad II\right. \tag{99}$$

Com base nas equações (80) e (81) do Capítulo 4, é possível definir que:

$$m_{a,MMC}\cdot\left(N_{vpwm}-1\right)=\frac{V_{pwm1}}{VCC} \tag{100}$$

Portanto, substituindo (100) em (98) e (99) e considerando que N_{vpwm} é igual a 5, pode-se definir as equações do valor médio da razão cíclica de cada célula em função do índice de modulação do conversor *MMC* CA-CA para conversão de energia elétrica CA-CC. Desta maneira, obtém-se que:

$$d_1\left(\omega_s t,\delta_s,m_{a,MMC}\right)=1-2\cdot m_{a,MMC}\cdot sen\left(\omega_s\cdot t+\delta_s\right)\rightarrow\left\{Região\quad I\right. \tag{101}$$

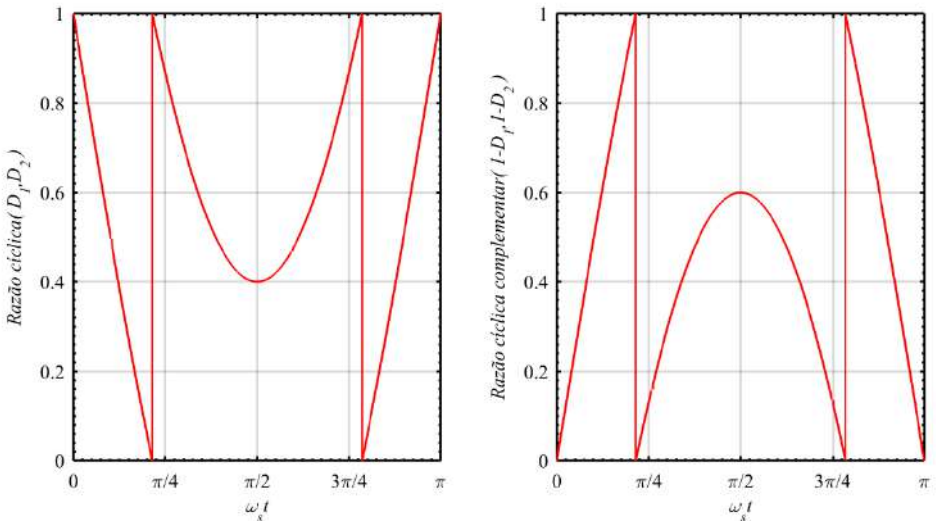
$$d_2\left(\omega_s t,\delta_s,m_{a,MMC}\right)=2-2\cdot m_{a,MMC}\cdot sen\left(\omega_s\cdot t+\delta_s\right)\rightarrow\left\{Região\quad II\right. \tag{102}$$

A Figura 38 apresenta a variação do valor médio da razão cíclica em função de $\omega_s t$ considerando o intervalo de 0 à π e o ângulo de carga representado por δ_s igual à 0. O índice de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$ é igual à 0,8.

Observa-se na Figura 38 a variação do valor médio da razão cíclica em função de $\omega_s t$. Percebe-se a descontinuidade da função em dois instantes de tempo definidos por $\omega_s t$. A descontinuidade se deve ao limite da região *I* e região *II* de operação. Observa-se que a razão cíclica na região *I* varia de 1 até 0 de maneira aproximadamente linear. Na região *II* é possível observar a variação da razão cíclica de maneira senoidal de 1 até 0,4. Para cada índice de modulação e ângulo de carga atribuído na análise, é possível verificar características diferentes de variação do valor médio da razão cíclica. É

possível observar também a variação da razão cíclica complementar. A variação da razão cíclica complementar é perceptível visualizando as regiões *I* e *II* do sinal de tensão $v_{pwm}(t)$.

Figura 38 - Variação do valor médio da razão cíclica em função de $\omega_s t$ considerando $\delta_s = 0$ e $m_{a,MMC} = 0{,}8$.



Fonte: Próprio autor.

Considera-se que a análise é válida para o intervalo de 0 à π de $\omega_s t$. No intervalo de π à 2π de $\omega_s t$, as equações que definem a variação do valor médio da razão cíclica devem ser deduzidas a partir da análise nas regiões *III* e *IV* de operação. Para definir os limites de cada região, considera-se que D_1 seja igual a 0 ou que D_2 seja igual à 1. Portanto, tem-se que:

$$\beta_1 = \omega_s t + \delta_s = arcsen\left(\frac{1}{2 \cdot m_{a,MMC}}\right) \tag{103}$$

O limite complementar entre a região *II* e a região *I* é definido como:

$$\beta_c = \pi - \beta_1 \tag{104}$$

De maneira a definir o valor médio da razão cíclica para qualquer condição de operação do conversor *MMC* CA-CA, atribui-se os seguintes

parâmetros:

$$r_{even} = \left[1,2,3\ldots\left(\frac{N_{vpwm}}{2} \right) \right] \rightarrow \left\{ N_{vpwm} \rightarrow par \right. \tag{105}$$

$$k_{even} = \left[1,3,5\ldots\left(N_{vpwm} - 1 \right) \right] \rightarrow \left\{ N_{vpwm} \rightarrow par \right. \tag{106}$$

$$r_{odd} = \left[1,2,3\ldots\left(\frac{N_{vpwm} - 1}{2} \right) \right] \rightarrow \left\{ N_{vpwm} \rightarrow ímpar \right. \tag{107}$$

$$k_{odd} = \left[1,2,3\ldots\left(\frac{N_{vpwm} - 1}{2} \right) \right] \rightarrow \left\{ N_{vpwm} \rightarrow ímpar \right. \tag{108}$$

Onde os parâmetros r_{even} e r_{odd} representam a quantidade de regiões que devem ser atribuídas para cada análise dependendo do número de níveis do sinal de tensão $v_{pwm}(t)$ no intervalo de 0 à π de $\omega_s t$. Os parâmetros k_{even} e k_{odd} representam a parcela constante das equações que definem o valor médio da razão cíclica para cada região de operação. Observa-se que os parâmetros são definidos em função do número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$, ou seja, independente da estratégia de modulação senoidal por largura de pulso e independente do modo de operação do conversor *MMC* CA-CA.

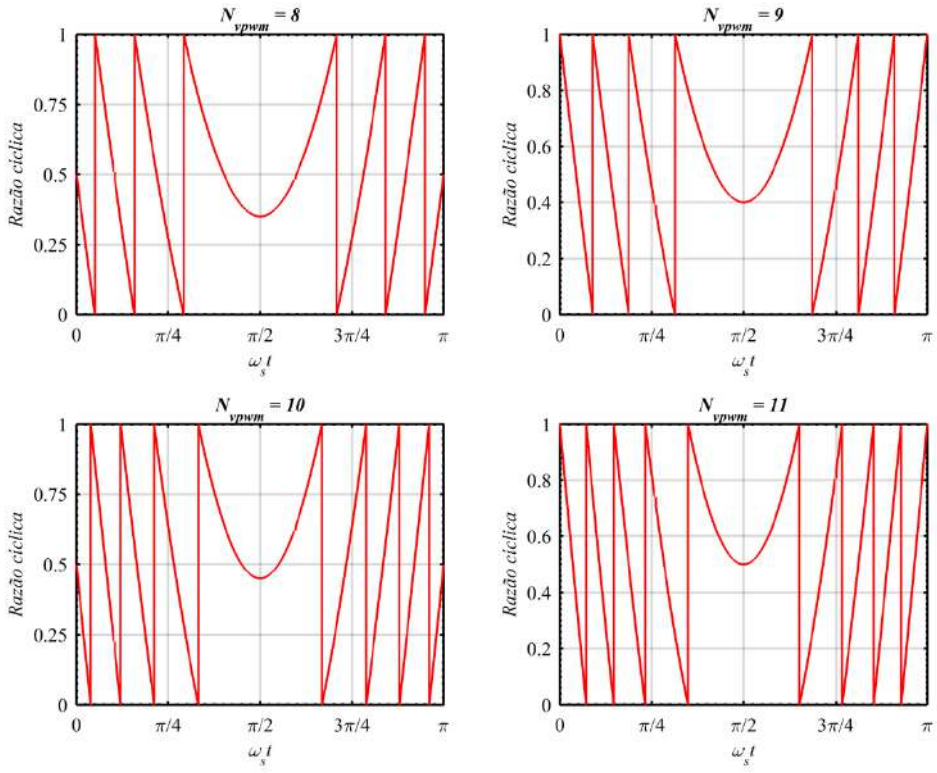
Com base nestes parâmetros, as equações que definem o valor médio da razão cíclica para qualquer condição de operação do conversor *MMC* CA-CA são dadas como:

$$d_{r_{even}}\left(\omega_s t, \delta_s, m_{a,MMC} \right) = \frac{k_{even}}{2} - \frac{\left(N_{vpwm} - 1 \right)}{2} \cdot m_{a,MMC} \cdot sen\left(\omega_s t + \delta_s \right) \rightarrow \left\{ N_{vpwm} \rightarrow par \right. \tag{109}$$

$$d_{r_{odd}}\left(\omega_s t, \delta_s, m_{a,MMC} \right) = k_{odd} - \frac{\left(N_{vpwm} - 1 \right)}{2} \cdot m_{a,MMC} \cdot sen\left(\omega_s t + \delta_s \right) \rightarrow \left\{ N_{vpwm} \rightarrow ímpar \right. \tag{110}$$

A Figura 39 apresenta a variação do valor médio da razão cíclica em função de $\omega_s t$ para diferentes condições de operação do conversor *MMC* CA-CA, considerando δ_s igual a 0 e $m_{a,MMC}$ igual à 0,9.

Figura 39 - Variação do valor médio da razão cíclica em função de $\omega_s t$ para diferentes condições de operação do conversor *MMC* CA-CA, considerando δ_s = 0° e $m_{a,MMC}$ = 0,9.



Fonte: Próprio autor.

Da mesma forma, para definir os limites de cada região para qualquer condição de operação do conversor *MMC* CA-CA, tem-se que:

$$y_{even} = \left[1,2,3\ldots\left(r_{even}-1\right)\right] \rightarrow \left\{N_{vpwm} \rightarrow par \right. \tag{111}$$

$$y_{odd} = \left[1,2,3\ldots\left(r_{odd}-1\right)\right] \rightarrow \left\{N_{vpwm} \rightarrow \acute{i}mpar \right. \tag{112}$$

$$\beta_{y_{even}} = arcsen\left(\frac{k_{even}}{\left(N_{vpwm}-1\right)\cdot m_{a,MMC}}\right) \rightarrow \left\{N_{vpwm} \rightarrow par \right. \tag{113}$$

$$\beta_{y_{odd}} = arcsen\left(\frac{2\cdot k_{odd}}{\left(N_{vpwm}-1\right)\cdot m_{a,MMC}}\right) \rightarrow \left\{N_{vpwm} \rightarrow \acute{i}mpar \right. \tag{114}$$

Os ângulos complementares que dão origem aos limites

complementares podem ser definidos conforme apresentado em (104).

Com base nesses equacionamentos, é possível definir o ganho estático do conversor *MMC* CA-CA para conversão de energia elétrica CA-CC. A relação entre a tensão de cada célula VCC e a tensão instantânea $v_{pwm}(t)$ dos terminais de entrada do conversor *MMC* CA-CA pode ser dada como:

$$\frac{VCC}{v_{pwm}(t)} = \frac{1}{k_{even} - 2 \cdot D_{r_{even}}} \begin{cases} N_{vpwm} \rightarrow par \\ 2N+1 \end{cases} \tag{115}$$

$$\frac{VCC}{v_{pwm}(t)} = \frac{1}{2 \cdot \left(k_{odd} - D_{r_{odd}}\right)} \begin{cases} N_{vpwm} \rightarrow \acute{i}mpar \\ 2N+1 \end{cases} \tag{116}$$

$$\frac{VCC}{v_{pwm}(t)} = \frac{1}{2 \cdot \left(k_{even} - 2 \cdot D_{r_{even}}\right)} \begin{cases} N_{vpwm} \rightarrow par \\ N+1 \end{cases} \tag{117}$$

$$\frac{VCC}{v_{pwm}(t)} = \frac{1}{4 \cdot \left(k_{odd} - D_{r_{odd}}\right)} \begin{cases} N_{vpwm} \rightarrow \acute{i}mpar \\ N+1 \end{cases} \tag{118}$$

Substituindo (97), (109) e (110) em (115)-(118) é possível obter as seguintes equações:

$$\frac{\left(N_{vpwm} - 1\right) \cdot VCC}{V_{pwm1}} = \frac{1}{m_{a,MMC}} \begin{cases} 2N+1 \end{cases} \tag{119}$$

$$\frac{2 \cdot \left(N_{vpwm} - 1\right) \cdot VCC}{V_{pwm1}} = \frac{1}{m_{a,MMC}} \begin{cases} N+1 \end{cases} \tag{120}$$

Ou seja, sabe-se que a tensão total CC do conversor *MMC* CA-CA pode ser definida como:

$$E = 2 \cdot N \cdot VCC \tag{121}$$

Portanto, isolando a variável VCC que define a tensão sobre os terminais do capacitor de cada célula, e substituindo em (119) e (120) é possível definir o ganho estático da conversão CA-CC do conversor *MMC* CA-

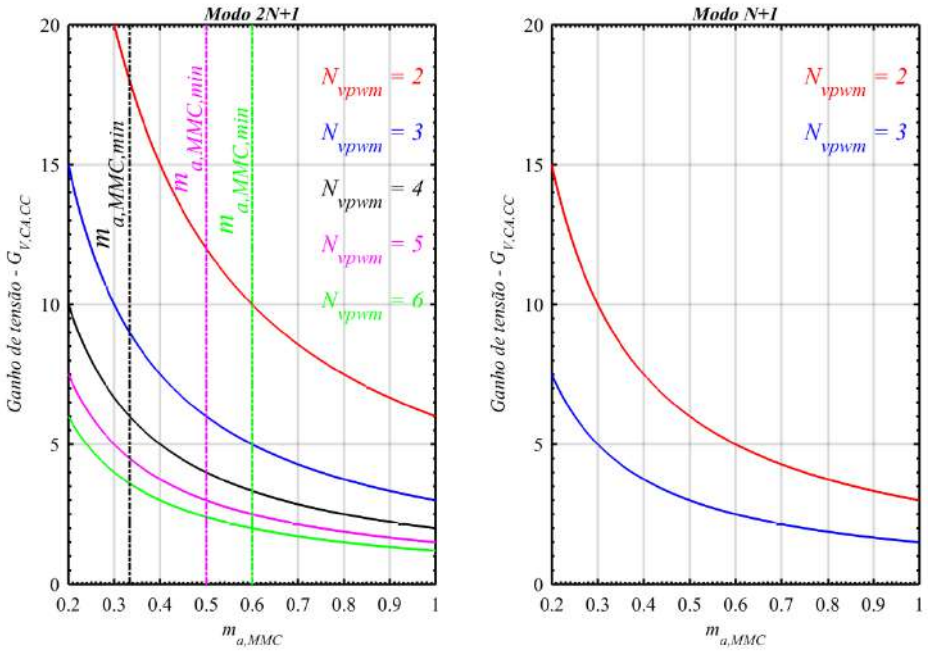
CA para os dois modos de operação, ou seja:

$$G_{V,CA,CC} = \frac{E}{V_{pwm1}} = \frac{2 \cdot N}{m_{a,MMC} \cdot \left(N_{vpwm} - 1\right)} \{2N+1 \tag{122}$$

$$G_{V,CA,CC} = \frac{E}{V_{pwm1}} = \frac{N}{m_{a,MMC} \cdot \left(N_{vpwm} - 1\right)} \{N+1 \tag{123}$$

Observa-se que o ganho estático de tensão para conversão CA-CC depende do número de células em um braço do conversor *MMC*, do número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ e do índice de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$. A Figura 40 apresenta a característica do ganho estático de tensão na conversão CA-CC de energia em função do índice de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$ proveniente da modulação senoidal por largura pulso. Considera-se na análise que o número de células *N* é igual a 3.

Figura 40 - Ganho estático de tensão na conversão CA-CC de energia em função do índice de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$. Análise para N = 3.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 40 a característica do ganho de tensão na

conversão CA-CC do conversor *MMC*. O ganho de tensão é inversamente proporcional ao índice de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$. Quanto menor o índice de modulação em amplitude, maior a tensão total CC *E*, ou seja, maior a tensão nos terminais de cada capacitor de cada célula do conversor *MMC*. A variação do ganho estático de tensão $G_{V,CA,CC}$ apresenta um comportamento não-linear principalmente para valores menores (abaixo de 0,3) do índice de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$. Apesar disto, em relação a DHT_v do sinal $v_{pwm}(t)$, é interessante modular o sinal de tensão com valores de $m_{a,MMC}$ próximo de 0,7 ou superior, devido menor DHT_v relacionada a estes valores conforme visto no Capítulo 4.

Continuando a análise referente aos valores de $m_{a,MMC}$, observa-se na Figura 40 algumas linhas que representam valores mínimos do índice de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$ de acordo com o número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$. Para cada condição, verifica-se um valor mínimo para o índice de modulação em amplitude, que por sua vez, define a condição mínima para modular um sinal de tensão com o número de níveis nominal referente à estratégia de modulação empregada. Portanto, observa-se na Figura 40 que quanto maior o número de níveis do sinal de tensão $v_{pwm}(t)$, maior é o valor $m_{a,MMC}$.

O $m_{a,MMC,min}$ pode ser obtido para duas condições específicas, ou seja, quando o número de níveis da tensão de entrada $v_{pwm}(t)$ for par ou ímpar. Portanto:

$$m_{a,MMC,min} = \frac{\left(2 - k_{even,max}\right)}{\left(1 - N_{vpwm}\right)} \left\{ N_{vpwm} \rightarrow par \right. \tag{124}$$

$$m_{a,MMC,min} = \frac{2 \cdot \left(1 - k_{odd,max}\right)}{\left(1 - N_{vpwm}\right)} \left\{ N_{vpwm} \rightarrow \acute{i}mpar \right. \tag{125}$$

O ganho estático de tensão também é reduzido com o aumento do número de níveis estabelecido no sinal de tensão $v_{pwm}(t)$. O aumento do número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ acarreta em uma redução da tensão de cada célula do conversor *MMC* CA-CA.

Outra característica importante do ganho de tensão na conversão CA-CC é relacionada ao modo de operação do conversor *MMC* CA-CA. Observa-se que no modo de operação *2N+1* o ganho de tensão é maior quando comparado com o modo de operação *N+1*. Apesar disso, percebe-se que no modo de operação *N+1* (como visto no Capítulo 3) a quantidade de condições de operação relacionada ao número de níveis N_{vpwm} na tensão $v_{pwm}(t)$ é menor. Para uma mesma quantidade de células, ou seja, para N = 3, o modo de operação *2N+1* apresenta 5 condições de operação enquanto o modo de operação *N+1* apresenta apenas 2 condições.

Se comparado com o mesmo número de níveis de N_{vpwm} para modo de operação *2N+1*, o modo *N+1* apresenta uma menor tensão nos terminais dos capacitores de cada célula do conversor. Isto pode tornar mais vantajoso do ponto de vista da implementação do conversor com número de células elevadas. Percebe-se também que a curva do ganho de tensão do modo de operação *2N+1* considerando N_{vpwm} = 3 é igual a curva do ganho de tensão do modo de operação *N+1* considerando N_{vpwm} = 2. A mesma característica pode ser observada quando a curva ganho de tensão do modo de operação *2N+1* considerando N_{vpwm} = 5 é igual a curva do ganho de tensão do modo de operação *N+1* considerando N_{vpwm} = 3.

5.2 CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DO *MMC* CA-CA NA CONVERSÃO CC-CA

Para avaliar a característica estática do *MMC* CA-CA na conversão CC-CA, deve-se verificar o sinal de tensão $v_o(t)$ nos terminais de saída do conversor *MMC* CA-CA.

Como visto anteriormente, esse sinal de tensão é modulado a partir da estratégia de modulação multinível baseada em comutação na frequência fundamental. De maneira a verificar a característica do ganho de tensão na conversão CC-CA deve-se analisar as equações que definem o índice de modulação em amplitude da estratégia de modulação *Staircase SHE*.

Observa-se que o índice de modulação em amplitude $m_{a,ST,MMC}$ apresenta a relação entre o valor de pico da componente fundamental da

tensão $v_o(t)$ e a tensão CC de cada célula do conversor MMC CA-CA. Portanto, obtém-se que:

$$\frac{V_{op1}}{\left(N_{vo}-1\right)\cdot VCC}=\frac{4}{\pi}\cdot m_{a,ST,MMC}\left\{2N+1\right. \tag{126}$$

$$\frac{V_{op1}}{2\cdot\left(N_{vo}-1\right)\cdot VCC}=\frac{4}{\pi}\cdot m_{a,ST,MMC}\left\{N+1\right. \tag{127}$$

Sabe-se que a tensão total CC foi definida em (121). Portanto substituindo a variável VCC nas equações (126) e (127), é possível obter o ganho estático do conversor *MMC* CA-CA para conversão de energia CC-CA, ou seja:

$$G_{V,CC,CA}=\frac{V_{op1}}{E}=\frac{2}{\pi}\cdot m_{a,ST,MMC}\cdot\frac{\left(N_{vo}-1\right)}{N}\left\{2N+1\right. \tag{128}$$

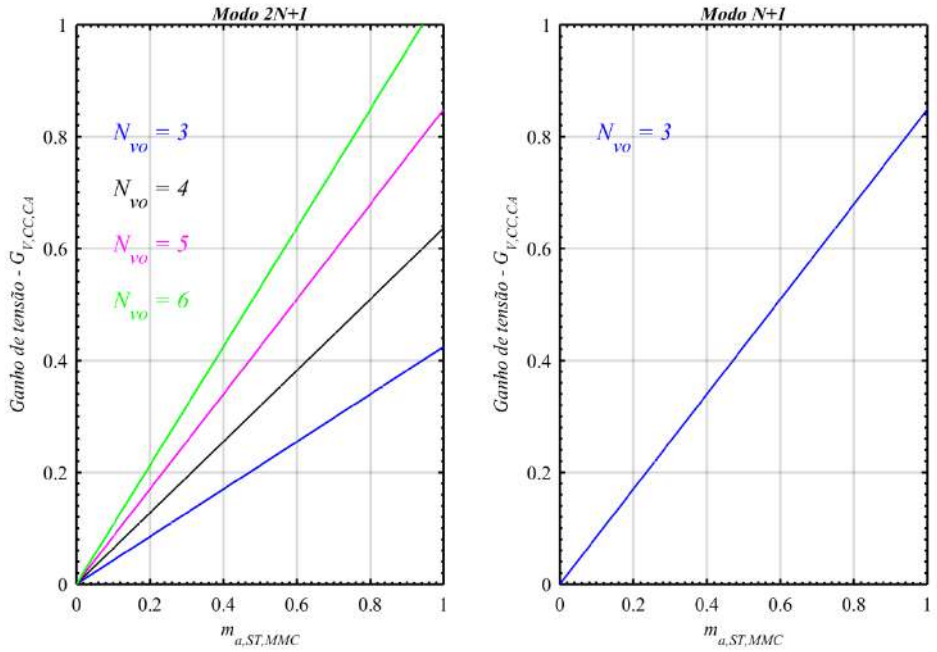
$$G_{V,CC,CA}=\frac{V_{op1}}{E}=\frac{4}{\pi}\cdot m_{a,ST,MMC}\cdot\frac{\left(N_{vo}-1\right)}{N}\left\{N+1\right. \tag{129}$$

A Figura 41 apresenta a característica do ganho estático de tensão na conversão CC-CA de energia em função do índice de modulação em amplitude $m_{a,ST,MMC}$ proveniente da modulação *Staircase SHE*. Considera-se na análise que o número de células *N* é igual a 3.

Observa-se na Figura 41 que a característica do ganho estático de tensão para conversão CC-CA é praticamente linear. O ganho estático de tensão é proporcional ao índice de modulação em amplitude $m_{a,ST,MMC}$ e proporcional ao número de níveis N_{vo} do sinal de tensão $v_o(t)$ nos terminais de saída do conversor *MMC* CA-CA. Com o aumento do número de níveis N_{vo}, aumenta significativamente o ganho de tensão $G_{V,CC,CA}$.

Para cada condição de operação, percebe-se que a conversão CC-CA apresenta característica de abaixador de tensão, devido ao ganho estático de tensão apresentar valor próximo da unidade somente no máximo valor de $m_{a,ST,MMC}$ e no máximo número de níveis da tensão de saída $v_o(t)$.

Figura 41 - Ganho estático de tensão na conversão CC-CA de energia em função do índice de modulação em amplitude $m_{a,ST,MMC}$. Análise para N = 3.



Fonte: Próprio autor.

Comparando o ganho estático de tensão nos dois modos de operação do conversor *MMC* CA-CA, é possível definir uma variação maior do ganho no modo *N+1* em relação ao modo *2N+1*. Apesar disso, o modo *N+1* apresenta também característica de abaixador de tensão na conversão CC-CA e menor quantidade de condições de operação.

Com base na definição dos ganhos estáticos de tensão para conversão CA-CC e para conversão CC-CA, determina-se o ganho estático de tensão do conversor *MMC* CA-CA, relacionando o valor de pico da componente fundamental da tensão de entrada V_{pwm1} e o valor de pico da componente fundamental da tensão de saída V_{op1}.

5.3 CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DO CONVERSOR *MMC* CA-CA.

Com a definição dos ganhos estáticos de tensão para conversão CA-CC e CC-CA, define-se o ganho estático de tensão do conversor *MMC* CA-CA. Isolando a variável *E* que representa a tensão total CC do conversor *MMC* CA-CA em (122), (123), (128) e (129), em ambos os modos de operação *2N+1* e

N+1, é possível estabelecer uma relação entre o valor de pico da componente fundamental da tensão de saída $v_o(t)$ e o valor de pico da componente fundamental da tensão de entrada $v_{pwm}(t)$. Portanto, obtém-se que:

$$G_{V,CA,CA} = \frac{V_{op1}}{V_{pwm1}} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{m_{a,ST,MMC}}{m_{a,MMC}} \cdot \frac{\left(N_{vo} - 1\right)}{\left(N_{vpwm} - 1\right)} \tag{130}$$

Observa-se que agora o ganho estático do conversor *MMC* CA-CA é independente do modo de operação *2N+1* ou *N+1*. No entanto, o ganho estático de tensão do conversor *MMC* CA-CA depende dos índices de modulação em amplitude das estratégias de modulação responsáveis por modular a tensão $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ e do número de níveis estabelecidos na tensão de entrada $v_{pwm}(t)$ e tensão de saída $v_o(t)$.

Pode-se afirmar que o ganho estático de tensão do conversor *MMC* CA-CA é inversamente proporcional ao índice de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$ oriundo da estratégia de modulação multinível senoidal por largura de pulso e inversamente proporcional ao número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$.

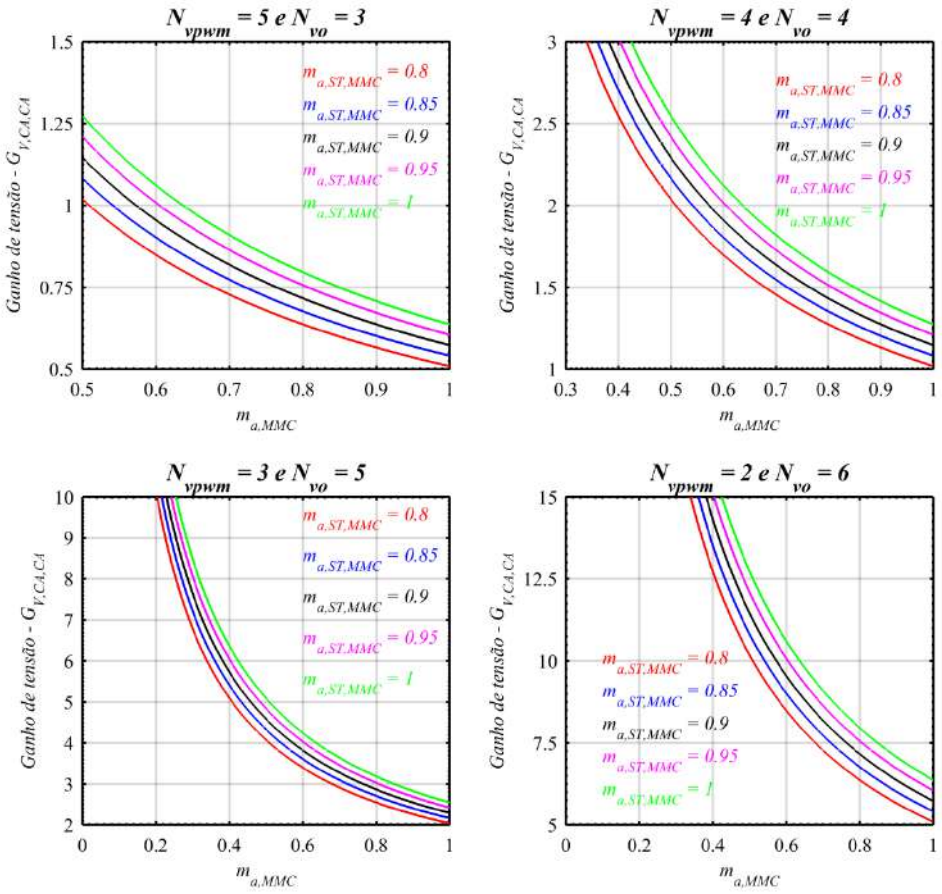
Da mesma maneira, o ganho estático é proporcional ao índice de modulação em amplitude $m_{a,ST,MMC}$ proveniente da estratégia de modulação *Staircase SHE* e proporcional ao número de níveis da tensão de saída $v_o(t)$ do conversor *MMC* CA-CA. Com base nessas afirmações, a Figura 42 apresenta a característica do ganho estático de tensão do conversor *MMC* CA-CA para N = 3.

Observa-se na característica do ganho estático de tensão do conversor *MMC* CA-CA que o número de níveis de ambas as tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ influenciam diretamente na operação do conversor, ou seja, seja a operação como abaixador de tensão, isolador de tensão e elevador de tensão. Verifica-se que quando N_{vpwm} é maior do que N_{vo}, a variação do ganho estático em função do índice de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$ é aproximadamente linear. No entanto, quando o N_{vpwm} é igual ou menor do que N_{vo}, a variação do ganho estático em função do índice de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$ apresenta característica não-linear. Quando N_{vpwm} é máximo, o conversor *MMC* CA-CA opera praticamente como abaixador de tensão. Quando N_{vpwm} é maior do que

N_{vo}, o conversor *MMC* CA-CA pode operar como abaixador, isolador ou elevador dependendo é claro do valor mínimo do índice de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$.

Quando N_{vpwm} é igual ou menor do que N_{vo}, o conversor *MMC* CA-CA opera praticamente como elevador de tensão, sendo que qualquer variação no índice de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$ acarreta em grandes variações da tensão $v_o(t)$ nos terminais de saída do conversor *MMC* CA-CA devido a característica não-linear.

Figura 42 - Característica do ganho estático de tensão do conversor *MMC* CA-CA para $N = 3$.



Fonte: Próprio autor.

5.4 CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DE CORRENTE DO *MMC* CA-CA NA CONVERSÃO CA-CA

Com a definição da característica estática de tensão do *MMC* CA-CA nos modos de operação *N+1* e *2N+1*, define-se a característica estática de corrente do conversor. A análise da característica estática de corrente será realizada a partir da conversão CA-CA de energia. A metodologia de análise é um pouco diferente da metodologia adotada na análise da característica estática de tensão, pois não existe a possibilidade de analisar a característica estática de corrente para conversão CA-CC de energia e CC-CA devido à falta da variável que representa a corrente contínua no conversor *MMC* CA-CA. Desta maneira, analisou-se apenas a característica estática de corrente para conversão CA-CA válida para os modos de operação *N+1* e *2N+1*.

Inicialmente, considera-se que o conversor *MMC* CA-CA não apresenta perdas joule na conversão de energia CA-CA. Além disso, considera-se que a carga é linear, ou seja, apresenta uma forma de onda de corrente puramente senoidal. Portanto, define-se que a potência ativa entregue à carga pode ser definida como:

$$P_o = \frac{V_{op1} \cdot I_{op1}}{2} \cdot cos\left(\phi_o\right) \tag{131}$$

$$P_s = \frac{V_{pwm1} \cdot I_{sp}}{2} \cdot cos\left(\phi_s - \delta_s\right) \tag{132}$$

$$P_s = P_o \tag{133}$$

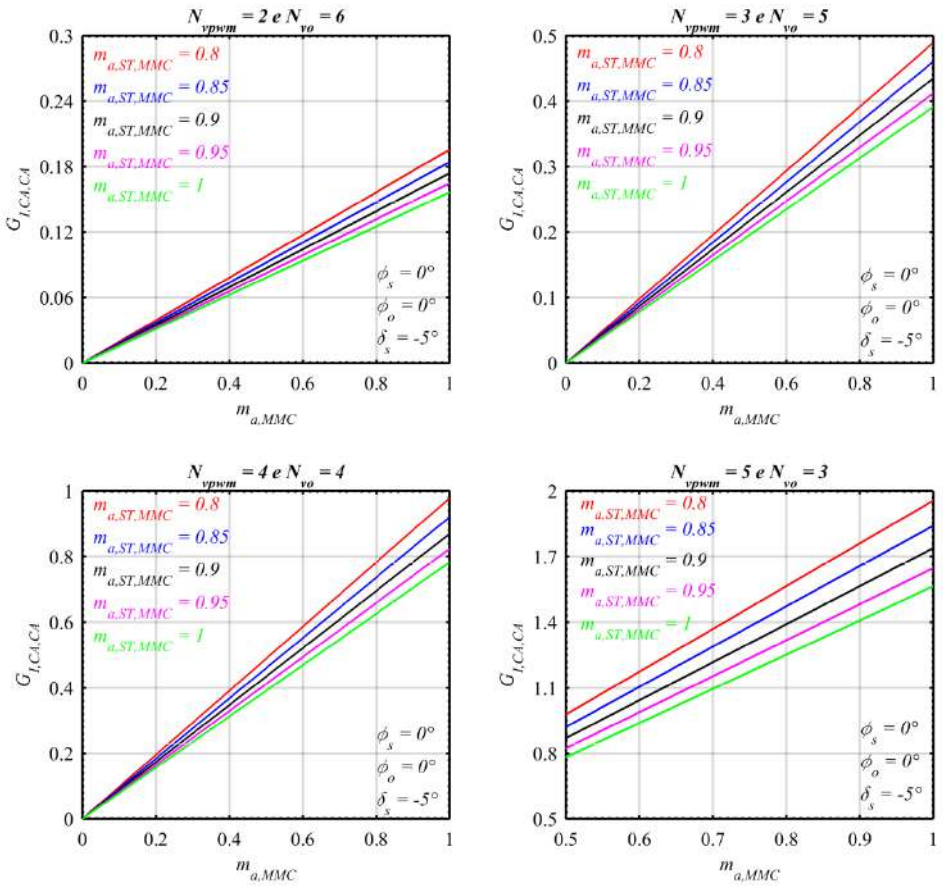
É possível estabelecer a relação entre os valores de pico da componente fundamental da corrente de saída e da componente fundamental da corrente de entrada, ou seja:

$$G_{I,CA,CA} = \frac{I_{op1}}{I_{sp}} = \frac{\pi \cdot m_{a,MMC} \cdot \left(N_{vpwm} - 1\right) \cdot cos\left(\phi_s - \delta_s\right)}{4 \cdot m_{a,ST,MMC} \cdot \left(N_{vo} - 1\right) \cdot cos\left(\phi_o\right)} \tag{134}$$

A Figura 43 apresenta a característica estática de corrente do conversor

MMC CA-CA em função do índice de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$. As curvas são traçadas para diferentes índices de modulação em amplitude $m_{a,ST,MMC}$ e para condição de análise com $N = 3$.

Figura 43 - Ganho estático de corrente na conversão CA-CA de energia em função do índice de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$. Análise para $N = 3$.



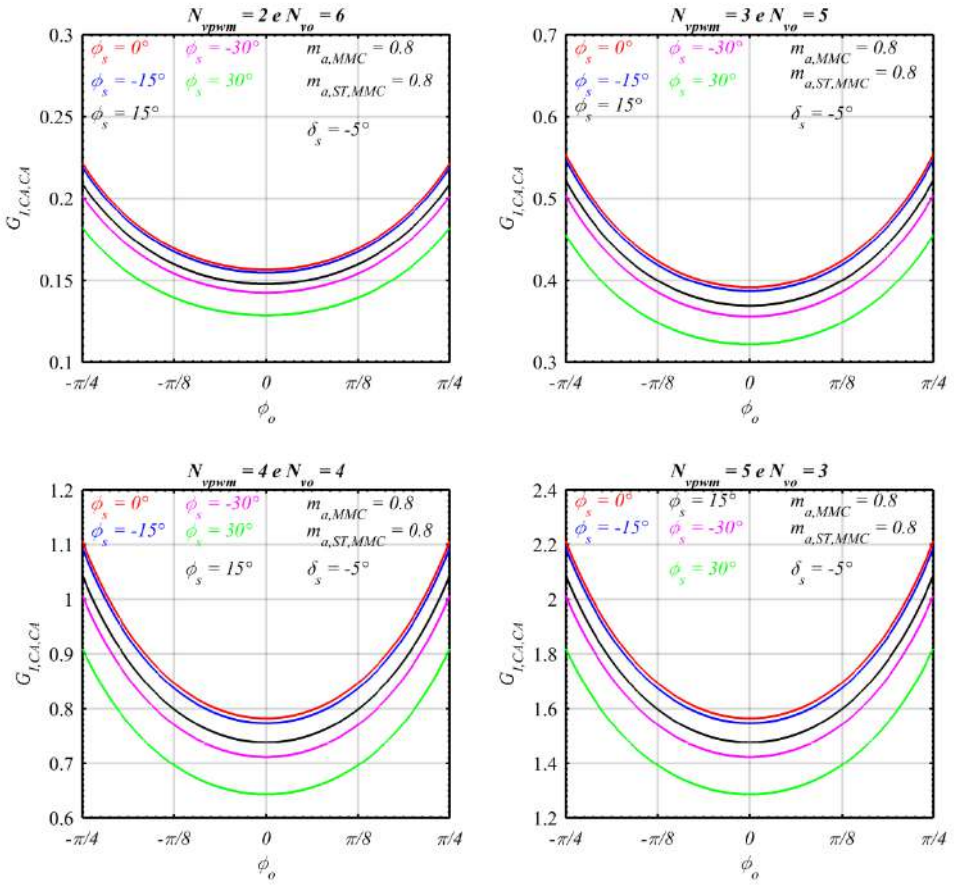
Fonte: Próprio autor.

Observa-se que o ganho de corrente do conversor depende dos índices de modulação em amplitude das estratégias de modulação responsáveis por modular a tensão $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ e do número de níveis estabelecidos na tensão de entrada $v_{pwm}(t)$ e tensão de saída $v_o(t)$. Pode-se afirmar que o ganho estático de corrente do conversor *MMC* CA-CA é inversamente proporcional ao índice de modulação em amplitude $m_{a,ST,MMC}$ oriundo da estratégia de modulação *Staircase SHE* e inversamente proporcional ao número de níveis da tensão $v_o(t)$.

Assim como, o ganho estático é proporcional ao índice de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$ proveniente da estratégia de modulação multinível senoidal por largura de pulso e proporcional ao número de níveis da tensão de entrada $v_{pwm}(t)$. Diferentemente do ganho de tensão atribuído na conversão de energia CA-CA, o ganho de corrente também depende dos fatores de deslocamento nos terminais de entrada e saída do conversor além do ângulo de potência ou ângulo de carga definido por δ_s.

A Figura 44 apresenta a variação do ganho estático de corrente do conversor *MMC* CA-CA em função do ângulo ϕ_o.

Figura 44 - Ganho estático de corrente na conversão CA-CA de energia em função do ângulo de defasagem entre a componente fundamental da tensão de saída com a componente fundamental da corrente de saída representada pelo ângulo ϕ_o.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 43 que a variação do ganho estático de corrente na conversão CA-CA de energia em função do índice de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$ é praticamente linear. É possível verificar que quanto menor for o número de níveis da tensão de saída $v_o(t)$, maior é o ganho de corrente do conversor *MMC* CA-CA. Quanto menor for o índice de modulação em amplitude $m_{a,ST,MMC}$, maior será o ganho de corrente do conversor *MMC* CA-CA. Percebe-se que as variáveis angulares permanecem constantes em todos os gráficos. Apesar disto, é necessário realizar a análise do ganho de corrente em função da defasagem entre a componente fundamental da tensão de saída com a componente fundamental da corrente de saída representada pelo ângulo ϕ_o.

Observa-se na Figura 44 o comportamento do ganho de corrente em função do ângulo de defasagem entre a componente fundamental da tensão de saída e a componente fundamental da corrente de saída ϕ_o. Percebe-se que o valor mínimo do ganho de corrente sempre acontece quando a carga apresenta característica resistiva. Quando a carga apresenta característica indutiva ou mesmo capacitiva o ganho de corrente aumenta. Isso porque o valor de pico da componente fundamental da corrente de saída também aumenta significativamente. Verifica-se também o comportamento da variação do ângulo de defasagem entre a componente fundamental da tensão de entrada com a componente fundamental da corrente de entrada ϕ_s. A partir do momento que o conversor fornece ou absorve de potência reativa com a fonte de entrada, o ganho estático de corrente tende a diminuir conforme pode visualizado na Figura 44. Isso se deve ao fator do valor de pico da corrente de entrada aumentar de acordo com a quantidade de potência reativa processada entre o conversor e a fonte de entrada.

5.5 ÍNDICE DE MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA DO CONVERSOR *MMC* CA-CA

É importante destacar a relação de frequência entre os terminais de entrada e saída do conversor *MMC* CA-CA. Desta maneira a relação entre as frequências de entrada e saída será estabelecida como o ganho estático de

frequência do conversor *MMC* CA-CA.

O índice de modulação em frequência do conversor *MMC* CA-CA é estabelecido a partir da relação entre a frequência fundamental das tensões e correntes de entrada do conversor e a frequência fundamental das tensões e correntes de saída do conversor.

O índice de modulação em frequência do conversor *MMC* CA-CA é definido como:

$$m_{f,CA,CA} = \frac{\omega_o}{\omega_s} = \frac{f_o}{f_s} \tag{135}$$

Desta maneira, é possível estabelecer simplificações nas análises do ponto de vista do índice de modulação em frequência do conversor *MMC* CA-CA.

5.6 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou a característica estática do conversor *MMC* CA-CA na conversão de energia CA-CC, CC-CA e CA-CA. A partir das análises realizadas, verificaram-se características importantes principalmente relacionadas com os modos de operação *2N+1* e *N+1*.

Em relação ao ganho estático de tensão na conversão de energia CA-CC, pode-se observar que o ganho de tensão é inversamente proporcional ao índice de modulação em amplitude da estratégia de modulação por largura de pulso. Quanto menor o índice de modulação em amplitude, maior é o valor médio da tensão total CC, ou seja, maior a tensão nos terminais de cada capacitor de cada célula do conversor *MMC*. O ganho estático de tensão CA-CC também apresenta comportamento não linear principalmente para menores valores do índice de modulação em amplitude. Com o aumento do número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$, o ganho estático CA-CC de tensão é reduzido. Isto acarreta em menores valores de tensão em cada célula do conversor *MMC*. Comparando os dois modos de operação, o ganho estático CA-CC de tensão é maior no modo *2N+1* do que no modo *N+1*. Isto caracteriza uma menor tensão

nos capacitores de cada célula do conversor em condições de operação no modo *N+1*. Além disto, observa-se na característica do ganho estático de tensão CA-CC, o comportamento de elevador de tensão em ambos os modos de operação do conversor.

Em relação ao ganho estático CC-CA de tensão, verificou-se a característica praticamente linear em relação ao índice de modulação em amplitude da estratégia de modulação *Staircase* adotada. Além do ganho estático CC-CA ser proporcional ao índice de modulação em amplitude é também proporcional ao número de níveis da tensão de saída do conversor *MMC*. Apesar dessas características, o ganho estático de tensão CC-CA apresenta o comportamento de abaixador de tensão em ambos os modos de operação do conversor. Comparando os dois modos de operação, é possível definir uma variação maior do ganho no modo *N+1* em relação ao modo *2N+1* apesar de ambas as condições apresentarem características de abaixador de tensão.

Relacionando ambas as equações de ganho estático para as conversões de energia CA-CC e CC-CA, definiu-se a característica estática de tensão do conversor na conversão de energia CA-CA. Avaliou-se que o ganho estático de tensão para conversão de energia CA-CA depende dos índices de modulação em amplitude das estratégias de modulação adotadas e do número de níveis estabelecidos para cada tensão. Verificou-se que as principais variáveis que influenciam diretamente nas características do ganho estático de tensão CA-CA são: o número de níveis adotado em cada tensão específica do conversor. Quando N_{vpwm} é máximo, o conversor *MMC* CA-CA opera praticamente como abaixador de tensão. Quando N_{vpwm} é maior do que N_{vo}, o conversor MMC CA-CA pode operar como abaixador, isolador ou elevador dependendo é claro do valor mínimo do índice de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$. E quando N_{vpwm} é igual ou menor do N_{vo}, o conversor *MMC* CA-CA opera praticamente como elevador de tensão, sendo que qualquer variação no índice de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$ acarreta em grandes variações da tensão $v_o(t)$ nos terminais de saída do conversor *MMC* CA-CA devido a característica não-linear.

A característica estática de corrente do conversor *MMC* foi definida a

partir da conversão de energia CA-CA. A característica do ganho estático de corrente é praticamente linear em função do índice de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$ e inversamente proporcional ao índice de modulação em amplitude $m_{a,ST,MMC}$. O ganho estático de corrente também é inversamente proporcional ao número de níveis da tensão de saída do conversor e proporcional ao número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$. Outra característica relevante é a dependência do ganho estático de corrente em relação dos fatores de deslocamento nos terminais de entrada e saída do conversor além do ângulo de carga.

Outra variável importante definida neste capítulo é o índice de modulação em frequência do conversor que depende de ambas as frequências de saída e entrada. A partir das análises de característica estática do conversor *MMC*, torna-se possível a análise dos elementos passivos utilizados no terminal de entrada, nos braços e células do conversor *MMC*.

6 DIMENSIONAMENTO DOS ELEMENTOS PASSIVOS DO CONVERSOR *MMC* CA-CA

Com o objetivo de obter um elevado fator de potência na entrada do conversor *MMC* CA-CA e apresentar um controle da corrente de entrada, torna-se necessário o uso de um indutor em série com o conversor *MMC* CA-CA na entrada. Para atingir esses objetivos, a corrente que flui por este indutor apresentará uma componente de baixa frequência (frequência da rede f_s) sobreposta por uma pequena componente de alta frequência (frequência de comutação $f_{sw,inv,LS}$ ou $f_{sw,inv,PS}$ do sinal de tensão $v_{pwm}(t)$). Com a utilização deste elemento passivo nos terminais de entrada do conversor, verifica-se a característica estática de elevador de tensão na conversão CA-CC de energia elétrica.

Para determinar o valor da indutância de entrada, deve-se realizar a análise da conversão CA-CC do conversor. O valor da indutância deve ser calculado considerando-se a máxima variação de corrente que será permitida para componente de alta frequência. A escolha em função da máxima variação de corrente pode ser influenciada devido às condições de operação do conversor *MMC* CA-CA e de acordo com os modos de operação *2N+1* ou *N+1*.

Além disto, este capítulo apresenta o dimensionamento do valor de capacitância de cada capacitor utilizado nas células do conversor *MMC* CA-CA. Este dimensionamento é baseado na ondulação de tensão dos capacitores e algumas características são observadas a partir de ábacos ilustrativos.

Outro elemento de fundamental importância é o dimensionamento realizado para determinar o valor de indutância de cada indutor utilizado no braço do conversor. Este dimensionamento é baseado na análise da corrente de circulação proveniente das diferenças de tensão apresentadas em cada capacitor de todas as células e dos elementos parasitas presentes no conversor *MMC* CA-CA.

A partir das análises, são definidas equações que resultam nos valores de indutância e capacitância utilizados no projeto do conversor *MMC* CA-CA.

6.1 ANÁLISE DA ONDULAÇÃO DE CORRENTE NO INDUTOR DE ENTRADA DO *MMC* CA-CA

Para analisar a ondulação de corrente no indutor de entrada do conversor *MMC* CA-CA, deve-se averiguar as formas de onda da tensão sobre os terminais do indutor L_{in} e a corrente que circula pelo indutor L_{in} dentro de um período de comutação $T_{s,inv,LS}$ do sinal de tensão $v_{pwm}(t)$. De forma a realizar a análise, consideram-se os parâmetros apresentados na Tabela 10. Deve-se considerar na análise as regiões *I* e *II* de operação já que as regiões *III* e *IV* apresentam equações similares, ou seja, com as mesmas características.

A Figura 45 apresenta as formas de onda da tensão de entrada $v_s(t)$, da corrente que circula pelo indutor de entrada do conversor *MMC* CA-CA $i_s(t)$, da tensão nos terminais de entrada do conversor *MMC* CA-CA $v_{pwm}(t)$ e da tensão sobre os terminais do indutor de entrada $v_{Lin}(t)$.

Observa-se nas formas de onda da tensão sobre os terminais do indutor de entrada $v_{Lin}(t)$ e na corrente que circula pelo indutor $i_s(t)$ que existem 4 regiões onde a ondulação de corrente deverá ser analisada. Considera-se que:

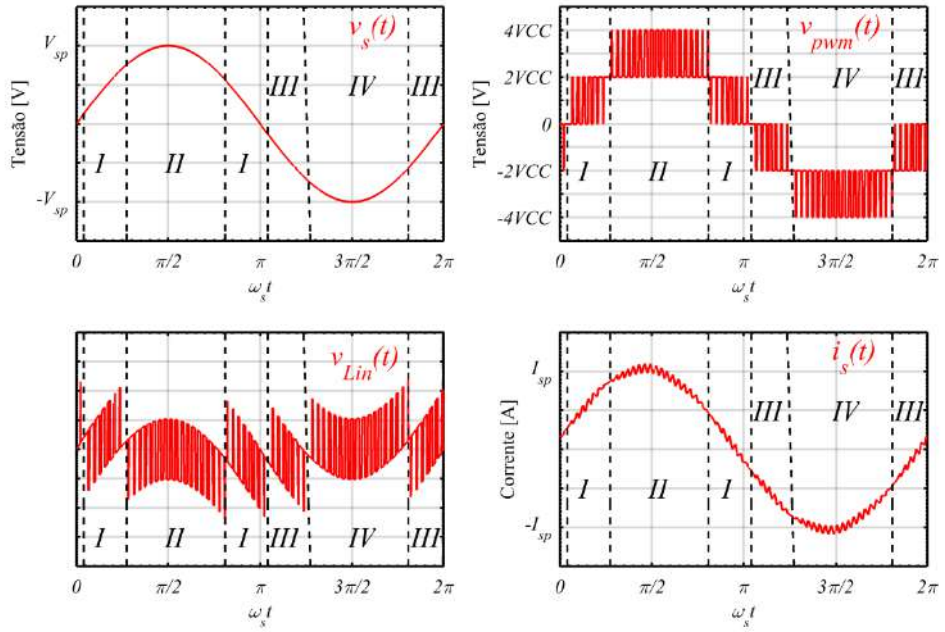
$$v_{Lin}\left(t\right) = L_{in} \cdot \frac{di_s\left(t\right)}{dt} = v_s\left(t\right) - v_{pwm}\left(t\right) \tag{136}$$

A Figura 46 apresenta a tensão sobre os terminais do indutor e corrente que circula pelo indutor de entrada do conversor *MMC* CA-CA dentro de um período de comutação $T_{s,inv,LS}$ do sinal de tensão $v_{pwm}(t)$.

Observa-se na Figura 46 que o período de armazenamento e transferência de energia do indutor é definido pelo período de comutação do sinal de tensão $v_{pwm}(t)$.

Como na análise foi considerada a estratégia de modulação multinível por largura de pulso *Level-Shifted IPD*, o período de comutação do sinal de tensão $v_{pwm}(t)$ é igual ao período de comutação dos transistores S_{i22} e S_{i12}. Portanto o período de armazenamento e transferência de energia do indutor de entrada do conversor *MMC* CA-CA é definido a partir do período do sinal portador.

Figura 45 - Formas de onda da tensão de entrada $v_s(t)$, da corrente que circula pelo indutor de entrada do conversor *MMC* CA-CA $i_s(t)$, da tensão nos terminais de entrada do conversor *MMC* CA-CA $v_{pwm}(t)$ e da tensão sobre os terminais do indutor de entrada $v_{Lin}(t)$. Estratégia de modulação *Level-Shifted IPD* (f_m = 50 Hz, $m_{f,LS}$ = 65, $m_{a,MMC}$ = 0,75 e N_{vpwm} = 5).



Fonte: Próprio autor.

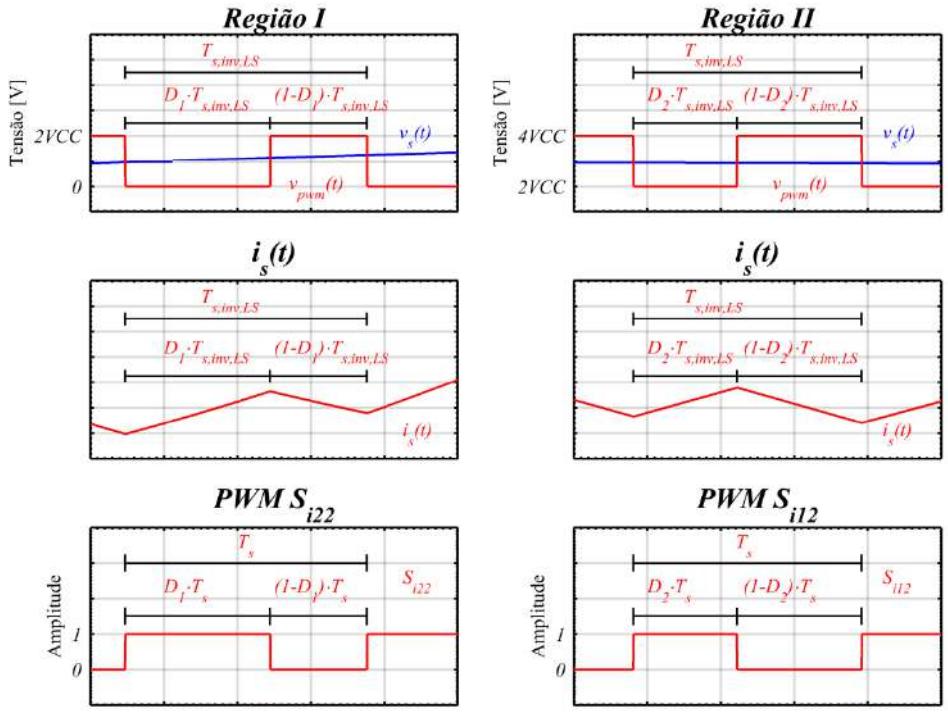
Para dar continuidade a análise da ondulação de corrente, considera-se que:

$$v_s(t) = V_{sp} \cdot sen(\omega_s t + \alpha) \tag{137}$$

Onde α é o ângulo de deslocamento da tensão da rede. Normalmente a tensão da rede é definida como a tensão de referência e, portanto α pode ser igual a 0. Considerando a região *I* de operação, durante a etapa de armazenamento de energia, ou seja, durante o intervalo de tempo de 0 à $D_1 T_s$, a tensão no indutor é definida como:

$$v_{Lin}(t) = L_{in} \cdot \frac{di_s(t)}{dt} = v_s(t) - v_{pwm}(t) = V_{sp} \cdot sen(\omega_s t + \alpha) \tag{138}$$

Figura 46 - Tensão sobre os terminais do indutor e corrente que circula pelo indutor de entrada do conversor *MMC* CA-CA dentro de um período de comutação $T_{s,inv,LS}$ do sinal de tensão $v_{pwm}(t)$.



Fonte: Próprio autor.

Durante a etapa de transferência de energia, ou seja, durante o intervalo de tempo de $D_1 T_s$ à T_s, a tensão no indutor é definida como:

$$v_{Lin}(t) = L_{in} \cdot \frac{di_s(t)}{dt} = v_s(t) - v_{pwm}(t) = V_{sp} \cdot sen(\omega_s t + \alpha) - 2 \cdot VCC \tag{139}$$

Pode-se definir que:

$$L_{in} \cdot \frac{di_s(t)}{dt} = L_{in} \cdot \frac{\Delta I_s}{\Delta t} \tag{140}$$

Considerando que a variação de corrente no indutor pode ser definida a partir do intervalo de tempo do armazenamento de energia, tem-se que:

$$\Delta t = D_1\left(\omega_s t, \delta_s\right) \cdot T_s \tag{141}$$

Portanto substituindo (140), (141) em (138) é possível obter a seguinte equação:

$$L_{in} \cdot \frac{\Delta I_s}{T_s} = D_1\left(\omega_s t, \delta_s\right) \cdot V_{sp} \cdot sen\left(\omega_s t + \alpha\right) \tag{142}$$

Substituindo a equação que define o valor médio da razão cíclica em um período de comutação, é possível definir que:

$$\frac{L_{in} \cdot \Delta I_s}{T_s \cdot V_{sp}} = sen\left(\omega_s t + \alpha\right) - \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{pwm1}}{VCC} \cdot sen\left(\omega_s t + \alpha\right) \cdot sen\left(\omega_s t + \delta_s\right) \tag{143}$$

Pode-se afirmar que:

$$\frac{L_{in} \cdot \Delta I_s}{T_s \cdot V_{sp}} = \Delta I_1 \tag{144}$$

$$\frac{V_{pwm1}}{VCC} = 4 \cdot m_{a,MMC} \tag{145}$$

Onde ΔI_1 é estabelecido como a ondulação de corrente normalizada característica da região *I* de operação. Portanto, tem-se que:

$$\Delta I_1 = sen\left(\omega_s t + \alpha\right) - 2 \cdot m_{a,MMC} \cdot sen\left(\omega_s t + \alpha\right) \cdot sen\left(\omega_s t + \delta_s\right) \tag{146}$$

Atribuindo a mesma análise para a região *II* de operação, define-se a equação da ondulação da corrente normalizada característica da região *II* de operação como:

$$\Delta I_2 = 2 \cdot sen\left(\omega_s t + \alpha\right) - 2 \cdot m_{a,MMC} \cdot sen\left(\omega_s t + \alpha\right) \cdot sen\left(\omega_s t + \delta_s\right) - \ldots$$
$$\ldots - \frac{1}{m_b} + \frac{m_{a,MMC}}{m_b} \cdot sen\left(\omega_s t + \delta_s\right) \tag{147}$$

Onde:

$$m_b = \frac{V_{sp}}{4 \cdot VCC} \tag{148}$$

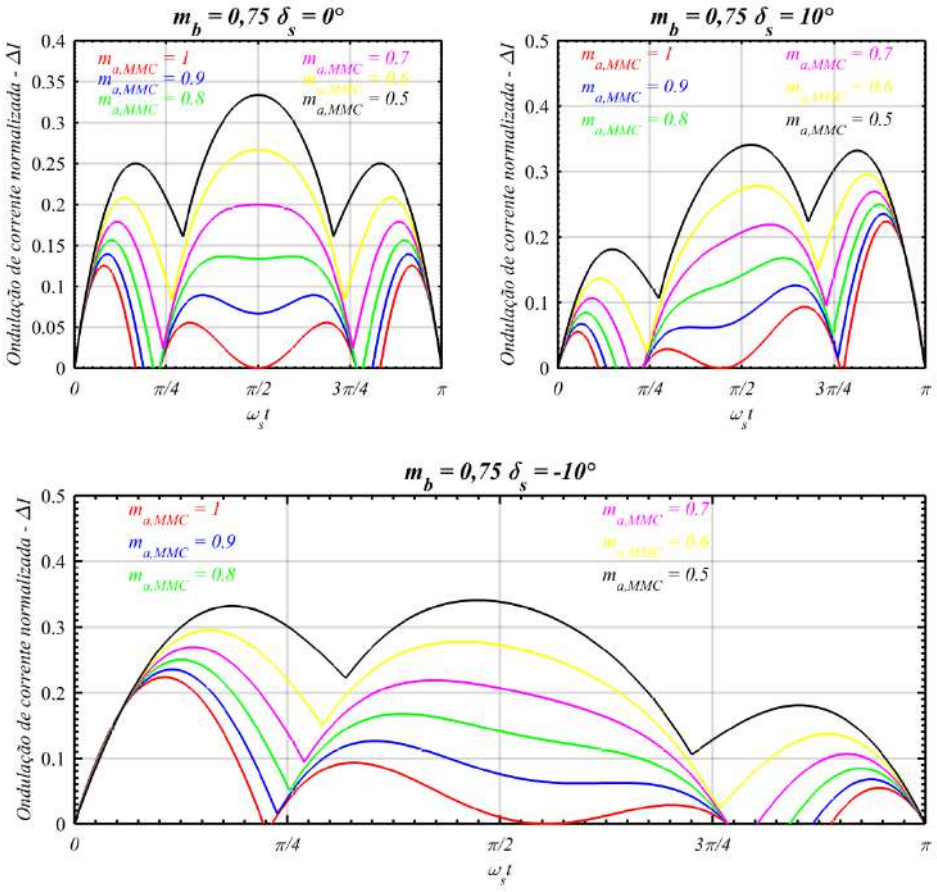
Percebe-se que a ondulação de corrente no indutor de entrada pode ser dependente de vários parâmetros como: índice de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$, ângulo de carga definido como δ_s e a relação entre a tensão de pico da rede V_{sp} e a tensão VCC de cada célula. A variação do sinal de tensão da rede na entrada do conversor também proporciona a variação da ondulação de corrente no indutor de entrada do conversor. Com base nas equações de ondulação de corrente normalizada é possível traçar ábacos de forma a obter um valor normalizado e a partir daí estabelecer o valor da indutância do indutor de entrada do conversor. A Figura 47 apresenta alguns ábacos da ondulação de corrente normalizada em função de $\omega_s t$ considerando m_b = 0,75 e δ_s = 0°, 10° e -10°.

Verifica-se na Figura 47 que é apresentado algumas curvas indicando a variação do índice de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$. Observa-se que em ambos os ábacos é possível determinar a máxima ondulação de corrente a partir de ΔI e assim determinar o valor de indutância. Verifica-se também que o ângulo de carga δ_s apresenta grande contribuição para o aumento da ondulação de corrente. Quanto maior o ângulo de carga, maior será o valor de ΔI para uma determinada condição de operação. A escolha dos índices de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$ foi atribuída de acordo com o valor mínimo de $m_{a,MMC}$ para estratégia de modulação multinível em 5 níveis da tensão $v_{pwm}(t)$.

Portanto, a partir do valor de ondulação da corrente normalizada, obtém-se a equação que define o valor de indutância do indutor de entrada do conversor *MMC* CA-CA, ou seja:

$$L_{in} = \frac{\Delta I \cdot V_{sp}}{\Delta I_s \cdot f_{s,MMC,LS}} \tag{149}$$

Figura 47 - Ábacos de ondulação de corrente normalizada em função de $\omega_s t$, considerando m_b = 0,75, δ_s = 0°, δ_s = 10°, δ_s = -10°, N_{vpwm} = 5 e N = 3.



Fonte: Próprio autor.

Esta equação é válida a partir da estratégia de modulação *Level-Shifted IPD* adotada para modular a tensão $v_{pwm}(t)$. Considerando a mesma metodologia de análise, aplicando a estratégia de modulação *Phase-Shifted*, é possível obter as seguintes expressões:

$$\Delta I = \frac{4 \cdot L_{in} \cdot \Delta I_s}{V_{sp} \cdot T_s} \tag{150}$$

$$L_{in} = \frac{\Delta I \cdot V_{sp}}{4 \cdot \Delta I_s \cdot f_{sw,PS}} \tag{151}$$

Observa-se que para este caso, considerando a mesma frequência de

comutação em ambas as estratégias de modulação, é possível obter um valor reduzido da indutância se adotado a estratégia de modulação *Phase-Shifted* para modular a tensão $v_{pwm}(t)$ do conversor *MMC* CA-CA.

De forma a obter equações genéricas para ondulação de corrente normalizada e indutância de entrada do conversor *MMC* CA-CA, algumas deduções foram realizadas e a partir disso foram definidas as seguintes expressões:

$$y_{even} = \left[-1,1,3 \ldots \left(N_{vpwm} - 3 \right) \right] \tag{152}$$

$$y_{odd} = \left[0,2,4 \ldots \left(N_{vpwm} - 3 \right) \right] \tag{153}$$

$$\Delta I_{r_{even}} = \frac{k_{even}}{2} \cdot sen\left(\omega_s t + \alpha\right) - \frac{\left(N_{vpwm} - 1\right)}{2} \cdot m_{a,MMC} \cdot sen\left(\omega_s t + \alpha\right) \cdot sen\left(\omega_s t + \delta_s\right) - \ldots$$
$$\ldots - \frac{y_{even} \cdot k_{even}}{2 \cdot \left(N_{vpwm} - 1\right) \cdot m_b} + \frac{y_{even}}{2} \cdot \frac{m_{a,MMC}}{m_b} \cdot sen\left(\omega_s t + \delta_s\right) \tag{154}$$

$$m_b = \frac{V_{sp}}{\left(N_{vpwm} - 1\right) \cdot VCC} \tag{155}$$

$$m_b = \frac{V_{sp}}{2 \cdot \left(N_{vpwm} - 1\right) \cdot VCC} \tag{156}$$

$$\Delta I_{r_{odd}} = k_{odd} \cdot sen\left(\omega_s t + \alpha\right) - \frac{\left(N_{vpwm} - 1\right)}{2} \cdot m_{a,MMC} \cdot sen\left(\omega_s t + \alpha\right) \cdot sen\left(\omega_s t + \delta_s\right) - \ldots$$
$$\ldots - \frac{y_{odd} \cdot k_{odd}}{\left(N_{vpwm} - 1\right) \cdot m_b} + \frac{y_{odd}}{2} \cdot \frac{m_{a,MMC}}{m_b} \cdot sen\left(\omega_s t + \delta_s\right) \tag{157}$$

$$L_{in} = \frac{\Delta I \cdot V_{sp}}{\Delta I_s \cdot f_{s,MMC,LS}} \tag{158}$$

$$L_{in} = \frac{\Delta I \cdot V_{sp}}{\left(N_{vpwm} - 1\right) \cdot \Delta I_s \cdot f_{sw,PS}} \tag{159}$$

A Tabela 11 apresenta as condições que devem ser utilizadas às equações apresentadas acima.

De forma a exemplificar a característica da ondulação de corrente

normalizada, a Figura 48 apresenta alguns ábacos da ondulação de corrente normalizada em função de $\omega_s t$ considerando $m_b = 0{,}75$ e $\delta_s = 0°$ para diferentes condições de operação considerando como base as equações (154) e (157).

Tabela 11 - Condições que devem ser utilizadas as equações que definem a ondulação de corrente normalizada e o cálculo do valor da indutância de entrada.

Modos de operação *MMC* CA-CA	Estratégia de modulação	N_{vpwm}	Equações
2N+1	*Level-Shifted IPD*	Par	(152), (154), (155), (158)
2N+1	*Level-Shifted IPD*	Ímpar	(153), (155), (157), (158)
N+1	*Level-Shifted IPD*	Par	(152), (154), (156), (158)
N+1	*Level-Shifted IPD*	Ímpar	(153), (156), (157), (158)
2N+1	*Phase-Shifted*	Par	(152), (154), (155), (159)
2N+1	*Phase-Shifted*	Ímpar	(153), (155), (157), (159)
N+1	*Phase-Shifted*	Par	(152), (154), (156), (159)
N+1	*Phase-Shifted*	Ímpar	(153), (156), (157), (159)

Fonte: Próprio autor.

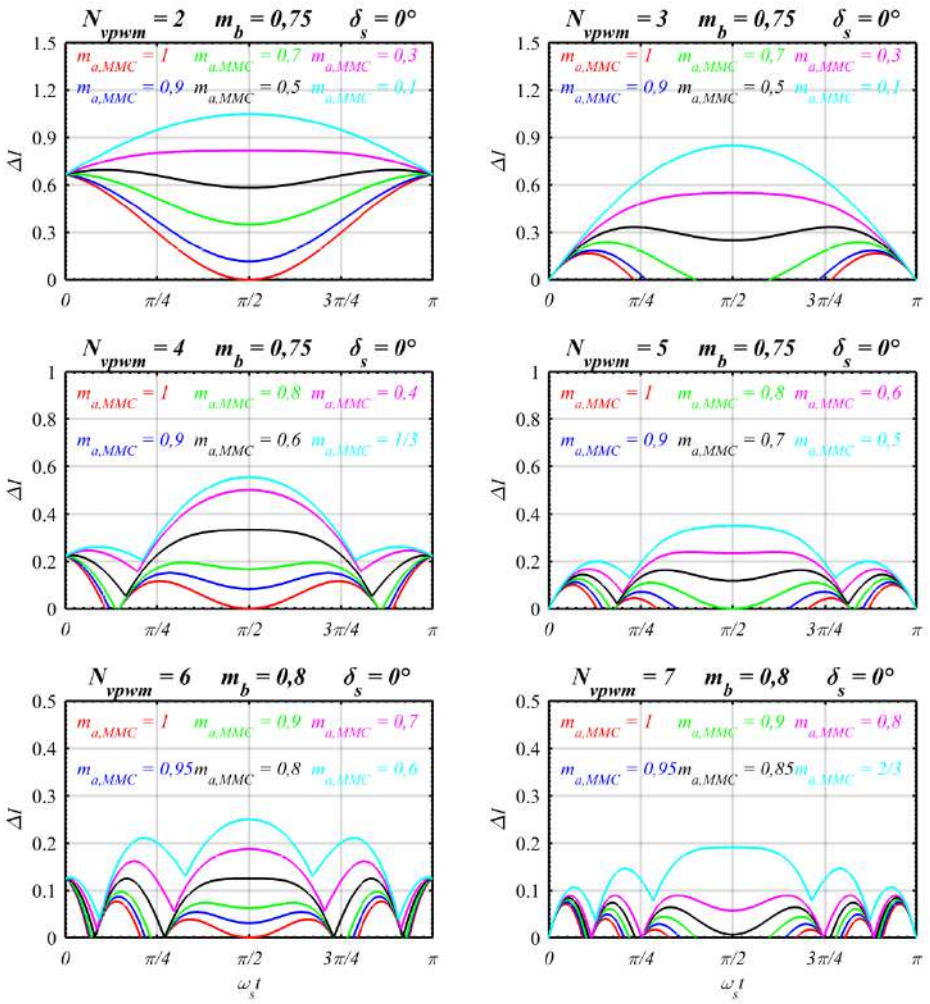
Observa-se que quanto maior é o número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ menor é a constante definida por ΔI. Percebe-se que para condição onde o ângulo de carga é nulo, o máximo valor de ΔI ocorre sempre no instante $\pi/2$ de $\omega_s t$. Isto é válido considerando sempre o mínimo valor do índice de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$. Observa-se também que com o aumento do índice de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$, a constante definida por ΔI torna-se menor.

Após determinar o valor de ΔI é possível definir o valor de indutância do indutor de entrada do conversor *MMC* CA-CA para qualquer condição de operação aplicando as equações (158) ou (159) dependendo da estratégia de modulação adotada.

6.2 ANÁLISE DA POTÊNCIA INSTANTÂNEA NO BRAÇO SUPERIOR DO CONVERSOR *MMC* CA-CA

A seção apresenta a determinação da capacitância de cada capacitor presente em cada célula *H-Bridge* do conversor *MMC* CA-CA.

Figura 48 - Ábacos da ondulação de corrente normalizada em função de $\omega_s t$ considerando m_b = 0,75 e δ_s = 0° para diferentes condições de operação.



Fonte: Próprio autor.

Para determinar a capacitância de cada capacitor considera-se que o valor médio das tensões sobre os terminais de cada capacitor é igual, ou seja, o conversor *MMC* CA-CA deve operar de forma equilibrada de maneira a

garantir o mesmo nível de tensão em todas as células. Considera-se a análise da potência instantânea no braço superior do conversor *MMC* CA-CA, a análise da energia armazenada no braço superior do conversor *MMC* CA-CA, tensão instantânea nos capacitores e por fim a amplitude da ondulação de tensão. A metodologia de análise foi baseada pelo estudo do conversor *MMC* CA-CC apresentado em [94].

Observa-se através da Figura 12, o conversor *MMC* CA-CA na configuração com 3 células *H-Bridge* por braço. Para determinar a potência instantânea em cada braço do conversor *MMC* CA-CA deve-se analisar as tensões instantâneas sobre os braços superior e inferior do conversor e as correntes instantâneas que circulam por esses braços. Portanto analisando as equações (27), (28), (29) e (30) é possível definir as tensões e correntes instantâneas dos braços superior e inferior do conversor *MMC* CA-CA, ou seja:

$$v_u(t) = \frac{v_{pwm}(t) - v_o(t)}{2} \tag{160}$$

$$v_l(t) = \frac{v_{pwm}(t) + v_o(t)}{2} \tag{161}$$

$$i_u(t) = \frac{i_s(t) + i_o(t)}{2} \tag{162}$$

$$i_l(t) = \frac{i_s(t) - i_o(t)}{2} \tag{163}$$

A potência instantânea no braço superior e no braço inferior do conversor pode ser definida como:

$$p_u(t) = \frac{v_{pwm}(t)\cdot i_s(t) + v_{pwm}(t)\cdot i_o(t) - v_o(t)\cdot i_s(t) - v_o(t)\cdot i_o(t)}{4} \tag{164}$$

$$p_l(t) = \frac{v_{pwm}(t)\cdot i_s(t) - v_{pwm}(t)\cdot i_o(t) + v_o(t)\cdot i_s(t) - v_o(t)\cdot i_o(t)}{4} \tag{165}$$

Observa-se que as potências instantâneas nos braços do conversor *MMC* CA-CA apresentam 4 parcelas de potência. Portanto, define-se que:

$$p_s(t) = v_{pwm}(t) \cdot i_s(t) \quad (166)$$

$$p_{os}(t) + p_{so}(t) = v_o(t) \cdot i_s(t) - v_{pwm}(t) \cdot i_o(t) \quad (167)$$

$$p_o(t) = v_o(t) \cdot i_o(t) \quad (168)$$

De forma a simplificar a análise da potência instantânea no braço superior, considera-se apenas as componentes fundamentais em frequência da tensão instantânea $v_{pwm}(t)$, da tensão instantânea $v_o(t)$, da corrente instantânea $i_s(t)$ e da corrente instantânea $i_o(t)$. Assim definem-se essas grandezas instantâneas como:

$$v_{pwm}(t) = V_{pwm1} \cdot sen(\omega_s \cdot t + \delta_s) \quad (169)$$

$$i_s(t) = I_{sp} \cdot sen(\omega_s \cdot t + \phi_s) \quad (170)$$

$$v_o(t) = V_{op1} \cdot sen(\omega_o \cdot t) \quad (171)$$

$$i_o(t) = I_{op1} \cdot sen(\omega_o \cdot t + \phi_o) \quad (172)$$

Na análise das potências instantâneas $p_{os}(t)$ e $p_{so}(t)$ consideram-se as componentes fundamentais da tensão instantânea de saída $v_o(t)$ e da corrente instantânea de saída $i_o(t)$. Na análise da potência instantânea $p_o(t)$ é realizada outra consideração devido à distorção harmônica na forma de onda da tensão instantânea $v_o(t)$. Desta maneira, definem-se as seguintes potências instantâneas:

$$p_s(t) = \frac{V_{pwm1} \cdot I_{sp}}{2} \cdot cos(\phi_s - \delta_s) - \frac{V_{sp} \cdot I_{sp}}{2} \cdot cos(2 \cdot \omega_s \cdot t + \phi_s + \delta_s) \quad (173)$$

$$p_{os}(t) = \frac{V_{pwm1} \cdot I_{op1}}{2} \cdot cos(\omega_{os} \cdot t + \phi_o - \delta_s) - \frac{V_{op1} \cdot I_{sp}}{2} \cdot cos(\omega_{os} \cdot t - \phi_s) \quad (174)$$

$$p_{so}(t) = \frac{V_{op1} \cdot I_{sp}}{2} \cdot cos(\omega_{so} \cdot t + \phi_s) - \frac{V_{pwm1} \cdot I_{op1}}{2} \cdot cos(\omega_{so} \cdot t + \phi_o + \delta_s) \quad (175)$$

Onde:

$$\omega_{os} = \omega_o - \omega_s \tag{176}$$

$$\omega_{so} = \omega_o + \omega_s \tag{177}$$

Verifica-se nessas 3 parcelas da potência instantânea do braço superior, uma componente no dobro da frequência de entrada ω_s e as outras duas componentes nas frequências ω_o-ω_s e ω_o+ω_s. Observa-se uma componente média definida na potência instantânea $p_s(t)$.

As potências instantâneas definidas por $p_{os}(t)$ e $p_{so}(t)$ não apresentam componentes médias devido à decomposição da tensão instantânea e corrente instantânea em frequências diferentes conforme pode ser visto em [95]. Pode-se afirmar, portanto que essas potências instantâneas $p_{os}(t)$ e $p_{so}(t)$ não contribuem para o acréscimo ou a diminuição de potência ativa fornecida pela fonte de entrada à carga. No entanto, essas potências apresentam uma significativa contribuição de potência reativa circulante no conversor *MMC* CA-CA e podem influenciar no comportamento da ondulação de tensão dos capacitores nas células *H-Bridge*.

Falta analisar a última parcela da potência instantânea do braço superior do conversor *MMC* CA-CA definida por $p_o(t)$. Conforme discutido anteriormente, essa parcela da potência instantânea do braço superior é analisada de outra forma. Considera-se que a carga do conversor *MMC* CA-CA é linear, ou seja, a corrente instantânea de saída $i_o(t)$ é puramente senoidal, conforme definido em (172).

Por outro lado, a tensão de saída $v_o(t)$ apresenta distorção harmônica no seu formato de onda. O formato de onda da potência instantânea $p_o(t)$ também apresenta distorção harmônica e assim é necessária a decomposição matemática por Série de Fourier para encontrar uma expressão que defina a parcela de potência instantânea denominada por $p_o(t)$.

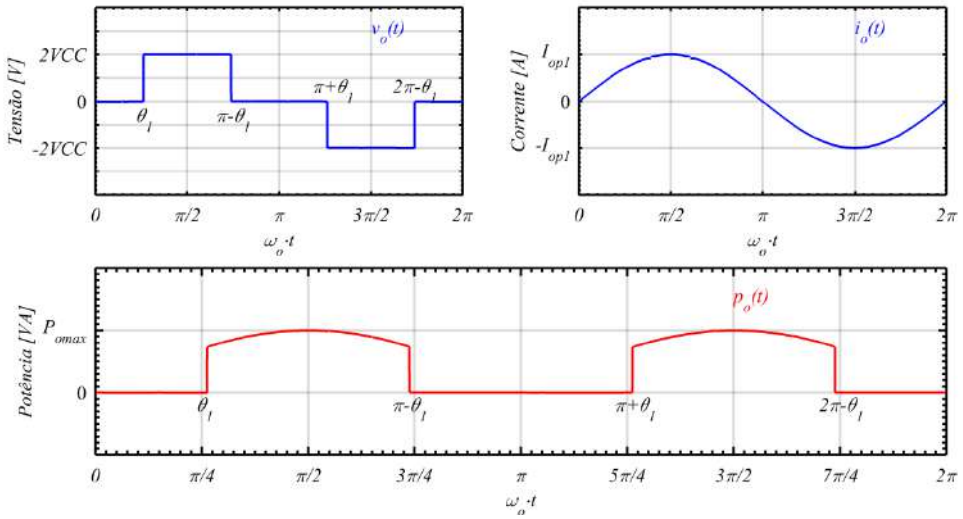
A Figura 49 apresenta o formato de onda da potência instantânea $p_o(t)$ considerando que N_{vo} seja igual a 3 e que o conversor *MMC* CA-CA opera no modo 2N+1.

Realizando, portanto a decomposição por Série de Fourier é possível definir a potência instantânea $p_o(t)$ de forma genérica conforme apresentado nas equações matemáticas (178), (179), (180) e (181).

Observa-se que a decomposição pela Série de Fourier foi limitada

apenas para análise da componente média e da componente de segunda ordem em frequência da potência instantânea $p_o(t)$.

Figura 49 - Formato de onda da potência instantânea $p_o(t)$ considerando N_{vo} = 3 e modo de operação 2N+1.



Fonte: Próprio autor.

$$p_o(t) = \frac{4 \cdot I_{op1} \cdot VCC \cdot cos(\phi_o)}{\pi} \cdot \left(\sum_{i=1}^{x} cos(\theta_i) \right) + \ldots$$
$$\ldots + \frac{16 \cdot I_{op1} \cdot VCC \cdot sen(\phi_o)}{3 \cdot \pi} \cdot \left(\sum_{i=1}^{x} cos(\theta_i)^3 \right) \cdot sen(2 \cdot \omega_o \cdot t) + \ldots \quad (178)$$
$$\ldots + \frac{8 \cdot I_{op1} \cdot VCC \cdot cos(\phi_o)}{3 \cdot \pi} \cdot \left[2 \cdot \left(\sum_{i=1}^{x} cos(\theta_i)^3 \right) - 3 \cdot \left(\sum_{i=1}^{x} cos(\theta_i) \right) \right] \cdot cos(2 \cdot \omega_o \cdot t)$$

$$p_o(t) = \frac{2 \cdot I_{op1} \cdot VCC \cdot cos(\phi_o)}{\pi} \cdot \left[\left(2 \cdot \sum_{i=1}^{x} cos(\theta_i) \right) + 1 \right] + \ldots$$
$$\ldots + \frac{8 \cdot I_{op1} \cdot VCC \cdot sen(\phi_o)}{3 \cdot \pi} \cdot \left[\left(2 \cdot \sum_{i=1}^{x} cos(\theta_i)^3 \right) + 1 \right] \cdot sen(2 \cdot \omega_o \cdot t) + \ldots \quad (179)$$
$$\ldots + \frac{4 \cdot I_{op1} \cdot VCC \cdot cos(\phi_o)}{3 \cdot \pi} \cdot \left[4 \cdot \sum_{i=1}^{x} cos(\theta_i)^3 - \left(6 \cdot \sum_{i=1}^{x} cos(\theta_i) \right) - 1 \right] \cdot cos(2 \cdot \omega_o \cdot t)$$

$$p_o(t) = \frac{8 \cdot I_{op1} \cdot VCC \cdot cos(\phi_o)}{\pi} \cdot \left(\sum_{i=1}^{x} cos(\theta_i) \right) + \ldots$$
$$\ldots + \frac{32 \cdot I_{op1} \cdot VCC \cdot sen(\phi_o)}{3 \cdot \pi} \cdot \left(\sum_{i=1}^{x} cos(\theta_i)^3 \right) \cdot sen(2 \cdot \omega_o \cdot t) + \ldots \quad (180)$$
$$\ldots + \frac{16 \cdot I_{op1} \cdot VCC \cdot cos(\phi_o)}{3 \cdot \pi} \cdot \left[2 \cdot \left(\sum_{i=1}^{x} cos(\theta_i)^3 \right) - 3 \cdot \left(\sum_{i=1}^{x} cos(\theta_i) \right) \right] \cdot cos(2 \cdot \omega_o \cdot t)$$

$$p_o(t) = \frac{4 \cdot I_{op1} \cdot VCC \cdot cos(\phi_o)}{\pi} \cdot \left[\left(2 \cdot \sum_{i=1}^{x} cos(\theta_i) \right) + 1 \right] + \ldots$$
$$\ldots + \frac{16 \cdot I_{op1} \cdot VCC \cdot sen(\phi_o)}{3 \cdot \pi} \cdot \left[\left(2 \cdot \sum_{i=1}^{x} cos(\theta_i)^3 \right) + 1 \right] \cdot sen(2 \cdot \omega_o \cdot t) + \ldots \quad (181)$$
$$\ldots + \frac{8 \cdot I_{op1} \cdot VCC \cdot cos(\phi_o)}{3 \cdot \pi} \cdot \left[4 \cdot \sum_{i=1}^{x} cos(\theta_i)^3 - \left(6 \cdot \sum_{i=1}^{x} cos(\theta_i) \right) - 1 \right] \cdot cos(2 \cdot \omega_o \cdot t)$$

A Tabela 12 especifica a equação que deve ser utilizada para definir a potência instantânea $p_o(t)$ para cada condição de operação do conversor *MMC* CA-CA.

Tabela 12 - Equações que definem a potência instantânea $p_o(t)$ do conversor *MMC* CA-CA para cada condição de operação.

Modos de operação *MMC* CA-CA	N_{vo}	Equações
2N+1	Ímpar	(178)
2N+1	Par	(179)
N+1	Ímpar	(180)
N+1	Par	(181)

Fonte: Próprio autor.

Verifica-se que a componente média da potência instantânea $p_o(t)$ representa a potência ativa consumida pela carga. Logo, a componente média da potência instantânea $p_s(t)$ representa a potência ativa absorvida pelo conversor que posteriormente é entregue a carga. Portanto considerando que o conversor não apresenta perdas, a potência ativa consumida pela carga é igual à potência ativa absorvida pelo conversor.

A componente média nas equações das potências instantâneas se anula e assim a potência instantânea no braço superior do conversor pode ser definida. Neste caso, considera-se que o modo de operação do conversor é 2N+1 e o número de níveis da tensão de saída N_{vo} é ímpar. Portanto:

$$p_u(t) = p_{u,\omega s}(t) + p_{u,\omega o,\omega s}(t) + p_{u,\omega s,\omega o}(t) + p_{u,\omega o}(t) \tag{182}$$

$$p_{u,\omega s}(t) = -\frac{V_{pwm1} \cdot I_{sp}}{8} \cdot cos\left(2 \cdot \omega_s \cdot t + \phi_s + \delta_s\right) \tag{183}$$

$$p_{u,\omega o,\omega s}(t) = \frac{V_{pwm1} \cdot I_{op1}}{8} \cdot cos\left(\omega_{os} \cdot t + \phi_o - \delta_s\right) - \frac{V_{op1} \cdot I_{sp}}{8} \cdot cos\left(\omega_{os} \cdot t - \phi_s\right) \tag{184}$$

$$p_{u,\omega s,\omega o}(t) = \frac{V_{op1} \cdot I_{sp}}{8} \cdot cos\left(\omega_{so} \cdot t + \phi_s\right) - \frac{V_{pwm1} \cdot I_{op1}}{8} \cdot cos\left(\omega_{so} \cdot t + \phi_o + \delta_s\right) \tag{185}$$

$$\begin{aligned} p_{u,\omega o}(t) = -\frac{I_{op1} \cdot VCC \cdot cos\left(\phi_o\right)}{3 \cdot \pi} \cdot \left\{ \left[4 \cdot tan\left(\phi_o\right) \cdot \left(\sum_{i=1}^{x} cos\left(\theta_i\right)^3 \right) \right] \cdot sen\left(2 \cdot \omega_o \cdot t\right) + \ldots \right. \\ \left. \ldots + \left[4 \cdot \left(\sum_{i=1}^{x} cos\left(\theta_i\right)^3 \right) - 6 \cdot \left(\sum_{i=1}^{x} cos\left(\theta_i\right) \right) \right] \cdot cos\left(2 \cdot \omega_o \cdot t\right) \right\} \end{aligned} \tag{186}$$

A potência instantânea do braço superior apresenta 4 componentes em frequência, ou seja, uma componente com o dobro da frequência de entrada ω_s, uma componente na frequência ω_o-ω_s, uma componente na frequência ω_o+ω_s e a última componente com o dobro da frequência de saída ω_o.

Em relação a componente com o dobro da frequência de saída ω_o, vale ressaltar um caso específico de operação do conversor. Quando o número de níveis da tensão de saída N_{vo} for igual a 2, não há presença do ângulo de comutação definido por θ_i. Portanto a parcela da potência instantânea no braço superior do conversor com o dobro da frequência de saída ω_o pode ser definida como:

$$p_{u,\omega o}(t) = -\frac{I_{op1} \cdot VCC \cdot cos\left(\phi_o\right)}{3 \cdot \pi} \cdot \left(2 \cdot tan\left(\phi_o\right) \cdot sen\left(2 \cdot \omega_o \cdot t\right) - cos\left(2 \cdot \omega_o \cdot t\right)\right) \tag{187}$$

6.3 ANÁLISE DA ENERGIA ARMAZENADA NOS CAPACITORES DO BRAÇO SUPERIOR DO CONVERSOR *MMC* CA-CA

Como visto anteriormente, a potência instantânea do braço superior do conversor é composta por 4 componentes em frequência. Logo, como os elementos semicondutores não armazenam energia, pelos menos idealmente, toda a potência instantânea trocada com o braço do *MMC* provém dos capacitores. Considerando que o conversor esteja funcionando em regime permanente, a energia armazenada no braço superior pode ser escrita como:

$$w_u = \int_0^t p_{u,\omega s}(t)\cdot dt + \int_0^t p_{u,\omega o,\omega s}(t)\cdot dt + \int_0^t p_{u,\omega s,\omega o}(t)\cdot dt + \int_0^t p_{u,\omega o}(t)\cdot dt \tag{188}$$

Então considerando as parcelas da potência instantânea do braço superior definidas em (183), (184), (185) e (186) determina-se a parcela alternada da energia armazenada no braço superior como:

$$w_u = w_{u,\omega s} + w_{u,\omega o,\omega s} + w_{u,\omega s,\omega o} + w_{u,\omega o} \tag{189}$$

$$w_{u,\omega s} = -\frac{V_{pwm1}\cdot I_{sp}}{16\cdot\omega_s}\cdot sen\left(2\cdot\omega_s\cdot t+\phi_s+\delta_s\right) \tag{190}$$

$$w_{u,\omega o,\omega s} = \frac{V_{pwm1}\cdot I_{op1}}{8\cdot\omega_{os}}\cdot sen\left(\omega_{os}\cdot t+\phi_o-\delta_s\right) - \frac{V_{op1}\cdot I_{sp}}{8\cdot\omega_{os}}\cdot sen\left(\omega_{os}\cdot t-\phi_s\right) \tag{191}$$

$$w_{u,\omega s,\omega o} = \frac{V_{op1}\cdot I_{sp}}{8\cdot\omega_{so}}\cdot sen\left(\omega_{so}\cdot t+\phi_s\right) - \frac{V_{pwm}\cdot I_{op1}}{8\cdot\omega_{so}}\cdot sen\left(\omega_{so}\cdot t+\phi_o+\delta_s\right) \tag{192}$$

$$\begin{aligned} w_{u,\omega o} = \frac{I_{op1}\cdot VCC\cdot\cos(\phi_o)}{3\cdot\pi\cdot\omega_o}\cdot\Bigg\{\left[2\cdot\tan(\phi_o)\cdot\left(\sum_{i=1}^{x}\cos(\theta_i)^3\right)\right]\cdot\cos(2\cdot\omega_o\cdot t) - \ldots \\ \ldots - \left[2\cdot\left(\sum_{i=1}^{x}\cos(\theta_i)^3\right) - 3\cdot\left(\sum_{i=1}^{x}\cos(\theta_i)\right)\right]\cdot sen(2\cdot\omega_o\cdot t)\Bigg\} \end{aligned} \tag{193}$$

6.4 ANÁLISE DA TENSÃO INSTANTÂNEA NOS CAPACITORES DE CADA CÉLULA *H-BRIDGE*

A análise da tensão instantânea nos capacitores de cada célula *H-Bridge* é baseada na equação de energia armazenada no capacitor equivalente do braço superior do conversor *MMC* CA-CA. A energia armazenada no capacitor equivalente do braço superior do conversor pode ser definida como:

$$W_u + w_u = \frac{1}{2} \cdot C_{eq} \cdot v_{ceq,u}(t)^2 \tag{194}$$

Ou seja, a energia armazenada no capacitor equivalente do braço superior do conversor pode ser representada por uma parcela contínua e outra alternada. A parcela alternada já foi determinada em (189), onde foi possível verificar a representação da variação de energia armazenada por 4 componentes em frequência. Logo a variação de energia vai acarretar na variação da tensão instantânea sobre o capacitor equivalente do braço superior do conversor. A parcela contínua da energia armazenada representa o acúmulo de energia constante presente no capacitor equivalente do braço superior. Relacionando energia armazenada em função da tensão sobre o capacitor equivalente, é possível definir a tensão instantânea sobre este a partir de uma parcela contínua de tensão e outra alternada, ou seja:

$$v_{ceq,u}(t) = N \cdot VCC + v_{ceq,u} \tag{195}$$

Portanto, substituindo (195) em (194) é possível obter a seguinte expressão:

$$W_u + w_u = \frac{1}{2} \cdot C_{eq} \cdot \left[(N \cdot VCC)^2 + 2 \cdot N \cdot VCC \cdot v_{ceq,u} + {v_{ceq,u}}^2 \right] \tag{196}$$

Desconsiderando o termo quadrático da componente alternada da tensão instantânea de (196), define-se, portanto a parcela contínua da energia armazenada em função da tensão média sobre o capacitor equivalente do

braço superior. Além disto, define-se a parcela alternada da energia armazenada em função da parcela alternada da tensão instantânea sobre o capacitor equivalente, ou seja:

$$W_u = \frac{1}{2} \cdot C_{eq} \cdot \left(N \cdot VCC \right)^2 \tag{197}$$

$$w_u = C_{eq} \cdot N \cdot VCC \cdot v_{ceq,u} \tag{198}$$

Portanto a parcela alternada da tensão instantânea sobre o capacitor equivalente do braço superior é definida a partir da igualdade entre (198) e (189), ou seja:

$$v_{ceq,u} = \frac{1}{C_{eq} \cdot N \cdot VCC} \cdot \left(w_{u,\omega s} + w_{u,\omega o,\omega s} + w_{u,\omega s,\omega o} + w_{u,\omega o} \right) \tag{199}$$

Assim, substituindo (199) em (195) obtém-se a tensão instantânea sobre o capacitor equivalente do braço superior. Portanto, tem-se que:

$$v_{ceq,u}\left(t\right) = N \cdot VCC + \frac{1}{C_{eq} \cdot N \cdot VCC} \cdot \left(w_{u,\omega s} + w_{u,\omega o,\omega s} + w_{u,\omega s,\omega o} + w_{u,\omega o} \right) \tag{200}$$

De forma a comparar o resultado teórico com o resultado simulado, a Figura 50 apresenta o comportamento da tensão instantânea sobre o capacitor equivalente em função dos fatores de deslocamento nos terminais de entrada e saída do conversor *MMC* CA-CA.

Verifica-se na Figura 50, a tensão instantânea sobre o capacitor equivalente do braço superior $v_{ceq,u}(t)$, apresenta uma componente média que depende do valor médio da tensão definida por VCC e o número de células atribuídos no braço superior do conversor *MMC* CA-CA.

A tensão $v_{ceq,u}(t)$ apresenta 4 componentes em frequência, ou seja, uma componente com o dobro da frequência de entrada ω_s, uma componente na frequência representada por ω_o-ω_s, uma componente na frequência representada por ω_o+ω_s e uma última componente representada pelo dobro da

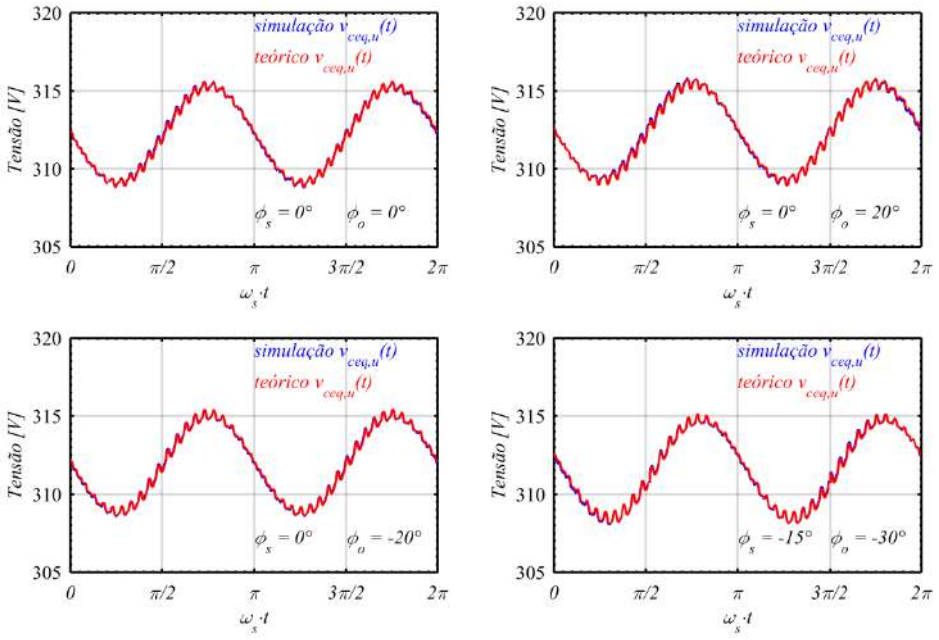
frequência de saída do conversor ω_o.

De modo a definir a tensão instantânea sobre os terminais de um capacitor do braço superior do conversor *MMC*, basta fazer as seguintes considerações:

$$C_{eq} = \frac{C_{sub}}{N} \tag{201}$$

$$v_{c,u}(t) = \frac{v_{ceq,u}(t)}{N} \tag{202}$$

Figura 50 - Comparação entre os resultados teóricos e de simulação da tensão instantânea sobre o capacitor equivalente do braço superior.



Fonte: Próprio autor.

Portanto, substituindo (201) e (202) em (200) é possível obter a tensão instantânea sobre um capacitor do braço superior, ou seja:

$$v_{c,u}(t) = VCC + \frac{1}{C_{sub} \cdot N \cdot VCC} \cdot \left(w_{u,\omega s} + w_{u,\omega o,\omega s} + w_{u,\omega s,\omega o} + w_{u,\omega o} \right) \tag{203}$$

Considerando que as tensões sobre os capacitores do braço superior

estão equilibradas é possível que (203) represente a tensão instantânea de cada capacitor que compõe cada célula *H-Bridge* do braço superior do conversor *MMC* CA-CA.

A metodologia de análise para determinar a tensão instantânea de cada capacitor que compõe cada célula *H-Bridge* do braço inferior do conversor *MMC* CA-CA é a mesma vista até agora.

6.5 ANÁLISE DA ONDULAÇÃO DE TENSÃO NOS CAPACITORES DE CADA CÉLULA *H-BRIDGE*

A amplitude da ondulação de tensão nos capacitores de cada célula *H-Bridge* é definida a partir da diferença entre valor máximo e mínimo da parcela alternada da tensão instantânea de cada capacitor. Considera-se que tanto a energia armazenada quanto a tensão instantânea apresentam 4 componentes em frequência e que o valor máximo e mínimo de cada componente ocorre no instante de tempo correspondente a cada componente, tanto para energia armazenada quanto para tensão instantânea. Os instantes de tempo ocorrem quando suas derivadas, ou seja, potência e corrente instantânea, de cada componente em frequência, respectivamente, são nulas. Desta forma, estabeleceram-se as equações que apresentam a amplitude da ondulação de tensão no capacitor de cada célula *H-Bridge* presente no braço superior do conversor *MMC* CA-CA, ou seja:

$$\Delta V_{c,\omega s,u} = \frac{I_{op1}}{C_{sub}\cdot\omega_s}\cdot\left(\frac{m_{a,ST,MMC}\cdot\cos(\phi_o)\cdot(N_{vo}-1)}{2\cdot\pi\cdot N\cdot\cos(\phi_s-\delta_s)}\right) \tag{204}$$

$$\Delta V_{c,\omega s,u} = \frac{I_{op1}}{C_{sub}\cdot\omega_s}\cdot\left(\frac{m_{a,ST,MMC}\cdot\cos(\phi_o)\cdot(N_{vo}-1)}{\pi\cdot N\cdot\cos(\phi_s-\delta_s)}\right) \tag{205}$$

$$\Delta V_{c,\omega os,u} = \frac{I_{op1}}{C_{sub}\cdot\omega_s}\cdot\left(\frac{m_{a,MMC}\cdot(N_{vpwm}-1)}{4\cdot N\cdot(G_{f,CA,CA}-1)}\right)\cdot\sqrt{\frac{G_{V,CA,CA}{}^4\cdot\cos(\phi_o)^2}{\cos(\phi_s-\delta_s)^2}-\frac{2\cdot G_{V,CA,CA}{}^2\cdot\cos(\phi_o)\cdot\cos(\phi_s-\delta_s+\phi_o)}{\cos(\phi_s-\delta_s)}+1} \tag{206}$$

$$\Delta V_{c,\omega so,u} = \frac{I_{op1}}{C_{sub}\cdot\omega_s}\cdot\left(\frac{m_{a,MMC}\cdot(N_{vpwm}-1)}{4\cdot N\cdot(G_{f,CA,CA}+1)}\right)\cdot\sqrt{\frac{G_{V,CA,CA}{}^4\cdot\cos(\phi_o)^2}{\cos(\phi_s-\delta_s)^2}-\frac{2\cdot G_{V,CA,CA}{}^2\cdot\cos(\phi_o)\cdot\cos(\phi_s-\delta_s+\phi_o)}{\cos(\phi_s-\delta_s)}+1} \tag{207}$$

$$\Delta V_{c,\omega os,u} = \frac{I_{op1}}{C_{sub}\cdot\omega_s}\cdot\left(\frac{m_{a,MMC}\cdot(N_{vpwm}-1)}{2\cdot N\cdot(G_{f,CA,CA}-1)}\right)\cdot\sqrt{\frac{G_{V,CA,CA}{}^4\cdot\cos(\phi_o)^2}{\cos(\phi_s-\delta_s)^2}-\frac{2\cdot G_{V,CA,CA}{}^2\cdot\cos(\phi_o)\cdot\cos(\phi_s-\delta_s+\phi_o)}{\cos(\phi_s-\delta_s)}+1} \tag{208}$$

$$\Delta V_{c,\omega so,u} = \frac{I_{op1}}{C_{sub}\cdot\omega_s}\cdot\left(\frac{m_{a,MMC}\cdot\left(N_{vpwm}-1\right)}{2\cdot N\cdot\left(G_{f,CA,CA}+1\right)}\right)\cdot\sqrt{\frac{G_{V,CA,CA}{}^{4}\cdot\cos\left(\phi_o\right)^2}{\cos\left(\phi_s-\delta_s\right)^2}-\frac{2\cdot G_{V,CA,CA}{}^{2}\cdot\cos\left(\phi_o\right)\cdot\cos\left(\phi_s-\delta_s+\phi_o\right)}{\cos\left(\phi_s-\delta_s\right)}+1} \quad (209)$$

A amplitude da ondulação de tensão na componente de frequência ω_o é definida com base no modo de operação do conversor e de acordo com o número de níveis da tensão de saída N_{vo}. As equações apresentadas abaixo são válidas para carga linear com corrente puramente senoidal, ou seja:

$$\Delta V_{c,\omega o,u} = \frac{I_{op1}}{C_{sub}\cdot\omega_s}\cdot\left(\frac{2\cdot\cos\left(\phi_o\right)}{3\cdot\pi\cdot G_{f,CA,CA}\cdot N}\right)\cdot\sqrt{\left(2\cdot\sum_{i=1}^{x}\cos\left(\theta_i\right)^3-3\cdot\sum_{i=1}^{x}\cos\left(\theta_i\right)\right)^2+4\cdot\tan\left(\phi_o\right)^2\cdot\left(\sum_{i=1}^{x}\cos\left(\theta_i\right)^3\right)^2} \quad (210)$$

$$\Delta V_{c,\omega o,u} = \frac{I_{op1}}{C_{sub}\cdot\omega_s}\cdot\left(\frac{\cos\left(\phi_o\right)}{3\cdot\pi\cdot G_{f,CA,CA}\cdot N}\right)\cdot\sqrt{\left(6\cdot\sum_{i=1}^{x}\cos\left(\theta_i\right)-4\cdot\sum_{i=1}^{x}\cos\left(\theta_i\right)^3+1\right)^2+4\cdot\tan\left(\phi_o\right)^2\cdot\left(2\cdot\sum_{i=1}^{x}\cos\left(\theta_i\right)^3+1\right)^2} \quad (211)$$

$$\Delta V_{c,\omega o,u} = \frac{I_{op1}}{C_{sub}\cdot\omega_s}\cdot\left(\frac{4\cdot\cos\left(\phi_o\right)}{3\cdot\pi\cdot G_{f,CA,CA}\cdot N}\right)\cdot\sqrt{\left(2\cdot\sum_{i=1}^{x}\cos\left(\theta_i\right)^3-3\cdot\sum_{i=1}^{x}\cos\left(\theta_i\right)\right)^2+4\cdot\tan\left(\phi_o\right)^2\cdot\left(\sum_{i=1}^{x}\cos\left(\theta_i\right)^3\right)^2} \quad (212)$$

$$\Delta V_{c,\omega o,u} = \frac{I_{op1}}{C_{sub}\cdot\omega_s}\cdot\left(\frac{2\cdot\cos\left(\phi_o\right)}{3\cdot\pi\cdot G_{f,CA,CA}\cdot N}\right)\cdot\sqrt{\left(6\cdot\sum_{i=1}^{x}\cos\left(\theta_i\right)-4\cdot\sum_{i=1}^{x}\cos\left(\theta_i\right)^3+1\right)^2+4\cdot\tan\left(\phi_o\right)^2\cdot\left(2\cdot\sum_{i=1}^{x}\cos\left(\theta_i\right)^3+1\right)^2} \quad (213)$$

A Tabela 13 especifica cada equação que representa a amplitude de ondulação de tensão correspondente a cada condição de operação do conversor *MMC* CA-CA.

Tabela 13 - Equações que representam a amplitude de ondulação de tensão correspondente a cada condição de operação do conversor *MMC* CA-CA.

Modos de operação *MMC* CA-CA	N_{vo}	Equações
2N+1	Ímpar	(204), (206), (207), (210)
2N+1	Par	(204), (206), (207), (211)
N+1	Ímpar	(205), (208), (209), (212)
N+1	Par	(205), (208), (209), (213)

Fonte: Próprio autor.

Observa-se que as equações que definem a amplitude da ondulação de tensão sobre os capacitores de cada célula do braço superior do conversor

MMC CA-CA apresentam variáveis tanto do ponto de vista de entrada do conversor como do ponto de vista de saída. Todas as equações foram normalizadas em função da capacitância de cada célula *H-Brigde*, da frequência angular de entrada do conversor *MMC* CA-CA e do valor de pico da componente fundamental da corrente de saída. Foi possível verificar que o valor atribuído para o ganho de frequência do conversor, ou seja, a escolha da frequência de saída do conversor pode afetar diretamente na amplitude da ondulação de tensão das componentes representadas pelas frequências ω_o-ω_s, ω_o+ω_s e ω_o. Com o aumento da frequência de saída do conversor é possível reduzir a amplitude da ondulação de tensão representada por essas componentes em frequência. Em contrapartida, uma redução na frequência de saída do conversor pode aumentar a amplitude da ondulação de tensão representada por essas componentes em frequência.

Outra variável de mérito para análise da amplitude da ondulação de tensão é o processamento de potência reativa indutiva ou capacitiva na frequência fundamental tanto na entrada como na saída do conversor *MMC* CA-CA. A troca de potência reativa pode acarretar em um aumento ou diminuição da ondulação de tensão representada pelas componentes em frequência representadas por ω_o-ω_s e ω_o+ω_s. De modo a verificar essas discussões é possível apresentar ábacos que representam a amplitude da ondulação normalizada de tensão sobre os capacitores de cada célula *H-Brigde* utilizada no braço superior do conversor. Assim é estabelecida a seguinte normalização, ou seja:

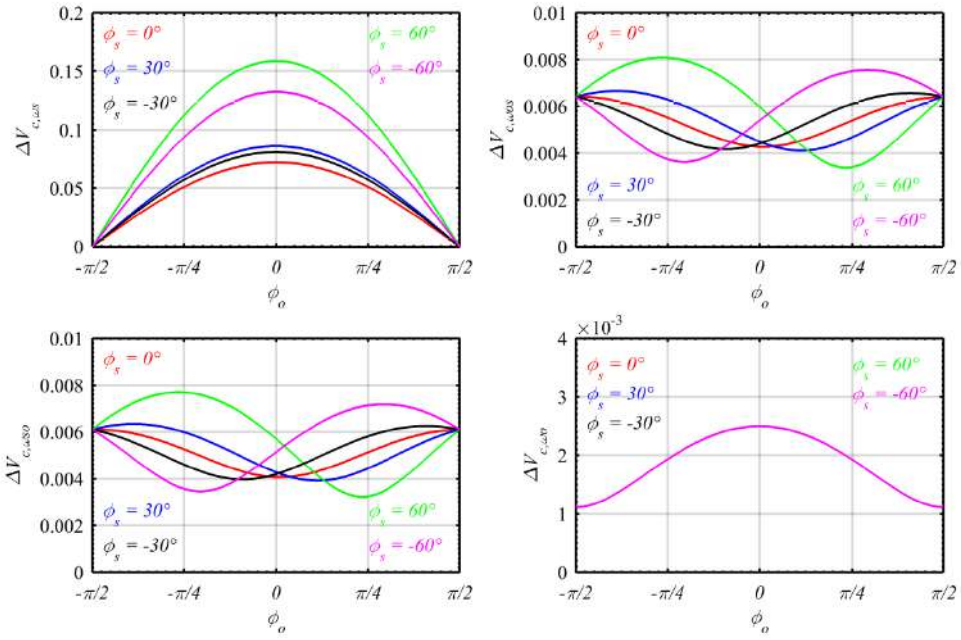
$$\Delta V = \frac{C_{sub} \cdot \omega_s \cdot \Delta V_{c,u}}{I_{op1}} \tag{214}$$

Onde $\Delta V_{c,u}$ é a amplitude da ondulação de tensão sobre os capacitores de cada célula *H-Brigde* utilizada no braço superior do conversor *MMC* CA-CA. A Figura 51 apresenta os ábacos da amplitude de ondulação de tensão normalizada em função da variação dos ângulos ϕ_o e ϕ_s. Vale ressaltar que os ábacos apresentados na Figura 51 foram dimensionados para condição de operação *2N+1* do conversor *MMC* CA-CA, 3 células *H-Brigde* em cada braço

do conversor, 5 níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ e 3 níveis para tensão $v_o(t)$.

Observa-se na Figura 51 o comportamento da amplitude de ondulação de tensão nos capacitores de cada célula *H-Brigde* em função dos ângulos ϕ_o e ϕ_s. Essa variação angular representa a defasagem entre a componente fundamental da corrente de entrada em relação à tensão de entrada assim como, o defasamento entre a componente fundamental da corrente de saída em relação a componente fundamental da tensão de saída.

Figura 51 - Ábacos da amplitude de ondulação de tensão normalizada em função da variação dos ângulos ϕ_o e ϕ_s.



Fonte: Próprio autor.

Pode-se afirmar que a variação dos ângulos ϕ_o e ϕ_s representa o processamento de potência reativa nos terminais de saída e nos terminais de entrada do conversor *MMC* CA-CA. Percebe-se que quanto maior é a defasagem entre a componente fundamental da corrente de entrada em relação à tensão de entrada, maior é a ondulação de tensão na componente representada pela frequência $2\omega_s$. No entanto, se a carga produzir potência reativa indutiva ou capacitiva a ondulação de tensão nesta frequência também pode ser reduzida. Ainda sobre o comportamento da componente de ondulação, percebe-se que a ondulação de tensão máxima nessa frequência

ocorre quando ϕ_o é praticamente nulo, ou seja, quando o fator de deslocamento do ponto de vista da saída do conversor é praticamente unitário.

Pode-se verificar que quanto maior o ângulo ϕ_s maior a ondulação de tensão sobre os capacitores das células *H-Brigde* considerando que o fator de deslocamento nos terminais de saída do conversor é praticamente unitário.

Em relação às componentes de ondulação de tensão representadas pelas freqüências ω_o-ω_s e ω_o+ω_s, observa-se uma amplitude bem menor em relação a componente de ondulação na frequência $2\omega_s$. Isto acontece devido ao alto ganho de frequência utilizado na análise. Apesar disto, é possível verificar uma redução na ondulação de tensão dessa componente quando ambas as entrada e saída do conversor processam potência reativa indutiva ou capacitiva com o fator de deslocamento específico para os terminais de entrada e outro valor do fator de deslocamento para os terminais de saída. Os instantes máximos da ondulação de tensão ocorrem em instantes diferentes dependendo do fator de deslocamento nos terminais entrada e do fator de deslocamento para os terminais de saída.

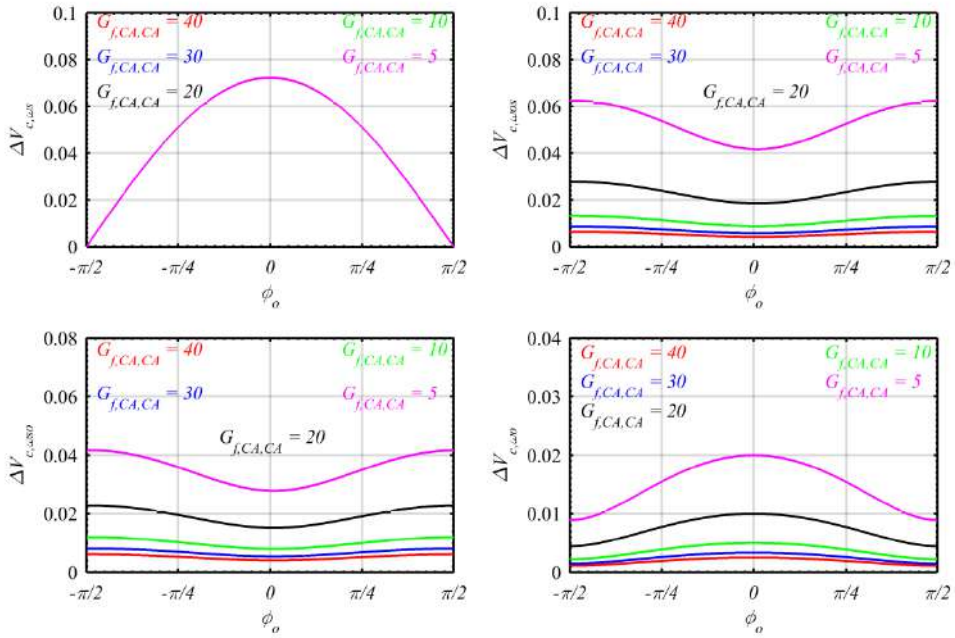
Do ponto de vista da componente de ondulação de tensão na frequência $2\omega_o$ é possível verificar que essa componente também apresenta uma menor amplitude em relação a componente representada pela frequência $2\omega_s$, no entanto apesar da variação de potência reativa na entrada do conversor, a amplitude de ondulação de tensão nessa frequência não se altera. Além disso, o instante de máxima ondulação de tensão ocorre quando o fator de deslocamento nos terminais de saída é praticamente unitário.

A Figura 52 apresenta outros ábacos enfatizando a variação no ganho de frequência do conversor *MMC* CA-CA. Nesta análise considerou-se defasamento nulo em relação a componente fundamental da corrente de entrada com a componente fundamental da tensão de entrada. Além disto, considerou-se as mesmas especificações anteriores em relação à condição de operação, número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ e número de níveis da tensão $v_o(t)$.

Observa-se na Figura 52 que quanto menor é o ganho de frequência do conversor *MMC* CA-CA maior é a influência das ondulações de tensão nas componentes de frequência ω_o-ω_s, ω_o+ω_s e $2\omega_o$. Portanto, em aplicações onde

se exige baixas frequências na saída do conversor *MMC* CA-CA poderá acarretar em maiores valores de capacitância das células *H-Brigde* o que pode influenciar diretamente na viabilidade da topologia. Além disto, ganhos de frequência maiores do que 1 e menores do que 2 podem resultar em sub-harmônicas na ondulação de tensão aumentando ainda mais a quantidade de capacitores nas células *H-Bridge*. Um caso de aplicação que pode se adequar a essas especificações é a conversão de frequência de um sistema em 50 Hz para 60 Hz.

Figura 52 - Ábacos da amplitude de ondulação de tensão normalizada em função da variação do ganho de frequência do conversor *MMC* CA-CA e do ângulo ϕ_o.



Fonte: Próprio autor.

Com o *MMC* CA-CA aplicado em uma estrutura do transformador de estado sólido, a necessidade de aumentar a frequência de saída é crucial para redução do volume e peso da estrutura magnética do transformador. Percebe-se que para altos ganhos de frequência do conversor, as amplitudes das componentes de ondulação de tensão nas frequências ω_o-ω_s, ω_o+ω_s e $2\omega_o$ são praticamente pequenas em relação a componente de ondulação de tensão na frequência $2\omega_s$. Portanto, o projeto da capacitância das células *H-Brigde* pode

ser realizado considerando apenas a componente de ondulação de tensão na frequência $2\omega_s$.

6.6 DIMENSIONAMENTO DA CAPACITÂNCIA DE CADA CÉLULA *H-BRIGDE*

O valor de capacitância de cada capacitor utilizado na célula *H-Brigde* é determinado a partir da amplitude de ondulação de tensão definida pela componente na frequência $2\omega_s$. Portanto, considerando que a máxima ondulação de tensão na componente de frequência $2\omega_s$ ocorre quando o fator de deslocamento da carga é praticamente unitário, define-se que:

$$C_{sub} = \frac{I_{op1}}{\Delta V_{c,\omega s,u} \cdot \omega_s} \cdot \left(\frac{m_{a,ST,MMC} \cdot \left(N_{vo} - 1 \right)}{2 \cdot \pi \cdot N \cdot cos\left(\phi_s - \delta_s \right)} \right) \tag{215}$$

$$C_{sub} = \frac{I_{op1}}{\Delta V_{c,\omega s,u} \cdot \omega_s} \cdot \left(\frac{m_{a,ST,MMC} \cdot \left(N_{vo} - 1 \right)}{\pi \cdot N \cdot cos\left(\phi_s - \delta_s \right)} \right) \tag{216}$$

A capacitância de cada capacitor utilizado em cada célula *H-Brigde* para condição de operação 2N+1 é definido por (215) e para condição de operação N+1 é definido por (216). Observa-se que a quantidade de potência reativa que o conversor *MMC* CA-CA poderá operar deverá ser especificada de modo a determinar cada capacitância presente em cada célula *H-Brigde*. Percebe-se que o processamento de potência ativa e reativa pelo conversor pode ser limitado do ponto de vista do valor de capacitância atribuído ao projeto e também do ponto de vista de rendimento do conversor. O valor da capacitância ainda depende proporcionalmente do número de níveis da tensão de saída do conversor N_{vo}, do índice de modulação em amplitude definido pela modulação staircase *SHE* e do valor de pico da componente fundamental da corrente de saída. Além disto, é inversamente proporcional ao número de células *H-Brigde* utilizada em cada braço do conversor, da componente da ondulação de tensão na frequência $2\omega_s$, a frequência ω_s e a parcela representada por $cos(\phi_s-\delta_s)$.

6.7 ANÁLISE DA CORRENTE DE CIRCULAÇÃO NO CONVERSOR *MMC* CA-CA E DETERMINAÇÃO DO VALOR DA INDUTÂNCIA DE BRAÇO

O conversor *MMC* apresenta indutores em cada braço na topologia do conversor. Nas aplicações onde o conversor *MMC* é utilizado na conversão CC-CA, os indutores utilizados nos braços superiores e inferiores da topologia servem para limitar a amplitude da corrente de circulação que percorre a estrutura do conversor *MMC*.

O indutor possibilita a operação desses conversores no modo *N+1* ou *2N+1*. Na conversão CA-CA, é possível observar que a corrente de circulação apresenta amplitude significativa quando existe o desequilíbrio das tensões nos capacitores dos braços superiores e inferior provocado pela diferença entre as capacitâncias equivalentes em cada braço.

A utilização desses indutores em cada braço do conversor provoca uma queda de tensão na frequência de saída ω_o do *MMC* CA-CA. Essa seção irá demonstrar como determinar o valor de indutância dos indutores utilizados no braço do conversor *MMC* CA-CA além de verificar as principais características da corrente de circulação no conversor *MMC* CA-CA.

Considera-se inicialmente a estrutura apresentada na Figura 12 com três células por braço. Afirma-se que com o desequilíbrio das capacitâncias equivalentes nos braços superior e inferior do conversor, existe a presença da corrente de circulação nas correntes dos braços superior e inferior do conversor.

A corrente de circulação apresenta o fluxo de corrente entre os braços do conversor sem qualquer influência nas correntes provenientes nos terminais de entrada e saída do conversor *MMC* CA-CA. As correntes nos braços superior e inferior do conversor podem ser definidas como:

$$i_1(t) = \frac{i_s(t) + i_o(t)}{2} + i_c(t) \tag{217}$$

$$i_2(t) = \frac{i_s(t) - i_o(t)}{2} + i_c(t) \tag{218}$$

$$i_3(t) = \frac{i_s(t) - i_o(t)}{2} - i_c(t) \tag{219}$$

$$i_4(t) = \frac{i_s(t) + i_o(t)}{2} - i_c(t) \tag{220}$$

Considerando que cada braço do conversor apresenta uma resistência equivalente R_b proveniente do enrolamento do indutor utilizado no braço do conversor e das características elétricas das conexões do conversor, define-se, portanto a seguinte expressão:

$$R_b \cdot \left(i_1(t) + i_2(t) - i_3(t) - i_4(t)\right) + L_b \cdot \left(\frac{d}{dt}\left(i_1(t) + i_2(t) - i_3(t) - i_4(t)\right)\right) = v_3(t) + v_4(t) - v_1(t) - v_2(t) \tag{221}$$

Substituindo as equações (217)-(220) em (221) tem-se que:

$$4 \cdot R_b \cdot i_c(t) + 4 \cdot L_b \cdot \left(\frac{d}{dt} i_c(t)\right) = v_3(t) + v_4(t) - v_1(t) - v_2(t) \tag{222}$$

Verifica-se que a corrente de circulação do conversor depende da impedância de braço do conversor e das tensões impostas pelas fontes de tensão controladas em cada braço do conversor. As tensões podem ser definidas a partir das tensões instantâneas sobre o capacitor equivalente de cada braço do conversor e do sinal modulador proveniente da estratégia de modulação aplicada ao conversor. Portanto define-se a tensão de saída de cada fonte controlada como:

$$v_1(t) = v_4(t) = m_u(t) \cdot v_{ceq,u}(t) \tag{223}$$

$$v_2(t) = v_3(t) = m_l(t) \cdot v_{ceq,l}(t) \tag{224}$$

Onde:

$$m_u(t) = M_{\omega s} \cdot sen\left(\omega_s \cdot t + \delta_s\right) - M_{\omega o} \cdot sen\left(\omega_o \cdot t\right) \tag{225}$$

$$m_l(t) = M_{\omega s} \cdot sen(\omega_s \cdot t + \delta_s) + M_{\omega o} \cdot sen(\omega_o \cdot t) \quad (226)$$

$$M_{\omega s} = \frac{m_{a,MMC} \cdot (N_{vpwm} - 1)}{2 \cdot N} \quad (227)$$

$$M_{\omega o} = \frac{2 \cdot m_{a,ST,MMC} \cdot (N_{vo} - 1)}{\pi \cdot N} \quad (228)$$

Portanto, considerando que o valor médio da tensão nos capacitores seja idêntico devido à estratégia de controle utilizado para controlar a energia armazenada em cada braço do conversor, e substituindo as equações (225)-(226) em (222) obtém-se a seguinte expressão:

$$4 \cdot R_b \cdot i_c(t) + 4 \cdot L_b \cdot \left(\frac{d}{dt} i_c(t) \right) = M_{\omega s} \cdot sen(\omega_s \cdot t + \delta_s) \cdot v_{ceq,s} + M_{\omega o} \cdot sen(\omega_o \cdot t) \cdot v_{ceq,d} \quad (229)$$

Onde:

$$v_{ceq,s} = v_{ceq,3} - v_{ceq,2} + v_{ceq,4} - v_{ceq,1} \quad (230)$$

$$v_{ceq,d} = v_{ceq,3} - v_{ceq,2} + v_{ceq,1} - v_{ceq,4} \quad (231)$$

Ou seja, observa-se que as parcelas das tensões definidas como $v_{ceq,s}$ e $v_{ceq,d}$ são as somas e diferenças das parcelas alternadas das tensões instantâneas sobre os capacitores equivalentes de cada braço do conversor. Observa-se que a corrente de circulação é oriunda da diferença entre as ondulações de tensão sobre os capacitores equivalentes de cada braço do conversor *MMC* CA-CA. A diferença entre as ondulações de tensão sobre os capacitores pode ser provocada a partir da diferença entre os valores das capacitâncias dos capacitores utilizados no conversor.

Na seção que define a ondulação de tensão sobre o capacitor equivalente de cada braço do conversor, foi possível observar a presença de quatro componentes em frequência. Consequentemente a corrente que circula pelo capacitor equivalente de cada braço também apresenta essas quatros componentes em frequência. Portanto, atribuindo a definição da corrente em um capacitor, chega-se as seguintes expressões:

$$i_{ceq,u}(t) = i_{ceq,u,\omega s}(t) + i_{ceq,u,\omega os}(t) + i_{ceq,u,\omega so}(t) + i_{ceq,u,\omega o}(t) \quad (232)$$

$$i_{ceq,l}(t) = i_{ceq,l,\omega s}(t) + i_{ceq,l,\omega os}(t) + i_{ceq,l,\omega so}(t) + i_{ceq,l,\omega o}(t) \quad (233)$$

$$i_{ceq,u,\omega s}(t) = i_{ceq,l,\omega s}(t) = -\frac{V_{pwm1} \cdot I_{sp}}{8 \cdot N \cdot VCC} \cdot \cos\left(2 \cdot \omega_s \cdot t + \phi_s + \delta_s\right) \quad (234)$$

$$i_{ceq,u,\omega os}(t) = \frac{V_{pwm1} \cdot I_{op1}}{8 \cdot N \cdot VCC} \cdot cos\left((\omega_o - \omega_s) \cdot t + \phi_o - \delta_s\right) - \frac{V_{op1} \cdot I_{sp}}{8 \cdot N \cdot VCC} \cdot cos\left((\omega_o - \omega_s) \cdot t - \phi_s\right) \quad (235)$$

$$i_{ceq,u,\omega so}(t) = \frac{V_{op1} \cdot I_{sp}}{8 \cdot N \cdot VCC} \cdot cos\left((\omega_o + \omega_s) \cdot t + \phi_s\right) - \frac{V_{pwm1} \cdot I_{op1}}{8 \cdot N \cdot VCC} \cdot cos\left((\omega_o + \omega_s) \cdot t + \phi_o + \delta_s\right) \quad (236)$$

$$i_{ceq,l,\omega os}(t) = \frac{V_{op1} \cdot I_{sp}}{8 \cdot N \cdot VCC} \cdot cos\left((\omega_o - \omega_s) \cdot t - \phi_s\right) - \frac{V_{pwm1} \cdot I_{op1}}{8 \cdot N \cdot VCC} \cdot cos\left((\omega_o - \omega_s) \cdot t + \phi_o - \delta_s\right) \quad (237)$$

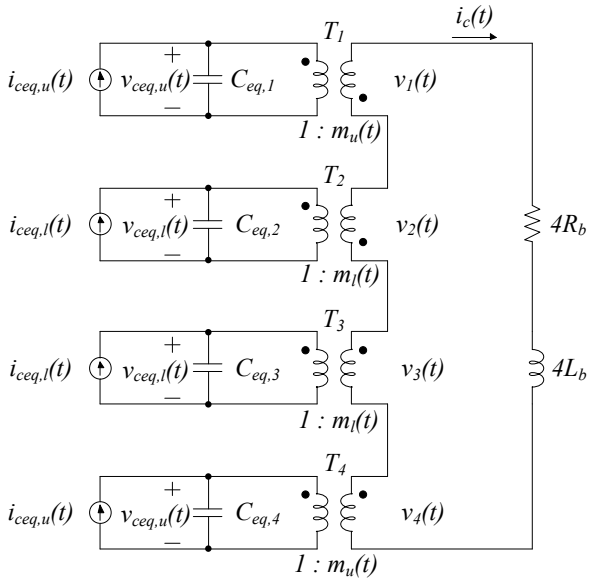
$$i_{ceq,l,\omega so}(t) = \frac{V_{pwm1} \cdot I_{op1}}{8 \cdot N \cdot VCC} \cdot cos\left((\omega_o + \omega_s) \cdot t + \phi_o + \delta_s\right) - \frac{V_{op1} \cdot I_{sp}}{8 \cdot N \cdot VCC} \cdot cos\left((\omega_o + \omega_s) \cdot t + \phi_s\right) \quad (238)$$

$$\begin{aligned} i_{ceq,u,\omega o}(t) = i_{ceq,l,\omega o}(t) = &-\frac{4 \cdot I_{op1} \cdot sen(\phi_o)}{3 \cdot \pi} \cdot \left(\sum_{i=1}^{x} cos(\theta_i)^3\right) \cdot sen\left(2 \cdot \omega_o \cdot t\right) - \ldots \\ \ldots &- \frac{2 \cdot I_{op1} \cdot cos(\phi_o)}{3 \cdot \pi} \cdot \left(2 \cdot \sum_{i=1}^{x} cos(\theta_i)^3 - 3 \cdot \sum_{i=1}^{x} cos(\theta_i)\right) \cdot cos\left(2 \cdot \omega_o \cdot t\right) \end{aligned} \quad (239)$$

Observa-se que as equações (234)-(239) são válidas para o modo de operação 2N+1 do conversor *MMC* CA-CA com o número de níveis ímpar para tensão de saída $v_o(t)$ e para tensão de entrada $v_{pwm}(t)$. Com base nas equações definidas em (229)-(239) é possível estabelecer um modelo de circuito para análise da corrente de circulação no conversor *MMC* CA-CA. A Figura 53 apresenta o modelo de circuito para análise da corrente de circulação no conversor *MMC* CA-CA.

Observa-se na Figura 53 que o modelo de circuito para análise da corrente de circulação apresenta quatro capacitores representando os capacitores equivalentes de cada braço do conversor. Verifica-se que os sinais moduladores apresentam apenas as componentes fundamentais na frequência de entrada ω_s do conversor e na frequência de saída ω_o. Desta forma, é possível simplificar a análise da corrente de circulação do conversor. Com base no modelo de circuito apresentado na Figura 53 é possível definir que:

Figura 53 - Modelo de circuito para análise da corrente de circulação no conversor *MMC* CA-CA.



Fonte: Próprio autor.

$$v_c(t) = v_3(t) + v_4(t) - v_1(t) - v_2(t) \tag{240}$$

Observa-se que $v_c(t)$ é a tensão instantânea definida como tensão instantânea de circulação, ou seja, a relação entre essa tensão instantânea $v_c(t)$ e a impedância de braço define a corrente de circulação $i_c(t)$ do conversor *MMC* CA-CA. Admite-se que as componentes em frequência que definem a tensão $v_c(t)$ são as mesmas componentes em frequência que definem a corrente de circulação $i_c(t)$.

Considerando as equações que representam a parcela alternada da tensão instantânea nos capacitores equivalentes de cada braço do conversor e os sinais moduladores representados nas frequências fundamentais de entrada ω_s e saída ω_o do conversor *MMC* CA-CA, foi possível definir oito componentes em frequência presentes na tensão $v_c(t)$ e consequentemente na corrente de circulação $i_c(t)$. Essas componentes são definidas pelas frequências ω_s, $3\omega_s$, ω_o-$2\omega_s$, ω_o, ω_o+$2\omega_s$, $2\omega_o$-ω_s, $2\omega_o$+ω_s e $3\omega_o$. Normalizando a tensão instantânea $v_c(t)$ em função da corrente de pico de entrada I_{sp}, da frequência de entrada ω_s e da capacitância equivalente é possível obter as seguintes expressões:

$$v_c(t) = 4 \cdot Z_b \cdot i_c(t) = v_{c,s}(t) + v_{c,d}(t) \tag{241}$$

$$v_{c,s}(t) = \frac{I_{sp}}{\omega_s \cdot C_{eq,s}} \cdot \left(v_{c,\omega s}(t) + v_{c,3\omega s}(t) + v_{c,2\omega o-\omega s}(t) + v_{c,2\omega o+\omega s}(t) \right) \tag{242}$$

$$v_{c,d}(t) = \frac{I_{sp}}{\omega_s \cdot C_{eq,d}} \cdot \left(v_{c,\omega o-2\omega s}(t) + v_{c,\omega o}(t) + v_{c,\omega o+2\omega s}(t) + v_{c,3\omega o}(t) \right) \tag{243}$$

Onde:

$$\frac{1}{C_{eq,s}} = \left(\frac{1}{C_{eq,1}} + \frac{1}{C_{eq,2}} \right) - \left(\frac{1}{C_{eq,3}} + \frac{1}{C_{eq,4}} \right) \tag{244}$$

$$\frac{1}{C_{eq,d}} = \left(\frac{1}{C_{eq,1}} - \frac{1}{C_{eq,2}} \right) + \left(\frac{1}{C_{eq,3}} - \frac{1}{C_{eq,4}} \right) \tag{245}$$

Observa-se que a tensão instantânea definida por $v_{c,s}(t)$ é inversamente proporcional à capacitância equivalente $C_{eq,s}$ definida pela diferença da soma das capacitâncias equivalentes dos braços superiores e inferiores. Já a tensão instantânea definida por $v_{c,d}(t)$ é inversamente proporcional a capacitância equivalente $C_{eq,d}$ definida pela soma da diferença entre as capacitâncias equivalentes dos braços superiores e inferiores. É possível afirmar que as componentes na frequência ω_s, $3\omega_s$, $2\omega_o$-ω_s e $2\omega_o$+ω_s da tensão instantânea $v_c(t)$ apresentam amplitudes inversamente proporcionais à $C_{eq,s}$. Já as componentes na frequência ω_o-$2\omega_s$, ω_o, ω_o+$2\omega_s$ e $3\omega_o$ da tensão instantânea $v_c(t)$ apresentam amplitudes inversamente proporcionais à $C_{eq,d}$.

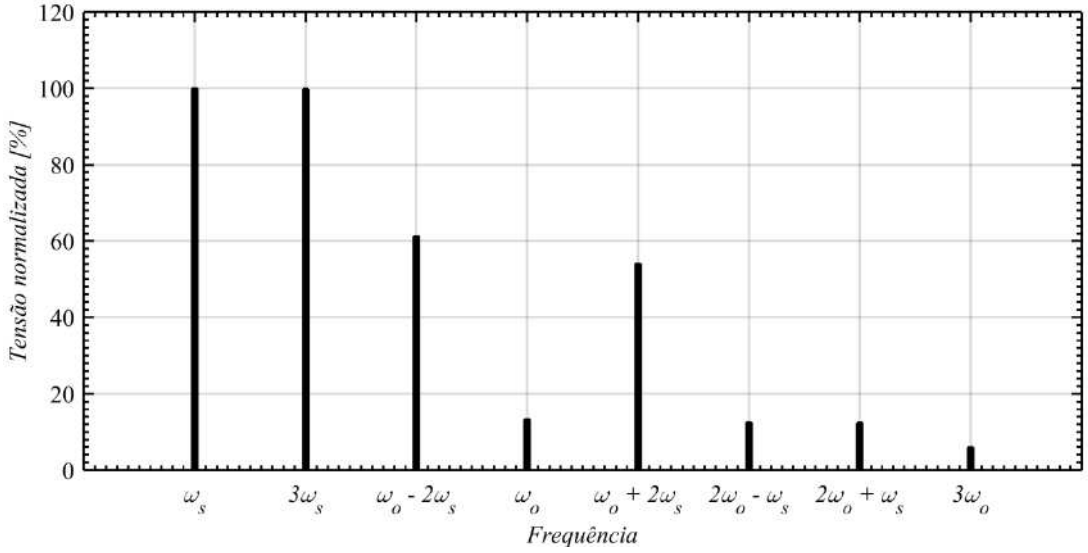
De maneira a verificar as contribuições de cada componente em frequência na tensão instantânea definida por $v_c(t)$ e consequentemente na corrente de circulação instantânea $i_c(t)$, a Figura 54 apresenta a amplitude de cada componente em valores percentuais em relação a componente fundamental da tensão $v_c(t)$.

Observa-se na Figura 54 que as componentes em frequência da tensão normalizada $v_c(t)$ que apresentam maiores amplitudes são as componentes fundamental na frequência ω_s e de terceira harmônica $3\omega_s$. As componentes

que também apresentam amplitudes significativas são de frequência ω_o-$2\omega_s$ e ω_o+$2\omega_s$.

A partir deste gráfico é possível estabelecer uma metodologia de projeto para o cálculo do valor de indutância para cada indutor de braço do conversor *MMC*. Desta forma, como as maiores amplitudes da tensão instantânea $v_c(t)$ são observadas nas componentes de baixa frequência, ou seja, na frequência ω_s e $3\omega_s$, logo as maiores amplitudes entre as componentes da corrente de circulação também serão atribuídas nas frequências ω_s e $3\omega_s$.

Figura 54 - Amplitude de cada componente em frequência da tensão instantânea normalizada $v_c(t)$.



Fonte: Próprio autor.

Considerando a componente da corrente de circulação na frequência ω_s é possível estabelecer as seguintes expressões:

$$Z_b = \frac{M_{\omega s} \cdot I_{sp}}{128 \cdot \omega_s \cdot I_{cp,\omega s}} \cdot \frac{1}{C_{eq,s}} \tag{246}$$

$$X_{Lb} = \sqrt{Z_b^{\,2} - R_b^{\,2}} \tag{247}$$

$$L_b = \frac{X_{Lb}}{\omega_s} \tag{248}$$

Atribuindo um valor máximo de pico da corrente de circulação na

frequência de entrada ω_s é possível definir o valor de indutância dos indutores de braço do conversor *MMC* CA-CA. Observa-se que esse valor de indutância depende da capacitância equivalente definida por $C_{eq,s}$. Admitindo o cálculo da indutância em baixa frequência, considera-se que as componentes harmônicas da corrente de circulação serão de menor amplitude devido ao aumento da reatância indutiva em maiores valores de frequência.

Percebe-se que a amplitude da corrente de circulação é definida a partir das ondulações de tensão sobre os capacitores equivalentes de cada braço do conversor. É natural admitir que quanto menor é a ondulação de tensão menor será a amplitude da corrente de circulação no conversor. Apesar disto, quanto menor é a ondulação de tensão, maior será o valor da capacitância equivalente e consequentemente o valor das capacitâncias dos capacitores das células *H-Bridge*. Em contrapartida menor será o valor de indutância utilizado nos indutores de braço do conversor *MMC* e vice-versa.

6.8 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou o dimensionamento dos elementos passivos do conversor *MMC* CA-CA. Para garantir um elevado fator de potência na entrada do conversor, um indutor conectado em série com os terminais de entrada do conversor foi utilizado. Para definir o valor de indutância foi necessário avaliar a corrente que circula pelo indutor. O sinal de corrente apresenta uma componente fundamental em baixa frequência e componentes harmônicas de alta frequência. A partir da análise da ondulação de corrente em alta frequência é possível definir o valor de indutância utilizado na entrada do conversor. Observou-se que quanto menor for o índice de modulação em amplitude da estratégia de modulação por largura de pulso, maior será a ondulação de corrente normalizada. Além disto, a variação do ângulo de carga do conversor também afeta diretamente no comportamento da ondulação de corrente na entrada do conversor. Outra característica relevante é em relação ao número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$. Quanto maior for o número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$, menor é ondulação normalizada de corrente. Outra variável que influência no valor da indutância de entrada do conversor é a frequência de

comutação da tensão $v_{pwm}(t)$. No caso da estratégia de modulação *Level-Shifted*, a frequência de comutação da tensão $v_{pwm}(t)$ é igual à frequência do sinal portador. Portanto, para garantir um menor valor de indutância é necessário aumentar a frequência do sinal portador da estratégia de modulação. No caso da estratégia de modulação *Phase-Shifted*, a frequência de comutação da tensão $v_{pwm}(t)$ depende do número de níveis. A frequência de comutação da tensão $v_{pwm}(t)$ é proporcional ao número de níveis escolhido para sintetizar a tensão $v_{pwm}(t)$. Portanto, o valor de indutância será menor com o aumento do número de níveis. A partir das equações apresentadas neste capítulo é possível definir um valor de indutância de entrada do conversor *MMC* CA-CA para diferentes condições de operação.

Em relação ao valor de capacitância dos capacitores de cada célula, verificou-se a análise pela potência instantânea no braço superior do conversor. A potência instantânea é definida a partir da tensão modulada no braço superior e pela corrente que circula por este braço. Como analisado anteriormente, essa tensão e corrente apresentam componentes fundamentais na frequência de entrada e saída do conversor. A partir desta análise, verificou-se que a potência instantânea de braço apresenta 4 parcelas em frequência, onde 2 parcelas apresentam valor médio que representam a potência ativa absorvida e fornecida pelo braço superior do conversor *MMC* CA-CA. A partir da definição da potência instantânea no braço superior do conversor *MMC* CA-CA, realizou-se a análise pela energia armazenada nos capacitores do braço superior do conversor *MMC* CA-CA e consequentemente a análise da tensão instantânea sobre os terminais de um capacitor equivalente de braço do conversor. A amplitude da ondulação de tensão nos capacitores de cada célula é definida a partir da diferença entre o valor máximo e mínimo da parcela alternada da tensão instantânea de cada capacitor. Verificou-se que o valor atribuído para o ganho de frequência do conversor, ou seja, a escolha da frequência de saída do conversor pode afetar diretamente na amplitude da ondulação de tensão das componentes representadas pelas frequências ω_o-ω_s, ω_o+ω_s e ω_o. Com o aumento da frequência de saída do conversor é possível reduzir a amplitude da ondulação de tensão representada por essas componentes em frequência. Em contrapartida, uma redução na frequência de

saída do conversor pode aumentar a amplitude da ondulação de tensão representada por essas componentes em frequência. Outra variável de mérito para análise da amplitude da ondulação de tensão é o processamento de potência reativa indutiva ou capacitiva na frequência fundamental tanto na entrada como na saída do conversor *MMC* CA-CA. A troca de potência reativa pode acarretar em um aumento ou diminuição da ondulação de tensão representada pelas componentes em frequência representadas por ω_o-ω_s e ω_o+ω_s. Além disto, verificou-se que quanto maior é a defasagem entre a componente fundamental da corrente de entrada em relação à tensão de entrada, maior é a ondulação de tensão na componente representada pela frequência $2\omega_s$. No entanto, se a carga produzir potência reativa indutiva ou capacitiva a ondulação de tensão nesta frequência também pode ser reduzida. Em relação às componentes de ondulação de tensão representadas pelas freqüências ω_o-ω_s e ω_o+ω_s, observa-se uma amplitude bem menor em relação a componente de ondulação na frequência $2\omega_s$. Do ponto de vista da componente de ondulação de tensão na frequência $2\omega_o$ é possível verificar que essa componente também apresenta uma menor amplitude em relação a componente representada pela frequência $2\omega_s$, no entanto apesar da variação de potência reativa na entrada do conversor, a amplitude de ondulação de tensão nessa frequência não se altera. A partir das equações apresentadas neste capítulo é possível definir um valor de capacitância dos capacitores de cada célula do conversor *MMC* CA-CA para diferentes condições de operação.

Em relação ao valor de indutância dos indutores de braço do conversor *MMC* CA-CA, realizou-se a análise das ondulações de tensão sobre os capacitores de cada célula e a corrente de circulação do conversor. A partir de um modelo de circuito para análise da corrente de circulação verificou-se algumas componentes definidas pelas frequências ω_s, $3\omega_s$, ω_o-$2\omega_s$, ω_o, ω_o+$2\omega_s$, $2\omega_o$-ω_s, $2\omega_o$+ω_s e $3\omega_o$. As componentes de maior amplitude são definidas pelas frequências ω_s e de terceira harmônica $3\omega_s$. Portanto, foi estabelecido uma metodologia de projeto para o cálculo do valor de indutância para cada indutor de braço do conversor *MMC*. Atribuindo um valor máximo de pico da corrente de circulação na frequência de entrada do conversor é possível definir o valor de indutância dos indutores de braço do conversor *MMC*

CA-CA. O valor de indutância depende da capacitância equivalente atribuída ao conversor. Observou-se que a amplitude da corrente de circulação é definida a partir das ondulações de tensão sobre os capacitores equivalentes de cada braço do conversor. É natural admitir que quanto menor é a ondulação de tensão menor será a amplitude da corrente de circulação no conversor. A partir das equações apresentadas nesse capítulo é possível definir a indutância dos indutores de braço do conversor. Com a definição dos elementos passivos do conversor *MMC* CA-CA é possível avaliar os esforços dos componentes semicondutores do conversor.

7 ESFORÇOS DOS COMPONENTES UTILIZADOS NO CONVERSOR *MMC* CA-CA

Este capítulo apresenta a análise dos esforços nos componentes passivos e semicondutores do conversor *MMC* CA-CA. A análise baseia-se inicialmente nas potências aparentes de entrada e saída do conversor, avaliando os valores eficazes das tensões e correntes de saída assim como: os valores eficazes das correntes em cada braço do conversor. A determinação dos esforços de corrente nos componentes semicondutores e capacitores das células do conversor são analisados de acordo com resultados obtidos via simulação.

7.1 ANÁLISE DA POTÊNCIA APARENTE DE ENTRADA E SAÍDA DO CONVERSOR *MMC* CA-CA.

O conversor adotado nesta tese é o *MMC* CA-CA na configuração com 3 células *H-Bridge* por braço apresentado na Figura 12 do Capítulo 3. As potências aparente de entrada e saída do conversor são definidas como:

$$S_s = V_{s,ef} \cdot I_{s,ef} = \frac{P_s}{FP_s} \tag{249}$$

$$S_o = V_{o,ef} \cdot I_{o,ef} = \frac{P_o}{FP_o} \tag{250}$$

O valor eficaz da tensão de entrada e o valor eficaz da corrente de entrada são determinados a partir das especificações de entrada do conversor, assim como, sua potência ativa de entrada. Observa-se que essas definições de potência consideram que o conversor não apresenta perdas elétricas nos componentes, ou seja, a operação do conversor é considerada ideal. O valor eficaz da corrente de saída é definido pela potência ativa exigida pela carga e seu fator de potência. Já o valor eficaz da tensão de saída é definido a partir do modo de operação do conversor e do número de níveis da tensão de saída. Portanto, pode-se definir que:

$$V_{o,ef} = \frac{VCC}{\pi} \cdot \sqrt{\left(N_{vo} - 1\right)^2 \cdot \pi^2 - \sum_{x=0}^{\frac{N_{vo}-1}{2}} \left(N_B{}^2 \cdot x \cdot \pi \cdot \theta_x\right)} \begin{cases} N_{vo} \rightarrow par \\ 2N+1 \end{cases} \quad (251)$$

$$V_{o,ef} = \frac{2 \cdot VCC}{\pi} \cdot \sqrt{\left(\frac{N_{vo}-1}{2}\right)^2 \cdot \pi^2 - \sum_{x=1}^{\frac{N_{vo}-1}{2}} \left[\left(N_B \cdot x - N_P\right) \cdot \pi \cdot \theta_x\right]} \begin{cases} N_{vo} \rightarrow \acute{i}mpar \\ 2N+1 \end{cases} \quad (252)$$

$$V_{o,ef} = \frac{2 \cdot VCC}{\pi} \cdot \sqrt{\left(N_{vo} - 1\right)^2 \cdot \pi^2 - \sum_{x=0}^{\frac{N_{vo}-1}{2}} \left(N_B{}^2 \cdot x \cdot \pi \cdot \theta_x\right)} \begin{cases} N_{vo} \rightarrow par \\ N+1 \end{cases} \quad (253)$$

$$V_{o,ef} = \frac{4 \cdot VCC}{\pi} \cdot \sqrt{\left(\frac{N_{vo}-1}{2}\right)^2 \cdot \pi^2 - \sum_{x=1}^{\frac{N_{vo}-1}{2}} \left[\left(N_B \cdot x - N_P\right) \cdot \pi \cdot \theta_x\right]} \begin{cases} N_{vo} \rightarrow \acute{i}mpar \\ N+1 \end{cases} \quad (254)$$

A partir da definição do valor eficaz da corrente de saída e da corrente de entrada do conversor é possível dimensionar os condutores utilizados nas conexões elétricas de saída e dimensionar o condutor utilizado no indutor de entrada do conversor.

7.2 DEFINIÇÃO DO VALOR EFICAZ DA CORRENTE DE BRAÇO DO CONVERSOR *MMC* CA-CA.

Observa-se que as correntes instantâneas nos braços do conversor *MMC* CA-CA apresentam duas componentes fundamentais em frequência conforme definido pelas equações instantâneas em (29) e (30). O valor eficaz da corrente no braço superior e no braço inferior é definido como:

$$I_{u,ef} = I_{l,ef} = \sqrt{\left(\frac{I_{s,ef}}{2}\right)^2 + \left(\frac{I_{o,ef}}{2}\right)^2} \quad (255)$$

Considerando que a potência ativa de entrada e saída são idênticas, ou seja, o rendimento do conversor é unitário, torna-se possível analisar a variação do valor eficaz da corrente no braço do conversor em função do fator de potência de entrada do conversor, fator de potência da carga e do ganho de tensão do conversor considerando os valores eficazes da tensão de entrada e saída. Portanto define-se que:

$$I_{s,ef} = \frac{P_s}{V_{s,ef} \cdot FP_s} \tag{256}$$

$$I_{o,ef} = \frac{P_o}{V_{o,ef} \cdot FP_o} \tag{257}$$

$$I_{u,ef} = I_{l,ef} = I_{b,ef} \tag{258}$$

$$P_s = P_o = P_c \tag{259}$$

$$G_{v,ef} = \frac{V_{o,ef}}{V_{s,ef}} \tag{260}$$

$$\overline{I_{b,ef}} = \frac{I_{b,ef} \cdot V_{o,ef}}{P_c} = \sqrt{\frac{1}{4 \cdot FP_o^{\,2}} + \frac{G_{v,ef}^{\,2}}{4 \cdot FP_s^{\,2}}} \tag{261}$$

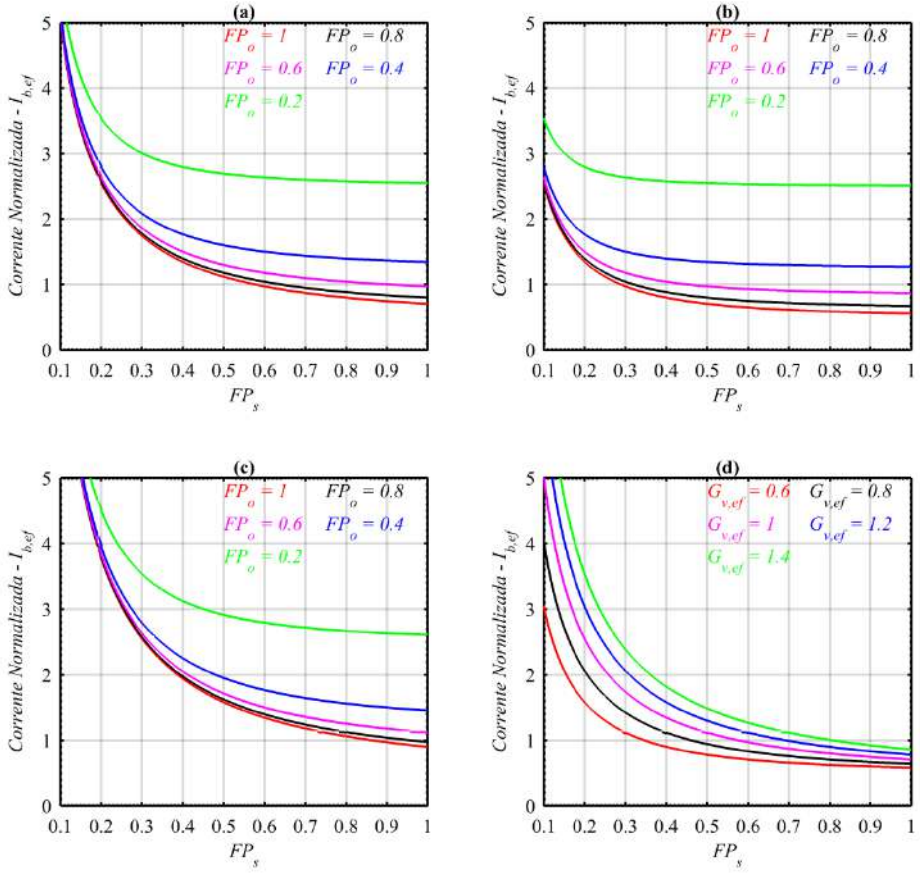
A Figura 55 apresenta a variação do valor eficaz da corrente que circula pelos braços superior e inferior do conversor *MMC* CA-CA com suas respectivas variações paramétricas.

Observa-se que com menores valores de fator de potência, tanto na entrada do conversor quanto na carga, maior é o valor eficaz da corrente de braço. O aumento tende a ser exponencial considerando valores de fator de potência abaixo de 0,5. Torna-se maior com o aumento também do ganho de tensão do conversor. Em situações de elevação da tensão de saída do conversor maior será o valor eficaz da corrente do braço, aumentando em si as perdas devido aos elementos parasitas no circuito de cada braço do conversor.

Em contrapartida, quanto maior é o fator de potência da carga e o fator de potência da entrada, menor é variação do valor eficaz da corrente de braço. Verifica-se que em algumas regiões com fator de potência na entrada e saída do conversor acima de 0,5, a variação do valor eficaz da corrente de braço é praticamente constante. Portanto, com o intuito de reduzir as perdas no conversor torna-se necessário operar com elevado fator de potência tanto na entrada quanto na saída do conversor *MMC* CA-CA.

Com base no valor eficaz da corrente que circula nos braços do conversor *MMC* CA-CA é possível dimensionar os condutores utilizados nas conexões elétricas internas do conversor e no dimensionamento do condutor utilizado nos indutores de braço do conversor.

Figura 55 - Valor eficaz da corrente normalizada que circula pelos braços superior e inferior do conversor *MMC* CA-CA com suas respectivas variações paramétricas. (a) Ganho de tensão com $G_{v,ef}$ = 1 e variação com o fator de potência da carga. (b) Ganho de tensão com $G_{v,ef}$ = 0,5 e variação com o fator de potência da carga. (c) Ganho de tensão com $G_{v,ef}$ = 1,5 e variação com o fator de potência da carga. (d) Fator de potência da carga constante FP_o = 1 e variação do ganho de tensão.



Fonte: Próprio autor.

7.3 ANÁLISE DOS ESFORÇOS DOS COMPONENTES SEMICONDUTORES.

A análise dos esforços dos componentes semicondutores do conversor *MMC* CA-CA, torna-se complexa devido à quantidade de componentes utilizados com o aumento do número de células em cada braço do conversor. A necessidade do equilíbrio das tensões no capacitor de cada célula do

conversor prejudica ainda mais essa análise devido às comutações nos semicondutores tornarem-se aleatórias a cada período de comutação. Uma análise com resultados de simulação dos esforços nos componentes semicondutores foi realizada considerando que cada célula é alimentada por uma fonte de tensão constante de forma equilibrada em todas as células do conversor. De maneira a investigar os esforços de corrente nos componentes semicondutores com diferentes estratégias de modulação, foram obtidos os resultados a partir das estratégias de modulação *Level-Shifted* e *Phase-Shifted* para tensão intermediária e da estratégia de modulação *Staircase* para tensão de saída do conversor. Assim, a Tabela 14 apresenta as especificações adotadas para realizar a análise dos esforços de corrente nos componentes semicondutores do conversor.

Tabela 14 - Especificações adotadas para realizar a análise dos esforços de corrente nos componentes semicondutores do conversor *MMC* CA-CA.

Símbolo	Descrição	Valor
$V_{s,ef}$	Tensão eficaz de entrada	220 V
P_s	Potência ativa de entrada	1 kW
FP_s	Fator de potência de entrada	1
f_s	Frequência de entrada	50 Hz
N	Número de células por braço	3
N_{vpwm}	Número de níveis da tensão V_{pwm}	5
N_{vo}	Número de níveis da tensão V_o	3
L_{in}	Indutância de entrada	8,2 mH
L_b	Indutância de braço	1 µH
VCC	Tensão de cada célula	130 V
$V_{o,ef}$	Tensão eficaz de saída	140 V
P_o	Potência ativa de saída	1 kW
FP_o	Fator de potência da carga	1
θ_1	Ângulo de comutação	47°
f_o	Frequência de saída	2 kHz
f_c	Frequência do sinal portador	20 kHz

Fonte: Próprio autor.

Para os resultados de simulação utilizando às estratégias de modulação *Level-Shifted* e *Staircase*, a frequência f_c adotada para o sinal portador utilizado na estratégia de modulação *Level-Shifted* é de 20 kHz conforme especificado na Tabela 14. A frequência da tensão de saída f_o é de 2 kHz e a frequência de entrada do conversor f_s é de 50 Hz. Os valores foram adotados de modo a facilitar na determinação dos intervalos de tempo para análise do valor médio e eficaz da corrente via simulação além de atribuir os índices de modulação em frequência inteiros. Para os resultados de simulação utilizando às estratégias de modulação Phase-Shifted e Staircase, a frequência f_c adotada para o sinal portador utilizado na estratégia de modulação *Phase-Shifted* é de 5 kHz. A frequência da tensão de saída f_o é de 2,5 kHz e a frequência de entrada f_s do conversor é de 50 Hz. Os valores adotados possibilitam uma maior facilidade na determinação dos intervalos de tempo para análise do valor médio e eficaz da corrente via simulação além de atribuir os índices de modulação em frequência inteiros.

As outras especificações foram adotadas de acordo com os valores pré-definidos do projeto inicial do conversor em baixa tensão. A análise verificou-se que os valores instantâneos das correntes de cada semicondutor no braço superior são semelhantes aos valores instantâneos correspondentes de cada semicondutor no braço inferior. Assim, a apresentação do valor médio e eficaz dessas correntes pode ser simplificada. Os resultados apresentados são apenas nos semicondutores das células A1, A2 e A3 conforme ilustrado na Figura 12.

A primeira análise é identificar as regiões de comutação de cada componente semicondutor. Avaliam-se as mesmas regiões de comutação definidas na Figura 36 onde a tensão $v_{pwm}(t)$ apresenta 4 regiões. Os intervalos de tempo de cada região são definidos a partir da mudança de nível da tensão $v_{pwm}(t)$ que depende do valor do índice de modulação em amplitude $m_{a,MMC}$. A Tabela 15 apresenta as regiões de comutação dos diodos utilizados em cada célula do braço superior (A1, A2, A3) considerando a estratégia de modulação *Level-Shifted* e *Staircase SHE*. Além disso, é apresentada a frequência de comutação de cada diodo obtida via resultados de simulação.

Tabela 15 - Regiões de comutação dos diodos utilizados em cada célula do braço superior (A1, A2 e A3) considerando a estratégia de modulação *Level-Shifted* e *Staircase SHE*. Frequência de comutação de cada diodo obtida via resultado de simulação.

Diodo	Região de Comutação	Frequência de Comutação
D_{A11}	I, II, III	f_o
	IV	$3\ f_o$
D_{A12}	I, III, IV	f_o
	II	$3\ f_o$
D_{A13}	IV	$8\ f_o$
D_{A14}	II	$8\ f_o$
D_{A21}	I e II	f_o
	III	$3\ f_o$
D_{A22}	I	$3\ f_o$
	III e IV	f_o
D_{A23}	III	$8\ f_o$
	IV	f_o
D_{A24}	I	$8\ f_o$
	II	f_o
D_{A31}, D_{A34}	I e II	f_o
D_{A32}, D_{A33}	III e IV	f_o

Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Tabela 15 que no total de 12 diodos, 2 diodos (D_{A11}, D_{A12}) apresentam comutações em todas as regiões definas na tensão $v_{pwm}(t)$. Outros 2 diodos (D_{A21}, D_{A22}) apresentam comutações em 3 regiões, 6 diodos (D_{A23}, D_{A24}, D_{A31}, D_{A32}, D_{A33}, D_{A34}) apresentam comutações em 2 regiões e apenas 2 diodos (D_{A13}, D_{A14}) apresentam comutações em 1 região definida pela tensão $v_{pwm}(t)$. Além disto, 6 diodos (D_{A11}, D_{A12}, D_{A21}, D_{A22}, D_{A23}, D_{A24}) apresentam frequência de comutação variável, sendo que cada região de comutação é definida por um valor constante de frequência de comutação. Os outros 6 diodos (D_{A13}, D_{A14}, D_{A31}, D_{A32}, D_{A33}, D_{A34}) apresentam frequência de comutação constante para todas as regiões de comutação. Nota-se também que existem 3 valores de frequência de comutação baseadas na frequência da tensão de

saída f_o do conversor, sendo que o menor valor da frequência de comutação dos diodos é definido como f_o e o maior valor definido como $8f_o$.

A Tabela 16 apresenta as regiões de comutação dos diodos utilizados em cada célula do braço superior (A1, A2, A3) considerando a estratégia de modulação *Phase-Shifted* e *Staircase SHE*. Além disto, é apresentada a frequência de comutação de cada diodo obtida via resultados de simulação.

Tabela 16 - Regiões de comutação dos diodos utilizados em cada célula do braço superior (A1, A2 e A3) considerando a estratégia de modulação *Phase-Shifted* e *Staircase SHE*. Frequência de comutação de cada diodo obtida via resultado de simulação.

Diodo	Região de Comutação	Frequência de Comutação
D_{A11}	I e II	$2\ f_o$
D_{A12}	III e IV	$2\ f_o$
D_{A13}	I e II	f_o
	III e IV	$3\ f_o$
D_{A14}	I e II	$3\ f_o$
	III e IV	f_o
D_{A21}	I e II	$2\ f_o$
	III e IV	f_o
D_{A22}	I e II	f_o
	III e IV	$2\ f_o$
D_{A23}	I e II	f_o
	III e IV	$2\ f_o$
D_{A24}	I e II	$2\ f_o$
	III e IV	f_o
D_{A31}	I, II e III	f_o
D_{A32}	III e IV	f_o
D_{A33}	I, III e IV	f_o
D_{A34}	I e II	f_o

Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Tabela 16 que no total de 12 diodos, 6 diodos (D_{A13}, D_{A14}, D_{A21}, D_{A22}, D_{A23}, D_{A24}) apresentam comutações em todas as regiões definidas na tensão $v_{pwm}(t)$. Outros 2 diodos (D_{A31}, D_{A33}) apresentam comutações em 3

regiões e 4 diodos (D_{A11}, D_{A12}, D_{A32}, D_{A34}) apresentam comutações em 2 regiões definida pela tensão $v_{pwm}(t)$. Além disso, 6 diodos (D_{A13}, D_{A14}, D_{A21}, D_{A22}, D_{A23}, D_{A24}) apresentam frequência de comutação variável, sendo que cada região de comutação é definida por um valor constante de frequência de comutação. Os outros 6 diodos (D_{A11}, D_{A12}, D_{A31}, D_{A32}, D_{A33}, D_{A34}) apresentam frequência de comutação constante para todas as regiões de comutação. Nota-se também que existem 3 valores de frequência de comutação baseadas na frequência da tensão de saída f_o do conversor, sendo que o menor valor da frequência de comutação dos diodos é definida como f_o e o maior valor definido como $3f_o$.

A Tabela 17 apresenta as regiões de comutação dos transistores utilizados em célula do braço superior (A1, A2, A3) considerando a estratégia de modulação *Level-Shifted* e *Staircase SHE*. É apresentada a frequência de comutação de cada transistor obtida via resultados de simulação.

Observa-se na Tabela 17 que no total de 12 transistores, 6 transistores (S_{A11}, S_{A12}, S_{A31}, S_{A32}, S_{A33}, S_{A34}) apresentam comutações em todas regiões definidas na tensão $v_{pwm}(t)$. Outros 2 transistores (S_{A21}, S_{A22}) apresentam comutações em 3 regiões, 2 transistores (S_{A23}, S_{A24}) apresentam comutações em 2 regiões e 2 transistores (S_{A13}, S_{A14}) apresentam comutações em 1 região definida pela tensão $v_{pwm}(t)$.

Além disso, 6 transistores (S_{A11}, S_{A12}, S_{A21}, S_{A22}, S_{A23}, S_{A24}) apresentam frequência de comutação variável, sendo que cada região de comutação é definida por um valor constante de frequência de comutação.

Os outros 6 transistores (S_{A13}, S_{A14}, S_{A31}, S_{A32}, S_{A33}, S_{A34}) apresentam frequência de comutação constante para todas as regiões de comutação. Nota-se também que existem 3 valores de frequência de comutação baseadas na frequência da tensão de saída f_o do conversor, sendo que o menor valor da frequência de comutação dos diodos é definida como f_o e o maior valor definido como $8f_o$. A Tabela 18 apresenta as regiões de comutação dos transistores utilizados em cada célula do braço superior (A1, A2, A3) considerando a estratégia de modulação *Phase-Shifted* e *Staircase SHE*. Além disso, é apresentada a frequência de comutação de cada diodo obtida via resultados de simulação.

Tabela 17 - Regiões de comutação dos transistores utilizados em cada célula do braço superior (A1, A2 e A3) considerando a estratégia de modulação *Level-Shifted* e *Staircase SHE*. Frequência de comutação de cada diodo obtida via resultado de simulação.

Transistor	Região de Comutação	Frequência de Comutação
S_{A11}	I, II, III	f_o
	IV	$8\,f_o$
S_{A12}	I, III, IV	f_o
	II	$8\,f_o$
S_{A13}	IV	$3\,f_o$
S_{A14}	II	$3\,f_o$
S_{A21}	I e II	f_o
	III	$8\,f_o$
S_{A22}	I	$8\,f_o$
	III e IV	f_o
S_{A23}	III	$3\,f_o$
	IV	f_o
S_{A24}	I	$3\,f_o$
	II	f_o
S_{A31}, S_{A34}	I, II, III e IV	f_o
S_{A32}, S_{A33}	I, II, III, e IV	f_o

Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Tabela 18 que no total de 12 transistores, todos os transistores apresentam comutações em todas as regiões definidas na tensão $v_{pwm}(t)$. Além disto, 4 transistores (S_{A21}, S_{A22}, S_{A23}, S_{A24}) apresentam frequência de comutação variável, sendo que cada região de comutação é definida por um valor constante de frequência de comutação. Os outros 8 transistores (S_{A11}, S_{A12}, S_{A13}, S_{A14}, S_{A31}, S_{A32}, S_{A33}, S_{A34}) apresentam frequência de comutação constante para todas as regiões de comutação. Nota-se também que existem 2 valores de frequência de comutação baseadas na frequência da tensão de saída f_o do conversor, sendo que o menor valor da frequência de comutação dos diodos é definida como f_o e o maior valor definido como $2f_o$.

Tabela 18 - Regiões de comutação dos transistores utilizados em cada célula do braço superior (A1, A2 e A3) considerando a estratégia de modulação *Phase-Shifted* e *Staircase SHE*. Frequência de comutação de cada diodo obtida via resultado de simulação.

Transistor	Região de Comutação	Frequência de Comutação
S_{A11}, S_{A12}	I, II, III e IV	$2\,f_o$
S_{A13}, S_{A14}	I, II, III e IV	f_o
S_{A21}, S_{A24}	I e II	f_o
	III e IV	$2\,f_o$
S_{A22}, S_{A23}	I e II	$2\,f_o$
	III e IV	f_o
S_{A31}, S_{A32}, S_{A33}, S_{A34}	I, II, III e IV	f_o

Fonte: Próprio autor.

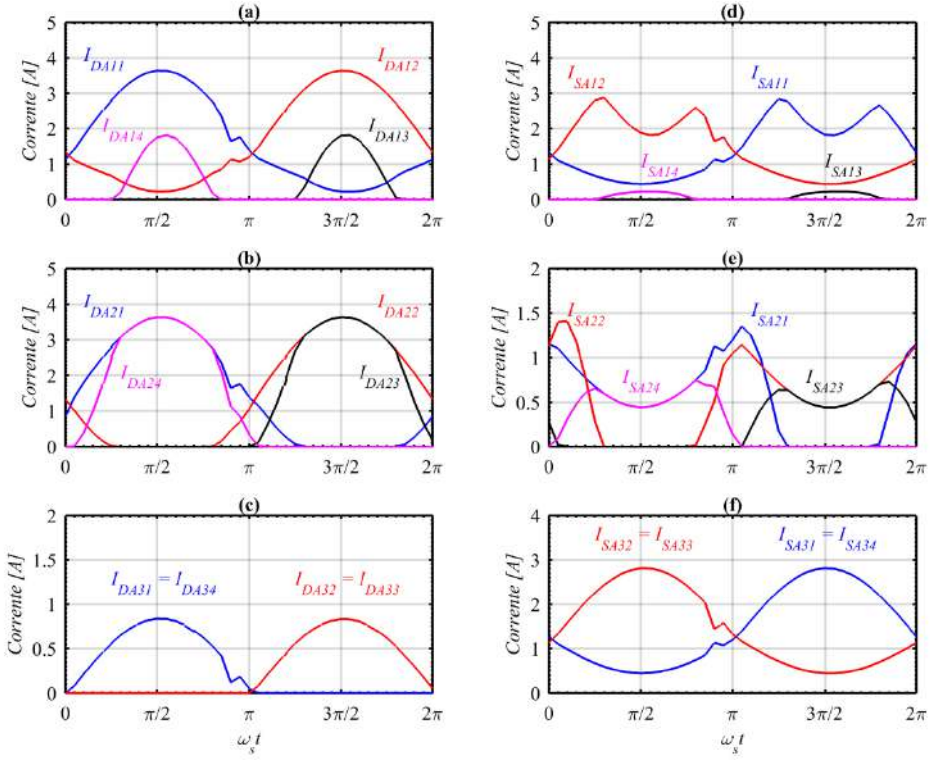
Observa-se nos resultados obtidos apresentados na Tabela 15, Tabela 16, Tabela 17 e Tabela 18 as características de comutação dos componentes semicondutores (Diodos e Transistores) para cada estratégia de modulação adotada. Verifica-se que a quantidade de componentes semicondutores que operam em uma mesma região é menor quando utilizadas as estratégias de modulação *Level-Shifted* e *Staircase SHE*. Em ambas as estratégias existem 3 valores de frequência de comutação, no entanto, a estratégia de modulação *Phase-Shifted* e *Staircase SHE* é que apresenta o menor valor exigido pelo componente semicondutor.

Em relação à estratégia de modulação *Level-Shifted* a máxima frequência de comutação tanto para os diodos quanto para os transistores é de $8f_o$. No caso da estratégia de modulação *Phase-Shifted* a máxima frequência de comutação para os diodos é de $3f_o$. Já para os transistores a máxima frequência de comutação é de $2f_o$.

O valor instantâneo da corrente que circula tanto nos diodos como nos transistores apresenta característica cíclica na frequência da tensão de saída do conversor f_o. Portanto, o valor médio da corrente foi analisado dentro de um período definido por T_o. Dessa maneira, foi possível apresentar os resultados obtidos e avaliar o máximo valor médio dentro de um período da tensão de entrada do conversor T_s. A Figura 56 apresenta o valor médio da corrente nos

respectivos diodos e transistores dentro um período da tensão de saída do conversor definido por T_o considerando a estratégia de modulação *Level-Shifted* e *Staircase SHE*.

Figura 56 - Valor médio instântaneo da corrente nos respectivos diodos e transistores dentro de um período definido por T_o considerando a estratégia de modulação *Level-Shifted* e *Staircase SHE*. (a) Valor médio da corrente nos diodos da célula A1. (b) Valor médio da corrente nos diodos da célula A2. (c) Valor médio da corrente nos diodos da célula A3. (d) Valor médio da corrente nos transistores da célula A1. (e) Valor médio da corrente nos transistores da célula A2. (f) Valor médio da corrente nos transistores da célula A3.



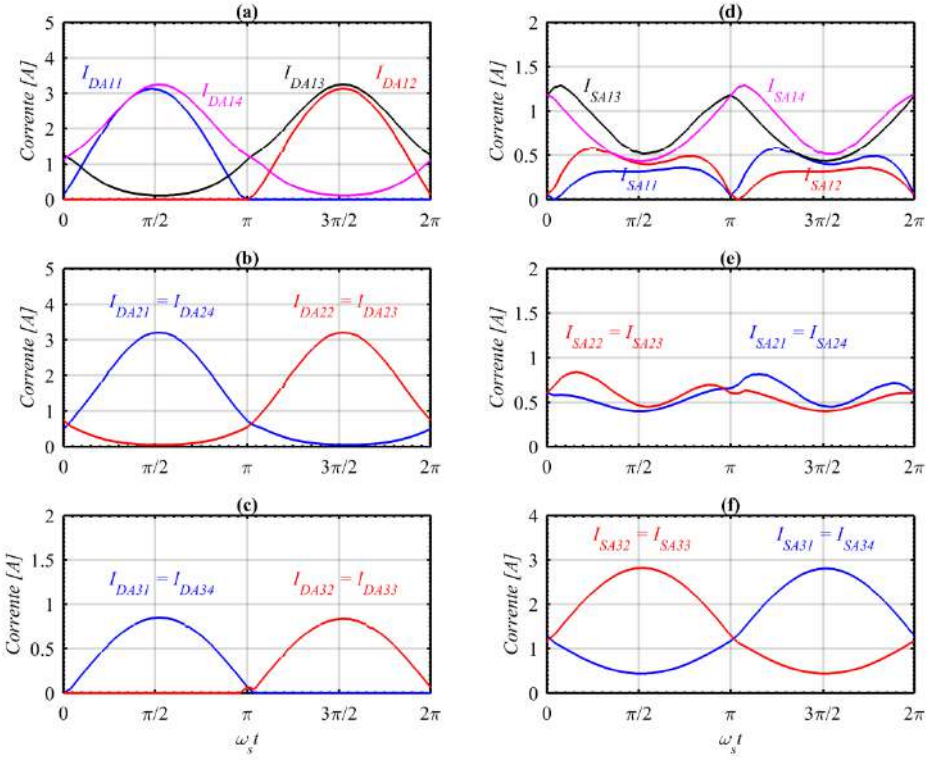
Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 56 que o valor médio da corrente em cada componente semicondutor é variável devido a sua característica de comutação. Nota-se que o maior valor médio da corrente é alcançado nos diodos D_{A11}, D_{A12}, D_{A21} e D_{A22}. Também é possível verificar que o máximo valor médio da corrente que circula nos diodos das células A1, A2 e A3 ocorre nos instantes

definidos como π/2 e 3π/2. Nos transistores, o máximo valor médio da corrente circula em S_{A12}, S_{A11}, S_{A31}, S_{A32}, S_{A33} e S_{A34}.

A Figura 57 apresenta o valor médio da corrente nos respectivos diodos e transistores dentro um período da tensão de saída do conversor definido por T_o considerando a estratégia de modulação *Phase-Shifted* e *Staircase SHE*.

Figura 57 - Valor médio instantâneo da corrente nos respectivos diodos e transistores dentro de um período definido por T_o considerando a estratégia de modulação *Phase-Shifted* e *Staircase SHE*. (a) Valor médio da corrente nos diodos da célula A1. (b) Valor médio da corrente nos diodos da célula A2. (c) Valor médio da corrente nos diodos da célula A3. (d) Valor médio da corrente nos transistores da célula A1. (e) Valor médio da corrente nos transistores da célula A2. (f) Valor médio da corrente nos transistores da célula A3.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 57 que o valor médio da corrente em cada componente semicondutor é variável devido a sua característica de comutação. Nota-se que o maior valor médio da corrente é alcançado nos diodos D_{A11},

D_{A12}, D_{A13} e D_{A14}. Também é possível verificar que o máximo valor médio da corrente que circula nos diodos das células A1, A2 e A3 ocorre nos instantes definidos como π/2 e 3π/2. O valor médio da corrente que circula nos diodos das células A2 e A3 é igual conforme apresentado na Figura 57. Nos transistores, o máximo valor médio da corrente circula em S_{A31}, S_{A32}, S_{A33} e S_{A34}. Também se verifica que o instante onde ocorre o máximo valor médio da corrente nos transistores é definido por π/2 e 3π/2. Além disto, o valor médio da corrente que circula nos transistores das células A2 e A3 é igual conforme apresentado na Figura 57.

Em ambas as estratégias de modulação percebe-se que o máximo valor médio da corrente que circula nos diodos é semelhante. No entanto, existe uma grande diferença nos valores encontrados da corrente que circula nos diodos D_{A13} e D_{A14} da célula A1.

Na estratégia *Level-Shifted*, o valor médio da corrente nesses diodos é de aproximadamente 1,8 A. Na estratégia *Phase-Shifted*, o valor médio da corrente nesses diodos foi de aproximadamente 3,25 A. Isto pode acarretar em um aumento nas perdas por condução dos diodos. Em relação aos transistores verificam-se diferenças no valor médio das correntes que circulam por esses componentes nas células A1 e A2. Isto também pode acarretar em um aumento ou diminuição de perdas por condução nos transistores dependendo da estratégia de modulação utilizada.

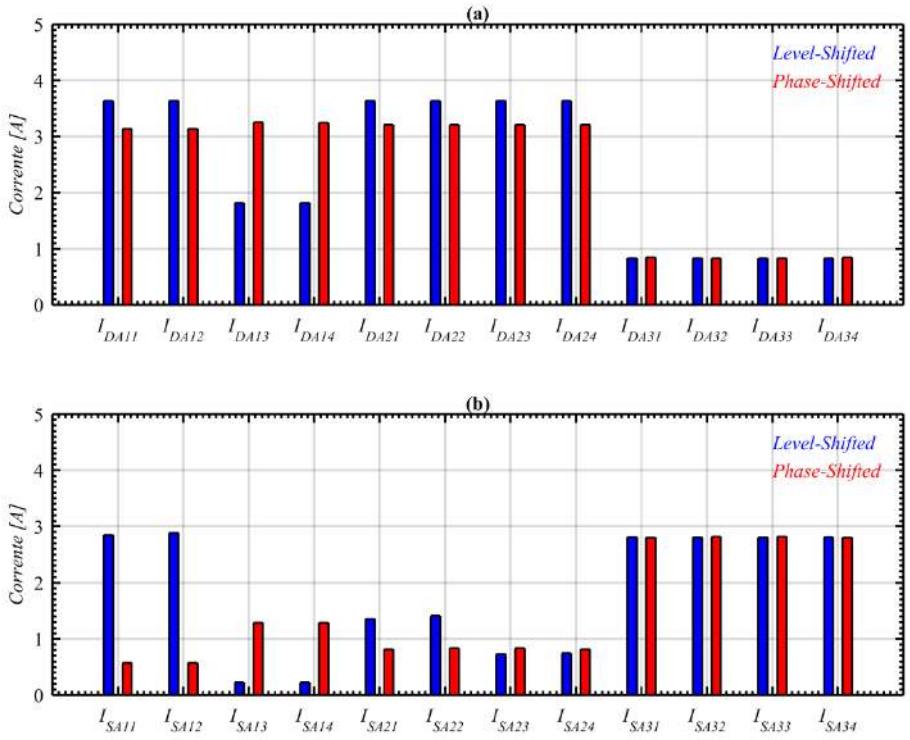
A Figura 58 apresenta um gráfico de barras comparando o máximo valor médio das correntes utilizando a estratégia de modulação *Level-Shifted* e *Phase-Shifted*.

Observa-se na Figura 58 as diferenças no máximo valor médio das correntes principalmente nas células A1 e A2 conforme mencionada anteriormente. Verifica-se também a perda da modularidade entre o valor médio das correntes. As células A1 e A2 apresentam maior valor médio nas correntes que circulam pelos diodos, enquanto que a célula A3 apresenta maior valor médio nas correntes que circulam pelos transistores.

A tensão máxima sobre os transistores e diodos é definida a partir da tensão individual de cada capacitor presente em cada célula do conversor MMC CA-CA. Portanto:

$$V_{D,bk} = V_{S,bk} = VCC \tag{262}$$

Figura 58 - Gráfico de Barras comparando o máximo valor médio das correntes utilizando a estratégia de modulação *Level-Shifted* e *Phase-Shifted*. (a) Valor médio das correntes que circulam nos diodos das células A1, A2 e A3. (b) Valor médio das correntes que circulam nos transistores das células A1, A2 e A3.



Fonte: Próprio autor.

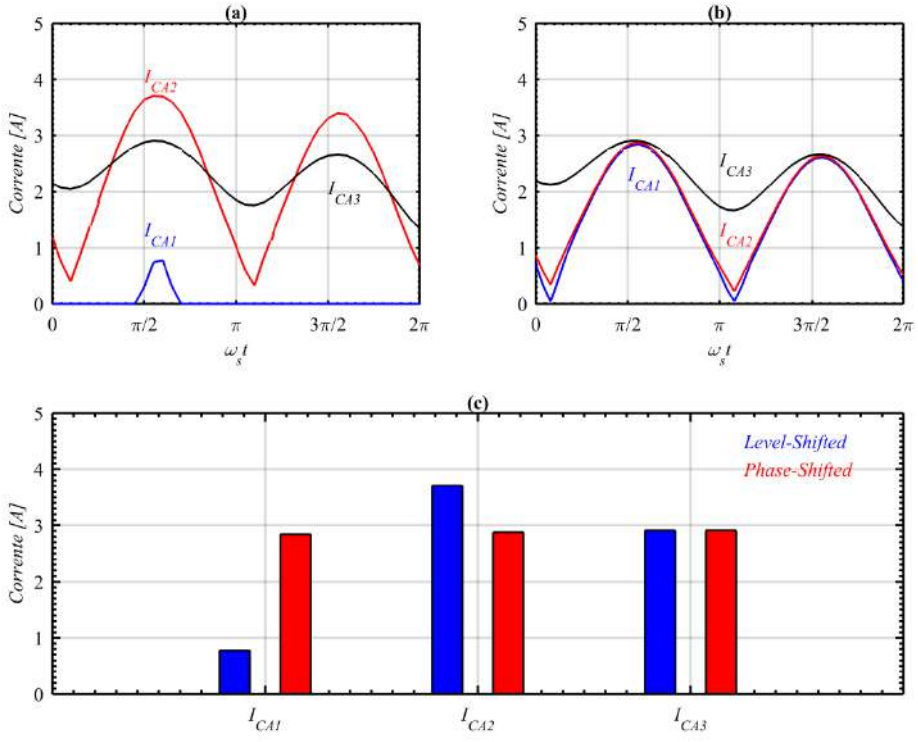
Vale ressaltar que a tensão máxima sobre os transistores e diodos definida em (262) representa o valor médio de tensão sobre o capacitor de cada célula do conversor. Na prática deve-se considerar a soma do valor médio da tensão sobre o capacitor de cada célula e o valor máximo de ondulação de tensão sobre o capacitor de cada célula.

7.4 ANÁLISE DOS ESFORÇOS DOS CAPACITORES DE CADA CÉLULA

A Figura 59 apresenta o valor eficaz da corrente em cada capacitor

durante o período T_o considerando a estratégia de modulação *Level-Shifted*, *Phase-Shifted* e *Staircase SHE*.

Figura 59 - Valor eficaz da corrente em cada capacitor durante o período T_o considerando a estratégia de modulação *Level-Shifted*, *Phase-Shifted* e *Staircase SHE*. (a) Valor eficaz da corrente em cada capacitor durante o período T_o considerando a estratégia de modulação *Level-Shifted* e *Staircase SHE*. (b) Valor eficaz da corrente em cada capacitor durante o período T_o considerando a estratégia de modulação *Phase-Shifted* e *Staircase SHE*. (c) Gráfico de Barras comparando o máximo valor eficaz das correntes nos capacitores utilizando a estratégia de modulação *Level-Shifted* e *Phase-Shifted*.



Fonte: Próprio autor.

Da mesma maneira como foi realizada a análise dos esforços dos componentes semicondutores, a análise dos esforços dos capacitores de cada célula do conversor MMC CA-CA também foi realizada via resultados de simulação. O equilíbrio das tensões nos capacitores não foi considerado devido

às comutações nos semicondutores tornarem-se aleatórias a cada período de comutação. Assim para determinar o valor eficaz da corrente em cada capacitor, foi analisado o valor instantâneo da corrente de cada capacitor durante o período T_o definido pela tensão de saída do conversor. Foram obtidos os resultados de simulação dos esforços dos capacitores de cada célula considerando as mesmas especificações atribuídas na Tabela 14 considerando a capacitância de cada capacitor igual à 940 μF. Como as correntes instantâneas nos capacitores das células nos braços superiores e inferiores do conversor são idênticas, avaliou-se apenas a corrente que circula nos capacitores das células A1, A2 e A3 conforme ilustrado na Figura 12.

Observa-se na Figura 59 que o valor eficaz máximo das correntes nos capacitores de cada célula ocorre nos instantes π/2 e 3π/2. Percebe-se que na estratégia de modulação *Level-Shifted*, o valor eficaz da corrente de cada capacitor é diferente. No entanto, para estratégia de modulação *Phase-Shifted* o valor eficaz da corrente de cada capacitor é aproximadamente igual se considerar os capacitores das células A1 e A2. O máximo valor eficaz da corrente em ambos os capacitores é aproximadamente igual. Desta maneira é possível estabelecer o dimensionamento do valor eficaz da corrente nos capacitores de cada célula do conversor *MMC* CA-CA.

O valor máximo da tensão de cada capacitor é definida a partir da tensão de cada célula atribuída ao projeto do conversor. Portanto:

$$V_{C,bk} = VCC \tag{263}$$

7.5 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou as definições dos esforços nos componentes passivos e semicondutores do conversor *MMC* CA-CA. Observou-se que o valor eficaz das correntes que circulam no braço do conversor depende do valor eficaz das correntes de entrada e saída do conversor. Este valor também depende do fator de potência da entrada e saída do conversor. Em uma análise gráfica observou que quanto menor for o fator de potência em ambos os terminais de entrada e saída do conversor maior é o valor eficaz da corrente de

braço inclusive apresentando uma característica de aumento exponencial no valor eficaz da corrente. Quanto maior for o fator de potência em ambos os terminais de entrada e saída do conversor menor será o valor eficaz da corrente que circula pelos braços do conversor. Desta maneira, foi possível estabelecer os esforços dos elementos passivos que estão presentes nos braços e nos terminais de entrada do conversor. Os esforços de corrente para os condutores utilizados para as interligações do conversor também depende do valor eficaz de cada corrente que circula em cada ramo do conversor.

Em relação aos esforços dos componentes semicondutores, foram obtidos resultados via simulação a partir de uma especificação adotada ao conversor. Foi escolhida essa forma de análise para facilitar as observações realizadas dos resultados obtidos. Em ambos componentes semicondutores, verificou-se a variação da frequência de comutação em determinadas regiões de comutação definidas pela tensão $v_{pwm}(t)$ do conversor.

Do ponto de vista dos diodos utilizados em cada célula do conversor, observou-se que a maior frequência de comutação é definida por $8f_o$ para estratégia de modulação *Level-Shited* e *Staircase* adotada. Já no caso da utilização da estratégia de modulação *Phase-Shifted* e *Staircase*, a maior frequência de comutação dos diodos é definida por $3f_o$. Em relação aos transistores, a maior frequência de comutação é de $8f_o$ para estratégia *Level-Shifted* e *Staircase* e de $2f_o$ para estratégia de modulação *Phase-Shifted* e *Staircase*.

Em relação ao valor médio da corrente nesses componentes semicondutores, considerando a estratégia de modulação *Level-Shifted* e *Staircase* adotada, verificou-se que a corrente que circula pelos diodos apresenta o maior valor médio. Destaca-se também que os diodos que apresentam o maior valor médio são caracterizados pela operação com maior frequência de comutação. No caso da estratégia de modulação *Phase-Shifted* e *Staircase* a característica em relação aos maiores valores médios é idêntica. Em relação aos esforços de corrente nos transistores, o maior valor médio da corrente ocorre principalmente quando adotado a estratégia de modulação *Level-Shifted* e *Staircase*. O valor médio das correntes que circulam nos dispositivos semicondutores é aproximadamente idêntico quando as

estratégias de modulação *Phase-Shifted* e *Staircase* são adotadas. É claro que esta análise não foi realizada com a aplicação da lógica de equilíbrio das tensões nos capacitores, no entanto, torna-se válida para uma análise inicial do equilíbrio dos esforços de corrente nos dispositivos semicondutores em cada célula do conversor. Em relação aos esforços de tensão nos dispositivos semicondutores, a tensão de bloqueio desses dispositivos é estabelecida a partir do valor máximo de tensão sobre cada capacitor de cada célula do conversor.

O valor eficaz da corrente que circula em cada capacitor de cada célula do conversor é equilibrada para todas as células quando adotada a estratégia de modulação *Phase-Shifted* e *Staircase* para as especificações adotadas na simulação do conversor. Verifica-se que na maioria dos casos, a estratégia de modulação *Phase-Shifted* para modular a tensão $v_{pwm}(t)$ associada à estratégia de modulação *Staircase* para modular a tensão $v_o(t)$ apresentam mais benefícios do ponto de vista de equilíbrio dos valores associados aos esforços, principalmente dos semicondutores utilizados no conversor *MMC* CA-CA. A partir dessas informações é possível adotar a estratégia de modulação que apresenta as melhores características de operação do conversor, associando a lógica de equilíbrio das tensões nos capacitores e o controle da corrente de entrada do conversor *MMC* CA-CA.

8 LÓGICA DE EQUILÍBRIO DAS TENSÕES NOS CAPACITORES E CONTROLE DO CONVERSOR *MMC* CA-CA

Esse capítulo apresenta a lógica de equilíbrio das tensões nos capacitores de cada célula do conversor *MMC* CA-CA. A lógica de equilíbrio das tensões é necessária para a operação do conversor em regime permanente. Algumas estratégias são apresentadas de acordo com os trabalhos publicados envolvendo o conversor *MMC* CA-CA. Também é apresentada neste capítulo a modelagem da função de transferência da corrente de entrada do conversor em função da razão cíclica aplicada aos transistores. Com a modelagem desta função de transferência é possível apresentar o projeto de controle adotado e o tipo de controlador utilizado para a malha de controle.

8.1 EQUILÍBRIO DAS TENSÕES NOS CAPACITORES DO CONVERSOR *MMC* CA-CA

As tensões nos capacitores de cada célula do conversor *MMC* CA-CA tornam-se desequilibradas devido às características das comutações nos dispositivos semicondutores e elementos parasitas não ideais presentes no circuito do conversor. Torna-se necessária a utilização de uma estratégia de controle para garantir o equilíbrio e não restringir a tensão de saída do conversor e sua corrente de entrada. Portanto, deve-se atentar a execução de duas tarefas, ou seja, a energia armazenada no conversor deve ser mantida a partir de um valor de referência constante e a energia armazenada individualmente em cada capacitor deve ser igual para todas as células do conversor.

A forma prática de se garantir essas tarefas é a aplicação de uma estratégia de controle a partir da medição das tensões nos capacitores de cada célula. Todos os braços do conversor devem ser controlados de tal forma que a energia armazenada em todos eles seja igual. O equilíbrio da energia de cada braço do conversor deve ser realizado da seguinte forma: quando o braço do conversor absorver energia, as células com menor tensão devem ser utilizadas

de forma a modular a tensão de braço desejável. Quando o braço do conversor fornecer energia, as células com maior tensão serão utilizadas de forma a modular a tensão de braço desejável [12]. As duas condições podem ser atendidas com a medição das correntes nos braços superiores e inferiores do conversor além das tensões medidas nos capacitores de cada célula.

Algumas propostas apresentam alternativas para a garantia do equilíbrio das tensões nos capacitores. Em [13], a proposta de equilíbrio é baseada no estudo da seleção das comutações de cada célula. A partir das tabelas com indicações dos estados de comutação, realizando as medições de tensão e corrente é possível selecionar a melhor comutação possível para se garantir o equilíbrio das tensões nos capacitores. Em [11], a proposta de estratégia de controle preditivo auxilia no controle total das tensões nos capacitores gerando referência de amplitude para a malha de controle da corrente de entrada do conversor que por sua vez é controlada por um controlador PI linear. No entanto, para equilíbrio das tensões individuais de cada capacitor é necessário uma segunda malha independente baseada na estratégia do controle preditivo. Outras propostas apresentam diferentes malhas de controle para atingir o equilíbrio da tensão nos capacitores como: malha de controle da tensão média total do conversor, malha de controle da tensão média de cada braço do conversor, malha de controle da corrente de circulação e malha de controle das tensões individuais de cada capacitor em cada célula do conversor [76] e [77]. As propostas possibilitam a ação individual de comutação em cada célula do conversor onde a comparação da ação de controle e o sinal portador realiza o acionamento de cada célula independentemente.

Em [14] é proposta a implementação de um conversor CC-CC bidirecional responsável pelo equilíbrio de energia entre os braços superiores e inferiores do conversor *MMC* CA-CA. Desta forma, aliada a estratégia lógica de equilíbrio das tensões nos capacitores a partir de algoritmos de seleção é possível garantir a energia total armazenada nos braços do conversor e em cada célula de forma equilibrada.

Outra forma de se garantir o equilíbrio é a partir das medições de tensão individuais nos capacitores e a medição da corrente que circula nos braços do conversor. Com a estratégia de modulação por largura de pulso identificando a

quantidade de células que devem ser conectadas no braço, conhecendo o sentido da corrente que circula no braço e as tensões de cada capacitor é possível selecionar quais células deverão ser conectadas ou desligadas para cada período de comutação. Apesar de ser uma estratégia bem eficaz, a quantidade de comutações nos dispositivos semicondutores aumenta consideravelmente. Além disso, algoritmos de seleção são necessários para identificar qual célula apresenta menor e maior tensão e dependendo da quantidade de células utilizadas no conversor, à execução dos algoritmos acarreta em um elevado esforço computacional.

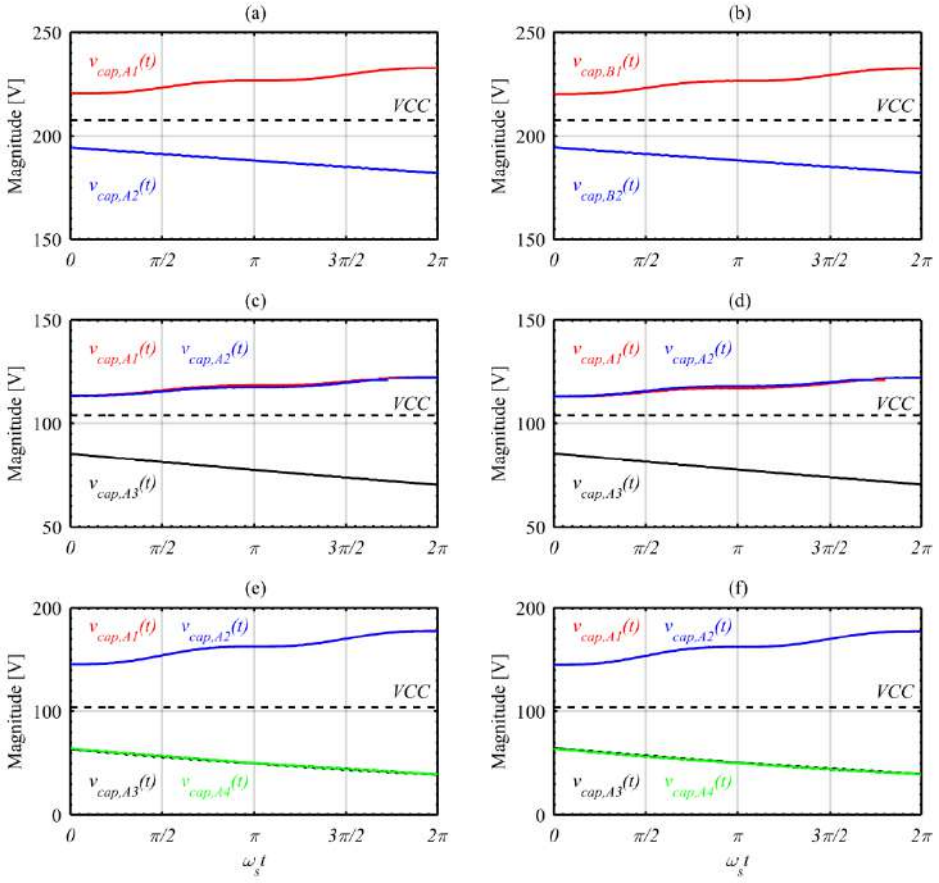
De forma a apresentar uma proposta de equilíbrio das tensões sobre cada capacitor de cada célula do conversor *MMC* CA-CA, a Figura 60 apresenta o desequilíbrio das tensões nos capacitores para cada condição específica de operação do conversor.

Observa-se na Figura 60 que o desequilíbrio nas tensões de cada capacitor ocorre naturalmente devido à característica de comutação de cada célula específica. Isso se deve ao valor médio da corrente em cada capacitor ser diferente de zero dentro de um período T_s. No entanto, verifica-se que existem algumas características que podem ser consideradas para análise e implementação da lógica de equilíbrio das tensões nos capacitores.

Verifica-se na Figura 60 que para condição de operação onde o conversor *MMC* CA-CA utiliza 2 células é possível verificar que 1 célula está armazenando energia e a outra célula fornecendo energia. Da mesma maneira, quando o conversor *MMC* CA-CA utiliza 3 células é possível verificar que 2 células estão armazenando energia enquanto 1 célula está fornecendo energia. Quando o conversor *MMC* CA-CA utiliza 4 células é possível verificar que 2 células estão armazenando energia enquanto as outras duas células estão fornecendo energia. Desta maneira é possível verificar as etapas de operação ou mesmo as comutações responsáveis pelo armazenamento e fornecimento de energia para cada intervalo de tempo definido pelo período de entrada T_s do conversor.

Assim a proposta de equilíbrio das tensões nos capacitores é definida a partir da avaliação das etapas de operação e comutações realizadas dentro do intervalo de tempo definido pelo período de entrada T_s.

Figura 60 - Desequilíbrio das tensões nos capacitores para cada condição específica de operação do conversor *MMC* CA-CA. (a) Tensões sobre os capacitores nas células A1 e A2 com o conversor *MMC* CA-CA operando sob condições de $N = 2$, $N_{vpwm} = 3$ e $N_{vo} = 3$. (b) Tensões sobre os capacitores nas células B1 e B2 com o conversor MMC CA-CA operando sob condições de $N = 2$, $N_{vpwm} = 3$ e $N_{vo} = 3$. (c) Tensões sobre os capacitores nas células A1, A2 e A3 com o conversor *MMC* CA-CA operando sob condições de $N = 3$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 3$. (d) Tensões sobre os capacitores nas células B1, B2 e B3 com o conversor *MMC* CA-CA operando sob condições de $N = 3$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 3$. (e) Tensões sobre os capacitores nas células A1, A2, A3 e A4 com o conversor *MMC* CA-CA operando sob condições de $N = 4$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 5$. (f) Tensões sobre os capacitores nas células B1, B2, B3 e B4 com o conversor *MMC* CA-CA operando sob condições de $N = 4$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 5$.



Fonte: Próprio autor.

Isto acarreta em um menor número de comutações necessárias para o

equilíbrio das tensões nas células além de um menor esforço computacional para executar o algoritmo lógico de equilíbrio e seleção independente do número de células implementadas no conversor. O esforço se deve apenas na análise *offline* das etapas de operação, que com o aumento do número de células do conversor, aumenta de forma exponencial a quantidade de etapas possíveis de comutação para o equilíbrio das tensões nos capacitores.

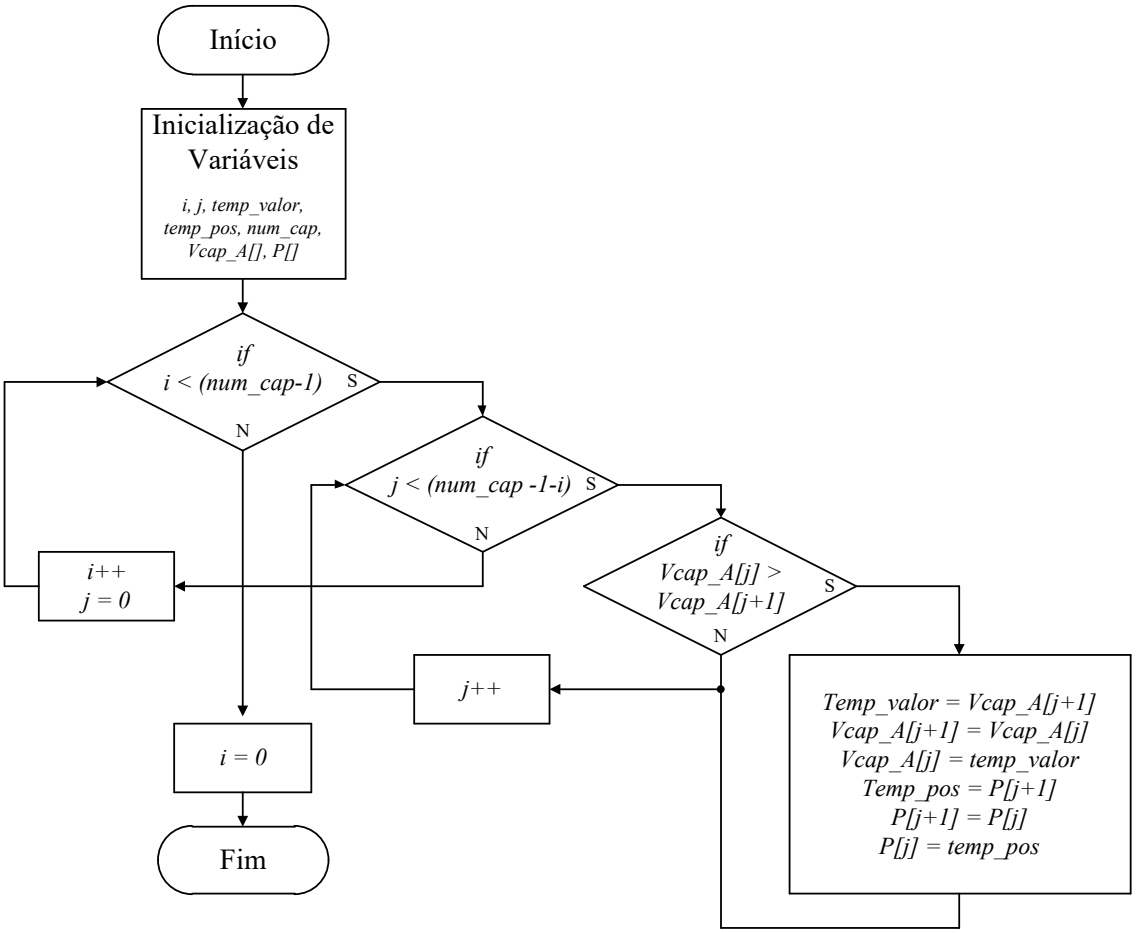
De forma a selecionar a etapa de operação correta para cada período T_s, existe a necessidade de se verificar qual capacitor apresenta maior tensão ou menor tensão. Deste modo, é necessária a medição das tensões em cada capacitor de cada célula além da utilização dos algoritmos de ordenação. Os algoritmos de ordenação são ferramentas utilizadas para rearranjar os dados armazenados em uma determinada ordem. Dessa maneira, os dados armazenados podem ser ordenados de forma crescente ou decrescente conforme a necessidade da aplicação. Neste caso, os dados armazenados são as tensões de cada capacitor presente em cada célula. Aplicando o algoritmo de ordenação é possível conhecer qual capacitor apresenta maior tensão ou menor tensão. Os algoritmos de ordenação são classificados por: inserção, seleção, bolhas, e intercalação direta. O algoritmo de ordenação implementado nesse trabalho foi o algoritmo de ordenação por bolhas (*Bubble sort*). A Figura 61 apresenta um exemplo do algoritmo de ordenação por bolhas utilizado em simulações do conversor *MMC* CA-CA.

Observa-se na Figura 61 que o algoritmo é composto por dois laços utilizando o comando de repetição *for* e um laço utilizando o comando de condição *if*. Neste exemplo de algoritmo, utilizam-se as variáveis *i* e *j* que definem o número de iterações do comando de repetição. Além disto, o número de iterações é limitado a partir do número de capacitores utilizados em um braço do conversor *MMC* CA-CA definido pela variável *num_cap*. Também são definidas variáveis que armazenam valores temporários, ou seja, *temp_valor* e *temp_pos*. Além disto, são definidos dois vetores neste algoritmo. O vetor *Vcap_A*, armazena os valores das medições de tensão de cada capacitor presente no braço superior A do conversor *MMC* CA-CA e o vetor *P* armazena valores fixos definidos para identificar cada tensão medida de cada capacitor.

Verifica-se que ordenar as tensões medidas não é suficiente. É

necessário identificar qual capacitor apresenta maior tensão e qual capacitor apresenta menor tensão.

Figura 61 – Fluxograma de um exemplo de algoritmo de ordenação por bolhas utilizado em simulações do conversor *MMC* CA-CA.

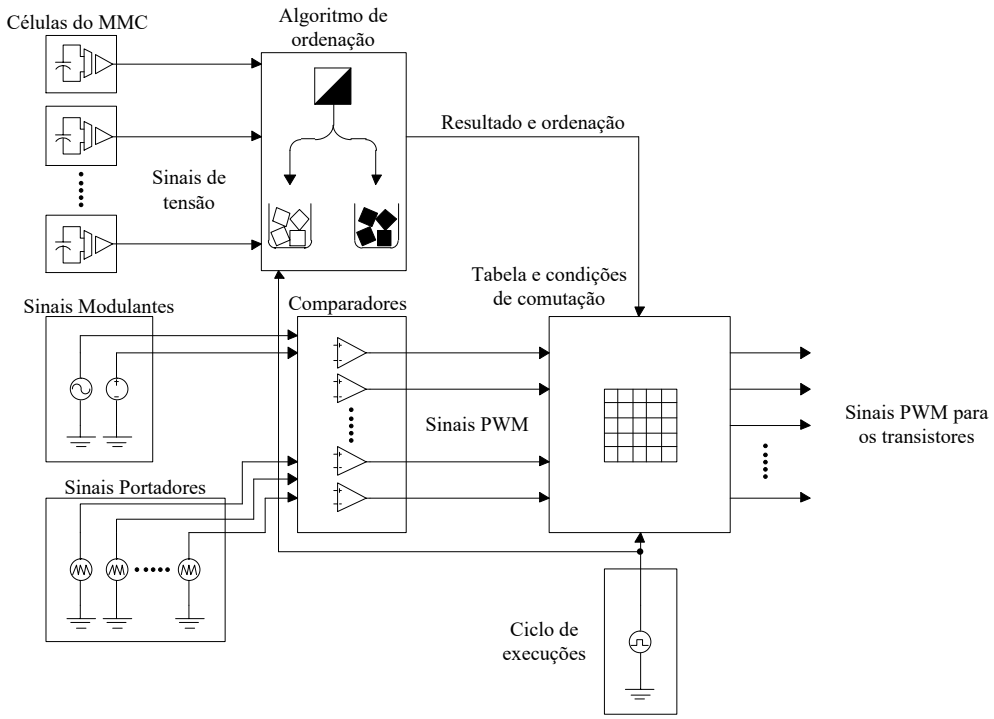


Fonte: Próprio autor.

Por isso, utiliza-se o vetor *P*, identificando qual célula apresenta maior tensão e qual célula apresenta menor tensão. O algoritmo de ordenação apresentado na Figura 61, define a ordenação de forma crescente, ou seja, o valor apresentado na posição 0 do vetor *Vcap_A* é o de menor tensão e o valor apresentado na posição 2 do vetor *Vcap_A* é o de maior tensão. Vale ressaltar que esse algoritmo pode ser executado a cada período T_s da tensão de entrada do conversor. Com o resultado apresentado pelo algoritmo de ordenação, basta selecionar a melhor condição de comutação para cada transistor de cada célula e assim garantir o equilíbrio das tensões nos capacitores. A Figura 62

apresenta um diagrama de blocos do esquema adotado para lógica de equilíbrio das tensões nos capacitores.

Figura 62 - Diagrama de blocos do esquema adotado para lógica de equilíbrio das tensões nos capacitores do conversor *MMC* CA-CA.

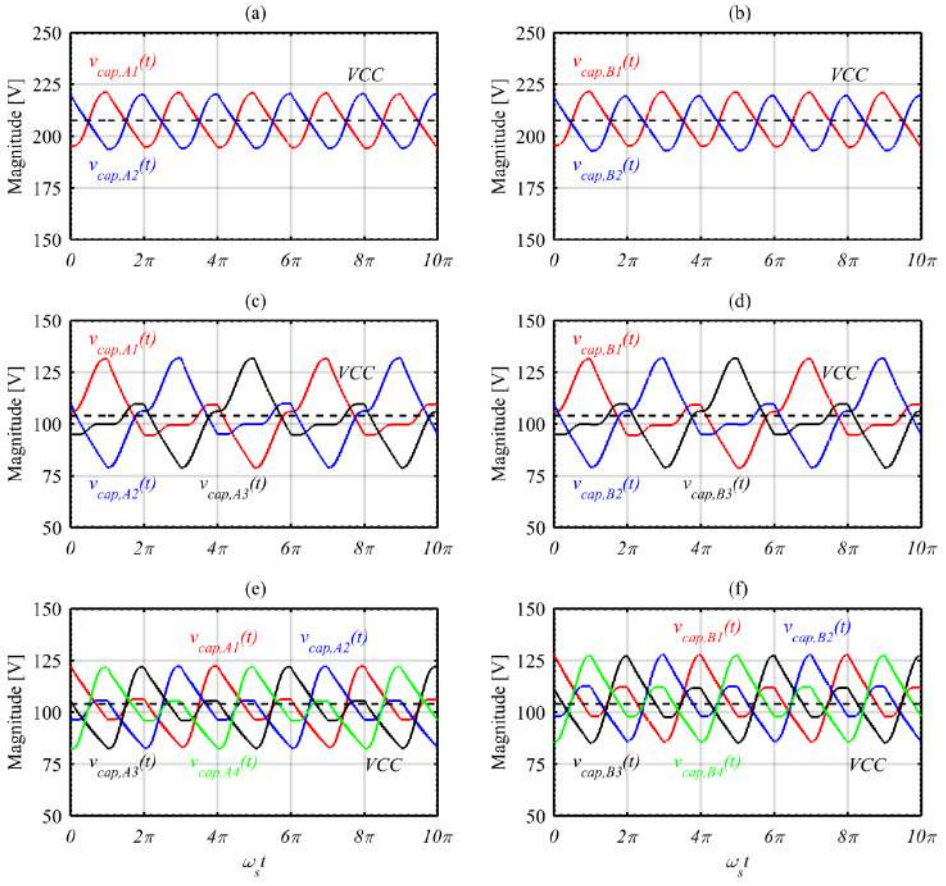


Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 62 que o esquema de equilíbrio das tensões nos capacitores adotado neste trabalho envolve as medições de tensão dos capacitores e a estratégia de modulação utilizada ao conversor. Portanto, a partir da comparação entre os sinais modulantes e os sinais portadores de cada estratégia de modulação adotada é possível gerar os sinais *PWM* para cada transistor de cada célula do conversor *MMC* CA-CA. Com a medição das tensões nos capacitores é possível executar o algoritmo de ordenação a cada período T_s estabelecido pela tensão de entrada do conversor. Com o resultado do algoritmo de ordenação e os sinais *PWM* modulados é possível avaliar as condições de carga e descarga para cada célula do conversor *MMC* e assim escolher o sinal *PWM* mais adequado para transistores presente em cada célula do conversor. De forma a apresentar a efetividade do método proposto, a Figura 63 apresenta os resultados obtidos a partir das simulações das

tensões nos capacitores do conversor *MMC* considerando o modo de operação *2N+1* e estratégia de modulação *Level-Shifted* para modulação da tensão $v_{pwm}(t)$.

Figura 63 - Tensões nos capacitores do conversor *MMC* CA-CA considerando o modo de operação *2N+1* e estratégia de modulação *Level-Shifted* para modulação da tensão $v_{pwm}(t)$. (a) Tensões sobre os capacitores nas células A1 e A2 com o conversor operando sob condições de $N = 2$, $N_{vpwm} = 3$ e $N_{vo} = 3$. (b) Tensões sobre os capacitores nas células B1 e B2. (c) Tensões sobre os capacitores nas células A1, A2 e A3 com o conversor operando sob condições de $N = 3$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 3$. (d) Tensões sobre os capacitores nas células B1, B2 e B3. (e) Tensões sobre os capacitores nas células A1, A2, A3 e A4 com o conversor operando sob condições de $N = 4$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 5$. (f) Tensões sobre os capacitores nas células B1, B2, B3 e B4.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 63 que as tensões sobre os capacitores permanecem equilibradas para as condições de operação apresentadas. É possível notar que existem diferentes formatos de onda na ondulação da tensão dos capacitores de acordo com o número de células adotado para cada condição. Além disso, observa-se um elevado valor da ondulação de tensão. Isto se deve a estratégia adotada para equilíbrio das tensões. Quanto mais rápido for a execução do algoritmo de equilíbrio, menor será a ondulação de tensão nos capacitores de cada célula. Em contrapartida, quanto maior a frequência de execução do algoritmo de equilíbrio das tensões, maior é o número de comutações em cada semicondutor de cada célula e, consequentemente, maiores serão as perdas por comutação nestes dispositivos. A melhor estratégia é encontrar um equilíbrio entre o valor de capacitância utilizado em cada capacitor e a frequência de execução do algoritmo de equilíbrio das tensões. Quanto maior for à capacitância de cada capacitor presente nas células do conversor, menor será sua ondulação de tensão.

A Figura 64 apresenta os resultados obtidos a partir das simulações das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ do conversor *MMC* CA-CA considerando o modo de operação *2N+1* e estratégia de modulação *Level-Shifted* para modulação da tensão $v_{pwm}(t)$.

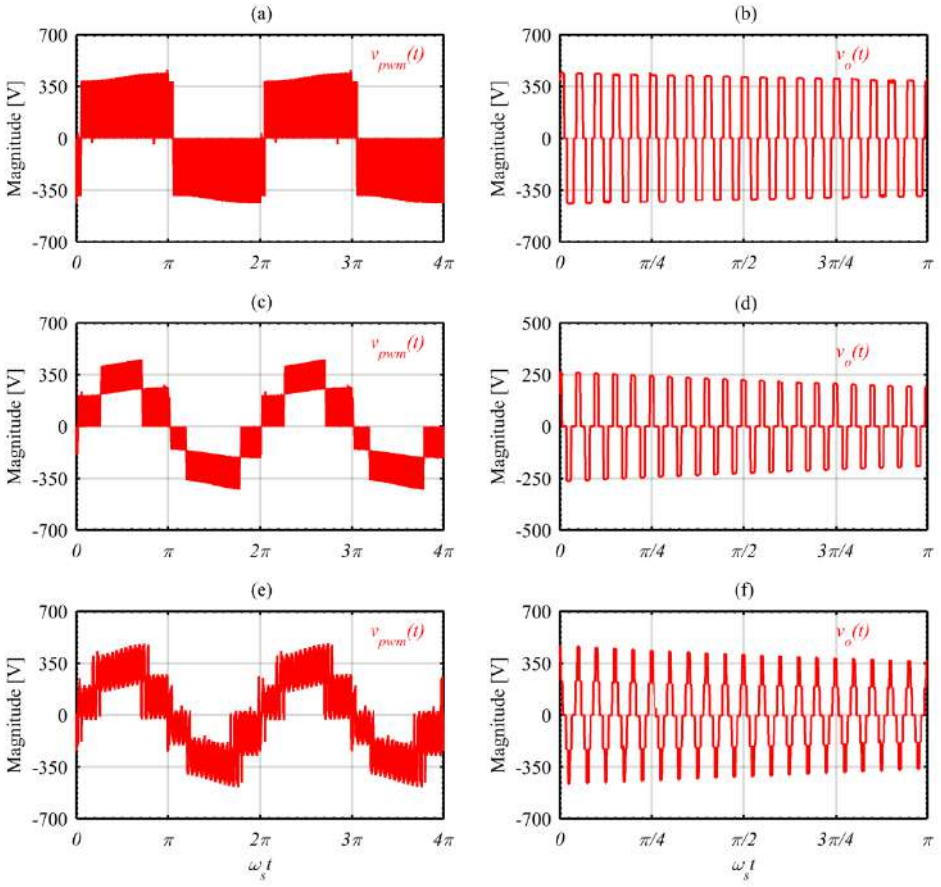
Observa-se na Figura 64 que a ondulação de tensão sobre os capacitores de cada célula acarretam na distorção das formas de onda das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. A distorção na forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ irá acarretar na distorção da corrente de entrada do conversor.

Com isso a distorção harmônica total da corrente será maior ocasionando em um menor fator de potência de entrada do conversor. Do ponto de vista da tensão $v_o(t)$, quanto maior a ondulação de tensão nos capacitores maior será a variação do valor eficaz da tensão na carga.

Isso poderá acarretar em um mau funcionamento da carga devido a essa variação no valor eficaz da tensão. Desta maneira, é necessário reduzir a ondulação de tensão a um valor que atenda os requisitos de operação adequado da carga. Outra característica que pode ser observada na Figura 64 é a redução do nível de tensão na forma de onda da tensão de saída. Essa

característica é devido a elevada ondulação de tensão nos capacitores de cada célula *H-Bridge*.

Figura 64 - Tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ do conversor *MMC* CA-CA considerando o modo de operação *2N+1* e estratégia de modulação *Level-Shifted* para modulação da tensão $v_{pwm}(t)$. (a) Tensão $v_{pwm}(t)$ com o conversor operando sob condições de $N = 2$, $N_{vpwm} = 3$ e $N_{vo} = 3$. (b) Tensão $v_o(t)$ com o conversor operando sob condições de $N = 2$, $N_{vpwm} = 3$ e $N_{vo} = 3$. (c) Tensão $v_{pwm}(t)$ com o conversor operando sob condições de $N = 3$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 3$. (d) Tensão $v_o(t)$ com o conversor operando sob condições $N = 3$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 3$. (e) Tensão $v_{pwm}(t)$ com o conversor operando sob condições $N = 4$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 5$. (f) Tensão $v_o(t)$ com o conversor operando sob condições $N = 4$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 5$.



Fonte: Próprio autor.

Assim, existem duas opções para a correção. Uma opção é aumentar a

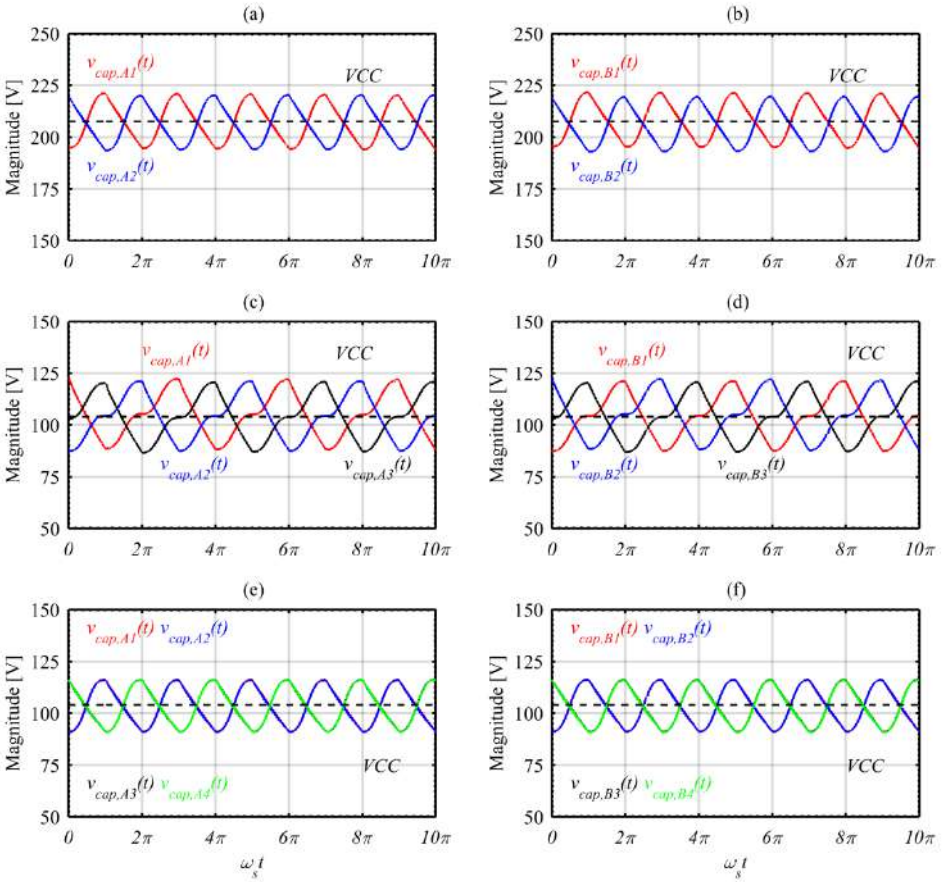
capacitância dos capacitores de cada célula do conversor ou aumentar a frequência de execução do algoritmo de equilíbrio das tensões nos capacitores. Vale ressaltar que esta característica de ondulação de tensão nos capacitores acarreta em um problema mais significativo do ponto de vista da carga do que do ponto de vista da corrente de entrada do conversor, já que o indutor de entrada L_{in} limita a variação de corrente dentro de um período de comutação da tensão $v_{pwm}(t)$. Portanto, a variação na ondulação de tensão dos capacitores acaba sendo praticamente constante do ponto de vista da variação de corrente a cada período de comutação da tensão $v_{pwm}(t)$.

A Figura 65 apresenta os resultados obtidos a partir das simulações das tensões nos capacitores do conversor *MMC* considerando o modo de operação *2N+1* e estratégia de modulação *Phase-Shifted* para modulação da tensão $v_{pwm}(t)$. A Figura 66 apresenta os resultados obtidos a partir das simulações das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ do conversor *MMC* CA-CA considerando o modo de operação *2N+1* e estratégia de modulação *Phase-Shifted* para modulação da tensão $v_{pwm}(t)$.

Observa-se na Figura 65 que as tensões sobre os capacitores permanecem equilibradas para as condições de operação apresentadas. É possível notar que existem diferentes formatos de onda na ondulação da tensão dos capacitores de acordo com o número de células adotado para cada condição. No entanto, para o mesmo número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ o formato de onda na ondulação de tensão dos capacitores é idêntica.

Para condição onde o número de células é igual à 4, as tensões instantâneas nos capacitores das células A1, A2, B1 e B2 são idênticas além das tensões instantâneas nos capacitores das células A3, A4, B3 e B4. Observa-se que em relação à estratégia de modulação *Level-Shifted* apresentada na Figura 63, a estratégia de modulação *Phase-Shifted* apresenta menor amplitude na ondulação de tensão dos capacitores para um mesmo valor de potência e mesmo período de execução do algoritmo de equilíbrio para as condições de operação apresentadas. Essa observação é válida principalmente para as condições onde o conversor opera com N = 3 e N = 4. Isto se deve a característica de comutação da estratégia de modulação *Phase-Shifted* adotada para modulação da tensão $v_{pwm}(t)$.

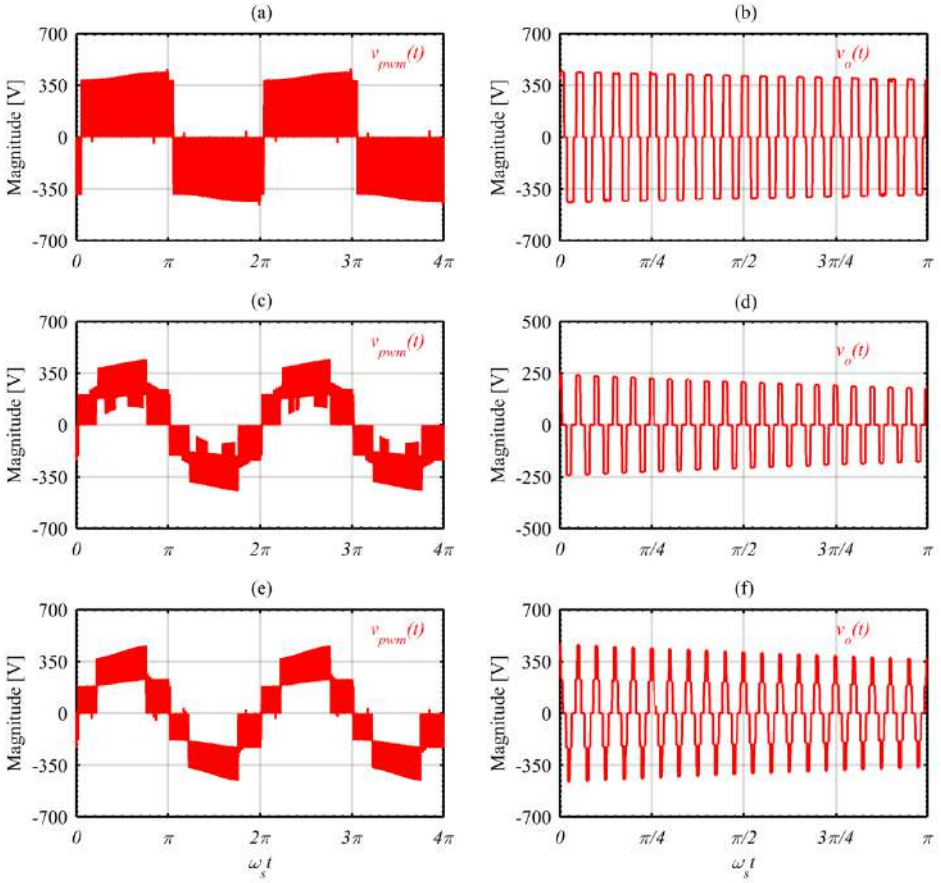
Figura 65 - Tensões nos capacitores do conversor *MMC* CA-CA considerando o modo de operação *2N+1* e estratégia de modulação *Phase-Shifted* para modulação da tensão $v_{pwm}(t)$. (a) Tensões sobre os capacitores nas células A1 e A2 com o conversor operando sob condições de $N = 2$, $N_{vpwm} = 3$ e $N_{vo} = 3$. (b) Tensões sobre os capacitores nas células B1 e B2. (c) Tensões sobre os capacitores nas células A1, A2 e A3 com o conversor operando sob condições de $N = 3$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 3$. (d) Tensões sobre os capacitores nas células B1, B2 e B3. (e) Tensões sobre os capacitores nas células A1, A2, A3 e A4 com o conversor operando sob condições de $N = 4$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 5$. (f) Tensões sobre os capacitores nas células B1, B2, B3 e B4.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 66 que a ondulação de tensão sobre os capacitores de cada célula acarretam na distorção das formas de onda das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. A distorção na forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ irá acarretar na distorção da corrente de entrada do conversor.

Figura 66 - Tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ do conversor *MMC* CA-CA considerando o modo de operação *2N+1* e estratégia de modulação *Level-Shifted* para modulação da tensão $v_{pwm}(t)$. (a) Tensão $v_{pwm}(t)$ com o conversor operando sob condições de $N = 2$, $N_{vpwm} = 3$ e $N_{vo} = 3$. (b) Tensão $v_o(t)$ com o conversor operando sob condições de $N = 2$, $N_{vpwm} = 3$ e $N_{vo} = 3$. (c) Tensão $v_{pwm}(t)$ com o conversor operando sob condições de $N = 3$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 3$. (d) Tensão $v_o(t)$ com o conversor operando sob condições $N = 3$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 3$. (e) Tensão $v_{pwm}(t)$ com o conversor operando sob condições $N = 4$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 5$. (f) Tensão $v_o(t)$ com o conversor operando sob condições $N = 4$, $N_{vpwm} = 5$ e $N_{vo} = 5$.



Fonte: Próprio autor.

A distorção harmônica total da corrente será maior ocasionando em um menor fator de potência de entrada do conversor. Do ponto de vista da tensão $v_o(t)$, quanto maior a ondulação de tensão nos capacitores maior será a variação do valor eficaz da tensão na carga. Isto poderá acarretar em um mau

funcionamento da carga devido a variação no valor eficaz da tensão. É necessário reduzir a ondulação de tensão a um valor que atenda os requisitos de operação adequado da carga. Assim, existem duas opções para essa correção. Uma opção é aumentar a capacitância dos capacitores de cada célula do conversor. A segunda opção é aumentar a frequência de execução do algoritmo de equilíbrio das tensões nos capacitores. A variação na ondulação de tensão dos capacitores acaba sendo praticamente constante do ponto de vista da variação de corrente a cada período de comutação da tensão $v_{pwm}(t)$.

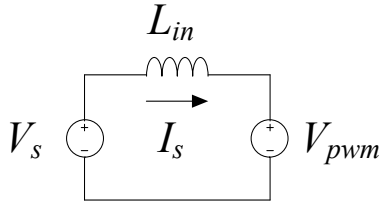
Em relação aos resultados obtidos na Figura 64 devido à estratégia de modulação *Level-Shifted*, a modulação *Phase-Shifted* não apresenta diferenças do ponto de vista da tensão de saída do conversor. Ambas as estratégias apresentam variações no valor eficaz da tensão $v_o(t)$, sendo que para melhorar este problema é necessário o aumento no valor da capacitância de cada capacitor ou a diminuição no período de execução do algoritmo de equilíbrio das tensões sobre os capacitores.

Apesar das características apresentadas em relação à ondulação de tensão sobre os capacitores e a variação do valor eficaz da tensão de saída do conversor, o método adotado atende a necessidade de equilibrar as tensões para o funcionamento em regime permanente do conversor.

8.2 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DA PLANTA DE CORRENTE DO CONVERSOR *MMC* CA-CA.

O controle da corrente de entrada do conversor *MMC* CA-CA é necessário para garantir a menor distorção harmônica da corrente $i_s(t)$. Para isso, deve-se conhecer inicialmente a função de transferência da planta de corrente do conversor. De acordo com as análises do ganho de tensão do conversor na conversão CA-CC, é possível verificar a linearização a partir do modelo médio de pequenos sinais da planta de corrente e assim definir um circuito elétrico simplificado. A Figura 67 apresenta o circuito elétrico simplificado equivalente para análise do modelo médio de pequenos sinais da planta de corrente $i_s(t)$.

Figura 67 - Circuito elétrico simplificado equivalente para análise do modelo médio de pequenos sinais da planta de corrente $i_s(t)$.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 67 que as variáveis de tensão e corrente são definidas a partir do valor médio dentro de um período de comutação da tensão $v_{pwm}(t)$. Considerando que o modo de operação do conversor é *2N+1* e que o número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ do conversor é de 5 níveis, define-se o valor médio desta tensão como:

$$V_{pwm} = 2 \cdot VCC \cdot (1 - D) \rightarrow \{\text{Região} \quad I \tag{264}$$

$$V_{pwm} = 2 \cdot VCC \cdot (2 - D) \rightarrow \{\text{Região} \quad II \tag{265}$$

Observa-se que a tensão $v_{pwm}(t)$ apresenta quatro regiões de operação, sendo duas regiões no semiciclo positivo da tensão e outras duas regiões no semiciclo negativo. Para esta análise consideram-se as duas regiões do semiciclo positivo. A tensão sobre o indutor de entrada L_{in} é definido como:

$$L_{in} \cdot \left(\frac{d}{dt} i_s(t) \right) = V_s - 2 \cdot VCC \cdot (1 - D) \rightarrow \{\text{Região} \quad I \tag{266}$$

$$L_{in} \cdot \left(\frac{d}{dt} i_s(t) \right) = V_s - 2 \cdot VCC \cdot (2 - D) \rightarrow \{\text{Região} \quad II \tag{267}$$

Portanto, pode-se definir que:

$$\frac{d}{dt}\left(i_s(t) + \Delta i_s(t)\right) = \frac{V_s - 2 \cdot VCC \cdot (1 - D)}{L_{in}} + \frac{2 \cdot VCC \cdot \Delta D}{L_{in}} \rightarrow \{\text{Região} \quad I \tag{268}$$

$$\frac{d}{dt}\left(i_s(t)+\Delta i_s(t)\right)=\frac{V_s-2\cdot VCC\cdot\left(2-D\right)}{L_{in}}+\frac{2\cdot VCC\cdot\Delta D}{L_{in}}\rightarrow\left\{\text{Região}\quad II\right. \tag{269}$$

Considerando apenas as variáveis de primeira ordem da equação diferencial e desprezando o valor médio, é possível definir que:

$$\frac{d}{dt}\left(\Delta i_s(t)\right)=\frac{2\cdot VCC\cdot\Delta D}{L_{in}} \tag{270}$$

Assim, aplicando a transformada de Laplace, obtém-se a função de transferência simplificada da planta de corrente de entrada do conversor *MMC* CA-CA.

$$G_i(s)=\frac{\Delta i_s(s)}{\Delta D(s)}=\frac{2\cdot VCC}{s\cdot L_{in}} \tag{271}$$

Observa-se que esta função de transferência da malha de corrente é semelhante à função de transferência da planta de corrente obtida de forma simplificada pelos conversores Boost na conversão de energia CA-CC. A diferença é definida pelo ganho da função de transferência.

Considerando que, o indutor de entrada do conversor *MMC* CA-CA apresenta uma resistência R_{in} no seu enrolamento, define-se a função de transferência simplificada da planta de corrente como:

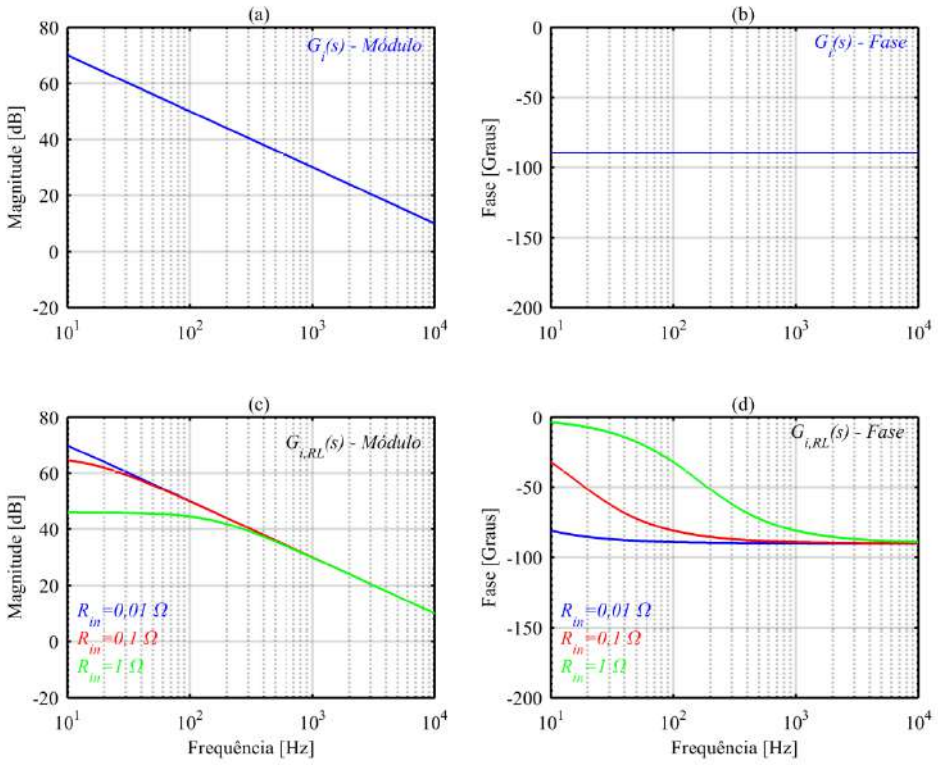
$$G_{i,RL}(s)=\frac{\Delta i_s(s)}{\Delta D(s)}=\frac{2\cdot VCC}{L_{in}}\cdot\frac{1}{\left(s+\frac{R_{in}}{L_{in}}\right)} \tag{272}$$

A Figura 68 apresenta a resposta em frequência das funções de transferência simplificada da planta de corrente considerando que o conversor opere no modo *2N+1*, L_{in} = 1 mH e VCC = 100 V.

Observa-se na expressão (272) que considerando a resistência de enrolamento do indutor de entrada L_{in}, a função de transferência da planta de corrente apresenta um pólo na frequência definida pela razão entre a

resistência R_{in} e a indutância L_{in}. Desprezando a resistência de enrolamento, a função de transferência da planta de corrente apresenta apenas um pólo na origem. O ganho nas duas funções de transferência é idêntico dependendo apenas da tensão média VCC sobre cada capacitor de cada célula e da indutância de entrada L_{in}.

Figura 68 - Resposta em frequência da função de transferência da planta de corrente simplificada e considerando o valor de resistência no indutor de entrada do conversor. (a) Módulo da função de transferência $G_i(s)$. (b) Fase da função de transferência $G_i(s)$. (c) Módulo da função de transferência $G_{i,RL}(s)$. (d) Fase da função de transferência $G_{i,RL}(s)$.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 68 que a resposta em frequência para as duas funções de transferência simplificada apresentam diferenças no módulo e fase em baixas freqüências (menor do que 400 Hz para o valor do módulo e menor do que 3 kHz para o valor de fase). No entanto, ambas apresentam a mesma resposta em frequência para maiores valores de frequência. Isso acarreta em

uma simplificação da função de transferência desprezando o valor da resistência de enrolamento do indutor de entrada. Além disto, observa-se a queda de magnitude de 20 dB por década caracterizada pela presença de um pólo na origem da função de transferência ou de um pólo em baixa frequência quando considerado a resistência de enrolamento do indutor de entrada.

Como definido anteriormente, a função de transferência da planta de corrente apresenta como entrada a variável razão cíclica. No entanto, a estratégia de modulação pode ser incluída como um ganho na função de transferência onde a saída é a razão cíclica e a variável de entrada é a amplitude do sinal modulante.

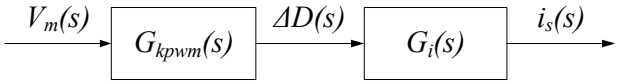
Portanto a função de transferência da estratégia de modulação é definida como:

$$G_{kpwm}(s) = \frac{\Delta D(s)}{V_m(s)} = \frac{1}{V_{cr} \cdot \left(N_{vpwm} - 1\right)} \rightarrow \{Level - Shifted \tag{273}$$

$$G_{kpwm}(s) = \frac{\Delta D(s)}{V_m(s)} = \frac{1}{V_{cr}} \rightarrow \{Phase - Shifted \tag{274}$$

A Figura 69 apresenta o diagrama de blocos considerando a função de transferência da planta de corrente e o ganho da estratégia de modulação adotada para o conversor *MMC* CA-CA.

Figura 69 - Diagrama de blocos considerando a função de transferência da planta de corrente e o ganho da estratégia de modulação adotada para o conversor *MMC* CA-CA.



Fonte: Próprio autor.

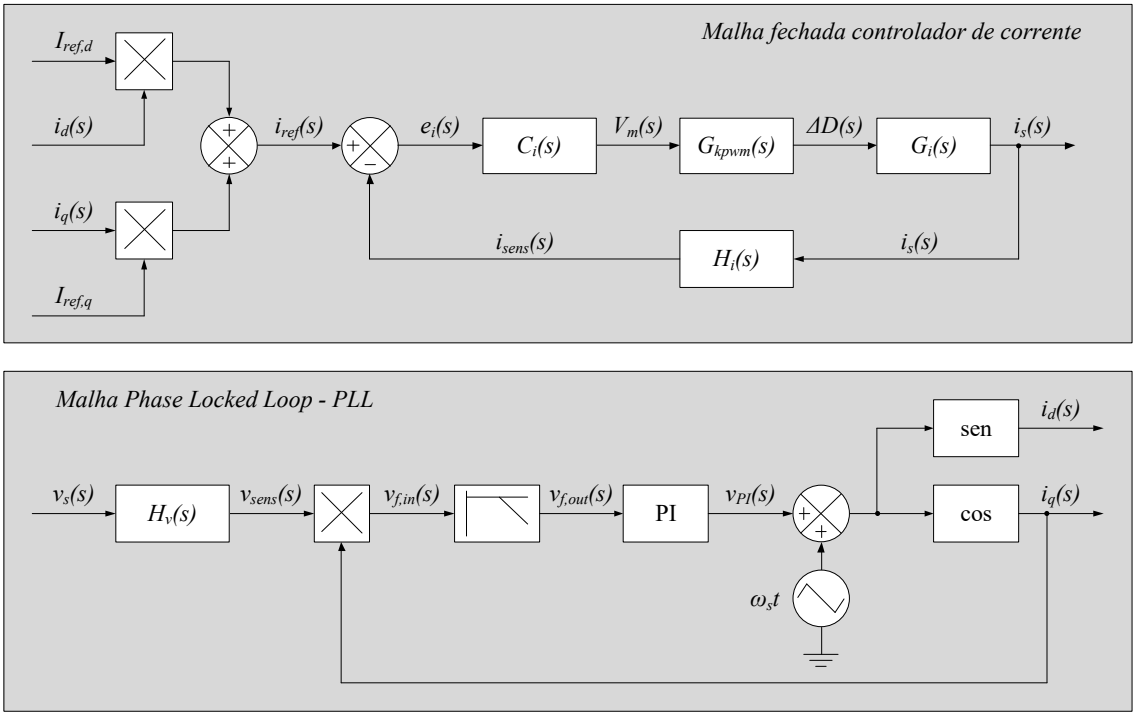
Observa-se na Figura 69 que o sinal de entrada da função de transferência da planta de corrente do conversor *MMC* CA-CA é definida pela amplitude do sinal modulante e o sinal de saída da função de transferência é a corrente de entrada do conversor. Logo o sinal de entrada $V_m(s)$ será a ação de

controle do controlador de corrente do conversor e o sinal de saída $i_s(s)$ será a leitura de realimentação da malha de controle fechada.

8.3 CONTROLADOR DA MALHA DE CORRENTE DO CONVERSOR *MMC* CA-CA

De forma a garantir a corrente de entrada com baixa distorção harmônica é necessário à aplicação de um controlador com resposta dinâmica rápida. O projeto do controlador da malha de corrente depende da planta de corrente definida pela modelagem média a partir da perturbação de pequenos sinais. A Figura 70 apresenta a estratégia de controle a partir da malha de controle fechada da corrente de entrada do conversor *MMC* CA-CA.

Figura 70 - Estratégia de controle a partir da malha de controle fechada da corrente de entrada do conversor *MMC* CA-CA.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 70 que a planta apresenta a função de transferência simplificada $G_i(s)$ e o ganho do modulador *PWM* $G_{kpwm}(s)$. A função de transferência $H_i(s)$ representa o ganho do sensor de corrente no

circuito e $C_i(s)$ representa a função de transferência do controlador da malha de corrente. Pode-se observar uma malha externa que realiza o sincronismo da tensão $v_{pwm}(t)$ com a tensão de entrada $v_s(t)$ do conversor através da estratégia de sincronismo *Phase-Locked Loop* (*PLL*). A malha do *PLL* realiza a leitura da tensão de entrada $v_s(t)$. O produto entre a tensão de entrada medida $v_{sens}(s)$ e a componente em quadratura da corrente $i_q(s)$ resulta no sinal de entrada do filtro passa-baixa $v_{f,in}(s)$ da malha *PLL*. O sinal de saída do filtro passa-baixa $v_{f,out}(s)$ é praticamente um sinal fundamental em baixa frequência. O controlador PI é responsável pela correção do sinal fundamental em baixa frequência, contribuindo para que o erro estático em regime permanente seja praticamente nulo a uma resposta degrau. A soma entre o sinal de saída do controlador PI $v_{PI}(s)$ e o sinal de referência da frequência angular resulta no sinal de entrada das funções seno e cosseno que consequentemente geram um sinal unitário de referência em fase com a tensão de entrada $i_d(s)$ e defasado em 90° $i_q(s)$ da tensão de entrada do conversor.

A soma fasorial entre os sinais $i_d(s)$ e $i_q(s)$ resulta no sinal de referência de corrente da malha fechada. A diferença entre o sinal de referência da corrente $i_{ref}(s)$ e o sinal medido $i_{sens}(s)$ resulta no erro estático $e_i(s)$ da malha fechada. O sinal do erro estático $e_i(s)$ é compensado pelo controlador $C_i(s)$ até que o erro estático em regime permanente seja praticamente nulo a uma resposta degrau.

Observa-se que a função de transferência simplificada da planta de corrente apresenta apenas um integrador. No entanto, o projeto do controlador deverá possuir um integrador para que o erro estático do sistema a uma entrada degrau seja próximo de zero em regime permanente. Como o sinal de referência é senoidal, para garantir erro estático nulo em regime permanente é necessário uma ação ressonante na malha direta a partir do princípio do modelo interno. A função de transferência $C_i(s)$ do controlador é definida como:

$$C_i(s) = k_{ci} \cdot \frac{\left(s + \omega_{z,ci}\right)}{s \cdot \left(s + \omega_{p,ci}\right)} \tag{275}$$

A função de transferência define o controlador como PI com filtro, onde

um pólo do controlador é localizado na origem do sistema para que o erro estático do sistema seja próximo de zero em regime permanente e o outro pólo é localizado uma década após a frequência de cruzamento por zero de forma a reduzir a amplitude da componente fundamental de comutação e suas harmônicas no sinal de atuação do controlador. O zero do controlador é localizado uma década abaixo da frequência de cruzamento por zero da função de transferência de malha aberta. Considerando a função de transferência da planta de corrente $G_{i,RL}(s)$, a frequência do zero do controlador poderá ser igual a frequência do pólo da planta, ou seja:

$$\omega_{z,ci} = \frac{R_{in}}{L_{in}} \tag{276}$$

A frequência de cruzamento por zero da função de transferência de malha aberta em conversores estáticos é definida como:

$$f_{cz} \leq \frac{f_{sw,MMC,LS}}{4} \rightarrow \{Level - Shifted \tag{277}$$

$$f_{cz} \leq \frac{f_{sw,MMC,PS}}{4} \rightarrow \{Phase - Shifted \tag{278}$$

Para determinar o ganho k_{ci} do controlador de corrente $C_i(s)$, é necessário realizar a análise de estabilidade do sistema. A análise de estabilidade é baseada na função de transferência de malha aberta definida como:

$$FTMA(s) = C_i(s) \cdot G_{kpwm}(s) \cdot G_{i,RL}(s) \cdot H_i(s) \tag{279}$$

O limite de estabilidade de um sistema é definido quando o módulo da função de transferência de malha aberta é igual a 1 e sua fase igual à 180°. Substituindo as equações (271), (273), (274) e (275) em (279) e isolando a variável de ganho do controlador k_{ci} é possível obter a seguinte expressão:

$$k_{ci} = \left| \frac{s^2 \cdot {f_{cz}}^2 \cdot L_{in} \cdot V_{cr} \cdot \left(N_{vpwm} - 1\right) \cdot \left(s \cdot f_{cz} + \omega_{p,ci}\right)}{2 \cdot VCC \cdot H_i\left(s\right) \cdot \left(s \cdot f_{cz} + \omega_{z,ci}\right)} \right| \rightarrow \{ Level - Shifted \quad (280)$$

$$k_{ci} = \left| \frac{s^2 \cdot {f_{cz}}^2 \cdot L_{in} \cdot V_{cr} \cdot \left(s \cdot f_{cz} + \omega_{p,ci}\right)}{2 \cdot VCC \cdot H_i\left(s\right) \cdot \left(s \cdot f_{cz} + \omega_{z,ci}\right)} \right| \rightarrow \{ Phase - Shifted \quad (281)$$

Assim, o ganho do controlador pode ser determinado em função da frequência de cruzamento por zero da função de transferência de malha aberta. A Tabela 19 apresenta especificações para o exemplo de projeto do controlador de corrente adotado.

Tabela 19 - Especificações para o exemplo de projeto do controlador de corrente.

Símbolo	Descrição	Valor
L_{in}	Indutância de entrada do conversor.	8,2 mH
VCC	Tensão média sobre cada capacitor de cada célula.	100 V
$f_{sw,MMC,PS}$	Frequência de comutação da tensão $v_{pwm}(t)$.	20 kHz
V_{cr}	Amplitude de pico do sinal portador.	1 V
$\omega_{z,ci}$	Frequência angular do zero do controlador de corrente.	1,88 krad/s
$\omega_{p,ci}$	Frequência angular do pólo do controlador de corrente.	18,85 krad/s
$H_i(s)$	Ganho do sensor de corrente.	0,06
N_{vpwm}	Número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$.	5
f_{cz}	Frequência de cruzamento por zero.	1,25 kHz

Fonte: Próprio autor.

De acordo com as especificações do exemplo de projeto do controlador de corrente apresentado na Tabela 19, é possível determinar o valor do ganho k_{ci} do controlador de corrente, ou seja:

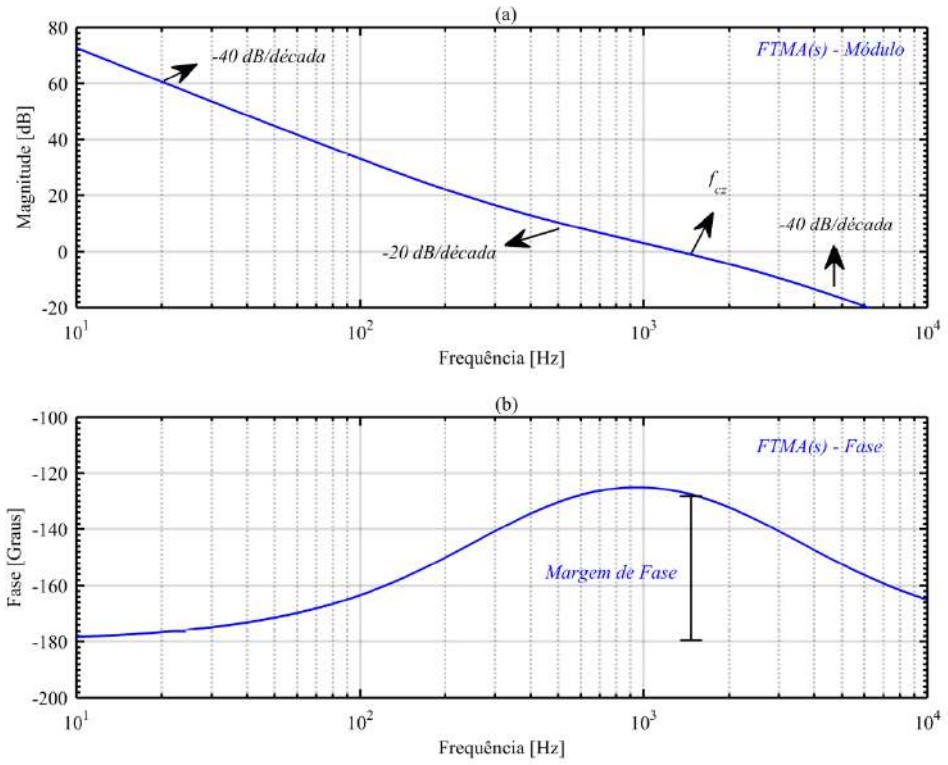
$$k_{ci} = 106,57 \times 10^3 \quad (282)$$

A Figura 71 apresenta a resposta em frequência do módulo e fase da

função de transferência de malha aberta para análise de estabilidade do sistema a partir de um exemplo de controlador de corrente projetado.

Alguns critérios de projeto são definidos para determinar o ganho k_{ci}. O primeiro critério é em relação à curva de ganho da função de transferência de malha aberta. Adota-se que a curva de ganho da função de transferência de malha aberta deve cruzar por 0 dB na frequência de cruzamento por zero com característica de inclinação de -20 dB por década.

Figura 71 - Resposta em frequência do módulo e fase da função de transferência de malha aberta para análise de estabilidade do sistema a partir de um exemplo de controlador de corrente projetado. (a) Resposta em frequência do módulo da função de transferência de malha aberta. (b) Resposta em frequência da fase da função de transferência de malha aberta.



Fonte: Próprio autor.

O segundo critério de projeto é em relação à curva de fase da função de transferência de malha aberta. Adota-se uma margem de fase de no mínimo 45° na frequência de cruzamento por zero. Os critérios de projeto são

essenciais para que o erro em regime permanente do sistema seja próximo de zero e que o sistema sempre permanece estável independente das perturbações dinâmicas que ocorrer. Além disto, os critérios de sobresinal e tempo de resposta do sistema estão relacionados à frequência de cruzamento por zero e ao ganho k_{ci} do controlador.

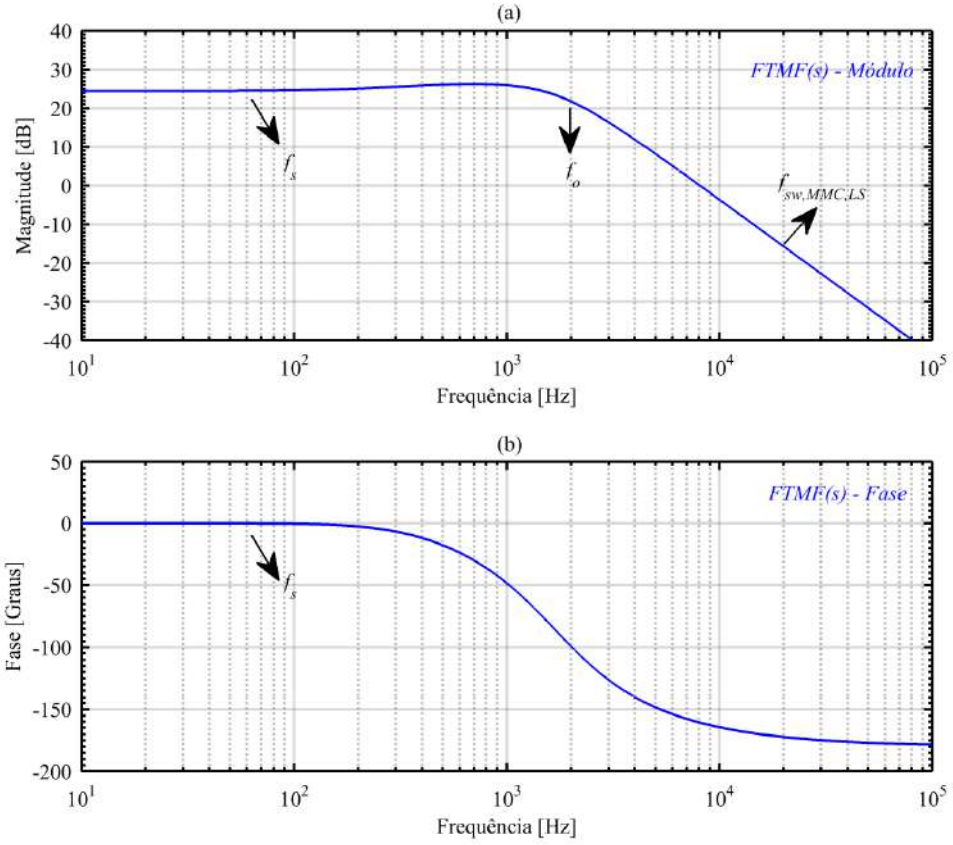
Observa-se na Figura 71 que a resposta em frequência do módulo da função de transferência de malha aberta é caracterizada pela inclinação de -20 dB por década na frequência de cruzamento por zero pré-determinada. Nas baixas frequências e após a frequência de cruzamento por zero, a inclinação da curva de módulo é caracterizado por -40 dB por década. A margem de fase é de aproximadamente 54°.Observa-se que com os parâmetros adotados para o projeto do controlador de corrente, o sistema em malha aberta atende os critérios de estabilidade com uma rápida resposta dinâmica do sistema.

Outro parâmetro que deve-se adotar no projeto do controlador é a capacidade de rejeição de ruído da malha de controle. Para avaliar essa característica deve-se analisar a função de transferência de malha fechada. A Figura 72 apresenta a resposta em frequência do módulo e fase da função de transferência de malha fechada para análise de rejeição de ruído da malha de controle projetada.

Observa-se na Figura 72 que o ganho na frequência definida por f_s é de aproximadamente 24,51 dB. Vale destacar que essa frequência é definida pela componente fundamental de entrada do conversor. O valor de fase neste mesmo valor de frequência é de -0,09°. Portanto, verifica-se que o atraso da corrente de entrada em relação a componente de referência dessa corrente é praticamente nulo. O ganho na frequência definida por f_o é de aproximadamente 21,8 dB. Esta frequência é definida pela componente fundamental de saída do conversor. Verifica-se um elevado ganho nas componentes de média frequência. Isto poderá acarretar em maiores oscilações em média frequência na ação de controle e consequentemente apresentando distorções em média frequência na forma de onda da corrente de entrada do conversor. Uma forma de minimizar esse tipo de problema é aumentar a frequência de operação na tensão de saída do conversor reduzindo o ganho nessas componentes. Destaca-se ainda o ganho na frequência de

comutação da tensão $v_{pwm}(t)$. Observa-se que o ganho é de aproximadamente -15,53 dB. Isso acarreta em uma menor amplitude nas ondulações de alta frequência, ou seja, uma menor influência na ação de controle e consequentemente uma menor distorção na forma de onda da corrente de entrada do conversor.

Figura 72 - Resposta em frequência do módulo e fase da função de transferência de malha fechada para análise de rejeição de ruído a partir de um exemplo de controlador de corrente projetado. (a) Resposta em frequência do módulo da função de transferência de malha fechada. (b) Resposta em frequência da fase da função de transferência de malha fechada.



Fonte: Próprio autor.

8.4 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou uma metodologia para execução da lógica de equilíbrio das tensões nos capacitores de cada célula do conversor *MMC* CA-

CA, além do projeto de um controlador para malha de corrente da entrada do conversor. A operação em regime permanente do conversor *MMC* CA-CA exige a implementação de uma lógica de equilíbrio das tensões sobre os capacitores de cada célula. A lógica de equilíbrio pode ser implementada de diferentes maneiras, inclusive com a necessidade das medições de tensão e corrente específicas no conversor. Neste capítulo, verificou-se que com a análise das etapas de operação do conversor aliado as medições de tensão sobre os capacitores de cada célula, foi possível garantir o equilíbrio das tensões sobre os capacitores. A lógica foi elaborada para executar a cada ciclo de rede evitando um número elevado de comutações no conversor. Vale ressaltar que para a execução desta lógica de equilíbrio foi necessário a utilização de algoritmos de ordenação para organizar as medidas de tensão realizadas durante cada ciclo de execução.

Foi apresentado o projeto de um controlador da malha de controle da corrente de entrada do conversor com o objeto de obter um elevado fator de potência na entrada do conversor *MMC* CA-CA. O projeto foi baseado a partir da modelagem de um circuito simplificado do conversor *MMC* CA-CA, onde a utilização de um controlador PI+polo foi necessário para atender as características de operação do conversor e o formato de onda da corrente de entrada do conversor. A partir dessas condições de projeto e execução do conversor é possível estabelecer e obter os resultados de simulação do conversor *MMC* CA-CA para operação ideal e com elementos parasitas e não-lineares.

9 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO CONVERSOR *MMC* CA-CA

Este capítulo apresenta os resultados de simulação do conversor *MMC* CA-CA a partir da operação em regime permanente do conversor de forma ideal inicialmente. Considera-se, portanto que cada célula *H-Bridge* apresenta uma fonte de tensão contínua no lugar de cada capacitor. Após a apresentação desses resultados, são apresentados os resultados de simulação em regime permanente do conversor considerando algumas não idealidades como resistências parasitas e a necessidade da lógica de equilíbrio das tensões sobre cada capacitor. As especificações adotadas são base para o desenvolvimento do projeto do conversor *MMC* CA-CA em baixa tensão.

9.1 ESPECIFICAÇÕES DO CONVERSOR *MMC* CA-CA

A Tabela 20 apresenta as especificações adotadas para o desenvolvimento do projeto do conversor *MMC* CA-CA em baixa tensão. Para as especificações adotadas considera-se que o modo de operação do conversor é *2N+1* e a estratégia de modulação adotada para modulação da tensão $v_{pwm}(t)$ é a estratégia *Phase-Shifted*. Com as especificações apresentadas na Tabela 20, torna-se possível o dimensionamento de outras variáveis do conversor.

A Tabela 21 apresenta os valores nominais de outras variáveis de projeto do conversor *MMC* CA-CA para as especificações adotadas.

9.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO (OPERAÇÃO IDEAL DO CONVERSOR)

A Figura 73 apresenta às formas de onda da tensão e corrente de entrada do conversor *MMC* CA-CA, a forma de onda da tensão modulada de entrada do conversor $v_{pwm}(t)$ e a forma de onda da tensão sobre o indutor de entrada do conversor. São apresentados também os detalhes nas formas de onda de maneira a obter outras características como ondulação de corrente e frequência de operação principalmente em relação ao indutor de entrada do conversor *MMC* CA-CA.

Tabela 20 - Especificações adotadas para o desenvolvimento do projeto do conversor *MMC* CA-CA em baixa tensão.

Símbolo	Descrição	Valor
$V_{s,ef}$	Valor eficaz da tensão de entrada.	220 V
f_s	Frequência de entrada.	60 Hz
S_s	Potência aparente de entrada.	1 kVA
V_{op1}	Valor de pico da tensão de saída considerando apenas a componente fundamental.	179,6 V
S_o	Potência aparente de saída.	1 kVA
f_o	Frequência de saída.	2 kHz
N	Número de células por braço.	3
N_{vpwm}	Número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$.	5
N_{vo}	Número de níveis da tensão $v_o(t)$.	3
f_{cr}	Frequência do sinal portador.	5 kHz
$m_{a,MMC}$	Índice de modulação em amplitude.	0,75
$\Delta V_{c,\omega s,u}$	Ondulação de tensão no capacitor de cada célula.	3,6 V
ΔI_s	Ondulação de corrente no indutor de entrada L_{in}.	0,6 A

Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 73 o conversor operando em condições nominais de tensão, corrente e potência. Observa-se o elevado fator de potência de operação e a baixa distorção harmônica total da forma de onda da corrente de entrada do conversor. A ondulação de corrente em alta frequência na forma de onda da corrente de entrada do conversor é de 0,318 A e a frequência de operação desse indutor é de aproximadamente 20 kHz. A tensão $v_{pwm}(t)$ apresenta 5 níveis onde a variação de tensão entre um nível e outro é definida por 2 VCC. A frequência utilizada nos sinais portadores da modulação foi de 5 kHz. A tensão sobre o indutor de entrada também apresenta variação de tensão de 2 VCC na frequência de operação de 20 kHz.

A Figura 74 apresenta o espectro harmônico da tensão modulada de entrada $v_{pwm}(t)$ do conversor *MMC* CA-CA para análise e verificação das componentes harmônicas envolvidas nessa forma de onda.

Observa-se na Figura 74 que o valor de pico da componente

fundamental da tensão $v_{pwm}(t)$ é igual a 311,8 V e está presente na frequência de entrada do conversor.

Tabela 21 - Valores nominais de outras variáveis de projeto do conversor *MMC* CA-CA para as especificações de projeto adotadas.

Símbolo	Descrição	Valor
$m_{a,MMC,min}$	Valor mínimo do índice de modulação em amplitude.	0,5
$f_{sw,inv,PS}$	Frequência de comutação da tensão $v_{pwm}(t)$.	20 kHz
VCC	Valor médio da tensão sobre o capacitor de cada célula.	104 V
$f_{cr,ST}$	Frequência do sinal portador da estratégia de modulação *Staircase SHE*	2 kHz
$m_{a,ST,MMC}$	Índice de modulação em amplitude da estratégia de modulação *Staircase SHE*	0,68
θ_1	Valor do ângulo de comutação da estratégia de modulação Staircase SHE.	47,15°
$V_{o,ef}$	Valor eficaz da tensão de saída.	143 V
$I_{o,ef}$	Valor eficaz da corrente de saída	7 A
$I_{s,ef}$	Valor eficaz da corrente de entrada	4,54 A
L_{in}	Indutância de entrada.	8,11 mH
C_{sub}	Capacitância de cada capacitor em cada célula.	707 µF
L_b	Indutância de cada braço do conversor.	26 µH

Fonte: Próprio autor.

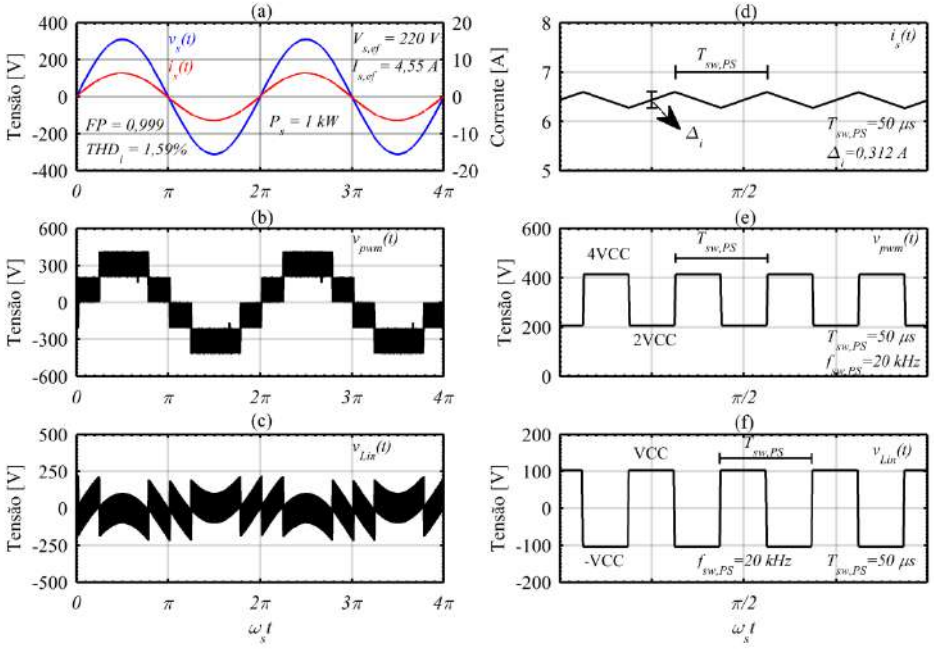
As componentes harmônicas de maior amplitude estão em torno da frequência definida por $(4m_{f,PS})f_s$. Além disso, a frequência das componentes harmônicas de maior amplitude são definidas por $(4m_{f,PS}-5)f_s$, $(4m_{f,PS}-3)f_s$, $(4m_{f,PS}-1)f_s$, $(4m_{f,PS}+1)f_s$, $(4m_{f,PS}+3)f_s$ e $(4m_{f,PS}+5)f_s$.

A Figura 75 apresenta o espectro harmônico da tensão sobre o indutor de entrada $v_{Lin}(t)$ do conversor *MMC* CA-CA para análise e verificação das componentes harmônicas envolvidas nessa forma de onda.

Observa-se na Figura 75 que o valor da componente fundamental da tensão $v_{Lin}(t)$ é de aproximadamente 16,5 V. Isso representa a queda de tensão sobre o indutor de entrada do conversor *MMC* CA-CA em baixa frequência. As

componentes harmônicas de maior amplitude estão em torno da frequência definida por $(4m_{f,PS})f_s$.

Figura 73 - Resultados obtidos a partir da simulação ideal do conversor *MMC* CA-CA. (a) Forma de onda da tensão e corrente de entrada do conversor. (b) Forma de onda da tensão modulada de entrada do conversor $v_{pwm}(t)$. (c) Forma de onda da tensão sobre o indutor de entrada do conversor. (d) Detalhe da forma de onda da corrente de entrada do conversor considerando o instante de pico da tensão de entrada. (e) Detalhe da forma de onda da tensão modulada de entrada do conversor considerando o instante de pico da tensão de entrada. (f) Detalhe da forma de onda da tensão sobre o indutor de entrada.

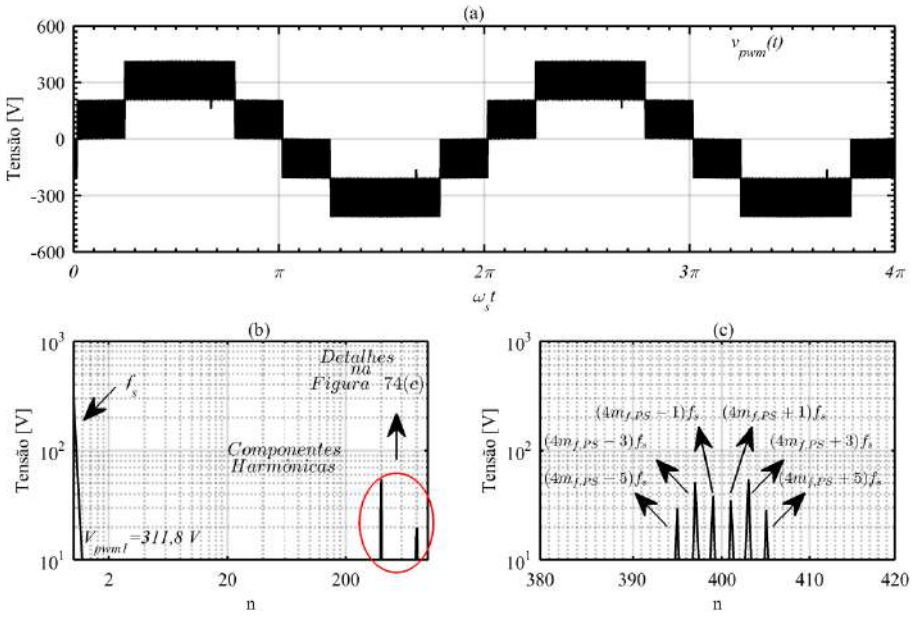


Fonte: Próprio autor.

Verifica-se a mesma amplitude das componentes harmônicas da tensão modulada $v_{pwm}(t)$. Consequentemente, quanto maior o número de níveis utilizados nessa tensão menor será a amplitude dessas componentes harmônicas.

A Figura 76 apresenta as tensões instantâneas de saída de cada fonte de tensão controlada presente nos braços superior e inferior do conversor *MMC* CA-CA. Além disto, é apresentado também o espectro harmônico dessas tensões.

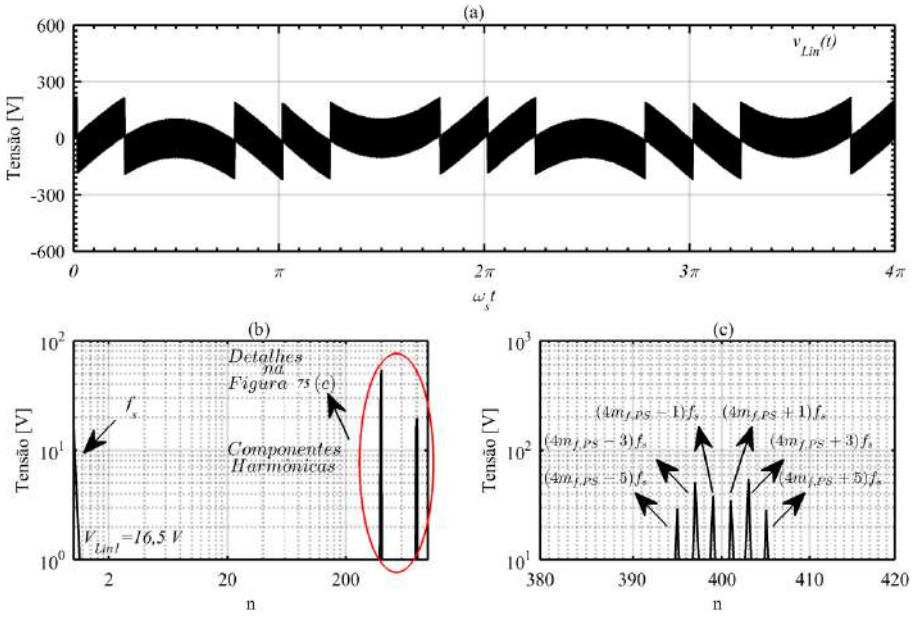
Figura 74 - Espectro harmônico da tensão modulada de entrada $v_{pwm}(t)$ do conversor *MMC* CA-CA. (a) Tensão instantânea $v_{pwm}(t)$. (b) Espectro harmônico da tensão $v_{pwm}(t)$. (c) Detalhamento das principais componentes harmônicas presentes na forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 76 que a forma de onda das tensões de saída das fontes de tensão controladas apresentam 7 níveis e que a variação de tensão em relação ao tempo é igual à VCC, ou seja, igual à tensão média sobre um capacitor de cada célula. Verifica-se que essas formas de onda de tensão apresentam duas componentes fundamentais definidas pela frequência de entrada do conversor e pela frequência de saída. A soma do valor de pico das componentes fundamentais de tensão resulta no valor de pico das componentes fundamentais da tensão de entrada do conversor e da tensão de saída. Verifica-se também a amplitude de tensão das principais componentes harmônicas múltiplas da frequência de saída do conversor e provenientes da característica da técnica de modulação *Phase-Shifted* utilizada para modular a tensão $v_{pwm}(t)$. A Figura 77 apresenta as correntes instantâneas de cada braço do conversor. Além disso, é apresentado também o espectro harmônico das correntes.

Figura 75 - Espectro harmônica da tensão sobre o indutor de entrada $v_{Lin}(t)$ do conversor *MMC* CA-CA. (a) Tensão instantânea $v_{Lin}(t)$. (b) Espectro harmônico da tensão $v_{Lin}(t)$. (c) Detalhamento das principais componentes harmônicas presentes na forma de onda da tensão $v_{Lin}(t)$.



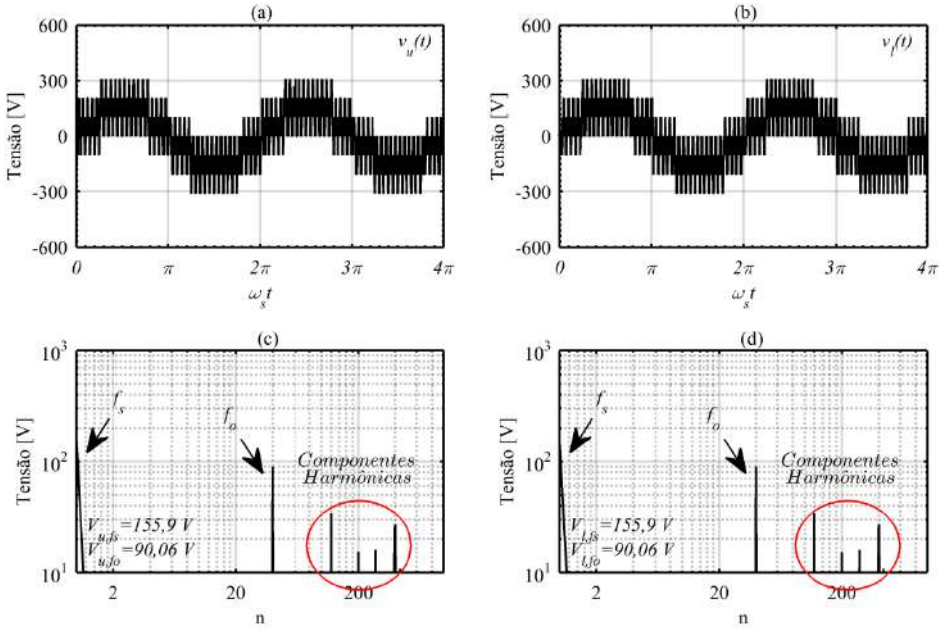
Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 77 que a forma de onda da corrente no braço superior $i_u(t)$ e no braço inferior $i_l(t)$ apresentam valor eficaz igual. Além disso, observa-se a presença das duas componentes fundamentais na forma de onda da corrente. Uma componente fundamental na frequência de entrada e outra na frequência de saída do conversor, assim como visto na forma de onda das tensões de saída de cada fonte de tensão controlada. Verifica-se que o valor de pico dessas componentes fundamentais presentes na forma de onda das correntes é a metade do valor de pico das componentes fundamentais da corrente de entrada e saída do conversor.

Outra característica relevante é a presença das componentes harmônicas na forma dessas correntes. Essas componentes harmônicas são múltiplas da frequência de saída do conversor.

A Figura 78 apresenta a forma de onda da tensão $v_o(t)$ e corrente de saída $i_o(t)$ do conversor *MMC* CA-CA. É apresentado também o espectro harmônico do formato de onda da tensão de saída $v_o(t)$.

Figura 76 - Forma de onda das tensões de saída de cada fonte de tensão controlada presente nos braços superior e inferior do conversor *MMC* CA-CA. (a) Forma de onda da tensão $v_u(t)$. (b) Forma de onda da tensão $v_l(t)$. (c) Espectro harmônico da tensão $v_u(t)$. (d) Espectro harmônico da tensão $v_l(t)$.

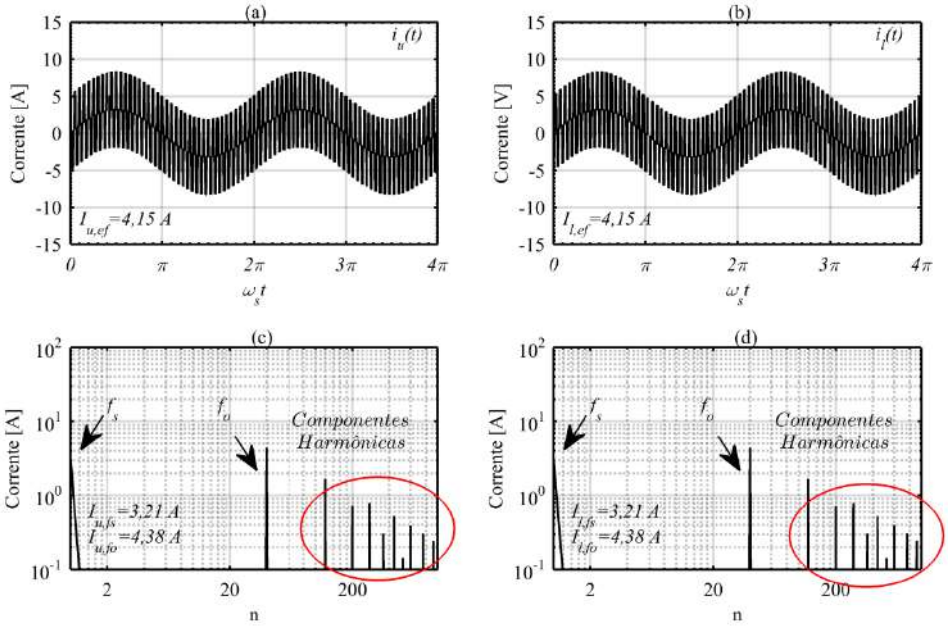


Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 78 que o valor eficaz da tensão de saída $v_o(t)$ é de 142,4 V. Em relação ao valor eficaz da corrente de saída $i_o(t)$ é de 6,95 A. A frequência de operação da tensão de saída é de 2 kHz. Verifica-se que a distorção harmônica total da tensão de saída é de 50,55 %. Como a característica da carga é puramente resistiva a forma de onda da corrente de saída é semelhante à forma de onda da tensão de saída. A potência ativa de saída, consumida pela carga é de 0,99 kW. Observa-se que o valor da componente fundamental da tensão de saída $v_o(t)$ é de 179,5 V.

As componentes harmônicas de maior amplitude da forma de onda da tensão de saída são representadas pelas freqüências de $3f_o$, $5f_o$, $7f_o$, $11f_o$. Vale ressaltar que a amplitude dessas componentes pode ser reduzida a partir do aumento do número de níveis utilizados na forma de onda da tensão de saída. Esses resultados apresentam a operação do conversor *MMC* CA-CA de forma ideal.

Figura 77 - Forma de onda das correntes instantâneas de cada braço do conversor *MMC* CA-CA. (a) Forma de onda da corrente instantânea $i_u(t)$. (b) Forma de onda da corrente instantânea $i_l(t)$. (c) Espectro harmônico da corrente $i_u(t)$. (d) Espectro harmônico da corrente $i_l(t)$.



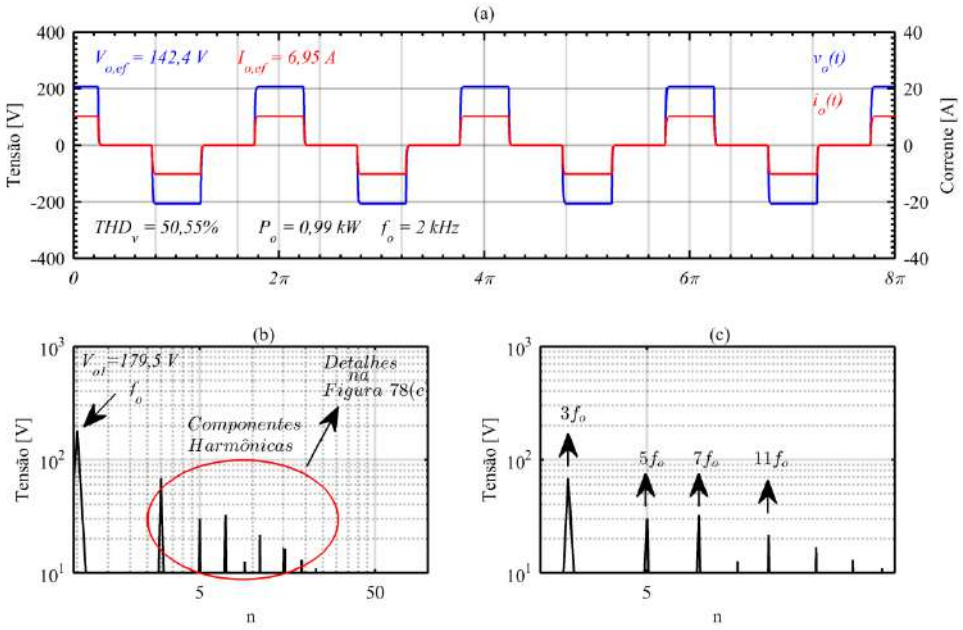
Fonte: Próprio autor.

9.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO (OPERAÇÃO NÃO-IDEAL DO CONVERSOR)

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação da operação do conversor considerando as não idealidades da topologia. As fontes independentes de tensão utilizadas em cada célula do conversor foram substituídas por capacitores considerando o valor de capacitância apresentado na Tabela 21.

Cada capacitor apresenta um valor médio de tensão inicial e para garantir a operação do conversor em regime permanente, foi implementado uma lógica de equilíbrio das tensões nos capacitores conforme apresentado no capítulo anterior. A lógica de equilíbrio das tensões atua a cada período da tensão de entrada do conversor.

Figura 78 - Forma de onda da tensão e corrente instantânea de saída do conversor *MMC* CA-CA. (a) Forma de onda da tensão $v_o(t)$ e corrente $i_o(t)$. (b) Espectro harmônico da tensão $v_o(t)$. (c) Detalhamento das principais componentes harmônicas da tensão de saída $v_o(t)$.

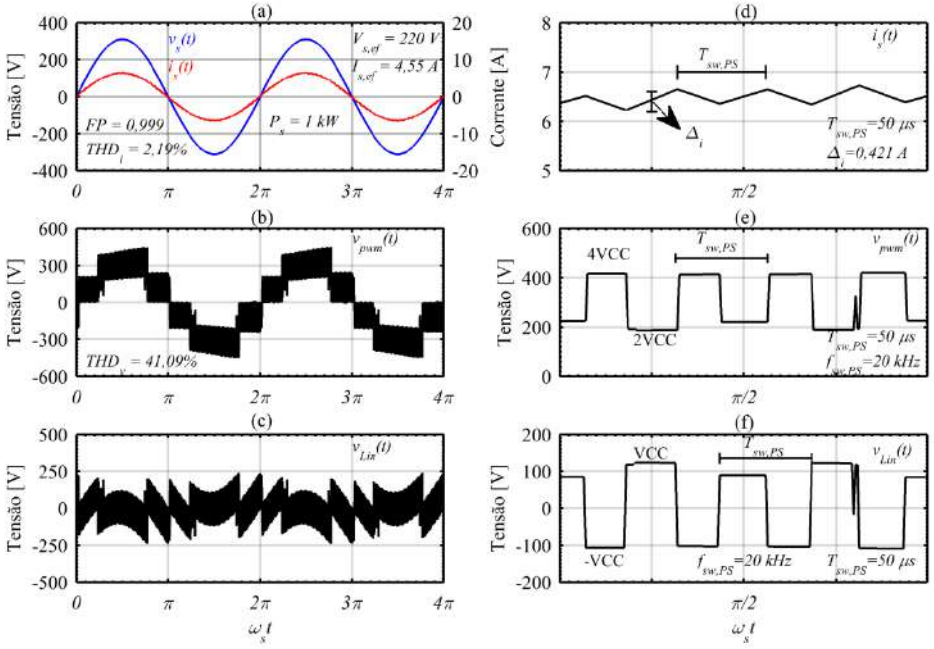


Fonte: Próprio autor.

A Figura 79 apresenta às formas de onda da tensão e corrente de entrada do conversor *MMC* CA-CA, a forma de onda da tensão modulada de entrada do conversor $v_{pwm}(t)$ e a forma de onda da tensão sobre o indutor de entrada do conversor. É apresentado também os detalhes nas formas de onda de maneira a obter outras características como ondulação de corrente e frequência de operação principalmente em relação ao indutor de entrada do conversor *MMC* CA-CA.

Observa-se na Figura 79 o conversor operando em condições nominais de tensão, corrente e potência. Observa-se o elevado fator de potência de operação e a baixa distorção harmônica total da forma de onda da corrente de entrada do conversor. A ondulação de corrente em alta frequência na forma de onda da corrente de entrada do conversor é de 0,412 A e a frequência de operação desse indutor é de aproximadamente 20 kHz.

Figura 79 - Resultados obtidos a partir da simulação não-ideal do conversor *MMC* CA-CA. (a) Forma de onda da tensão e corrente de entrada do conversor. (b) Forma de onda da tensão modulada de entrada do conversor $v_{pwm}(t)$. (c) Forma de onda da tensão sobre o indutor de entrada do conversor. (d) Detalhe da forma de onda da corrente de entrada do conversor considerando o instante de pico da tensão de entrada. (e) Detalhe da forma de onda da tensão modulada de entrada do conversor considerando o instante de pico da tensão de entrada. (f) Detalhe da forma de onda da tensão sobre o indutor de entrada.



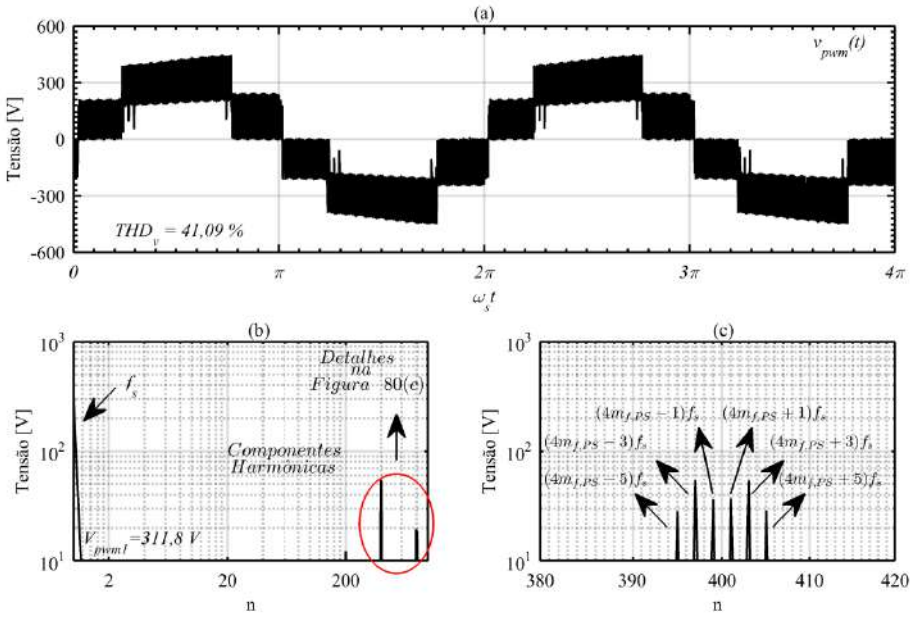
Fonte: Próprio autor.

A tensão $v_{pwm}(t)$ apresenta 5 níveis onde a variação de tensão entre um nível e outro é definida por 2 VCC. A frequência utilizada nos sinais portadores da modulação foi de 5 kHz. A tensão sobre o indutor de entrada também apresenta variação de tensão de 2 VCC na frequência de operação de 20 kHz. Em relação à operação ideal do conversor, percebe-se que a tensão modulada $v_{pwm}(t)$ e a tensão sobre o indutor de entrada $v_{Lin}(t)$ apresentam na sua forma de onda pequenas variações de tensão nos patamares de cada nível na operação não-ideal do conversor. Isto é proveniente da ondulação de tensão nos capacitores de cada célula do conversor. A variação de tensão também acarreta em variações na ondulação da corrente de entrada $i_s(t)$ aumentando a

distorção harmônica total. Apesar disto, observa-se que o fator de potência não é reduzido apesar da corrente de entrada apresentar essas perturbações.

A Figura 80 apresenta a forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ e seu espectro harmônico.

Figura 80 - Forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ e seu espectro harmônico. (a) Forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$. (b) Espectro harmônico da tensão $v_{pwm}(t)$. (c) Detalhamento das principais componentes harmônicas da tensão $v_{pwm}(t)$.



Fonte: Próprio autor.

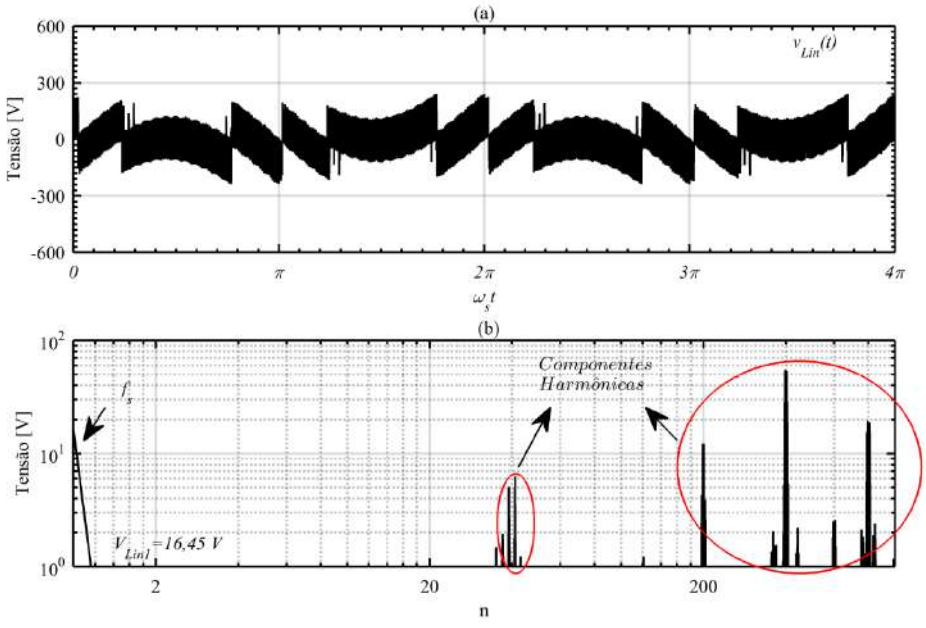
Observa-se na Figura 80 que o valor de pico da componente fundamental da tensão $v_{pwm}(t)$ é igual a 311,8 V e está presente na frequência de entrada do conversor. As componentes harmônicas de maior amplitude estão em torno da frequência definida por $(4m_{f,PS})f_s$. Além disto, a frequência das componentes harmônicas de maior amplitude são definidas por $(4m_{f,PS}-5)f_s$, $(4m_{f,PS}-3)f_s$, $(4m_{f,PS}-1)f_s$, $(4m_{f,PS}+1)f_s$, $(4m_{f,PS}+3)f_s$ e $(4m_{f,PS}+5)f_s$.

A Figura 81 apresenta o espectro harmônico da tensão sobre o indutor de entrada $v_{Lin}(t)$ do conversor *MMC* CA-CA para análise e verificação das componentes harmônicas envolvidas nessa forma de onda.

Observa-se na Figura 81 que o valor da componente fundamental da tensão $v_{Lin}(t)$ é de aproximadamente 16,45 V. Isto representa a queda de

tensão sobre o indutor de entrada do conversor *MMC* CA-CA em baixa frequência. Verifica-se que as componentes harmônicas de maior amplitude estão em torno da frequência definida por $(4m_{f,PS})f_s$. Além disto, observa-se que existem algumas componentes harmônicas de menor amplitude em torno da frequência de saída definida por f_o. As componentes harmônicas não deveriam estar presentes na tensão do indutor de entrada já que a diferença entre as tensões instantâneas de cada braço anulam as componentes de média frequência definidas pelo valor de frequência da saída do conversor. No entanto, como o valor médio da tensão em cada capacitor apresenta uma pequena variação devido à lógica de equilíbrio utilizada no conversor, diferentes valores de tensão média acabam resultando nos níveis da tensão instantânea $v_{pwm}(t)$.

Figura 81 - Espectro harmônica da tensão sobre o indutor de entrada $v_{Lin}(t)$ do conversor *MMC* CA-CA. (a) Tensão instantânea $v_{Lin}(t)$. (b) Espectro harmônico da tensão $v_{Lin}(t)$.



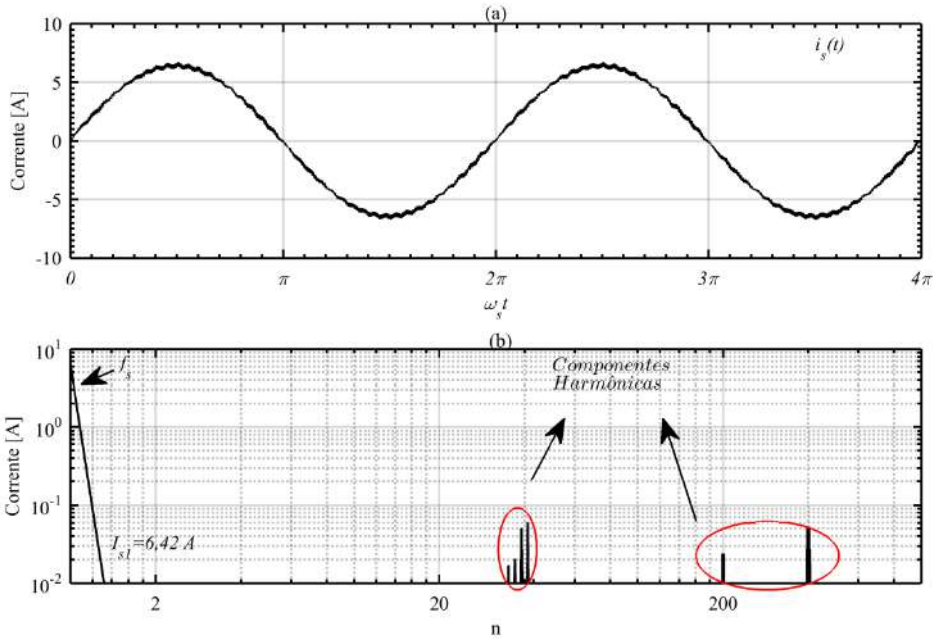
Fonte: Próprio autor.

Outra explicação pode ser vinculada a diferença de amplitude nas correntes de cada braço do conversor. Verifica-se que a soma das correntes em cada braço resulta na corrente de entrada do conversor, idealmente apenas

com a componente fundamental na frequência de entrada. No entanto, se houver diferenças de amplitude nas componentes harmônicas definidas em torno da frequência de saída do conversor, será refletido na corrente de entrada e consequentemente irá aparecer na tensão instantânea do indutor já que a tensão sobre o indutor de entrada é definida pela variação de corrente em relação ao tempo. Isto pode explicar a presença das componentes harmônicas na tensão do indutor de entrada em torno da frequência de saída do conversor. Apesar disto, observa-se que a amplitude dessas componentes é menor do que 7 V. Vale ressaltar que quanto maior for a amplitude dessas componentes, maior será a amplitude das componentes harmônicas presentes na corrente de entrada, aumentando assim a distorção harmônica da forma de onda reduzindo o fator de potência de entrada do conversor.

A Figura 82 apresenta a forma de onda da corrente de entrada do conversor e seu espectro harmônico.

Figura 82 - Forma de onda da corrente de entrada $i_s(t)$ do conversor. (a) Forma de onda da corrente $i_s(t)$. (b) Espectro harmônico da corrente $i_s(t)$.



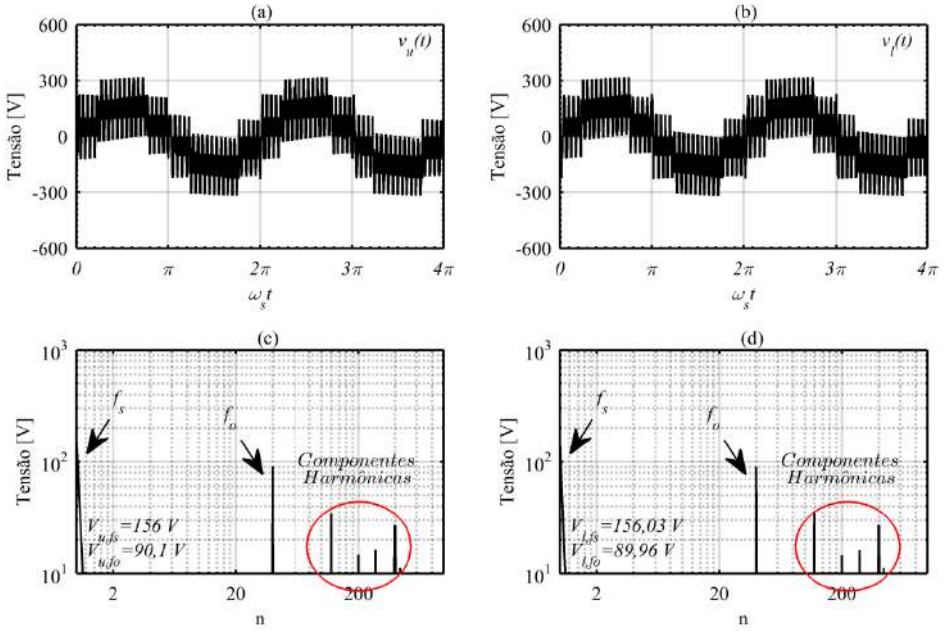
Fonte: Próprio autor.

Observam-se na Figura 82 que a forma de onda da corrente de entrada apresenta pequenas ondulações de corrente em média frequência. Isto é

decorrente do desequilíbrio das correntes nos braços do conversor. No espectro harmônico da forma de onda é possível verificar exatamente as componentes harmônicas em torno da frequência de saída do conversor. No entanto, verifica-se que essas componentes apresentam valores de pico menor do que o valor de pico da componente fundamental da corrente de entrada. Outras componentes harmônicas também podem ser visualizadas provenientes da ondulação de corrente em alta frequência.

A Figura 83 apresenta as tensões instantâneas de saída de cada fonte de tensão controlada presente nos braços superior e inferior do conversor *MMC* CA-CA. Além disto, é apresentado também o espectro harmônico dessas tensões.

Figura 83 - Forma de onda das tensões de saída de cada fonte de tensão controlada presente nos braços superior e inferior do conversor *MMC* CA-CA. (a) Forma de onda da tensão $v_u(t)$. (b) Forma de onda da tensão $v_l(t)$. (c) Espectro harmônico da tensão $v_u(t)$. (d) Espectro harmônico da tensão $v_l(t)$.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 83 que a forma de onda das tensões de saída das fontes de tensão controlada apresentam 7 níveis e que a variação de tensão em relação ao tempo é igual a VCC, ou seja, igual a tensão média sobre um

capacitor de cada célula. Verifica-se que essas formas de onda de tensão apresentam duas componentes fundamentais definidas pela frequência de entrada do conversor e pela frequência de saída. A soma do valor de pico das componentes fundamentais de tensão resulta no valor de pico das componentes fundamentais da tensão de entrada do conversor e da tensão de saída.

Verifica-se também a amplitude de tensão das principais componentes harmônicas múltiplas da frequência de saída do conversor e provenientes da característica da técnica de modulação *Phase-Shifted* utilizada para modular a tensão $v_{pwm}(t)$.

Nota-se uma pequena diferença entre os valores de pico de cada componente fundamental tanto na frequência de entrada do conversor como na frequência de saída. Isto se deve ao valor médio da tensão nos capacitores apresentar uma pequena diferença em cada ciclo de rede.

A Figura 84 apresenta as correntes instantâneas de cada braço do conversor. Além disto, é apresentado também o espectro harmônico das correntes.

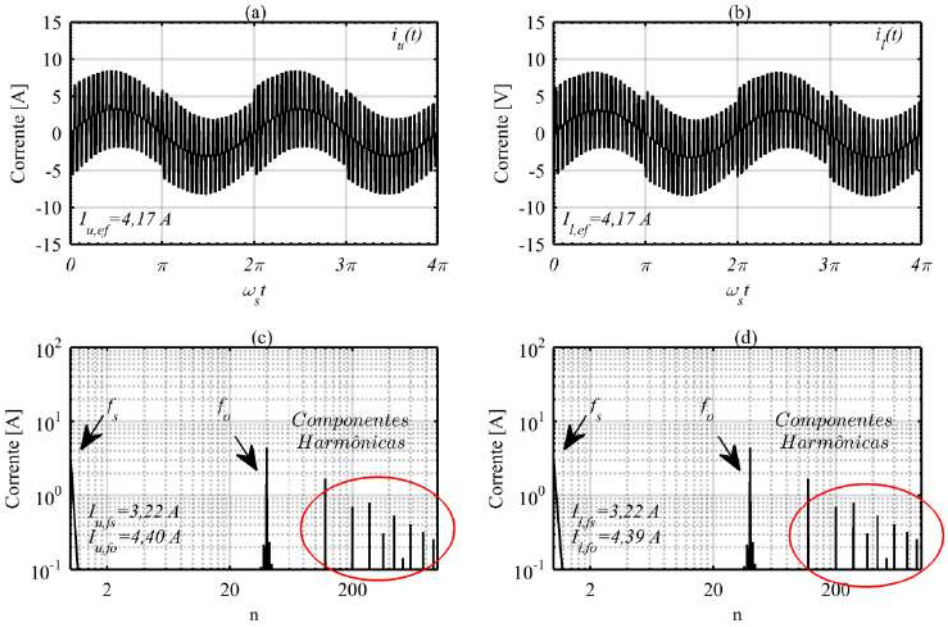
Observa-se na Figura 84 que a forma de onda da corrente no braço superior $i_u(t)$ e no braço inferior $I_l(t)$ apresentam valor eficaz igual. Além disto, observa-se a presença das duas componentes fundamentais na forma de onda da corrente. Uma componente fundamental na frequência de entrada e outra na frequência de saída do conversor, assim como visto na forma de onda das tensões de saída de cada fonte de tensão controlada. Verifica-se que o valor de pico dessas componentes fundamentais presentes na forma de onda das correntes é a metade do valor de pico das componentes fundamentais da corrente de entrada e saída do conversor.

Notam-se algumas componentes harmônicas de baixa amplitude em torno da frequência de saída do conversor. Como visto anteriormente na Figura 82, essas componentes harmônicas nesta faixa de frequência apresentam valores de amplitudes diferentes, sendo que o resultado da soma entre as correntes nos braços do conversor resulta em uma parcela correspondente na corrente de entrada.

As outras componentes harmônicas com frequência maior do que a

frequência de saída do conversor é proveniente da estratégia de modulação adotada para modulação da tensão de saída do conversor $v_o(t)$ e da corrente modulada de entrada do conversor $v_{pwm}(t)$.

Figura 84 - Forma de onda das correntes instantâneas de cada braço do conversor *MMC* CA-CA. (a) Forma de onda da corrente instantânea $i_u(t)$. (b) Forma de onda da corrente instantânea $i_l(t)$. (c) Espectro harmônico da corrente $i_u(t)$. (d) Espectro harmônico da corrente $i_l(t)$.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 85 apresenta as formas de onda das tensões nos capacitores de cada célula do conversor.

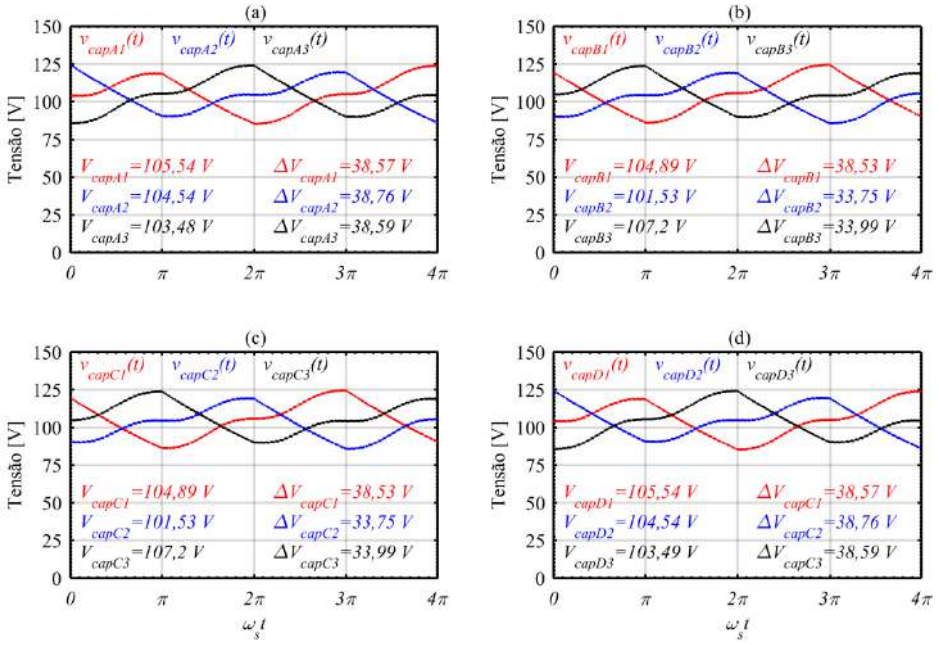
Observa-se na Figura 85 que as tensões sobre os capacitores de cada célula do conversor permanecem equilibradas com a lógica de equilíbrio adotada pela simulação.

Verifica-se um pequeno desequilíbrio nos valores médios das tensões dos capacitores tanto nas células do braço superior, quanto nas células do braço inferior. A soma do valor médio das tensões nos capacitores do braço superior resulta em 313,57 V. A soma do valor médio das tensões nos capacitores do braço inferior resulta em 313,62 V.

A diferença entre essas tensões é de aproximadamente 0,05 V. Isso

mostra que a lógica de equilíbrio adotada, garante o equilíbrio da energia armazenada entre os braços do conversor. De acordo com o projeto das capacitâncias, a ondulação de tensão deveria ser de 3,63 V. No entanto, como a lógica de equilíbrio das tensões nos capacitores é executada a cada ciclo da tensão de entrada do conversor, a ondulação de tensão nesses capacitores ficou aproximadamente 10 vezes maior que a ondulação de tensão estipulada no projeto.

Figura 85 - Formas de onda das tensões nos capacitores de cada célula do conversor. (a) Formas de onda das tensões nos capacitores do braço superior 1. (b) Formas de onda das tensões nos capacitores do braço inferior 2. (c) Formas de onda das tensões nos capacitores do braço superior 3. (d) Formas de onda das tensões nos capacitores do braço inferior 4.



Fonte: Próprio autor.

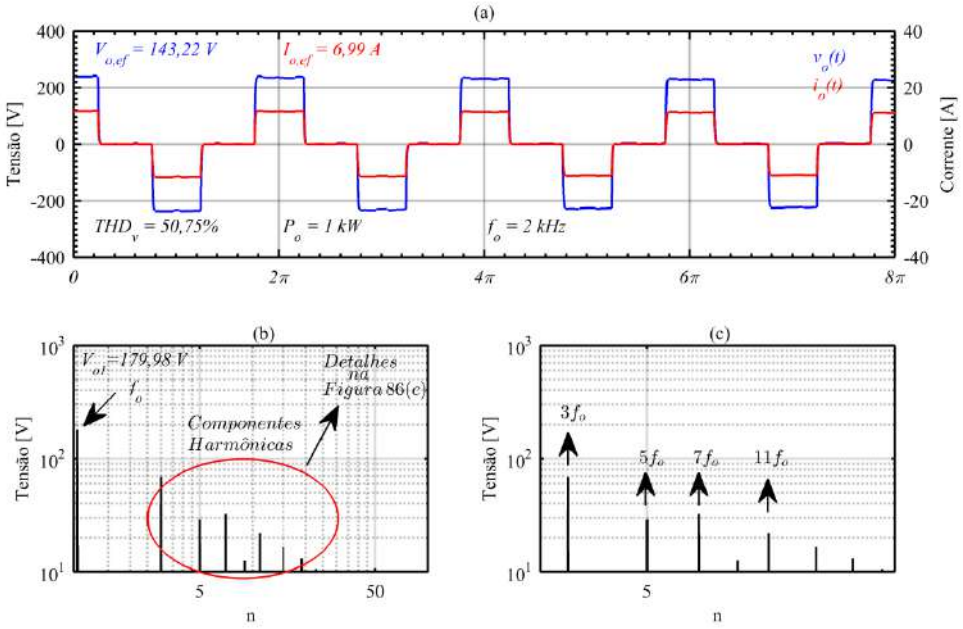
Observa-se que a ondulação de tensão nos capacitores se repete a cada 1,5 vezes o período da tensão de entrada do conversor. Isto acontece devido à estratégia utilizada na lógica de equilíbrio das tensões nos capacitores.

Considerando a soma do valor médio das tensões nos capacitores do braço superior 1 e inferior 2, a tensão total é de 627,18 V. Considerando a

soma do valor médio das tensões nos capacitores do braço superior 3 e inferior 4, a tensão total é de 627,19 V. A diferença nas tensões totais é de aproximadamente 0,01 V. Afirma-se que a quantidade de energia armazenada em ambas as pernas do conversor permanece equilibrada.

A Figura 86 apresenta a forma de onda da tensão $v_o(t)$ e corrente de saída $i_o(t)$ do conversor *MMC* CA-CA. Além disto, é apresentado também o espectro harmônico do formato de onda da tensão de saída $v_o(t)$.

Figura 86 - Forma de onda da tensão e corrente instantânea de saída do conversor *MMC* CA-CA. (a) Forma de onda da tensão $v_o(t)$ e corrente $i_o(t)$. (b) Espectro harmônico da tensão $v_o(t)$. (c) Detalhamento das principais componentes harmônicas da tensão de saída $v_o(t)$.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 86 que o valor eficaz da tensão de saída $v_o(t)$ é de 143,22 V. Em relação ao valor eficaz da corrente de saída $i_o(t)$ é de 6,99 A. A frequência de operação da tensão de saída é de 2 kHz. Verifica-se que a distorção harmônica total da tensão de saída é de 50,75 %.

Como a característica da carga é puramente resistiva a forma de onda da corrente de saída é semelhante à forma de onda da tensão de saída. A potência ativa de saída, consumida pela carga é de 1 kW. Observa-se que o

valor da componente fundamental da tensão de saída $v_o(t)$ é de 179,98 V.

As componentes harmônicas de maior amplitude da forma de onda da tensão de saída são representadas pelas freqüências de $3f_o$, $5f_o$, $7f_o$, $11f_o$. Vale ressaltar que a amplitude dessas componentes pode ser reduzida a partir do aumento do número de níveis utilizados na forma de onda da tensão de saída.

9.4 ESFORÇOS DOS COMPONENTES SEMICONDUTORES E PASSIVOS.

Com o objetivo de apresentar os resultados de simulação referentes aos esforços dos componentes semicondutores, a Figura 87 apresenta o valor médio da corrente que circula nos componentes semicondutores das células do braço superior 1 do conversor *MMC* CA-CA.

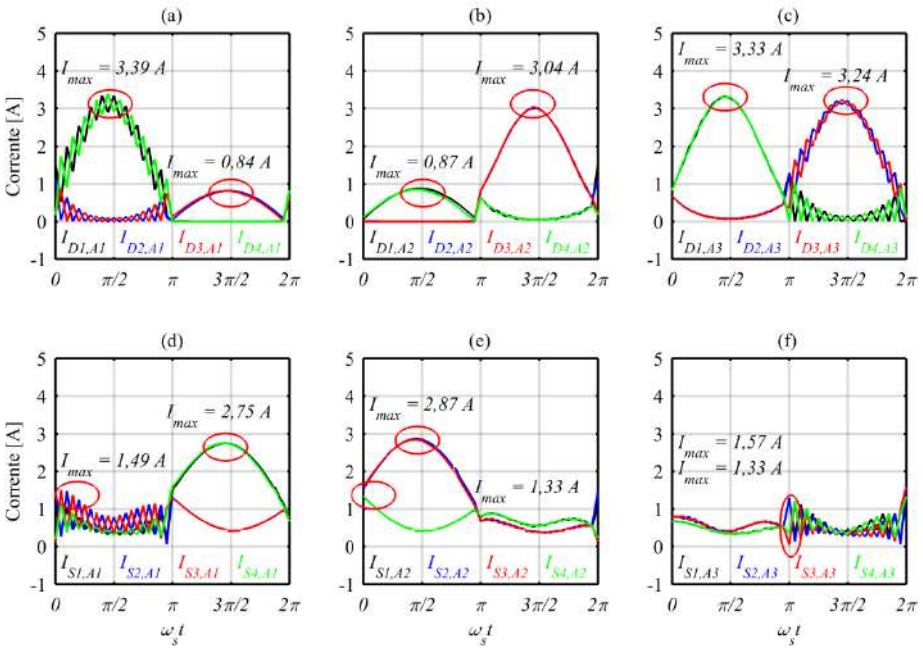
Observa-se na Figura 87 que a análise do valor médio da corrente que circula nos componentes semicondutores é baseada dentro de um período da tensão de saída do conversor. Verifica-se que o máximo valor médio da corrente que circula pelos diodos é de 3,39 A. Em relação à corrente que circula nos transistores de cada célula, o máximo valor médio é de 2,87 A.

A Figura 88 apresenta o valor médio da corrente que circula nos componentes semicondutores das células do braço inferior 2 do conversor *MMC* CA-CA.

Observa-se na Figura 88 que a análise do valor médio da corrente que circula nos componentes semicondutores é baseada dentro de um período da tensão de saída do conversor. Verifica-se que o máximo valor médio da corrente que circula pelos diodos é de 3,37 A. Em relação à corrente que circula nos transistores de cada célula, o máximo valor médio é de 2,86 A.

Verifica-se em ambos os componentes semicondutores que o máximo valor médio da corrente que circula por esses componentes são idênticos para ambas às células do conversor tanto para o braço superior quanto para o braço inferior. Isto se deve à padronização de comutação entre os transistores e diodos utilizados no conversor. Com o objetivo de especificar os componentes semicondutores, considera-se que a corrente média nos diodos deve ser maior do que 3,39 A e a corrente média nos transistores deve ser maior do que 2,87 A.

Figura 87 - Valor médio da corrente que circula nos componentes semicondutores das células do braço superior 1 do conversor *MMC* CA-CA. (a) Valor médio da corrente que circula nos diodos da célula A1. (b) Valor médio da corrente que circula nos diodos da célula A2. (c) Valor médio da corrente que circula nos diodos da célula A3. (d) Valor médio da corrente que circula nos transistores da célula A1. (e) Valor médio da corrente que circula nos transistores da célula A2. (f) Valor médio da corrente que circula nos transistores da célula A3.

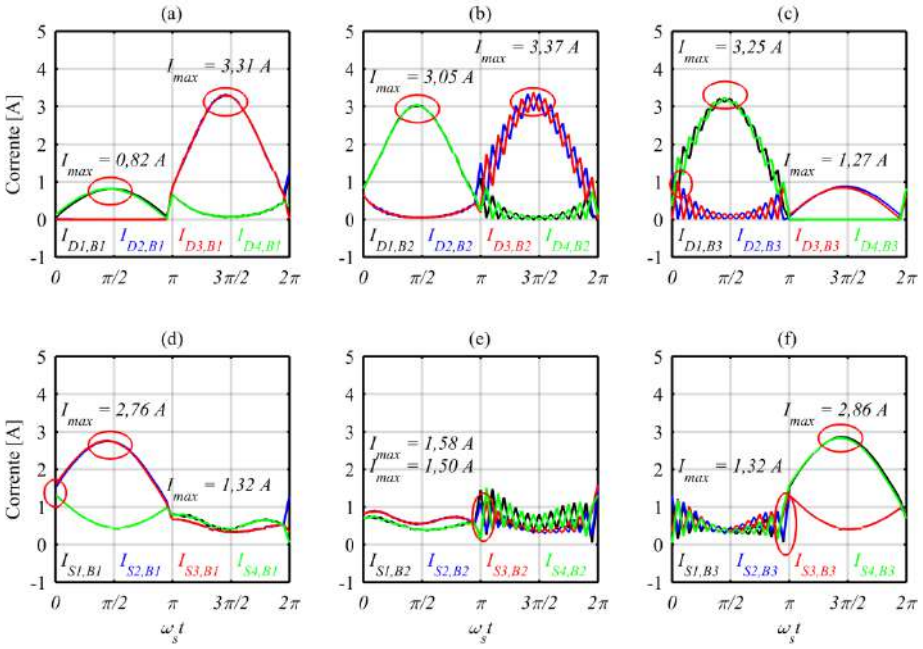


Fonte: Próprio autor.

No caso da estimação das perdas de condução nos componentes semicondutores, deve ser considerada a perda de condução para cada período da tensão de saída do conversor. Os valores máximos devem ser considerados apenas no intervalo de tempo que ocorre o máximo valor médio. A estimativa deve ser realizada considerando a energia perdida dentro de um período da tensão de entrada do conversor. Do ponto de vista da corrente de pico em ambos os componentes semicondutores, deve-se considerar o valor máximo da corrente de braço do conversor.

A Figura 89 apresenta o valor eficaz da corrente que circula nos componentes semicondutores das células do braço superior 1 do conversor *MMC* CA-CA.

Figura 88 - Valor médio da corrente que circula nos componentes semicondutores das células do braço inferior 2 do conversor *MMC* CA-CA. (a) Valor médio da corrente que circula nos diodos da célula B1. (b) Valor médio da corrente que circula nos diodos da célula B2. (c) Valor médio da corrente que circula nos diodos da célula B3. (d) Valor médio da corrente que circula nos transistores da célula B1. (e) Valor médio da corrente que circula nos transistores da célula B2. (f) Valor médio da corrente que circula nos transistores da célula B3.



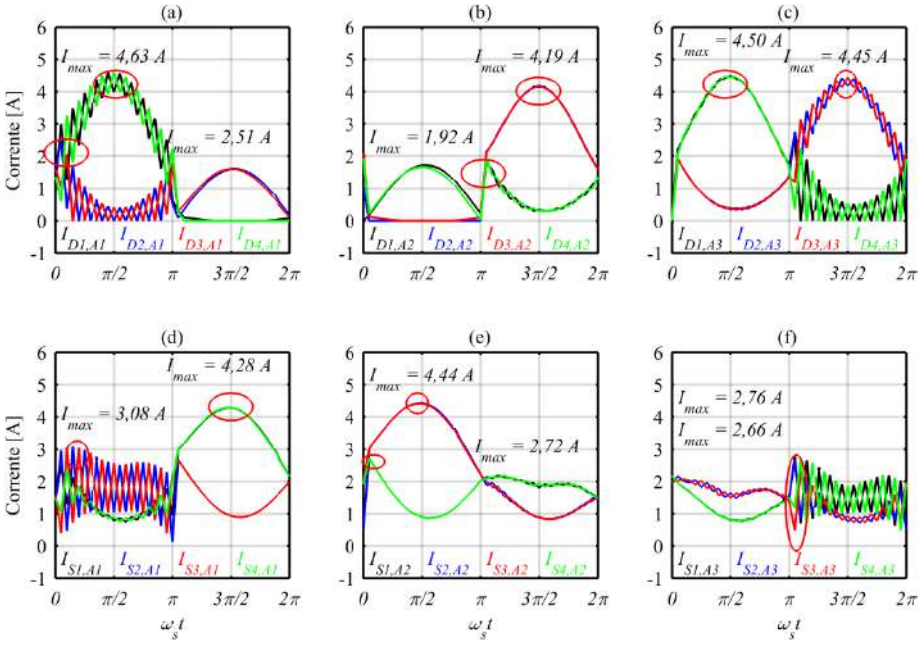
Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 89 que a análise do valor eficaz da corrente que circula nos componentes semicondutores é baseada em um período da tensão de saída do conversor. Verifica-se que o máximo valor eficaz da corrente que circula pelos diodos é de 4,63 A. Em relação à corrente que circula nos transistores de cada célula, o máximo valor eficaz é de 4,44 A.

A Figura 90 apresenta o valor eficaz da corrente que circula nos componentes semicondutores das células do braço inferior 2 do conversor *MMC* CA-CA.

Observa-se na Figura 90 que a análise do valor eficaz da corrente que circula nos componentes semicondutores é baseada dentro de um período da tensão de saída do conversor.

Figura 89 - Valor eficaz da corrente que circula nos componentes semicondutores das células do braço superior 1 do conversor *MMC* CA-CA. (a) Valor eficaz da corrente que circula nos diodos da célula A1. (b) Valor eficaz da corrente que circula nos diodos da célula A2. (c) Valor eficaz da corrente que circula nos diodos da célula A3. (d) Valor eficaz da corrente que circula nos transistores da célula A1. (e) Valor eficaz da corrente que circula nos transistores da célula A2. (f) Valor eficaz da corrente que circula nos transistores da célula A3.

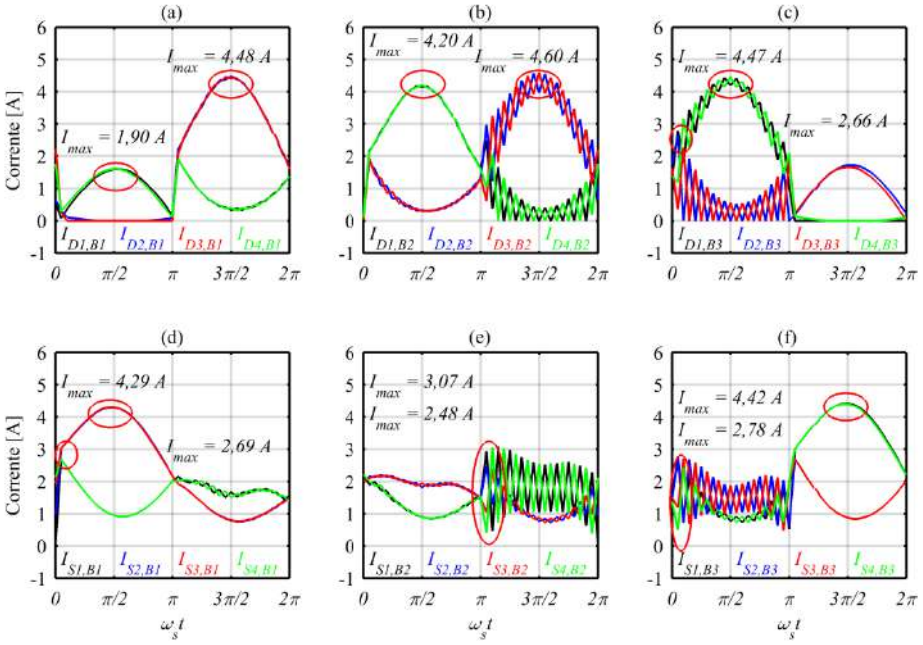


Fonte: Próprio autor.

Verifica-se que o máximo valor eficaz da corrente que circula pelos diodos é de 4,60 A. Em relação à corrente que circula nos transistores de cada célula, o máximo valor eficaz é de 4,42 A. Esses valores eficazes da corrente que circula pelos componentes semicondutores são de extrema importância para o dimensionamento das perdas de condução dos componentes semicondutores utilizados no conversor *MMC* CA-CA. Como o valor eficaz é variável a cada período da tensão de saída do conversor, a estimação das perdas nesses componentes deve ser verificada a cada período da tensão de saída do conversor.

A Figura 91 apresenta a frequência de operação dos componentes semicondutores nas células do braço superior 1.

Figura 90 - Valor eficaz da corrente que circula nos componentes semicondutores das células do braço inferior 2 do conversor *MMC* CA-CA. (a) Valor eficaz da corrente que circula nos diodos da célula B1. (b) Valor eficaz da corrente que circula nos diodos da célula B2. (c) Valor eficaz da corrente que circula nos diodos da célula B3. (d) Valor eficaz da corrente que circula nos transistores da célula B1. (e) Valor eficaz da corrente que circula nos transistores da célula B2. (f) Valor eficaz da corrente que circula nos transistores da célula B3.



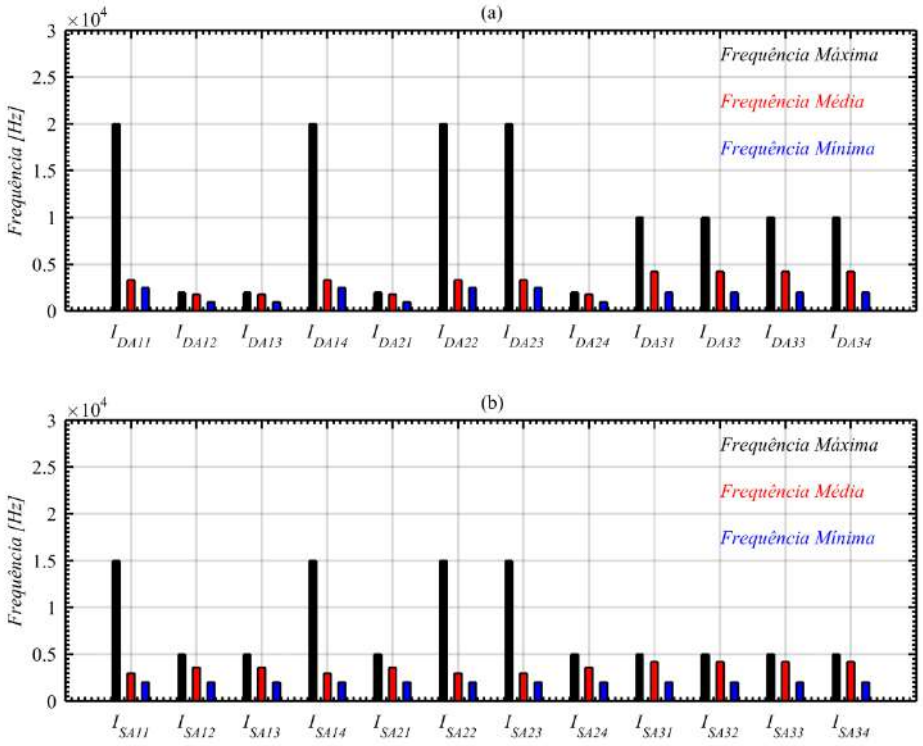
Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 91 que a operação dos componentes semicondutores apresenta frequência variável. Desta forma, foi estipulada uma forma de medida da frequência de operação classificando em frequência máxima, média e mínima. A frequência máxima de operação e frequência mínima do semicondutor ocorre em algumas regiões de operação do conversor dentro de um período da tensão de entrada. A frequência média de operação é definida pelo número de pulsos dentro de um período da tensão de entrada do conversor *MMC* CA-CA. Verifica-se que a frequência máxima de operação dos diodos é de 20 kHz. Isto define a especificação da frequência de operação de cada diodo.

Para especificar o número de comutações de cada diodo e

consequentemente as perdas por comutação, verifica-se o valor da frequência média individualmente de cada diodo.

Figura 91 - Frequência de operação dos componentes semicondutores nas células do braço superior 1. (a) Frequência de operação dos diodos das células do braço superior 1. (b) Frequência de operação dos transistores das células do braço superior 1.



Fonte: Próprio autor.

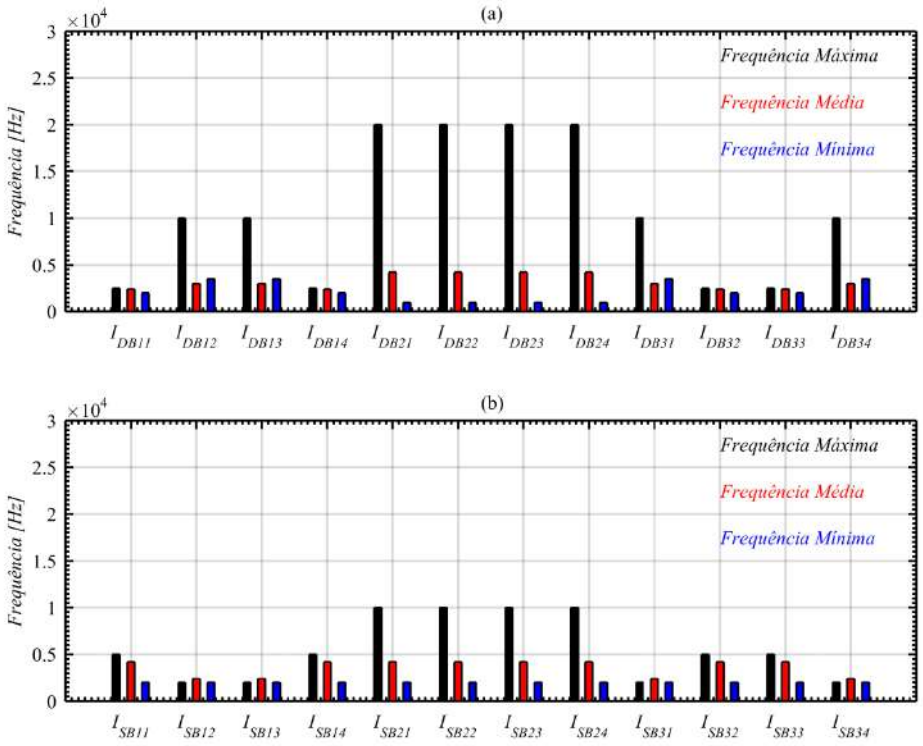
O valor máximo da frequência média de operação dos diodos é de 4,2 kHz. Em relação aos transistores, a frequência máxima de operação é de 15 kHz. Isto define a especificação da frequência de operação de cada transistor. O valor máximo da frequência média de operação dos transistores é de 4,2 kHz.

A Figura 92 apresenta a frequência de operação dos componentes semicondutores nas células do braço inferior 2.

Observa-se na Figura 92 que a frequência máxima de operação dos diodos é de 20 kHz. O valor máximo da frequência média de operação dos

diodos é de 4,2 kHz. Em relação aos transistores, a frequência máxima de operação é de 10 kHz. Isto define a especificação da frequência de operação de cada transistor. O valor máximo da frequência média de operação dos transistores é de 4,2 kHz.

Figura 92 - Frequência de operação dos componentes semicondutores nas células do braço inferior 2. (a) Frequência de operação dos diodos das células do braço inferior 2. (b) Frequência de operação dos transistores das células do braço inferior 2.



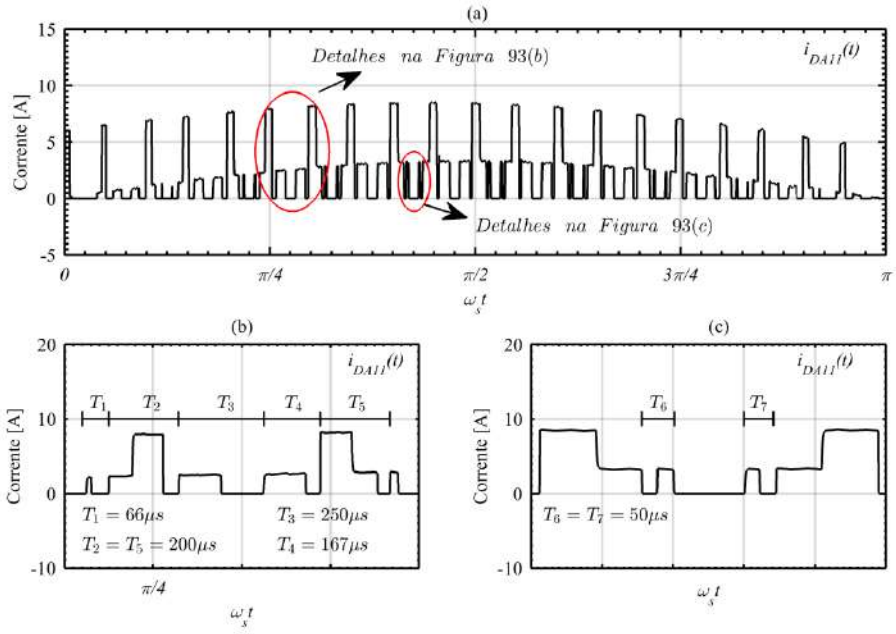
Fonte: Próprio autor.

A Figura 93 apresenta a forma de onda da corrente que circula em um diodo de uma célula *H-Bridge* do braço superior 1 do conversor *MMC* CA-CA. Com o objetivo de exemplificar a análise da frequência de comutação dos componentes semicondutores, observa-se na Figura 93 a característica de comutação em frequência variável do diodo I_{DA11}. Verifica-se nesta forma de onda que o diodo apresenta duas regiões características de comutação. A primeira região é caracterizada pela frequência mínima de comutação

enquanto na segunda região é caracterizada pela frequência máxima. Isto acontece com os outros componentes semicondutores com suas respectivas características de comutação.

A Figura 94 apresenta o valor eficaz da corrente que circula nos capacitores de cada célula do braço superior 1 e inferior 2.

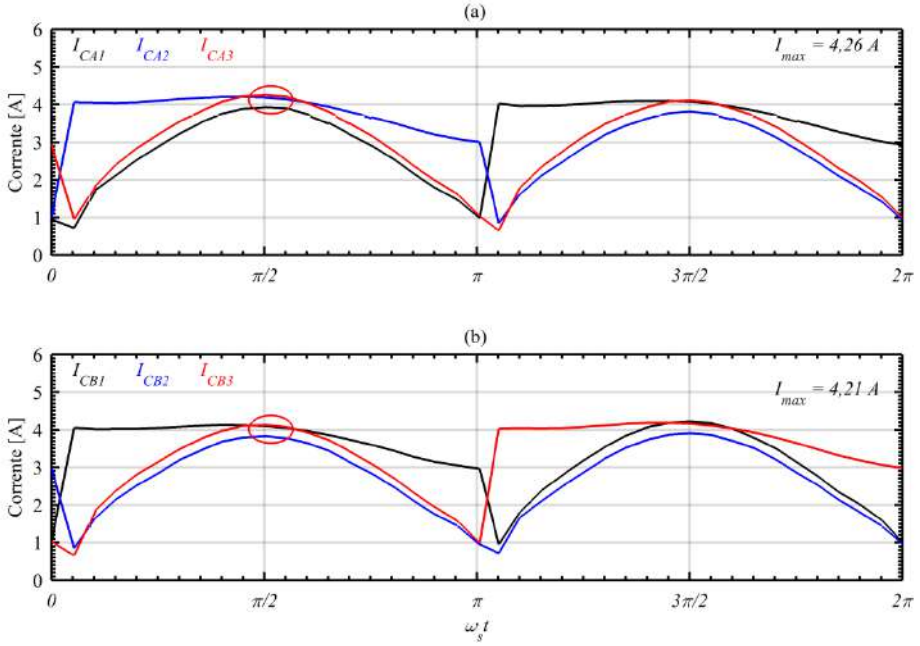
Figura 93 - Forma de onda da corrente que circula em um diodo de uma célula *H-Bridge* do braço superior 1 do conversor *MMC* CA-CA. (a) Forma de onda da corrente no diodo I_{DA11}. (b) Detalhe da forma de onda da corrente no diodo I_{DA11}. (c) Segundo detalhe da forma de onda da corrente no diodo I_{DA11}.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 94 que o valor eficaz da corrente em cada capacitor é variável dentro de um período da tensão de entrada do conversor. Apesar disto, o valor eficaz da corrente que circula em ambos os capacitores é equilibrado. Com a execução da lógica de equilíbrio das tensões nos capacitores das células do conversor, o equilíbrio das correntes instantâneas que circulam por esses capacitores é garantido indiretamente. Verifica-se que o valor máximo da corrente eficaz é de 4,26 A. Outra forma de verificar o esforço de corrente nos capacitores é a partir da análise no domínio da frequência da forma de onda da corrente instantânea que circula por esses capacitores.

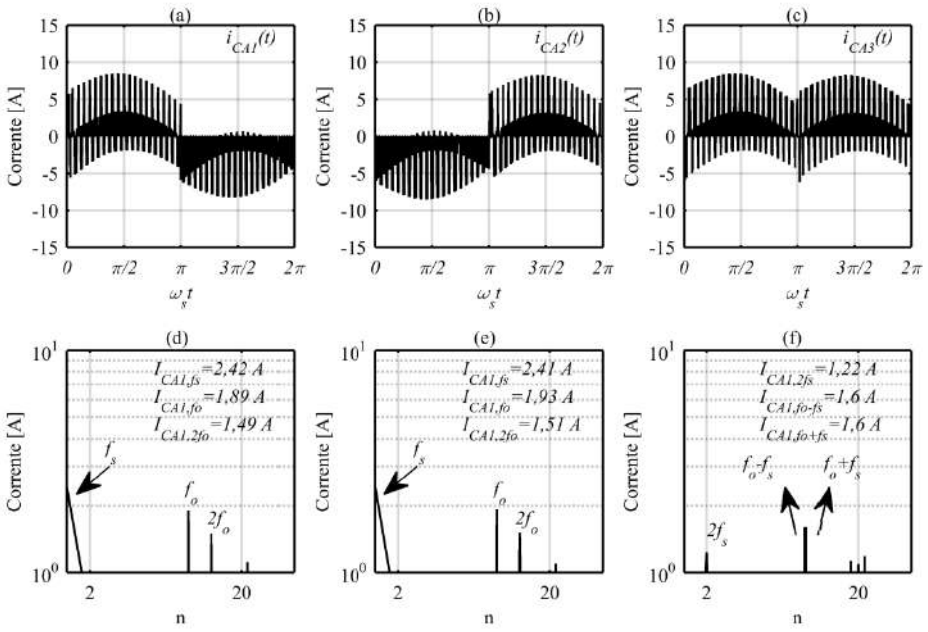
Figura 94 - Valor eficaz da corrente que circula nos capacitores de cada célula do braço superior 1 e inferior 2. (a) Valor eficaz da corrente que circula nos capacitores A1, A2 e A3. (b) Valor eficaz da corrente que circula nos capacitores B1, B2 e B3.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 95 apresenta a forma de onda da corrente instantânea que circula nos capacitores das células A1, A2 e A3. A Figura 96 apresenta a forma de onda da corrente instantânea que circula nos capacitores das células B1, B2 e B3. Além disto, é apresentado também o espectro harmônico dessas formas de onda. Observa-se Figura 95 que as formas de onda da corrente que circula pelos capacitores apresentam seis componentes em frequência principais. As componentes são representadas pelas freqüências f_s, $2f_s$, f_o-f_s, f_o, f_o+f_s e $2f_o$. Cada componente em frequência apresenta um valor de pico da corrente que circula nos capacitores. Observa-se que os capacitores das células A1 e A2 apresentam componentes na frequência f_s, f_o e $2f_o$. Já o capacitor da célula A3 apresenta componentes na frequência $2f_s$, f_o-f_s e f_o+f_s. A partir de cada componente em frequência é possível especificar o valor eficaz da corrente no capacitor. Verifica-se que o máximo valor de pico da corrente está presente na frequência definida por f_s é de 2,42 A. Os outros valores são apresentados na Figura 95.

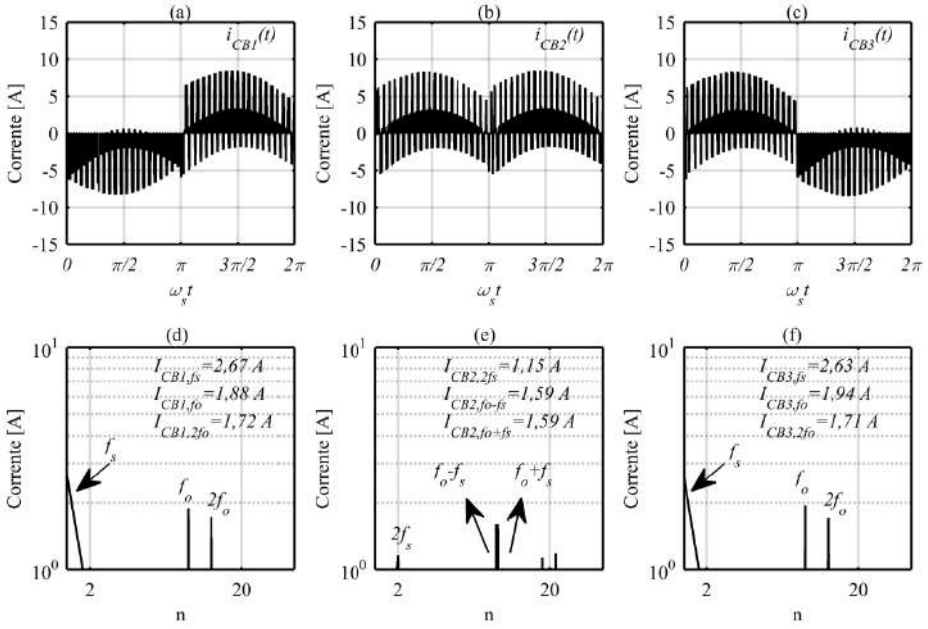
Figura 95 - Forma de onda da corrente instantânea que circula nos capacitores das células A1, A2 e A3. (a) Forma de onda da corrente que circula pelo capacitor da célula A1. (b) Forma de onda da corrente que circula pelo capacitor da célula A2. (c) Forma de onda da corrente que circula pelo capacitor da célula A3. (d) Espectro harmônico da corrente que circula pelo capacitor da célula A1. (e) Espectro harmônico da corrente que circula pelo capacitor da célula A2. (f) Espectro harmônico da corrente que circula pelo capacitor da célula A3.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 96 que as formas de onda da corrente que circula pelos capacitores apresentam seis componentes em frequência principais. As componentes são representadas pelas frequências f_s, $2f_s$, f_o-f_s, f_o, f_o+f_s e $2f_o$. Cada componente em frequência apresenta um valor de pico da corrente que circula nos capacitores. Observa-se que os capacitores das células B1 e B3 apresentam componentes na frequência f_s, f_o e $2f_o$. Já o capacitor da célula B2 apresenta componentes na frequência $2f_s$, f_o-f_s e f_o+f_s. A partir de cada componente em frequência é possível especificar o valor eficaz da corrente no capacitor. Verifica-se que o máximo valor de pico da corrente está presente na frequência definida por f_s é de 2,67 A. Os outros valores são apresentados na Figura 96.

Figura 96 - Forma de onda da corrente instantânea que circula nos capacitores das células B1, B2 e B3. (a) Forma de onda da corrente que circula pelo capacitor da célula B1. (b) Forma de onda da corrente que circula pelo capacitor da célula B2. (c) Forma de onda da corrente que circula pelo capacitor da célula B3. (d) Espectro harmônico da corrente que circula pelo capacitor da célula B1. (e) Espectro harmônico da corrente que circula pelo capacitor da célula B2. (f) Espectro harmônico da corrente que circula pelo capacitor da célula B3.

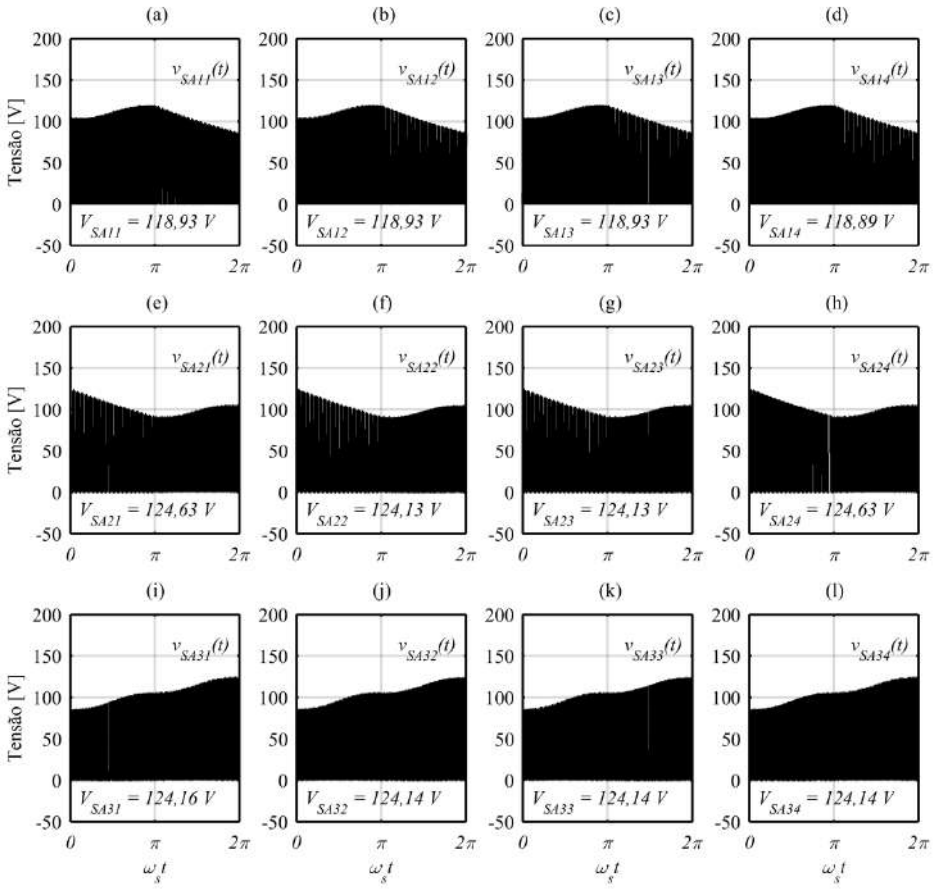


Fonte: Próprio autor.

A Figura 97 apresenta a tensão instantânea sobre os transistores das células no braço superior 1 do conversor *MMC* CA-CA.

Observa-se na Figura 97 que a tensão máxima de bloqueio dos transistores depende do valor médio da tensão sobre o capacitor de cada célula mais a metade da sua ondulação de tensão. Verifica-se também que a forma de onda da tensão de bloqueio apresenta componentes na frequência do sinal portador utilizado na estratégia de modulação *Phase-Shifted*. Dentre os transistores, a tensão máxima de bloqueio verificada em um transistor é de 124,63 V.

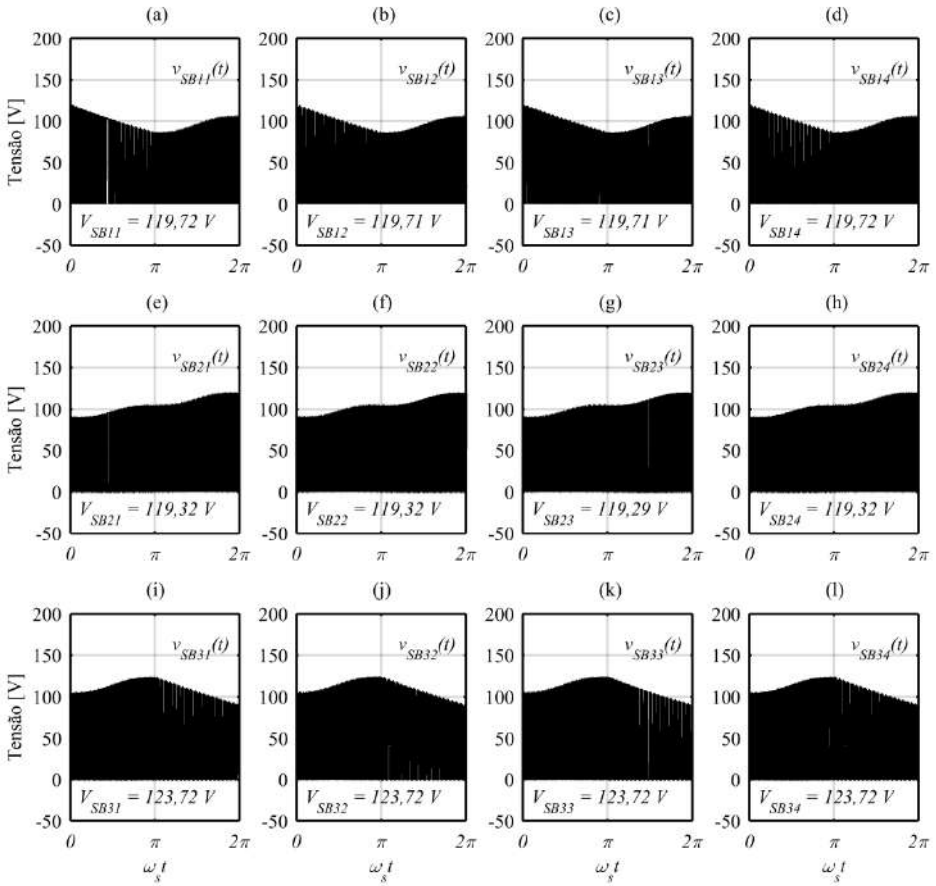
Figura 97 - Forma de onda da tensão instantânea sobre os transistores das células no braço superior 1 do conversor *MMC* CA-CA. (a) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SA11}(t)$. (b) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SA12}(t)$. (c) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SA13}(t)$. (d) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SA14}(t)$. (e) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SA21}(t)$. (f) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SA22}(t)$. (g) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SA23}(t)$. (h) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SA24}(t)$. (i) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SA31}(t)$. (j) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SA32}(t)$. (k) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SA33}(t)$. (l) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SA34}(t)$.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 98 apresenta a tensão instantânea sobre os transistores das células no braço inferior 2 do conversor *MMC* CA-CA.

Figura 98 - Forma de onda da tensão instantânea sobre os transistores das células no braço inferior 2 do conversor *MMC* CA-CA. (a) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SB11}(t)$. (b) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SB12}(t)$. (c) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SB13}(t)$. (d) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SB14}(t)$. (e) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SB21}(t)$. (f) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SB22}(t)$. (g) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SB23}(t)$. (h) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SB24}(t)$. (i) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SB31}(t)$. (j) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SB32}(t)$. (k) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SB33}(t)$. (l) Forma de onda da tensão instantânea $v_{SB34}(t)$.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 98 que a tensão máxima de bloqueio dos transistores depende do valor médio da tensão sobre o capacitor de cada célula mais a metade da sua ondulação de tensão.

Verifica-se também que a forma de onda da tensão de bloqueio

apresenta componentes na frequência do sinal portador utilizado na estratégia de modulação *Phase-Shifted*. Observa-se que a tensão máxima de bloqueio dos transistores depende do valor médio da tensão sobre o capacitor de cada célula mais a metade da sua ondulação de tensão.

Dentre os transistores, a tensão máxima de bloqueio verificada em um transistor é de 123,72 V. Esse valor é aproximadamente igual a soma do valor médio de tensão e o valor pico da ondulação de tensão sobre o capacitor da célula *H-Bridge*.

9.5 RESULTADOS DINÂMICOS

Com o objetivo de avaliar o projeto de controle da corrente de entrada do conversor *MMC* CA-CA, alguns resultados de simulação são apresentados considerando a variação da corrente de entrada a uma resposta degrau no sinal de referência e também a variação da corrente de entrada a uma resposta degrau da carga do conversor. A função de transferência do controlador de corrente adotada no projeto é do controlador PI+polo, onde os seus parâmetros são apresentados na Tabela 22.

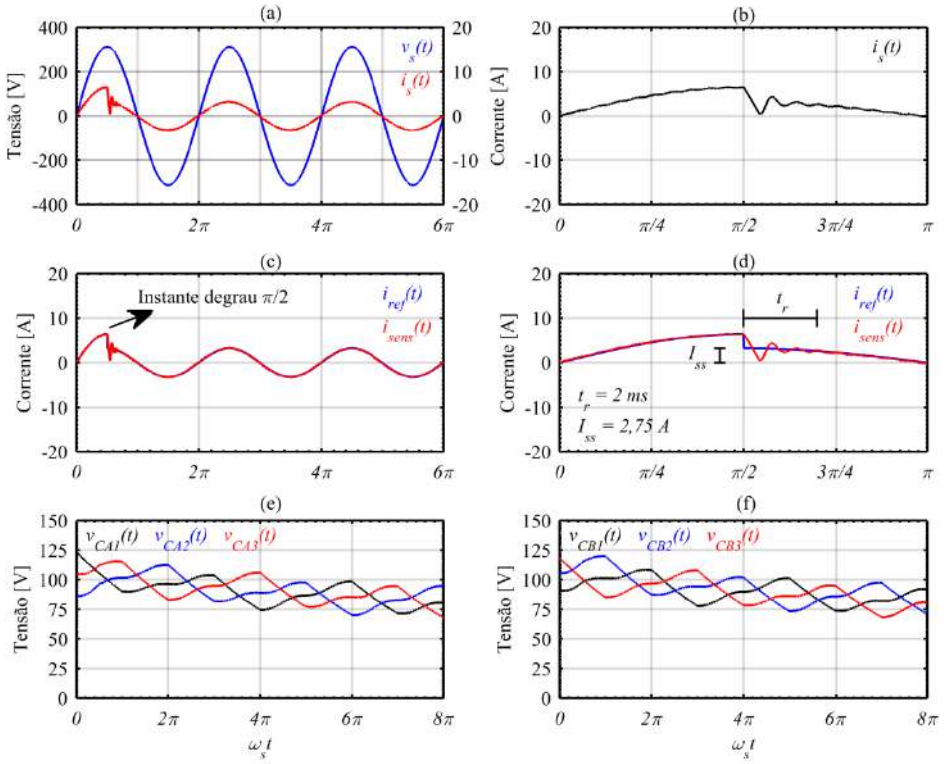
Tabela 22 - Parâmetros do controlador de corrente adotados na simulação do conversor.

Símbolo	Descrição	Valor
k_{ci}	Ganho do controlador de corrente.	35800
$\omega_{z,ci}$	Frequência angular do zero do controlador de corrente.	21,36 krad/s
$\omega_{p,ci}$	Frequência angular do polo do controlador de corrente.	198,55 krad/s

Fonte: Próprio autor.

A primeira análise é em função da resposta ao degrau de 50 % no sinal de referência da corrente. Portanto, foi reduzido o valor de pico da corrente de entrada de 6,428 A para 3,214 A. A Figura 99 apresenta a resposta da corrente de entrada à variação degrau de 50 % no sinal de referência da malha de controle. Observa-se na Figura 99 que o ângulo em que acontece o degrau no sinal de referência da malha de corrente é em π/2.

Figura 99 - Resposta da corrente de entrada a variação degrau de 50 % no sinal de referência da malha de controle. (a) Forma de onda da tensão de entrada $v_s(t)$ e corrente de entrada $i_s(t)$. (b) Detalhe da resposta transitória da corrente de entrada. (c) Forma de onda do sinal de referencia da corrente $i_{ref}(t)$ e do sinal de corrente medido $i_{sens}(t)$. (d) Detalha da resposta transitória do sinal de corrente medido. (e) Forma de onda das tensões nos capacitores das células do braço superior 1. (f) Forma de onda das tensões nos capacitores das células do braço inferior 2.



Fonte: Próprio autor.

Verifica-se que o tempo de resposta em regime permanente é de aproximadamente 2 ms. O valor máximo do sobresinal para essa variação degrau de 50 % é de aproximadamente 2,75 A. Logo após o regime transitório, observa-se que o erro em regime permanente é praticamente nulo, onde o sinal medido da corrente de entrada é igual ao sinal de referência da malha de controle fechada. Como a variação ao degrau no sinal de referência reduziu o valor de amplitude da corrente de entrada, o valor médio da tensão sobre os capacitores de cada célula também diminuiu para o mesmo valor da resistência

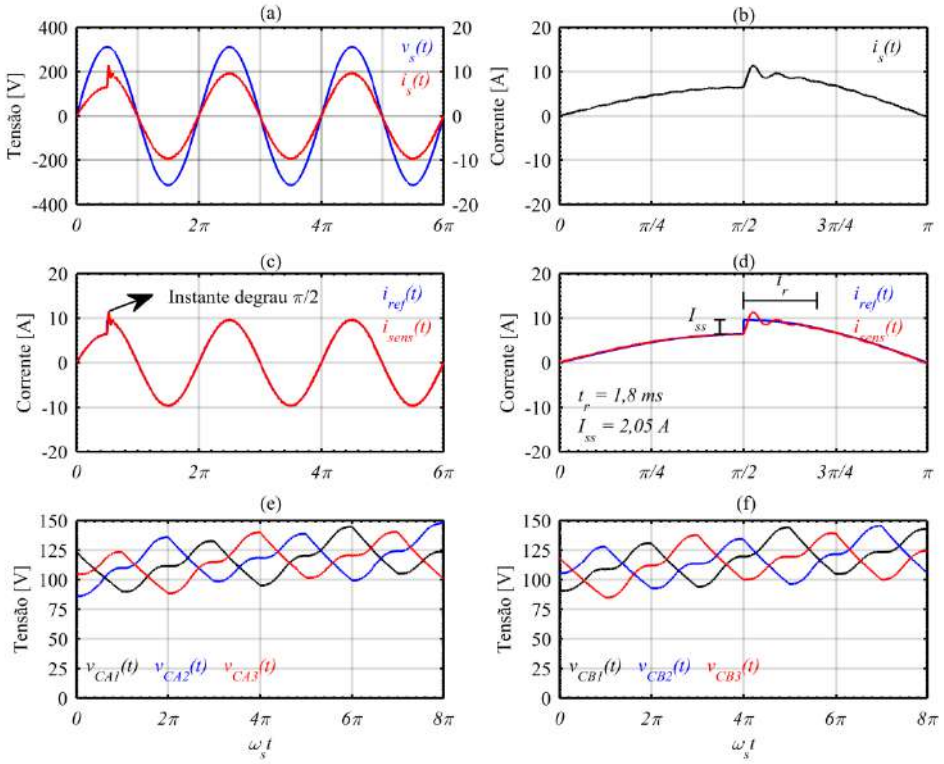
de carga utilizado na simulação.

A quantidade de energia armazenada nos capacitores foi reduzida de acordo com a nova amplitude da corrente de entrada utilizada no ensaio ao degrau no sinal de referência da malha fechada de corrente. Vale ressaltar, que apesar da variação ao degrau no sinal de referência da corrente, as tensões sobre os capacitores de cada célula permaneceram equilibradas devido a lógica de algoritmo de equilíbrio das tensões nos capacitores. A segunda análise é em função da resposta ao degrau de 50 % no sinal de referência da corrente. Portanto, aumentou-se o valor de pico da corrente de entrada de 6,428 A para 9,642 A. As tensões nos capacitores são apresentadas em regime transitório. A Figura 100 apresenta a resposta da corrente de entrada à variação degrau de 50 % no sinal de referência da malha de controle.

Observa-se na Figura 100 que o instante em que acontece o degrau no sinal de referência da malha de corrente é de π/2. Verifica-se que o tempo de resposta em regime permanente é de aproximadamente 1,8 ms. O valor máximo do sobresinal para essa variação degrau de 50 % é de aproximadamente 2,05 A. Logo após o regime transitório, observa-se que o erro em regime permanente é praticamente nulo, onde o sinal medido da corrente de entrada é igual ao sinal de referência da malha de controle fechada. Como a variação ao degrau no sinal de referência aumentou o valor de amplitude da corrente de entrada, o valor médio da tensão sobre os capacitores de cada célula também aumentou para o mesmo valor da resistência de carga utilizado na simulação. Ou seja, a quantidade de energia armazenada nos capacitores aumentou de acordo com a nova amplitude da corrente de entrada utilizada no ensaio ao degrau no sinal de referência da malha fechada de corrente. Vale ressaltar, que apesar da variação ao degrau no sinal de referência da corrente, as tensões sobre os capacitores de cada célula permaneceram equilibradas devido à lógica de algoritmo de equilíbrio das tensões nos capacitores. As tensões nos capacitores são apresentadas em regime transitório.

A terceira análise é em função da adição de uma componente em quadratura no sinal de referência da malha de corrente do conversor em um determinado instante de tempo.

Figura 100 - Resposta da corrente de entrada a variação degrau de 50 % no sinal de referência da malha de controle. (a) Forma de onda da tensão de entrada $v_s(t)$ e corrente de entrada $i_s(t)$. (b) Detalhe da resposta transitória da corrente de entrada. (c) Forma de onda do sinal de referencia da corrente $i_{ref}(t)$ e do sinal de corrente medido $i_{sens}(t)$. (d) Detalha da resposta transitória do sinal de corrente medido. (e) Forma de onda das tensões nos capacitores das células do braço superior 1. (f) Forma de onda das tensões nos capacitores das células do braço inferior 2.



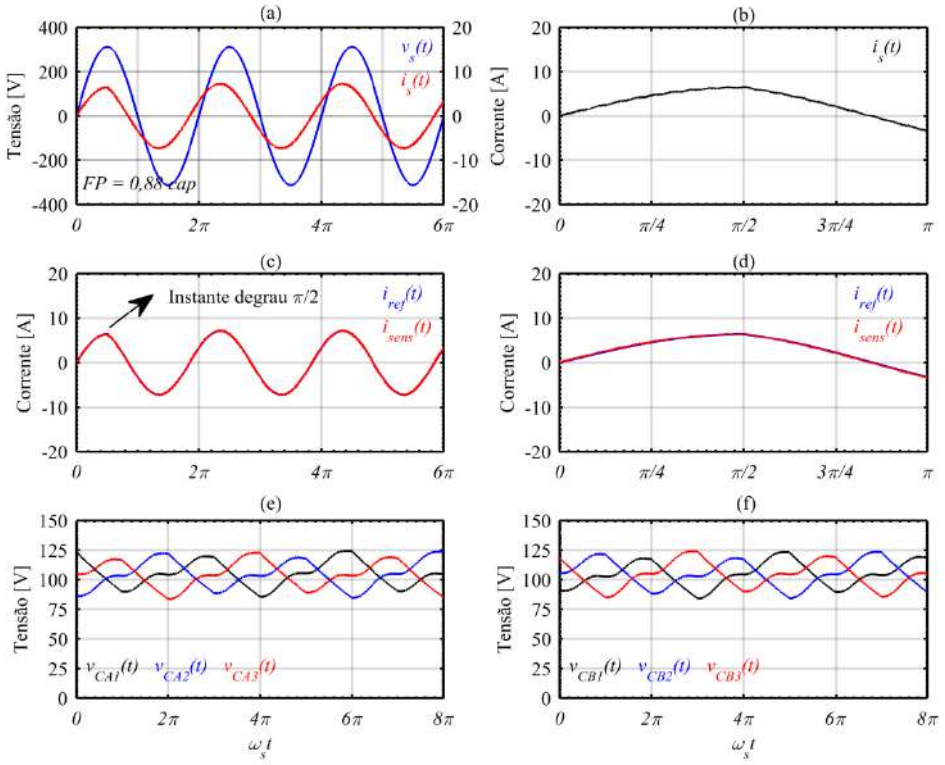
Fonte: Próprio autor.

A Figura 101 apresenta a resposta da corrente de entrada em relação a adição de uma componente em quadratura no sinal de referência da malha de corrente do conversor.

Observa-se na Figura 101 que o instante em que acontece a adição de uma componente em quadratura no sinal de referência da malha de corrente é de π/2. Verifica-se que o erro em regime permanente é praticamente nulo e que não existe sobresinal para esse tipo de perturbação. Verifica-se que o fator de potência de entrada é de 0,88 capacitivo. Vale ressaltar que as tensões

sobre os capacitores de cada célula permaneceram equilibradas devido à lógica de algoritmo de equilíbrio das tensões nos capacitores.

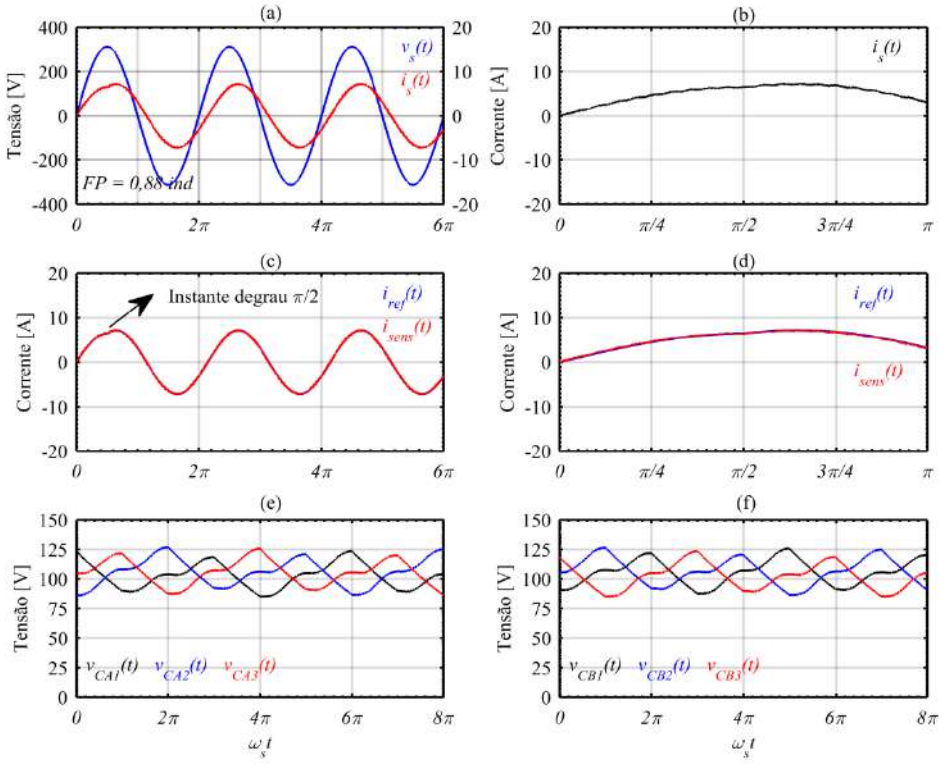
Figura 101 - Resposta da corrente de entrada em relação à adição de uma componente em quadratura no sinal de referência da malha de corrente do conversor. (a) Forma de onda da tensão de entrada $v_s(t)$ e corrente de entrada $i_s(t)$. (b) Detalhe da resposta transitória da corrente de entrada. (c) Forma de onda do sinal de referencia da corrente $i_{ref}(t)$ e do sinal de corrente medido $i_{sens}(t)$. (d) Detalhe da resposta transitória do sinal de corrente medido. (e) Forma de onda das tensões nos capacitores das células do braço superior 1. (f) Forma de onda das tensões nos capacitores das células do braço inferior 2.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 102 apresenta a resposta da corrente de entrada em relação à adição de uma componente em quadratura indutiva no sinal de referência da malha de corrente do conversor. Observa-se na Figura 102 que o instante em que acontece a adição de uma componente em quadratura no sinal de referência da malha de corrente é de π/2.

Figura 102 - Resposta da corrente de entrada em relação à adição de uma componente em quadratura indutiva no sinal de referência da malha de corrente do conversor. (a) Forma de onda da tensão de entrada $v_s(t)$ e corrente de entrada $i_s(t)$. (b) Detalhe da resposta transitória da corrente de entrada. (c) Forma de onda do sinal de referencia da corrente $i_{ref}(t)$ e do sinal de corrente medido $i_{sens}(t)$. (d) Detalha da resposta transitória do sinal de corrente medido. (e) Forma de onda das tensões nos capacitores das células do braço superior 1. (f) Forma de onda das tensões nos capacitores das células do braço inferior 2.



Fonte: Próprio autor.

Verifica-se que o erro em regime permanente é praticamente nulo e que não existe sobresinal para esse tipo de perturbação. Verifica-se que o fator de potência de entrada é de 0,88 indutivo. Vale ressaltar que as tensões sobre os capacitores de cada célula permaneceram equilibradas devido à lógica de algoritmo de equilíbrio das tensões nos capacitores.

Verificou-se que em ambas as análises de perturbações no sinal de referência da malha de controle de corrente, a resposta dinâmica do

controlador projetado atendeu as especificações exigidas para o projeto do conversor. Os resultados apresentados em regime permanente também apresentaram bom desempenho do conversor diante das especificações de projeto em baixa tensão adotado para a implementação do conversor.

9.6 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou os resultados de simulação do conversor *MMC* CA-CA a partir da operação ideal em regime permanente e considerando algumas não idealidades como resistências parasitas e a necessidade da lógica de equilíbrio das tensões sobre cada capacitor. As especificações adotadas para obter os resultados de simulação foram baseadas no desenvolvimento do conversor *MMC* CA-CA em baixa tensão. Destacam-se algumas especificações como: potência aparente de entrada de 1 kVA, valor eficaz da tensão de entrada de 220 V, tensão eficaz de saída 127 V, frequência de entrada de 60 Hz, frequência de saída de 2 kHz, frequência do sinal portador de 5 kHz, modo de operação *2N+1*, estratégia de modulação *Phase-Shifted*, número de células por braço igual à 3, número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ igual à 5 e número de níveis da tensão de saída $v_o(t)$ igual à 3. Os resultados inicialmente obtidos foram do conversor *MMC* CA-CA operando em condições de regime permanente de forma ideal sem a necessidade da execução da lógica de equilíbrio das tensões nos capacitores. Os resultados apresentam as características principais das estratégias de modulação adotadas para o acionamento dos transistores de cada célula *H-Bridge* utilizada no conversor. Verificaram-se as principais componentes harmônicas presentes em cada sinal de tensão e corrente e os valores obtidos nas principais grandezas medidas.

A partir dos resultados de simulação da operação não ideal do conversor *MMC* CA-CA em regime permanente, verificou-se algumas componentes harmônicas de média frequência presentes nos sinais da corrente de entrada do conversor e consequentemente na tensão sobre o indutor de entrada. Algumas justificativas foram apresentadas como desequilíbrio instantâneo das correntes em cada braço do conversor. Isto ocasionou em uma pequena

distorção na forma de onda da corrente de entrada do conversor, aumentando a distorção harmônica total da corrente de entrada e consequentemente diminuindo o fator de potência de entrada do conversor. Ainda durante a análise dos resultados, verificou-se o funcionamento da lógica de equilíbrio das tensões nos capacitores, implementada de forma a executar a cada ciclo de rede da tensão de entrada do conversor. Os resultados obtidos foram satisfatórios do ponto de vista das especificações adotadas para operação do conversor. Além dos resultados obtidos via regime permanente das principais grandezas avaliadas, os resultados dos esforços nos componentes semicondutores foram obtidos com o intuito de implementar o conversor *MMC* CA-CA. Após a análise dos resultados em regime permanente do conversor, foram verificados os resultados dinâmicos para análise da malha fechada de controle da corrente de entrada do conversor. Observou-se que a ação de controle da corrente de entrada atuou de forma satisfatória com resposta transitória rápida e pequeno sobressinal na corrente de entrada à variação degrau de 50%. Durante a aplicação da variação ao degrau, os resultados apresentaram o equilíbrio das tensões nos capacitores de forma satisfatória no regime transitório. Neste mesmo intuito, foi possível observar a operação do conversor com a injeção de reativos com a rede, atribuindo fator de potência de 0,88 indutivo e capacitivo para ambas as condições de operação do conversor *MMC* CA-CA. A função foi possível devido a adição de uma componente em quadratura no sinal de referência da malha de controle da corrente de entrada. A partir desses resultados foi possível realizar a implementação do conversor *MMC* CA-CA para condições de ensaio em baixa tensão.

10 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo apresenta a implementação do protótipo de baixa tensão do conversor *MMC* CA-CA e os resultados experimentais obtidos durante os testes em laboratório. São apresentados as dificuldades de implementação e os desafios obtidos durante os testes de laboratório.

10.1 IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR *MMC* CA-CA

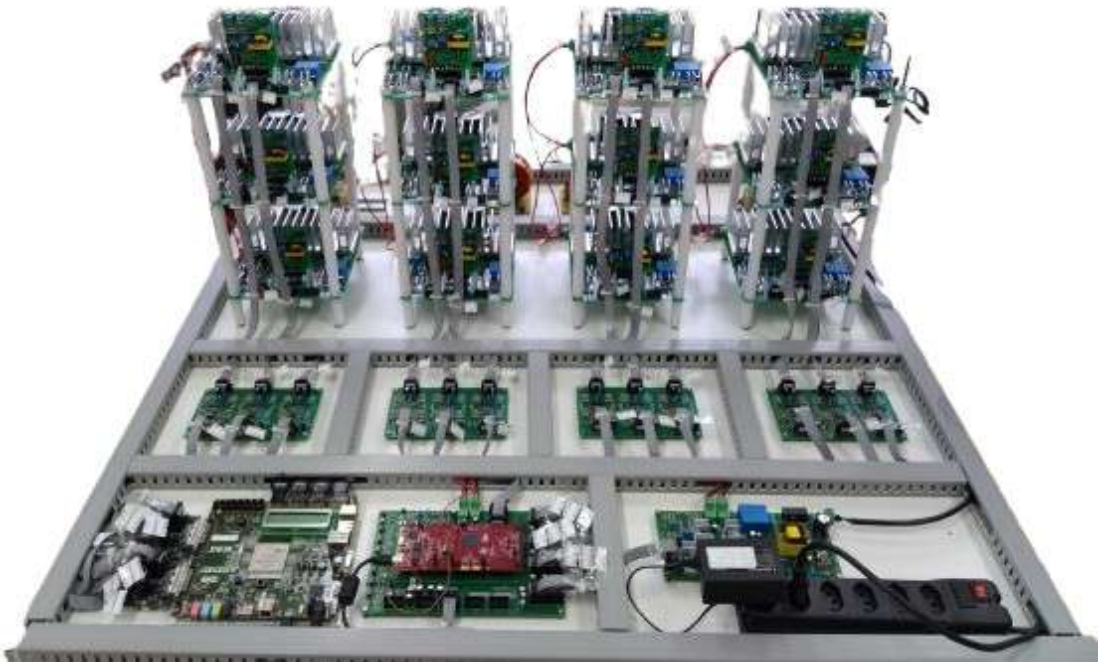
As especificações para implementação do conversor *MMC* CA-CA são as mesmas apresentadas no Capítulo 9. Portanto, adotaram-se especificações de baixa tensão considerando 3 células em cada braço do conversor. A implementação foi dividida em estágio de potência, condicionamento, controle e acionamento e circuitos auxiliares. Inicialmente, o *layout* e projeto de implementação do conversor foi desenvolvido de forma a separar os circuitos de potência dos circuitos de condicionamento e controle. Foram desenvolvidas torres de placas de potência separando as ligações de cada braço e entre os braços do conversor. A Figura 103 apresenta o protótipo do conversor *MMC* CA-CA implementado em baixa tensão.

Observa-se na Figura 103 que o conversor apresenta 3 células de potência em cada braço do conversor. Os circuitos de condicionamento de sinal foram implementados em placas separadas. O processador digital de sinais (*DSP*) e o circuito lógico programável (*FPGA*) também foram implementados de forma separada dos circuitos de condicionamento de sinal. As células *H-Bridge* estão presentes no estágio de potência do conversor. A Figura 104 apresenta o *layout* da placa de potência desenvolvida para cada célula do conversor *MMC* CA-CA.

O *layout* da placa de potência foi desenvolvido em duas camadas com dimensões de 20 cm x 16 cm. O circuito de potência engloba a topologia *H-Bridge* com filtro capacitivo, os circuitos de acionamento dos transistores de potência, os sensores de efeito *Hall* para medição da corrente que circula no braço do conversor e para medição da tensão no barramento CC da célula de potência e uma fonte auxiliar isolada responsável pela alimentação auxiliar dos

circuitos de acionamento dos transistores e circuitos de condicionamento de sinal. Cada célula de potência apresenta vários conectores em seu *layout* conforme visto na Figura 104.

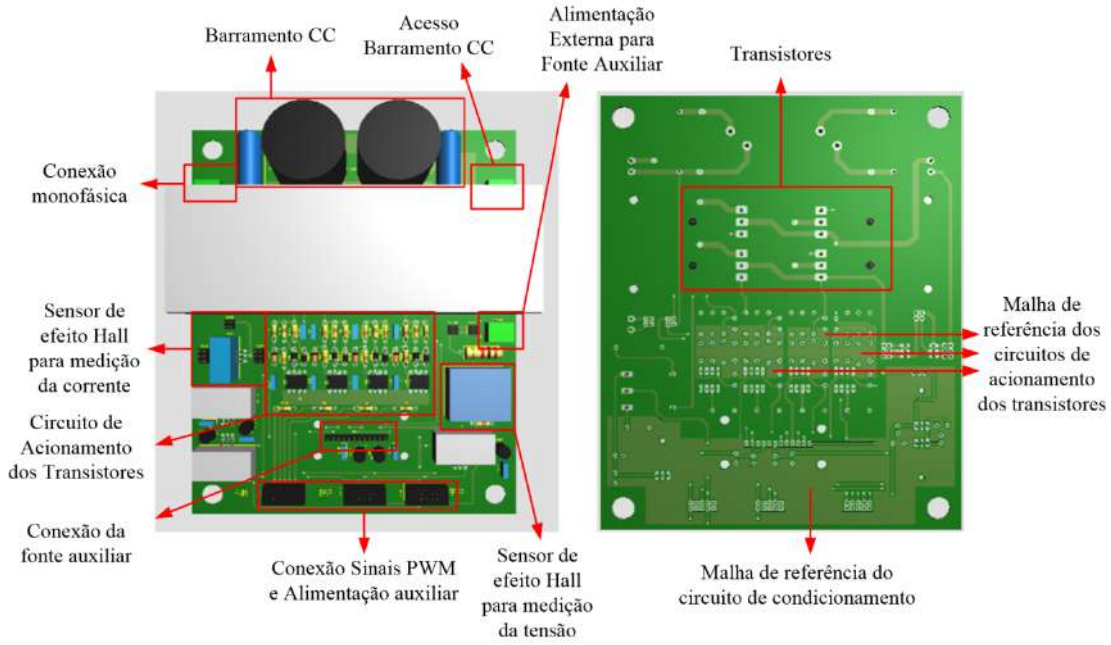
Figura 103 - Protótipo do conversor *MMC* CA-CA implementado em baixa tensão.



Fonte: Próprio autor.

Além da utilização de um conector para conexão monofásica da célula *H-Bridge*, também é utilizado um conector de acesso ao barramento CC da célula de potência, caso exista a necessidade de realizar a alimentação deste barramento de forma isolada. Outro conector também é utilizado para alimentação CC externa da fonte de alimentação auxiliar para os circuitos auxiliares da placa e de condicionamento. As outras conexões são utilizadas para interligação da alimentação auxiliar de 15 V, -15 V e 5 V para circuitos de condicionamento de sinal. Os circuitos de acionamento dos transistores utilizam tensão máxima CC de 24 V. Também existe a conexão dos sinais de comando *PWM* que são oriundos do *FPGA*. Os sinais apresentam um nível máximo de tensão de 3,3 V e assim são utilizados na entrada dos circuitos de acionamentos de transistores.

Figura 104 - *Layout* da placa de potência desenvolvida para cada célula do conversor *MMC* CA-CA.



Fonte: Próprio autor.

A opção de alimentação externa da fonte auxiliar pode ser configurada para alimentação direta do barramento CC da célula de potência. No entanto, alguns problemas práticos foram observados principalmente na energização dos circuitos. Desta maneira, foi implementada a operação dessa fonte auxiliar a partir da alimentação externa CC.

Os semicondutores de potência utilizados em cada célula foram transistores *IGBT* modelo APT15GT60BRDQ1 com capacidade de tensão de bloqueio de 600 V e valor médio da corrente de condução de 20 A. O modelo do transistor apresenta características de baixa queda de tensão, baixa corrente de cauda, menor corrente de dispersão e alta frequência de comutação de até 150 kHz. É claro que este valor de frequência de comutação depende do valor médio da corrente de coletor do transistor. Quanto maior o valor médio da corrente de coletor menor é a frequência de comutação do transistor. Para uma corrente de 20 A, a frequência de comutação máxima é de 50 kHz. O encapsulamento do transistor utilizado é o modelo TO-247.

No filtro capacitivo da célula *H-Bridge*, foram utilizados capacitores eletrolíticos e de polipropileno. Os capacitores eletrolíticos foram especificados

com capacitância de 470 µF, tensão de 450 V e encapsulamento *snap-in*. Os capacitores de polipropileno utilizados como filtros de alta frequência foram especificados com capacitância de 1 µF e tensão de 400 V. Foram associados em paralelo dois capacitores eletrolíticos e dois capacitores de polipropileno.

O sensor de efeito *Hall* utilizado para medição de corrente foi especificado pelo modelo LTS15NP. O sensor apresenta medição máxima de corrente de 15 A eficaz. O sinal de saída do sensor é em tensão com nível médio de 2,5 V e valor de pico máximo de 3,125 V. O modelo de sensor foi escolhido devido à característica de condicionar o sinal de tensão sem a necessidade de incremento de um nível médio no circuito de condicionamento. O sensor de efeito Hall utilizado para medição de tensão foi especificado o modelo LV20P. O sensor apresenta medição máxima de tensão de 500 V. Para realizar a medição de tensão é necessária a utilização de um resistor com o intuito de limitar a corrente no enrolamento primário do sensor de efeito Hall. O sinal de saída do sensor também é por corrente e para conversão do sinal de corrente para tensão, também é utilizado um resistor de forma a atender esta necessidade. A corrente máxima suportada pelo enrolamento de entrada do sensor é de 10 mA. A corrente máxima de saída do sensor é de 25 mA.

O circuito de acionamento de transistores foi implementado a partir de um optoacoplador modelo HCPL-3120. O optoacoplador é adequado para o acionamento de transistores *IGBT* com tensão de bloqueio de até 1,2 kV e corrente nominal de até 100 A. O sinal de comando deve apresentar amplitude de até 5 V na entrada do optoacoplador, sendo que sua corrente nominal de entrada é de 25 mA. A tensão de alimentação na saída do optoacoplador pode apresentar uma diferença de potencial em seus terminais de até 35 V. As condições nominais de operação são especificadas como: tensão de alimentação na saída do optoacoplador entre 15 V à 30 V, corrente média de entrada de 7 mA à 16 mA. Os tempos de subida e descida do sinal *PWM* são de aproximadamente 100 ns. Com o sinal *PWM* oriundo do *FPGA*, o nível de tensão máximo na entrada do optoacoplador é de 3,3 V. Utilizou-se um resistor em série para limitar a corrente de entrada do optoacoplador. A tensão de alimentação na saída do optoacoplador foi de 24 V proveniente da fonte auxiliar isolada de cada célula *H-Bridge*. No entanto, foi desenvolvido um circuito para

realizar o bloqueio dos transistores com tensão negativa de -9 V. Portanto, no momento em que o transistor está em condução o nível da tensão de comando é de 15 V e no momento em que o transistor está bloqueado o nível da tensão de comando é de -9 V. Este patamar negativo auxilia no bloqueio do transistor sem interferências no sinal de comando. Com o nível de tensão apenas em 0 V quando o transistor estiver bloqueado qualquer interferência de sinal pode alcançar o nível de tensão de *threshold* do transistor, fazendo com que o transistor entre em condução e bloqueio em pequenos intervalos de tempo, ocasionando em um mal funcionamento do componente.

Outros componentes foram utilizados na placa de potência como capacitores de filtragem e desacoplamento para cada ponto de alimentação dos circuitos. Além disto, para obter os níveis de tensão de 15 V, - 15 V e 5 V, foram utilizados reguladores lineares com alimentação de entrada de 24 V oriunda da fonte auxiliar isolada de alimentação.

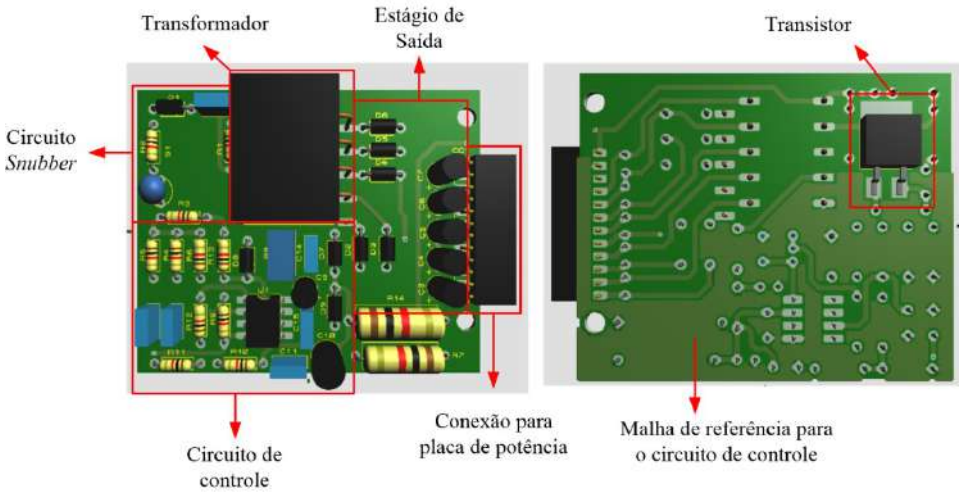
A Figura 105 apresenta o *layout* da placa da fonte auxiliar isolada de alimentação para cada célula individual do conversor *MMC* CA-CA.

O *layout* da placa da fonte auxiliar isolada de alimentação foi desenvolvida em duas camadas com dimensões de 8 cm x 6,5 cm. A topologia adotada para o desenvolvimento da fonte auxiliar foi do conversor *Flyback* na conversão CC-CC de energia. A alimentação de entrada do conversor *Flyback* foi realizada de forma externa. Portanto, foi desenvolvido um retificador monofásico de onda completa na alimentação de entrada de todos os conversores *Flyback* utilizado nas células do conversor *MMC*.

O conversor *Flyback* foi especificado para operar no modo de condução descontínua com potência nominal de 9 W, tensão mínima de entrada de 100 V eficaz, tensão máxima de entrada de 250 V eficaz, frequência de comutação de 70 kHz e 5 saídas isoladas de 24 V sendo uma saída para alimentação auxiliar do circuito de controle do conversor *Flyback*.

O circuito de controle do conversor *Flyback* foi desenvolvido com a utilização do circuito integrado UC3844, que além de possibilitar o controle de pico da corrente de entrada do conversor a partir da leitura da tensão de saída, faz também a adequação do nível de tensão para o acionamento do transistor utilizado no conversor.

Figura 105 - *Layout* da placa da fonte auxiliar isolada de alimentação para cada célula individual do conversor *MMC* CA-CA.



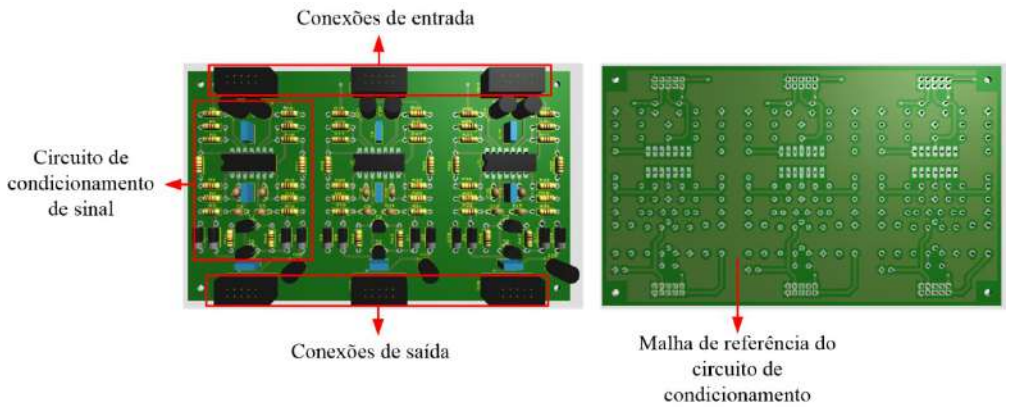
Fonte: Próprio autor.

O transistor utilizado foi de modelo STGB6NC60HD no encapsulamento *D²PAK*. Esse transistor é um transistor *IGBT* com tensão de bloqueio de 600 V e corrente nominal de 7 A. No *layout* do circuito de potência foi utilizado dois circuitos *snubber*. Um circuito RCD responsável pelo grampeamento da tensão sobre o transistor *IGBT* e outro circuito RC responsável pelo amortecimento das oscilações de tensão sobre o transistor *IGBT*. O conector de saída faz a conexão da alimentação de entrada do conversor *Flyback* e a conexão da alimentação para os circuitos de acionamento dos transistores e circuitos auxiliares da placa de potência.

As conexões entre a placa de potência e as placas de condicionamento de sinal e sinais de comando foram inicialmente implementadas a partir de cabos *Flat*. Assim, além dos sinais das medições de corrente e tensão, foram conectadas também as tensões de alimentação dos circuitos auxiliares para as placas de condicionamento de sinal.

A Figura 106 apresenta o *layout* da placa de condicionamento de sinal utilizada no protótipo do conversor *MMC*.

Figura 106 - *Layout* da placa de condicionamento de sinal utilizada no protótipo do conversor *MMC*.

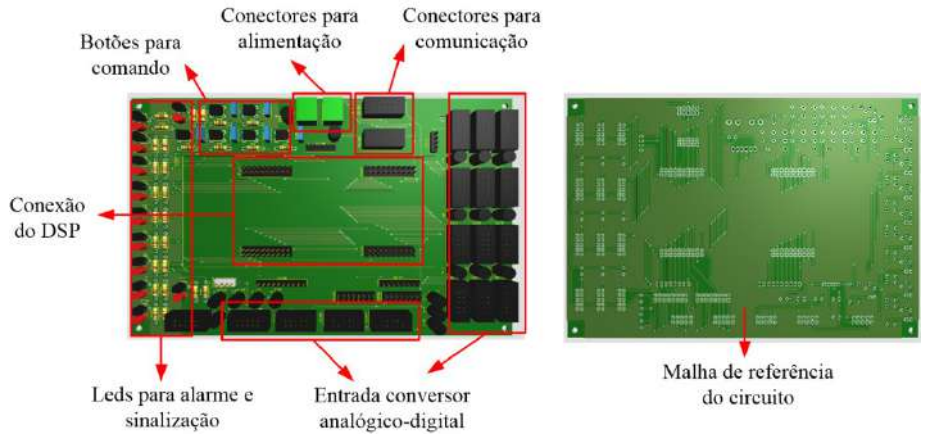


Fonte: Próprio autor.

O *layout* da placa de condicionamento de sinal foi desenvolvido em duas camadas com dimensões de 15 cm x 9 cm. Observa-se na Figura 106 as conexões de entrada e saída da placa de condicionamento de sinal e o circuito desenvolvido. O circuito de condicionamento de sinal possibilita o condicionamento de três leituras de corrente e três leituras de tensão. Cada placa desenvolvida no protótipo é responsável pelo condicionamento do sinal medido das tensões e corrente de cada braço do conversor *MMC*. O circuito de condicionamento de sinal engloba um circuito amplificador inversor com ganho próximo de 1 e um filtro passa-baixa ativo com ganho unitário. O circuito amplificador inversor é responsável pela adequação de ganho do sinal medido e o filtro passa-baixa ativo é responsável pela atenuação da componentes de alta frequência do sinal medido. Para ambos os circuitos foi utilizado o amplificador operacional TL084 com alimentação simétrica de 15 V e -15 V. Além disto, foram utilizados diodos de proteção na saída do filtro passa-baixa ativo. Esses diodos tem o papel de grampear a tensão em 3,3 V caso o sinal medido ultrapasse esse nível de tensão. O grampeamento também é realizado caso a tensão do sinal seja negativa. O modelo do diodo utilizado é o SB260. A proteção serve para que a entrada do conversor analógico-digital do *DSP* não seja danificada. Alguns capacitores para filtragem e desacoplamento são utilizados também na alimentação do circuito de condicionamento. As conexões entre as placas de condicionamento de sinal e o *DSP* foram realizadas inicialmente por cabos *Flat*.

A Figura 107 apresenta o *layout* da placa de interface do *DSP*.

Figura 107 - *Layout* da placa de interface do *DSP*.



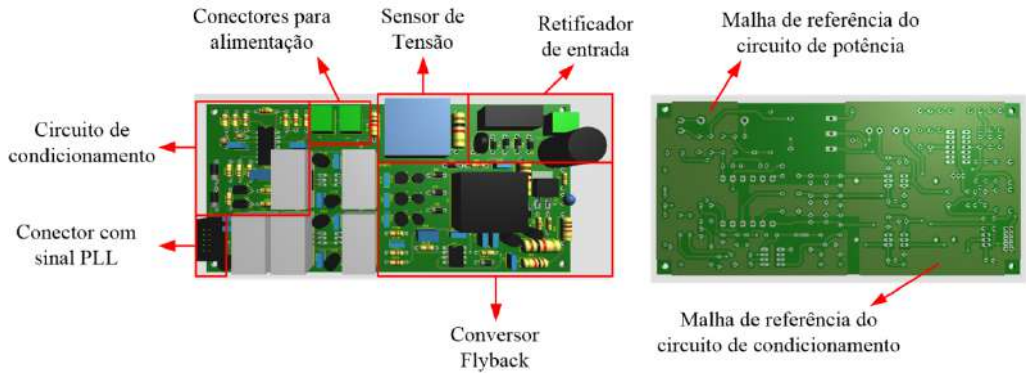
Fonte: Próprio autor.

O *layout* da placa de interface do *DSP* foi desenvolvido em duas camadas com dimensões de 20 cm x 13 cm. O desenvolvimento desta placa foi realizado de forma a facilitar as conexões dos sinais medidos com a placa de desenvolvimento do *DSP*.

Observam-se na Figura 107 que são disponibilizados 16 conectores para entrada dos sinais analógicos obtidos das placas de condicionamento de sinal. Os 16 conectores representam a quantidade de conversores analógico-digital presentes no *DSP*. Além disto, foi desenvolvida duas conexões para comunicação entre o *DSP* e *FPGA* utilizado no protótipo. Neste caso, foi desenvolvida a comunicação paralela entre os dispositivos por meio de 16 pinos disponíveis. Cada pino pode ser representado por um bit da comunicação. Também foram implementados 2 conectores de alimentação da placa de interface. Uma alimentação em 5 V para circuitos auxiliares da placa e outra alimentação em 3,3 V. A alimentação em 3,3 V serve para a placa de desenvolvimento do *DSP*. Uma interface com botões e leds para alarme e sinalização foi desenvolvida com o objetivo de realizar o comando do conversor e verificar situações de falha. A alimentação da placa de interface do *DSP* é realizada a partir de uma fonte auxiliar também desenvolvida no protótipo.

A Figura 108 apresenta o *layout* da placa da fonte auxiliar para alimentação da placa de interface do *DSP*.

Figura 108 - *Layout* da placa da fonte auxiliar para alimentação da placa de interface do *DSP*.



Fonte: Próprio autor.

O *layout* da placa da fonte auxiliar para alimentação da placa de interface do *DSP* foi desenvolvido em duas camadas com dimensões de 9 cm x 18 cm. O conversor *Flyback* dessa fonte auxiliar foi dimensionado para operar em modo de condução descontínua, potência nominal de 12 W e tensão de entrada mínima eficaz de 90 V e máxima eficaz de 240 V. A frequência de comutação dimensionada de 75 kHz e com quatro saídas isoladas para alimentação dos circuitos auxiliares. A tensão de saída foi especificada para ter 24 V em três saídas isoladas do conversor e -24 V para outra saída. O circuito integrado UC3844 foi utilizado para o controle do conversor e acionamento do transistor *IGBT* modelo STGB6NC60HD.

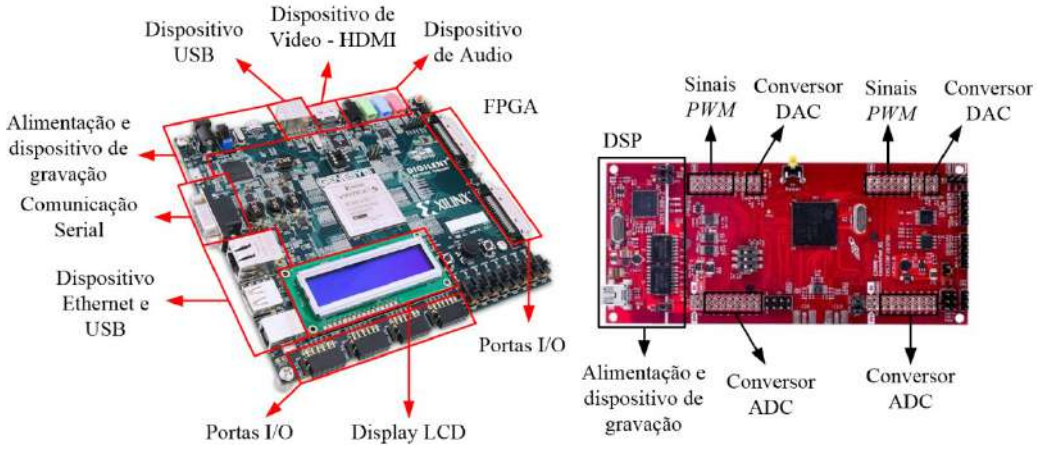
Para adequar os níveis de tensão nos circuitos auxiliares foram adotados reguladores lineares de tensão para 15 V e -15 V, 5 V e 3,3 V. Um retificador de entrada monofásico de onda completa com filtro capacitivo foi implementado para converter a tensão de entrada alternada para contínua e alimentar o conversor *Flyback*. O retificador também foi utilizado um fusível como dispositivo de proteção da fonte e um termistor *NTC* para limitar a corrente de partida do retificador com filtro capacitivo. O termistor *NTC* utilizado apresenta resistência de 22 Ω. Além dos circuitos de potência, foi desenvolvido um circuito auxiliar para medição da tensão de entrada do conversor *MMC* CA-CA. Este circuito é necessário para realizar o sincronismo entre a tensão modulada $v_{pwm}(t)$ pelo conversor *MMC* com a tensão de entrada $v_s(t)$. Portanto, foi utilizado um sensor de tensão de efeito *Hall* de modelo LV-20P e o mesmo

circuito de condicionamento com amplificador inversor de ganho próximo de 1, um filtro passa-baixa ativo com o ganho próximo de 1 e um circuito somador para adicionar um nível médio no sinal de tensão medido. O sinal de tensão condicionado é enviado para o *DSP* para realizar a aquisição e executar o algoritmo de sincronismo das tensões. Dois conectores de saída da fonte auxiliar foram utilizados para alimentação em 5 V e 3,3 V da placa de interface do *DSP*.

O *DSP* e o *FPGA* são os dispositivos de comando e controle utilizados no protótipo do conversor *MMC*. O processador digital de sinais é do modelo TMS320F28379D. O modelo é um kit de desenvolvimento fornecido pela *Texas Instruments*. O dispositivo possibilita a utilização de 24 conversores analógico-digital, 12 saídas de sinal *PWM* sendo 4 saídas utilizadas como temporizador, 4 conversores digital-analógico com 4 saídas analógicas, comunicação *SPI*, *I2C* e *UART*. O circuito lógico programável é do modelo XC5VLX50T. Esse modelo é um kit de desenvolvimento VIRTEX 5 fornecido pela *Xilinx*. Esse dispositivo também possibilita a interligação com vários dispositivos de vídeo e áudio além das interfaces de comunicação. No protótipo, esse dispositivo foi utilizado devido à necessidade de 48 sinais *PWM* para o comando dos transistores do conversor *MMC*.

A Figura 109 apresenta os dispositivos de comando e controle utilizado no protótipo *MMC* CA-CA.

Figura 109 - Dispositivos de comando e controle utilizado no protótipo *MMC* CA-CA.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 109 alguns dos dispositivos disponibilizados pelo kit de desenvolvimento utilizado no protótipo do conversor *MMC*. Apesar de o *DSP* apresentar a disponibilidade de sinais *PWM* em sua interface, esses sinais foram implementados no circuito lógico programável, ou seja, no *FPGA* e utilizaram-se as portas I/O para o envio dos sinais *PWM* para as células de potência do conversor. Verifica-se que grande parte das portas I/O do *FPGA* estão interligadas no conector VHDCI do kit de desenvolvimento. Portanto, foi necessária a aquisição de uma placa para alterar a conexão entre o conector *VHDCI* e o conector de barra de pinos.

A Figura 110 apresenta o modelo da placa que altera a conexão de *VHDCI* para barra de pinos.

Figura 110 - Modelo da placa que altera a conexão de *VHDCI* para barra de pinos.

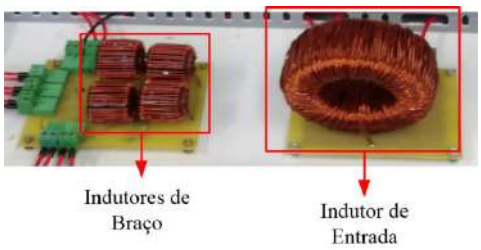


Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 110 que a placa de interface entre as conexões possibilita a conexão dos sinais em barra de pinos ou na conexão *HDMI*. No total são 68 pinos que podem ser conectados entre barra de pinos e conexão *HDMI*. Desta maneira, foi possível realizar as conexões de comando entre o *FPGA* e as células de potência do conversor *MMC*. No total, foram conectados 48 sinais *PWM* via cabo *Flat*. Além disto, também se utilizou as conexões para alimentação e comunicação paralela entre o *FPGA* e o *DSP* via cabo *Flat* e conexão por barra de pinos.

Os indutores utilizados no conversor *MMC* CA-CA são apresentados na Figura 111. O indutor de entrada apresenta um volume maior do que os indutores de braço utilizado no conversor. O indutor de entrada possui núcleo toroidal de material *Sendust* S26 da fabricante Magmattec.

Figura 111 - Indutores utilizados no conversor *MMC* CA-CA.



Fonte: Próprio autor.

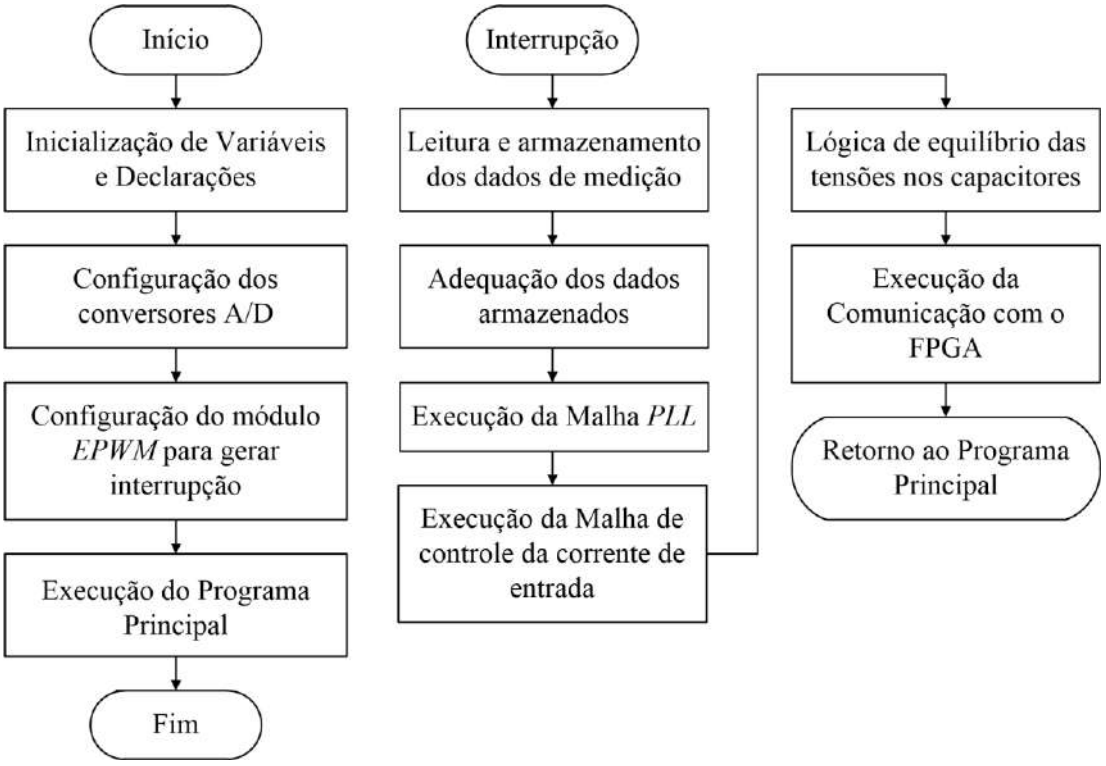
O modelo do núcleo é o MMTS60T7713. Esse tipo de núcleo é utilizado em aplicações de correção do fator de potência. O indutor apresenta indutância de 8,2 mH. Os indutores de braço também possuem núcleo toroidal do mesmo material utilizado no indutor de entrada. O modelo do núcleo utilizado é o MMTS26T2711. Os indutores de braço apresentam indutância de 200 µH.

10.2 IMPLEMENTAÇÃO DO *FIRMWARE*

A implementação do *firmware* foi realizada tanto no *DSP* quanto no *FPGA*. A linguagem C++ foi utilizada para o desenvolvimento do *firmware* no *DSP*. A linguagem *Verilog* foi utilizada para o desenvolvimento do *firmware* no *FPGA*. O desenvolvimento do *firmware* foi dividido na leitura de dados, comunicação, lógica de ordenação e equilíbrio das tensões nos capacitores, ação de controle, estratégia de modulação e lógica de tempo morto nos sinais de comando dos transistores. A estratégia de modulação e lógica de tempo morto foi implementada no *FPGA*. Isto porque a execução do *firmware* no *FPGA* é realizada através de circuitos lógicos de forma paralela com poucas execuções sequenciais de acordo com a lógica desenvolvida. As outras rotinas foram desenvolvidas no *DSP* devido à facilidade de execução do *firmware* de forma sequencial. A Figura 112 apresenta o algoritmo básico do programa executado no *DSP*.

A malha de controle da corrente de entrada é executada a partir da discretização da função de transferência obtida no domínio da frequência conforme apresentado no Capítulo 9. O método *Tustin* foi utilizado para discretização da função de transferência do controlador obtido no domínio da frequência.

Figura 112 – Algoritmo básico do programa executado no DSP.



Fonte: Próprio autor.

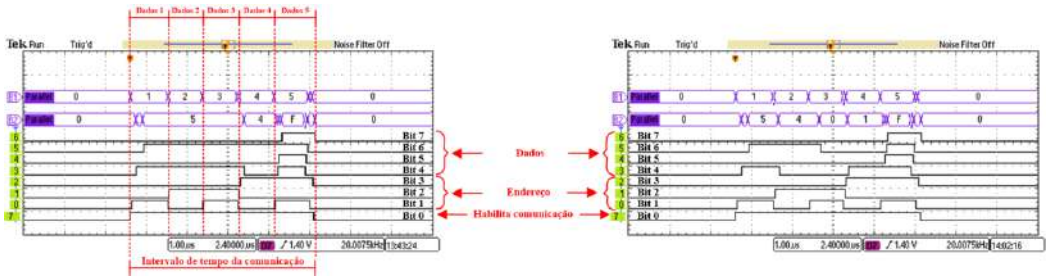
Após a execução da malha de controle da corrente de entrada do conversor é realizada a execução do algoritmo de ordenação. O algoritmo de ordenação utilizado é o *Bubble Sort*. O *DSP* informa ao *FPGA* qual célula apresenta maior ou menor tensão. O algoritmo executa uma vez a cada ciclo da tensão de entrada do conversor. Ao fim é executado o algoritmo de comunicação com o *FPGA*. No total são utilizadas 16 saídas do *DSP* para realizar a comunicação. A comunicação é dividida em 8 saídas do *DSP* para comunicar o resultado do algoritmo de ordenação e outras 8 saídas para comunicar o resultado da ação de controle da malha da corrente de entrada. A ação de controle resulta no sinal modulante da estratégia de modulação.

A Figura 113 apresenta o funcionamento da comunicação enviando os dados resultantes do algoritmo de ordenação.

Observa-se na Figura 113 que existem 8 bits para envio dos dados referente ao resultado do algoritmo de seleção do conversor. O Bit 0 é responsável pela habilitação da comunicação. Os Bits 1, 2 e 3 são os bits de

endereçamento da comunicação, ou seja, esses bits informam ao *FPGA* que tipo de dado está sendo enviado.

Figura 113 - Funcionamento da comunicação enviando os dados resultantes do algoritmo de ordenação.



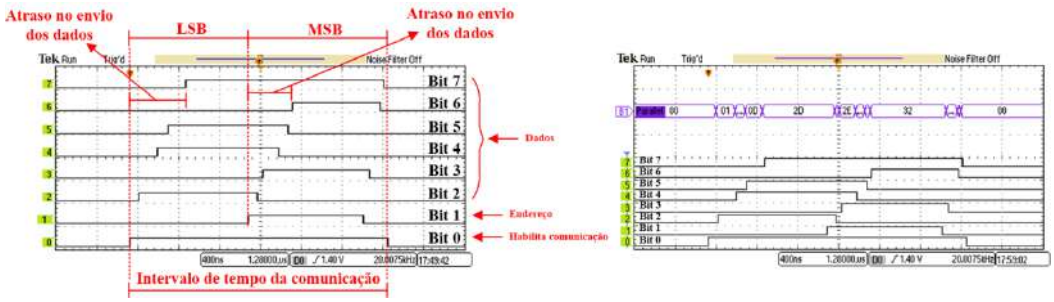
Fonte: Próprio autor.

Os Bits 4, 5, 6 e 7 são os dados informados sobre cada condição do algoritmo de ordenação. Verifica-se também que existem 5 pacotes de dados enviados ao *FPGA* dentro de cada intervalo de tempo. O intervalo de tempo total da comunicação é de 4,5 µs. Cada intervalo de tempo para o envio dos pacotes de dados é de aproximadamente 900 ns. No primeiro intervalo de tempo (Dados 1), é informado qual capacitor do braço 1 apresenta menor tensão. No segundo intervalo de tempo (Dados 2), é informado qual capacitor do braço 2 apresenta menor tensão. No terceiro intervalo de tempo (Dados 3), é informado qual capacitor do braço 3 apresenta menor tensão e no quarto intervalo de tempo (Dados 4), é informado qual capacitor do braço 4 apresenta menor tensão. O último pacote de dados informa qual o sentido da corrente de cada braço.

A Figura 114 apresenta o funcionamento da comunicação enviando os dados resultantes da ação de controle.

Observa-se na Figura 114 que são utilizados 8 bits para o envio dos dados relacionada ao resultado da ação de controle. O Bit 0 é responsável pela habilitação da comunicação. O Bit 1 é o bit de endereçamento da comunicação, ou seja, esse bit informa ao *FPGA* se os dados enviados são relacionados aos bits mais significativos ou menos significativos da ação de controle. Os Bits 2, 3, 4, 5, 6 e 7 são utilizados para enviar os dados da ação de controle. Verifica-se que são apresentados dois pacotes de dados.

Figura 114 - Funcionamento da comunicação enviando os dados resultantes da ação de controle.



Fonte: Próprio autor.

O primeiro pacote é referente ao valor da ação de controle com os bits menos significativos. O segundo pacote é referente ao valor da ação de controle com os bits mais significativos. No total, o valor da ação de controle é representado por 12 bits. Vale ressaltar que existe um atraso de tempo entre o envio do primeiro e o último bit, tanto para o primeiro pacote quanto para o segundo pacote de dados. Apesar disso, é elaborado no *FPGA* um atraso de tempo necessário para aquisição dos dados corretamente. O intervalo de tempo da comunicação é de aproximadamente 2,5 µs. Cada intervalo de tempo para o envio de cada pacote de dados é de aproximadamente 1,25 µs. Ao final da rotina de interrupção é realizada a limpeza de dados e variáveis utilizadas durante a execução do algoritmo. No total, o tempo utilizado na execução de cada interrupção é de aproximadamente 30 µs.

Em relação ao *firmware* desenvolvido no *FPGA*, inicialmente são definidas as portas de entrada e saída de acordo com a necessidade de portas para sinais *PWM* e portas para os sinais de comunicação. Após estas definições, são criados os registrados utilizados no *firmware*, principalmente para as variáveis criadas no algoritmo de modulação. O laço principal do *firmware* é executado a cada ciclo de *clock* de funcionamento do *FPGA*. Inicialmente é executado o algoritmo de comunicação adquirindo os dados da ação de controle, ou seja, os valores do sinal modulante. Simultaneamente, é executado o algoritmo da estratégia de modulação. Cada portadora é gerada a partir de um contador com valores máximo e mínimo. O defasamento entre cada sinal portador, no caso da estratégia de modulação *Phase-Shifted*, é definido a partir de um valor inicial do registrador de cada sinal portador. Outros

algoritmos que são executados simultaneamente também foram elaborados no *firmware* do *FPGA* como: comparação dos sinais modulante e portadores, algoritmo para acionamento de pré-carga do conversor, geração dos sinais *PWM* e algoritmo de tempo morto.

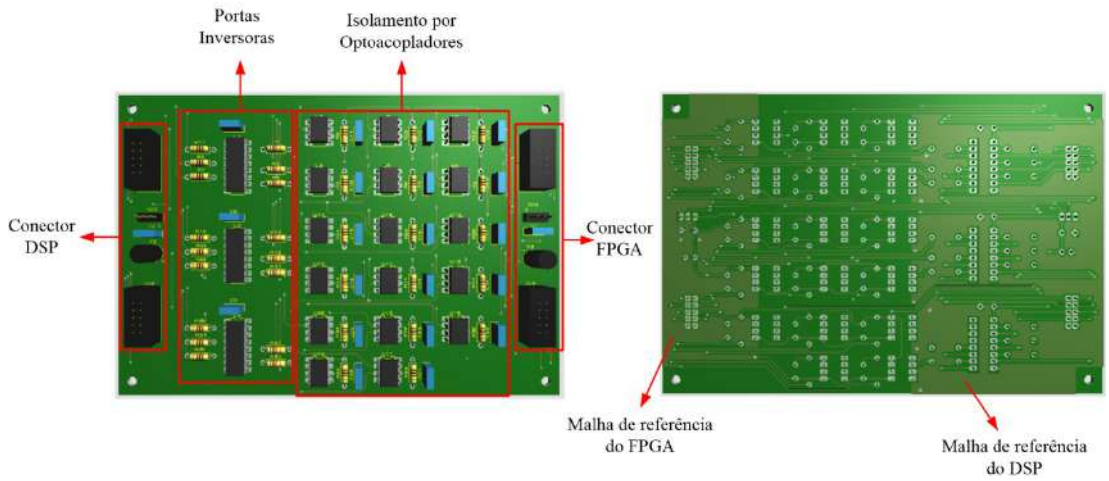
10.3 PROBLEMAS DURANTE O ENSAIO DO CONVERSOR

Durante o ensaio do conversor *MMC* CA-CA alguns problemas práticos foram detectados. Inicialmente, o conversor foi ensaiado com 10% da carga nominal e com variação controlada de tensão na entrada do conversor. A variação de tensão foi realizada com um Varivolt. Apesar disso, foi necessário à implementação de um circuito de pré-carga para amenizar a corrente de partida do conversor. Esse circuito de pré-carga foi elaborado com uma contatora e resistor. O resistor foi conectado em paralelo com o contato de potência da contatora. O acionamento desta contatora foi realizado de forma manual via botoeiras. Além disto, foi elaborado um algoritmo de pré-carga no *FPGA* para carga de um capacitor por braço do conversor. Quando os capacitores estavam completamente carregados, realizava-se o acionamento pelo comando dos transistores para carga de outro capacitor e assim até o carregamento de todos os capacitores. A metodologia de pré-carga possibilita a tensão média de cada capacitor aproximadamente igual à metade da tensão de pico de entrada do conversor. Após o carregamento dos capacitores é realizado o acionamento da ação de controle do conversor e o funcionamento em regime permanente.

Após o funcionamento em regime permanente, outros problemas práticos foram detectados, principalmente em relação ao condicionamento de sinal das tensões e correntes medidas no conversor. A interferência eletromagnética nesses sinais apresentaram amplitudes de tensão elevada e com isso a aquisição realizada pelo *DSP* não era adequada, principalmente para malha de controle da corrente de entrada do conversor. Portanto, foram realizadas algumas adequações na implementação prática. A primeira solução adotada foi à troca dos cabos *Flat* por cabos manga com blindagem que realizavam a interligação das placas de potência, condicionamento e interface

com o *DSP*. Portanto, os sinais dos sensores de tensão e corrente e as alimentações auxiliares foram interligados a partir das conexões via cabo manga com blindagem. Após essa solução adotada, os sinais de condicionamento ainda apresentavam ruídos com grande amplitude de tensão. Então outra solução adotada, foi o isolamento entre a interface do *DSP* com o *FPGA*. Dessa maneira, foi implementado um circuito de isolamento entre os pinos de comunicação das duas interfaces. A Figura 115 apresenta o circuito de isolamento entre o *DSP* e *FPGA*.

Figura 115 - Circuito de isolamento entre o *DSP* e *FPGA*.



Fonte: Próprio autor.

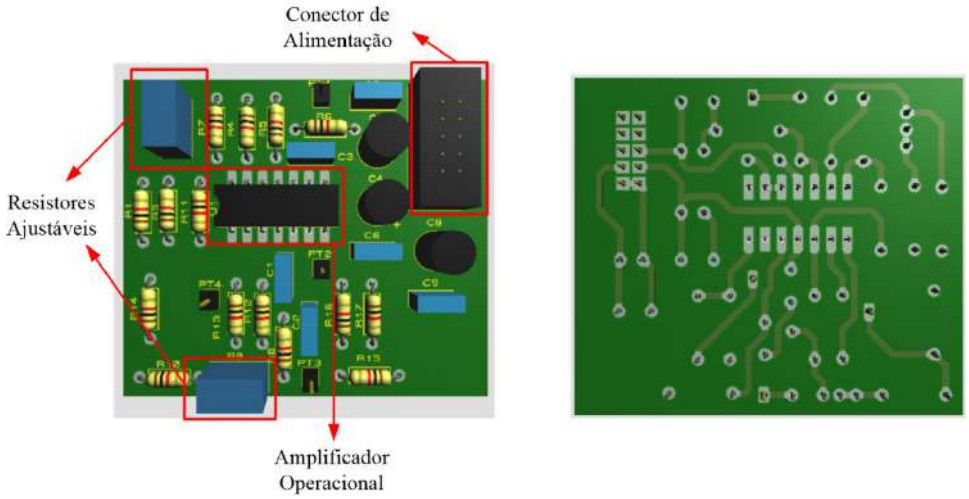
Observa-se na Figura 115 que a placa do circuito de isolamento foi implementada em duas camadas com dimensões de 16 cm x 11 cm. Esse circuito apresenta portas lógicas inversoras e o isolamento por optoacopladores. O modelo dos optoacopladores é HCPL-2601. Esse optoacoplador é utilizado em aplicações com sinais digitais. Além disso, observa-se que as malhas de referência do *FPGA* e *DSP* estão isoladas.

Após a solução utilizada, os sinais de condicionamento melhoraram consideravelmente, no entanto, ainda apresentavam pequena amplitude de ruídos de tensão no sinal.

A utilização da placa de isolamento entre o *FPGA* e o *DSP* foi essencial para melhoria do funcionamento dos circuitos de condicionamento. Verificou-se que a fonte auxiliar utilizada para alimentação do kit *FPGA* não apresentava

isolamento necessário com a rede e como as referências do *DSP* e *FPGA* estavam interligadas, provocaram bastante interferência no circuito. Apesar disso, essa solução não corrigiu grande parte do problema de interferência eletromagnética no circuito. Portanto, foi projetado outro circuito de condicionamento para melhoria dos sinais de medição do *DSP*. A Figura 116 apresenta o *layout* da placa adaptativa do circuito de condicionamento.

Figura 116 - *Layout* da placa adaptativa do circuito de condicionamento.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 116 que o *layout* da placa adaptativa do circuito de condicionamento foi implementado em camada simples com dimensões de 6 cm x 5 cm. O layout foi utilizado no circuito de medição da corrente de braço do conversor. A placa é composta por um circuito somador, um circuito amplificador não-inversor e um filtro passa-baixa. O conector utilizado na placa é para a conexão das alimentações auxiliares. Foi utilizado resistores ajustáveis tanto para o circuito somador quanto para o circuito amplificador não-inversor. O sinal de saída do sensor de corrente passa por esses circuitos com ajuste de nível médio e ajuste de ganho até a aquisição do *DSP*.

A solução também apresentou redução no nível de tensão do ruído no sinal, no entanto, não suficiente para o funcionamento necessário da malha de controle de corrente de entrada do conversor. A última solução encontrada para minimizar esses problemas foi à substituição da fonte auxiliar utilizada para alimentação desses circuitos.

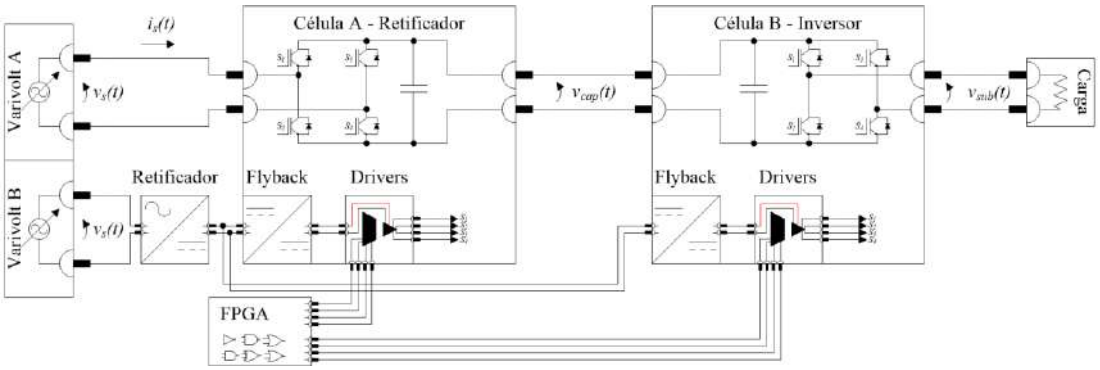
Conforme mencionado anteriormente, foram desenvolvidas duas fontes auxiliares com topologia *Flyback* para alimentação dos circuitos auxiliares. No entanto, como essas fontes apresentam característica de alta frequência, a interferência eletromagnética na frequência de comutação dessas fontes estavam presentes nos sinais de alimentação dos circuitos auxiliares. Vale destacar que não foram desenvolvidos filtros de *EMI* para as fontes e provavelmente toda a fonte de ruído estava se propagando para os outros circuitos. Considerou-se a utilização de uma fonte linear para alimentação dos circuitos de condicionamento e interface do *DSP*. Assim, as fontes *Flyback* utilizadas nas células de potência foram isoladas do circuito de condicionamento realizando apenas a alimentação dos circuitos de acionamento dos transistores. A fonte *Flyback* utilizada para alimentação da interface do *DSP* também foi isolada. Isso solucionou todos os problemas de interferência eletromagnética dos sinais medidos de tensão e corrente e assim houve grande melhora da resposta da malha de controle da corrente de entrada do conversor executada pelo *DSP*. Outro problema verificado durante o ensaio do conversor foi à interferência da componente de frequência da saída do conversor na forma de onda da corrente de entrada. Inicialmente, verificou-se que o problema era gerado devido à diferença desta componente entre o valor instantâneo das correntes de braço. No entanto, algumas calibrações dos valores lidos pelo conversor analógico-digital do *DSP* foram efetuadas e o problema continuou. Avaliou-se o projeto de controle da malha de corrente. A frequência de cruzamento por zero na resposta de ganho do diagrama de Bode de malha aberta estava elevada, no entanto dentro dos requisitos de projeto para conversores eletrônicos de potência. Esta variável interfere diretamente no ganho do controlador e no tempo de resposta da malha de controle. Assim sendo, foi reduzida a frequência de cruzamento por zero considerando que a frequência fosse uma década abaixo da frequência de saída do conversor. A partir desta consideração, algumas alterações foram realizadas no projeto do controlador de forma a reduzir o ganho da componente na frequência de saída na forma de onda da corrente de entrada do conversor.

A partir dessas soluções implementadas, o conversor operou de maneira satisfatória para a obtenção dos resultados experimentais.

10.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais foram obtidos com especificações abaixo dos valores nominais de projeto do conversor. Isto se deve as dificuldades de implementação e ensaio. Por algumas vezes, alguns transistores e circuitos de acionamento desses transistores foram danificados durante os ensaios. Apesar das dificuldades, alguns resultados foram obtidos de forma a apresentar a operação do conversor de acordo com a estratégia de comutação e controle. Inicialmente, foram realizados os ensaios em cada célula de potência de forma individual. A Figura 117 apresenta o esquema elétrico do ensaio realizado em cada célula de potência.

Figura 117 - Esquema elétrico do ensaio realizado em cada célula de potência.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 117 que esse ensaio foi realizado utilizando duas células de potência do protótipo *MMC*. Esse ensaio valida o funcionamento da célula operando como retificador e inversor. Foi utilizado um Varivolt para realizar a alimentação dos circuitos de acionamento de comando dos transistores. Além disso, foi implementado um firmware no *FPGA* para geração dos pulsos *PWM* utilizado na célula inversora. A estratégia de modulação bipolar foi utilizada para modular da tensão de saída da célula inversora. O sinal modulante foi elaborado no *firmware* do *FPGA* a partir de uma tabela de pontos. A Tabela 23 apresenta as especificações adotadas no ensaio realizado em cada célula de potência do conversor.

Tabela 23 - Especificações do ensaio realizado em cada célula de potência do conversor.

Símbolo	Descrição	Valor
$V_{s,ef}$	Valor eficaz da tensão de entrada.	90 V
$V_{c,med}$	Valor médio da tensão sobre o capacitor de filtro.	120 V
P_s	Potência de entrada.	90 W
m_a	Índice de modulação em amplitude.	0,8
m_f	Índice de modulação em frequência.	333,33
f_o	Frequência de saída.	60 Hz
f_{sw}	Frequência de comutação.	20 kHz

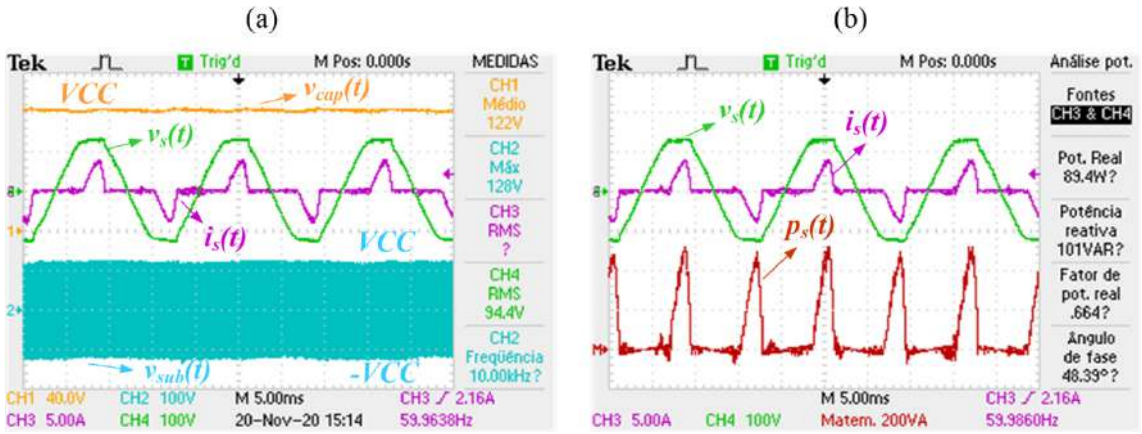
Fonte: Próprio autor.

A partir desses valores especificados foram obtidos os resultados experimentais dos sinais de tensão, corrente e potência de entrada do retificador, tensão de saída do inversor e sinais de comando. A Figura 118 apresenta os sinais de tensão, corrente e potência instantânea de entrada do retificador. Além disto, é apresentada a tensão instantânea de saída do inversor e a tensão instantânea sobre os capacitores de filtro utilizados em cada célula de potência.

Observa-se na Figura 118 a característica de funcionamento de um retificador monofásico com filtro capacitivo devido a forma de onda da corrente de entrada. É visível a característica trapezoidal na forma de onda da tensão de entrada. Isto é devido às componentes harmônicas presentes na forma de onda da corrente de entrada, causando uma queda de tensão sobre a impedância do Varivolt utilizado no ensaio. A forma de onda da tensão sobre os capacitores é praticamente constante e a forma de onda da tensão de saída da célula inversora apresenta comutação em alta frequência. Verifica-se que a ondulação em baixa frequência na forma de onda da tensão de saída é pequena em relação ao valor médio da tensão sobre os capacitores.

A forma de onda da tensão de saída apresenta dois níveis, onde o valor máximo é praticamente igual ao valor médio da tensão sobre os capacitores. O valor eficaz da tensão de entrada é de 94,4 V. O valor médio da tensão sobre os capacitores é de aproximadamente 122 V. A potência ativa verificada através da função matemática do osciloscópio é de aproximadamente 89,4 W.

Figura 118 - Formas de onda da tensão, corrente e potência instantânea de entrada do retificador, tensão instantânea sobre o filtro capacitivo das células de potência e tensão de saída do inversor. (a) Tensão e corrente de entrada do retificador, tensão de saída do inversor e tensão instantânea sobre o filtro capacitivo. (b) Tensão, corrente e potência instantânea de entrada do retificador.

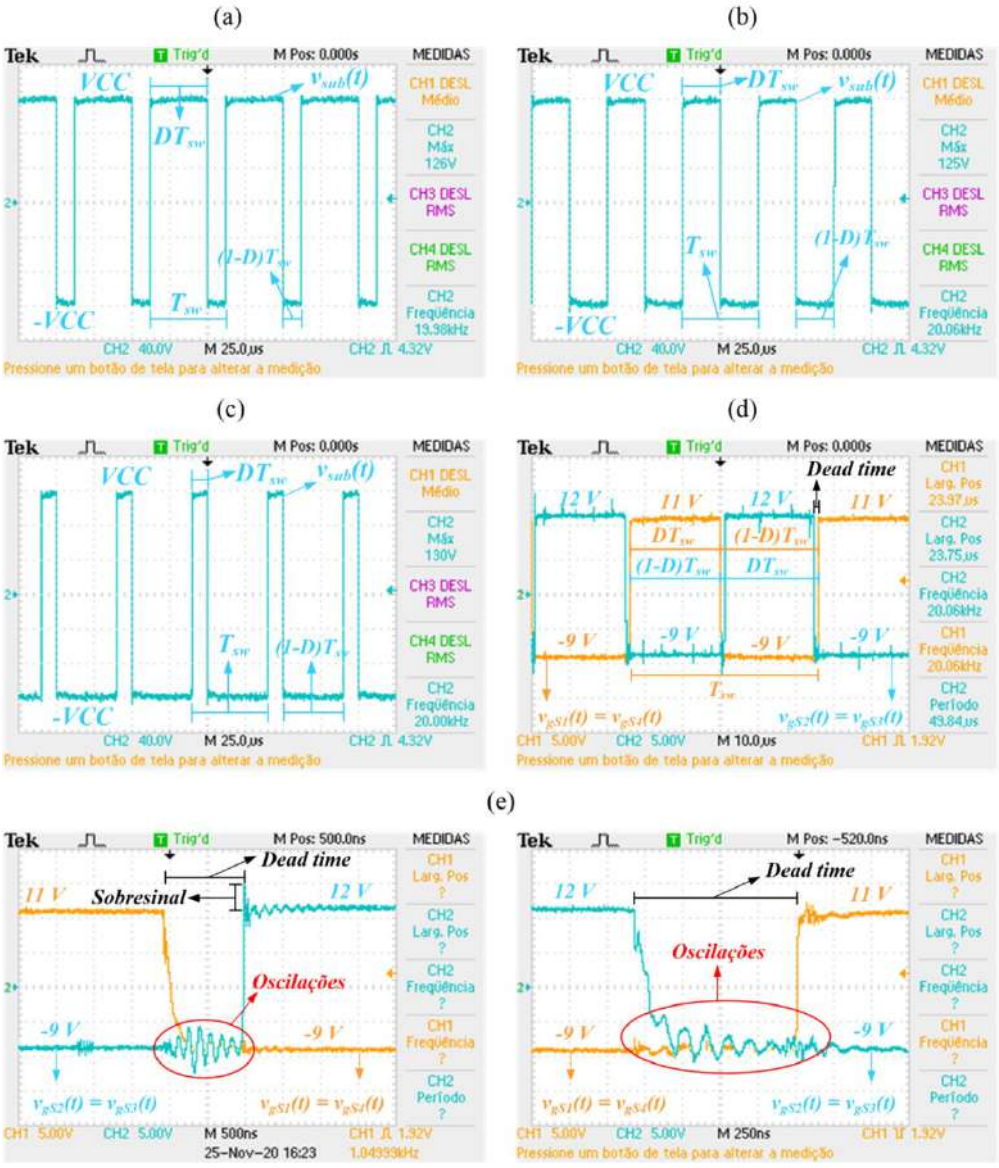


Fonte: Próprio autor.

A Figura 119 apresenta as características de comutação da tensão de saída da célula inversora e os sinais de comando aplicado nos transistores da célula. Observa-se a característica de dois níveis na forma de onda da tensão de saída da célula inversora. A variação de tensão entre o nível -VCC e VCC é de aproximadamente 240 V. A frequência de comutação da tensão de saída é de 20 kHz. Isso se deve a estratégia de comutação adotada durante o ensaio da célula inversor. Verifica-se que apesar da variação de razão cíclica na tensão de saída, a frequência de comutação permanece constante. O valor máximo da tensão de saída é de 120 V e o valor mínimo de -120 V. Em relação à característica de comutação dos transistores da célula inversora, observa-se a análise dos sinais no intervalo de tempo em que a razão cíclica é aproximadamente igual a 0,5.

Verifica-se que os valores dos patamares positivos e negativos dos sinais de comando apresentam pequenas diferenças. O conversor *Flyback* apresenta pequenas diferenças nas tensões de saída o que resulta na alimentação do circuito de acionamento dos transistores. O nível negativo é aproximadamente igual a -9 V.

Figura 119 - Detalhamento da tensão de saída da célula inversora e dos sinais de comando aplicados nos transistores da célula. (a) Detalhe da forma de onda da tensão de saída operando com razão cíclica maior do que 0,5. (b) Detalhe da forma de onda da tensão de saída operando com razão cíclica igual a 0,5. (c) Detalhe da forma de onda da tensão de saída operando com razão cíclica menor do que 0,5. (d) Detalhe dos sinais de comando operando com razão cíclica igual a 0,5. (e) Características de comutação dos sinais de comando.



Fonte: Próprio autor.

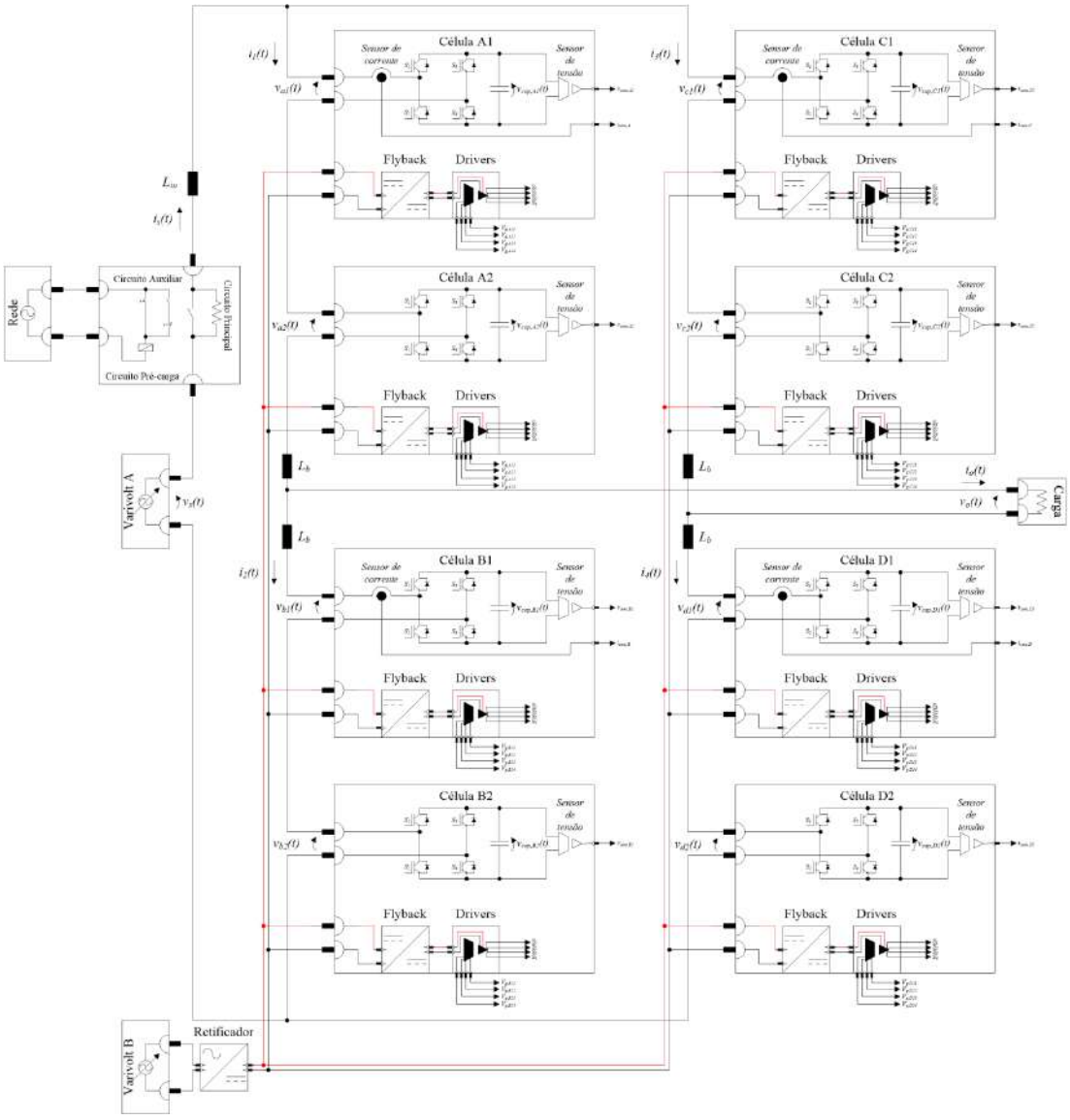
A utilização de um diodo Zener para regular a tensão negativa do circuito de acionamento dos transistores possibilita essa característica de funcionamento. Observa-se que ambos os sinais de comando apresentam a

mesma frequência de comutação de 20 kHz conforme a frequência de comutação da tensão de saída. Esta característica é definida pela estratégia de modulação bipolar utilizada no ensaio. Vale ressaltar a característica de comutação desses transistores, onde é atribuído um intervalo de tempo de aproximadamente 1 μs para o tempo morto (*dead time*). O tempo morto é utilizado para que não haja curto-circuito de braço durante a operação da célula do conversor. Verifica-se que durante a entrada em bloqueio ou condução dos transistores, algumas oscilações em alta frequência estão presentes no sinal de comando com variação de tensão de até 8 V. Apesar dessa característica, a utilização da tensão negativa no circuito de acionamento, inibe a entrada em condução do transistor em instantes de tempo indesejável para o correto funcionamento. Observa-se que em um dos sinais de comando, quando o transistor S_2 entra em condução, apresenta um sobresinal de tensão no regime transitório. No entanto, esse sobresinal é de aproximadamente 3 V e não atinge o valor máximo permite da tensão de gate do transistor *IGBT* utilizado na célula. A partir dos resultados observou-se a operação de todas as células de potência do conversor *MMC* CA-CA de forma satisfatória com algumas melhorias durante cada ensaio específico. A partir de todos os ensaios realizados em cada circuito específico, foram realizadas todas as conexões necessárias para o ensaio do conversor *MMC* CA-CA de forma a obter os resultados experimentais. A Figura 120 apresenta o esquema elétrico de potência do ensaio realizado no conversor *MMC* CA-CA.

Observa-se na Figura 120 que o conversor ensaiado possui duas células em cada braço. Isso foi atribuído após várias falhas em ensaios anteriores com danos materiais ao conversor. Verifica-se que a alimentação das fontes auxiliares para os circuitos de acionamento dos transistores é realizada por um retificador monofásico de onda completa com filtro capacitivo.

A alimentação de entrada do retificador é realizada por um regulador de tensão (Varivolt B). Na entrada do conversor *MMC* também é utilizado outro regulador de tensão (Varivolt A). Os reguladores possibilitaram a operação do conversor de forma a minimizar os problemas e pré-carga e queima de componentes durante os ensaios.

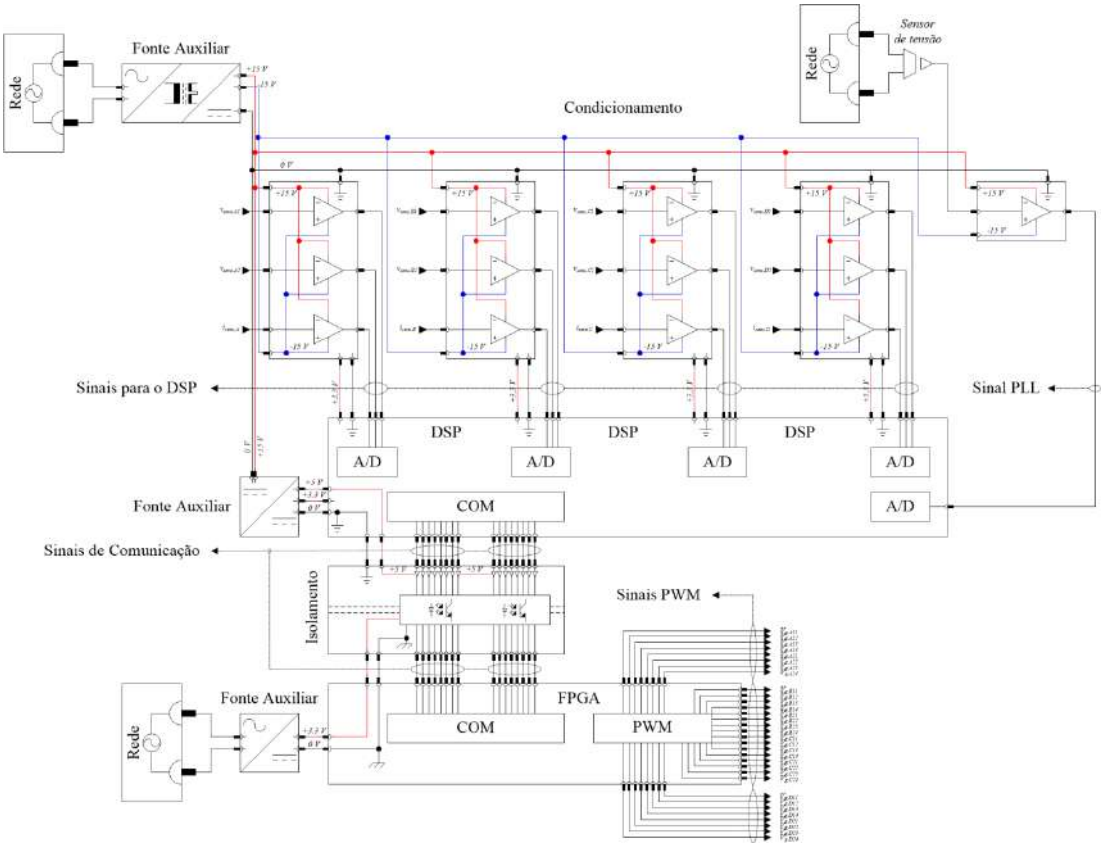
Figura 120 - Esquema elétrico de potência do ensaio realizado no conversor *MMC* CA-CA.



Fonte: Próprio autor.

O circuito de pré-carga foi elaborado com contator e resistência conforme mencionado na seção anterior. O acionamento desse contator foi realizado de forma manual a partir de um circuito auxiliar. O circuito auxiliar é alimentado em 220 V a partir de uma tomada exclusiva para esse circuito. A Figura 121 apresenta o esquema elétrico do circuito de comando e condicionamento do ensaio realizado no conversor *MMC* CA-CA.

Figura 121 - Esquema elétrico do circuito de comando e condicionamento do ensaio realizado no conversor *MMC* CA-CA.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 121 todos os circuitos de comando e condicionamento utilizados durante o ensaio do conversor *MMC* CA-CA. Os circuitos de condicionamento possibilitam a aquisição de sinal realizada pelo DSP dentro da faixa de tensão adequada de 3,3 V. Várias fontes auxiliares são utilizadas para alimentação de cada circuito. O circuito de comunicação entre o *DSP* e o *FPGA* apresenta a utilização de optoacopladores digitais de forma a isolar a malha de referência entre o *DSP* e o *FPGA*. O circuito utiliza portas lógicas inversoras de forma a adequar o nível digital dos sinais de comunicação. Os sinais *PWM* são enviados para os circuitos de acionamento dos transistores apresentados na Figura 120. Os resultados experimentais do conversor *MMC* CA-CA foram obtidos a partir de três ensaios diferentes. Para cada ensaio realizado, foi atribuído número de níveis diferentes tanto para tensão $v_{pwm}(t)$ quanto para tensão de saída $v_o(t)$. As especificações da primeira condição do ensaio realizado são apresentadas na Tabela 24.

Tabela 24 - Especificações da primeira condição do ensaio realizado no conversor *MMC* CA-CA.

Símbolo	Descrição	Valor
$V_{s,ef}$	Valor eficaz da tensão de entrada.	120 V
$V_{c,med}$	Valor médio da tensão sobre o capacitor de filtro.	140 V
S_s	Potência aparente de entrada.	100 VA
$V_{o,ef}$	Valor eficaz da tensão de saída.	160 V
N	Número de células por braço.	2
N_{vpwm}	Número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$.	3
N_{vo}	Número de níveis da tensão de saída $v_o(t)$.	3
-	Estratégia de modulação da tensão $v_{pwm}(t)$.	*Phase-Shifted*
L_{in}	Indutância de entrada.	8,2 mH
L_b	Indutância de braço.	200 µH
C_{cell}	Capacitância de cada célula.	940 µF
f_o	Frequência de saída.	2 kHz
$f_{sw,PS}$	Frequência de comutação da tensão $v_{pwm}(t)$.	20 kHz

Fonte: Próprio autor.

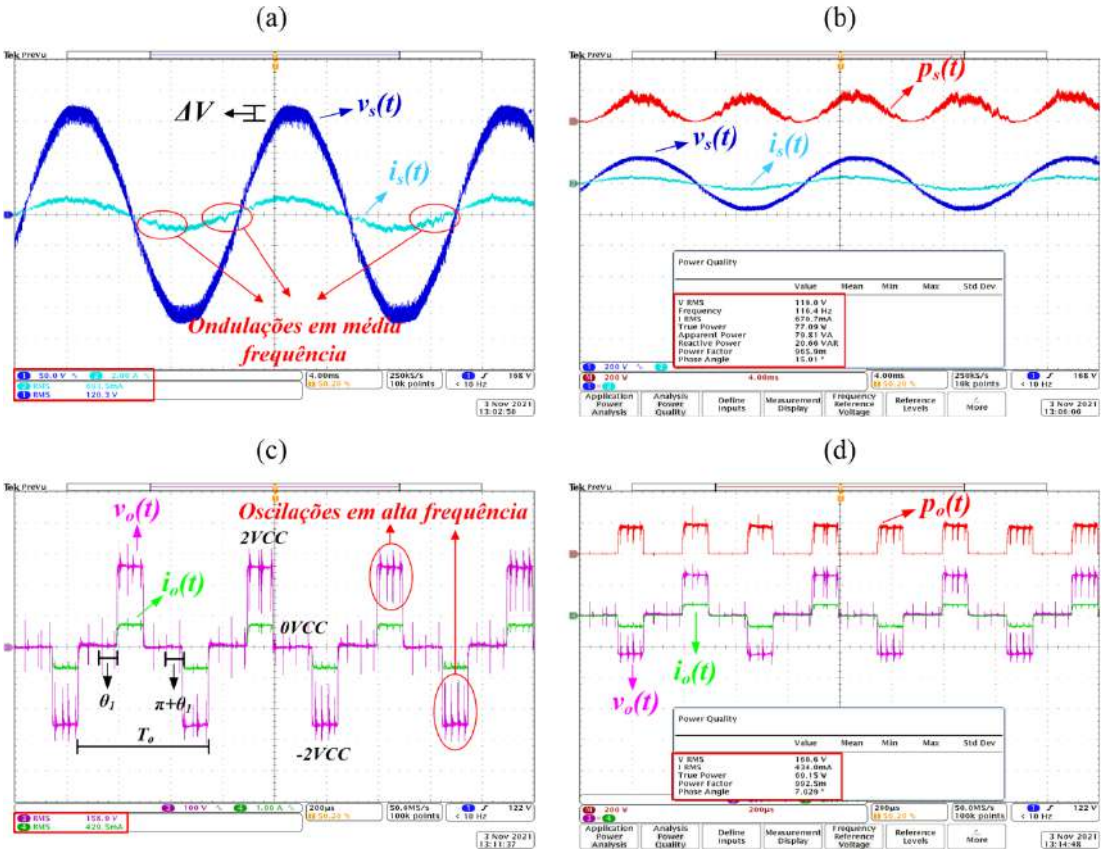
Observa-se nas especificações a utilização de duas células por braço no conversor. O número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ e da tensão $v_o(t)$ é igual a três. Além disso, a estratégia de modulação utilizada para modular a tensão $v_{pwm}(t)$ é a técnica *Phase-Shifted*. A frequência utilizada no sinal portador é de 10 kHz para essa condição do ensaio. O ângulo de comutação utilizado na estratégia de comutação *Staircase* é de aproximadamente 55°. A ondulação de corrente especificada para o projeto da indutância de entrada é de 10 % do valor de pico da corrente de entrada do conversor. A ondulação de tensão especificada para o projeto da capacitância de cada célula é de 2 % da tensão média sobre os capacitores. A característica do modo de operação 2N+1 do conversor foi adotada durante os ensaios.

A Figura 122 apresenta os resultados experimentais das formas de onda da entrada e saída do conversor *MMC* CA-CA.

Observa-se na Figura 122 algumas características de operação do conversor *MMC* CA-CA do ponto de vista dos sinais de entrada e saída. Em relação às medidas obtidas, verifica-se que o fator de potência de entrada é de

0,966. A potência aparente é de 79,8 VA sendo que o valor eficaz da tensão de entrada é de 119 V e o valor eficaz da corrente de entrada é de 0,670 A.

Figura 122 - Sinais de entrada e saída do conversor *MMC* CA-CA. (a) Formas de onda da tensão e corrente de entrada. (b) Formas de onda da tensão, corrente e potência instantânea de entrada. (c) Formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor. (d) Formas de onda da tensão, corrente e potência instantânea de saída.



Fonte: Próprio autor.

Em relação às variáveis de saída do conversor, o valor eficaz da tensão de saída é de 160,6 V e o valor eficaz da corrente de saída é de 0,434 A. A potência ativa processada na saída do conversor é de aproximadamente 69,15 W. A potência ativa de entrada do conversor é de 77,09 W. As perdas totais do conversor são de aproximadamente 7,94 W. O rendimento do estágio de potência do conversor é de 89,7 %. Nota-se que a frequência de entrada do conversor é de 60 Hz e o período da tensão e corrente de saída são de 500 µs. Ou seja, a frequência de saída do conversor é de 2 kHz. O ângulo de

comutação da estratégia de modulação *Staircase* é de aproximadamente 57,6°.

Algumas características em relação às formas de onda podem ser observadas nesses resultados. Verifica-se que as formas de onda da tensão e corrente de entrada apresentam ondulações em alta frequência e média frequência. A forma de onda da tensão de entrada apresenta componentes harmônicas em alta frequência devido à queda de tensão dessas componentes sobre a impedância do regulador de tensão. As componentes harmônicas são provenientes da característica de comutação do conversor na forma de onda da corrente de entrada.

A amplitude das ondulações em alta frequência é de aproximadamente 30 V no ângulo igual à π/2. Observa-se o achatamento do pico da forma de onda da tensão de entrada do conversor. Em relação à forma de onda da corrente de entrada, além das ondulações em alta frequência devido à característica de comutação do conversor, observam-se algumas ondulações em média frequência na sua forma de onda. As ondulações são devido à presença da componente fundamental da frequência de saída na ação de controle da malha de corrente do conversor.

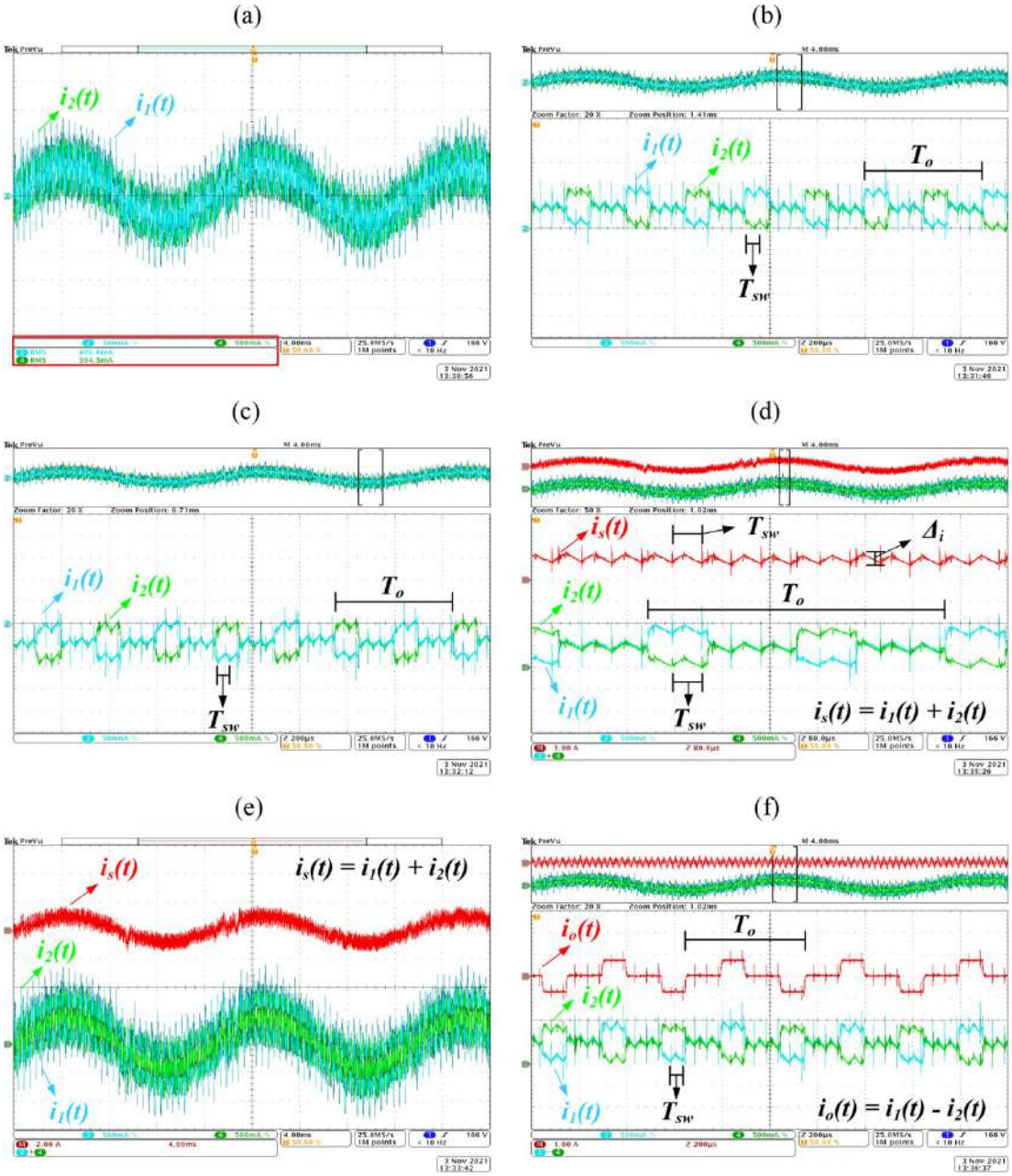
A amplitude dessas ondulações é pequena em relação à amplitude da componente fundamental da frequência de entrada. A potência instantânea de entrada apresenta característica pulsante no dobro da frequência de entrada do conversor. Isto acarreta em ondulação de baixa frequência principalmente na tensão sobre os capacitores de cada célula individual de cada braço do conversor. A forma de onda da tensão de saída do conversor apresenta característica de três níveis, onde cada nível é representado pelos valores de 2 VCC, 0 VCC e -2 VCC. A variação de tensão é de 2 VCC para cada nível. Observa-se também oscilações em alta frequência principalmente nos patamares de 2 VCC e -2 VCC. As oscilações em alta frequência são provenientes da característica de comutação do conversor. Observa-se que o intervalo de tempo que ocorre essas oscilações é de aproximadamente 50 μs. O intervalo de tempo é igual ao período de comutação da tensão modulada $v_{pwm}(t)$. Em relação a potência instantânea de saída, verifica-se a característica pulsante no dobro da frequência de saída do conversor. Isto acarreta em uma ondulação de média frequência principalmente na tensão sobre os capacitores

de cada célula individual de cada braço do conversor. A Figura 123 apresenta as formas de onda das correntes que circulam no braço superior 1 e inferior 2 do conversor *MMC* CA-CA.

Observa-se na Figura 123 algumas características das correntes que circulam nos braços superior e inferior do conversor. Em relação às medidas obtidas, verifica-se que o valor eficaz da corrente que circula no braço superior 1 é de 0,406 A. O valor eficaz da corrente que circula no braço inferior 2 é de 0,394 A. Em relação às formas de onda das correntes, verifica-se a presença de três componentes principais de frequência. A componente de baixa frequência de 60 Hz, ou seja, a componente de entrada do conversor, a componente de média frequência de 2 kHz e a componente de alta frequência de 20 kHz. A componente de média frequência é proveniente da corrente de saída do conversor e a componente de alta frequência é proveniente da característica de comutação do conversor. Além disso, é possível observar a composição das duas correntes em análise obtidas no resultado experimental. A soma das duas correntes resulta na corrente de entrada do conversor, ou seja, na corrente que possui componente fundamental em baixa frequência. A diferença das duas correntes instantâneas resulta na corrente de saída do conversor, ou seja, a corrente que possui componente fundamental em média frequência. Isso comprova a análise teórica realizada no conversor *MMC* CA-CA. A ondulação da corrente de entrada é analisada a partir dos resultados apresentados na Figura 123 (d). Verifica-se que a ondulação de corrente é de 0,4 A. A Figura 124 apresenta as formas de onda das correntes que circulam no braço superior 3 e inferior 4 do conversor *MMC* CA-CA.

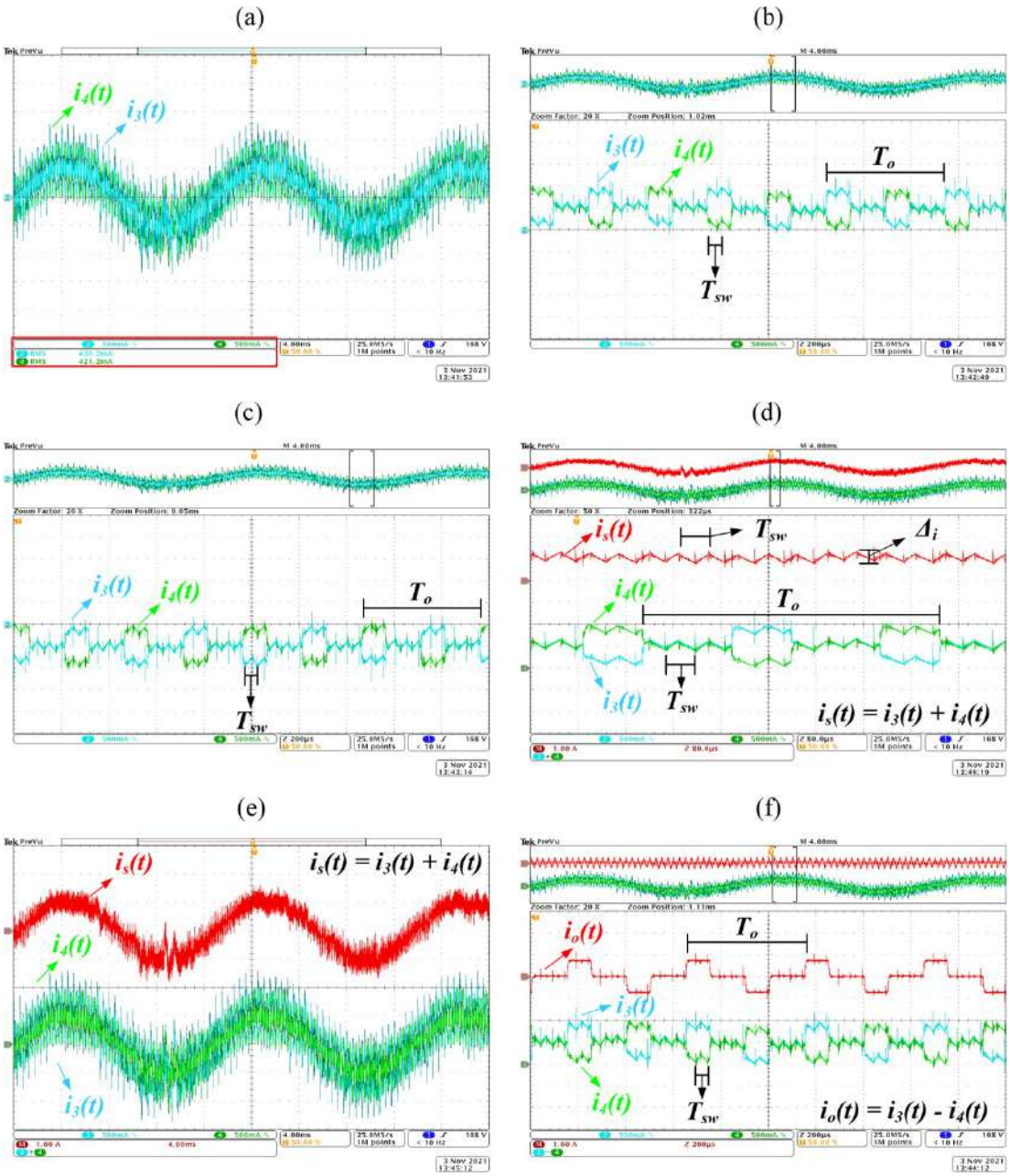
Observa-se na Figura 124 algumas características das correntes que circulam nos braços superior e inferior do conversor. Em relação às medidas obtidas, verifica-se que o valor eficaz da corrente que circula no braço superior 3 é de 0,430 A. O valor eficaz da corrente que circula no braço inferior 2 é de 0,421 A. Em relação as formas de onda das correntes, verifica-se a presença de três componentes principais de frequência. A componente de baixa frequência de 60 Hz, ou seja, a componente de entrada do conversor, a componente de média frequência de 2 kHz e a componente de alta frequência de 20 kHz.

Figura 123 - Forma de onda das correntes que circulam nos braços do conversor. (a) Correntes instantâneas que circulam no braço 1 e 2. (b) Detalhe das correntes considerando o semiciclo positivo. (c) Detalhe das correntes considerando o semiciclo negativo. (d) Detalhe da ondulação de alta frequência na corrente de entrada do conversor. (e) Resultado da soma das correntes nos braços superior e inferior do conversor. (f) Resultado da diferença das correntes nos braços superior e inferior do conversor.



Fonte: Próprio autor.

Figura 124 - Formas de onda das correntes que circulam nos braços do conversor. (a) Correntes instantâneas que circulam no braço 3 e 4. (b) Detalhe das correntes considerando o semiciclo positivo. (c) Detalhe das correntes considerando o semiciclo negativo. (d) Detalhe da ondulação de alta frequência na corrente de entrada do conversor. (e) Resultado da soma das correntes nos braços superior e inferior do conversor. (f) Resultado da diferença das correntes nos braços superior e inferior do conversor.



Fonte: Próprio autor.

A componente de média frequência é proveniente da corrente de saída

do conversor e a componente de alta frequência é proveniente da característica de comutação do conversor. Além disto, é possível observar a composição das duas correntes em análise obtidas no resultado experimental. A soma das duas correntes resulta na corrente de entrada do conversor, ou seja, na corrente que possui componente fundamental em baixa frequência.

A diferença das duas correntes instantâneas resulta na corrente de saída do conversor, ou seja, a corrente que possui componente fundamental em média frequência. Isto comprova a análise teórica realizada no conversor *MMC* CA-CA. A ondulação da corrente de entrada é analisada a partir dos resultados apresentados na Figura 124 (d). Verifica-se que a ondulação de corrente é de 0,4 A.

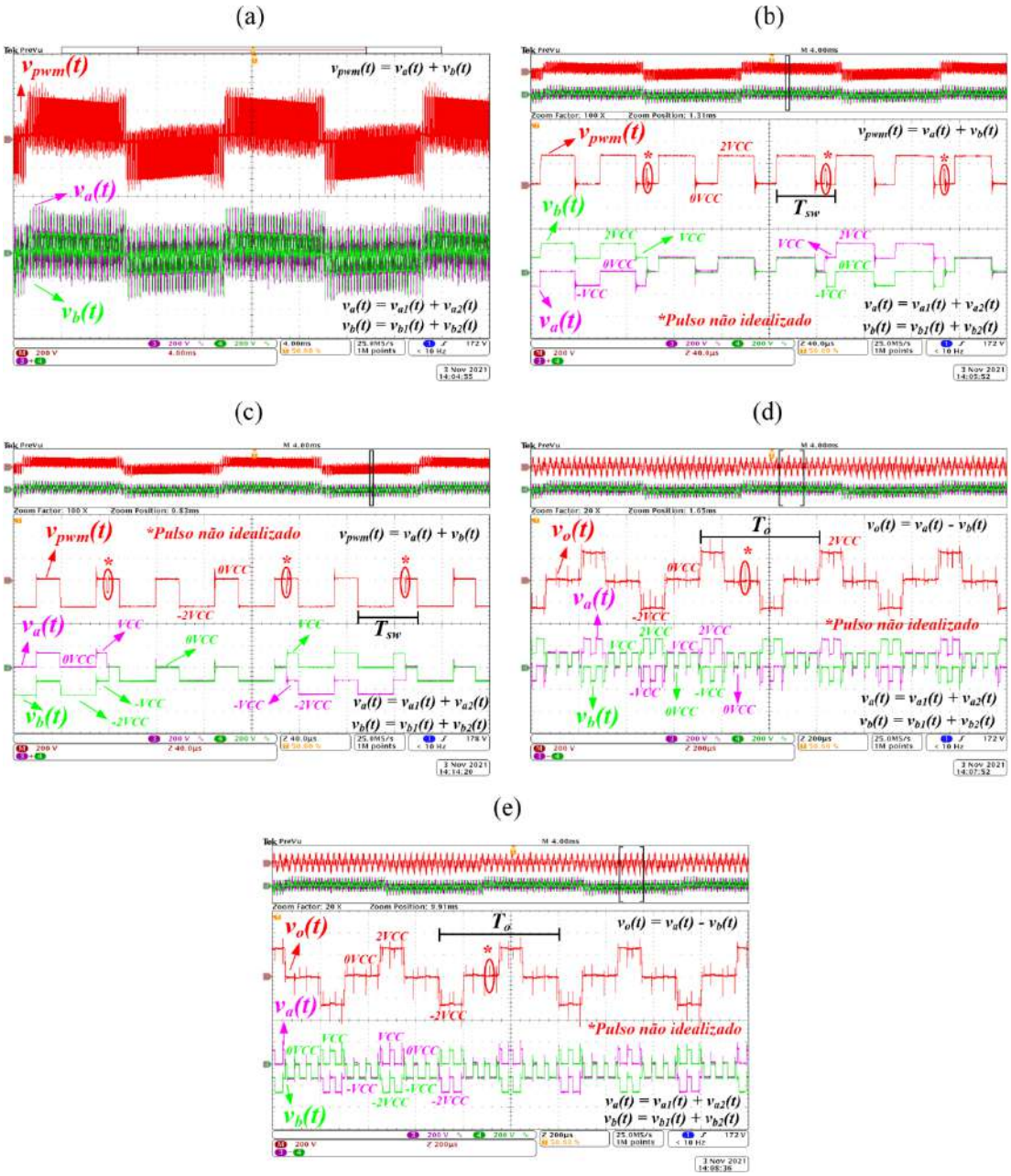
Em ambos os resultados das correntes que circulam em cada braço do conversor verifica-se pequenas diferenças em suas formas de onda e valores obtidos. A característica de comutação está presente principalmente em relação a componente de alta frequência e média frequência. Vale ressaltar que a forma de onda da corrente de saída apresenta o mesmo formato da forma de onda da tensão de saída. Isso ocorre devido à carga do conversor apresentar característica resistiva.

A Figura 125 apresenta as formas de onda das tensões moduladas nas saídas das células utilizadas no braço superior 1 e inferior 2 do conversor. Além disto, são apresentados os detalhes de comutação para cada tensão modulada e o resultado da soma e diferença das tensões moduladas.

Observa-se na Figura 125 as características de comutação do conversor principalmente em relação à frequência de comutação das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. Verifica-se que as tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ apresentam três níveis conforme a especificação inicial do ensaio.

A variação de tensão entre os níveis em ambas as formas de onda é de *2 VCC*. Em relação às formas de onda das tensões $v_a(t)$ e $v_b(t)$, o número de níveis é igual à 5. A variação de tensão entre os níveis em ambas as formas de onda é de *VCC*. As características foram demonstradas durante a análise de operação do conversor. Observa-se que a soma das tensões $v_a(t)$ e $v_b(t)$ resultam na tensão modulada $v_{pwm}(t)$, onde a frequência de comutação desta tensão é de 20 kHz.

Figura 125 - Formas de onda das tensões moduladas de saída das células utilizadas nos braços superior 1 e inferior 2 do conversor. (a) Formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (b) Detalhe das formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (c) Detalhe das formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (d) Formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_o(t)$. (e) Formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_o(t)$.



Fonte: Próprio autor.

Como a estratégia de modulação utilizada é a técnica *Phase-Shifted*, foram utilizados 2 sinais portadores deslocados por 180° com frequência igual

à 10 kHz. Verifica-se também que a diferença entre as tensões $v_a(t)$ e $v_b(t)$ resultam na tensão de saída do conversor $v_o(t)$, onde a frequência fundamental desta tensão é de 2 kHz. Outra característica que vale ressaltar é a ondulação de tensão em baixa frequência principalmente na forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$. A ondulação de tensão é proveniente das tensões instantâneas sobre os capacitores de cada célula do conversor. Outra observação é em relação aos pulsos não idealizados nas formas de onda das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. Na forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ é possível observar um pulso com amplitude igual à *VCC* com pequena largura de tempo em relação ao período de comutação desta tensão. Esta característica ocorre no instante de comutação da forma de onda da tensão de saída $v_o(t)$ do conversor. É possível observar um atraso de comutação nas formas de onda das tensões $v_a(t)$ e $v_b(t)$. O atraso provoca a comutação da tensão para o nível *VCC* que logo após esse pequeno intervalo de tempo é corrigido para o nível *0 VCC*. Este atraso pode ser ocasionado pelo tempo morto nos transistores das células *H-Bridge*. Em relação à forma de onda da tensão $v_o(t)$, verifica-se essa mesma característica de pulso com largura de tempo muito menor. Esta característica ocorre no mesmo instante de tempo de comutação da forma de onda da tensão modulada $v_{pwm}(t)$ do conversor. O pulso também é provocado pelo atraso das comutações das tensões $v_a(t)$ e $v_b(t)$. Novamente, essa característica de operação é decorrente da atuação do tempo morto nos transistores das células *H-Bridge*.

Em relação às tensões $v_a(t)$ e $v_b(t)$, verifica-se que ambas as formas de onda apresentam frequência de comutação constante e igual à frequência de comutação da tensão $v_{pwm}(t)$. Os resultados apresentam a operação satisfatória das estratégias de modulação *Phase-Shifted* e *Staircase* aplicadas ao conversor *MMC* CA-CA.

A Figura 126 apresenta as formas de onda das tensões moduladas nas saídas das células utilizadas no braço superior 3 e inferior 4 do conversor. Além disso, são apresentados os detalhes de comutação para cada tensão modulada e o resultado da soma e diferença das tensões moduladas.

Observa-se na Figura 126 as características de comutação do conversor principalmente em relação à frequência de comutação das tensões $v_{pwm}(t)$ e

$v_o(t)$. As características dos resultados apresentados na Figura 126 são idênticas aos resultados apresentados na Figura 125.

A Figura 127 apresenta as formas de onda das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$.

Observa-se na Figura 127 as características de comutação tanto para forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ quanto para a forma de onda da tensão $v_o(t)$. É possível verificar que a frequência de comutação da tensão $v_{pwm}(t)$ é de 20 kHz e a frequência da componente fundamental da tensão $v_o(t)$ é de 2 kHz.

A variação de tensão em ambas as formas de onda é de *2 VCC*. Além disso, destacam-se os pulsos não idealizados conforme comentado nos resultados apresentados anteriormente. Nestas condições de ensaio, destaca-se o número de níveis em ambas as formas de onda igual à 3. Além disto, esses resultados demonstram a operação satisfatória da estratégia de modulação *Phase-Shifted* aplicada para modular a tensão $v_{pwm}(t)$ e consequentemente a corrente de entrada do conversor e da estratégia *Staircase* aplicada para modular a tensão de saída $v_o(t)$.

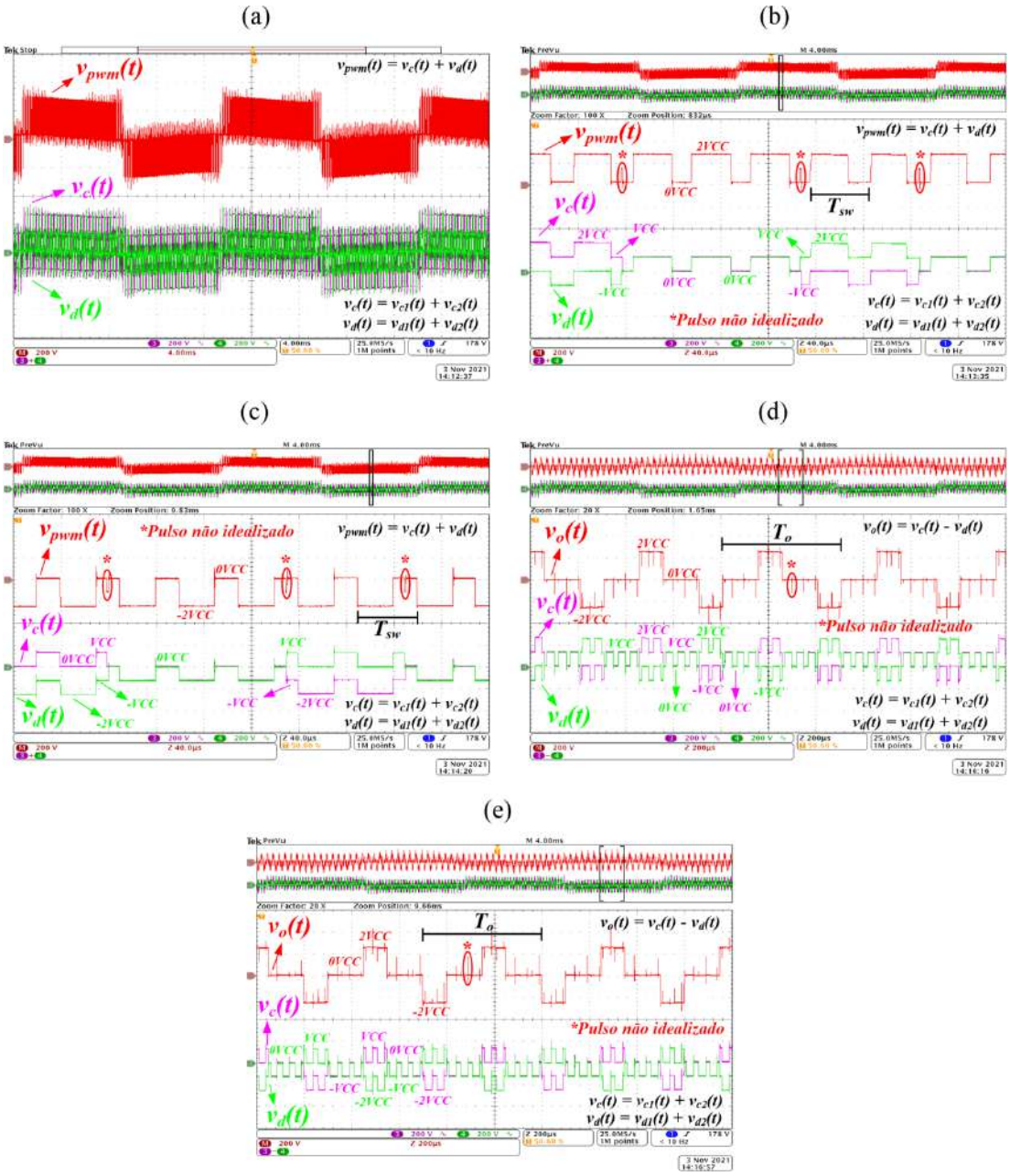
A Figura 128 apresenta as tensões instantâneas sobre os capacitores de cada célula do conversor *MMC* CA-CA.

Observa-se na Figura 128 que as tensões sobre os capacitores são praticamente constantes. O valor médio das tensões é de aproximadamente 140 V. A maior diferença entre os valores médios das tensões sobre os capacitores é visualizado nas tensões dos capacitores das células A1 e A2. A diferença é de aproximadamente 7 V.

Outra característica é a ondulação em baixa frequência com amplitude muito pequena quase não perceptível.

Isto se deve a baixa potência utilizada na carga durante o ensaio do conversor. Vale ressaltar que para essa condição de ensaio, onde o número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ e da tensão $v_o(t)$ é igual, não foi necessária a utilização da lógica de equilíbrio das tensões nos capacitores. Alterando os sinais de comando para os transistores em cada célula foi necessário para equilibrar as tensões nos capacitores. Mesmo assim, apesar das pequenas diferenças nos valores médios das tensões sobre os capacitores, não houveram problemas de operação do conversor *MMC* CA-CA.

Figura 126 - Formas de onda das tensões moduladas nas saídas das células utilizadas no braço superior 3 e inferior 4 do conversor. (a) Formas de onda das tensões $v_c(t)$, $v_d(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (b) Detalhe das formas de onda das tensões $v_c(t)$, $v_d(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (c) Detalhe das formas de onda das tensões $v_c(t)$, $v_d(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (d) Formas de onda das tensões $v_c(t)$, $v_d(t)$ e $v_o(t)$. (e) Formas de onda das tensões $v_c(t)$, $v_d(t)$ e $v_o(t)$.

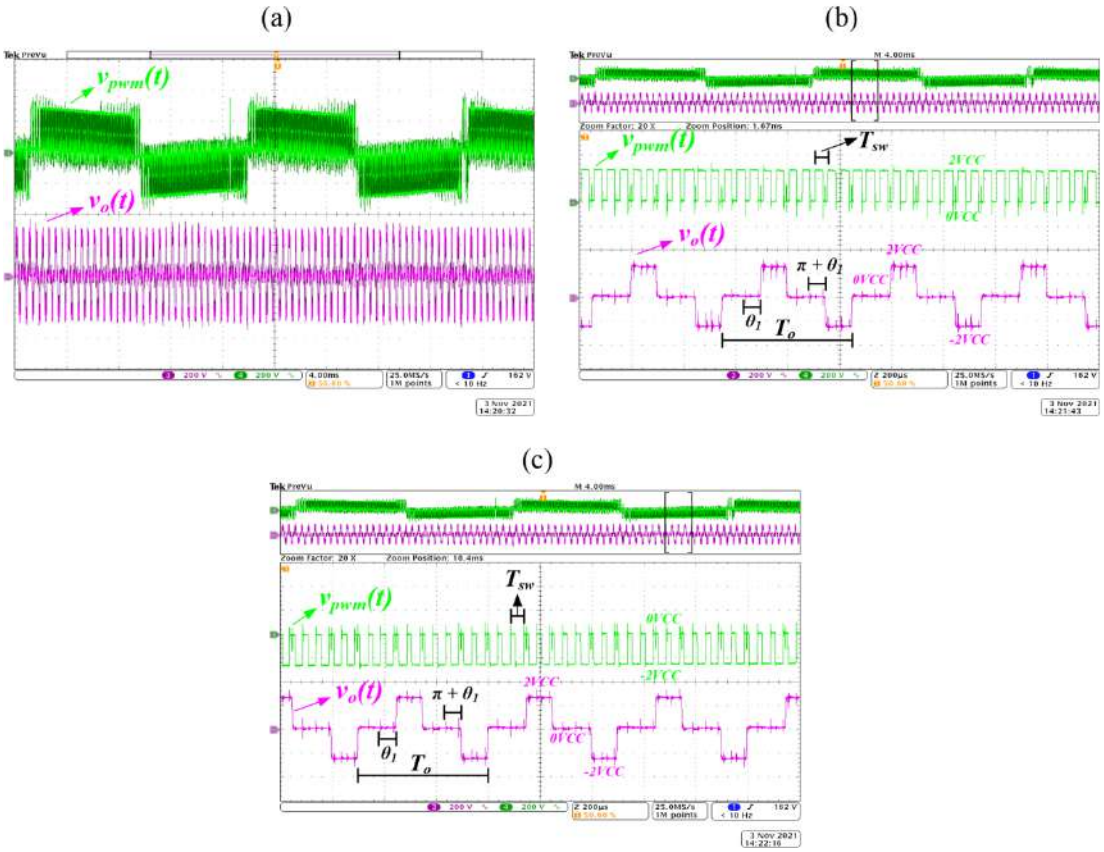


Fonte: Próprio autor.

De forma a demonstrar a injeção ou absorção de potência reativa na entrada do conversor, a Figura 129 apresenta os resultados em regime

permanente do conversor *MMC* CA-CA operando com fator de potência indutivo e capacitivo.

Figura 127 - Formas de onda das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. (a) Forma de onda das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. (b) Detalhe do semiciclo positivo da tensão $v_{pwm}(t)$. (c) Detalhe do semiciclo negativo da tensão $v_o(t)$.

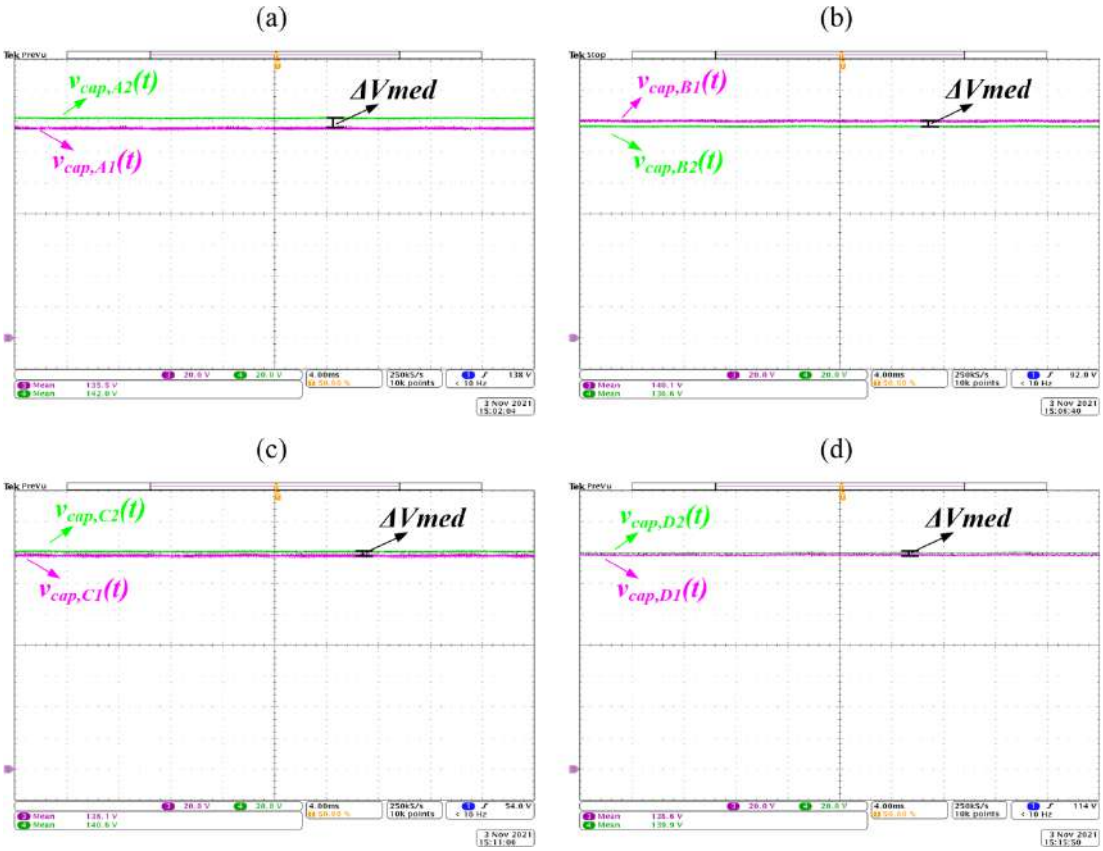


Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 129 os resultados em regime permanente do conversor operando com fator de potência indutivo e capacitivo.

Além disto, é fornecido o mesmo nível de potência ativa para carga durante o ensaio. O fator de potência para ambas as situações é de 0,8 aproximadamente. As características em ambas as formas de onda da corrente de entrada apresentam o mesmo comportamento como já mencionado nos outros resultados obtidos com fator de potência próximo de 1. Para garantir a operação com injeção de potência reativa foi necessário a soma de uma componente em quadratura no sinal de referência da malha de controle da corrente de entrada do conversor.

Figura 128 - Formas de onda das tensões instantâneas sobre os capacitores de cada célula do conversor *MMC* CA-CA. (a) Forma de onda das tensões sobre os capacitores das células A1 e A2. (b) Forma de onda das tensões sobre os capacitores das células B1 e B2. (c) Forma de onda das tensões sobre os capacitores das células C1 e C2. (d) Forma de onda das tensões sobre os capacitores das células D1 e D2.



Fonte: Próprio autor.

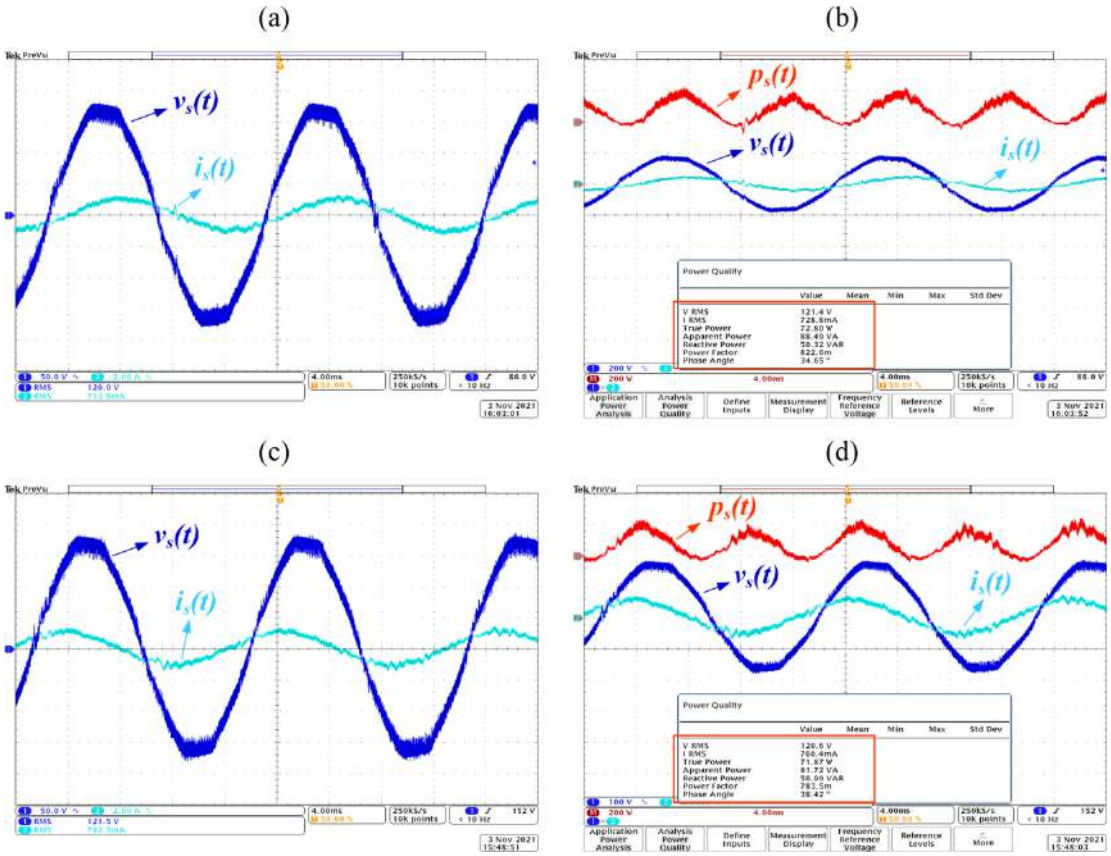
Os resultados obtidos para essa condição apresentam resposta satisfatório em relação a operação em regime permanente do conversor *MMC* CA-CA.

A Tabela 25 apresenta as especificações do segundo ensaio realizado no conversor *MMC* CA-CA.

Observa-se nas especificações a utilização de duas células por braço no conversor. O número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ é igual à 4, enquanto o número de níveis da tensão $v_o(t)$ é igual à 2.

A estratégia de modulação utilizada para modular a tensão $v_{pwm}(t)$ é a técnica *Phase-Shifted*.

Figura 129 - Resultados em regime permanente do conversor *MMC* CA-CA operando com fator de potência indutivo e capacitivo. (a) Tensão e corrente de entrada com o conversor operando com fator de potência indutivo. (b) Detalhe das formas de onda e medição da qualidade de energia. (c) Tensão e corrente de entrada com o conversor operando com fator de potência capacitivo. (d) Detalhe das formas de onda e medição da qualidade de energia.



Fonte: Próprio autor.

A frequência utilizada no sinal portador é de 6,67 kHz para essa condição do ensaio. Como são utilizados 2 níveis para tensão $v_o(t)$, a utilização de um ângulo de comutação não é necessário para estratégia de comutação *Staircase*. A ondulação de corrente especificada para o projeto da indutância de entrada é de 10 % do valor de pico da corrente de entrada do conversor. A ondulação de tensão especificada para o projeto da capacitância de cada célula é de 2 % da tensão média sobre os capacitores. A característica do modo de operação 2N+1 do conversor foi adotada durante os ensaios.

Tabela 25 - Especificações da segunda condição do ensaio realizado no conversor *MMC* CA-CA.

Símbolo	Descrição	Valor
$V_{s,ef}$	Valor eficaz da tensão de entrada.	120 V
$V_{c,med}$	Valor médio da tensão sobre o capacitor de filtro.	100 V
S_s	Potência Aparente de entrada.	100 VA
$V_{o,ef}$	Valor eficaz da tensão de saída.	90 V
N	Número de células por braço.	2
N_{vpwm}	Número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$.	4
N_{vo}	Número de níveis da tensão de saída $v_o(t)$.	2
-	Estratégia de modulação da tensão $v_{pwm}(t)$.	*Phase-Shifted*
L_{in}	Indutância de entrada.	8,2 mH
L_b	Indutância de braço.	200 µH
C_{cell}	Capacitância de cada célula.	940 µF
f_o	Frequência de saída.	2 kHz
$f_{sw,PS}$	Frequência de comutação da tensão $v_{pwm}(t)$.	20 kHz

Fonte: Próprio autor.

A Figura 130 apresenta os resultados experimentais das formas de onda da entrada e saída do conversor *MMC* CA-CA.

Observa-se na Figura 130 algumas características de operação do conversor MMC CA-CA do ponto de vista dos sinais de entrada e saída. Em relação às medidas obtidas, verifica-se que o fator de potência de entrada é de 0,965.

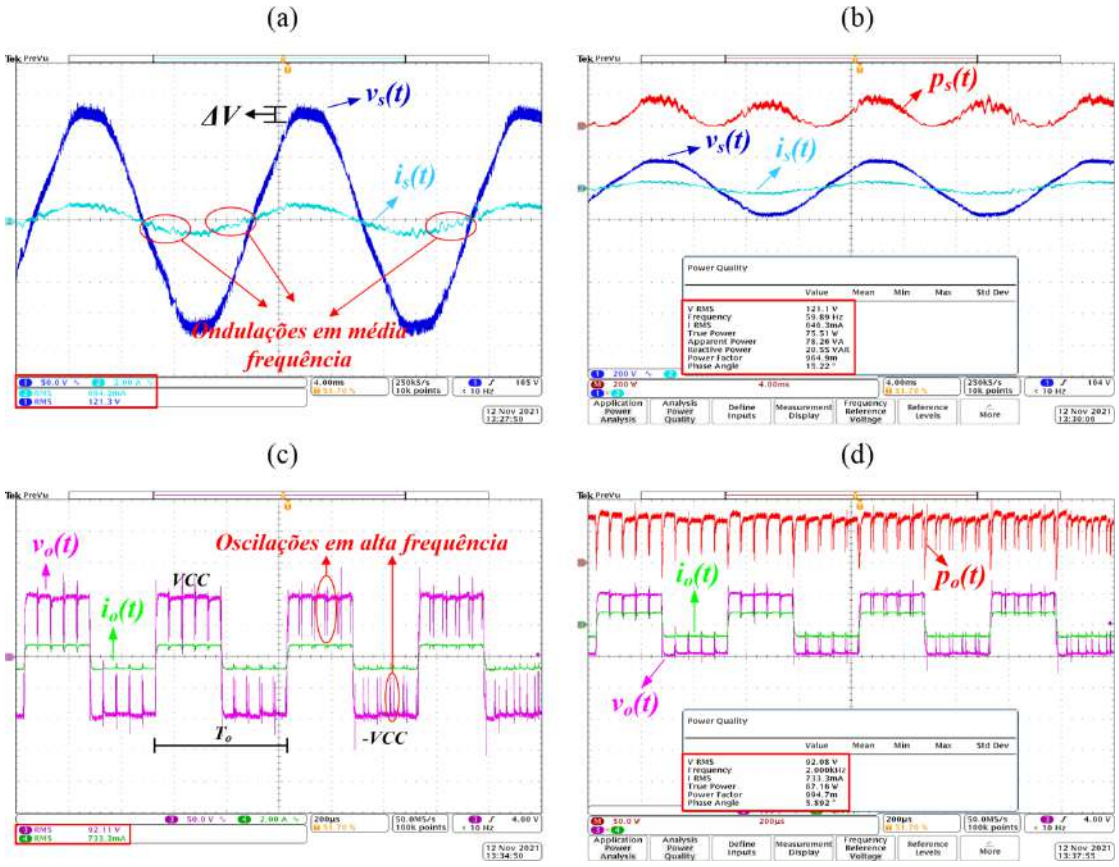
A potência aparente é de 78,26 VA sendo que o valor eficaz da tensão de entrada é de 121 V e o valor eficaz da corrente de entrada é de 0,646 A.

Em relação às variáveis de saída do conversor, o valor eficaz da tensão de saída é de 92,8 V e o valor eficaz da corrente de saída é de 0,733 A. A potência ativa processada na saída do conversor é de aproximadamente 67,16 W. A potência ativa de entrada do conversor é de 75,51 W. As perdas totais do conversor são de aproximadamente 8,35 W. O rendimento do estágio de potência do conversor é de 88,9 %. Nota-se que a frequência de entrada do conversor é de 60 Hz e o período da tensão e corrente de saída são de 500 µs.

Ou seja, a frequência de saída do conversor é de 2 kHz.

Algumas características em relação às formas de onda podem ser observadas nesses resultados. Verifica-se que as formas de onda da tensão e corrente de entrada apresentam ondulações em alta frequência e média frequência.

Figura 130 - Sinais de entrada e saída do conversor *MMC* CA-CA. (a) Formas de onda da tensão e corrente de entrada. (b) Formas de onda da tensão, corrente e potência instantânea de entrada. (c) Formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor. (d) Formas de onda da tensão, corrente e potência instantânea de saída.



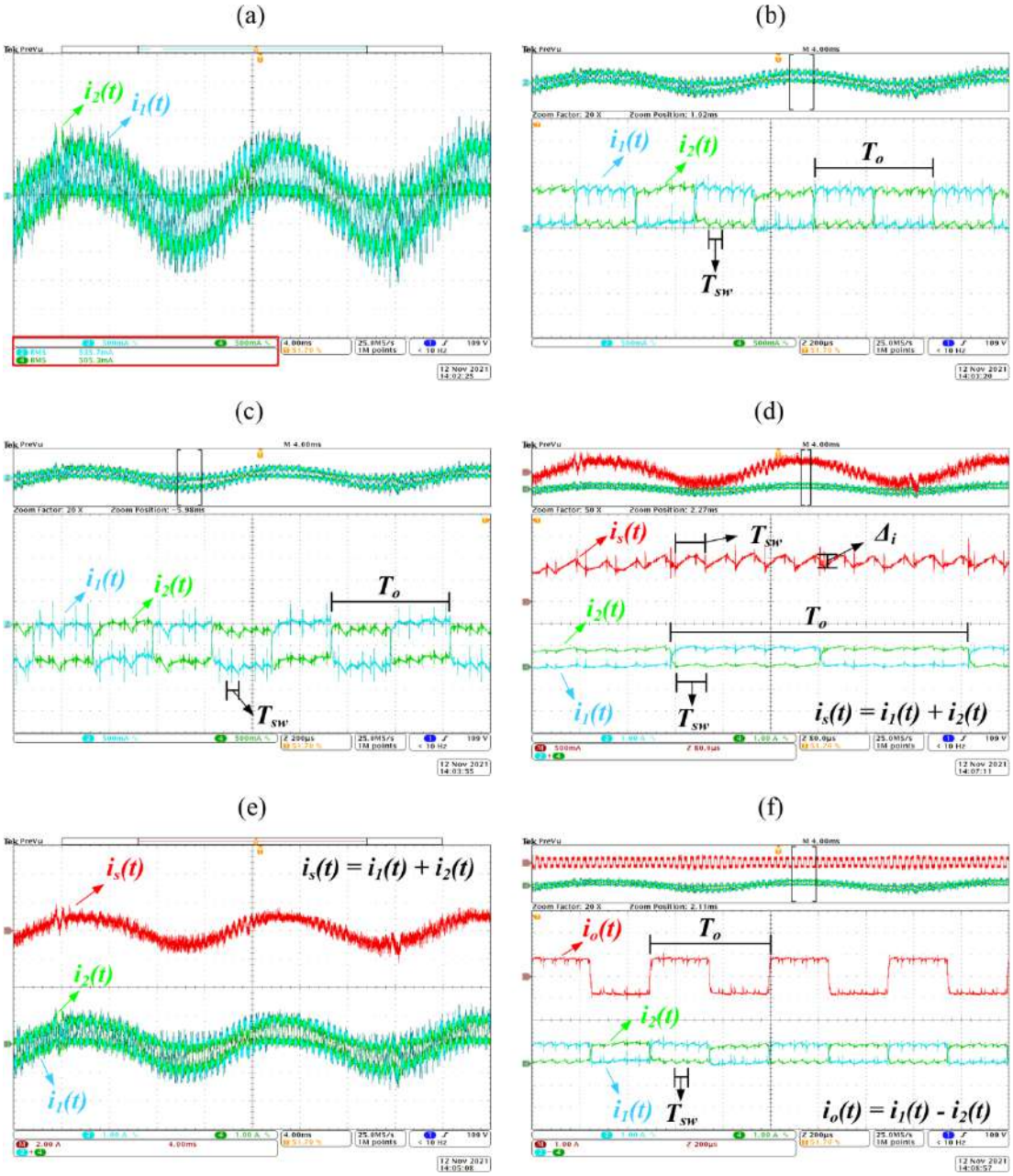
Fonte: Próprio autor.

A forma de onda da tensão de entrada apresenta componentes harmônicas em alta frequência devido à queda de tensão dessas componentes sobre a impedância do regulador de tensão. As componentes harmônicas são provenientes da característica de comutação do conversor na forma de onda

da corrente de entrada. A amplitude dessas ondulações em alta frequência é de aproximadamente 20 V no ângulo igual à π/2. Além disso, observa-se o achatamento do pico da forma de onda da tensão de entrada do conversor.

Em relação à forma de onda da corrente de entrada, além das ondulações em alta frequência devido à característica de comutação do conversor, observam-se algumas ondulações em média frequência na sua forma de onda. As ondulações são devido à presença da componente fundamental da frequência de saída na ação de controle da malha de corrente do conversor. A amplitude dessas ondulações é pequena em relação à amplitude da componente fundamental da frequência de entrada. A potência instantânea de entrada apresenta característica pulsante no dobro da frequência de entrada do conversor. Isto acarreta em ondulação de baixa frequência principalmente na tensão sobre os capacitores de cada célula individual de cada braço do conversor. A forma de onda da tensão de saída do conversor apresenta característica de dois níveis, onde cada nível é representado pelos valores de *VCC* e *-VCC*. A variação de tensão é de *2 VCC*. Além disso, observa-se também oscilações em alta frequência principalmente nos patamares de *VCC* e *-VCC*. As oscilações em alta frequência são provenientes da característica de comutação do conversor. Observa-se que o intervalo de tempo que ocorre as oscilações é de aproximadamente 50 μs. O intervalo de tempo é igual ao período de comutação da tensão modulada $v_{pwm}(t)$. Em relação à potência instantânea de saída, verifica-se a característica constante da forma de onda. A característica constante na potência instantânea de saída é vantajosa devido à redução da ondulação de tensão sobre os capacitores de cada célula individual de cada braço do conversor. A Figura 131 apresenta as formas de onda das correntes que circulam no braço superior 1 e inferior 2 do conversor *MMC* CA-CA. Em relação às medidas obtidas, verifica-se que o valor eficaz da corrente que circula no braço superior 1 é de 0,535 A. O valor eficaz da corrente que circula no braço inferior 2 é de 0,505 A. Em relação as formas de onda das correntes, verifica-se a presença de três componentes principais de frequência. A componente de baixa frequência de 60 Hz, ou seja, a componente de entrada do conversor, a componente de média frequência de 2 kHz e a componente de alta frequência de 20 kHz.

Figura 131 - Forma de onda das correntes que circulam no braço 1 e 2 do conversor. (a) Correntes instantâneas que circulam no braço 1 e 2. (b) Detalhe das correntes considerando o semiciclo positivo. (c) Detalhe das correntes considerando o semiciclo negativo. (d) Detalhe da ondulação de alta frequência na corrente de entrada do conversor. (e) Resultado da soma das correntes nos braços superior e inferior do conversor. (f) Resultado da diferença das correntes nos braços superior e inferior do conversor.



Fonte: Próprio autor.

A componente de média frequência é proveniente da corrente de saída

do conversor e a componente de alta frequência é proveniente da característica de comutação do conversor. Além disto, é possível observar a composição das duas correntes em análise obtidas no resultado experimental. A soma das duas correntes resulta na corrente de entrada do conversor, ou seja, na corrente que possui componente fundamental em baixa frequência. A diferença das duas correntes instantâneas resulta na corrente de saída do conversor, ou seja, a corrente que possui componente fundamental em média frequência. Isto comprova a análise teórica realizada no conversor *MMC* CA-CA. A ondulação da corrente de entrada é analisada a partir dos resultados apresentados na Figura 131 (d). Verifica-se que a ondulação de corrente é de 0,3 A.

A Figura 132 apresenta as formas de onda das correntes que circulam no braço superior 3 e inferior 4 do conversor *MMC* CA-CA.

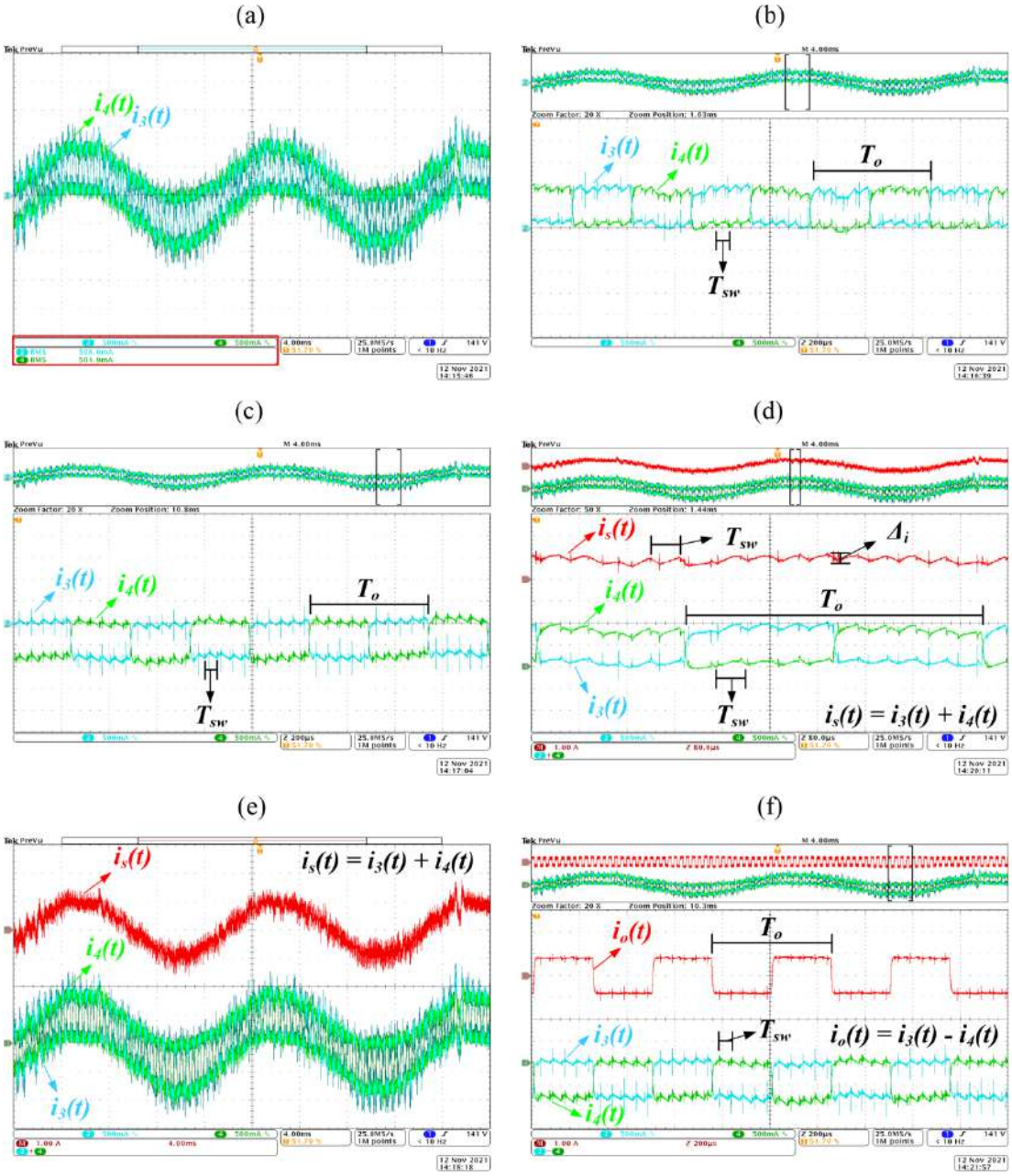
Observa-se na Figura 132 algumas características das correntes que circulam nos braços superior e inferior do conversor. Em relação às medidas obtidas, verifica-se que o valor eficaz da corrente que circula no braço superior 3 é de 0,508 A. O valor eficaz da corrente que circula no braço inferior 4 é de 0,502 A. Em relação as formas de onda das correntes, verifica-se a presença de três componentes principais de frequência.

A componente de baixa frequência de 60 Hz, ou seja, a componente de entrada do conversor, a componente de média frequência de 2 kHz e a componente de alta frequência de 20 kHz.

A componente de média frequência é proveniente da corrente de saída do conversor e a componente de alta frequência é proveniente da característica de comutação do conversor. Além disto, é possível observar a composição das duas correntes em análise obtidas no resultado experimental.

A soma das duas correntes resulta na corrente de entrada do conversor, ou seja, na corrente que possui componente fundamental em baixa frequência. A diferença das duas correntes instantâneas resulta na corrente de saída do conversor, ou seja, a corrente que possui componente fundamental em média frequência. Isso comprova a análise teórica realizada no conversor *MMC* CA-CA. A ondulação da corrente de entrada é analisada a partir dos resultados apresentados na Figura 132 (d). Verifica-se que a ondulação de corrente é de 0,3 A.

Figura 132 - Formas de onda das correntes que circulam no braço 3 e 4 do conversor. (a) Correntes instantâneas que circulam no braço 3 e 4. (b) Detalhe das correntes considerando o semiciclo positivo. (c) Detalhe das correntes considerando o semiciclo negativo. (d) Detalhe da ondulação de alta frequência na corrente de entrada do conversor. (e) Resultado da soma das correntes nos braços superior e inferior do conversor. (f) Resultado da diferença das correntes nos braços superior e inferior do conversor.



Fonte: Próprio autor.

Em ambos os resultados das correntes que circulam em cada braço do conversor verifica-se pequenas diferenças em suas formas de onda e valores obtidos. A característica de comutação está presente principalmente em relação a componente de alta frequência e média frequência. Vale ressaltar que a forma de onda da corrente de saída apresenta o mesmo formato da forma de onda da tensão de saída. Isto ocorre devido à carga do conversor apresentar característica resistiva.

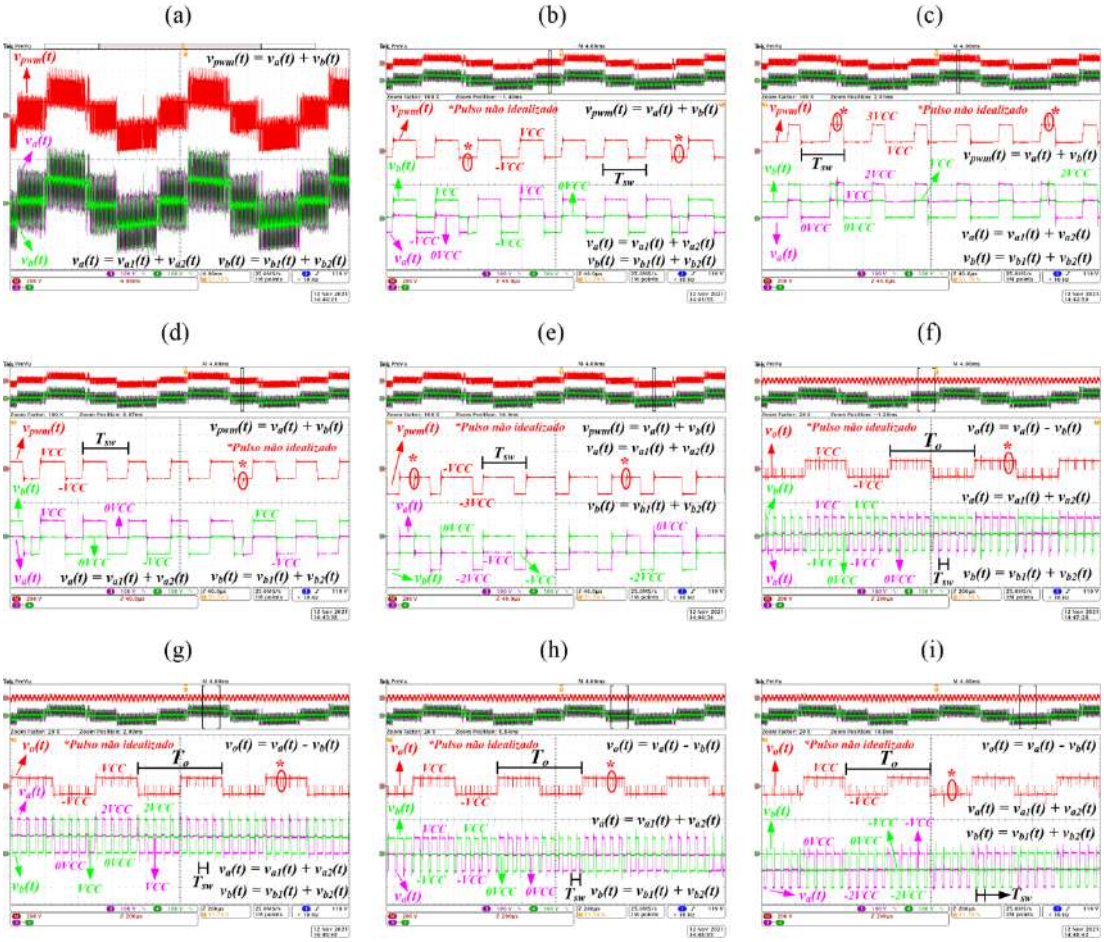
A Figura 133 apresenta as formas de onda das tensões moduladas nas saídas das células utilizadas no braço superior 1 e inferior 2 do conversor. A Figura 134 apresenta as formas de onda das tensões moduladas nas saídas das células utilizadas no braço superior 3 e inferior 4 do conversor. Além disto, são apresentados os detalhes de comutação para cada tensão modulada e o resultado da soma e diferença das tensões moduladas.

Observa-se na Figura 133 as características de comutação do conversor principalmente em relação à frequência de comutação das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. Verifica-se que a tensão $v_{pwm}(t)$ apresenta 4 níveis e a tensão $v_o(t)$ apresenta dois níveis conforme a especificação inicial do ensaio. A variação de tensão entre os níveis em ambas as formas de onda é de 2 VCC. Em relação às formas de onda das tensões $v_a(t)$ e $v_b(t)$, o número de níveis é igual à 5. A variação de tensão entre os níveis em ambas as formas de onda é de VCC. Estas características foram demonstradas durante a análise de operação do conversor.

Além disso, observa-se que a soma das tensões $v_a(t)$ e $v_b(t)$ resultam na tensão modulada $v_{pwm}(t)$, onde a frequência de comutação desta tensão é de 20 kHz. Como a estratégia de modulação utilizada é a técnica *Phase-Shifted*, foram utilizados 3 sinais portadores deslocados por 120° com frequência igual à 6,667 kHz.

Verifica-se também que a diferença entre as tensões $v_a(t)$ e $v_b(t)$ resulta na tensão de saída do conversor $v_o(t)$, onde a frequência fundamental desta tensão é de 2 kHz. Outra característica que vale ressaltar é a ondulação de tensão em baixa frequência principalmente na forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$. A ondulação de tensão é proveniente das tensões instantâneas sobre os capacitores de cada célula do conversor.

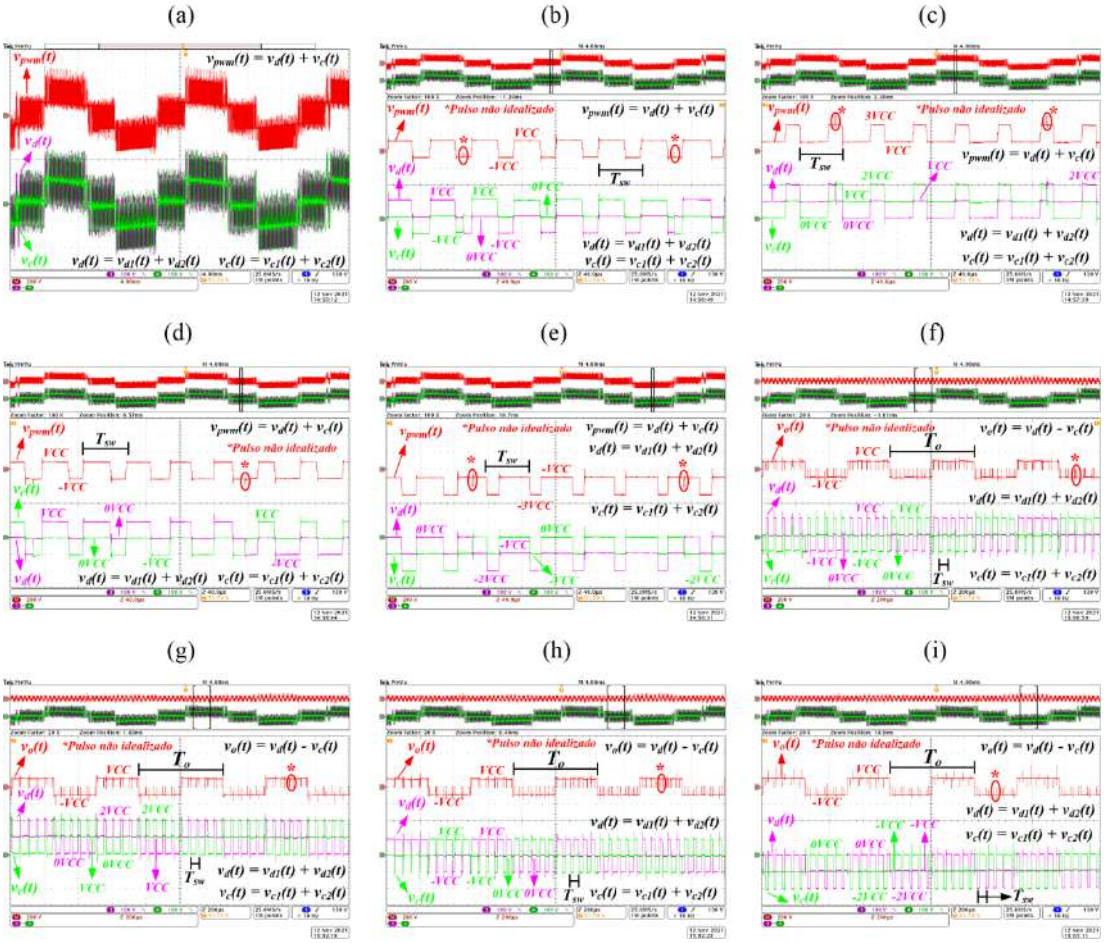
Figura 133 - Formas de onda das tensões moduladas de saída das células utilizadas nos braços superior 1 e inferior 2 do conversor. (a) Formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (b) Detalhes das formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (c) Detalhes das formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (d) Detalhes das formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (e) Detalhes das formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (f) Formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_o(t)$. (g) Formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_o(t)$. (h) Formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_o(t)$. (i) Formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_o(t)$.



Fonte: Próprio autor.

Outra observação é em relação aos pulsos não idealizados nas formas de onda das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. Na forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ é possível observar um pulso com amplitude igual à VCC com pequena largura de tempo em relação ao período de comutação desta tensão.

Figura 134 - Formas de onda das tensões moduladas de saída das células utilizadas nos braços superior 3 e inferior 4 do conversor. (a) Formas de onda das tensões $v_c(t)$, $v_d(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (b) Detalhes das formas de onda das tensões $v_c(t)$, $v_d(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (c) Detalhes das formas de onda das tensões $v_c(t)$, $v_d(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (d) Detalhes das formas de onda das tensões $v_c(t)$, $v_d(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (e) Detalhes das formas de onda das tensões $v_c(t)$, $v_d(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (f) Formas de onda das tensões $v_c(t)$, $v_d(t)$ e $v_o(t)$. (g) Formas de onda das tensões $v_c(t)$, $v_d(t)$ e $v_o(t)$. (h) Formas de onda das tensões $v_c(t)$, $v_d(t)$ e $v_o(t)$. (i) Formas de onda das tensões $v_c(t)$, $v_d(t)$ e $v_o(t)$.



Fonte: Próprio autor.

Esta característica ocorre no instante de comutação da forma de onda da tensão de saída $v_o(t)$ do conversor. Apesar disto, é possível observar um atraso de comutação nas formas de onda das tensões $v_a(t)$ e $v_b(t)$. O atraso provoca a comutação da tensão para o nível *VCC* que logo após este pequeno intervalo de tempo é corrigido para o nível *-VCC* ou *3 VCC*. Este atraso pode

ser ocasionado pelo tempo morto nos transistores das células *H-Bridge*. Em relação à forma de onda da tensão $v_o(t)$, verifica-se esta mesma característica de pulso com largura de tempo muito menor. Esta característica ocorre no mesmo instante de tempo de comutação da forma de onda da tensão modulada $v_{pwm}(t)$ do conversor. O pulso também é provocado pelo atraso das comutações das tensões $v_a(t)$ e $v_b(t)$. Novamente, esta característica de operação se deve ao fato da ocorrência do tempo morto nos transistores das células *H-Bridge*. Em relação às tensões $v_a(t)$ e $v_b(t)$, verificam-se que ambas as formas de onda apresentam frequência de comutação constante e igual à frequência de comutação da tensão $v_{pwm}(t)$.

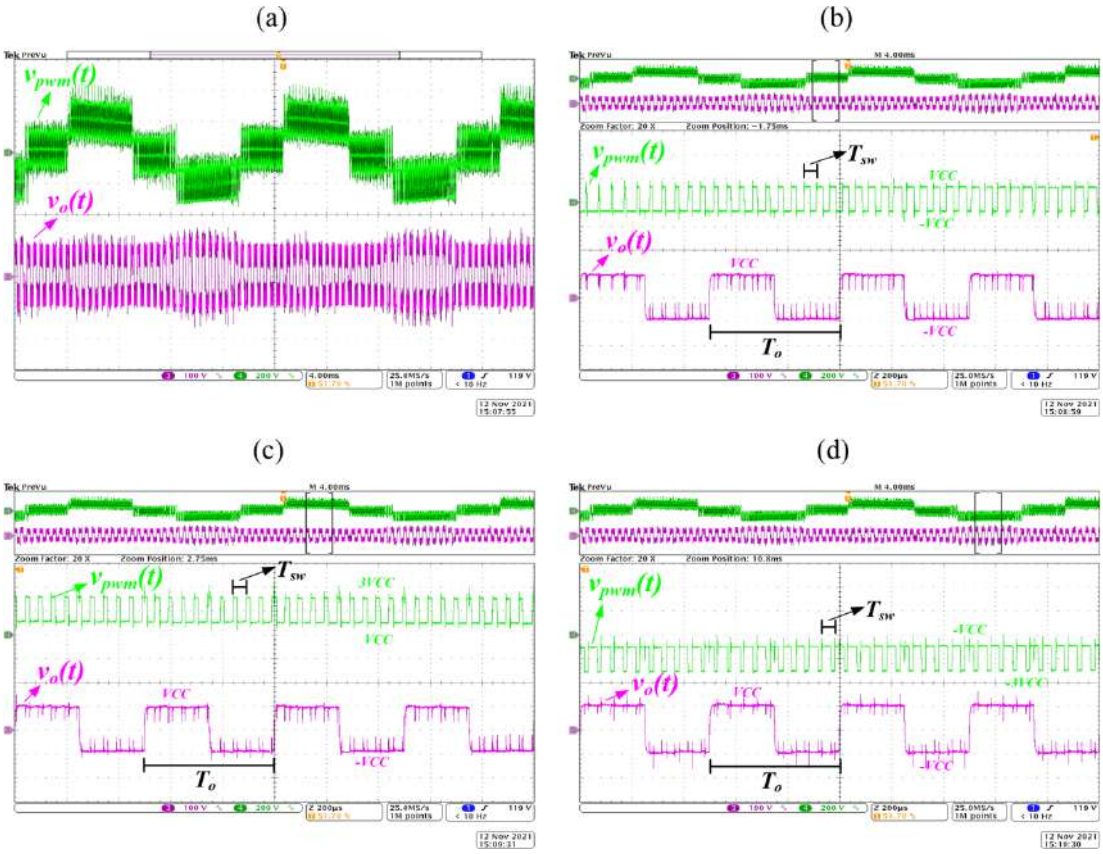
Observa-se na Figura 134 as características de comutação do conversor principalmente em relação à frequência de comutação das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. As características dos resultados apresentados na Figura 134 são idênticas aos resultados apresentados na Figura 133. Os resultados apresentam a operação satisfatória das estratégias de modulação *Phase-Shifted* e *Staircase* aplicadas ao conversor *MMC* CA-CA.

A Figura 135 apresenta as formas de onda das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$.

Observa-se na Figura 135 as características de comutação tanto para forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ quanto para a forma de onda da tensão $v_o(t)$. É possível verificar que a frequência de comutação da tensão $v_{pwm}(t)$ é de 20 kHz e a frequência da componente fundamental da tensão $v_o(t)$ é de 2 kHz. A variação de tensão em ambas as formas de onda é de 2 VCC. Destacam-se os pulsos não idealizados conforme comentado nos resultados apresentados anteriormente. Nestas condições de ensaio, destaca-se o número de níveis para tensão $v_{pwm}(t)$ igual a 4 e para tensão $v_o(t)$ igual à 2. Os resultados demonstram a operação satisfatória da estratégia de modulação *Phase-Shifted* aplicada para modular a tensão $v_{pwm}(t)$ e consequentemente a corrente de entrada do conversor e da estratégia *Staircase* aplicada para modular a tensão de saída $v_o(t)$.

A Figura 136 apresenta as tensões instantâneas sobre os capacitores de cada célula do conversor *MMC* CA-CA.

Figura 135 - Formas de onda das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. (a) Forma de onda das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. (b) Detalhes da tensão $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. (c) Detalhes da tensão $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. (d) Detalhes da tensão $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$.



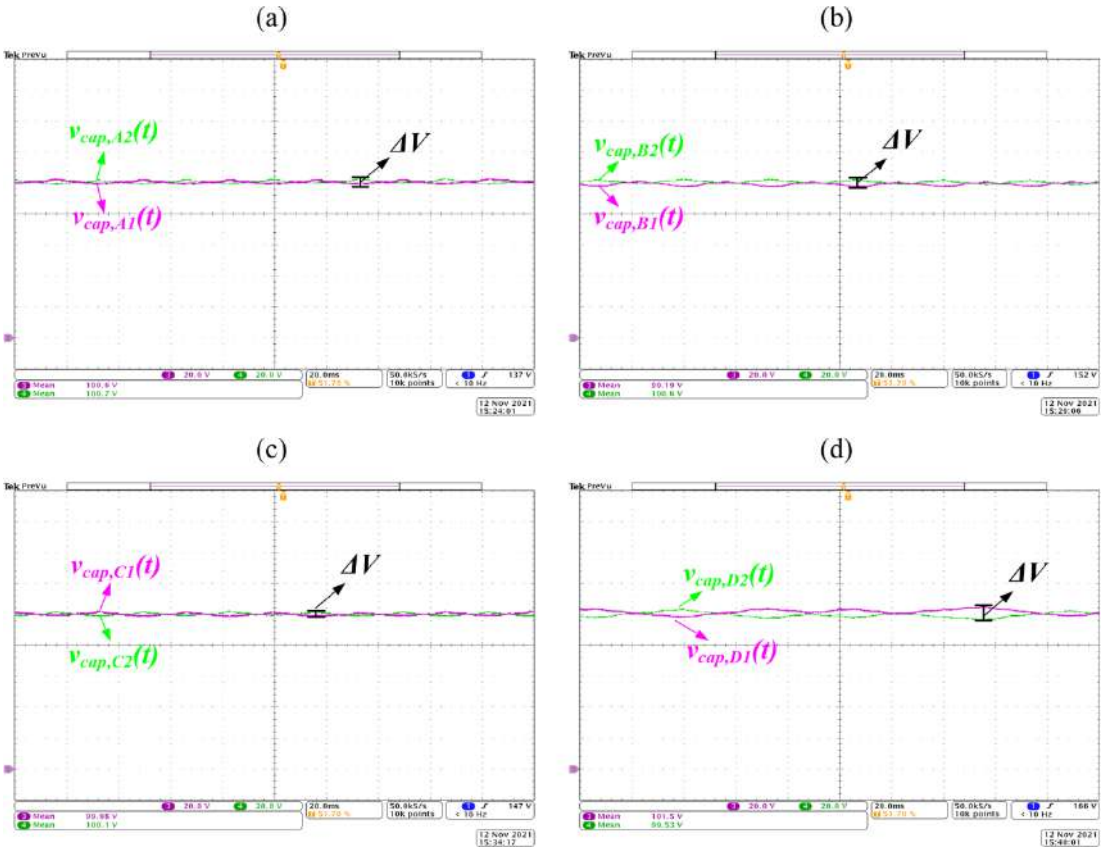
Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 136 que as tensões sobre os capacitores apresentam ondulações de tensão em baixa frequência. Isso se deve a aplicação lógica de equilíbrio das tensões nos capacitores de cada célula do conversor. O valor médio das tensões é de aproximadamente 100 V. Outra característica é a diferença de tensão com amplitude de no máximo 3 V nas células B1, B2, D1 e D2.

A operação do conversor *MMC* CA-CA com a lógica de equilíbrio das tensões nos capacitores operando a cada ciclo de rede mostrou-se satisfatória para o ensaio realizado.

De forma a demonstrar a injeção ou absorção de potência reativa na entrada do conversor, a Figura 137 apresenta os resultados em regime permanente do conversor *MMC* CA-CA operando com fator de potência indutivo e capacitivo.

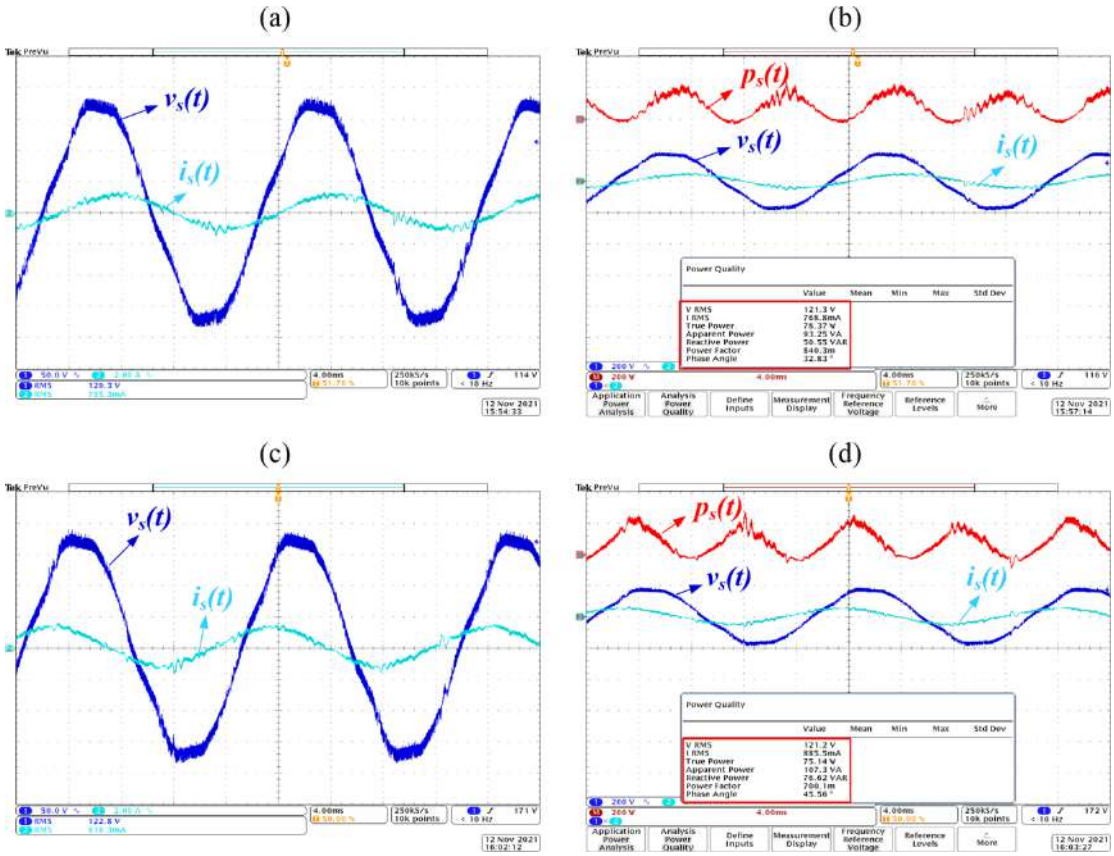
Figura 136 - Formas de onda das tensões instantâneas sobre os capacitores de cada célula do conversor *MMC* CA-CA. (a) Forma de onda das tensões sobre os capacitores das células A1 e A2. (b) Forma de onda das tensões sobre os capacitores das células B1 e B2. (c) Forma de onda das tensões sobre os capacitores das células C1 e C2. (d) Forma de onda das tensões sobre os capacitores das células D1 e D2.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 137 os resultados em regime permanente do conversor operando com fator de potência indutivo e capacitivo. Além disto, é fornecido o mesmo nível de potência ativa para carga durante o ensaio. O fator de potência para ambas as situações é de 0,8 aproximadamente. As características em ambas as formas de onda da corrente de entrada apresentam o mesmo comportamento como já mencionado nos outros resultados obtidos com elevado fator de potência. Para garantir a operação com injeção de potência reativa foi necessário à soma de uma componente em quadratura no sinal de referência da malha de controle da corrente de entrada do conversor.

Figura 137 - Resultados em regime permanente do conversor *MMC* CA-CA operando com fator de potência indutivo e capacitivo. (a) Tensão e corrente de entrada com o conversor operando com fator de potência indutivo. (b) Detalhe das formas de onda e medição da qualidade de energia. (c) Tensão e corrente de entrada com o conversor operando com fator de potência capacitivo. (d) Detalhe das formas de onda e medição da qualidade de energia.



Fonte: Próprio autor.

Os resultados obtidos para essa condição apresentam resposta satisfatória em relação à operação em regime permanente do conversor *MMC* CA-CA.

A Tabela 26 apresenta as especificações do terceiro ensaio realizado no conversor *MMC* CA-CA.

Observa-se nas especificações a utilização de duas células por braço no conversor. O número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ é igual à 2, enquanto o número de níveis da tensão $v_o(t)$ é igual à 4. A estratégia de modulação utilizada para modular a tensão $v_{pwm}(t)$ é a técnica *Phase-Shifted*. A frequência utilizada no sinal portador é de 20 kHz para a condição do ensaio.

Tabela 26 - Especificações da terceira condição do ensaio realizado no conversor *MMC* CA-CA.

Símbolo	Descrição	Valor
$V_{s,ef}$	Valor eficaz da tensão de entrada.	60 V
$V_{c,med}$	Valor médio da tensão sobre o capacitor de filtro.	160 V
S_s	Potência Aparente de entrada.	40 VA
$V_{o,ef}$	Valor eficaz da tensão de saída.	270 V
N	Número de células por braço.	2
N_{vpwm}	Número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$.	2
N_{vo}	Número de níveis da tensão de saída $v_o(t)$.	4
-	Estratégia de modulação da tensão $v_{pwm}(t)$.	*Phase-Shifted*
L_{in}	Indutância de entrada.	8,2 mH
L_b	Indutância de braço.	200 µH
C_{cell}	Capacitância de cada célula.	940 µF
f_o	Frequência de saída.	2 kHz
$f_{sw,PS}$	Frequência de comutação da tensão $v_{pwm}(t)$.	20 kHz

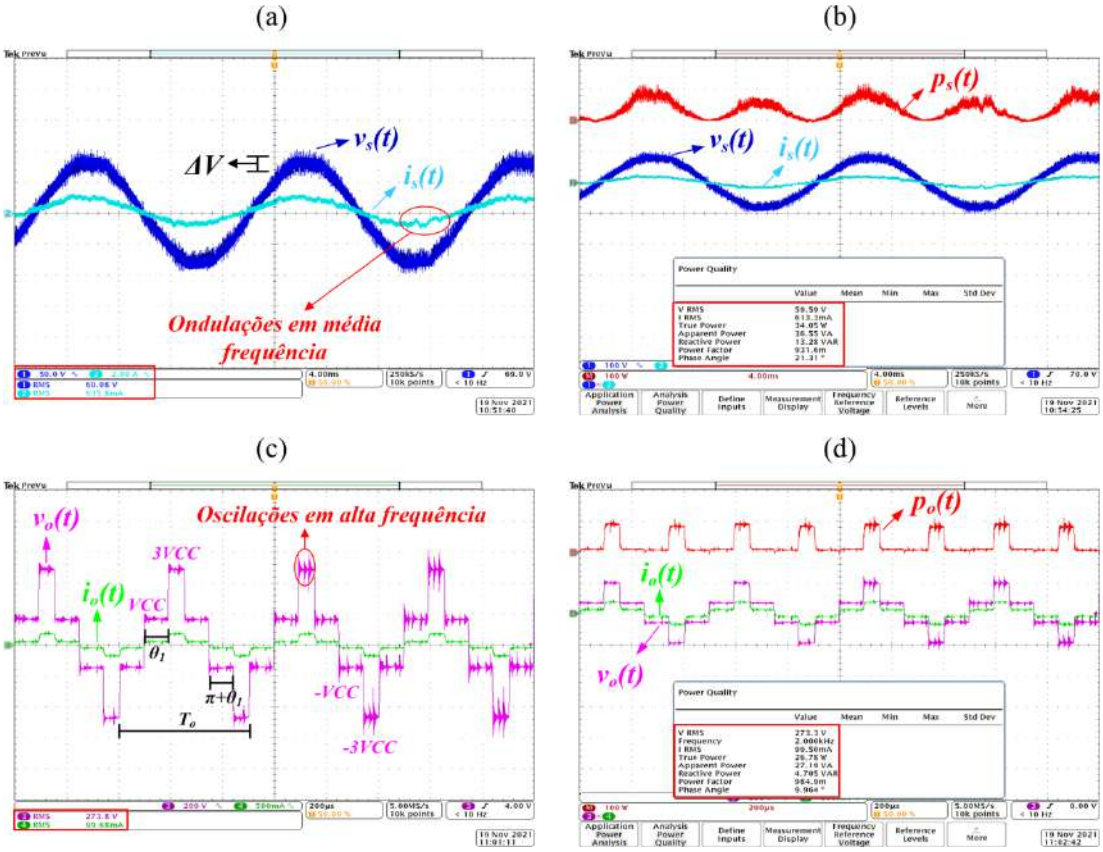
Fonte: Próprio autor.

O ângulo de comutação utilizado na estratégia de comutação *Staircase* é de aproximadamente 55°. A ondulação de corrente especificada para o projeto da indutância de entrada é de 10 % do valor de pico da corrente de entrada do conversor. A ondulação de tensão especificada para o projeto da capacitância de cada célula é de 2 % da tensão média sobre os capacitores. A característica do modo de operação 2N+1 do conversor foi adotada durante os ensaios.

A Figura 138 apresenta os resultados experimentais das formas de onda da entrada e saída do conversor *MMC* CA-CA.

Observa-se na Figura 138 algumas características de operação do conversor *MMC* CA-CA do ponto de vista dos sinais de entrada e saída. Em relação às medidas obtidas, verifica-se que o fator de potência de entrada é de 0,931. A potência aparente é de 36,55 VA sendo que o valor eficaz da tensão de entrada é de 59,6 V e o valor eficaz da corrente de entrada é de 0,613 A. Em relação às variáveis de saída do conversor, o valor eficaz da tensão de saída é de 273,3 V e o valor eficaz da corrente de saída é de 0,1 A.

Figura 138 - Sinais de entrada e saída do conversor *MMC* CA-CA. (a) Formas de onda da tensão e corrente de entrada. (b) Formas de onda da tensão, corrente e potência instantânea de entrada. (c) Formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor. (d) Formas de onda da tensão, corrente e potência instantânea de saída.



Fonte: Próprio autor.

A potência ativa processada na saída do conversor é de aproximadamente 26,78 W. A potência ativa de entrada do conversor é de 34,05 W. As perdas totais do conversor são de aproximadamente 7,27 W. O rendimento do estágio de potência do conversor é de 78,65 %. Nota-se que a frequência de entrada do conversor é de 60 Hz e o período da tensão e corrente de saída são de 500 µs. Ou seja, a frequência de saída do conversor é de 2 kHz. O ângulo de comutação da estratégia de modulação *Staircase* é de aproximadamente 52,8°.

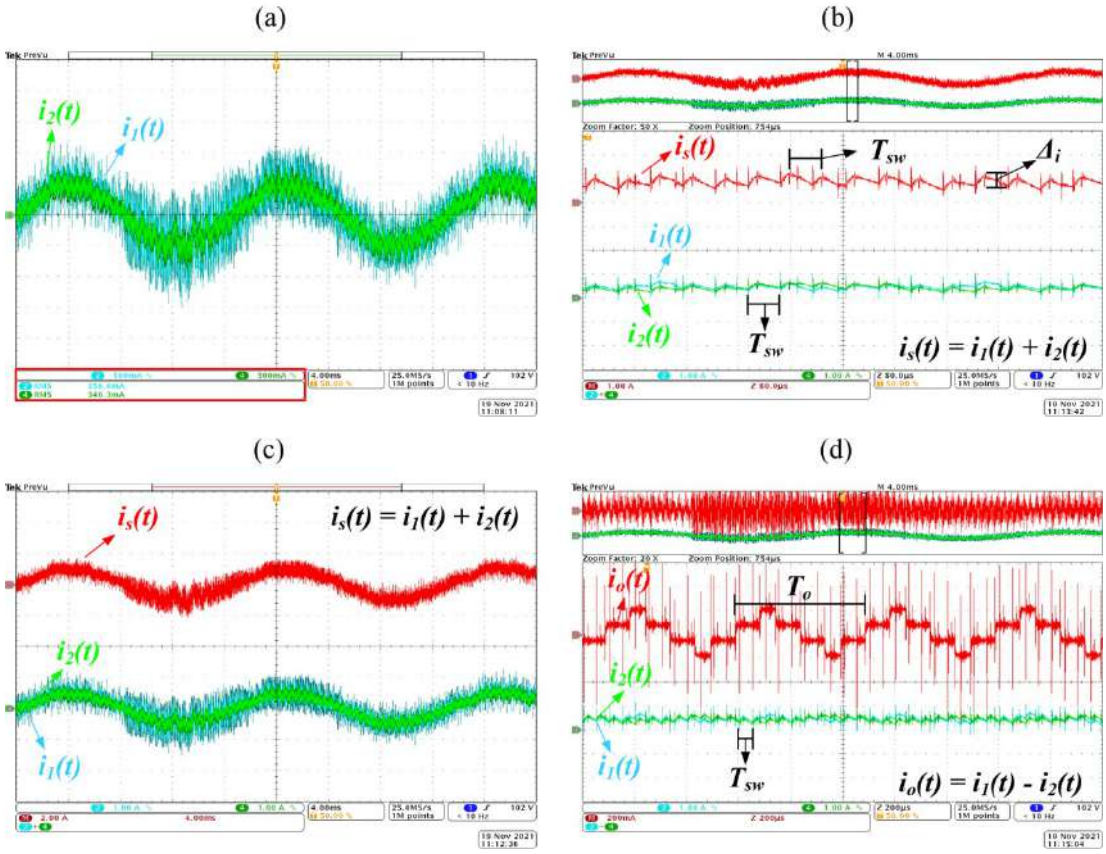
Algumas características em relação às formas de onda podem ser observadas nesses resultados. Verifica-se que as formas de onda da tensão e corrente de entrada apresentam ondulações em alta frequência e média

frequência. A forma de onda da tensão de entrada apresenta componentes harmônicas em alta frequência devido à queda de tensão dessas componentes sobre a impedância do regulador de tensão. As componentes harmônicas são provenientes da característica de comutação do conversor na forma de onda da corrente de entrada. A amplitude das ondulações em alta frequência é de aproximadamente 30 V no ângulo igual à π/2. Além disto, observa-se o achatamento do pico da forma de onda da tensão de entrada do conversor. Em relação à forma de onda da corrente de entrada, além das ondulações em alta frequência devido à característica de comutação do conversor, observam-se algumas ondulações em média frequência na sua forma de onda. As ondulações são devido à presença da componente fundamental da frequência de saída na ação de controle da malha de corrente do conversor.

A amplitude das ondulações é pequena em relação à amplitude da componente fundamental da frequência de entrada. A potência instantânea de entrada apresenta característica pulsante no dobro da frequência de entrada do conversor. Isso acarreta em ondulação de baixa frequência principalmente na tensão sobre os capacitores de cada célula individual de cada braço do conversor. A forma de onda da tensão de saída do conversor apresenta característica de quatro níveis, onde cada nível é representado pelos valores de *3 VCC*, *VCC*, *-VCC* e *-3 VCC*. A variação de tensão é de *2 VCC* para cada nível. Além disso, observa-se também oscilações em alta frequência principalmente nos patamares de *3 VCC* e *-3 VCC*. As oscilações em alta frequência são provenientes da característica de comutação do conversor. Observa-se que o intervalo de tempo que ocorre essas oscilações é de aproximadamente 50 μs. O intervalo de tempo é igual ao período de comutação da tensão modulada $v_{pwm}(t)$. Em relação à potência instantânea de saída, verifica-se a característica pulsante no dobro da frequência de saída do conversor. Isto acarreta em uma ondulação de média frequência principalmente na tensão sobre os capacitores de cada célula individual de cada braço do conversor.

A Figura 139 apresenta as formas de onda das correntes que circulam no braço superior 1 e inferior 2 do conversor *MMC* CA-CA.

Figura 139 - Forma de onda das correntes que circulam no braço superior 1 e inferior 2 do conversor. (a) Correntes instantâneas que circulam no braço superior 1 e inferior 2. (b) Detalhe das correntes considerando o semiciclo positivo. (c) Resultado da soma das correntes nos braços superior e inferior do conversor. (d) Resultado da diferença das correntes nos braços superior e inferior do conversor.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 139 algumas características das correntes que circulam nos braços superior e inferior do conversor. Em relação às medidas obtidas, verifica-se que o valor eficaz da corrente que circula no braço superior 1 é de 0,356 A. O valor eficaz da corrente que circula no braço inferior 2 é de 0,346 A. Em relação as formas de onda das correntes, verifica-se a presença de três componentes principais de frequência. A componente de baixa frequência de 60 Hz, ou seja, a componente de entrada do conversor, a componente de média frequência de 2 kHz e a componente de alta frequência de 20 kHz. A componente de média frequência é proveniente da corrente de saída do conversor e a componente de alta frequência é proveniente da

característica de comutação do conversor. Além disto, é possível observar a composição das duas correntes em análise obtidas no resultado experimental. A soma das duas correntes resulta na corrente de entrada do conversor, ou seja, na corrente que possui componente fundamental em baixa frequência. A diferença das duas correntes instantâneas resulta na corrente de saída do conversor, ou seja, a corrente que possui componente fundamental em média frequência.

Isto comprova a análise teórica realizada no conversor *MMC* CA-CA. A ondulação da corrente de entrada é analisada a partir dos resultados apresentados na Figura 139 (b). Verifica-se que a ondulação de corrente é de 0,5 A.

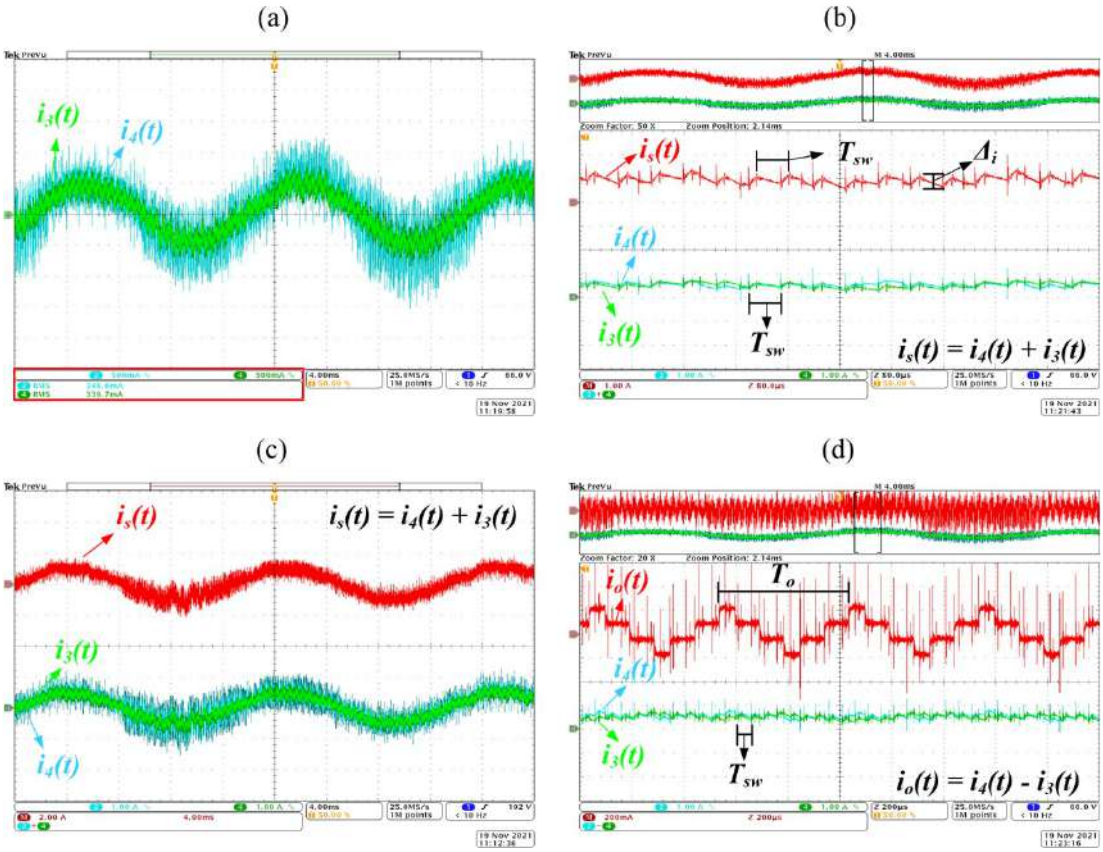
A Figura 140 apresenta as formas de onda das correntes que circulam no braço superior 3 e inferior 4 do conversor *MMC* CA-CA.

Observa-se na Figura 140 algumas características das correntes que circulam nos braços superior e inferior do conversor. Em relação às medidas obtidas, verifica-se que o valor eficaz da corrente que circula no braço superior 3 é de 0,339 A.

O valor eficaz da corrente que circula no braço inferior 4 é de 0,348 A. Em relação as formas de onda das correntes, verifica-se a presença de três componentes principais de frequência. A componente de baixa frequência de 60 Hz, ou seja, a componente de entrada do conversor, a componente de média frequência de 2 kHz e a componente de alta frequência de 20 kHz. A componente de média frequência é proveniente da corrente de saída do conversor e a componente de alta frequência é proveniente da característica de comutação do conversor.

Além disto, é possível observar a composição das duas correntes em análise obtidas no resultado experimental. A soma das duas correntes resulta na corrente de entrada do conversor, ou seja, na corrente que possui componente fundamental em baixa frequência. A diferença das duas correntes instantâneas resulta na corrente de saída do conversor, ou seja, a corrente que possui componente fundamental em média frequência. Isto comprova a análise teórica realizada no conversor MMC CA-CA.

Figura 140 - Forma de onda das correntes que circulam no braço superior 3 e inferior 4 do conversor. (a) Correntes instantâneas que circulam no braço superior 3 e inferior 4. (b) Detalhe das correntes considerando o semiciclo positivo. (c) Resultado da soma das correntes nos braços superior e inferior do conversor. (d) Resultado da diferença das correntes nos braços superior e inferior do conversor.



Fonte: Próprio autor.

A ondulação da corrente de entrada é analisada a partir dos resultados apresentados na Figura 140 (b). Verifica-se que a ondulação de corrente é de 0,5 A.

Em ambos os resultados das correntes que circulam em cada braço do conversor verifica-se pequenas diferenças em suas formas de onda e valores obtidos. A característica de comutação está presente principalmente em relação a componente de alta frequência e média frequência. Vale ressaltar que a forma de onda da corrente de saída apresenta o mesmo formato da forma de onda da tensão de saída. Isso ocorre devido à carga do conversor apresentar característica resistiva.

A Figura 141 apresenta as formas de onda das tensões moduladas nas saídas das células utilizadas no braço superior 1 e inferior 2 do conversor. Além disso, são apresentados os detalhes de comutação para cada tensão modulada e o resultado da soma e diferença das tensões moduladas. Observa-se na Figura 141 as características de comutação do *MMC*.

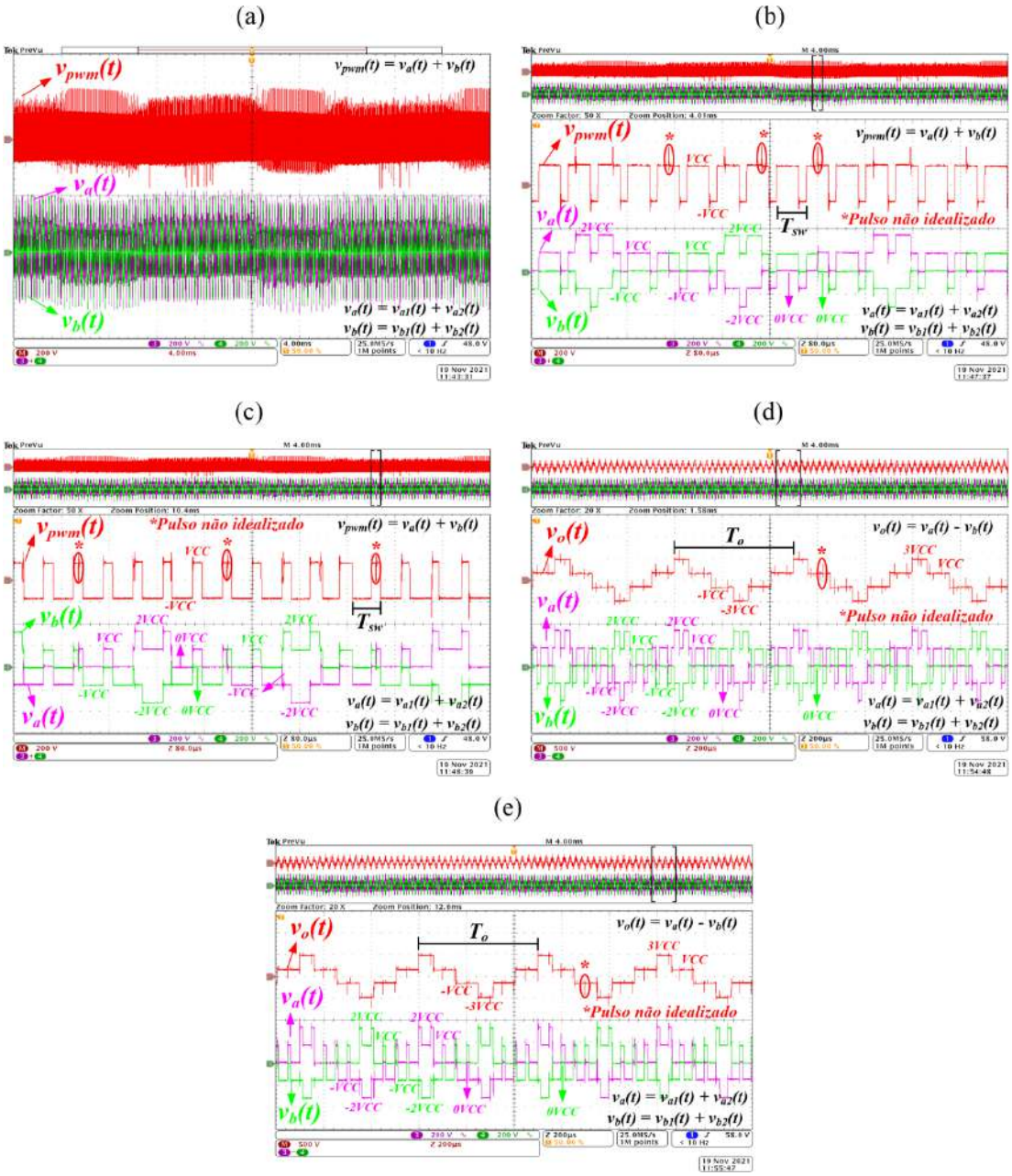
A Figura 142 apresenta as formas de onda das tensões moduladas nas saídas das células utilizadas no braço superior 3 e inferior 4 do conversor. Verifica-se na Figura 141 que a tensão $v_{pwm}(t)$ apresenta 2 níveis e a tensão $v_o(t)$ apresenta 4 níveis conforme a especificação inicial do ensaio.

A variação de tensão entre os níveis em ambas as formas de onda é de 2 VCC. Em relação às formas de onda das tensões $v_a(t)$ e $v_b(t)$, o número de níveis é igual à 5. A variação de tensão entre os níveis em ambas as formas de onda é de VCC. As características foram demonstradas durante a análise de operação do conversor. Além disso, observa-se que a soma das tensões $v_a(t)$ e $v_b(t)$ resultam na tensão modulada $v_{pwm}(t)$, onde a frequência de comutação desta tensão é de 20 kHz. Como a tensão $v_{pwm}(t)$ apresenta 2 níveis, foi utilizado apenas um sinal portador com frequência igual à 20 kHz. Verifica-se também que a diferença entre as tensões $v_a(t)$ e $v_b(t)$ resulta na tensão de saída do conversor $v_o(t)$, onde a frequência fundamental desta tensão é de 2 kHz. Outra característica que vale ressaltar é a ondulação de tensão em baixa frequência principalmente na forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$.

A ondulação de tensão é proveniente das tensões instantâneas sobre os capacitores de cada célula do conversor. Outra observação é em relação aos pulsos não idealizados nas formas de onda das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$.

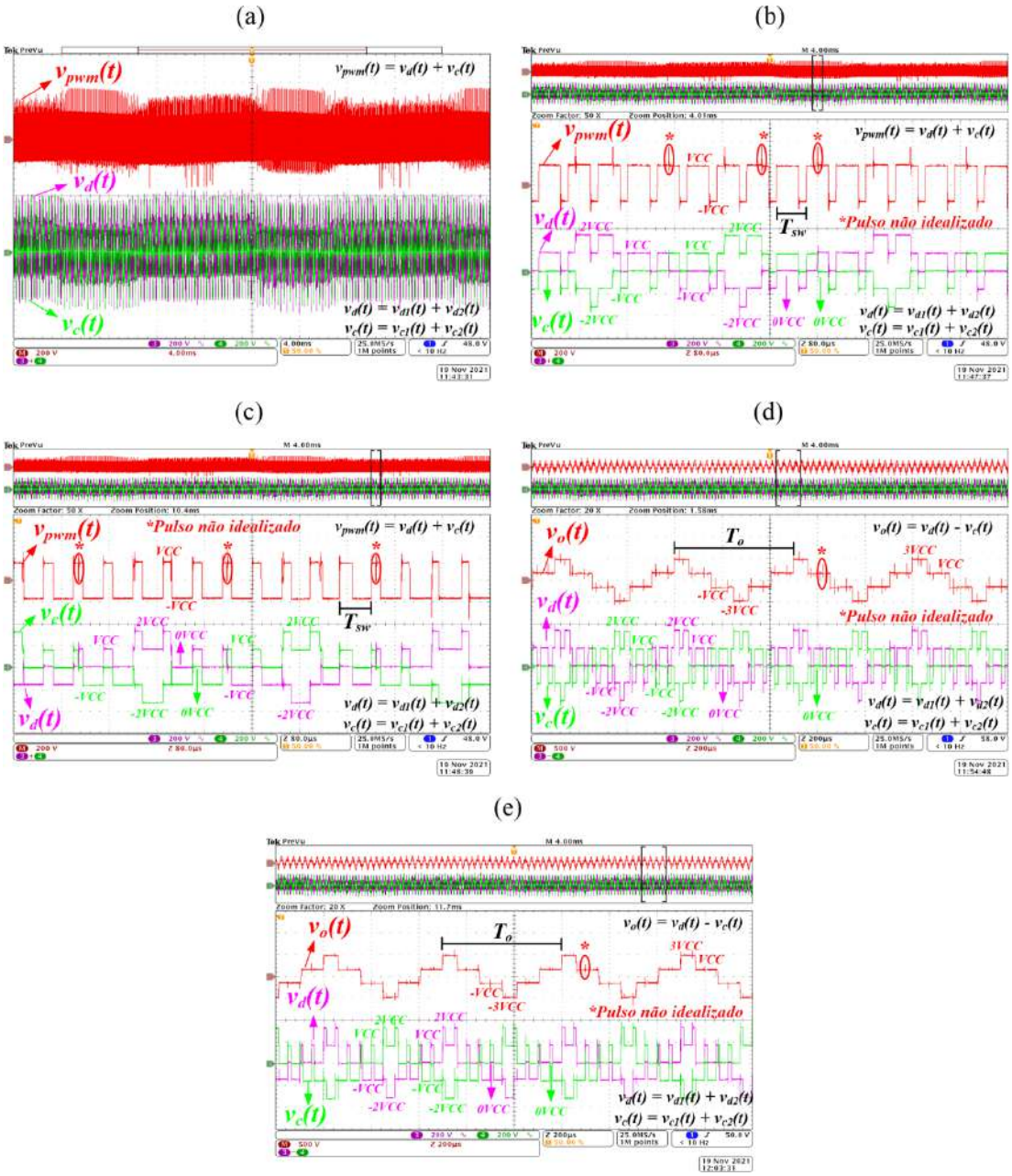
Na forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ é possível observar um pulso com amplitude igual à *VCC* com pequena largura de tempo em relação ao período de comutação desta tensão. Esta característica ocorre no instante de comutação da forma de onda da tensão de saída $v_o(t)$ do conversor. Apesar disto, é possível observar um atraso de comutação nas formas de onda das tensões $v_a(t)$ e $v_b(t)$. Esse atraso provoca a comutação da tensão para o nível *VCC* que logo após esse pequeno intervalo de tempo é corrigido para o nível *2 VCC*. Este atraso pode ser ocasionado pelo tempo morto nos transistores das células H-Bridge.

Figura 141 - Formas de onda das tensões moduladas de saída das células utilizadas nos braços superior 1 e inferior 2 do conversor. (a) Formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (b) Detalhe das formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (c) Detalhe das formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (d) Formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_o(t)$. (e) Formas de onda das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_o(t)$.



Fonte: Próprio autor.

Figura 142 - Formas de onda das tensões moduladas de saída das células utilizadas nos braços superior 3 e inferior 4 do conversor. (a) Formas de onda das tensões $v_d(t)$, $v_c(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (b) Detalhe das formas de onda das tensões $v_d(t)$, $v_c(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (c) Detalhe das formas de onda das tensões $v_d(t)$, $v_c(t)$ e $v_{pwm}(t)$. (d) Formas de onda das tensões $v_d(t)$, $v_c(t)$ e $v_o(t)$. (e) Formas de onda das tensões $v_d(t)$, $v_c(t)$ e $v_o(t)$.



Fonte: Próprio autor.

Em relação à forma de onda da tensão $v_o(t)$, verifica-se essa mesma característica de pulso com largura de tempo muito menor. Esta característica

ocorre no mesmo instante de tempo de comutação da forma de onda da tensão modulada $v_{pwm}(t)$ do conversor. O pulso também é provocado pelo atraso das comutações das tensões $v_a(t)$ e $v_b(t)$. Novamente, esta característica de operação se deve ao fato da ocorrência do tempo morto nos transistores das células H-Bridge. Em relação às tensões $v_a(t)$ e $v_b(t)$, verificam-se que ambas as formas de onda apresentam frequência de comutação constante e igual à frequência de comutação da tensão $v_{pwm}(t)$.

Observa-se na Figura 142 as características de comutação do conversor principalmente em relação à frequência de comutação das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. As características dos resultados apresentados na Figura 142 são idênticas aos resultados apresentados na Figura 141. Os resultados apresentam a operação satisfatória das estratégias de modulação *Phase-Shifted* e *Staircase* aplicadas ao conversor *MMC* CA-CA.

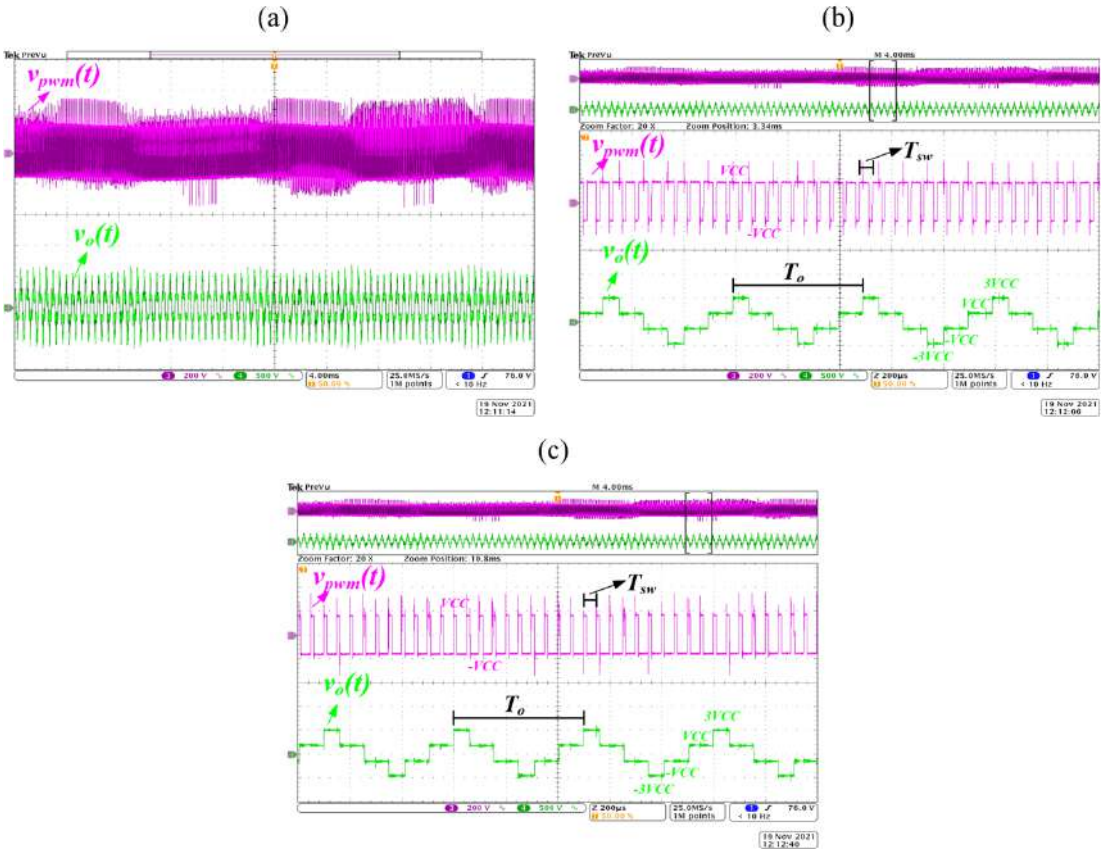
A Figura 143 apresenta as formas de onda das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$.

Observa-se na Figura 143 as características de comutação tanto para forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ quanto para a forma de onda da tensão $v_o(t)$. É possível verificar que a frequência de comutação da tensão $v_{pwm}(t)$ é de 20 kHz e a frequência da componente fundamental da tensão $v_o(t)$ é de 2 kHz.

A variação de tensão em ambas as formas de onda é de *2 VCC*. Além disso, destacam-se os pulsos não idealizados conforme comentado nos resultados apresentados anteriormente. Nestas condições de ensaio, destaca-se o número de níveis para tensão $v_{pwm}(t)$ igual a 2 e para tensão $v_o(t)$ igual à 4. Além disto, os resultados demonstram a operação satisfatória da estratégia de modulação *Phase-Shifted* aplicada para modular a tensão $v_{pwm}(t)$ e consequentemente a corrente de entrada do conversor e da estratégia *Staircase* aplicada para modular a tensão de saída $v_o(t)$.

A Figura 144 apresenta as tensões instantâneas sobre os capacitores de cada célula do conversor *MMC* CA-CA. Observa-se na Figura 144 que as tensões sobre os capacitores apresentam ondulações de tensão em baixa frequência. Isso se deve a aplicação lógica de equilíbrio das tensões nos capacitores de cada célula do conversor. O valor médio das tensões é de aproximadamente 160 V. Outra característica é a diferença de tensão com amplitude de no máximo 6 V nas células D1 e D2.

Figura 143 - Formas de onda das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. (a) Forma de onda das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. (b) Detalhes da tensão $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. (c) Detalhes da tensão $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$.

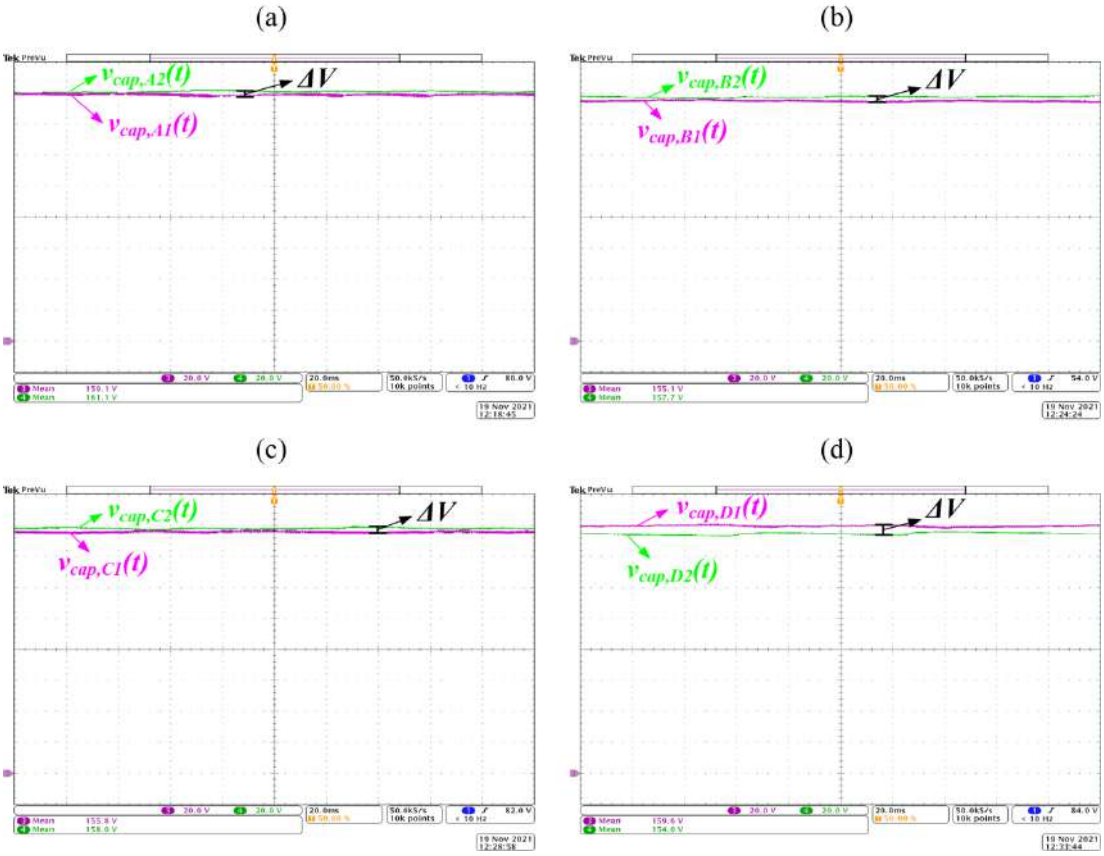


Fonte: Próprio autor.

A operação do conversor *MMC* CA-CA com a lógica de equilíbrio das tensões nos capacitores operando a cada ciclo de rede mostrou-se satisfatória para o ensaio realizado. De forma a demonstrar a injeção ou absorção de potência reativa na entrada do conversor, a Figura 145 apresenta os resultados em regime permanente do conversor *MMC* CA-CA operando com fator de potência indutivo e capacitivo.

Observa-se na Figura 145 os resultados em regime permanente do conversor operando com fator de potência indutivo e capacitivo. Além disto, é fornecido o mesmo nível de potência ativa para carga durante o ensaio. O fator de potência para ambas as situações é de 0,8 aproximadamente. As características em ambas as formas de onda da corrente de entrada apresentam o mesmo comportamento como já mencionado nos outros resultados obtidos com elevado fator de potência.

Figura 144 - Formas de onda das tensões instantâneas sobre os capacitores de cada célula do conversor *MMC* CA-CA. (a) Forma de onda das tensões sobre os capacitores das células A1 e A2. (b) Forma de onda das tensões sobre os capacitores das células B1 e B2. (c) Forma de onda das tensões sobre os capacitores das células C1 e C2. (d) Forma de onda das tensões sobre os capacitores das células D1 e D2.

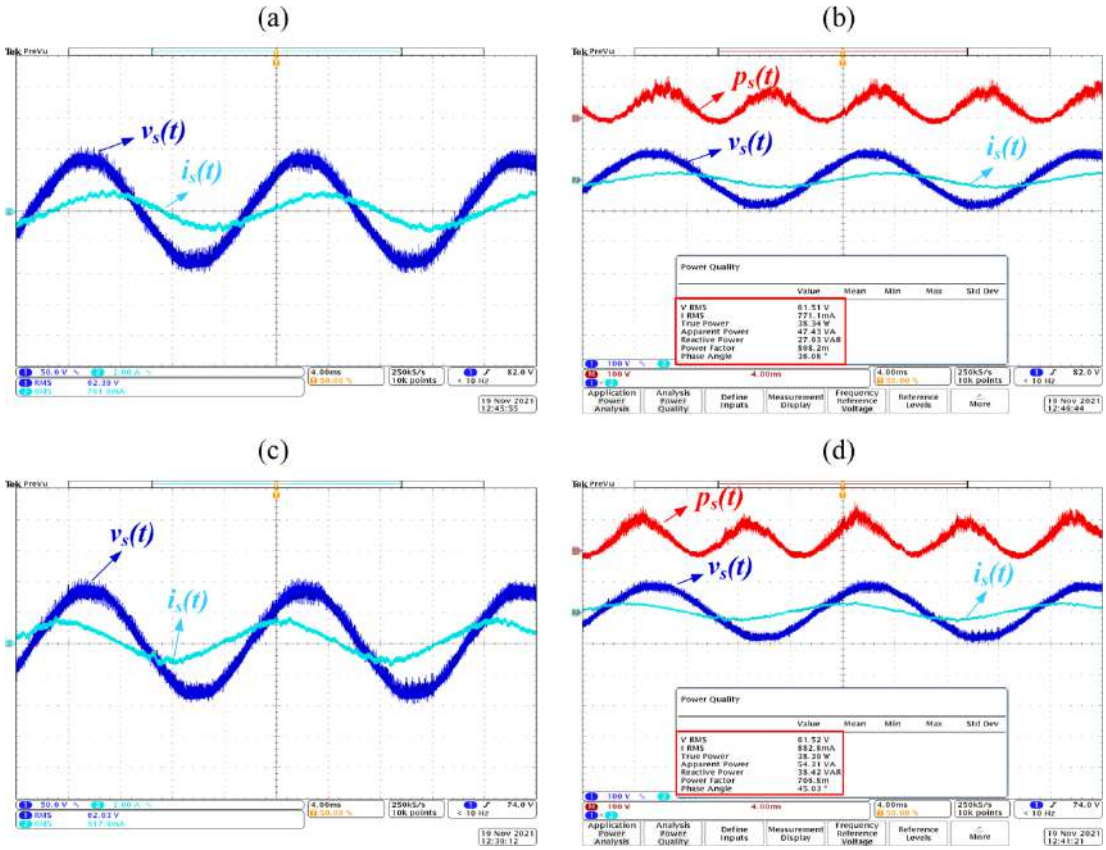


Fonte: Próprio autor.

Para garantir a operação com injeção de potência reativa foi necessário à soma de uma componente em quadratura no sinal de referência da malha de controle da corrente de entrada do conversor. Os resultados obtidos para essa condição apresentam resposta satisfatória em relação à operação em regime permanente do conversor *MMC* CA-CA. A Tabela 27 apresenta os valores medidos de cada grandeza obtida durante os três ensaios realizados com o conversor *MMC* CA-CA.

Observa-se na Tabela 27 que nos dois primeiros ensaios com o conversor *MMC* CA-CA, a tensão de entrada foi de aproximadamente 120 V assim como a potência de entrada do conversor de aproximadamente 80 W.

Figura 145 - Resultados em regime permanente do conversor *MMC* CA-CA operando com fator de potência indutivo e capacitivo. (a) Tensão e corrente de entrada com o conversor operando com fator de potência indutivo. (b) Detalhe das formas de onda e medição da qualidade de energia. (c) Tensão e corrente de entrada com o conversor operando com fator de potência capacitivo. (d) Detalhe das formas de onda e medição da qualidade de energia.



Fonte: Próprio autor.

No terceiro ensaio foi atribuída a tensão de entrada do conversor *MMC* CA-CA de aproximadamente 60 V devido ao ganho de tensão atribuído ao conversor *MMC* CA-CA. A potência de entrada no terceiro ensaio foi de aproximadamente de 34,05 W. Em relação a corrente de entrada do conversor, foi adotado o mesmo valor de referência para todas as condições de operação durante os três ensaios do conversor.

Verifica-se que o fator de potência do primeiro e segundo ensaio foi de aproximadamente 0,96 enquanto para o terceiro ensaio o fator de potência ficou abaixo de 0,95. Isto se deve a baixa potência ativa processada durante o terceiro ensaio do conversor.

Tabela 27 - Valores medidos de cada grandeza obtida durante os três ensaios realizados.

Símbolo	Valores – Ensaio 1	Valores – Ensaio 2	Valores – Ensaio 3
$V_{s,ef}$	119 V	121,1 V	59,59 V
$I_{s,ef}$	0,67 A	0,646 A	0,613 A
P_s	77 W	75,51 W	34,05 W
S_s	79,81 VA	78,26 VA	36,55 VA
FP	0,965	0,964	0,931
$V_{o,ef}$	160,6 V	92,08 V	273,3 V
$I_{o,ef}$	0,434 A	0,733 A	0,099 A
P_o	69,15 W	67,16 W	26,78 W
Perdas	7,85 W	8,35 W	7,27 W
η	89,8 %	88,9 %	78,6 %
N_{vpwm}	3	4	2
N_{vo}	3	2	4
f_s	60 Hz	60 Hz	60 Hz
f_o	2 kHz	2 kHz	2 kHz
$I_{1,ef}$	0,406 A	0,535 A	0,356 A
$I_{2,ef}$	0,394 A	0,505 A	0,346 A
$I_{3,ef}$	0,43 A	0,508 A	0,339 A
$I_{4,ef}$	0,421 A	0,501 A	0,348 A
Δ_i	0,4 A	0,3 A	0,5 A
$f_{sw,PS}$	20 kHz	20 kHz	20 kHz
f_c	10 kHz	6,67 kHz	20 kHz
$V_{cap,A1}$	135,5 V	100,6 V	159,1 V
$V_{cap,A2}$	142 V	100,7 V	161,1 V
$V_{cap,B1}$	140,1 V	99,19 V	155,1 V
$V_{cap,B2}$	136,6 V	100,6 V	157,7 V
$V_{cap,C1}$	138,6 V	99,98 V	155,8 V
$V_{cap,C2}$	140,6 V	100,1 V	158 V
$V_{cap,D1}$	138,6 V	101,5 V	159,6 V
$V_{cap,D2}$	139,9 V	99,53 V	154,6 V
ΔV_{med}	6,5 V	2,31 V	6,5 V

Fonte: Próprio autor.

A tensão de saída do conversor para o primeiro ensaio foi de aproximadamente 160 V.

No segundo ensaio a tensão de saída foi de aproximadamente de 92 V. No terceiro ensaio a tensão de saída foi de 273 V. Observa-se nesses resultados a possibilidade de operação do conversor como abaixador, isolador e elevador de tensão. Esta característica pode ser obtida a partir das escolhas do número de níveis adotados nas tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. Quanto maior é o número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ em relação à tensão $v_o(t)$, menor é o ganho de tensão do conversor, assim como, quanto maior é o número de níveis da tensão $v_o(t)$ em relação à tensão $v_{pwm}(t)$, maior será o ganho de tensão do conversor. Em relação às perdas do conversor, em ambos os ensaios, o valor das perdas são praticamente constantes em torno de 7,5 W. Já em relação ao rendimento do conversor, verifica-se uma diferença considerável em relação ao terceiro ensaio.

Isto se deve ao menor valor de potência ativa atribuída durante o ensaio do conversor. Observa-se também que o conversor opera em ambas as condições ensaiadas como um elevador de frequência sendo que as variáveis instantâneas de entrada do conversor são de baixa frequência e as grandezas instantâneas de saída do conversor são de média frequência. Em ambos os valores eficazes das correntes que circulam nos braços do conversor observa-se diferenças em seus valores. No entanto, apesar das diferenças nos valores medidos, não houve problemas de operação do conversor durante os ensaios realizados. Em relação à ondulação da corrente de entrada, verifica-se que quanto maior é o número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ menor é a ondulação da corrente de entrada. Quanto maior é a ondulação da corrente de entrada, maior é a distorção harmônica da forma de onda da corrente e consequentemente menor o fator de potência.

Verifica-se que quanto maior é o número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$, menor é a distorção harmônica na forma de onda da corrente de entrada. Outra característica importante verificada principalmente nas formas de onda das tensões moduladas é em relação a frequência de comutação da tensão $v_{pwm}(t)$ e a frequência utilizada nos sinais portadores da estratégia de modulação *Phase-Shifted*. Considerando que a frequência de comutação na tensão $v_{pwm}(t)$

seja constante, quanto maior o número de níveis desta tensão, menor será a frequência utilizada nos sinais portadores da estratégia de modulação. Isto acarreta em uma menor frequência de comutação nos dispositivos semicondutores utilizados nas células do conversor. Consequentemente, considerando que a frequência dos sinais portadores seja constante, quanto maior o número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$, maior será a frequência de comutação desta tensão.

O valor médio das tensões sobre os capacitores também apresentaram características importantes durante o ensaio. Observam-se nos valores que as diferenças nos valores médios são mínimas devido à utilização da lógica de equilíbrio das tensões sobre os capacitores principalmente no segundo e terceiro ensaio. Em relação, ao primeiro ensaio não foi utilizada a lógica de equilíbrio das tensões sobre os capacitores, no entanto foi atribuída a seleção dos sinais de comando para os transistores de forma a equilibrar as tensões sobre os capacitores. Outra característica é em relação ao valor médio das tensões sobre os capacitores em relação ao número de níveis adotado nas tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. Verifica-se que quanto maior for o número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ menor será a tensão sobre os capacitores de cada célula do conversor. Consequentemente, quanto maior é o número de níveis da tensão $v_o(t)$ maior será a tensão sobre os capacitores de cada célula do conversor. Percebe-se como é influente a escolha do número de níveis tanto para uma tensão quanto para outra, ou seja, é muito importante a escolha dessa variável no projeto dependendo da aplicação que se deseja utilizar o conversor *MMC* CA-CA. No caso da aplicação em uma topologia de transformador de estado sólido, é de extrema importância à utilização do conversor *MMC* CA-CA com maior número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ e menor número de níveis da tensão $v_o(t)$. Consequentemente, menor será a distorção harmônica da corrente de entrada do conversor, menor será o nível médio da tensão sobre os capacitores de cada célula do conversor e menor será o ganho de tensão do conversor. Isto possibilita a aplicação de um menor nível de tensão no enrolamento primário do transformador de média frequência amenizando os problemas de isolamento desse equipamento. Outros resultados foram avaliados do ponto de vista da injeção de potência reativa na entrada do

conversor. Os resultados demonstraram a operação satisfatória do conversor com a injeção de uma componente em quadratura no sinal de referência da malha de controle da corrente de entrada do conversor.

Os resultados experimentais apresentaram as principais características de operação do conversor *MMC* CA-CA conforme análise teórica desenvolvida durante todo o trabalho apresentado. A principal contribuição demonstrada pelos resultados obtidos é a operação do conversor *MMC* CA-CA com diferentes possibilidades de número de níveis adotados nas tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ adotando a mesma quantidade de células por braço no conversor.

10.5 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou o projeto e implementação do protótipo de baixa tensão do conversor *MMC* CA-CA. Os resultados experimentais foram obtidos a partir de três especificações diferentes de ensaio. Algumas dificuldades foram abordadas principalmente do ponto de vista da implementação dos circuitos de condicionamento e interferência eletromagnética conduzida.

O *layout* e projeto do protótipo do *MMC* foram desenvolvidos de forma a separar os circuitos de potência, condicionamento de sinal, controle, acionamento dos transistores e circuitos auxiliares. A metodologia de implementação foi realizada de forma a facilitar as medições e alterações necessárias durante os ensaios do conversor. A célula de potência foi projetada na topologia *H-Bridge* monofásico com filtro capacitivo. Os sensores de tensão e corrente foram implementados na célula de potência assim como os circuitos de acionamento dos transistores e fonte auxiliar para alimentação dos circuitos. A topologia *Flyback* foi adotada para o desenvolvimento da fonte auxiliar que alimenta os circuitos de acionamento dos transistores sendo que sua alimentação auxiliar é proveniente de uma fonte CC externa. O circuito de condicionamento de sinal foi implementado de forma a condicionar o sinal de três leituras de corrente e três leituras de tensão. O circuito de condicionamento contempla um amplificador inversor com ganho próximo de 1 e um filtro passa-baixa ativo com ganho unitário. Além disto, foi utilizado um

circuito de proteção com diodos na saída do filtro passa-baixa ativo de forma a grampear a tensão em 3,3 V caso o sinal medido ultrapasse esse nível de tensão. Outros circuitos foram desenvolvidos com o intuito de adequar as conexões principalmente do *DSP* e *FPGA* utilizados no protótipo.

O *firmware* desenvolvido no *DSP* foi baseado na linguagem C++. Já no *FPGA* a linguagem do *firmware* utilizada foi o *Verilog*. O desenvolvimento do *firmware* foi dividido na leitura de dados, comunicação, lógica de ordenação e equilíbrio das tensões nos capacitores, ação de controle, estratégia de modulação e lógica de tempo morto nos sinais de comando dos transistores. A estratégia de modulação e lógica de tempo morto foi implementada no *FPGA* enquanto os outros algoritmos foram executados pelo *DSP*. Um circuito de pré-carga dos capacitores também foi elaborado com o intuito de garantir um mínimo valor médio em cada capacitor do conversor. O acionamento de pré-carga foi executado de forma manual a partir de um algoritmo elaborado no *firmware* do *FPGA*.

Após o funcionamento em regime permanente, alguns problemas práticos de implementação foram detectados principalmente em relação ao condicionamento de sinal das tensões e correntes medidas no conversor. Algumas soluções foram adotadas como: a troca de cabos *Flat* por cabos manga com blindagem, isolamento das interfaces do *DSP* e *FPGA* e até a alteração do circuito de condicionamento do sinal. As alterações ajudaram na minimização da interferência eletromagnética conduzida nos sinais medidos, no entanto, não foram suficientes para melhoria total dos sinais. A última solução adotada foi à alteração das fontes auxiliares que realizavam a alimentação dos circuitos de condicionamento de sinal e interfaces digitais. Uma fonte auxiliar na topologia *Flyback* foi substituída por uma fonte linear de alimentação. A partir da modificação os problemas de interferência eletromagnética conduzida nos sinais de tensão medidos foram resolvidos.

Outro problema verificado durante o ensaio do conversor foi à interferência da componente de frequência da saída do conversor na forma de onda da corrente de entrada. Inicialmente, verificou-se que esse problema era gerado devido à diferença desta componente entre o valor instantâneo das correntes de braço. No entanto, algumas calibrações dos valores lidos pelo

conversor analógico-digital do *DSP* foram efetuadas e o problema continuou. Avaliou-se o projeto de controle da malha de corrente. A frequência de cruzamento por zero na resposta de ganho do diagrama de bode de malha aberta estava elevada, no entanto dentro dos requisitos de projeto para conversores eletrônicos de potência. A variável interfere diretamente no ganho do controlador e no tempo de resposta da malha de controle. Assim sendo, foi reduzida a frequência de cruzamento por zero considerando que essa frequência fosse uma década abaixo da frequência de saída do conversor. A partir desta consideração, algumas alterações foram realizadas no projeto do controlador de maneira que a componente na frequência de saída apresentasse amplitude mínima na forma de onda da corrente de entrada do conversor. A partir das soluções, o conversor operou de maneira satisfatória para a obtenção dos resultados experimentais.

Os resultados experimentais foram obtidos com especificações abaixo dos valores nominais de projeto do conversor. Isto se deve as dificuldades de implementação e ensaio. Foram realizados três ensaios com diferentes especificações principalmente em relação ao número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. As primeiras características observadas durante os ensaios realizadas é a possibilidade de operação do conversor como abaixador, isolador e elevador de tensão. Esta característica pode ser obtida a partir das escolhas do número de níveis adotados nas tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. Quanto maior é o número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ em relação à tensão $v_o(t)$, menor é o ganho de tensão do conversor, assim como, quanto maior é o número de níveis da tensão $v_o(t)$ em relação à tensão $v_{pwm}(t)$, maior será o ganho de tensão do conversor.

Outra característica é a operação do conversor como um elevador de frequência sendo que as variáveis instantâneas de entrada do conversor são de baixa frequência e as grandezas instantâneas de saída do conversor são de média frequência. Em relação à ondulação da corrente de entrada, verifica-se que quanto maior é o número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ menor é a ondulação da corrente de entrada. Quanto maior é a ondulação da corrente de entrada, maior é a distorção harmônica da forma de onda da corrente e consequentemente menor o fator de potência. Verifica-se que quanto maior é o

número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$, menor é a distorção harmônica na forma de onda da corrente de entrada. Outra característica importante verificada principalmente nas formas de onda das tensões moduladas é em relação à frequência de comutação da tensão $v_{pwm}(t)$ e a frequência utilizada nos sinais portadores da estratégia de modulação *Phase-Shifted*. Considerando que a frequência de comutação na tensão $v_{pwm}(t)$ seja constante, quanto maior o número de níveis desta tensão, menor será a frequência utilizada nos sinais portadores da estratégia de modulação. Isto acarreta em uma menor frequência de comutação nos dispositivos semicondutores utilizados nas células do conversor. Consequentemente, considerando que a frequência dos sinais portadores seja constante, quanto maior o número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$, maior será a frequência de comutação desta tensão.

Outra característica é em relação ao valor médio das tensões sobre os capacitores em relação ao número de níveis adotado nas tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. Verifica-se que quanto maior for o número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ menor será a tensão sobre os capacitores de cada célula do conversor. Consequentemente, quanto maior é o número de níveis da tensão $v_o(t)$ maior será a tensão sobre os capacitores de cada célula do conversor. Percebe-se como é influente a escolha do número de níveis tanto para uma tensão quanto para outra, ou seja, é muito importante a escolha dessa variável no projeto dependendo da aplicação que se deseja utilizar o conversor *MMC* CA-CA. No caso da aplicação em uma topologia de transformador de estado sólido, é de extrema importância à utilização do conversor *MMC* CA-CA com maior número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ e menor número de níveis da tensão $v_o(t)$. Consequentemente, menor será a distorção harmônica da corrente de entrada do conversor, menor será o nível médio da tensão sobre os capacitores de cada célula do conversor e menor será o ganho de tensão do conversor. Isto possibilita a aplicação de um menor nível de tensão no enrolamento primário do transformador de média frequência amenizando os problemas de isolamento desse equipamento. Outros resultados foram avaliados do ponto de vista da injeção de potência reativa na entrada do conversor. Os resultados demonstraram a operação satisfatória do conversor com a injeção de uma componente em quadratura no sinal de referência da malha de controle da

corrente de entrada do conversor. Ao fim verificou-se a operação do conversor adotando as estratégias de modulação propostas neste trabalho.

11 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o desenvolvimento de um conversor modular multinível monofásico na conversão de energia CA-CA para aplicação em transformadores de estado sólido baseados em equipamentos de tração elétrica de alta velocidade. Além disto, a utilização deste conversor pode ser adotada em transformadores eletrônicos de potência aplicados no sistema de distribuição monofásico.

O desenvolvimento deste conversor possibilita a redução de volume e massa dos transformadores utilizados em aplicações de tração elétrica já que a frequência de operação desses equipamentos está na faixa dos kHz. Assim, o rendimento da aplicação no veículo de tração elétrica no momento de partida é maior em relação à aplicação de transformadores convencionais de baixa frequência. Outra vantagem relacionada à aplicação do conversor desenvolvido neste trabalho está relacionada com a geração distribuída de energia elétrica. Com um dispositivo capaz de gerenciar a energia gerada pelos consumidores e controlar tanto o fluxo de potência ativa quanto de potência reativa, fortalece o uso do transformador eletrônico de potência nos sistemas de distribuição de energia elétrica.

O conversor *MMC* apresenta problemas de operação quando relacionado com o equilíbrio das tensões nos capacitores de cada célula *H-Bridge* e a corrente de circulação do conversor principalmente nas topologias trifásicas CC-CA ou CA-CC. Em relação, a topologia utilizada na conversão CA-CA, o equilíbrio das tensões nos capacitores de cada célula *H-Bridge* também é destacado. O formato de onda da tensão de saída também é relevante para análise devido as suas características de elevada distorção harmônica e alta *dv/dt* conforme apresentado nos trabalhos publicados. Outro desafio está relacionado com controle da corrente entrada do conversor com o intuito de possibilitar a maior qualidade de energia elétrica do ponto de vista da entada do conversor.

Baseado nestes problemas pesquisados sobre o conversor *MMC* na conversão de energia CA-CA, algumas contribuições foram apresentadas neste trabalho com o objetivo de melhorar algumas condições e características de

operação do conversor. A partir da análise das etapas de operação do conversor *MMC*, foi possível verificar algumas formas de operação do conversor considerando o número de níveis utilizado para modular a tensão intermediária $v_{pwm}(t)$ do conversor e o número de níveis utilizado para modular a tensão de saída do conversor. As formas de operação do *MMC* possibilitaram uma menor distorção harmônica na corrente de entrada do conversor já que a tensão intermediária $v_{pwm}(t)$ é modulada em alta frequência com elevado número de níveis. Outra vantagem é uma redução do número de níveis na tensão de saída do conversor que opera em média frequência. A redução do número de níveis da tensão de saída garante um menor passo de tensão em sua forma de onda reduzindo os problemas de isolamento do transformador operando em alta frequência. A entrega de potência instantânea constante para o circuito secundário do transformador é possível a partir da estratégia de modulação apresentada, evitando problemas com ondulação de tensão em baixa frequência oriundas dos filtros capacitivos utilizados em conversores CA-CC. Outra contribuição é a possibilidade do conversor *MMC* operar com diferentes números de níveis tanto na tensão intermediária quanto na tensão de saída do conversor considerando o mesmo número de células *H-Bridge* utilizadas na topologia. Com isto, dependendo da necessidade de aplicação é possível aumentar o número de níveis da tensão de saída reduzindo o número de níveis da tensão intermediária $v_{pwm}(t)$, garantindo assim um menor valor na distorção harmônica na forma de onda da tensão em média frequência. Uma redução na distorção harmônica na forma de onda da tensão de saída contribui para redução de perdas no circuito magnético do transformador de média frequência minimizando o tamanho do núcleo necessário para este dispositivo. A partir dessas possibilidades de operação, foi possível verificar a operação do conversor *MMC* como abaixador, isolador e elevador de tensão.

Duas estratégias de modulação foram adotadas para modular a tensão intermediária $v_{pwm}(t)$ e a tensão de saída $v_o(t)$. A partir da estratégia de modulação *Phase-Shifted* e na outra estratégia de modulação *Staircase*, foi possível garantir menor frequência de comutação dos dispositivos semicondutores devido à topologia multinível do conversor. Assim, com maior número de níveis na tensão intermediária, menor será a ondulação de corrente

em alta frequência na forma de onda da corrente de entrada do conversor. Da mesma maneira, adotando a estratégia de modulação *Staircase* para tensão de saída do conversor, foi possível garantir menor frequência de comutação dos dispositivos semicondutores e reduzir a amplitude das componentes harmônicas adotando a técnica *SHE*.

Além das estratégias de modulação implementadas no conversor, utilizou-se um indutor de entrada com o objetivo de obter uma entrada em corrente do conversor *MMC*. Isto possibilitou uma redução no valor de indutância dos indutores utilizados no braço do conversor. Desta maneira, o indutor de entrada fica responsável pela redução da ondulação de corrente e limitação da amplitude da corrente de entrada. Ou seja, esse indutor apresenta apenas componentes em baixa e alta frequência devido a componente fundamental da corrente de entrada do conversor e as componentes harmônicas de comutação. Isto contribuiu diretamente para redução de volume dos indutores de braço utilizados no conversor *MMC*, responsáveis apenas por limitar a corrente de braço devido às diferenças das tensões instantâneas entre os capacitores de cada célula *H-Bridge*.

Para garantir o equilíbrio das tensões sobre os capacitores e a operação em regime permanente do conversor *MMC*, foi implementado uma estratégia lógica de equilíbrio das tensões sobre os capacitores. Neste trabalho é apresentada uma metodologia onde, é realizada a análise das etapas de operação do conversor dentro de um ciclo de rede e verificado quais células armazenam mais ou menos energia dentro do intervalo de tempo. Após a análise, foi implementado a lógica de equilíbrio a partir apenas das leituras de tensão sobre os capacitores de cada célula *H-Bridge*. Com base nas medições, são alterados os sinais de comando *PWM* para cada transistor em cada ciclo de rede. Isto contribui para uma redução das perdas em comutação nos transistores já que o número de comutações é reduzido com a lógica de equilíbrio sendo executada a cada ciclo de rede.

Do ponto de vista da malha de controle do conversor, este trabalho contribuiu com a estratégia do controle da corrente de entrada do conversor utilizando a abordagem clássica de controle. Assim, foi possível garantir um elevado fator de potência do conversor e adotar funcionalidades que podem

contribuir para qualidade energia elétrica como a injeção de potência reativa na entrada do conversor.

O conversor *MMC* apresenta em sua estrutura algumas características construtivas dependendo do tipo de conversão de energia onde é aplicado. No caso da conversão de energia CC-CA células *Half-Brigde* são utilizadas de modo a sintetizar níveis de tensão VCC e 0 em sua tensão de saída. Além disto, em sua topologia, o barramento CC de entrada é caracterizado por um ponto médio. A partir das características topológicas são definidos alguns parâmetros que indicam a quantidade de componentes utilizados na estrutura. No caso da conversão de energia CA-CA, a característica topológica é diferente. Para garantir a circulação de energia da entrada para saída, células *H-Bridge* são utilizadas na topologia *MMC* de modo a sintetizar níveis de tensão VCC, 0 e -VCC na sua tensão de saída. Os modos de operação do conversor *MMC* podem ser caracterizados por *N+1* e *2N+1*, onde *N* é o número de células utilizadas em um braço do conversor. No caso da conversão de energia CA-CA, a análise do modo de operação *N+1* e *2N+1* dependem do número de níveis na tensão de saída da célula utilizada no braço do conversor. O número de níveis pode ser definido como 2 ou 3 níveis devido às características de operação da célula *H-Bridge*. A partir das análises das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ do conversor *MMC* definem-se o número de níveis totais do conversor e consequentemente o número de níveis para cada tensão.

Observou-se que o modo de operação do conversor *MMC* CA-CA é caracterizado pelas tensões de braço $v_u(t)$ e $v_l(t)$ onde permanecem constantes com a mudança do número de níveis das tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. Verificou-se que com a mesma quantidade de células no braço do conversor é possível estabelecer diferentes especificações relacionadas ao número de níveis das tensões caracterizando ganhos como elevador e abaixador de tensão. Algumas características do ponto de vista destas tensões podem ser avaliadas como o degrau de tensão e a classificação dos patamares de níveis sendo pares ou ímpares de acordo com o modo de operação atribuído. Além disto, a análise do número de comutações também é avaliada do ponto de vista das etapas de operação da célula *H-Bridge* para cada modo de operação. Características da tensão de bloqueio sobre os dispositivos semicondutores também foram

analisadas comparando o modo de operação *2N+1* e *N+1* assim como a variação da corrente de entrada do conversor que depende do degrau de tensão de cada modo de operação.

A estratégia de modulação utilizada para sintetizar as tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$ no conversor *MMC* CA-CA engloba duas técnicas de modulação. A estratégia de modulação por largura de pulso foi utilizada para modular a tensão $v_{pwm}(t)$ e a estratégia de modulação em baixa frequência de comutação foi utilizada para sintetizar a tensão $v_o(t)$. A estratégia de modulação por largura de pulso foi aplicada para modular a tensão $v_{pwm}(t)$ devido as suas características como diminuir a magnitude das componentes harmônicas na corrente de entrada do conversor além de reduzir a variação da tensão aplicada no indutor de entrada do conversor. A estratégia de modulação *Staircase* foi aplicada para sintetizar a tensão $v_o(t)$ do conversor devido as suas características de permitir a comutação na frequência fundamental da tensão de saída do conversor multinível e possibilitar a redução ou a eliminação de componentes harmônicas na forma de onda da tensão de saída do conversor multinível.

Em relação ao ganho estático de tensão na conversão de energia CA-CC, pode-se observar que o ganho de tensão é inversamente proporcional ao índice de modulação em amplitude da estratégia de modulação por largura de pulso. Quanto menor o índice de modulação em amplitude, maior é o valor médio da tensão total CC, ou seja, maior a tensão nos terminais de cada capacitor de cada célula do conversor *MMC*. O ganho estático de tensão CA-CC também apresenta comportamento não linear principalmente para menores valores do índice de modulação em amplitude. Além disto, com o aumento do número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$, o ganho estático CA-CC de tensão é reduzido. Isto acarreta em menores valores de tensão em cada célula do conversor *MMC*. Além disso, observou-se na característica do ganho estático de tensão CA-CC, o comportamento de elevador de tensão em ambos os modos de operação do conversor.

Em relação ao ganho estático CC-CA de tensão, verificou-se a característica praticamente linear em relação ao índice de modulação em amplitude da estratégia de modulação *Staircase* adotada. Além do ganho

estático CC-CA ser proporcional ao índice de modulação em amplitude é também proporcional ao número de níveis da tensão de saída do conversor *MMC*.

Para garantir um elevado fator de potência na entrada do conversor, um indutor conectado em série com o conversor. Para definir o valor de indutância foi necessário avaliar a corrente que circula por esse indutor. O sinal de corrente apresenta uma componente fundamental em baixa frequência e componentes harmônicas de alta frequência. A partir da análise da ondulação de corrente em alta frequência é possível definir o valor de indutância utilizado na entrada do conversor. Observou-se que quanto menor for o índice de modulação em amplitude da estratégia de modulação por largura de pulso, maior será a ondulação de corrente normalizada. A variação do ângulo de carga do conversor também afeta diretamente no comportamento da ondulação de corrente na entrada do conversor. Outra característica relevante é em relação ao número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$. Quanto maior for o número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$, menor é ondulação normalizada de corrente. Outra variável que influência no valor da indutância de entrada do conversor é a frequência de comutação da tensão $v_{pwm}(t)$.

Em relação ao valor de capacitância dos capacitores de cada célula, verificou-se a análise pela potência instantânea no braço superior do conversor. A potência instantânea é definida a partir da tensão modulada no braço superior e pela corrente que circula por este braço. Como analisado anteriormente, essa tensão e corrente apresentam componentes fundamentais na frequência de entrada e saída do conversor. A partir desta análise, verificou-se que a potência instantânea de braço apresenta 4 parcelas em frequência, onde 2 parcelas apresentam valor médio que representam a potência ativa absorvida e fornecida pelo braço superior do conversor *MMC* CA-CA. A partir da definição da potência instantânea no braço superior do conversor *MMC* CA-CA, realizou-se a análise pela energia armazenada nos capacitores do braço superior do conversor *MMC* CA-CA e consequentemente a análise da tensão instantânea sobre os terminais de um capacitor equivalente de braço do conversor. A amplitude da ondulação de tensão nos capacitores de cada célula é definida a partir da diferença entre o valor máximo e mínimo da parcela

alternada da tensão instantânea de cada capacitor. Com o aumento do índice de modulação em frequência do conversor é possível reduzir a amplitude da ondulação de tensão representada por essas componentes em frequência.

Em relação ao valor de indutância dos indutores de braço do conversor *MMC* CA-CA, realizou-se a análise das ondulações de tensão sobre os capacitores de cada célula e a corrente de circulação do conversor. A partir de um modelo de circuito para análise da corrente de circulação verificou-se algumas componentes definidas pelas frequências ω_s, $3\omega_s$, ω_o-$2\omega_s$, ω_o, ω_o+$2\omega_s$, $2\omega_o$-ω_s, $2\omega_o$+ω_s e $3\omega_o$. As componentes de maior amplitude são definidas pelas frequências ω_s e de terceira harmônica $3\omega_s$. Portanto, foi estabelecido uma metodologia de projeto para o cálculo do valor de indutância para cada indutor de braço do conversor *MMC*.

Em relação aos esforços dos componentes semicondutores, foram obtidos resultados via simulação a partir de uma especificação adotada ao conversor. Foi escolhida essa forma de análise para facilitar as observações realizadas dos resultados obtidos. Em ambos componentes semicondutores, verificou-se a variação da frequência de comutação em determinadas regiões de comutação definidas pela tensão $v_{pwm}(t)$ do conversor. Do ponto de vista dos diodos utilizados em cada célula do conversor, observou-se que a maior frequência de comutação é definida por $8f_o$ para estratégia de modulação *Level-Shited* e *Staircase* adotada. Já no caso da utilização da estratégia de modulação *Phase-Shifted* e *Staircase*, a maior frequência de comutação dos diodos é definida por $3f_o$. Em relação aos transistores, a maior frequência de comutação é de $8f_o$ para estratégia *Level-Shifted* e *Staircase* e de $2f_o$ para estratégia de modulação *Phase-Shifted* e *Staircase*.

A operação em regime permanente do conversor *MMC* CA-CA exige a implementação de uma lógica de equilíbrio das tensões sobre os capacitores de cada célula. Essa lógica de equilíbrio pode ser implementada de diferentes maneiras, inclusive com a necessidade das medições de tensão e corrente específicas no conversor. Verificou-se que com a análise das etapas de operação do conversor aliado as medições de tensão sobre os capacitores de cada célula, foi possível garantir o equilíbrio das tensões sobre os capacitores. A lógica foi elaborada para executar a cada ciclo de rede evitando um número

elevado de comutações no conversor. Vale ressaltar que para a execução desta lógica de equilíbrio foi necessário à utilização de algoritmos de ordenação para organizar as medidas de tensão realizadas durante cada ciclo de execução.

Além disto, foi apresentado o projeto de um controlador da malha de controle da corrente de entrada do conversor com o objeto de obter um elevado fator de potência na entrada do conversor *MMC* CA-CA. Esse projeto foi baseado a partir da modelagem de um circuito simplificado do conversor *MMC* CA-CA, onde a utilização de um controlador PI+polo foi necessária para atender as características de operação do conversor e o formato de onda da corrente de entrada do conversor. A partir das condições de projeto e execução do conversor é possível estabelecer e obter os resultados de simulação do conversor *MMC* CA-CA para operação ideal e com elementos parasitas e não-lineares.

As especificações adotadas para obter os resultados de simulação foram baseadas no desenvolvimento do conversor *MMC* CA-CA em baixa tensão. Destacam-se algumas especificações como: potência aparente de entrada de 1 kVA, valor eficaz da tensão de entrada de 220 V, tensão eficaz de saída 127 V, frequência de entrada de 60 Hz, frequência de saída de 2 kHz, frequência do sinal portador de 5 kHz, modo de operação 2N+1, estratégia de modulação *Phase-Shifted*, número de células por braço igual à 3, número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ igual à 5 e número de níveis da tensão de saída $v_o(t)$ igual à 3.

A partir dos resultados de simulação da operação não ideal do conversor *MMC* CA-CA em regime permanente, verificou-se algumas componentes harmônicas de média frequência presentes nos sinais da corrente de entrada do conversor e consequentemente na tensão sobre o indutor de entrada. Algumas justificativas foram apresentadas como desequilíbrio instantâneo das correntes em cada braço do conversor. Isto ocasionou em uma pequena distorção na forma de onda da corrente de entrada do conversor, aumentando a distorção harmônica total da corrente de entrada e consequentemente diminuindo o fator de potência de entrada do conversor. Ainda durante a análise dos resultados, verificou-se o funcionamento da lógica de equilíbrio das tensões nos capacitores, implementada de forma a executar a cada ciclo de

rede da tensão de entrada do conversor.

Os resultados experimentais foram obtidos a partir de três especificações diferentes de ensaio. Algumas dificuldades foram abordadas principalmente do ponto de vista da implementação dos circuitos de condicionamento e interferência eletromagnética conduzida.

O *firmware* desenvolvido no *DSP* foi baseado na linguagem C++. Já no *FPGA* a linguagem do *firmware* utilizada foi o *Verilog*. O desenvolvimento do *firmware* foi dividido na leitura de dados, comunicação, lógica de ordenação e equilíbrio das tensões nos capacitores, ação de controle, estratégia de modulação e lógica de tempo morto nos sinais de comando dos transistores. A estratégia de modulação e lógica de tempo morto foi implementada no *FPGA* enquanto os outros algoritmos foram executados pelo *DSP*. Um circuito de pré-carga dos capacitores também foi elaborado com o intuito de garantir um mínimo valor médio em cada capacitor do conversor. O acionamento de pré-carga foi executado de forma manual a partir de um algoritmo elaborado no firmware do *FPGA*.

Os resultados experimentais foram obtidos com especificações abaixo dos valores nominais de projeto do conversor. Isto se deve as dificuldades de implementação e ensaio. Foram realizados três ensaios com diferentes especificações principalmente em relação ao número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. As primeiras características observadas durante os ensaios realizadas é a possibilidade de operação do conversor como abaixador e elevador de tensão. Esta característica pode ser obtida a partir das escolhas do número de níveis adotados nas tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. Em relação à ondulação da corrente de entrada, verifica-se que quanto maior é o número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ menor é a ondulação da corrente de entrada. Quanto maior é a ondulação da corrente de entrada, maior é a distorção harmônica da forma de onda da corrente e consequentemente menor o fator de potência. Verifica-se que quanto maior é o número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$, menor é a distorção harmônica na forma de onda da corrente de entrada. Outra característica importante verificada principalmente nas formas de onda das tensões moduladas é em relação à frequência de comutação da tensão $v_{pwm}(t)$ e a frequência utilizada nos sinais portadores da estratégia de modulação *Phase-*

Shifted. Considerando que a frequência de comutação na tensão $v_{pwm}(t)$ seja constante, quanto maior o número de níveis desta tensão, menor será a frequência utilizada nos sinais portadores da estratégia de modulação. Isto acarreta em uma menor frequência de comutação nos dispositivos semicondutores utilizados nas células do conversor.

Consequentemente, considerando que a frequência dos sinais portadores seja constante, quanto maior o número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$, maior será a frequência de comutação desta tensão. Outra característica é em relação ao valor médio das tensões sobre os capacitores em relação ao número de níveis adotado nas tensões $v_{pwm}(t)$ e $v_o(t)$. Verifica-se que quanto maior for o número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ menor será a tensão sobre os capacitores de cada célula do conversor. Consequentemente, quanto maior é o número de níveis da tensão $v_o(t)$ maior será a tensão sobre os capacitores de cada célula do conversor. Percebe-se como é influente a escolha do número de níveis tanto para uma tensão quanto para outra, ou seja, é muito importante a escolha dessa variável no projeto dependendo da aplicação que se deseja utilizar o conversor *MMC* CA-CA.

No caso da aplicação em uma topologia de transformador de estado sólido, é de extrema importância à utilização do conversor *MMC* CA-CA com maior número de níveis da tensão $v_{pwm}(t)$ e menor número de níveis da tensão $v_o(t)$. Consequentemente, menor será a distorção harmônica da corrente de entrada do conversor, menor será o nível médio da tensão sobre os capacitores de cada célula do conversor e menor será o ganho de tensão do conversor. Isto possibilita a aplicação de um menor nível de tensão no enrolamento primário do transformador de média frequência amenizando os problemas de isolamento desse equipamento. Outros resultados foram avaliados do ponto de vista da injeção de potência reativa na entrada do conversor. Os resultados demonstraram a operação satisfatória do conversor com a injeção de uma componente em quadratura no sinal de referência da malha de controle da corrente de entrada do conversor. Ao fim verificou-se a operação do conversor adotando as estratégias de modulação propostas neste trabalho.

Portanto, com base nas informações anteriores conclui-se que este

trabalho apresentou contribuições relevantes sobre o conversor *MMC* CA-CA monofásico. A utilização desta topologia aplicada ao transformador eletrônico de potência é viável principalmente nos equipamentos de tração elétrica de alta velocidade e sistemas de distribuição de energia elétrica em redes monofásicas.

Os resultados experimentais obtidos puderam comprovar o funcionamento na parte conceitual da estrutura, com o intuito de operar com diferentes modos de operação, diferentes números de níveis nas tensões principais de análise considerando o mesmo número de células utilizadas no conversor. Dois esquemas de modulação multinível largamente conhecidos foram aplicados para propor a estratégia de modulação multinível do conversor *MMC* CA-CA.

Baseado nestas estratégias, foi possível adotar diferentes número de níveis na tensão de saída e tensão intermediária do conversor utilizando o mesmo número de células em cada braço. Além disto, a escolha de um maior número de níveis na tensão intermediária $v_{pwm}(t)$ resulta em menores freqüências de comutação nos dispositivos semicondutores, menor tensão de saída, menor volume do indutor de entrada do conversor e menor tensão de bloqueio nos dispositivos semicondutores de cada célula. Um maior número de níveis na tensão de saída resulta em menor distorção harmônica na tensão de saída.

A frequência de comutação dos dispositivos semicondutores é baseada na frequência de saída do conversor. Quanto maior for a tensão de saída, maior é a tensão em cada célula do conversor. Portanto, a escolha do número de níveis da tensão de saída e da tensão intermediária é de fundamental importância e dependerá do tipo de aplicação. Neste caso, considerando uma estrutura de transformador eletrônico de potência, a necessidade de se ter uma menor tensão de saída aplicada ao transformador de potência e um maior número de níveis na tensão intermediária permite uma redução de tamanho no indutor de entrada e uma menor distorção harmônica na corrente de entrada do conversor.

A partir das análises teóricas, simulações e resultados experimentais foi possível avaliar as contribuições apresentadas neste trabalho em relação ao

conversor *MMC* CA-CA monofásico utilizado em aplicações para o transformador eletrônico de potência.

Algumas propostas de pesquisas futuras podem ser desenvolvidas a partir deste trabalho. Um dos principais tópicos é em relação à topologia. A partir do desenvolvimento do conversor MMC CA-CA monofásico, é possível desenvolver pesquisas relacionadas com a topologia monofásica-trifásica adotando a mesma metodologia de estratégia de modulação. Além disto, o desenvolvimento e pesquisa do transformador de média frequência aliada ao conversor conectado no enrolamento secundário do transformador. Análises comparativas com outras estratégias de modulação podem ser realizadas. O desenvolvimento de malhas de controle para tensão total em cada braço do conversor e tensão total em ambas as células no braço superior e inferior do conversor. Outras metodologias de algoritmos de ordenação para equilíbrio das tensões nas células do conversor. Alguns artigos relacionando este tema do trabalho foram publicados e citados neste trabalho como: [16], [73] e [74].

REFERÊNCIAS

[1]. Atlas de Eficiência Energética Brasil 2023. **Empresa de Pesquisa Energética**, 2023. Disponível em: <https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/atlas-de-eficiencia-energetica-brasil-2023>. Acesso em: 9 jan. 2025.

[2]. FUCHS, R. D. **Transmissão de Energia Elétrica**. 2a Edição. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos Editora S.A., 1979.

[3]. Geração distribuída acelera no Brasil e aquece mercado de energia solar. **InfoMoney**, 2024. Disponível em: <https://www.infomoney.com.br/business/geracao-distribuida-acelera-no-brasil-e-aquece-mercado-de-energia-solar>. Acesso em: 9 jan. 2025.

[4]. SHE, X., WANG, F., BURGOS, R. & HUANG, A. Q. **Solid state transformer interfaced wind energy system with integrated active power transfer, reactive power compensation and voltage conversion functions**. 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Raleigh, NC, 2012, pp. 3140-3147.

[5]. TARANTO, G., ESMERALDO, P. & GRAHAM, J. **Integration of Renewable Energy With Embedded High-Voltage dc Links in Brazil: A Time-Synchronized Angle Difference Controller**. In IEEE Power and Energy Magazine, vol. 23, no. 1, pp. 90-98, Jan.-Feb. 2025, doi: 10.1109/MPE.2024.3443785.

[6]. BABAYOMI, O., LI, Y., ZHANG, Z. & PARK, K. B. **Advanced Control of Grid-Connected Microgrids: Challenges, Advances and Trends**. In IEEE Transactions on Power Electronics, doi: 10.1109/TPEL.2025.3526246.

[7]. RUHELA, A., SINGH, A. K. & CHINMAYA, K. A. **A Novel Nonisolated Three-Port DC–DC Converter for Solar PV Integrated E-Boat Applications**. In IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, vol. 6, no. 1, pp. 94-105, Jan. 2025, doi: 10.1109/JESTIE.2024.3503355.

[8]. BHARATIRAJA, C., MAHESH, A. & LEHMAN, B. **Power Electronic Converters in Inductive Wireless Charging Applications for Electric Transportation**. In IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, doi: 10.1109/JESTPE.2025.3526763.

[9]. MCMURRAY, W. **Power converter circuits having a high-frequency link**. U.S. patent 3 517 300, June 23, 1970.

[10]. SINGH, A., BAHNDARI, S. & KUMAR, J. **A Comparative Study on Multilevel Inverters with Reduced Number of Components – A**

Review. 2022 1st International Conference on Sustainable Technology for Power and Energy Systems (STPES), SRINAGAR, India, 2022, pp. 1-6, doi: 10.1109/STPES54845.2022.10006427.

[11]. PEREZ, M. A., RODRIGUEZ, J., FUENTES, E. J. & KAMMERER, F. **Predictive Control of AC–AC Modular Multilevel Converters**. in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 7, pp. 2832-2839, July 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2159349.

[12]. GLINKA, M. & MARQUARDT, R., **A new AC/AC multilevel converter family**. in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no. 3, pp. 662-669, June 2005.

[13]. PIROUZ, H., BINA, M. & KANZI, K., **A new approach to the modulation and dc-link balancing strategy of modular multilevel ac/ac converters**. In 2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems, vol. 2, DOI 10.1109/PEDS.2005.1619929, pp. 1503-1507. Nov. 2005.

[14]. LIU, W., ZHANG, K., CHEN, X. & XIONG, J. **Simplified model and submodule capacitor voltage balancing of single-phase AC/AC modular multilevel converter for railway traction purpose**. IET Power Electronics, Ed. 9, 2016, pp. 951-959. https://doi.org/10.1049/iet-pel.2015.0120.

[15]. LEI, M., LI, Y., LI, Z., ZHAO, C., XU, F., GAO, F. & WANG, P. **A Single-Phase Five-Branch Direct AC–AC Modular Multilevel Converter for Railway Power Conditioning**. in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 67, no. 6, pp. 4292-4304, June 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2926045.

[16]. OLIVEIRA, S. V. G. et al., **AC-AC modular multilevel converter applied to solid-state transformers**. IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Dallas, TX, 2014, pp. 1174-1180.

[17]. HEINEMANN, L. & MAUTHE, G. **The universal power electronics based distribution transformer, an unified approach**. 2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230), Vancouver, BC, 2001, pp. 504-509 vol.2, doi: 10.1109/PESC.2001.954164.

[18]. KANG, M., ENJETI, P. N. & PITEL, I. J., **Analysis and design of electronic transformers for electric power distribution system**. Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97., Conference Record of the 1997 IEEE, New Orleans, LA, 1997, pp. 1689-1694 vol.2.

[19]. MANJREKAR, M. D., KIEFERNDORF, R. & VENKATARAMANAN, G. **Power electronic transformers for utility applications**. Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth

IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129), Rome, Italy, 2000, pp. 2496-2502 vol.4, doi: 10.1109/IAS.2000.883173.

[20]. PENG, F. Z., CHEN, L. & ZHANG, F. **Simple topologies of PWM AC-AC converters**. in IEEE Power Electronics Letters, vol. 1, no. 1, pp. 10-13, March 2003.

[21]. LI, L. & CHEN, D., **Phase-shifted controlled forward mode AC/AC converters with high frequency AC links**. Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003. The Fifth International Conference on, 2003, pp. 172-177 Vol.1.

[22]. AIJUAN, J., HANGTIAN, L. & SHAOLONG, L. **A three-phase four-wire high-frequency AC link matrix converter for power electronic transformer**. 2005 International Conference on Electrical Machines and Systems, Nanjing, 2005, pp. 1295-1300 Vol. 2.

[23]. MIRMOUSA, H. & ZOLGHADRI, M. R. **A Novel Circuit Topology for Three-Phase Four-Wire Distribution Electronic Power Transformer**. 2007 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Bangkok, Thailand, 2007, pp. 1215-1222, doi: 10.1109/PEDS.2007.4487861.

[24]. NATH, S., MOHAPATRA, K. K. & MOHAN, N. **Output voltage regulation in matrix converter fed power electronic transformer for power systems application in electric ship**. 2009 IEEE Electric Ship Technologies Symposium, Baltimore, MD, 2009, pp. 203-206.

[25]. ABEDINI, A. & LIPO, T. **A novel topology of solid state transformer**. Power Electronic & Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC), 2010 1st, Tehran, Iran, 2010, pp. 101-105.

[26]. BASU, K. & MOHAN, N. **A power electronic transformer for PWM AC drive with lossless commutation and common-mode voltage suppression**. 2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems & 2010 Power India, New Delhi, India, 2010, pp. 1-6, doi: 10.1109/PEDES.2010.5712533.

[27]. NATH, S. & MOHAN, N. **A solid state power converter with sinusoidal currents in high frequency transformer for power system applications**. Industrial Technology (ICIT), 2011 IEEE International Conference on, Auburn, AL, 2011, pp. 110-114.

[28]. NATH, S. & MOHAN, N. **A matrix converter fed sinusoidal input output three winding high frequency transformer with zero common mode voltage**. Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), 2011 International Conference on, Malaga, 2011, pp. 1-6.

[29]. QIN, H. & KIMBALL, J. W. **Solid-State Transformer Architecture**

Using AC-AC Dual-Active-Bridge Converter. in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 9, pp. 3720-3730, Sept. 2013.

[30]. BASU, K., SHAHANI, A., SAHOO, A. K. & MOHAN, N. **A Single-Stage Solid-State Transformer for PWM AC Drive With Source-Based Commutation of Leakage Energy**. in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 3, pp. 1734-1746, March 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2320996.

[31]. DE, A. & BHATTACHARYA, S. **Design, analysis and implementation of discontinuous mode Dyna-C AC/AC converter for solid state transformer applications**. 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, QC, 2015, pp. 5030-5037.

[32]. CHEN, H., PRASAI, A., MOGHE, R., CHINTAKRINDA, K. & DIVAN, D. **A 50-kVA Three-Phase Solid-State Transformer Based on the Minimal Topology: Dyna-C**. in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 12, pp. 8126-8137, Dec. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2016.2518641.

[33]. JOSHI, A. & NATH, S. **Selective Harmonic Elimination Pulse-Width Modulation for Matrix Converter based Solid-State Transformer**. 2022 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Jaipur, India, 2022, pp. 1-6, doi: 10.1109/PEDES56012.2022.10080630.

[34]. GLINKA, M. & MARQUARDT, R. **A new AC/AC-multilevel converter family applied to a single-phase converter**. The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003., Singapore, 2003, pp. 16-23 Vol.1, doi: 10.1109/PEDS.2003.1282669.

[35]. CARPITA, M., PELLERIN, M. & HERMINJARD, J. **Medium frequency transformer for traction applications making use of multilevel converter: small scale prototype test results**. International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006., Taormina, 2006, pp. 1095-1100.

[36]. CARPITA, M., MARCHESONI, M., PELLERIN, M. & MOSER, D. **Multilevel Converter for Traction Applications: Small-Scale Prototype Tests Results**. in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 5, pp. 2203-2212, May 2008.

[37]. DRABEK, P., PEROUTKA, Z., PITTERMANN, M. & CEDL, M. **New Configuration of Traction Converter With Medium-Frequency Transformer Using Matrix Converters**. in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 11, pp. 5041-5048, Nov. 2011.

[38]. KRISHNAMOORTHY, H. S., RANA, D. & ENJETI, P. N. **A new wind turbine generator / battery energy storage utility interface converter topology with medium-frequency transformer**. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth

Annual IEEE, Long Beach, CA, 2013, pp. 2218-2224.

[39]. SAHOO, A. K. & MOHAN, N. **A power electronic transformer with sinusoidal voltages and currents using modular multilevel converter**. 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 – ECCE ASIA), Hiroshima, 2014, pp. 3750-3757.

[40]. AKAGI, H. & INOUE, S. **Medium-Voltage Power Conversion Systems in the Next Generation**. Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International, Shanghai, 2006, pp. 1-8.

[41]. STEINER, M. & REINOLD, H. **Medium frequency topology in railway applications**. Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on, Aalborg, 2007, pp. 1-10.

[42]. HUANG, A. Q. & BALIGA, J. **FREEDM System: Role of power electronics and power semiconductors in developing an energy internet**. 2009 21st International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's, Barcelona, Spain, 2009, pp. 9-12, doi: 10.1109/ISPSD.2009.5157988.

[43]. FAN, H. & LI, H. **High frequency high efficiency bidirectional dc-dc converter module design for 10 kVA solid state transformer**. 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Palm Springs, CA, USA, 2010, pp. 210-215, doi: 10.1109/APEC.2010.5433670.

[44]. ORTIZ, G., BIELA, J., BORTIS, D. & KOLAR, J. W. **1 Megawatt, 20 kHz, isolated, bidirectional 12kV to 1.2kV DC-DC converter for renewable energy applications**. Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International, Sapporo, 2010, pp. 3212-3219.

[45]. FAN, H. & LI, H. **A novel phase-shift bidirectional DC-DC converter with an extended high-efficiency range for 20 kVA solid state transformer**. 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Atlanta, GA, USA, 2010, pp. 3870-3876, doi: 10.1109/ECCE.2010.5617771.

[46]. WANG, G., HUANG, X. WANG, J., ZHAO, T., BHATTACHARYA, S. & HUANG, A. Q. **Comparisons of 6.5kV 25A Si IGBT and 10-kV SiC MOSFET in Solid-State Transformer application**. 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Atlanta, GA, 2010, pp. 100-104.

[47]. HUANG, A. Q., CROW, M. L., HEYDT, G. T., ZHENG, J. P. & DALE, S. J. **The Future Renewable Electric Energy Delivery and Management (FREEDM) System: The Energy Internet**. in Proceedings of the IEEE, vol. 99, no. 1, pp. 133-148, Jan. 2011, doi: 10.1109/JPROC.2010.2081330.

[48]. WANG, G. *et al.* **Design and hardware implementation of Gen-1**

silicon based solid state transformer. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE, Fort Worth, TX, 2011, pp. 1344-1349.

[49]. DUJIC, D., MESTER, A., CHAUDHURI, T., COCCIA, A., CANALES, F. & STEINKE, J. K. **Laboratory scale prototype of a power electronic transformer for traction applications**. Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on, Birmingham, 2011, pp. 1-10.

[50]. ZHAO, C. *et al.* **Design, implementation and performance of a modular power electronic transformer (PET) for railway application**. Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on, Birmingham, 2011, pp. 1-10.

[51]. HATUA, K., DUTTA, S., TRIPATHI, A., BAEK, S., KARIMI, G. & BHATTACHARYA, S. **Transformer less Intelligent Power Substation design with 15kV SiC IGBT for grid interconnection**. 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Phoenix, AZ, 2011, pp. 4225-4232.

[52]. ZHU, H., LI, Y., WANG, P., LI, Z. & CHU, Z. **Design of Power Electronic Transformer Based on Modular Multilevel Converter**. 2012 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, Shanghai, 2012, pp. 1-4.

[53]. ORTIZ, G., LEIBL, M., KOLAR, J. W. & APELDOORN, O. **Medium frequency transformers for solid-state-transformer applications — Design and experimental verification**. 2013 IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), Kitakyushu, Japan, 2013, pp. 1285-1290, doi: 10.1109/PEDS.2013.6527217.

[54]. LI, Z., WANG, P., CHU, Z., ZHU, H., SUN, Z. & LI, Y. **A three-phase 10 kVAC-750 VDC power electronic transformer for smart distribution grid**. Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on, Lille, 2013, pp. 1-9.

[55]. SHE, X., YU, X., WANG, F. & HUANG, A. Q. **Design and demonstration of a 3.6kV–120V/10KVA solid state transformer for smart grid application**. 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014, Fort Worth, TX, 2014, pp. 3429-3436.

[56]. WANG, F., WANG, G., HUANG, A., YU, W. & NI, X. **Design and operation of A 3.6kV high performance solid state transformer based on 13kV SiC MOSFET and JBS diode**. 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Pittsburgh, PA, 2014, pp. 4553-4560.

[57]. SAHOO, A. K. & MOHAN, N. **High frequency link multi-winding power**

electronic transformer using modular multilevel converter for renewable energy integration. IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Dallas, TX, 2014, pp. 4642-4648.

[58]. BHATTACHARYA, S. *et al.* **A Transformerless Intelligent Power Substation: A three-phase SST enabled by a 15-kV SiC IGBT**. in IEEE Power Electronics Magazine, vol. 2, no. 3, pp. 31-43, Sept. 2015.

[59]. GAO, F. *et al.* **Prototype of smart energy router for distribution DC grid**. 2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe), Geneva, Switzerland, 2015, pp. 1-9, doi: 10.1109/EPE.2015.7309404.

[60]. SHE, X., HUANG, A. Q. & BURGOS, R. **Review of Solid-State Transformer Technologies and Their Application in Power Distribution Systems**. in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 1, no. 3, pp. 186-198, Sept. 2013, doi: 10.1109/JESTPE.2013.2277917.

[61]. COSTA, L. F., BUTICCHI, G. & LISERRE, M. **Quad-active-bridge as cross-link for medium voltage modular inverters**. 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, QC, Canada, 2015, pp. 645-652, doi: 10.1109/ECCE.2015.7309750.

[62]. COSTA, L. F., BUTICCHI, G. & LISERRE, M. **Quadruple Active Bridge DC-DC converter as the basic cell of a modular Smart Transformer**. 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA, USA, 2016, pp. 2449-2456, doi: 10.1109/APEC.2016.7468209.

[63]. RAVEENDRAN, V., BUTICCHI, G., MERCANTE, A. & LISERRE, M. **Comparison of voltage control methods of CHB converters for power routing in smart transformer**. 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Cincinnati, OH, USA, 2017, pp. 1652-1658, doi: 10.1109/ECCE.2017.8095991.

[64]. KO, Y., RAVEENDRAN, V., ANDRESEN, M. & LISERRE, M. **Discontinuous Modulation based Power Routing for Modular Smart Transformers**. 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Portland, OR, USA, 2018, pp. 1084-1090, doi: 10.1109/ECCE.2018.8558198.

[65]. BORGES, V. L. F., DA SILVA, R. L., POSSAMAI, C. E., BETTIOL, A. L. & BARBI, I. **A ISOP AC-AC Hybrid Switched-Capacitor SRC for Solid State Transformer Applications**. 2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), Santos, Brazil, 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/COBEP/SPEC44138.2019.9065741.

[66]. MONTEIRO, V., OLIVEIRA, C. & AFONSO, J. L. **A Multilevel**

Bidirectional Four-Port DC-DC Converter to Create a DC-Grid in Solid-State Transformers with Hybrid AC/DC Grids. 2021 International Young Engineers Forum (YEF-ECE), Caparica / Lisboa, Portugal, 2021, pp. 26-31, doi: 10.1109/YEF-ECE52297.2021.9505158.

[67]. COSTA, L. F., KO, Y. & LISERRE, M. **Design and Experimental Analysis of a Modular Smart Transformer Architecture**. 2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Nashville, TN, USA, 2023, pp. 861-868, doi: 10.1109/ECCE53617.2023.10362128.

[68]. ZHU, D. *et al*. **Isolated Modular Multilevel Matrix Converter (I-M3C) Based Novel Solid-State Transformer (SST) With Low-Frequency Medium-Voltage AC Port**. in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 39, no. 10, pp. 12397-12410, Oct. 2024, doi: 10.1109/TPEL.2024.3424870.

[69]. GLINKA, M. **Prototype of multiphase modular-multilevel-converter with 2 MW power rating and 17-level-output-voltage**. 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551), Aachen, Germany, 2004, pp. 2572-2576 Vol.4, doi: 10.1109/PESC.2004.1355234.

[70]. MOGHADDAM, M. S. & VANEQI, Y. K. **Look up table based control of multi-level AC/AC converters with strategy of DC link balancing**. 2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems & 2010 Power India, New Delhi, India, 2010, pp. 1-5, doi: 10.1109/PEDES.2010.5712386.

[71]. PEREZ, M. A., FUENTES, E. & RODRIGUEZ, J. **Predictive current control of ac-ac modular multilevel converters**. 2010 IEEE International Conference on Industrial Technology, Via del Mar, Chile, 2010, pp. 1289-1294, doi: 10.1109/ICIT.2010.5472536.

[72]. SHOJAEI, A. & JOOS, G. **A modular solid state transformer with a single-phase medium-frequency transformer**. 2013 IEEE Electrical Power & Energy Conference, Halifax, NS, Canada, 2013, pp. 1-5, doi: 10.1109/EPEC.2013.6802940.

[73]. OLIVEIRA, S. V. G. *et al.* **AC-AC modular multilevel converter applied to solid-state transformers**. IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Dallas, TX, USA, 2014, pp. 1174-1180, doi: 10.1109/IECON.2014.7048651.

[74]. CASTELLAIN, D. G., OLIVEIRA, S. V. G., JUNIOR, I. P., NOVAES, Y. R., TORMENA, R. **SPWM strategy applied to AC-AC Modular Multilevel Converter**. PCIM South America 2014, São Paulo, SP, Brasil, p. 7.

[75]. SLEIMAN, M., BLANCHETTE, H. F., AL-HADDAD, K., GRÉGOIRE, L. A. & KANAAN, H. **A new 7L-PUC multi-cells modular multilevel converter for AC-AC and AC-DC applications**. 2015 IEEE

International Conference on Industrial Technology (ICIT), Seville, Spain, 2015, pp. 2514-2519, doi: 10.1109/ICIT.2015.7125468.

[76]. DA SILVA, I. R. F. M. P., OLIVEIRA, A. C. & JACOBINA, C. B. **Single-phase AC-AC double-star chopper-cells (DSCC) converter without common DC-link capacitor**. 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Pittsburgh, PA, USA, 2014, pp. 548-555, doi: 10.1109/ECCE.2014.6953442

[77]. THITICHAIWORAKORN, N., HAGIWARA, M. & AKAGI, H. **A Medium-Voltage Large Wind Turbine Generation System Using an AC/AC Modular Multilevel Cascade Converter**. in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 4, no. 2, pp. 534-546, June 2016, doi: 10.1109/JESTPE.2015.2462119

[78]. LEI, M. *et al.* **Full Degree of Freedom Based Control Scheme of the Single-Phase Direct AC–AC Modular Multilevel Converter for Railway Power Conditioning Under Asymmetric Branch Conditions**. in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 67, no. 3, pp. 1671-1683, March 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2903771.

[79]. KARWATZKI, D., BARUSCHKA, L. & MERTENS A. **Survey on the Hexverter topology — A modular multilevel AC/AC converter**. 2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), Seoul, Korea (South), 2015, pp. 1075-1082, doi: 10.1109/ICPE.2015.7167914.

[80]. ZHANG, C., JIANG, D., ZHANG, X., CHEN, J., RUAN, C. & LIANG, Y. (2018). **The Study of a Battery Energy Storage System Based on the Hexagonal Modular Multilevel Direct AC/AC Converter (Hexverter)**. IEEE Access, 6, 43343-43355.

[81]. LIU, J., YAO, W., LU, Z. & MA J. **Design and implementation of a distributed control structure for modular multilevel matrix converter**. 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), San Antonio, TX, USA, 2018, pp. 1934-1939, doi: 10.1109/APEC.2018.8341282.

[82]. LEI, M., LI, Y., LI Z., ZHAO, C. & WANG, P. **Branch Energy Control of the Three-Phase to Single-Phase Direct AC-AC Modular Multilevel Converter Under Equal Frequency Operation Condition**. IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Washington, DC, USA, 2018, pp. 2001-2006, doi: 10.1109/IECON.2018.8591624.

[83]. ROJAS, F., DÍAZ, M., ESPINOZA, M. & CÁRDENAS, R. **A solid state transformer based on a three-phase to single-phase Modular Multilevel Converter for power distribution networks**. 2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC), Puerto Varas, Chile, 2017, pp. 1-6, doi: 10.1109/SPEC.2017.8333627.

[84]. DEBNATH, S., QIN, J., BAHRANI, B., SAEEDIFARD, M. & BARBOSA, P. **Operation, Control, and Applications of the Modular Multilevel Converter: A Review**. in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 1, pp. 37-53, Jan. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2309937.

[85]. KAZMIERKOWSKI, M. P., FRANQUELO, L. G., RODRIGUEZ, J., PEREZ, M. A., LEON, J. I. **High Performance Motor Drives**. Industrial Electronics Magazine, IEEE , vol.5, no.3, pp.6,26, Sept. 2011.

[86]. WU, B., **High-Power Converters and AC Drives**. IEEE Press Editorial Board. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc. 2006.

[87]. HART, D., **Power Electronics**. Pearson Education, Inc. Valparaiso, Indiana: McGraw-Hill, Inc. 2011.

[88]. MAROUCHOS, C. C. **The switching function: analysis of power electronic circuits**. The Institution of Engineering and Technology. Londres, Inglaterra: The Institution of Engineering and Technology, 2006.

[89]. KIEFERNDORF, R., VENKATARAMANAN, G. & MANJREKAR, M. D., **A power electronic transformer (PET) fed nine-level H-bridge inverter for large induction motor drives**. Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE, Rome, 2000, pp. 2489-2495 vol.4.

[90]. TOLBERT, L. M., PENG, F. Z. & HABETLER, T. G. **Multilevel converters for large electric drives**. In IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35, no. 1, pp. 36-44, Jan.-Feb. 1999.

[91]. KUMAR, A., DASGUPTA, A. & CHATTERJEE, D. **Harmonic mitigation of cascaded multilevel inverter using particle swarm optimization technique**. 2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Trivandrum, 2016, pp. 1-6.

[92]. RAY, R. N., CHATTERJEE, D. & GOSWAMI, S. K. **Harmonics elimination in a multilevel inverter using the particle swarm optimisation technique**. In IET Power Electronics, vol. 2, no. 6, pp. 646-652, Nov. 2009.

[93]. CHIASSON, J., TOLBERT, L., MCKENZIE, K. & DU, Zhong. **Eliminating harmonics in a multilevel converter using resultant theory**. 2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289), Cairns, Qld., Australia, 2002, pp. 503-508 vol.2.

[94]. SOUZA, Gean Jacques Maia de. **Estudo de conversor modulares multiníveis uni-e bidirecionais**. 2014. 293 f. Dissertação (Mestrado)- Curso de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2014. Cap. 3. Disponível em: https://repositorio.ufsc.br/xmlui/handle/123456789/180707. Acesso em: 05 jun. 2020.

[95]. ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of Power Electronics**. 2. ed. Boulder, Colorado: Kluwer Academic Publishers, 2001. 881 p.

APÊNDICE A – METODOLOGIA DE PROJETO DO MMC CA-CA

Este apêndice apresenta uma metodologia de projeto do conversor MMC CA-CA. Admite-se que o conversor MMC CA-CA seja aplicado a um transformador eletrônico de potência utilizado em um sistema de distribuição monofásico rural. A Tabela A1 apresenta as especificações iniciais de projeto.

Tabela A1 – Especificações iniciais do projeto.

Parâmetros	Descrição	Valor
V_{sef}	Valor eficaz da tensão de entrada	13,8 kV
S_s	Potência aparente	15 kVA
V_{op1}	Valor de pico da tensão fundamental de saída	5 kV
f_s	Frequência de entrada	60 Hz
f_o	Frequência de saída	5 kHz

Fonte: Próprio autor.

A partir das especificações apresentadas na Tabela A1, define-se o modo de operação *2N+1* do conversor *MMC* CA-CA. Com o intuito de utilizar semicondutores de potência de até 1,2 kV adota-se uma tensão *VCC* de 800 V para cada célula *H-Bridge* do conversor. Para determinar o número de células *H-Bridge* utilizadas no conversor avalia-se inicialmente algumas variáveis de projeto. Define-se, portanto o nível médio máximo da tensão $v_{pwm}(t)$. Portanto, tem-se que:

$$V_{d,vpwm} = V_{sef} \cdot \sqrt{2} = 19{,}5\ kV \quad \text{(A1)}$$

Assim, é possível definir o número de níveis utilizados para modular a tensão $v_{pwm}(t)$. Portanto, tem-se que:

$$N_{vpwm} = 1 + \frac{V_{d,vpwm}}{VCC} = 25{,}395 \quad \text{(A2)}$$

Arredondando o número de níveis adotado para modular a tensão $v_{pwm}(t)$, tem-se que N_{vpwm} é igual a 25. Como o número de níveis é ímpar e o

modo de operação é *2N+1*, o nível médio máximo da tensão $v_{pwm}(t)$ é igual a 24 *VCC*, ou seja, 19,2 kV.

Para determinar o número de níveis utilizados na tensão de saída do conversor, verifica-se o nível médio máximo da tensão $v_o(t)$. Portanto, tem-se que:

$$V_{d,vo} = V_{op1} = 5\ kV \tag{A3}$$

Assim, o número de níveis da tensão de saída é determinado como:

$$N_{vo} = 1 + \frac{V_{d,vo}}{VCC} = 7{,}25 \tag{A4}$$

Arredondando o número de níveis adotado para modular a tensão $v_o(t)$, tem-se que N_{vo} é igual a 7. Como o número de níveis é ímpar e o modo de operação é *2N+1*, o nível médio máximo da tensão $v_o(t)$ é igual a 6 *VCC*, ou seja, 4,8 kV. Assim é possível definir o número total de níveis utilizados no conversor *MMC* CA-CA, ou seja:

$$N_T = N_{vpwm} + N_{vo} = 32 \tag{A5}$$

Por fim, é possível definir o número de células utilizadas em cada braço do conversor. Portanto:

$$N = \frac{N_T - N_p}{2} = 15 \tag{A6}$$

Considerando que N_p é igual a 2, o número de células *H-Bridge* utilizadas em cada braço do conversor é igual a 15. No total serão utilizadas 60 células *H-Bridge*, sendo 240 transistores e 60 capacitores no estágio de potência do conversor *MMC* CA-CA.

A estratégia de modulação *Phase-Shifted* é utilizada para modular a tensão $v_{pwm}(t)$ e a estratégia de modulação *Staircase SHE* é utilizada para modular a tensão $v_o(t)$. Inicialmente, determinam-se os parâmetros da

modulação multinível *Phase-Shifted*. Adota-se que a frequência dos sinais portadores é igual a 2 kHz. O número de sinais portadores é igual a N_{vpwm}-1, ou seja, 24 sinais portadores são utilizados na modulação. A defasagem entre os sinais portadores é definida como:

$$\phi_{cr} = \frac{360°}{\left(N_{vpwm} - 1\right)} = 15° \tag{A7}$$

O índice de modulação em frequência é definido como:

$$m_{f,PS} = \frac{f_{cr}}{f_s} = 33{,}33 \tag{A8}$$

A frequência de comutação da tensão $v_{pwm}(t)$ é definida como:

$$f_{sw,MMC,PS} = \left(N_{vpwm} - 1\right) \cdot m_{f,PS} \cdot f_s = 48\ kHz \tag{A9}$$

O índice de modulação em amplitude mínimo pode ser definido como:

$$m_{a,PS,min} = \frac{2 \cdot \left(1 - k_{odd,max}\right)}{\left(1 - N_{vpwm}\right)} = 0{,}917 \tag{A10}$$

Onde:

$$k_{odd,max} = \frac{\left(N_{vpwm} - 1\right)}{2} = 12 \tag{A11}$$

Assim define-se o índice de modulação em amplitude nominal de operação do conversor, ou seja:

$$m_{a,PS,nom} = \frac{\left(1 + m_{a,PS,min}\right)}{2} = 0{,}958 \tag{A12}$$

Dessa forma, é possível definir um novo valor de *VCC*, ou seja:

$$VCC = \frac{V_{d,vpwm}}{\left(N_{vpwm} - 1\right) \cdot m_{a,PS,nom}} = 848{,}53\ V \quad \text{(A13)}$$

Em relação a estratégia de modulação *Staircase SHE*, o número de sinais portadores é definido por N_{vo}-1, ou seja, 6 sinais portadores são utilizados no esquema de modulação. A frequência dos sinais portadores é igual à frequência da componente fundamental da tensão de saída, ou seja, igual a 5 kHz. O índice de modulação em amplitude é definido como:

$$m_{a,ST} = \frac{V_{op1}}{k_{MMC} \cdot \frac{8 \cdot VCC}{\pi}} = 0{,}771 \quad \text{(A14)}$$

Onde:

$$k_{MMC} = \frac{(N_{vo} - 1)}{2} = 3 \quad \text{(A15)}$$

O número de ângulos de comutação é definido como:

$$x = ceil\left(\frac{N_{vo}}{2}\right) - 1 = 3 \quad \text{(A16)}$$

Dessa forma, são utilizados três ângulos de comutação no esquema de modulação *Staircase SHE*, nomeados como θ_1, θ_2 e θ_3. Para definir o valor de cada ângulo de comutação, adota-se a utilização do método numérico Newton-Raphson. Como são definidos três ângulos de comutação, ou seja, três funções devem ser definidas inicialmente. Uma função é responsável pela definição da componente fundamental da tensão de saída. Uma segunda função é responsável pela eliminação da componente harmônica e 5° ordem e uma terceira função é responsável pela eliminação da componente harmônica de 7° ordem. Portanto, define-se que:

$$F_1 = cos(\theta_1) + cos(\theta_2) + cos(\theta_3) = x \cdot m_{a,ST}$$
$$F_2 = cos(5\theta_1) + cos(5\theta_2) + cos(5\theta_3) = 0 \quad \text{(A17)}$$
$$F_3 = cos(7\theta_1) + cos(7\theta_2) + cos(7\theta_3) = 0$$

Posteriormente, define-se a matriz Jacobiana, ou seja:

$$J_\theta = \begin{bmatrix} \frac{dF1}{d\theta_1} & \frac{dF1}{d\theta_2} & \frac{dF1}{d\theta_3} \\ \frac{dF2}{d\theta_1} & \frac{dF2}{d\theta_2} & \frac{dF2}{d\theta_3} \\ \frac{dF3}{d\theta_1} & \frac{dF3}{d\theta_2} & \frac{dF3}{d\theta_3} \end{bmatrix} \quad \text{(A18)}$$

Uma matriz de funções também pode ser definida como:

$$F_\theta = \begin{bmatrix} cos(\theta_1) + cos(\theta_2) + cos(\theta_3) - x \cdot m_{a,ST} \\ cos(5\theta_1) + cos(5\theta_2) + cos(5\theta_3) \\ cos(7\theta_1) + cos(7\theta_2) + cos(7\theta_3) \end{bmatrix} \quad \text{(A19)}$$

Outra matriz com os ângulos de comutação é definida como:

$$x_\theta = \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \theta_3 \end{bmatrix} \quad \text{(A20)}$$

A partir dessas definições, torna-se possível definir o valor de incremento para cada iteração do método numérico, ou seja:

$$\Delta_\theta = -\left(J_\theta{}^{-1} \cdot F_\theta\right)$$
$$x_{\theta 1} = x_\theta + \Delta_\theta \quad \text{(A21)}$$

E o erro percentual a cada iteração numérica é definida como:

$$\varepsilon_\theta = \frac{x_{\theta 1} - x_\theta}{x_{\theta 1}} \cdot 100 \quad \text{(A22)}$$

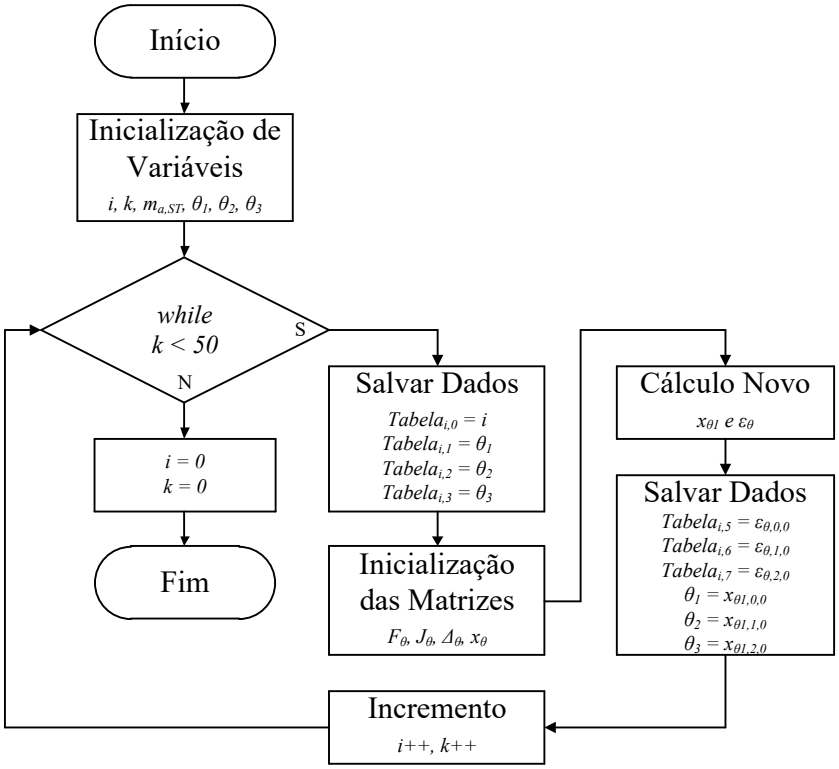
A partir de uma quantidade definida por iterações de cálculo com o erro

percentual pequeno, ou seja, abaixo de 1% é possível definir os valores dos ângulos de comutação do esquema de modulação *Staircase SHE* com a finalidade de definir o valor da componente fundamental da tensão de saída, com a amplitude das componentes harmônicas de 5° e 7° ordem reduzidas ou próximas de zero. O algoritmo de execução desse método numérico é apresentado na Figura A1.

Dessa forma, verifica-se que os ângulos de comutação são determinados, ou seja:

$$\theta_1 = 12{,}26°$$
$$\theta_2 = 33{,}46° \qquad \text{(A23)}$$
$$\theta_3 = 59{,}93°$$

Figura A1 – Algoritmo de execução do método numérico Newton-Raphson.



Fonte: Próprio autor.

A tensão instantânea de saída do conversor pode ser representada como:

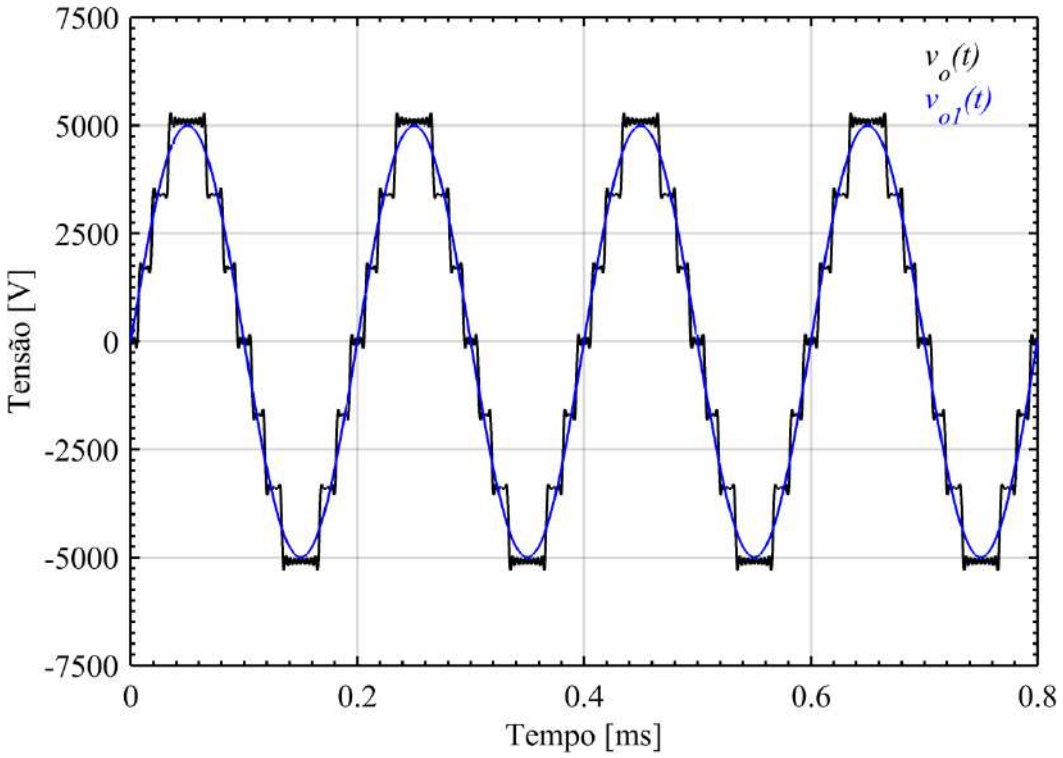
$$v_o(t) = \frac{8 \cdot VCC}{\pi} \cdot \sum_n \left\{ [cos(n \cdot \theta_1) + cos(n \cdot \theta_2) + cos(n \cdot \theta_3)] \cdot \frac{sen(n \cdot \omega_o t)}{n} \right\} \quad \text{(A24)}$$

Logo a componente fundamental da tensão de saída é definida como:

$$v_{o1}(t) = \frac{8 \cdot VCC}{\pi} \cdot [cos(\theta_1) + cos(\theta_2) + cos(\theta_3)] \cdot sen(\omega_o t) \quad \text{(A25)}$$

A Figura A2 apresenta a forma de onda da tensão de saída do conversor e sua componente fundamental em frequência.

Figura A2 – Forma de onda da tensão de saída do conversor e sua componente fundamental em frequência.



Fonte: Próprio autor.

O valor eficaz da tensão de saída do conversor é definido como:

$$v_{oef} = \frac{2 \cdot VCC}{\pi} \cdot \sqrt{9\pi^2 - 2\pi\theta_1 - 6\pi\theta_2 - 10\pi\theta_3} = 3{,}36\ kV \quad \text{(A26)}$$

A forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ apresenta 25 níveis. Portanto, existem diferentes regiões onde a razão cíclica varia de 0 à 1. Para cada região é adotado uma equação de razão cíclica. Dessa forma, determinam-se inicialmente alguns coeficientes de cálculo. Então:

$$r_{odd,max} = \frac{N_{vpwm} - 1}{2} = 12$$
$$r_{odd} = k_{odd} = (1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12) \quad \text{(A27)}$$

Assim, são estabelecidos 12 coeficientes para 12 equações de razão cíclica válidas no intervalo de metade do período da tensão de entrada do conversor. A razão cíclica em cada região de operação é definida como:

$$d_{r_{odd}}(\omega_s t) = k_{odd} - \frac{N_{vpwm} - 1}{2} \cdot m_{a,PS,nom} \cdot sen(\omega_s t) \quad \text{(A28)}$$

A Figura A3 apresenta a característica da razão cíclica no intervalo de 0° à 180° considerando o período da tensão de entrada do conversor.

O ganho de tensão CA-CC nominal é definido como:

$$G_{V,CA,CC}(m_{a,PS}) = \frac{2 \cdot N}{m_{a,PS,nom} \cdot (N_{vpwm} - 1)} = 1{,}304 \quad \text{(A29)}$$

Admitindo a variação máxima e mínima do índice de modulação em amplitude $m_{a,PS}$, é possível definir um valor máximo e mínimo da tensão em cada capacitor de cada célula *H-Bridge*. Portanto:

$$VCC_{min} = \frac{G_{V,CA,CC}(1) \cdot V_{d,pwm}}{2 \cdot N} = 813{,}17\ V$$
$$VCC_{max} = \frac{G_{V,CA,CC}(m_{a,PS,min}) \cdot V_{d,pwm}}{2 \cdot N} = 887{,}1\ V \quad \text{(A30)}$$

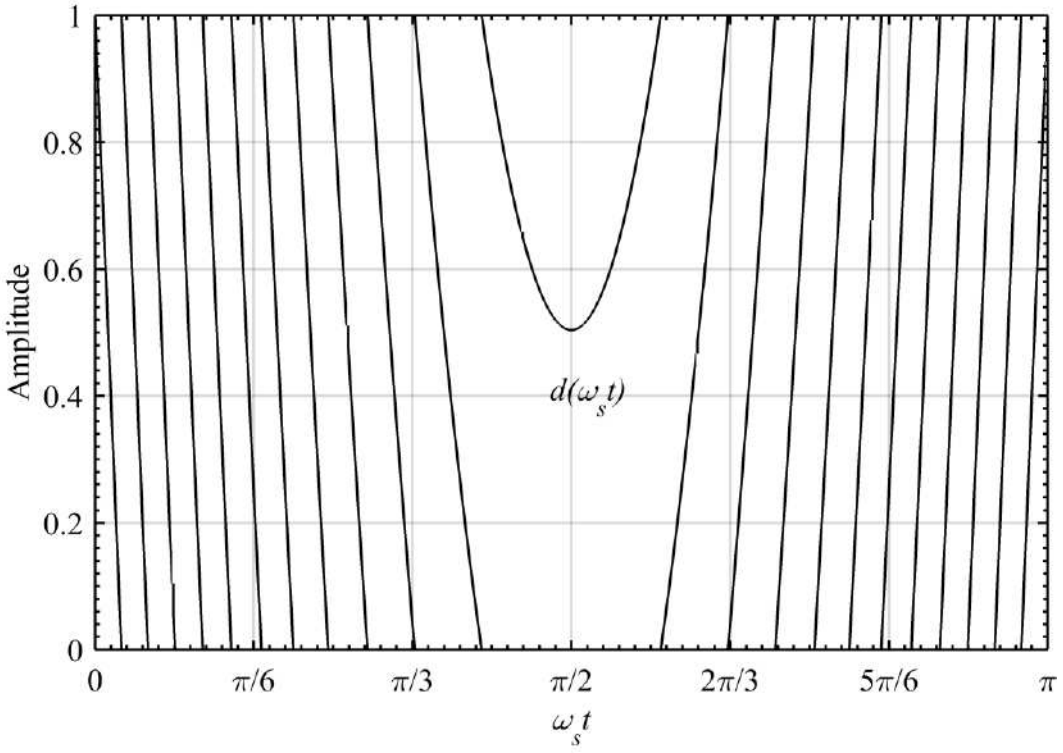
O ganho de tensão CC-CA é definido como:

$$G_{V,CC,CA}(m_{a,ST}) = \frac{4}{\pi} \cdot m_{a,ST} \cdot \frac{(N_{vo} - 1)}{N} = 0{,}393 \quad \text{(A31)}$$

O ganho de tensão CA-CA é definido como:

$$G_{V,CA,CA} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{m_{a,ST}}{m_{a,PS,nom}} \cdot \frac{(N_{vo} - 1)}{(N_{vpwm} - 1)} = 0{,}256 \quad \text{(A32)}$$

Figura A3 – Característica da razão cíclica no intervalo de 0° a 180° considerando o período da tensão de entrada do conversor.



Fonte: Próprio autor.

Inicialmente realiza-se a análise da ondulação de corrente na entrada do conversor. Dessa maneira é possível definir o valor de indutância utilizado na entrada do conversor. Conforme visto anteriormente na análise da razão cíclica, define-se inicialmente alguns coeficientes utilizados nas equações de ondulação de corrente normalizada. Portanto tem-se que:

$$y_{odd,max} = N_{vpwm} - 3 = 22$$
$$y_{odd} = (0, 2, 4, 6, 8, 10, 12, 14, 16, 18, 20, 22) \quad \text{(A33)}$$

Assim, são estabelecidos 12 equações de ondulação de corrente normalizado no intervalo de 0° à 180° dentro de um período da tensão de entrada do conversor. Portanto, a ondulação de corrente normalizada é definida como:

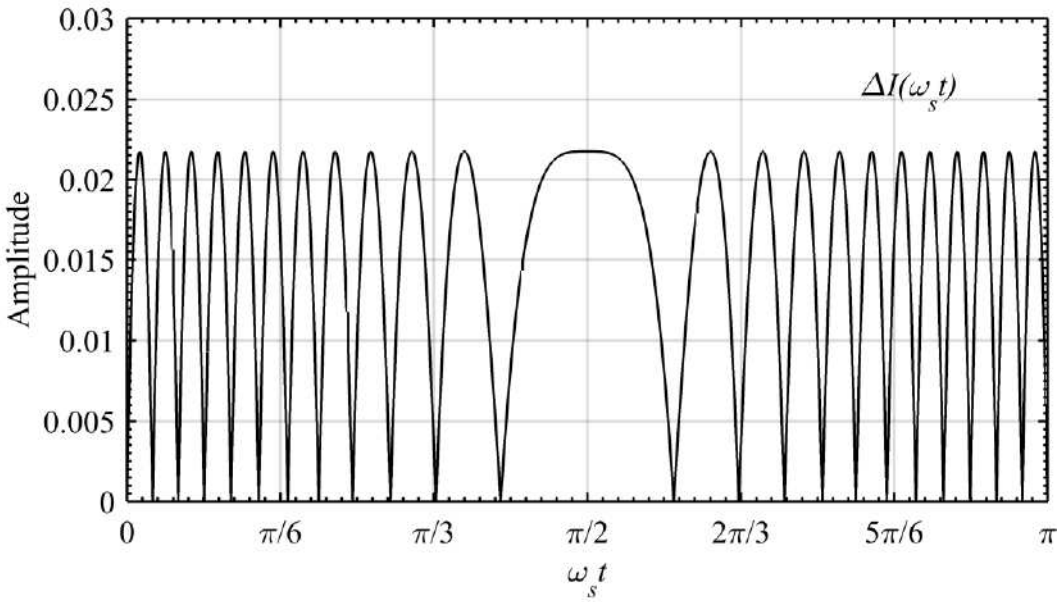
$$\Delta I_{r_{odd}}(\omega_s t) = k_{odd} \cdot sen(\omega_s t) - \frac{(N_{vpw\,m} - 1)}{2} \cdot m_{a,PS,nom} \cdot sen^2(\omega_s t) - \frac{y_{odd}\, k_{odd}}{(N_{vpwm} - 1) m_b} + \frac{y_{odd}}{2} \cdot \frac{m_{a,PS,nom}}{m_b} \cdot sen(\omega_s t) \quad \text{(A34)}$$

Onde:

$$m_b = \frac{V_{sp}}{(N_{vpwm} - 1) \cdot VCC} = 0{,}958 \quad \text{(A35)}$$

A Figura A4 apresenta a curva característica da ondulação de corrente normalizada.

Figura A4 – Curva característica da ondulação de corrente normalizada.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se que o máximo valor da ondulação de corrente normalizada é igual à 0,021738. Considerando que a ondulação de corrente é igual à 20% do

valor de pico da corrente de entrada em condições de fator de potência unitário, a indutância de entrada é definida como:

$$L_{in} = \frac{\Delta I_{norm} \cdot V_{sp}}{\left(N_{vpwm} - 1\right) \cdot \Delta I_s \cdot f_{cr}} = 28{,}749\ mH \quad \text{(A36)}$$

Onde f_{cr} é a frequência do sinal portador do esquema de modulação *Phase-Shifted*.

Admitindo que a ondulação de tensão nos capacitores de cada célula *H-Bridge* seja igual a 2% do valor de VCC, logo a capacitância de cada célula é definida por:

$$C_{sub} = \frac{I_{op1}}{\Delta V_{c,\omega_s} \cdot \omega_s} \cdot \left[\frac{m_{a,ST} \cdot (N_{vo} - 1)}{2\pi \cdot N}\right] = 23{,}02\ \mu F \quad \text{(A37)}$$

Admite-se que a indutância de braço do conversor é responsável pela limitação da corrente de circulação do conversor. Dessa maneira, a diferença das tensões nos capacitores de cada braço irá resultar na tensão sobre essa indutância. Como visto no decorrer do texto da tese, é estabelecido um valor máximo da diferença das tensões entre os braços do conversor e a partir disso calcula-se a indutância de braço. Considera-se para fatores de projeto que a indutância de braço é aproximadamente 100 vezes menor do que a indutância de entrada do conversor. Portanto:

$$L_b = 287{,}49\ \mu H \quad \text{(A38)}$$

O valor eficaz da corrente de entrada do conversor é definido como:

$$I_{sef} = \frac{S_s}{V_{sef}} = 1{,}087\ A \quad \text{(A39)}$$

O valor eficaz da corrente de saída do conversor é definido como:

$$I_{oef} = \frac{S_o}{V_{oef}} = 4{,}46\ A \tag{A40}$$

O valor eficaz das correntes nos braços do conversor é definido como:

$$I_{uef} = I_{lef} = \sqrt{\left(\frac{I_{sef}}{2}\right)^2 + \left(\frac{I_{oef}}{2}\right)^2} = 2{,}295\ A \tag{A41}$$

Os esforços de corrente sobre os dispositivos semicondutores e capacitores utilizados em cada célula *H-Bridge* foram dimensionados via resultados de simulação.

O projeto do controlador da malha de corrente na entrada é realizado a partir da função de transferência simplificada da planta de corrente. A função de transferência da planta de corrente é definida como:

$$G_i(s) = \frac{2 \cdot VCC}{s \cdot L_{in}} \tag{A42}$$

A Figura A5 apresenta o diagrama de bode de módulo e fase da planta de corrente.

O ganho do modulador e do sensor de corrente foi estabelecido unitário para o projeto do controlador. No entanto, suas definições podem ser verificadas no Capítulo 8. A função de transferência do controlador de corrente é definida como:

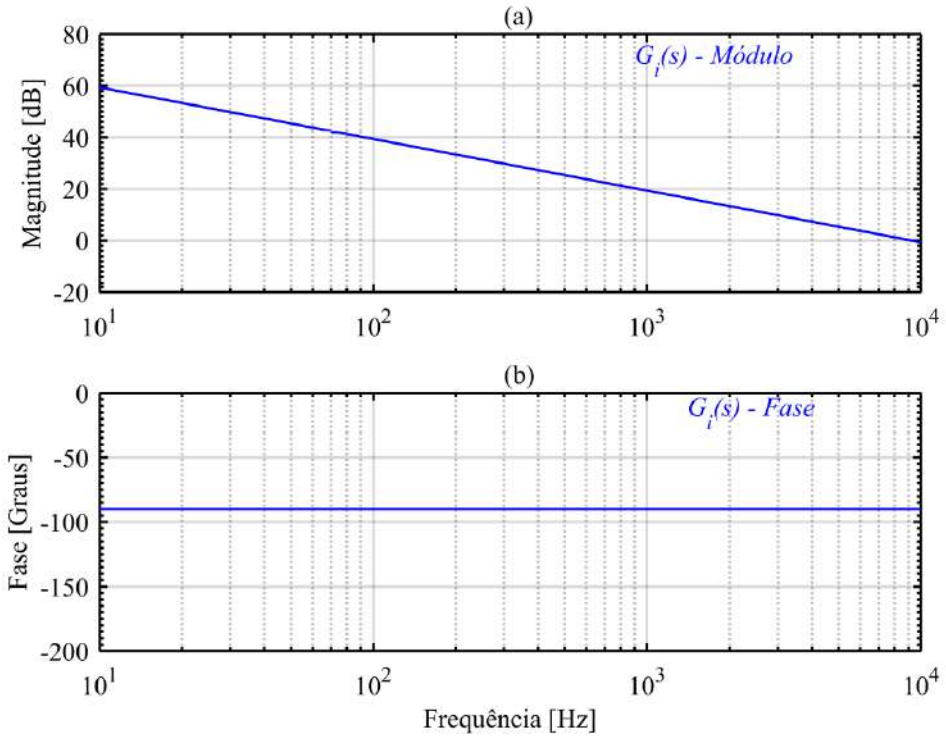
$$C_i(s) = k_i \cdot \frac{(s + \omega_{zci})}{s \cdot (s + \omega_{pci})} \tag{A43}$$

A metodologia do projeto do controlador foi estabelecida inicialmente estabelecendo as frequências do zero e pólo. Adota-se a frequência do zero f_{zci} do controlador em uma década acima da frequência da tensão de entrada do conversor. A frequência do pólo f_{pci} do controlador em uma década abaixo da frequência de comutação da tensão $v_{pwm}(t)$. A frequência de cruzamento por zero foi estabelecida em 20 vezes menor do que a frequência de comutação da

tensão $v_{pwm}(t)$. Após essas considerações iniciais, foram realizados alguns ajustes nesses valores e definido como:

$$f_{zci} = 1{,}4\ kHz \quad f_{pci} = 3{,}1\ kHz \quad f_{cz} = 2{,}42\ kHz \tag{A44}$$

Figura A5 – Diagrama de Bode de módulo e fase da planta de corrente. (a) Módulo. (b) Fase.



Fonte: Próprio autor.

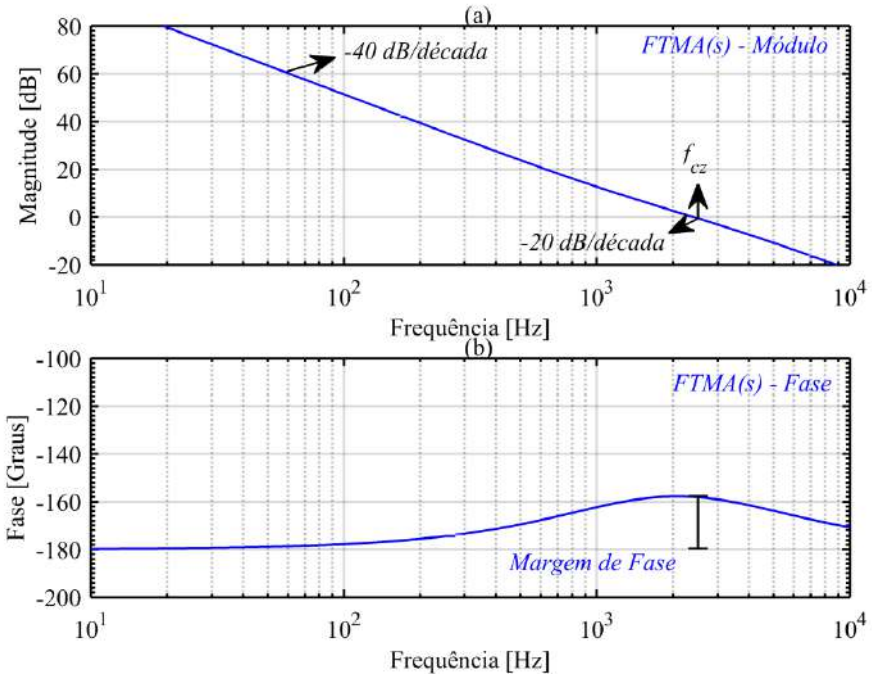
A partir desses valores o ganho do controlador é estabelecido como:

$$k_i = \left| \frac{(s \cdot f_{cz})^2 \cdot L_{in} \cdot \left(s \cdot f_{cz} + \omega_{pci}\right)}{2 \cdot VCC \cdot (s \cdot f_{cz} + \omega_{zci})} \right| = 5501{,}94 \tag{A45}$$

A Figura A6 apresenta a análise de estabilidade do controlador projetado a partir da função de transferência de malha aberta. A análise é realizada pelo diagrama de Bode de módulo e fase.

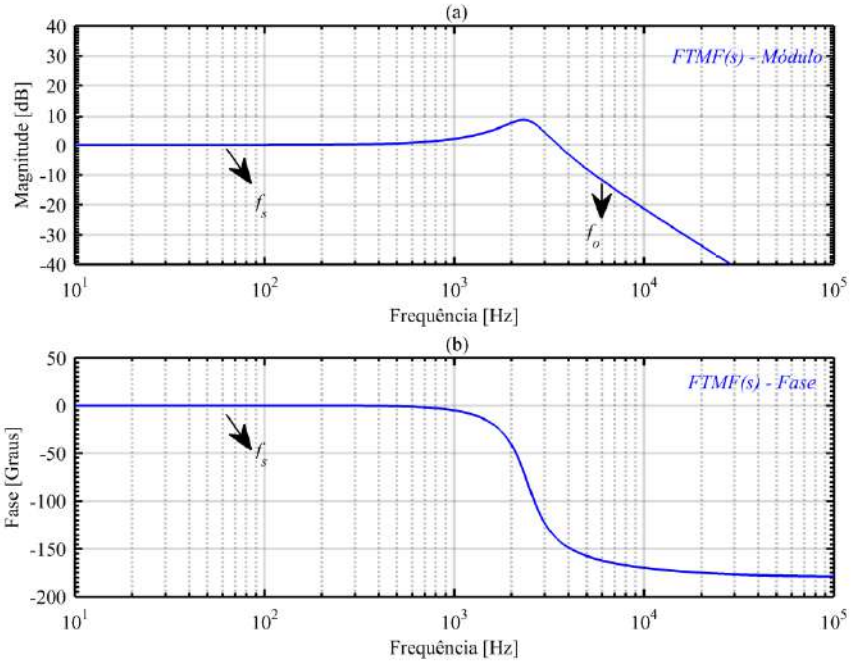
A Figura A7 apresenta a análise do sinal de saída da malha de controle a partir da função de transferência de malha fechada. A análise é realizada pelo diagrama de Bode de módulo e fase.

Figura A6 – Análise de estabilidade do controlador projetado a partir da função de transferência de malha aberta. (a) Módulo. (b) Fase.



Fonte: Próprio autor.

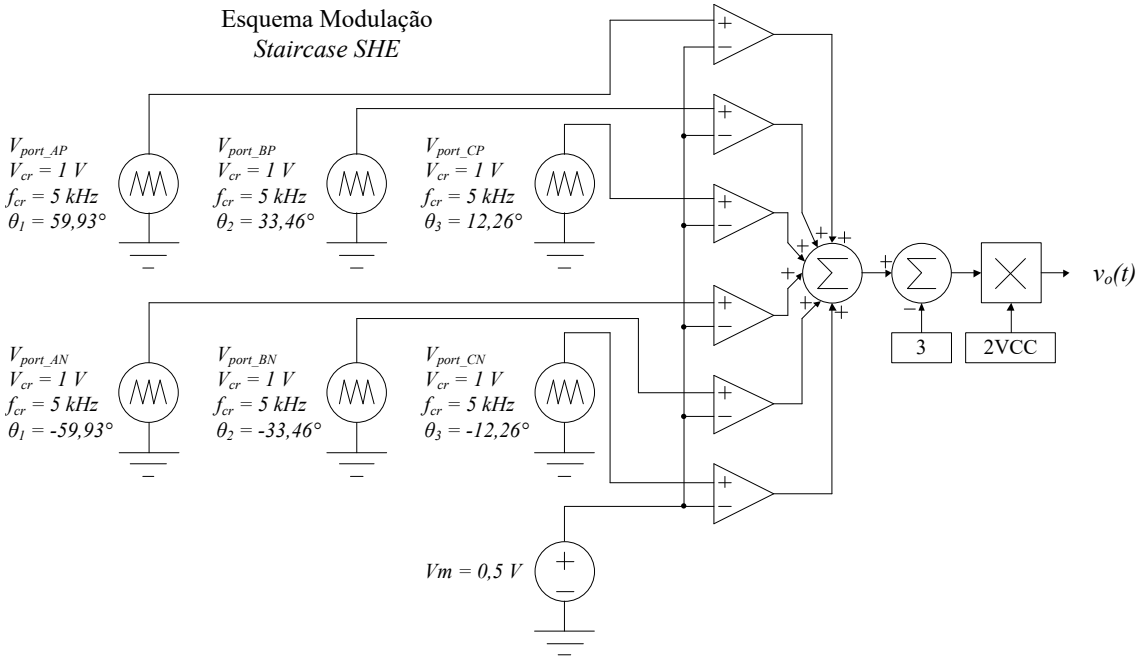
Figura A7 – Análise do sinal de saída da malha de controle a partir da função de transferência de malha fechada. (a) Módulo. (b) Fase.



Fonte: Próprio autor.

A simulação do conversor foi desenvolvida de forma simplificada, ou seja, a partir de fontes de tensão controlada em cada braço do conversor. Apesar disto é possível verificar o funcionamento do esquema de modulação atribuído tanto na entrada como na saída do conversor. É possível também verificar o desempenho da malha de controle da corrente de entrada do conversor. A Figura A8 apresenta o esquema de modulação *Staircase SHE* adotado na simulação desenvolvida para apresentação dos resultados.

Figura A8 – Esquema de modulação *Staircase SHE* adotado na simulação.

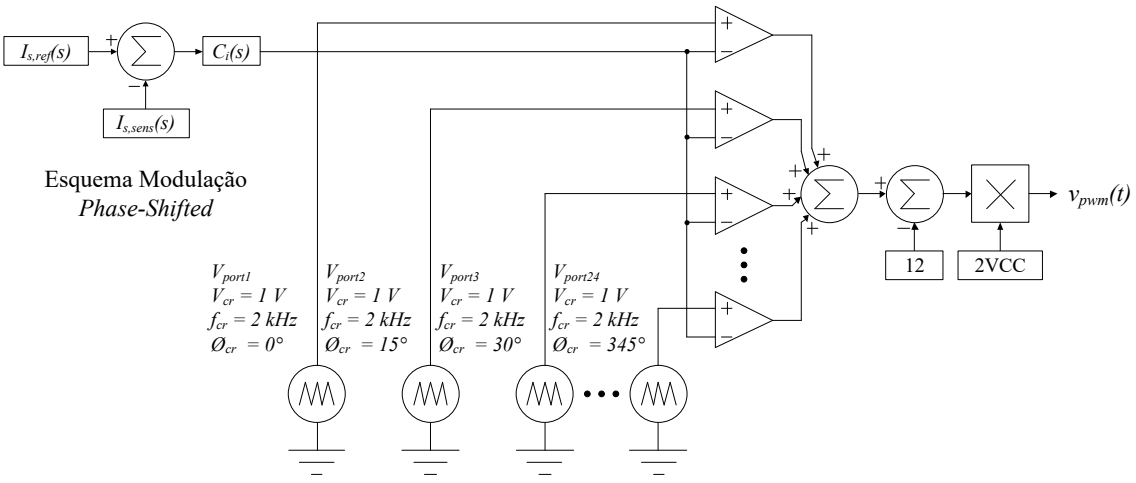


Fonte: Próprio autor.

A Figura A9 apresenta o esquema de modulação *Phase-Shifted* adotado na simulação desenvolvida para apresentação dos resultados. A Figura A10 apresenta o esquema de simulação do estágio de potência do conversor *MMC* CA-CA. A Figura A11 apresenta as formas de onda da tensão e corrente de entrada do conversor. Além disso, são apresentados alguns detalhes da forma de onda da corrente de entrada do conversor e a análise harmônica no domínio da frequência.

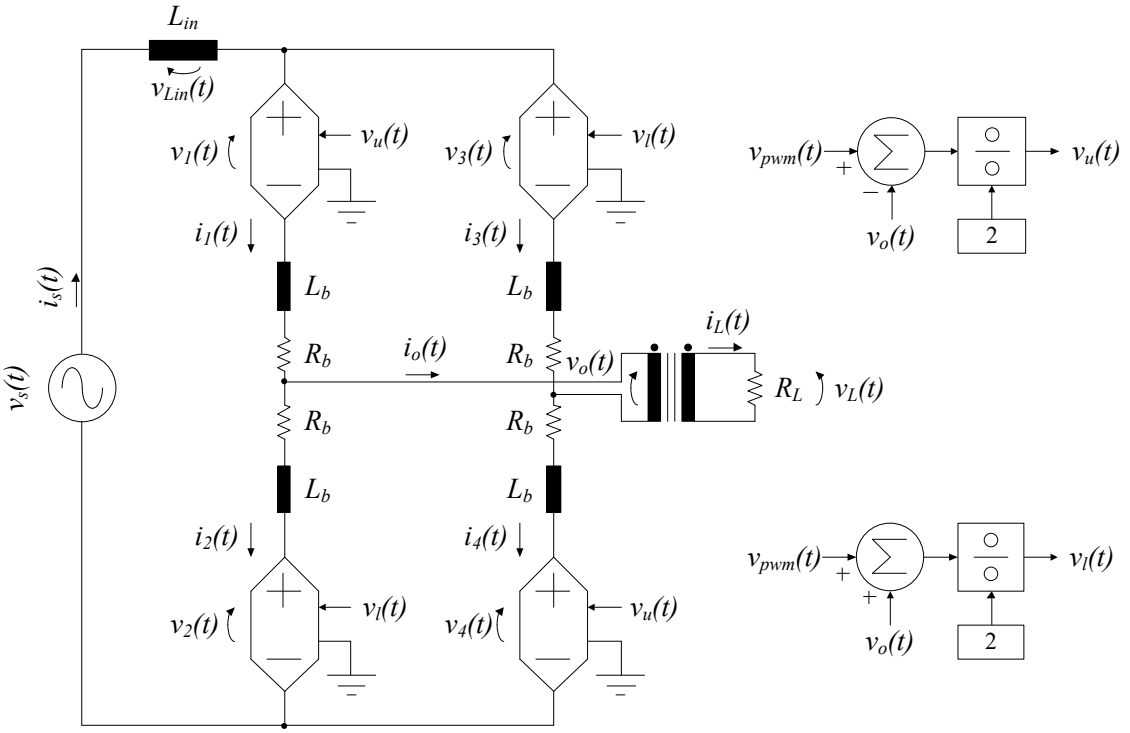
Observa-se que o valor eficaz da tensão de entrada é de aproximadamente 13,8 kV. O fator de potência é de aproximadamente 0,997 com uma potência ativa de 15,11 kW.

Figura A9 – Esquema de modulação *Phase-Shifted* adotado na simulação.



Fonte: Próprio autor.

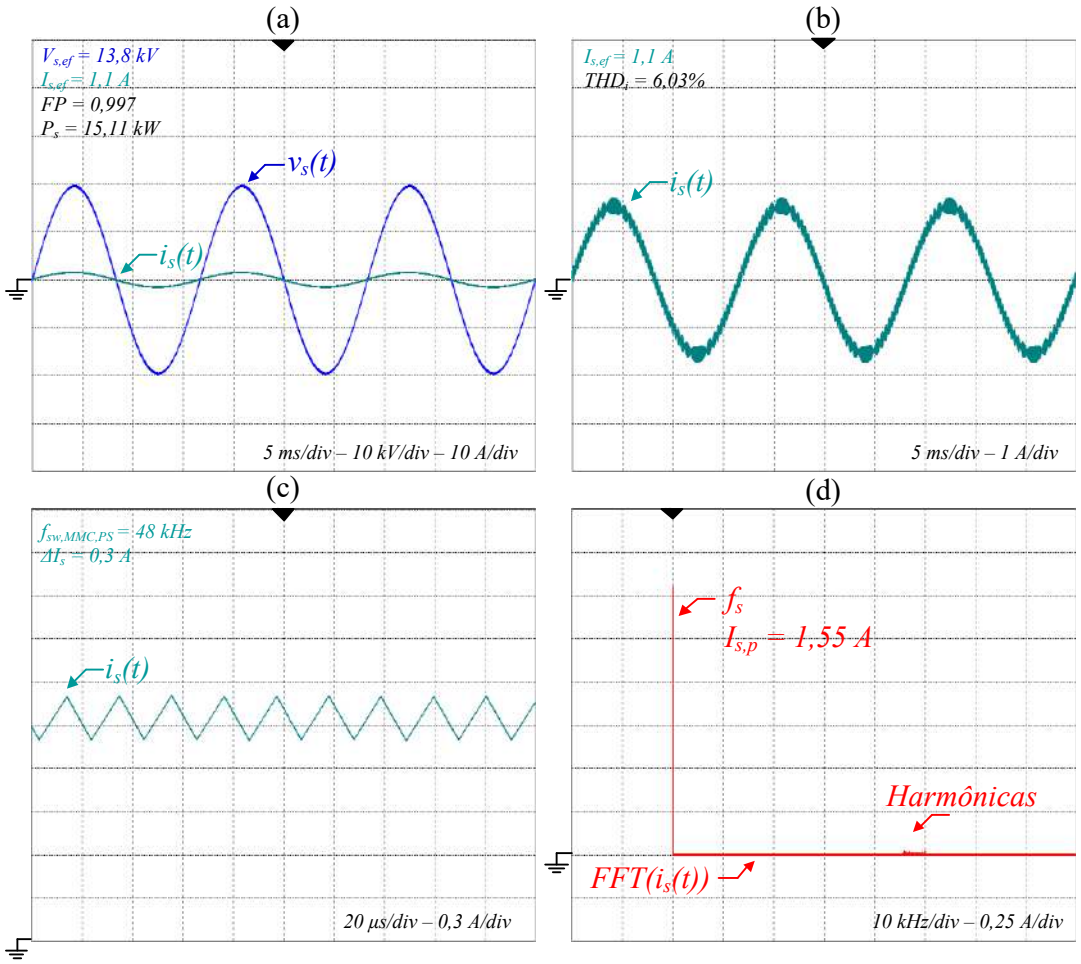
Figura A10 – Esquema de simulação do estágio de potência do conversor *MMC* CA-CA.



Fonte: Próprio autor.

Verifica-se que a corrente de entrada apresenta uma distorção harmônica de 6,03 % com a ondulação de corrente em alta frequência de 0,3 A. As componentes harmônicas da forma de onda da corrente estão presentes na faixa de frequência em torno de 48 kHz.

Figura A11 – Formas de onda da tensão e corrente de entrada do conversor. (a) Tensão e corrente de entrada. (b) Corrente de entrada. (c) Detalhe da corrente de entrada. (d) Análise no domínio da frequência.



Fonte: Próprio autor.

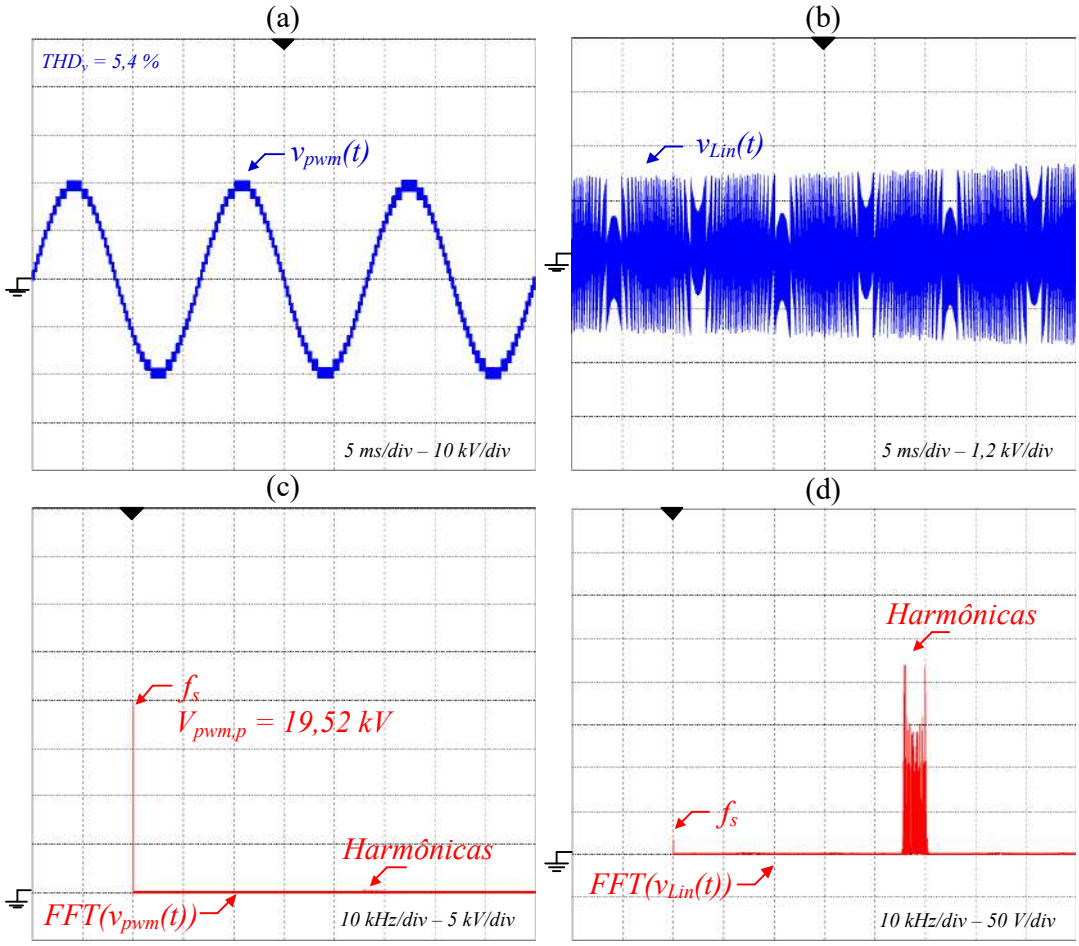
A Figura A12 apresenta as formas de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ e $v_{Lin}(t)$. Além disso, é apresentada a análise harmônica no domínio da frequência destas tensões.

Observa-se na Figura A12 que a tensão $v_{pwm}(t)$ apresenta característica de 25 níveis com distorção harmônica de 5,4 %. O valor de pico da componente fundamental da tensão $v_{pwm}(t)$ é de aproximadamente 19,52 kV. A tensão sobre o indutor de entrada apresenta as componentes harmônicas de maior amplitude em torno da frequência de 48 kHz.

A Figura A13 apresenta as formas de onda da tensão de saída das fontes controladas. Além disto, é apresentada a análise harmônica no domínio

da frequência destas formas de onda. Observa-se que as tensões apresentam as duas componentes fundamentais em frequência de operação do conversor além das suas componentes harmônicas em menor amplitude.

Figura A12 – Formas de onda da tensão $v_{pwm}(t)$ e $v_{Lin}(t)$. (a) Forma de onda da tensão $v_{pwm}(t)$. (b) Forma de onda da tensão $v_{Lin}(t)$. (c) Análise harmônica da tensão $v_{pwm}(t)$. (d) Análise harmônica da tensão $v_{Lin}(t)$.



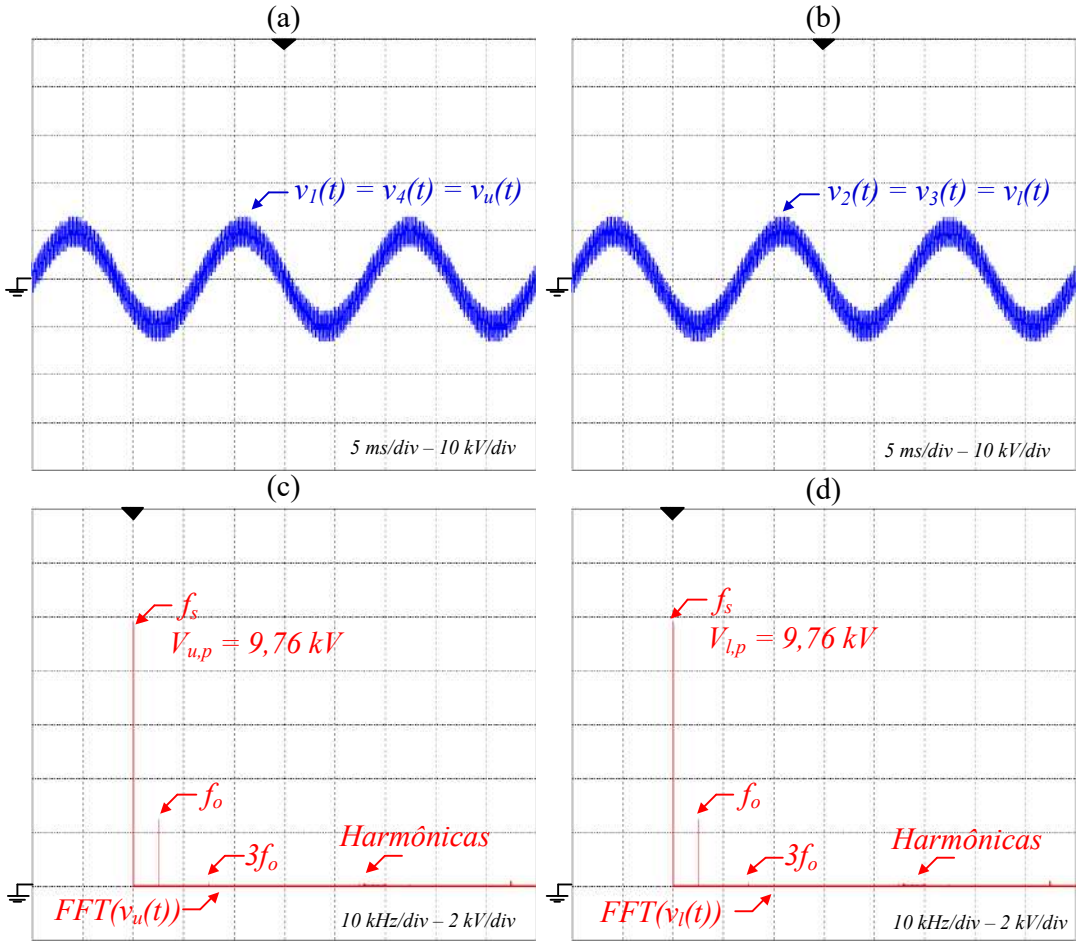
Fonte: Próprio autor.

Observa-se também que existe a presença de uma componente harmônica na frequência de 75 kHz. Isso correspondente à componente de 15° ordem da frequência de saída do conversor.

A Figura A14 apresenta as formas de onda das correntes que circulam nos braços do conversor MMC CA-CA. Além disto, é apresentada a análise harmônica no domínio da frequência destas formas de onda. Observa-se que as correntes apresentam as duas componentes fundamentais em frequência de

operação do conversor além das suas componentes harmônicas em menor amplitude.

Figura A13 – Forma de onda das tensões de saída das fontes controladas. (a) Forma de onda da tensão $v_u(t)$. (b) Forma de onda da tensão $v_l(t)$. (c) Análise harmônica no domínio da frequência da tensão $v_u(t)$. (d) Análise harmônica no domínio da frequência da tensão $v_l(t)$.



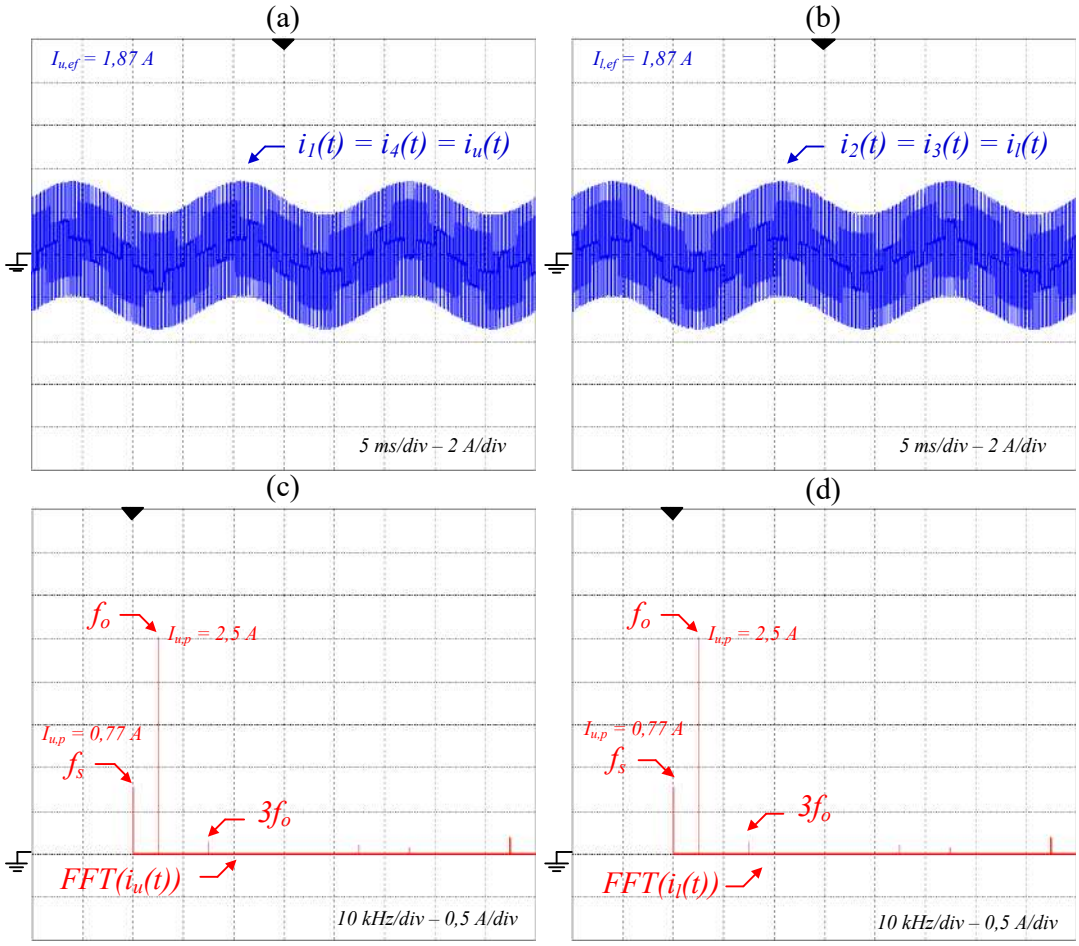
Fonte: Próprio autor.

Observa-se que as componentes de 5° e 7° ordem da frequência de saída do conversor não estão presentes na forma de onda das correntes no braço do conversor. Isto devido à aplicação da estratégia SHE na modulação *Staircase*. Em contra-partida, as componentes harmônicas de 9°, 11° e 15° ordem apresentam uma amplitude com valores semelhantes a componente harmônica de 3° ordem.

A Figura A15 apresenta as formas de onda da tensão e corrente de

saída do conversor. Além disto, é apresentada a análise harmônica da forma de onda de tensão no domínio da frequência.

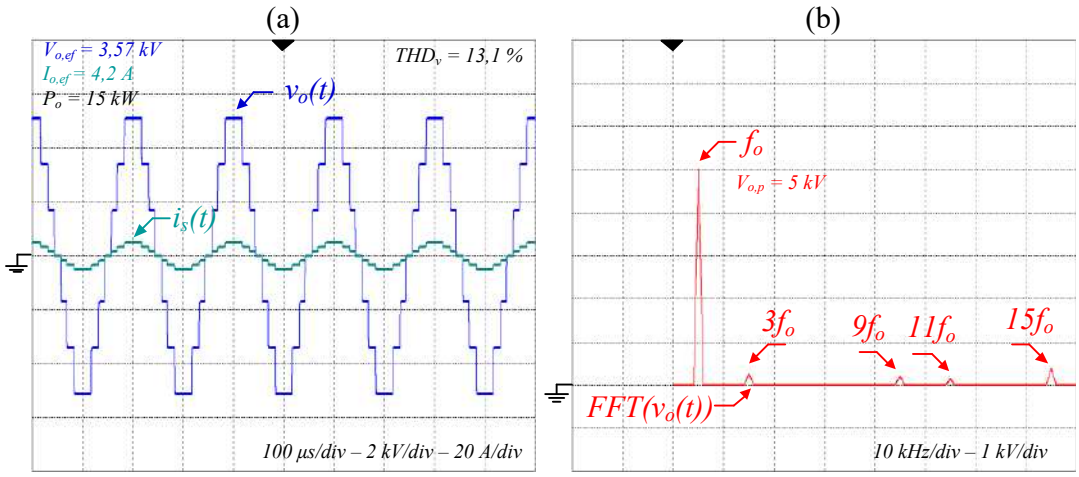
Figura A14 – Forma de onda das correntes que circulam nos braços do conversor. (a) Forma de onda da corrente iu(t). (b) Forma de onda da corrente il(t). (c) Análise harmônica no domínio da frequência da corrente iu(t). (d) Análise harmônica no domínio da frequência da corrente Il(t).



Fonte: Próprio autor.

Observa-se que o valor eficaz da tensão de saída é de aproximadamente 3,57 kV. O valor eficaz da corrente de saída do conversor é de 4,2 A e a potência ativa de 15 kW. O valor de pico da componente fundamental da tensão de saída é de 5 kV. Verifica-se a presença de algumas componentes harmônicas na forma de onda da tensão de saída. As principais harmônicas são de 3°, 9°, 11° e 15° ordem. Considerando um transformador ideal com relação de transformação abaixador, ou seja:

Figura A15 – Formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor. (a) Forma de onda da tensão $v_o(t)$ e corrente $i_o(t)$. (b) Análise harmônica da tensão $v_o(t)$.

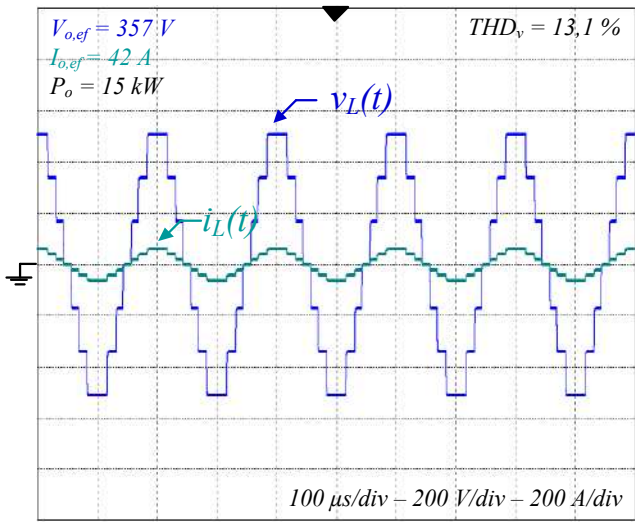


Fonte: Próprio autor.

$$a = \frac{N_s}{N_p} = 0{,}1 \qquad \text{(A46)}$$

É possível obter a tensão de saída em nível de baixa de tensão. Admite-se que esse transformador opere na frequência de 5 kHz. A Figura A16 apresenta as formas de onda de tensão e corrente na carga do transformador considerando o mesmo nível de potência.

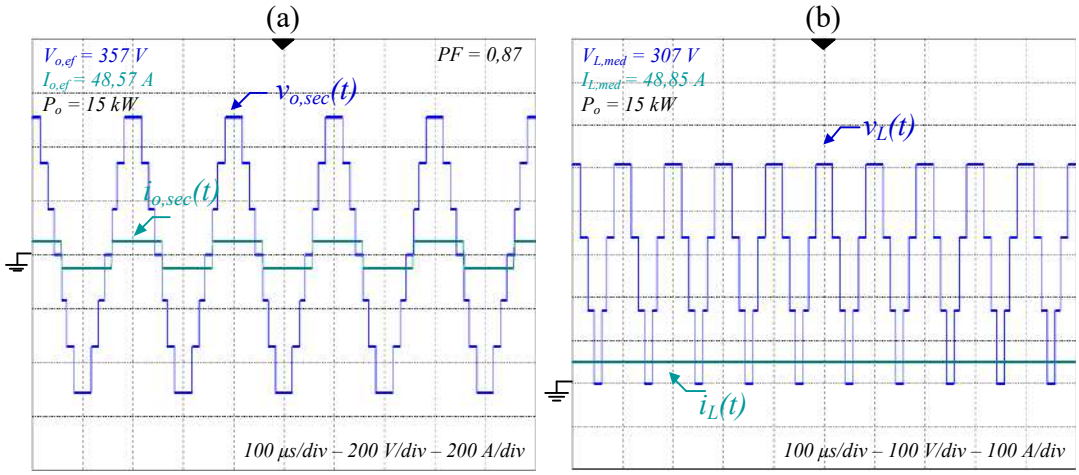
Figura A16 – Formas de onda da tensão e corrente na carga do transformador.



Fonte: Próprio autor.

Considerando que a carga seja um retificador monofásico com carga RL, a Figura A17 apresenta as formas de onda da tensão e corrente na carga e no enrolamento secundário do transformador.

Figura A17 – Formas de onda da tensão e corrente na carga RL e no enrolamento secundário do transformador. (a) Tensão e corrente no enrolamento secundário do transformador. (b) Tensão e corrente na carga RL.

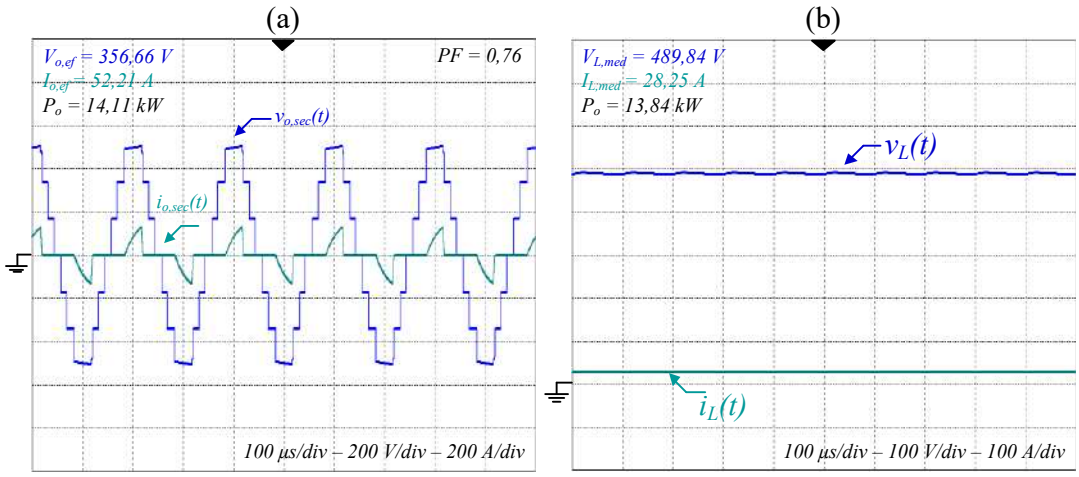


Fonte: Próprio autor.

Uma segunda análise do ponto de vista de carga do transformador é considerar um retificador monofásico com filtro capacitor e indutor a montante. Admite-se que a capacitância seja igual a 470 µF. Assim, a partir da definição da frequência natural não-amortecido de um filtro LC, define-se o valor da indutância a montante. Desta forma, a indutância é igual à 439,2 nH. A Figura A18 apresenta as formas de onda da tensão e corrente no enrolamento secundário do transformador e na carga.

Estes são os resultados de simulação do conversor MMC CA-CA alimentando um transformador de média frequência. Além disto, o transformador é avaliado a partir de uma carga resistiva, uma carga com retificador monofásico e carga RL e uma última carga não-linear.

Figura A18 – Formas de onda da tensão e corrente no enrolamento secundário do transformador e na carga. (a) Tensão e corrente no enrolamento secundário do transformador. (b) Tensão e corrente na carga.



Fonte: Próprio autor.