



**Universidade do Estado do Rio de Janeiro**

Centro de Tecnologia e Ciências

Faculdade de Engenharia

Jones Arraes de Almeida Junior

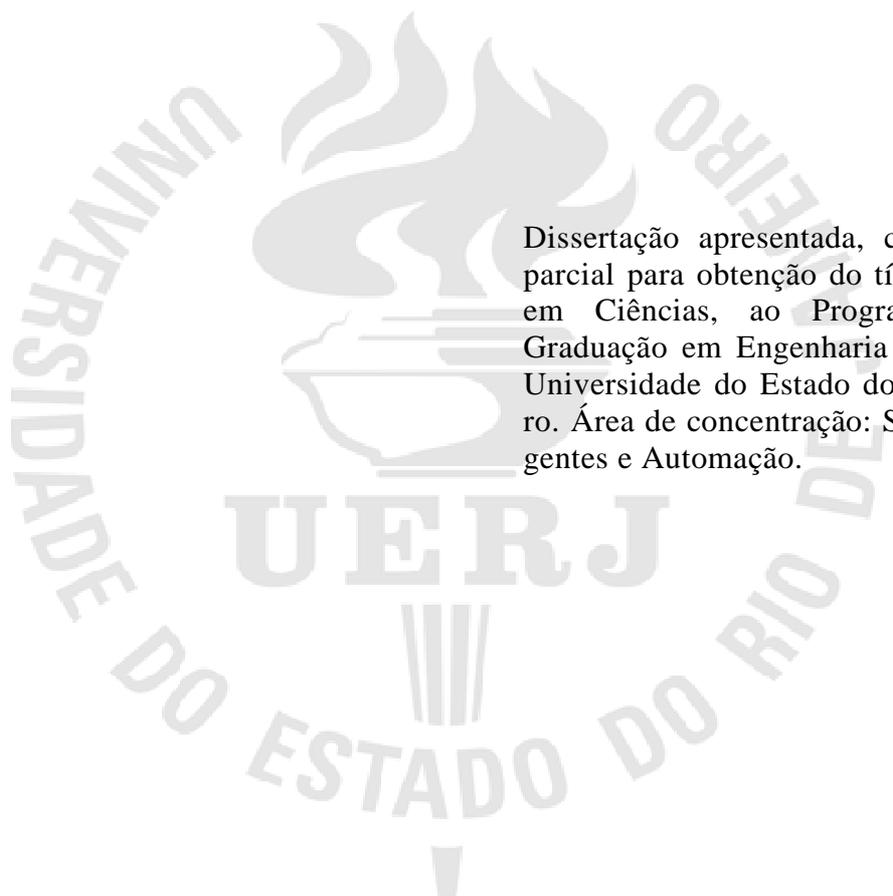
**Modulação SHE com Algoritmo Genético Aplicada ao Conversor  
Multinível MLC<sup>2</sup> Modular de Sete Níveis**

Rio de Janeiro

2016

Jones Arraes de Almeida Junior

**Modulação SHE com Algoritmo Genético Aplicada ao Conversor Multinível  
MLC<sup>2</sup> Modular de Sete Níveis**



Dissertação apresentada, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Ciências, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Eletrônica, da Universidade do Estado do Rio de Janeiro. Área de concentração: Sistemas Inteligentes e Automação.

Orientadores: Prof.<sup>a</sup> Maria Dias Bellar  
Prof. Luís Fernando Corrêa Monteiro

Rio de Janeiro

2016

CATALOGAÇÃO NA FONTE  
UERJ / REDE SIRIUS / BIBLIOTECA CTC/B

A477 Almeida Junior, Jones Arraes de.

Modulação SHE com algoritmo genético aplicada ao conversor multinível MLC<sup>2</sup> modular de sete níveis / Jones Arraes de Almeida Junior. – 2016.

272f.

Orientadores: Maria Dias Bellar e Luiz Fernando Corrêa Monteiro.

Dissertação (Mestrado) – Universidade do Estado do Rio de Janeiro, Faculdade de Engenharia.

1. Engenharia Eletrônica. 2. Modulação (Eletrônica) - Dissertações. 3. Algoritmos genéticos – Dissertações. 4. Conversor CC/CA - Dissertações. I. Bellar, Maria Dias. II. Monteiro, Luiz Fernando Corrêa. III. Universidade do Estado do Rio de Janeiro. IV. Título.

CDU 621.376

Autorizo, apenas para fins acadêmicos e científicos, a reprodução total ou parcial desta dissertação.

---

Assinatura

---

Data

Jones Arraes de Almeida Junior

**Modulação SHE com Algoritmo Genético Aplicada ao Conversor Multinível  
MLC<sup>2</sup> Modular de Sete Níveis**

Dissertação apresentada, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Ciências, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Eletrônica, da Universidade do Estado do Rio de Janeiro. Área de concentração: Sistemas Inteligentes e Automação.

Aprovada em:

Banca Examinadora:

---

Prof.<sup>a</sup> Maria Dias Bellar, Ph. D. (Orientadora)

Faculdade de Engenharia – UERJ

---

Prof. Luís Fernando Corrêa Monteiro, D. Sc. (Orientador)

Faculdade de Engenharia – UERJ

---

Prof. José Franco Machado do Amaral, D. Sc.

Faculdade de Engenharia – UERJ

---

Prof. Robson Francisco da Silva Dias, D. Sc.

Escola Politécnica – UFRJ

Rio de Janeiro

2016

## DEDICATÓRIA

Aos meus pais, a quem devo a minha existência, pelo amor, incentivo e apoio incondicional. À minha mãe Francisca cuja coragem e ternura moldaram o meu ser e ao meu pai Jones (*in memoriam*) cuja força e persistência me inspiram a seguir sempre adiante.

À minha esposa Cristiane que de forma especial e carinhosa me deu força e coragem em todos os momentos de dificuldades.

À minha filha Isabella e ao meu filho Gabriel que sempre me proporcionam momentos extraordinários de felicidade.

## AGRADECIMENTOS

A Deus por minha vida, família e amigos.

Aos meus pais que possibilitaram, com muita dedicação, minha educação e, por conseguinte, a oportunidade de desenvolver este trabalho, sempre me dando forças e incentivos nas horas mais difíceis.

Ao meu pai e minha avó Xica (*in memoriam*) que do alto me acalmam e me guiam no caminho da felicidade e prosperidade.

À minha esposa Cristiane pelo carinho, compreensão e atenção com os quais sempre me tratou me dando forças para concluir esse trabalho.

Aos meus filhos, Isabella e Gabriel, que enchem de alegria minha vida, tornando tudo mais prazeroso em suas companhias.

As minhas irmãs, Elijanes e Geisy, pelo carinho e incentivo que sempre me dispensaram me dando força em momentos difíceis.

À Universidade do Estado do Rio de Janeiro, pela oportunidade de realização deste curso.

Aos meus orientadores, Maria Bellar e Luís Fernando, pelo apoio incondicional e disponibilidade, mesmo nos períodos de férias e greve, sem os quais não seria possível concluir esta dissertação.

Aos professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Eletrônica, José Paulo, Tiago Roux e José Franco, pelo empenho na passagem de conhecimentos indispensáveis à conclusão deste trabalho.

Aos amigos que tornaram os dias de trabalho mais descontraídos e participaram direta ou indiretamente da realização desse projeto.

O êxito da vida não se mede pelo caminho que você conquistou,  
mas sim pelas dificuldades que superou no caminho.

*Abraham Lincoln*

## RESUMO

ALMEIDA JUNIOR, Jones Arraes de. *Modulação SHE com algoritmo genético aplicada ao conversor multinível  $MLC^2$  modular de sete níveis*. 2016. 272f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica) – Faculdade de Engenharia, Universidade do Estado do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2016.

Nesta dissertação, uma técnica de modulação empregando SHE–PWM (*Selective Harmonic Elimination – Pulse Width Modulation*) com Algoritmo Genético (AG) é desenvolvida com a finalidade de sintetizar formas de onda de sete níveis nas tensões de fase do conversor CC–CA multinível com grampeamento multinível (*Multilevel Clamped Multilevel Converter –  $MLC^2$* ). A topologia proposta deriva do  $MLC^2$  modular de cinco níveis ( $MLC^2$ –5L) que, por sua vez, estrutura-se na clássica tecnologia por grampeamento por diodo do ponto de neutro em três níveis (NPC–3L). O conversor resultante de sete níveis, aqui denominado de  $MLC^2$ –7L modular, permite a redução da quantidade de componentes (chaves semicondutoras de potência, diodos e capacitores) em comparação com a clássica estrutura de sete níveis por grampeamento por diodo do ponto neutro (DCMC–7L). A técnica SHE–PWM proporciona a operação do conversor em baixa frequência de chaveamento, enquanto que o AG, a partir da análise de funções de avaliação específicas, determina os ângulos de chaveamento utilizados na modulação a fim de suprimir componentes harmônicas individuais de baixa ordem (5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup>), reduzir a distorção harmônica total (DHT%), controlar a amplitude e a frequência da componente fundamental da tensão de fase do conversor e cumprir as especificações contidas nos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) relativo ao Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica recomendado pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). Esses ângulos são fornecidos ao modelo implementado no SIMULINK para posterior análise dos resultados. Inicialmente, foram realizadas simulações sem controle de amplitude resultando em operação com índice de modulação de amplitude fixo ( $m_a$  fixo). Neste caso, o AG analisou duas funções de custo apresentadas na literatura. Em seguida, testes com índice de modulação ( $m_a$ ) variável foram executados, sendo que foram avaliadas quatro funções de custo descritas na literatura, e mais outra proposta. Em ambas as análises, com  $m_a$  fixo e  $m_a$  variável, o número de ângulos de chaveamento foi variado de 3 a 9, com o intuito de determinar o efeito do aumento das variáveis na qualidade do sinal sintetizado pelo conversor em relação à DHT%, à supressão harmônica seletiva, à frequência de chaveamento e ao limite de operação do  $MLC^2$ –7L modular. Finalmente, todos os resultados de simulações obtidos são comparados com as exigências de qualidade de energia estabelecidas pela ANEEL. Ainda, ressalta-se que não foram utilizados filtros na saída do conversor proposto. A técnica de modulação aqui desenvolvida pode ser aplicada em todas as topologias de conversores multiníveis disponíveis atualmente com quaisquer números de níveis.

Palavras-chave: Modulação; SHE–PWM; Algoritmos genéticos;  $MLC^2$ ; NPC; Frequência de chaveamento; Conversor multinível; Distorção harmônica total; Supressão harmônica seletiva; Índice de modulação; Qualidade de energia.

## ABSTRACT

ALMEIDA JR., Jones Arraes de. *SHE modulation with genetic algorithm applied to multilevel converter MLC<sup>2</sup> modular seven levels*. 2016. 272f. Dissertation (Master Degree in Electronic Engineering) – Faculty of Engineering, University of the State of Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2016.

In this dissertation, a modulation technique employing Selective Harmonic Elimination Pulse Width Modulation (SHE–PWM) with Genetic Algorithm (GA) was developed in order to synthesize waveforms 7 levels in the phase voltages of MLC<sup>2</sup> (*Multilevel Clamped Multilevel Converter*) proposed. The proposed topology derive from MLC<sup>2</sup>–5L (*Multilevel Clamped Multilevel Converter – 5 Levels*) modular and uses the classic NPC–3L technology (*Neutral Point Clamping – 3 Levels*) reducing the amount of components (power semiconductor switches, diodes and capacitors) in compared to DCMC–7L (*Diode Clamped Multilevel Converter –7 Levels*) and is called MLC<sup>2</sup>–7L modular (*Clamped Multilevel Converter – 7 Levels*). The SHE–PWM provides operation at low switching frequency while the AG, from the analysis of specific fitness functions, determines the switching angles used in the modulation to suppress individual harmonic components of low order (5th, 7th, 11th and 13th), reduce the total harmonic distortion (THD%), control the amplitude and frequency of the fundamental component of the converter phase voltage and accomplish the specifications provided in Module 8 – Power Quality (PRO-DIST – ANEEL). These angles are loaded in SIMULINK for further analysis from the results. Initially, simulations were performed without amplitude control. In this case, the AG examined two functions presented in the literature. Then, tests with modulation index ( $m_a$ ) variable were performed, however, were evaluated 4 functions described in the literature most 1 proposal. In all tests, the number of switching angles ranged from 3 to 9, in order to determine the effect of increasing the variables in signal quality synthesized by the converter in relation to THD%, the selective harmonic elimination, the switching frequency and the operating limit of modular MLC<sup>2</sup>–7L. Finally, all the results obtained from simulations are compared with the power quality requirements set by ANEEL. Still, it is importante to note that were not used filters in the output of the proposed converter. This modulation technique can be applied to all topologies multilevel converters currently available with any number of levels.

Keywords: Modulation; SHE–PWM; Genetic algorithms; MLC<sup>2</sup>; NPC; Switching frequency; Multilevel converter; Total harmonic distortion; Selective harmonic suppression; Modulation index; Power quality.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Formas de onda da tensão de saída sintetizada por conversores: a) dois níveis; b) três níveis e c) nove níveis.....	31
Figura 2 – Topologia monofásica generalizada do CHB.....	34
Figura 3 – Possíveis estados de chaveamento de uma ponte H monofásica. ....	35
Figura 4 – CHB–5L assimétrico 1:3 monofásico. ....	36
Figura 5 – Inversor trifásico em cascata conectado: a) em estrela e b) em delta. ....	37
Figura 6 – Conversor em cascata com transformadores usando padrão trifásico de conversores de dois níveis. ....	39
Figura 7 – NPC–3L trifásico. ....	40
Figura 8 – Níveis de tensão do NPC–3L e seus respectivos circuitos equivalentes.....	41
Figura 9 – DCMC–5L. ....	42
Figura 10 – Forma de onda da tensão de linha ( $V_{ab}$ ) do DCMC–5L (9 níveis).....	43
Figura 11 – FCMC–3L.....	45
Figura 12 – Níveis de tensão do FCMC–3L e seus respectivos circuitos equivalentes. ....	46
Figura 13 – Estrutura modular do FCMC de m níveis. ....	47
Figura 14 – Estrutura <i>back-to-back</i> .....	49
Figura 15 – Estrutura <i>back-to-back</i> empregando NPC–3L.....	49
Figura 16 – Topologia P2. ....	50
Figura 17 – Conversor híbrido de 7 níveis com NPC–3L substituindo as pontes H do CHB.....	51
Figura 18 – Topologia generalizada do $MCL^2$ . ....	53
Figura 19 – Conversor $MLC^2$ –5L modo comum. ....	54
Figura 20 – $MLC^2$ –5L modular. ....	57
Figura 21 – $MLC^2$ –7L modular. ....	60
Figura 22 – Classificação das principais estratégias de modulação aplicadas em conversores multiníveis. ....	65
Figura 23 – Modulador SHPWM multinível com seus respectivos sinais de pulso conectados às chaves de potência do ramo de fase a do $MLC^2$ –5L modular (Figura 20).....	67
Figura 24 – Modulação com as portadoras dispostas em fase (Phase Disposition – PD) referente à fase a do $MLC^2$ –5L modular com $m_a = 1,0$ . ....	68

Figura 25 – Modulação com as portadoras dispostas em oposição de fase (Phase Opposition Disposition – POD) relativa à fase a do MLC <sup>2</sup> –5L modular com $m_a = 1,0$ .....	69
Figura 26 – Modulação com as portadoras dispostas em oposição alternada de fase (Alternative Phase Opposition Disposition – APOD) referente à fase a do MLC <sup>2</sup> –5L modular com $m_a = 1,0$ . ....	69
Figura 27 – Modulação com as portadoras com deslocamento de fase (Phase Shifted – PS) relativa à fase a do MLC <sup>2</sup> –5L com $m_a = 1,0$ .....	70
Figura 28 – Modulador THIPWM multinível com seus respectivos sinais de pulso conectados às chaves de potência do ramo de fase a do MLC <sup>2</sup> –5L modular (Figura 20).....	71
Figura 29 – Composição do sinal modulante ( $V_{aref}$ ) da THIPWM relativo à fase a com $m_a = 1,15$ constituído da soma entre as componentes fundamental ( $V_{1a}$ ) e de terceira ordem ( $V_{3a}$ ). .....	72
Figura 30 – Sinal modulante THPWM ( $V_{aref}$ ) e suas respectivas portadoras adjacentes referentes a fase a do MLC <sup>2</sup> –5L modular (Figura 20).....	73
Figura 31 – Circuito gerador dos sinais modulantes de referência SFOPWM, ( $V_{aref}$ , $V_{bref}$ e $V_{cref}$ ). ....	74
Figura 32 – Composição do sinal modulante SFOPWM ( $V_{aref}$ ) com $m_a = 1,15$ .....	75
Figura 33 – Sinal modulante SFOPWM e portadoras adjacentes para o MLC <sup>2</sup> –5L modular com $m_a = 1,15$ . ....	75
Figura 34 – Efeito do índice de modulação na utilização dos níveis de tensão do MLC <sup>2</sup> –5L modular empregando PD SHPWM e $m_a = 0,8$ . ....	76
Figura 35 – Efeito do índice de modulação na utilização dos níveis de tensão do MLC <sup>2</sup> –5L modular empregando PD SHPWM e $m_a = 0,4$ . ....	77
Figura 36 – Diagrama espaço vetorial para conversores trifásicos de três níveis. ....	79
Figura 37 – Vetores espaciais estacionários para conversores de 3 níveis.....	80
Figura 38 – Vetor de referência ( $V_{ref}$ ) e os três vetores estacionários mais próximos ( $V_1$ , $V_7$ e $V_2$ ) na região 2 do setor I para cálculo dos tempos de permanência ( $T_a$ , $T_b$ e $T_c$ ) dos respectivos vetores estacionários.....	82
Figura 39 – Classificação das técnicas SHE–PWM para conversores multiníveis. ....	87
Figura 40 – Forma de onda de 7 níveis com 9 ângulos de chaveamento (3 para transição entre níveis e 6 para transições em um mesmo nível, 2 para cada nível). ....	89
Figura 41 – Sinal de tensão com simetria de $\frac{1}{4}$ onda contendo N variáveis (ângulos de chaveamento) e X níveis de tensão constantes. ....	92

Figura 42 – Formas de onda SHE–PWM com simetria de ¼ de onda. (a) níveis de tensão constantes; (b) níveis de tensão variáveis e (c) combinação de níveis de tensão constantes e variáveis.....	94
Figura 43 – Diagrama do fluxo de funcionamento generalizado de um AG.....	108
Figura 44 – Crossover 1 ponto. ....	111
Figura 45 – Mutação.....	112
Figura 46 – Topologia MLC <sup>2</sup> –7L modular proposta.....	117
Figura 47 – Forma de onda com 7 níveis de tensão e 3 variáveis. ....	118
Figura 48 – Onda dente de serra para modulação em frequência e indexador da tabela de pesquisa (Tabela 18).....	120
Figura 49 – Bloco gerador de pulsos de chaveamento. ....	120
Figura 50 – Tensão de saída $V_{a3L}$ via ramo interno (MCU) da fase a (Figura 46 e Tabela 22). ....	121
Figura 51 – Tensão de saída $V_{a5L}$ via ramo externo da fase a (Figura 46 e Tabela 22). ....	121
Figura 52 – Tensão de fase $V_{a7L}$ sintetizada a partir da diferença entre $V_{a5L}$ e $V_{a3L}$ (Figura 46 e Tabela 22) através do emprego de um transformador trifásico. ....	122
Figura 53 – Tensão de linha $V_{a13L}$ a partir da diferença entre $V_{a7L}$ e $V_{b7L}$ (Figura 46 e Tabela 22).....	123
Figura 54 – Diagrama das simulações propostas sem controle de amplitude ( $m_a$ fixo), onde $k$ é o número de ângulos de chaveamento, $F_1$ e $F_2$ são as funções de custo avaliadas pelo AG, e $h_{13}$ e $h_{37}$ representam as maiores componentes harmônicas ímpares não múltiplas de 3 consideradas nas referidas funções e suprimidas pelo AG.....	124
Figura 55 – ¼ de ciclo do sinal de 7 níveis com 3 variáveis para determinação da série de Fourier e DHT%. ....	127
Figura 56 – Tensões de fase ( $V_{7L}$ ) trifásica obtidas via Figura 46, Figura 52 e Tabela 22....	130
Figura 57 – Espectro harmônico do sinal $V_{a7L}$ (Figura 46, Figura 52 e Tabela 22) com DHT% de 18.71% – Análise qualitativa. ....	131
Figura 58 – Tensões de linha (entre fases) trifásicas $V_{13L}$ obtidas via Figura 46, Figura 53 e Tabela 22. ....	132
Figura 59 – Espectro harmônico do sinal $V_{13L}$ (Figura 46, Figura 53 e Tabela 22) com DHT de 6.31% – Análise qualitativa. ....	133
Figura 60 – Pulsos para síntese da tensão de fase ( $V_{a7L}$ ) e da tensão de linha ( $V_{a13L}$ ) sintetizadas pelo MLC <sup>2</sup> –7L modular (Figura 46) utilizando 3 variáveis. ....	134

Figura 61 – ¼ de ciclo do sinal de 7 níveis com 4 variáveis para determinação da série de Fourier e DHT. ....	135
Figura 62 – $V_{a7L}$ com 4 variáveis e mitigação até o 13º harmônico (Figura 46 e Tabela 24).	136
Figura 63 – $V_{a13L}$ com 4 variáveis e mitigação até o 13º harmônico (Figura 46 e Tabela 24). .....	136
Figura 64 – $V_{a13L}$ com 4 variáveis e mitigação até o 37º harmônico (Figura 46 e Tabela 25). .....	137
Figura 65 – Tensões de fase ( $V_{7L}$ ) trifásica com 4 variáveis obtidas via Figura 46, Figura 62 e Tabela 24. ....	138
Figura 66 – Espectro harmônico de $V_{a7L}$ com 4 variáveis (Figura 46, Figura 62 e Tabela 24) com DHT de 17.26% – Análise qualitativa. ....	139
Figura 67 – Tensões de linha ( $V_{13L}$ ) trifásica com 4 variáveis obtidas via Figura 46, Figura 63 e Tabela 24. ....	140
Figura 68 – Espectro harmônico de $V_{a13L}$ com 4 variáveis (Figura 46, Figura 63 e Tabela 24) com DHT de 8.42% – Análise qualitativa. ....	141
Figura 69 – Pulsos para síntese da tensão de fase ( $V_{a7L}$ ) e da tensão de linha ( $V_{a13L}$ ) sintetizadas pelo $MLC^2-7L$ modular (Figura 46) utilizando 4 variáveis. ....	142
Figura 70 – ¼ de ciclo do sinal de 7 níveis com 5 variáveis para determinação da série de Fourier e DHT. ....	143
Figura 71 – $V_{a7L}$ com 5 variáveis e mitigação até o 13º harmônico (Figura 46 e Tabela 26).	144
Figura 72 – $V_{a13L}$ com 5 variáveis e mitigação até o 13º harmônico (Figura 46 e Tabela 26). .....	145
Figura 73 – $V_{a13L}$ com 5 variáveis e mitigação até o 37º harmônico (Figura 46 e Tabela 27). .....	145
Figura 74 – Saída trifásica ( $V_{7L}$ ) com 5 variáveis obtidas via Figura 46, Figura 71 e Tabela 26. .....	147
Figura 75 – Espectro harmônico de $V_{a7L}$ com 5 variáveis (Figura 46, Figura 71 e Tabela 26) com DHT de 21.35% – Análise qualitativa. ....	147
Figura 76 – Tensões de linha ( $V_{13L}$ ) trifásica com 5 variáveis obtidas via Figura 46, Figura 72 e Tabela 26. ....	148
Figura 77 – Espectro harmônico de $V_{a13L}$ com 5 variáveis (Figura 46, Figura 72 e Tabela 26) com DHT de 10.98% – Análise qualitativa. ....	150
Figura 78 – Pulsos para síntese da tensão de fase ( $V_{a7L}$ ) e da tensão de linha ( $V_{a13L}$ ) sintetizadas pelo $MLC^2-7L$ modular (Figura 46) utilizando 5 variáveis. ....	151

Figura 79 – ¼ de ciclo do sinal de 7 níveis com 6 variáveis para determinação da série de Fourier e DHT. ....	151
Figura 80 – $V_{a7L}$ com 6 variáveis e mitigação até o 13º harmônico (Figura 46 e Tabela 28).	153
Figura 81 – $V_{a13L}$ com 6 variáveis e mitigação até o 13º harmônico (Figura 46 e Tabela 28). .....	153
Figura 82 – $V_{a13L}$ com 6 variáveis e mitigação até o 37º harmônico (Figura 46 e Tabela 29). .....	154
Figura 83 – Tensões de fase ( $V_{7L}$ ) trifásica com 6 variáveis obtidas via Figura 46, Figura 80 e Tabela 28. ....	155
Figura 84 – Espectro harmônico de $V_{a7L}$ com 6 variáveis (Figura 46, Figura 80 e Tabela 28) com DHT de 31.81% – Análise qualitativa. ....	156
Figura 85 – Tensões de linha ( $V_{13L}$ ) trifásica com 6 variáveis obtidas via Figura 46, Figura 81 e Tabela 28. ....	157
Figura 86 – Espectro harmônico de $V_{a13L}$ com 6 variáveis (Figura 46, Figura 81 e Tabela 28) com DHT de 7.04% – Análise qualitativa. ....	158
Figura 87 – Pulsos para síntese da tensão de fase ( $V_{a7L}$ ) e da tensão de linha ( $V_{a13L}$ ) sintetizadas pelo $MLC^2-7L$ modular (Figura 46) utilizando 6 variáveis. ....	159
Figura 88 – ¼ de ciclo do sinal de 7 níveis com 7 variáveis para determinação da série de Fourier e DHT. ....	160
Figura 89 – $V_{a7L}$ com 7 variáveis e mitigação até o 13º harmônico (Figura 46 e Tabela 30).	161
Figura 90 – $V_{a13L}$ com 7 variáveis e mitigação até o 13º harmônico (Figura 46 e Tabela 30). .....	161
Figura 91 – $V_{a13L}$ com 7 variáveis e mitigação até o 37º harmônico (Figura 46 e Tabela 31). .....	162
Figura 92 – Tensões de fase ( $V_{7L}$ ) trifásica com 7 variáveis obtidas via Figura 46, Figura 89 e Tabela 30. ....	164
Figura 93 – Espectro harmônico de $V_{a7L}$ com 7 variáveis (Figura 46, Figura 89 e Tabela 30) com DHT de 23.93% – Análise qualitativa. ....	164
Figura 94 – Tensões de linha ( $V_{13L}$ ) trifásica com 7 variáveis obtidas via Figura 46, Figura 90 e Tabela 30. ....	166
Figura 95 – Espectro harmônico de $V_{a13L}$ com 7 variáveis (Figura 46, Figura 90 e Tabela 30) e DHT de 20.41% – Análise qualitativa. ....	167
Figura 96 – Pulsos para síntese da tensão de fase ( $V_{a7L}$ ) e da tensão de linha ( $V_{a13L}$ ) sintetizadas pelo $MLC^2-7L$ modular (Figura 46) utilizando 7 variáveis. ....	167

Figura 97 – ¼ de ciclo do sinal de 7 níveis com 8 variáveis para determinação da série de Fourier e DHT. ....	169
Figura 98 – $V_{7L}$ com 8 variáveis e mitigação até o 13º harmônico (Figura 46 e Tabela 32). ....	170
Figura 99 – $V_{13L}$ com 8 variáveis e mitigação até o 13º harmônico (Figura 46 e Tabela 32). ....	170
Figura 100 – $V_{13L}$ com 8 variáveis e mitigação até o 37º harmônico (Figura 46 e Tabela 33). ....	171
Figura 101 – Tensões de fase ( $V_{7L}$ ) trifásica com 8 variáveis obtidas via Figura 46, Figura 98 e Tabela 32.....	172
Figura 102 – Espectro harmônico de $V_{a7L}$ com 8 variáveis (Figura 46, Figura 98 e Tabela 32) e DHT de 20.43% – Análise qualitativa. ....	173
Figura 103 – Tensões de linha ( $V_{13L}$ ) trifásica com 8 variáveis obtidas via Figura 46, Figura 99 e Tabela 32.....	173
Figura 104 – Espectro harmônico de $V_{a13L}$ com 8 variáveis (Figura 46, Figura 99 e Tabela 32) e DHT de 13.58% – Análise qualitativa. ....	174
Figura 105 – Pulsos para síntese da tensão de fase ( $V_{a7L}$ ) e da tensão de linha ( $V_{a13L}$ ) sintetizadas pelo $MLC^2-7L$ modular (Figura 46) utilizando 3 variáveis. ....	175
Figura 106 – ¼ de ciclo do sinal de 7 níveis com 9 variáveis para determinação da série de Fourier e DHT. ....	176
Figura 107 – $V_{a7L}$ com 7 variáveis e mitigação até o 13º harmônico (Figura 46 e Tabela 34). ....	177
Figura 108 – $V_{a7L}$ com 9 variáveis e mitigação até o 37º harmônico (Figura 46 e Tabela 35). ....	178
Figura 109 – $V_{a13L}$ com 9 variáveis e mitigação até o 13º harmônico (Figura 36 e Tabela 34). ....	178
Figura 110 – $V_{a13L}$ com 9 variáveis e mitigação até o 37º harmônico (Figura 36 e Tabela 35). ....	179
Figura 111 – Tensões de fase ( $V_{7L}$ ) trifásica com 9 variáveis obtidas via Figura 46, Figura 108 e Tabela 35.....	180
Figura 112 – Espectro harmônico de $V_{a7L}$ com 9 variáveis Figura 46, Figura 108 e Tabela 35 com DHT de 19.14% – Análise qualitativa. ....	181
Figura 113 – Tensões de linha ( $V_{13L}$ ) trifásica com 9 variáveis obtidas via Figura 46, Figura 110 e Tabela 35.....	182

Figura 114 – Espectro harmônico de $V_{a13L}$ com 9 variáveis (Figura 46, Figura 110 e Tabela 35) e DHT de 9.23% – Análise qualitativa.....	183
Figura 115 – Pulsos para síntese da tensão de fase ( $V_{a7L}$ ) e da tensão de linha ( $V_{a13L}$ ) sintetizadas pelo $MLC^2-7L$ modular (Figura 46) utilizando 9 variáveis. ....	184
Figura 116 – Diagrama das simulações propostas com controle de amplitude ( $m_a$ variável), onde $k$ é o número de ângulos de chaveamento; $F_3, F_4, F_5, F_6$ e $F_7$ são as funções de custo avaliadas pelo AG e $h_{13}$ representa o limite máximo de supressão harmônica. ....	188
Figura 117 – $\frac{1}{4}$ de ciclo do sinal de 7 níveis com 3 variáveis para determinação da série de Fourier e DHT%. ....	190
Figura 118 – Amplitudes das componentes harmônicas individuais de 5 <sup>a</sup> , 7 <sup>a</sup> , 11 <sup>a</sup> e 13 <sup>a</sup> ordens em função de $m_a$ (Tabela 43) e seus respectivos valores limites (Tabela 19). ....	196
Figura 119 – Tensões de linha trifásicas sintetizadas pelo $MLC^2-7L$ modular com $m_a = 0.95$ (Tabela 43).....	197
Figura 120 – Tensões de linha trifásicas sintetizadas pelo $MLC^2-7L$ modular com $m_a = 0.5$ (Tabela 43).....	198
Figura 121 – Relação entre DHT% e índice de modulação de amplitude com 3 ângulos de chaveamento (Tabela 43).....	199
Figura 122 – Índice de modulação de amplitude em função das variáveis ( $\theta_1, \theta_2$ e $\theta_3$ ) de acordo com os dados contidos na Tabela 43. ....	200
Figura 123 – $\frac{1}{4}$ de ciclo do sinal de 7 níveis com 4 variáveis para determinação da série de Fourier e DHT. ....	201
Figura 124 – Amplitudes harmônicas individuais de 5 <sup>a</sup> , 7 <sup>a</sup> , 11 <sup>a</sup> e 13 <sup>a</sup> ordens em função de $m_a$ (Tabela 44) e seus respectivos valores limites (Tabela 19) para tensão até 13.8kV. ....	203
Figura 125 – Tensões de linha trifásicas (13 níveis) moduladas com 4 variáveis para $m_a=0.95$ . ....	204
Figura 126 – Tensões de linha trifásicas (7 níveis) moduladas com 4 variáveis para $m_a=0.4$ . ....	204
Figura 127 – Relação entre DHT% e índice de modulação de amplitude com 4 ângulos de chaveamento (Tabela 44).....	205
Figura 128 – Índice de modulação de amplitude em função das variáveis de acordo com os dados contidos na Tabela 44.....	205
Figura 129 – $\frac{1}{4}$ de ciclo do sinal de 7 níveis com 5 variáveis para determinação da série de Fourier e DHT. ....	206

Figura 130 – Amplitudes harmônicas individuais de 5 <sup>a</sup> , 7 <sup>a</sup> , 11 <sup>a</sup> e 13 <sup>a</sup> ordens em função de $m_a$ (Tabela 46) e seus respectivos valores limites (Tabela 19) para tensão até 13.8kV. ....	208
Figura 131 – Tensões de linha trifásicas (13 níveis) moduladas com 5 variáveis para $m_a=0.95$ . ....	209
Figura 132 – Tensões de linha trifásicas (9 níveis) moduladas com 5 variáveis para $m_a=0.5$ . ....	209
Figura 133 – Relação entre DHT% e índice de modulação de amplitude com 5 ângulos de chaveamento (Tabela 46).....	210
Figura 134 – Índice de modulação de amplitude em função das variáveis de acordo com os dados contidos na Tabela 45.....	210
Figura 135 – ¼ de ciclo do sinal de 7 níveis com 6 variáveis para determinação da série de Fourier e DHT. ....	211
Figura 136 – Amplitudes harmônicas individuais de 5 <sup>a</sup> , 7 <sup>a</sup> , 11 <sup>a</sup> e 13 <sup>a</sup> ordens em função de $m_a$ (Tabela 48) e seus respectivos valores limites (Tabela 19) para tensão até 13.8kV. ....	213
Figura 137 – Tensões de linha trifásicas (13 níveis) moduladas com 6 variáveis para $m_a=0.95$ . ....	214
Figura 138 – Tensões de linha trifásicas (7 níveis) moduladas com 6 variáveis para $m_a=0.3$ . ....	215
Figura 139 – Relação entre DHT% e índice de modulação de amplitude com 6 ângulos de chaveamento (Tabela 48).....	215
Figura 140 – Índice de modulação de amplitude em função das variáveis de acordo com os dados contidos na Tabela 47.....	216
Figura 141 – ¼ de ciclo do sinal de 7 níveis com 7 variáveis para determinação da série de Fourier e DHT. ....	216
Figura 142 – Amplitudes harmônicas individuais de 5 <sup>a</sup> , 7 <sup>a</sup> , 11 <sup>a</sup> e 13 <sup>a</sup> ordens em função de $m_a$ (Tabela 50) e seus respectivos valores limites (Tabela 19) para tensão até 13.8kV. ....	219
Figura 143 – Tensões de linha trifásicas (13 níveis) moduladas com 7 variáveis para $m_a=0.95$ . ....	220
Figura 144 – Tensões de linha trifásicas (5 níveis) moduladas com 7 variáveis para $m_a=0.2$ . ....	220
Figura 145 – Relação entre DHT% e índice de modulação de amplitude com 7 ângulos de chaveamento (Tabela 50).....	221
Figura 146 – Índice de modulação de amplitude em função das variáveis de acordo com os dados contidos na Tabela 49.....	221

Figura 147 – ¼ de ciclo do sinal de 7 níveis com 8 variáveis para determinação da série de Fourier e DHT. ....	222
Figura 148 – Amplitudes harmônicas individuais de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens em função de $m_a$ (Tabela 52) e seus respectivos valores limites (Tabela 19) para tensão até 13.8kV. ....	225
Figura 149 – Tensões de linha trifásicas (13 níveis) moduladas com 8 variáveis para $m_a=0.95$ . ....	225
Figura 150 – Tensões de linha trifásicas (7 níveis) moduladas com 8 variáveis para $m_a=0.2$ . ....	226
Figura 151 – Relação entre DHT% e índice de modulação de amplitude com 8 ângulos de chaveamento (Tabela 52).....	226
Figura 152 – Índice de modulação de amplitude em função das variáveis de acordo com os dados contidos na Tabela 51.....	227
Figura 153 – ¼ de ciclo do sinal de 7 níveis com 9 variáveis para determinação da série de Fourier e DHT. ....	228
Figura 154 – Amplitudes harmônicas individuais de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens em função de $m_a$ (Tabela 54) e seus respectivos valores limites (Tabela 19) para tensão até 13.8kV. ....	230
Figura 155 – Tensões de linha trifásicas (13 níveis) moduladas com 9 variáveis para $m_a=0.95$ . ....	231
Figura 156 – Tensões de linha trifásicas (7 níveis) moduladas com 9 variáveis para $m_a=0.3$ . ....	231
Figura 157 – Relação entre DHT% e índice de modulação de amplitude com 9 ângulos de chaveamento (Tabela 54).....	232
Figura 158 – Índice de modulação de amplitude em função das variáveis de acordo com os dados contidos na Tabela 53.....	232
Figura 159 – $V_{a7L}$ com 3 variáveis (Figura 46, Figura 52 e Tabela 22). ....	251
Figura 160 – $V_{13L}$ com 3 variáveis (Figura 46, Figura 53 e Tabela 22). ....	252
Figura 161 – $V_{a7L}$ com 4 variáveis (Figura 46, Figura 62 e Tabela 24). ....	253
Figura 162 – $V_{a13L}$ com 4 variáveis (Figura 46, Figura 63 e Tabela 24). ....	254
Figura 163 – $V_{a13L}$ com 4 variáveis (Figura 46, Figura 64 e Tabela 25). ....	255
Figura 164 – $V_{a7L}$ com 5 variáveis (Figura 46, Figura 71 e Tabela 26). ....	256
Figura 165 – $V_{a13L}$ com 5 variáveis (Figura 46, Figura 72 e Tabela 26). ....	257
Figura 166 – $V_{a13L}$ com 5 variáveis (Figura 46, Figura 73 e Tabela 27). ....	258
Figura 167 – $V_{a7L}$ com 6 variáveis (Figura 46, Figura 80 e Tabela 28). ....	259
Figura 168 – $V_{a13L}$ com 6 variáveis (Figura 46, Figura 81 e Tabela 28). ....	260

Figura 169 – $V_{a13L}$ com 6 variáveis (Figura 46, Figura 82 e Tabela 29).....	261
Figura 170 – $V_{a7L}$ com 7 variáveis (Figura 46, Figura 89 e Tabela 30).....	262
Figura 171 – $V_{a13L}$ com 7 variáveis (Figura 46, Figura 90 e Tabela 30).....	263
Figura 172 – $V_{a13L}$ com 7 variáveis (Figura 46, Figura 91 e Tabela 31).....	264
Figura 173 – $V_{a7L}$ com 8 variáveis (Figura 46, Figura 98 e Tabela 32).....	265
Figura 174 – $V_{a13L}$ com 8 variáveis (Figura 46, Figura 99 e Tabela 32).....	266
Figura 175 – $V_{a13L}$ com 8 variáveis (Figura 46, Figura 100 e Tabela 33).....	267
Figura 176 – $V_{a7L}$ com 9 variáveis (Figura 46, Figura 108 e Tabela 35).....	268
Figura 177 – $V_{a13L}$ com 9 variáveis (Figura 46, Figura 110 e Tabela 35).....	269
Figura 178 – $V_{a13L}$ com 9 variáveis (Figura 46, Figura 109 e Tabela 34).....	270

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Quantitativo de componentes por ramo de fase das principais topologias multiníveis considerando especificações de corrente e tensão iguais.....	38
Tabela 2 – Níveis de tensão e estados de chaveamentos, fase a (NPC–3L).....	41
Tabela 3 – Níveis de tensão e seus respectivos estados de chaveamentos, fase a (DCMC–5L). .....	42
Tabela 4 – Tensões de saída do FCMC–3L e suas respectivas lógicas de chaveamento. ....	46
Tabela 5 – Possíveis estados de chaveamento do MLC <sup>2</sup> –5L modo comum para a fase a. ....	56
Tabela 6 – Máxima tensão de bloqueio reversa das chaves de potência e dos diodos grampeadores ilustrados na Figura 19. ....	56
Tabela 7 – Possíveis estados de chaveamento do MLC <sup>2</sup> –5L modular para a fase a. ....	58
Tabela 8 – Tensão de bloqueio reversa das chaves e dos diodos ilustrados na Figura 20 em função dos níveis de tensão do sinal ( $V_{a5L}$ ) da fase a do MLC <sup>2</sup> –5L modular.....	59
Tabela 9 – Lógica de chaveamento para a fase a do MLC <sup>2</sup> –7L modular proposto. ....	61
Tabela 10 – Tensão de bloqueio reversa das chaves e dos diodos ilustrados na Figura 21 em função dos níveis de tensão do sinal ( $V_{a7L}$ ) da fase a do MLC <sup>2</sup> –7L modular.....	61
Tabela 11 – Total de componentes necessários nas topologias trifásicas DCMC e MLC <sup>2</sup> , empregando componentes com tecnologias semicondutoras distintas.....	63
Tabela 12 – Total de componentes necessários nas topologias trifásicas DCMC e MLC <sup>2</sup> , componentes possuem as mesmas tensões de bloqueio referentes à tensão dos capacitores CC. ....	64
Tabela 13 – $m_{amín}$ e $m_{amáx}$ para as estratégias de modulação baseadas em portadora. ....	78
Tabela 14 – Vetores espaciais e seus respectivos estados de chaveamento para conversores trifásicos de três níveis. ....	80
Tabela 15 – Tempos de aplicação dos vetores estacionários quando $V_{ref}$ localiza-se no setor I. ....	82
Tabela 16 – Sequência de chaveamento com sete segmentos para o setor I. ....	84
Tabela 17 – Lógica de chaveamento para a fase a do MLC <sup>2</sup> –7L modular.....	118
Tabela 18 – Tabela de pesquisa para geração dos pulsos para as chaves da fase a com 3 ângulos de chaveamento. ....	119
Tabela 19 – Níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão (em porcentagem da tensão fundamental) e DHT% [27]. ....	125

Tabela 20 – Redução 5°, 7°, 11° e 13° harmônicos com 3 variáveis, $F_1$ e $m_{aAG}$ fixo.....	129
Tabela 21 – Redução até 37° harmônico com 3 variáveis, $F_1$ e $m_a$ fixo.....	129
Tabela 22 – Redução 5°, 7°, 11° e 13° harmônicos com 3 variáveis, $F_2$ e $m_a$ fixo. ....	129
Tabela 23 – Redução até 37° harmônico com 3 variáveis, $F_2$ e $m_a$ fixo.....	130
Tabela 24 – Redução 5°, 7°, 11° e 13° harmônicos com 4 variáveis, $F_2$ e $m_a$ fixo. ....	138
Tabela 25 – Redução até 37° harmônico com 4 variáveis, $F_2$ e $m_a$ fixo.....	138
Tabela 26 – Redução 5°, 7°, 11° e 13° harmônicos com 5 variáveis, $F_2$ e $m_a$ fixo. ....	146
Tabela 27 – Redução até 37° harmônico com 5 variáveis, $F_2$ e $m_a$ fixo.....	146
Tabela 28 – Redução 5°, 7°, 11° e 13° harmônicos com 6 variáveis, $F_2$ e $m_a$ fixo. ....	154
Tabela 29 – Redução até 37° harmônico com 6 variáveis, $F_2$ e $m_a$ fixo.....	155
Tabela 30 – Redução 5°, 7°, 11° e 13° harmônicos com 7 variáveis, $F_2$ e $m_a$ fixo. ....	163
Tabela 31 – Redução até 37° harmônico com 7 variáveis, $F_2$ e $m_a$ fixo.....	163
Tabela 32 – Redução 5°, 7°, 11° e 13° harmônicos com 8 variáveis, $F_2$ e $m_a$ fixo. ....	171
Tabela 33 – Redução até 37° harmônico com 8 variáveis, $F_2$ e $m_a$ fixo.....	171
Tabela 34 – Redução 5°, 7°, 11° e 13° harmônicos com 9 variáveis, $F_2$ e $m_a$ fixo. ....	179
Tabela 35 – Redução até 37° harmônico com 9 variáveis, $F_2$ e $m_a$ fixo.....	180
Tabela 36 – Efeito do aumento das variáveis (k) na frequência de chaveamento dos ramos interno e externo, na DHT dos sinais de 7 e 13 níveis, em $h_n$ e $h_{máx}$ mitigando até o 13° harmônico conforme $F_2$ , sem controle da amplitude.....	185
Tabela 37 – Efeito do aumento das variáveis (k) na frequência de chaveamento dos ramos interno e externo, na DHT dos sinais de 7 e 13 níveis, em $h_n$ e $h_{máx}$ mitigando até o 37° harmônico conforme $F_2$ , sem controle da amplitude.....	185
Tabela 38 – Parâmetros inerentes à modulação SHE–PWM com $m_a$ variável, AG minimizando a função $F_3$ e dados relativos à qualidade do sinal sintetizado pelo MLC2–7L modular (Figura 46).....	192
Tabela 39 – Parâmetros inerentes à modulação SHE–PWM com $m_a$ variável, AG minimizando a função $F_4$ e dados relativos à qualidade do sinal sintetizado pelo MLC2–7L modular (Figura 46).....	192
Tabela 40 – Parâmetros inerentes à modulação SHE–PWM com $m_a$ variável, AG minimizando a função $F_5$ e dados relativos à qualidade do sinal sintetizado pelo MLC2–7L modular (Figura 46).....	193
Tabela 41 – Parâmetros inerentes à modulação SHE–PWM com $m_a$ variável, AG minimizando a função $F_6$ e dados relativos à qualidade do sinal sintetizado pelo MLC2–7L modular (Figura 46).....	194

Tabela 42 – Parâmetros inerentes à modulação SHE–PWM com $m_a$ variável, AG minimizando a função $F_7$ e dados relativos à qualidade do sinal sintetizado pelo $MLC^2-7L$ modular (Figura 46).....	194
Tabela 43 – Redução 5°, 7°, 11° e 13° harmônicos com 3 ângulos de chaveamento e $m_a$ variável. ....	195
Tabela 44 – Redução 5°, 7°, 11° e 13° harmônicos com 4 ângulos de chaveamento e $m_a$ variável. ....	202
Tabela 45 – Determinação dos 5 ângulos de chaveamento a partir da avaliação da função $F_5$ pelo AG para cada índice de modulação de amplitude. ....	207
Tabela 46 – DHT% da tensão de fase e linha sintetizadas pelo conversor e DHT% individual dos harmônicos de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens com 5 ângulos de chaveamento e $m_a$ variável. ...	207
Tabela 47 – Determinação dos 5 ângulos de chaveamento a partir da avaliação da função $F_5$ pelo AG para cada índice de modulação de amplitude. ....	212
Tabela 48 – DHT% da tensão de fase e linha sintetizadas pelo conversor e DHT% individual dos harmônicos de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens com 5 ângulos de chaveamento e $m_a$ variável. ...	213
Tabela 49 – Determinação dos 7 ângulos de chaveamento a partir da avaliação da função $F_5$ pelo AG para cada índice de modulação de amplitude. ....	218
Tabela 50 – DHT% da tensão de fase e linha sintetizadas pelo conversor e DHT% individual dos harmônicos de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens com 5 ângulos de chaveamento e $m_a$ variável. ...	218
Tabela 51 – Determinação dos 8 ângulos de chaveamento a partir da avaliação da função $F_5$ pelo AG para cada índice de modulação de amplitude. ....	224
Tabela 52 – DHT% da tensão de fase e linha sintetizadas pelo conversor e DHT% individual dos harmônicos de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens com 8 ângulos de chaveamento e $m_a$ variável. ...	224
Tabela 53 – Determinação dos 5 ângulos de chaveamento a partir da avaliação da função $F_5$ pelo AG para cada índice de modulação de amplitude. ....	229
Tabela 54 – DHT% da tensão de fase e linha sintetizadas pelo conversor e DHT% individual dos harmônicos de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens com 5 ângulos de chaveamento e $m_a$ variável. ...	230

## LISTAS DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AG – Algoritmo Genético  
ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica  
ANPC – Active Neutral Point Clamped  
APOD – Alternative Opposition Disposition  
CA – Corrente Alternada  
CBPWM – Carrier Based PWM  
CC – Corrente Contínua  
CHB – Cascaded H-Bridge  
DCMC – Diode Clamped Multilevel Converter  
DHT – Distorção Harmônica Total  
FACTS – Flexible Alternating Current Transmission Systems  
FC – Flying Capacitors  
FCMC – Flying Capacitors Multilevel Converter  
HVDC – High Voltage Direct Current  
HVIGBTs – High Voltage Insulated Gate Bipolar Transistors  
MCU – Multilevel Clamping Unit  
MLC2 – Multilevel-Clamped Multilevel Converter  
MMC – Modular Multilevel Converters  
MOSFETs – Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor  
NPC – Neutral Point Clamped  
PD – Phase Disposition  
POD – Phase Opposition Disposition  
PS – Phase Shifted  
PWM – Pulse Width Modulation  
SFOPWM – Switching Frequency Optimal PWM  
SHE-PWM – Selective Harmonic Elimination PWM  
SHPWM – Sub-Harmonic PWM  
STATCOM – Static Synchronous Compensator  
SVC – Static Var Compensator  
SVM – Space Vector Modulation

THIPWM – Third Harmonic Injection PWM  
UPS – Uninterruptible Power Supplies  
VSC – Voltage Source Converter  
SVPWM – Space Vector PWM  
PSO – Particle Swarm Optimization  
DSP – Digital Signal Processing  
ANN – Artificial Neural Network  
MPC – Model Predictive Control  
FPGA – Field Programmable Gate Arrays  
PMSM – Permanent Magnet Synchronous Motors  
CSC – Current Source Converter  
VSMC – Voltage Source Multilevel Converter  
ZSCC – Zero Sequence Circulation Current

## SUMÁRIO

<b>INTRODUÇÃO.....</b>	<b>26</b>
<b>1. CONVERSORES MULTINÍVEIS.....</b>	<b>31</b>
<b>1.1 Conversor multinível ponte H em cascata (CHB) .....</b>	<b>33</b>
1.1.1 Topologia.....	33
1.1.2 Aplicações .....	36
1.1.3 Vantagens .....	37
1.1.4 Desvantagem .....	39
<b>1.2 Conversor multinível com diodo grampeador (DCMC) .....</b>	<b>39</b>
1.2.1 Topologia.....	39
1.2.2 Aplicações .....	43
1.2.3 Vantagens .....	43
1.2.4 Desvantagens .....	44
<b>1.3 Conversor multinível com grampeamento a capacitor (FCMC) .....</b>	<b>44</b>
1.3.1 Topologia.....	44
1.3.2 Aplicações .....	47
1.3.3 Vantagens .....	48
1.3.4 Desvantagens .....	48
<b>1.4 Outras estruturas de conversores multiníveis .....</b>	<b>48</b>
1.4.1 Conversor <i>back-to-back</i> com grampeamento a diodo .....	49
1.4.2 Topologia multinível generalizada .....	50
1.4.3 Conversor multinível híbrido .....	51
<b>1.5 Conversor com grampeamento multinível (MLC<sup>2</sup>) .....</b>	<b>52</b>
1.5.1 MLC <sup>2</sup> -5L modo comum .....	54
1.5.2 MLC <sup>2</sup> -5L modular .....	57
1.5.3 MLC <sup>2</sup> -7L modular proposto .....	59
<b>Conclusões Parciais .....</b>	<b>62</b>
<b>2. PRINCIPAIS ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO.....</b>	<b>65</b>
<b>2.1 PWM multinível baseada em portadora – CBPWM .....</b>	<b>65</b>
2.1.1 PWM sub-harmônica (SHPWM).....	66
2.1.2 PWM com injeção do harmônico de terceira ordem (THIPWM) .....	71
2.1.3 PWM com frequência de comutação ideal (SFOPWM).....	73

2.1.4 Efeito do índice de modulação na utilização dos níveis de tensão .....	76
<b>2.2 Modulação espaço vetorial – SVM .....</b>	<b>78</b>
<b>2.3 Eliminação seletiva de harmônicos PWM – SHE–PWM .....</b>	<b>84</b>
2.3.1 Formulações SHE–PWM multinível .....	86
2.3.1.1 Formulação com simetria de ¼ de onda .....	88
2.3.1.2 Formulação com simetria de ½ onda .....	90
2.3.1.3 Formulação assimétrica .....	91
2.3.1.4 Formulação com níveis de tensão constantes, variáveis e combinados .....	91
2.3.1.5 Técnicas de minimização e mitigação .....	95
2.3.2 Técnicas e algoritmos de solução .....	96
2.3.2.1 Abordagem numérica .....	96
2.3.2.2 Algoritmos com capacidade de múltiplas soluções .....	97
2.3.2.3 Teoria das Resultantes .....	97
2.3.2.4 Técnicas de Otimização .....	98
2.3.2.5 Métodos para viabilizar a implementação de otimizadores com ação em tempo real ..	99
2.3.3 Aplicações baseadas em SHE–PWM .....	101
2.3.3.1 Acionamento de motores .....	101
2.3.3.2 Retificadores ativos .....	102
2.3.3.3 Conversores conectados à rede .....	102
2.3.3.4 Outras aplicações .....	103
2.3.4 Trajetórias das soluções e formas de onda SHE–PWM multinível .....	103
<b>Conclusões Parciais .....</b>	<b>104</b>
<b>3. SHE–PWM COM AG APLICADA AO MLC<sup>2</sup>–7L MODULAR.....</b>	<b>107</b>
<b>3.1 Algoritmos Genéticos (AG).....</b>	<b>107</b>
3.1.1 Representação .....	109
3.1.2 Inicialização da população.....	109
3.1.3 Função de avaliação da aptidão e seleção .....	110
3.1.4 Reprodução ou crossover .....	110
3.1.5 Mutação .....	111
3.1.6 Formulação do Problema.....	112
<b>3.2 Estratégia de modulação proposta .....</b>	<b>116</b>
<b>4. RESULTADOS – PARTE I (<math>m_a</math> FIXO).....</b>	<b>124</b>
<b>4.1 Introdução .....</b>	<b>124</b>
<b>4.2 Simulação com 3 variáveis e <math>m_a</math> fixo .....</b>	<b>126</b>

4.3 Simulação com 4 variáveis, função de custo $F_2$ e $m_a$ fixo.....	135
4.4 Simulação com 5 variáveis, função de custo $F_2$ e $m_a$ fixo.....	143
4.5 Simulação com 6 variáveis, função de custo $F_2$ e $m_a$ fixo.....	151
4.6 Simulação com 7 variáveis, função de custo $F_2$ e $m_a$ fixo.....	159
4.7 Simulação com 8 variáveis, função de custo $F_2$ e $m_a$ fixo.....	168
4.8 Simulação com 9 variáveis, função de custo $F_2$ e $m_a$ fixo.....	175
4.9 Conclusões Parciais .....	184
<b>5. RESULTADOS – PARTE II (<math>m_a</math> VARIÁVEL).....</b>	<b>188</b>
5.1 Introdução .....	188
5.2 Simulação com 3 ângulos de chaveamento e $m_a$ variável.....	189
5.3 Simulação com 4 ângulos de chaveamento e $m_a$ variável.....	200
5.4 Simulação com 5 ângulos de chaveamento e $m_a$ variável.....	206
5.5 Simulação com 6 ângulos de chaveamento e $m_a$ variável.....	211
5.6 Simulação com 7 ângulos de chaveamento e $m_a$ variável.....	216
5.7 Simulação com 8 ângulos de chaveamento e $m_a$ variável.....	222
5.8 Simulação com 9 ângulos de chaveamento e $m_a$ variável.....	227
5.9 Conclusões parciais .....	233
<b>CONCLUSÕES.....</b>	<b>234</b>
<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>234</b>
<b>APÊNDICE .....</b>	<b>251</b>

## INTRODUÇÃO

Com o constante crescimento da demanda de energia elétrica aliado ao esgotamento dos combustíveis fósseis, o valor deste bem tende a aumentar, justificando a busca por meios cada vez mais eficientes e renováveis de processamento [1]. O condicionamento de energia pode ser otimizado através da utilização de conversores multiníveis e do emprego de técnicas de modulação que operem em baixa frequência de chaveamento.

Os conversores multiníveis são considerados o estado da arte dos sistemas de conversão de alta potência em média tensão nas aplicações industriais que demandam qualidade de energia [2], tais como acionamentos de motores em média tensão [3] e [4], sistemas de transmissão em corrente alternada (*Flexible Alternating Current Transmission Systems – FACTS*) [5], sistemas de transmissão em corrente contínua (*High Voltage Direct Current – HVDC*) [6] e acionamentos de sistemas tracionados [7]. Ainda, fontes de energia renováveis, como a fotovoltaica, eólica e células de combustível podem ser conectadas aos conversores multiníveis em aplicações de alta potência [8].

O conceito básico dos conversores multiníveis para alcançar níveis de potência da ordem de dezenas de megawatts é utilizar uma série de interruptores semicondutores de potência e várias fontes de tensão de corrente contínua (CC) menores para realizar a conversão de energia e produzir uma forma de onda de múltiplos níveis de tensão com amplitude, frequência e fase variáveis e controláveis [9].

A forma de onda multinível é sintetizada através da seleção dos diferentes níveis de tensão a partir da conexão adequada entre a carga e as diferentes fontes de tensão CC. Esta ligação é viabilizada por meio do correto chaveamento dos interruptores semicondutores de potência através da escolha adequada da estratégia de modulação [10]. Capacitores, baterias e fontes de tensão de energia renovável podem ser usados como fontes CC.

Em todas as topologias multiníveis, há um desenvolvimento contínuo com a finalidade de aumentar a eficiência e reduzir os custos. Isto geralmente implica em maior número de níveis de tensão na forma de onda sintetizada pelo conversor [11], redução de componentes e estrutura simples [12]. No entanto, as tentativas para aumentar o número de níveis, na sua maioria, resultaram em conversores grandes e volumosos, ou em projetos complexos. Grande número de diodos grampeadores e IGBTs são necessários para melhorar a qualidade da tensão de saída produzida pelo DCMC (*Diode Clamped Multilevel Converter – DCMC*) [13]. No caso do FCMC (*Flying Capacitors Multilevel Converter – FCMC*), tal desempenho é obtido

com um aumento do número de capacitores flutuantes que suportam tensões com diferentes valores, tornando complexo o controle para a regulação das tensões sobre os mesmos [2]. Em relação ao CHB (*Cascaded H-Bridge – CHB*), há a necessidade em utilizar  $s$  fontes de tensão CC independentes por fase para sintetizar  $(2s + 1)$  níveis de tensão na saída [9].

Entre as principais estruturas multiníveis, o conversor com ponto neutro grampeado (*Neutral Point Clamped – NPC*) é a topologia mais empregada nas aplicações de alta potência em média tensão [13]. Devido aos avanços no desenvolvimento dos transistores bipolares de porta isolada (*Insulated Gate Bipolar Transistors – IGBTs*), a tecnologia NPC atingiu modularidade e robustez imprescindíveis aos padrões industriais. Os HVIGBTs são combinados em paralelo ou em série para formar conversores capazes de serem utilizados em sistemas de alta potência, com potência envolvida na ordem de dezenas de megawatt [14] e [9].

Alguns esforços para melhorar a tecnologia NPC, no que diz respeito à redução de componentes, foram discutidos na literatura. Nestes estudos, um ramo de um conversor fonte de tensão de dois níveis (*Voltage Source Converter – VSC*) e um NPC–3L trifásico foram combinados para formar um conversor trifásico de quatro níveis [15]. Outros conversores híbridos são propostos em [16] e [17]. Contudo, embora o barramento CC seja compartilhado por todos os ramos e os diodos grampeadores sejam substancialmente reduzidos, o número de interruptores semicondutores de potência é o mesmo utilizado nos DCMCs equivalentes.

Desenvolvimentos na tecnologia para controle ativo sobre a tensão no ponto comum do NPC foram discutidos em [5] e [13], resultando na topologia com controle ativo do ponto neutro de grampeamento (*Active Neutral Point Clamped – ANPC*). Topologias multiníveis híbridas foram propostas, onde um ANPC–5L foi obtido pela combinação de um ramo do conversor NPC–3L com uma célula de comutação do FCMC–3L [18]. No entanto, este benefício vem junto com circuitos e controles mais complexos inerentes à topologia ANPC.

O conceito de conversão de potência multinível introduzido por [19] e [20] possibilita uma redução de componentes, quando comparados aos DCMCs equivalentes.

Basicamente, o conversor com grampeamento multinível (*Multilevel-Clamped Multilevel Converter – MLC<sup>2</sup>*) emprega a tecnologia clássica do conversor NPC–3L (*Neutral Point Clamped – 3 Levels*) e, desta forma, mantém a estrutura global do conversor relativamente simples e robusta. O MLC<sup>2</sup> aumenta o número de níveis de tensão na forma de onda sintetizada pelo conversor através da produção de níveis intermediários via unidade de grampeamento multinível (*Multilevel Clamping Unit – MCU*) conectada aos ramos de fase do conversor.

O MLC<sup>2</sup> apresenta duas topologias distintas para aplicação em redes elétricas trifásicas a três ou a quatro fios denominadas modo comum e modular. Na topologia modo comum

a MCU é compartilhada por todas as fases, enquanto que na topologia modular cada fase possui sua própria unidade de grameamento multinível. Na topologia  $MLC^2-7L$  modular desenvolvida nesta dissertação, as duas saídas disponibilizadas pelo  $MLC^2-5L$  modular são combinadas, através do emprego de um transformador trifásico, com a finalidade de gerar formas de onda com 7 níveis de tensão. Nesta configuração o  $MLC^2-7L$  modular utiliza a mesma quantidade de chaves de potência que o DCMC-5L, comprovando a eficiência da topologia em relação à redução de componentes e aumento de eficiência.

Por outro lado, a frequência de chaveamento das chaves de potência também é uma variável crítica. O aumento na frequência de chaveamento confere maior qualidade no sinal de saída e reduz o volume dos elementos magnéticos e capacitivos; no entanto, eleva as perdas de chaveamento e potencializa a geração de interferência eletromagnética em outros sistemas, principalmente nas aplicações de média e alta tensão. Os conversores multiníveis de alta potência favorecem o emprego de estratégias de modulação que operam em baixa frequência de chaveamento, dada a melhor aproximação dos níveis gerados em relação à referência e menor  $dv/dt$  (degraus de tensão). Desta forma, as características de desempenho dos conversores multiníveis estão diretamente relacionadas à escolha adequada da técnica de modulação PWM [21].

Dependendo da metodologia de modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation – PWM*), eliminação seletiva de harmônicos PWM (*Selective Harmonic Elimination PWM – SHE-PWM*) [22], PWM multinível baseada em portadora (*Carrier Based PWM – CBPWM*) [23] ou modulação espaço vetorial (*Space Vector Modulation – SVM*) [24], os conversores multiníveis podem operar tanto em alta como em baixa frequência de chaveamento possibilitando redução na perda de chaveamento e consequente aumento da eficiência. Ainda, as técnicas CBPWM e SVM aumentam a complexidade do controle e a frequência de chaveamento enquanto a SHE-PWM opera em baixa frequência de chaveamento, onde aplicações em alta e média tensão apresentam restrições quanto à frequência de chaveamento [25].

SHE-PWM oferece um controle fino do espectro harmônico da forma de onda de tensão e/ou corrente sintetizada pelo conversor multinível. Devido ao fato desta modulação ter por objetivo a eliminação de harmônicos de baixa ordem, é altamente indicada nas aplicações industriais de alta potência operando em baixa frequência de chaveamento [26].

Diante do exposto, uma nova topologia multinível é proposta nesta dissertação. O  $MLC^2-7L$  modular sintetiza uma forma de onda de 7 níveis com substancial redução de componentes em relação ao DCMC-7L. O sinal é gerado através da combinação das duas

saídas disponíveis no MLC<sup>2</sup>-5L modular. Além disso, também foi desenvolvido uma estratégia de modulação focada na operação em baixa frequência de chaveamento e adequação do sinal de tensão às especificações contidas no Módulo 8 do PRODIST (ANEEL).

Esta dissertação utiliza Algoritmo Genético (AG) que, após análise de diversas funções de avaliações, soluciona o sistema de equações transcendentais não lineares e fornece os ângulos de chaveamento utilizados na formulação SHE-PWM com simetria de ¼ de onda a fim de gerar os pulsos para controle das chaves de potência do conversor proposto.

A técnica SHE-PWM com AG desenvolvida nesta dissertação possibilita o controle de amplitude e frequência da componente fundamental da forma de onda de 7 níveis sintetizada pelo MLC<sup>2</sup>-7L modular. Além disso, apresenta uma formulação relativamente simples sem extensivos cálculos de expressões analíticas, principalmente na síntese de formas de onda com grande número de níveis e/ou ângulos de chaveamento, onde o grau de cada equação transcendental é proporcional às variáveis contidas na formulação proposta [25].

## Objetivos

- Estudo do estado da arte das principais topologias multiníveis e de suas respectivas estratégias de modulação;
- Aperfeiçoamento da topologia MCL<sup>2</sup>-5L modular [20], o qual utiliza a estrutura clássica do NPC-3L;
- Escolha e descrição completa de uma estratégia de modulação para acionamento dos IGBTs, a qual possibilite a geração de sinais de tensão de fase de até 7 níveis em baixa frequência de chaveamento, a partir das diferentes combinações disponíveis, com controles de amplitude e frequência;
- Busca por meios cada vez mais eficientes de processamento de alta potência elétrica em média tensão, com a finalidade de gerar formas de onda de maior qualidade, isto é, mais níveis de tensão e menor DHT (Distorção Harmônica Total) em conformidade com as especificações contidas no Módulo 8 – Qualidade de Energia Elétrica [27]; reduzir perdas de chaveamento e condução, diminuir custos e manter os circuitos de potência e controle relativamente simples; e
- Análise e desenvolvimento de simulações com a finalidade de indicar as possibilidades de aplicações do MLC<sup>2</sup>-7L proposto e provar os conceitos apresentados.

## Organização da dissertação

A presente dissertação está dividida em cinco capítulos, além da introdução e conclusão final. Todos os capítulos apresentam uma breve introdução inicial e conclusões parciais no final.

O capítulo 1 apresenta o estado da arte da tecnologia dos conversores de potência multiníveis, cobrindo o princípio de funcionamento, as principais características das três principais topologias multiníveis, aplicações industriais, vantagens e desvantagens. Além disso, define o conceito de grampeamento multinível utilizado no MLC<sup>2</sup>-7L modular proposto nesta dissertação.

No capítulo 2 são revisadas as principais estratégias de modulação empregadas nos conversores multiníveis, incluindo os prós e contras de cada técnica. Neste capítulo é dada uma atenção especial ao método SHE-PWM adotado nesta dissertação.

O capítulo 3 define os principais conceitos da estratégia de modulação empregada nesta dissertação, descrevendo a técnica de otimização (AG) e os passos adotados para sintetizar formas de onda de 7 níveis na saída do MLC<sup>2</sup>-7L modular proposto.

Finalmente, nos capítulos 4 e 5 são analisados os resultados de simulação comprovando a eficiência da modulação SHE-PWM com AG aplicada no MLC<sup>2</sup>-7L modular.

## 1. CONVERSORES MULTINÍVEIS

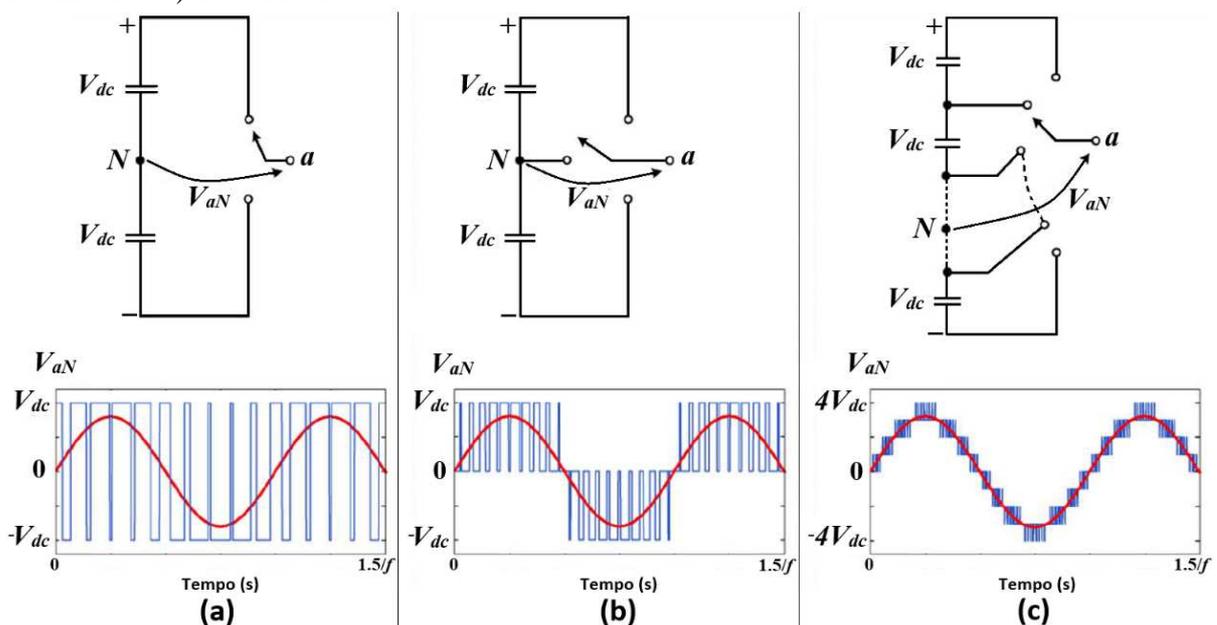
Conversores multinível são compostos por uma matriz de dispositivos semicondutores de potência e fontes de tensão ou elementos armazenadores de energia que, quando devidamente conectados e controlados, podem sintetizar formas de onda com múltiplos níveis de tensão com frequência, fase e amplitude variável e controlável.

A forma de onda em degraus (*staircase*) é sintetizada selecionando os diferentes níveis de tensão gerados através da ligação entre a carga e as diferentes fontes CC. Esta conexão é viabilizada por meio do emprego de alguma estratégia de modulação.

O número de níveis de um conversor pode ser definido como o número de degraus ou valores constantes de tensão que podem ser gerados pelo conversor entre o terminal de saída e um nó de referência contido no conversor [21]. Tipicamente, é um nó no ponto médio do barramento CC e é geralmente denotado por N e denominado neutro.

Cada fase de um conversor multinível deve sintetizar, pelo menos, três níveis diferentes de tensão. Este conceito diferencia o clássico conversor fonte de tensão de dois níveis (*Voltage Source Converter 2 Level – VSC–2L*) da família multiníveis. Alguns exemplos monofásicos deste conceito e suas respectivas formas de onda são ilustrados na Figura 1 com dois (a), três (b) e nove (c) níveis. Geralmente, os diferentes níveis são múltiplos da tensão das fontes CC.

Figura 1 – Formas de onda da tensão de saída sintetizada por conversores: a) dois níveis; b) três níveis e c) nove níveis.



Ao considerar um sistema trifásico, os níveis de uma fase são combinados com os das outras fases, gerando mais níveis na tensão de linha (entre fases). Um conversor que sintetiza um sinal de tensão de fase com  $m$  níveis, apresenta uma tensão de linha com  $m_l = 2m - 1$  níveis (um nível zero é redundante). No entanto, apenas  $m$  é usado para determinar o número de níveis do conversor, uma vez que estes são os níveis gerado pelo conversor independentemente do número de fases ou o tipo de conexão de carga [2].

Conversores multiníveis são uma alternativa em aplicações industriais de média tensão e alta potência. Dentre as principais aplicações destacam-se os acionamentos de motores tais como ventiladores, compressores, bombas, transportadores, propulsores de navios, laminadores de aço, tracionadores de locomotivas e trens maglev [10]; compensadores síncronos estáticos (*Static Synchronous Compensator – STATCOM*) [28]; fontes de alimentação ininterrupta (*Uninterruptible Power Supplies – UPS*) [29]; compensadores de energia reativa (*Static Var Compensator – SVC*) [30]; sistemas de transmissão em corrente alternada (*Flexible AC Transmission System – FACTS*) [5]; sistemas de transmissão em corrente contínua (*High Voltage Direct Current – HVDC*) [6] e acionamentos de tração de veículos híbridos e elétricos [7]. Ainda, fontes de energia renováveis, como a fotovoltaica, eólica e células de combustível podem ser conectadas aos conversores multiníveis em aplicações de alta potência [31] e [8].

Conversores multiníveis apresentam diversas vantagens em relação aos conversores tradicionais de dois níveis [32], entre as quais destacam-se:

- a) geração de forma de onda de múltiplos níveis de tensão com conteúdo harmônico reduzido, maior tensão nominal e menor  $dv/dt$ , reduzindo, desta forma, problemas com compatibilidade eletromagnética (EMC) e filtragem;
- b) menor tensão de modo comum, logo a pressão nos rolamentos de um motor com acionamento multinível pode ser diminuída. Ainda, a tensão de modo comum pode ser eliminada por meio de estratégias de modulação avançadas;
- c) corrente de entrada com baixa distorção harmônica;
- d) capacidade de operação em média e alta tensão;
- e) integração com fontes de energia renováveis tais como células fotovoltaicas, turbinas eólicas e células de combustível;
- f) diminuição dos esforços de tensão e corrente nas chaves semicondutoras de potência, as quais requerem menores tensão de bloqueio e corrente de condução; e
- g) podem operar tanto em alta quanto em baixa frequência de chaveamento, possibilitando redução na perda de chaveamento e aumento na eficiência do conversor.

Infelizmente, conversores multiníveis têm algumas desvantagens. Uma desvantagem particular é o requisito de maior número de dispositivos semicondutores de potência. Embora interruptores com menores tensões nominais possam ser utilizadas em um conversor multinível, cada par de chaves requer seu próprio circuito de acionamento. Assim, de maneira geral, o sistema torna-se mais caro e complexo [9].

As três principais estruturas de conversores multiníveis fontes de tensão são [33]: conversor multinível ponte H em cascata (*Cascaded H-Bridge – CHB*) [34], conversor multinível com diodo grampeador (*Diode Clamped Multilevel Converter – DCMC*) [13] e conversor multinível com capacitor flutuante (*Flying Capacitors Multilevel Converter – FCMC*) [35]. Outras topologias de conversores multiníveis, tais como o Conversor Modular Multinível (*Modular Multilevel Converters – MMC*) [36], [37] e [38] e combinações híbridas dos três grupos básicos, também foram propostas na literatura nos últimos anos [39] e [40], no entanto, tais topologias ainda não obtiveram considerável aceitação industrial.

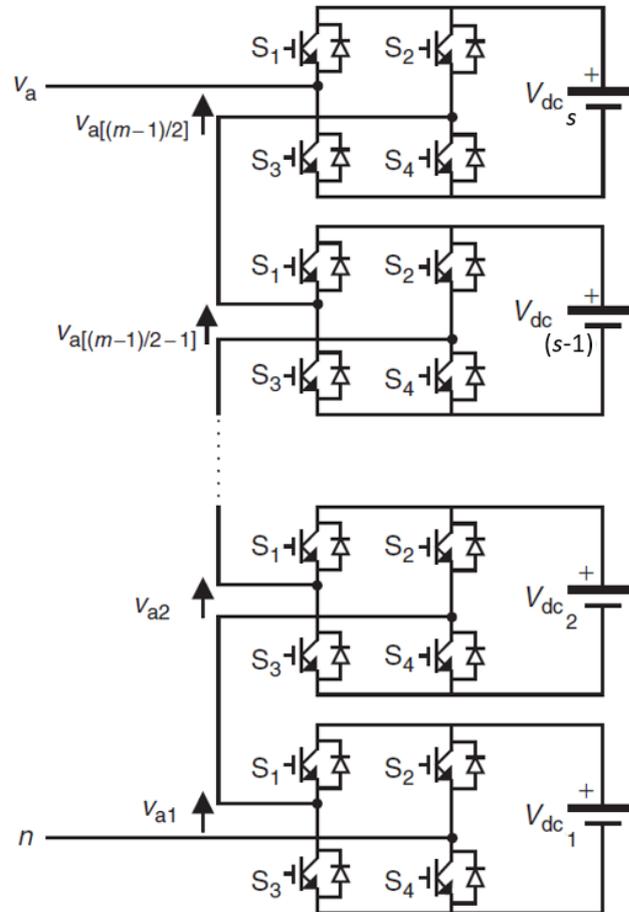
Este capítulo apresenta a tecnologia dos conversores multiníveis, enfatizando o princípio de funcionamento, as principais características das diferentes topologias multiníveis, aplicações industriais, vantagens e desvantagens das três estruturas clássicas supracitadas e do conversor com grampeamento multinível (*Multilevel-Clamped Multilevel Converters – MLC<sup>2</sup>*) [19] e [20] estudado nesta dissertação.

## **1.1 Conversor multinível ponte H em cascata (CHB)**

### 1.1.1 Topologia

A estrutura monofásica generalizada do CHB (*Cascaded H-Bridge – CHB*) composto por  $s$  pontes H para síntese de uma forma de onda de  $m$  níveis é ilustrada na Figura 2. Nota-se que o CHB é formado pela associação em série de células ponte completa idênticas sendo introduzido pela primeira vez na literatura por [41]. Cada fonte CC independente está conectada a uma ponte completa monofásica ou inversor ponte H. O sinal gerado pelo CHB é igual à soma de todas as saídas individuais de cada ponte H.

Figura 2 – Topologia monofásica generalizada do CHB.



Na prática, o número de células utilizadas no CHB é determinado por especificações de projeto como tensão de funcionamento do conversor, requisitos harmônicos e custos de fabricação [2].

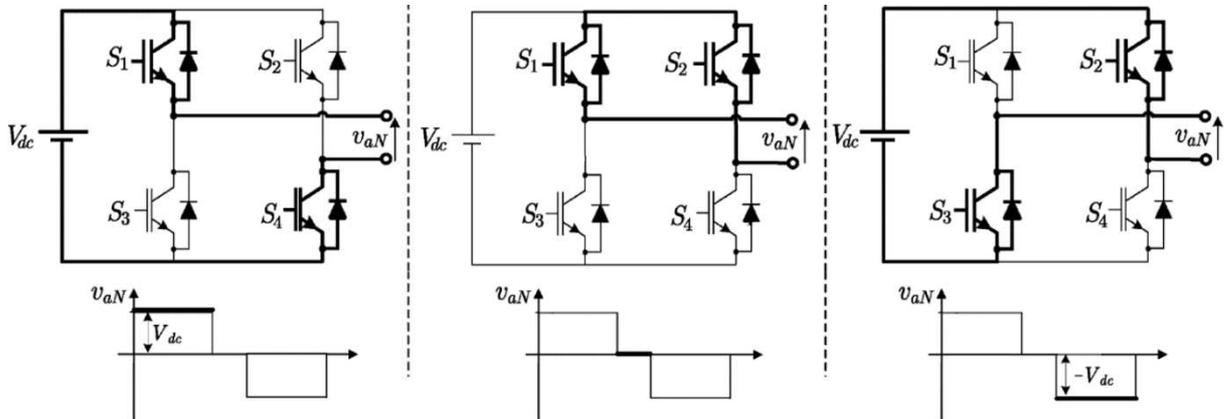
O conversor ponte H em cascata pode operar como inversor ou retificador, desde que as fontes de tensão das células sejam bidirecionais [42]. Em acionamentos, as fontes de tensão CC são constituídas por transformadores com múltiplos secundários conectados em retificadores unidirecionais limitando a aplicação do CHB à operação inversora [2].

Cada inversor ponte H pode gerar saídas com três níveis de tensão,  $+V_{dc}$ , 0 e  $-V_{dc}$ , em função das possíveis combinações dos quatro interruptores:  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ .

A Figura 3 ilustra os três diferentes níveis de tensão do sinal sintetizado por uma ponte H e seus respectivos circuitos equivalentes. Assim, para obter  $+V_{dc}$ ,  $S_1$  e  $S_4$  devem ser ligados. Para obter  $-V_{dc}$ ,  $S_2$  e  $S_3$  devem ser ligados. Ao ligar  $S_1$  e  $S_2$  ou  $S_3$  e  $S_4$ , a tensão de saída será zero. Tanto  $S_1$  e  $S_3$  como  $S_2$  e  $S_4$  operam em complementariedade a fim de evitar curto circuito na fonte CC. Nota-se que para o nível de tensão zero somente é

ilustrado o caso onde  $S_1$  e  $S_2$  estão ligados. Desta forma,  $S_3$  e  $S_4$  ligados representam um estado redundante da ponte H, o qual pode ser utilizado para equalizar a energia fornecida pelas fontes de tensão.

Figura 3 – Possíveis estados de chaveamento de uma ponte H monofásica.



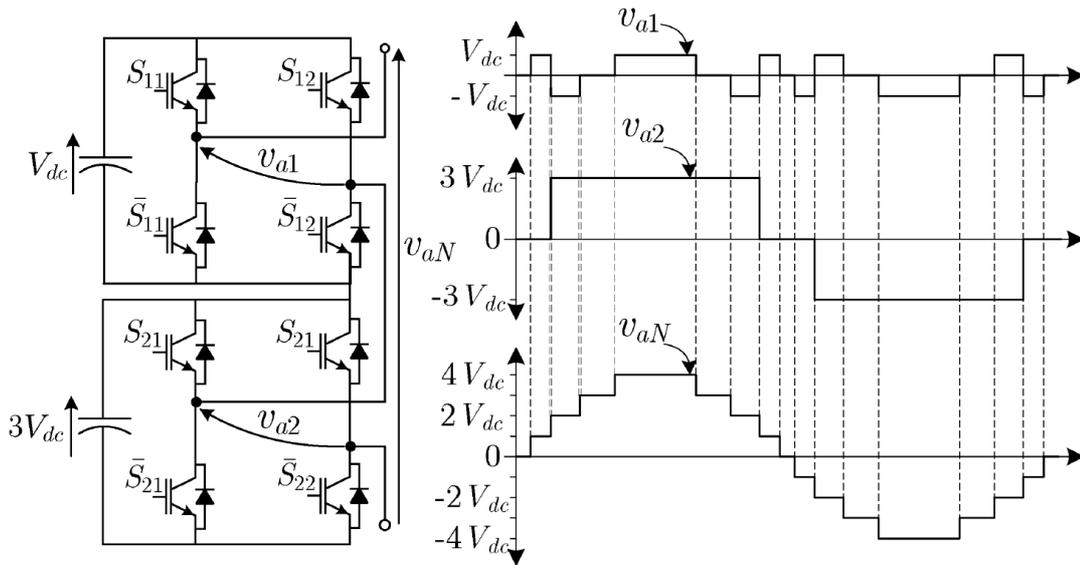
O CHB apresenta mais estados redundantes que as demais topologias de conversores multiníveis uma vez que cada ponte H possui um estado de chaveamento redundante, referente ao nível de tensão zero. Além disso, a conexão em série inerentemente introduz mais redundâncias, as quais estão diretamente associadas ao aumento do número de pontes completas monofásicas [10].

Quando duas ou mais pontes H são conectadas em série, suas tensões de saída podem ser combinadas para formar diferentes níveis de tensão, aumentando a amplitude da tensão de saída e a potência nominal do conversor. O número de níveis de tensão no sinal de saída,  $m$ , em um inversor cascata é definido por  $m = 2s + 1$  (dois níveis por ponte H e o nível zero comum), onde  $s$  é o número de fontes CC independentes ou o número de pontes H (Figura 2).

Há uma topologia em cascata que emprega níveis CC múltiplos um do outro, tal estrutura é denominada CHB assimétrico. De fato, a escolha apropriada da relação de tensão entre as fontes CC independentes, conectadas às pontes H, pode produzir diferentes combinações de níveis de tensão e eliminar redundâncias. De acordo com a Figura 4, uma assimetria ou relação de tensão de 1: 3 para um CHB-5L (duas pontes H) sintetiza a mesma forma de onda de nove níveis produzida por um CHB-9L (quatro pontes H). Desta forma, a topologia CHB-5L assimétrica gera a mesma tensão de saída com menos dispositivos de potência, neste caso, metade. No entanto, no caso de se utilizar a mesma tecnologia de semicondutores de potência, a tensão de saída é reduzida, uma vez que a tensão máxima

de bloqueio das chaves de potência será limitada pelo valor da fonte CC [10]. Esta abordagem permite uma maior diversidade na magnitude da tensão de saída; contudo, perde a vantagem de ser capaz de utilizar unidades modulares idênticas devido aos valores de tensão e corrente desiguais para cada uma das células de potência.

Figura 4 – CHB–5L assimétrico 1:3 monofásico.



### 1.1.2 Aplicações

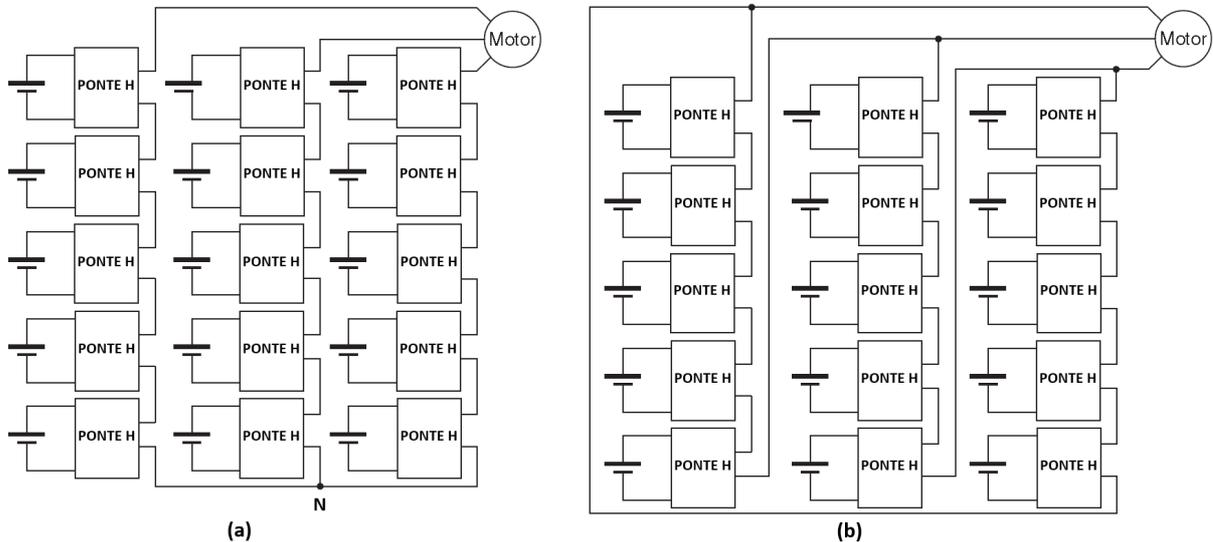
Inversores multiníveis em cascata são utilizados como geradores de energia reativa, interface com fontes de energia renováveis e aplicações baseadas em baterias.

O conversor cascata com ponte completa pode ser utilizado sem as fontes de tensão isoladas caso não haja necessidade de fornecimento ou absorção de energia ativa. Neste caso, a fonte CC é substituída por um capacitor. Uma das aplicações que empregam o CHB nesta configuração é em compensadores síncronos estáticos (STATCOM) [28].

Inversores trifásicos em cascata podem ser conectados em estrela ou em triângulo, como mostrado na Figura 5. Foi demonstrado um protótipo multinível em cascata conectado em paralelo com um sistema elétrico produzindo uma corrente controlada adiantada ou atrasada de  $90^\circ$  em relação as tensões da rede elétrica em questão [43]. O inversor pode ser controlado para regular ou o fator de potência da corrente extraída da fonte ou a amplitude da tensão do barramento do sistema elétrico em que o inversor foi conectado. O inversor cascata pode também ser ligado diretamente em série com o sistema elétrico para compensação da potência reativa [44]. Inversores em cascata são ideais para conectar fontes de energia renováveis com a rede CA devido à exigência do emprego de fontes CC

independentes inerente à topologia. Tais fontes CC estão disponibilizadas nos painéis fotovoltaicos ou células de combustível [45].

Figura 5 – Inversor trifásico em cascata conectado: a) em estrela e b) em delta.



Inversores em cascata também são utilizados como acionadores da unidade de tração principal em veículos elétricos, onde várias baterias ou ultra capacitores são adequados para servir como fontes CC independentes [7]. O inversor em cascata pode também servir como um retificador ou carregador para as baterias de um veículo elétrico enquanto o veículo estiver ligado a uma fonte CA. Além disso, o inversor cascata pode atuar como retificador de um veículo que utiliza frenagem regenerativa.

### 1.1.3 Vantagens

As principais vantagens dos conversores multiníveis ponte H em cascata são apresentadas a seguir:

a) o número de possíveis níveis de tensão no sinal de saída é maior que o dobro do número de fontes de corrente contínua ( $m = 2s + 1$ ), com isso a forma de onda da tensão de saída apresenta menor distorção harmônica com reduzidos degraus de tensão ( $dv/dt$ );

b) a modularização das pontes H facilita o processo de fabricação tornando-o mais rápido e barato [10];

c) os estados redundantes permitem operação tolerante a falhas e equalização da energia fornecida pelas fontes de tensão;

d) aumento efetivo da potência nominal e tensão de saída a partir do acréscimo de pontes H, onde todas as chaves semicondutoras devem bloquear somente  $V_{dc}$  (CHB simétrico); e

e) de acordo com a Tabela 1 [2], o CHB utiliza menos componentes (capacitores e diodos) por fase para um mesmo número de níveis se comparado aos conversores com grampeamento a diodo e/ou a capacitor, considerando que todos os capacitores, diodos e chaves ativas possuam as mesmas especificações de corrente de condução e tensão de bloqueio reversa. Contudo, precisa de um transformador especial com múltiplos secundários.

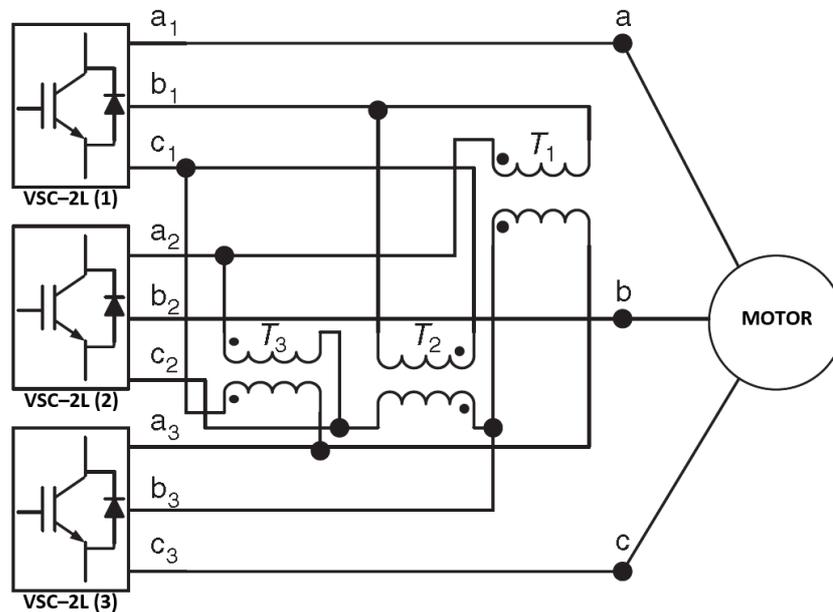
Tabela 1 – Quantitativo de componentes por ramo de fase das principais topologias multiníveis considerando especificações de corrente e tensão iguais.

Níveis	Topologia	Capacitores	Diodos	IGBT	Fontes CC
3	CHB	1	0	4	1
	DCMC	2	2	4	1
	FCMC	3	0	4	1
5	CHB	2	0	8	2
	DCMC	4	12	8	1
	FCMC	10	0	8	1
$m$	CHB	$(m - 1)/2$	0	$2(m - 1)$	$(m - 1)/2$
	DCMC	$(m - 1)$	$(m - 1)(m - 2)$	$2(m - 1)$	1
	FCMC	$(m - 1)(m - 2)/2$	0	$2(m - 1)$	1

Outro tipo de conversor multinível em cascata com transformadores usando padrão trifásico em conversores de dois níveis é mostrado na Figura 6. O conversor utiliza as saídas dos transformadores para somar diferentes tensões. As saídas dos três conversores precisam estar sincronizadas e defasadas de  $120^\circ$  para serem somadas [46]. Por exemplo, para obter um sinal com três níveis de tensão entre as saídas  $a$  e  $b$ , a tensão de saída pode ser sintetizada por  $V_{ab} = V_{a1-b1} + V_{b1-a2} + V_{a2-b2}$ . Um transformador isolado é usado para fornecer síntese de novos níveis de tensão. Com os três conversores sincronizados, as tensões,  $V_{a1-b1}$ ,  $V_{b1-a2}$  e  $V_{a2-b2}$  estão em fase e, assim, o nível de saída pode ser triplicado [47].

A vantagem dos conversores multiníveis em cascata com transformadores usando padrão trifásico de conversores de dois níveis é que os três conversores são idênticos e, portanto, o controle é mais simples. No entanto, os três conversores precisam de fontes CC independentes e um transformador trifásico para somar as tensões de saída.

Figura 6 – Conversor em cascata com transformadores usando padrão trifásico de conversores de dois níveis.



#### 1.1.4 Desvantagem

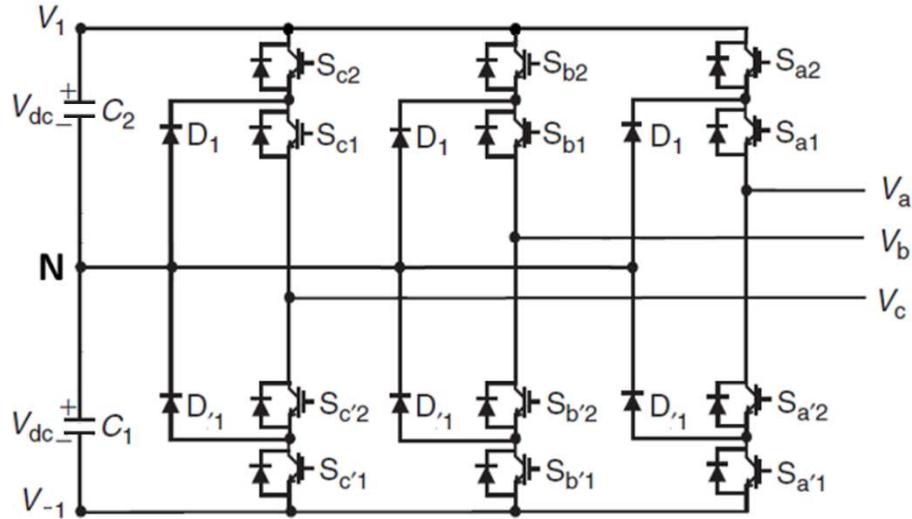
As fontes CC separadas são necessárias para cada ponte H limitando sua aplicação junto à conversores com múltiplas fontes independentes prontamente disponíveis. As fontes CC isoladas são usualmente fornecidas por retificadores trifásicos alimentados por transformadores com múltiplos secundários. Assim, para um CHB-5L são necessários um transformador trifásico com seis enrolamentos secundários e dois retificadores para produzir as duas fontes CC independentes, os quais, naturalmente, aumentam o volume e o custo do conversor (Tabela 1).

## **1.2 Conversor multinível com diodo grampeador (DCMC)**

### 1.2.1 Topologia

O conversor com grampeamento a diodo foi apresentado pela primeira vez na literatura por Baker em 1980 [48]. A Figura 7 mostra o conversor de ponto neutro (*Neutral Point Clamped – NPC*) proposto por Akagi em 1981 [49]. O conversor de ponto neutro é essencialmente um DCMC de três níveis comumente conhecido como NPC-3L sendo amplamente utilizado pela indústria.

Figura 7 – NPC–3L trifásico.

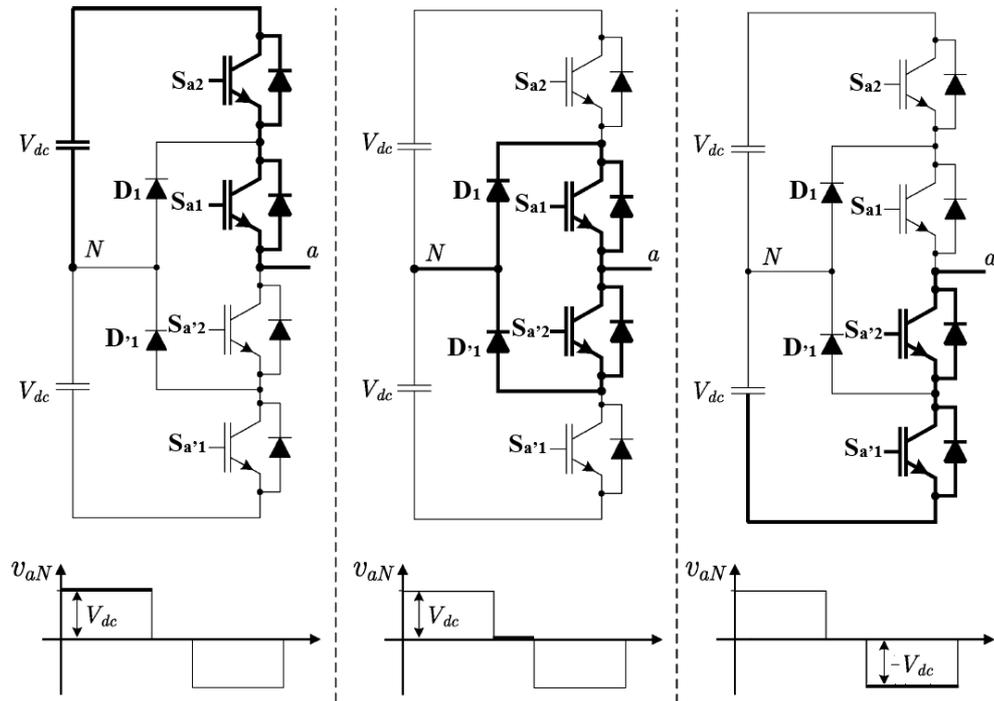


Em um DCMC de  $m$  níveis, cada uma das três fases do inversor compartilham um barramento comum composto por  $(m - 1)$  capacitores em série ligados em paralelo ao link CC. Cada fase é formada por  $2(m - 1)$  interruptores e  $(m - 1)(m - 2)$  diodos (Tabela 1). A tensão em cada capacitor é  $V_{dc}$  e a tensão em cada chave semicondutora de potência está limitada a  $V_{dc}$  em função dos diodos grampeadores [50]. Ainda, cada ramo de fase é composto por  $(m - 1)$  pares de chaves que operam em complementariedade a fim de evitar curto circuito no barramento CC. Para o NPC–3L ilustrado na Figura 7 os pares de IGBTs complementares para o ramo da fase  $a$  são  $(S_{a1}, S_{a'1})$  e  $(S_{a2}, S_{a'2})$ .

De acordo com a Figura 8, os níveis de tensão do NPC–3L são referenciados em relação ao ponto médio do barramento CC, denotado por  $N$ . Conforme a Figura 8 e a Tabela 2, para sintetizar nível de tensão  $V_{dc}$  à saída do conversor multinível os interruptores  $S_{a1}$  e  $S_{a2}$  devem estar fechados. O estado 1 significa que a chave está ligada, enquanto 0 indica que o interruptor está desligado. Neste instante as tensões nos interruptores  $S_{a'1}$  e  $S_{a'2}$  são grampeadas em  $V_{dc}$  pelo diodo  $D_{'1}$  e a tensão de bloqueio no diodo  $D_1$  é igual  $V_{dc}$  (metade da tensão do barramento CC).

A Tabela 2 apresenta os níveis de tensão e seus respectivos estados de chaveamentos para a fase  $a$  do NPC–3L. Nota-se que o ponto neutro ( $N$ ) habilita a geração do nível de tensão nulo. Além disso, o estado de chaveamento  $(S_{a1}, S_{a2}) = (1,0)$  não é usado pois não fornece fluxo de corrente para a carga. É importante ressaltar que a máxima tensão de bloqueio nos diodos e interruptores na estrutura de três níveis é igual a tensão dos capacitores que compõem o barramento CC ( $V_{dc}$ ). Maiores detalhes sobre o processo de chaveamento e distribuição de tensão nas chaves de potência podem ser analisados em [2].

Figura 8 – Níveis de tensão do NPC-3L e seus respectivos circuitos equivalentes.



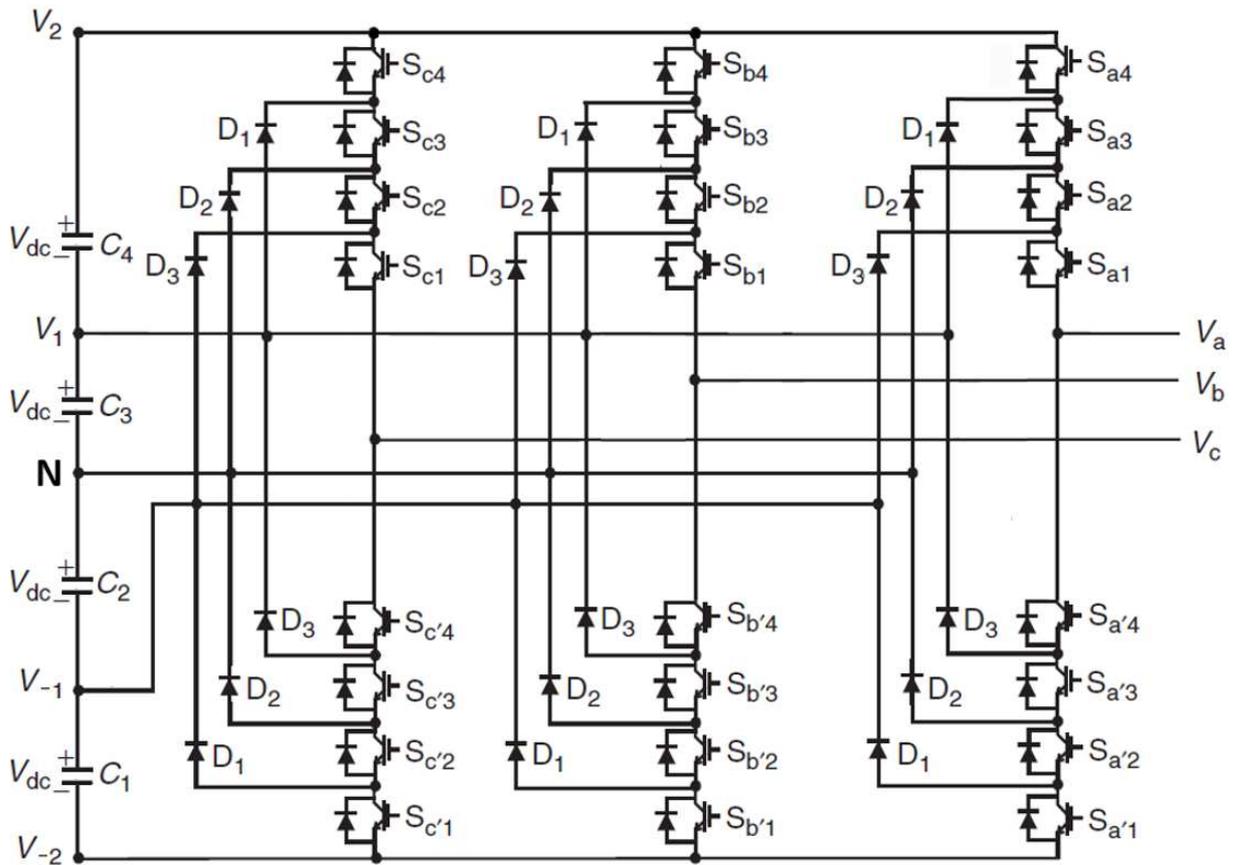
A Figura 9 ilustra um inversor trifásico com gramepeamento a diodo de cinco níveis. Na topologia do DCMC cada chave semicondutora de potência deve bloquear apenas um nível de tensão  $V_{dc}$ , no entanto, os diodos gramepeadores exigem diferentes valores para bloqueio da tensão reversa.

Tabela 2 – Níveis de tensão e estados de chaveamentos, fase  $a$  (NPC-3L).

Tensão $V_{aN}$	Estados de chaveamento			
	$S_{a2}$	$S_{a1}$	$S_{a'2}$	$S_{a'1}$
$V_1 = V_{dc}$	1	1	0	0
$N = 0$	0	1	1	0
$V_{-1} = -V_{dc}$	0	0	1	1

Analisando o ramo da fase  $a$  do DCMC-5L exposto na Figura 9, verifica-se que quando todos os interruptores superiores ( $S_{a1} - S_{a4}$ ) ou inferiores ( $S_{a'1} - S_{a'4}$ ) estiverem ligados,  $D_3$  deverá bloquear  $3V_{dc}$ ,  $D_2$  deverá bloquear  $2V_{dc}$  e  $D_1$  deverá bloquear  $V_{dc}$  e a tensão nos interruptores inferiores ( $S_{a'1} - S_{a'4}$ ) ou superiores ( $S_{a1} - S_{a4}$ ), respectivamente, é gramepada em  $V_{dc}$  em função dos diodos  $D_1$ ,  $D_2$  e  $D_3$ . Se o inversor é projetado de tal forma que cada diodo bloqueie a mesma tensão reversa dos interruptores ativos,  $D_x$  demandará  $x$  diodos em série e, conseqüentemente, o número de diodos necessários para cada fase será de  $(m - 1)(m - 2)$  [51].

Figura 9 – DCMC–5L.



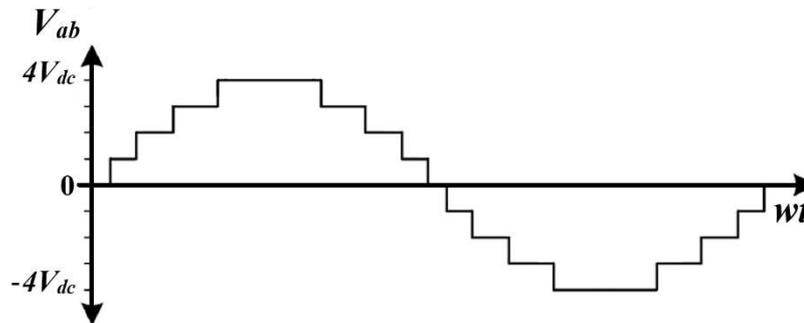
A Tabela 3 lista os possíveis níveis de tensão em relação ao referencial N com as respectivas lógicas de chaveamentos para a fase *a* do DCMC–5L. Nota-se que em um conversor com grampeamento a diodo de *m* níveis os (*m* – 1) interruptores que estão ligados em determinado ramo de fase estão sempre adjacentes e em série. Assim, para o inversor de cinco níveis apresentado na Figura 9, um conjunto de quatro interruptores consecutivos deve ser ligado em intervalos de tempo especificados pela estratégia de modulação utilizada.

Tabela 3 – Níveis de tensão e seus respectivos estados de chaveamentos, fase *a* (DCMC–5L).

Tensão $V_{aN}$	Estados de chaveamento							
	$S_{a4}$	$S_{a3}$	$S_{a2}$	$S_{a1}$	$S_{a'4}$	$S_{a'3}$	$S_{a'2}$	$S_{a'1}$
$V_2 = 2V_{dc}$	1	1	1	1	0	0	0	0
$V_1 = V_{dc}$	0	1	1	1	1	0	0	0
$N = 0$	0	0	1	1	1	1	0	0
$V_{-2} = -2V_{dc}$	0	0	0	1	1	1	1	0
$V_{-1} = -V_{dc}$	0	0	0	0	1	1	1	1

A Figura 10 mostra uma das três formas de onda da tensão de linha do conversor de cinco níveis. A tensão de linha  $V_{ab}$  consiste na diferença entre as tensões das fases  $a$  e  $b$ . A tensão  $V_{ab}$  resultante é uma forma de onda de 9 níveis. Isto significa que um conversor com grampeamento a diodo de  $m$  níveis possui uma tensão de fase com  $m$  níveis e uma tensão de linha com  $(2m - 1)$  níveis.

Figura 10 – Forma de onda da tensão de linha ( $V_{ab}$ ) do DCMC-5L (9 níveis).



### 1.2.2 Aplicações

Inversores multiníveis com grampeamento a diodo são utilizados para conexão de diferentes linhas de transmissão CC e CA de altas tensões [52] e [53]. Também são aplicados em acionamentos de velocidade variável de motores corrente alternada (CA) de alta potência em média tensão (até 13.8 kV) tais como bombas, transportadores, ventiladores e laminadores, oferecendo soluções nas áreas de petróleo e gás, metais, energia, mineração, marinha e química [54] e [55]. Outros autores propuseram como função adicional o uso deste conversor como compensador de potência reativa [56]. Ainda, a configuração *back-to-back*, discutida adiante, é utilizada em aplicações regenerativas como transportadores para a indústria de mineração [57] e interface com fontes de energias renováveis [58] e [59].

### 1.2.3 Vantagens

As principais vantagens do conversor multinível com grampeamento a diodo são listadas a seguir [60] e [47]:

a) todas as fases compartilham um barramento CC comum que proporciona uma diminuição dos requisitos de capacitância do conversor. Por esta razão, a topologia

*back-to-back* não é apenas possível, mas também prática para uso em interconexão bidirecional de alta tensão ou em acionamentos de velocidade ajustável;

b) possibilita controle da potência reativa sem provocar desbalanceamento nos capacitores [61]; e

c) alta eficiência operando na frequência fundamental de comutação com baixa perda por chaveamento sem aumentar o conteúdo harmônico do sinal sintetizado na saída do DCMC.

#### 1.2.4 Desvantagens

As principais desvantagens do conversor multinível com grampeamento a diodo são descritas a seguir [60] e [47]:

a) controle complexo da potência ativa em função do desbalanceamento das tensões nos capacitores do barramento CC inerente a qualquer inversor multinível; e

b) conforme a Tabela 1, o número de diodos grampeadores necessários é proporcional ao quadrado do número de níveis, o que pode ser complicado para unidades com elevado número de níveis. Para um DMCL trifásico de  $m$  níveis são necessários  $3(m - 1)(m - 2)$  diodos grampeadores considerando todos os diodos iguais.

De maneira geral, as soluções existentes para o desequilíbrio de tensão dos capacitores que constituem o barramento CC nos conversores multiníveis podem ser classificadas em:

1) instalação de um circuito (conversores CA-CC ou CC-CC, dependendo da fonte de alimentação) conectado no barramento CC com a finalidade de equilibrar a tensão nos capacitores [62];

2) introdução de uma estratégia de modulação para regular e equilibrar a tensão dos capacitores CC [63]; e

3) hibridização dos métodos supracitados [64].

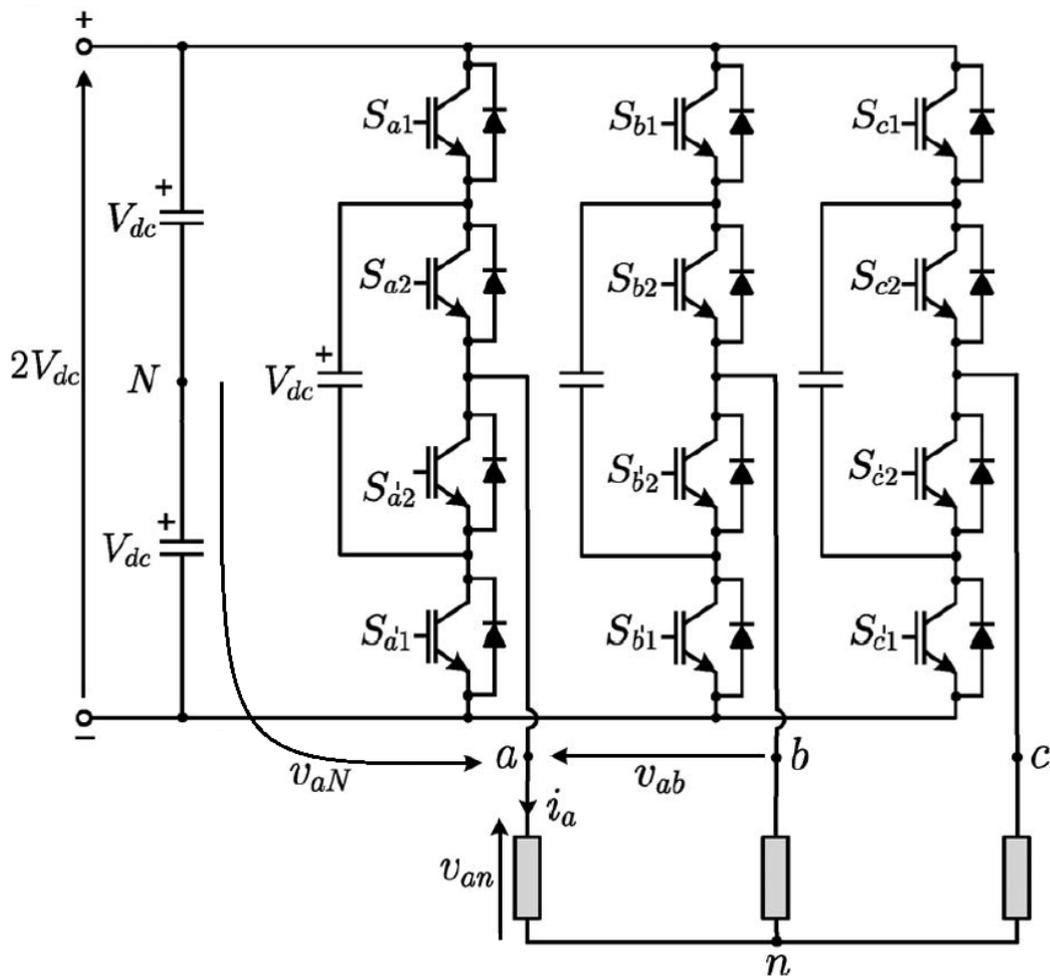
### **1.3 Conversor multinível com grampeamento a capacitor (FCMC)**

#### 1.3.1 Topologia

O conversor multinível com grampeamento a capacitor foi desenvolvido por Foch e Meynard [65]. A estrutura deste conversor é semelhante à do DCMC, exceto que em vez de usar diodos grampeadores o FCMC utiliza capacitores (*Flying Capacitors – FC*) para

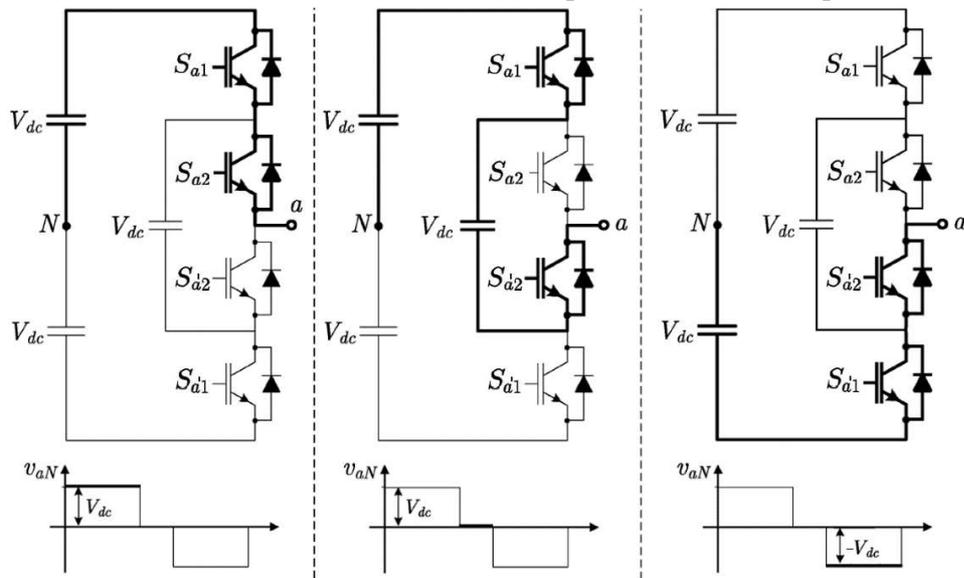
controlar a tensão sobre os IGBTs. Esta topologia tem uma estrutura de ramos de capacitores no lado CC, onde a tensão em cada capacitor de determinado ramo difere da tensão do capacitor do próximo ramo. O incremento de tensão entre dois ramos adjacentes de capacitores fornece a amplitude dos degraus de tensão na forma de onda de saída [9]. A topologia do conversor com grampeamento a capacitor de 3 níveis é apresentada na Figura 11. Nesta topologia, a tensão de bloqueio reversa das chaves semicondutoras de potência é grampeada em  $V_{dc}$  através dos capacitores.

Figura 11 – FCMC-3L.



Da mesma maneira que o NPC-3L, apenas dois sinais de pulsos por fase são necessários para evitar curto circuito nos capacitores que limitam a tensão sobre os IGBTs. No entanto, no FCMC-3L, os sinais de pulsos invertidos estão relacionados com diferentes chaves de potência. Os pares de chaves ( $S_{a1}, S_{a'1}$ ) e ( $S_{a2}, S_{a'2}$ ) ilustrados na Figura 11 são complementares. Os estados de chaveamento e seus respectivos circuitos de potência com os correspondentes níveis de tensão de saída estão representados na Figura 12.

Figura 12 – Níveis de tensão do FCMC–3L e seus respectivos circuitos equivalentes.



Outra diferença em relação ao NPC é que as quatro possíveis combinações das chaves  $S_{a1}$  e  $S_{a2}$  são permitidas conforme descrito na Tabela 4. Assim, o conversor com grampeamento a capacitor não requer que todas as chaves ligadas estejam em série como ocorre no chaveamento do DCMC.

Observa-se que na Figura 12 são apresentadas apenas três lógicas de chaveamento. O nível de tensão zero pode ser sintetizado tanto por  $(S_{a1}, S_{a2}) = (0,1)$  como por  $(S_{a1}, S_{a2}) = (1,0)$ , portanto o inversor multinível com grampeamento a capacitor apresenta redundâncias nos níveis de tensão intermediários, isto é, duas ou mais combinações válidas de chaveamento sintetizam o mesmo nível de tensão. Esta propriedade pode ser utilizada para controle e/ou otimização permitindo escolher carregar ou descarregar capacitores específicos e equilibrar as tensões entre os vários níveis de tensão sintetizados pelo FCMC [2].

Desta forma, o conversor com grampeamento a capacitor possui redundâncias de fase, enquanto que o inversor com grampeamento a diodo apresenta apenas redundâncias de linha [66].

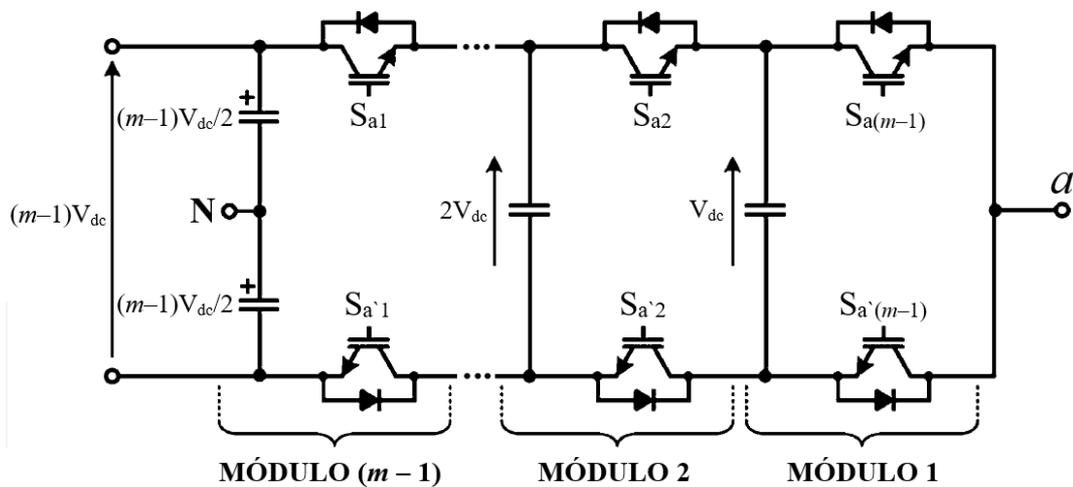
Tabela 4 – Tensões de saída do FCMC–3L e suas respectivas lógicas de chaveamento.

Tensão de Saída	Estados de chaveamento			
	$S_{a1}$	$S_{a2}$	$S_{a'2}$	$S_{a'1}$
$V_{dc}$	1	1	0	0
0	0	1	0	1
0	1	0	1	0
$-V_{dc}$	0	0	1	1

Para  $(m - 1)$  capacitores do barramento CC, o inversor multinível com grampeamento a capacitor de  $m$  níveis necessitará de  $(m - 1)(m - 2)/2$  capacitores auxiliares por fase se a tensão nominal dos capacitores for idêntica as tensões reversas dos dispositivos ativos de chaveamento (Tabela 1).

A Figura 13 ilustra a estrutura FCMC modular que pode ser estendida através da conexão dos módulos (células de potência) formados a partir de um par de chaves complementares e um capacitor [10] para alcançar mais níveis de tensão e maiores potências nominais. Cada módulo sintetiza um nível de tensão adicional no sinal de saída, portanto a adição de células de potência aumenta o número de redundâncias nos estados intermediários. A tensão no capacitor de cada célula é diferente da tensão dos capacitores das demais células. Para que sejam utilizados capacitores com a mesma tensão nominal, associam-se capacitores em série. Considerando a tensão do barramento CC igual a  $(m-1)V_{dc}$ , a tensão no capacitor flutuante do  $n$ ésimo módulo é dada por  $nV_{dc}$ , com  $n \leq (m-1)$ .

Figura 13 – Estrutura modular do FCMC de  $m$  níveis.



### 1.3.2 Aplicações

As aplicações práticas do FCMC são limitadas devido ao grande número de capacitores utilizados na topologia e ao complexo controle [2]. O inversor multinível com grampeamento por capacitores pode ser utilizado para controlar a potência reativa (*Static Var Generation – SVG*) [52] e [60], fontes de alimentação ininterrupta (*Uninterruptible Power Supplies – UPS*) [67] e interface com energias renováveis [68].

### 1.3.3 Vantagens

As principais vantagens do conversor multinível grampeado por capacitores são descritas a seguir [60]:

- a) redundâncias de fase estão disponíveis para utilização na estratégia de modulação para o balanceamento das tensões dos capacitores;
- b) controle das potências ativa e reativa; e
- c) grande número de capacitores permite que o inversor continue funcionando sob interrupções de curta duração e altas quedas de tensão.

### 1.3.4 Desvantagens

As principais desvantagens do FMCM estão elencadas abaixo [60]:

- a) controle complexo para rastrear os níveis de tensão de todos os capacitores. Além disso, o controle da tensão requer operação sob altas frequências de chaveamento [5], limitando o uso deste conversor em sistemas com mais de 4 níveis;
- b) requer circuitos separados para pré-carregamento de todos os ramos capacitivos compostos por bancos de capacitores CC volumosos;
- c) utilização do chaveamento e eficiência carentes para transmissão de potência ativa; e
- d) o grande número de capacitores é tanto mais caro quanto volumoso do que os diodos grampeadores dos DCMCs tornando o acondicionamento mais difícil em conversores com elevado número de níveis.

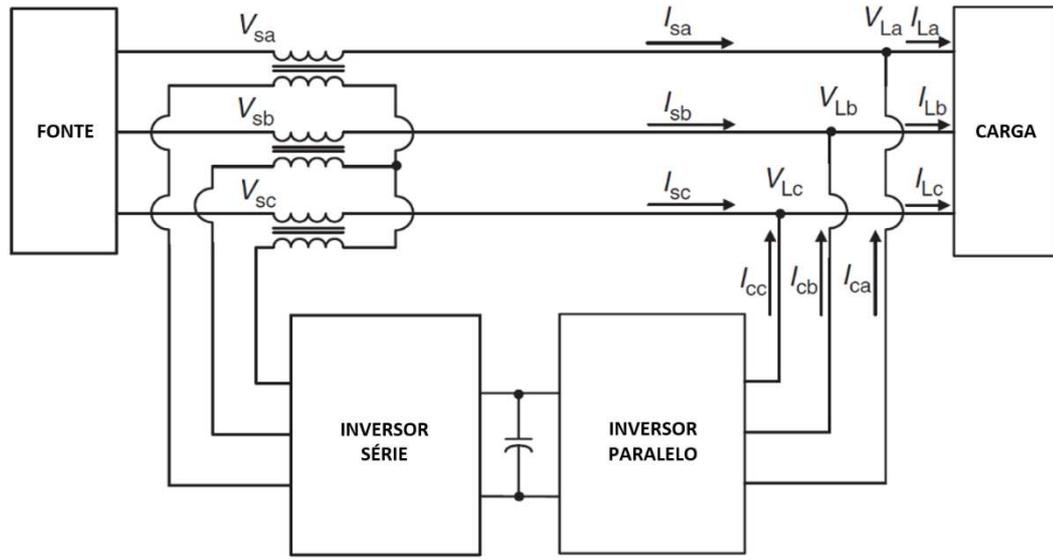
## **1.4 Outras estruturas de conversores multiníveis**

Conversores multiníveis podem ser combinados para serem utilizados em aplicações específicas baseados nas três principais topologias multiníveis discutidas anteriormente. Desta forma, outras topologias de conversores multinível foram propostas. A maioria destas estruturas são circuitos híbridos que corresponde a combinações de duas das topologias multiníveis básicas ou pequenas variações destas. A seguir, algumas destas estruturas serão apresentadas brevemente.

### 1.4.1 Conversor *back-to-back* com grampeamento a diodo

Dois conversores multiníveis podem ser conectados em uma estrutura *back-to-back* para serem ligados a um sistema elétrico em um arranjo série paralelo conforme mostrado na Figura 14.

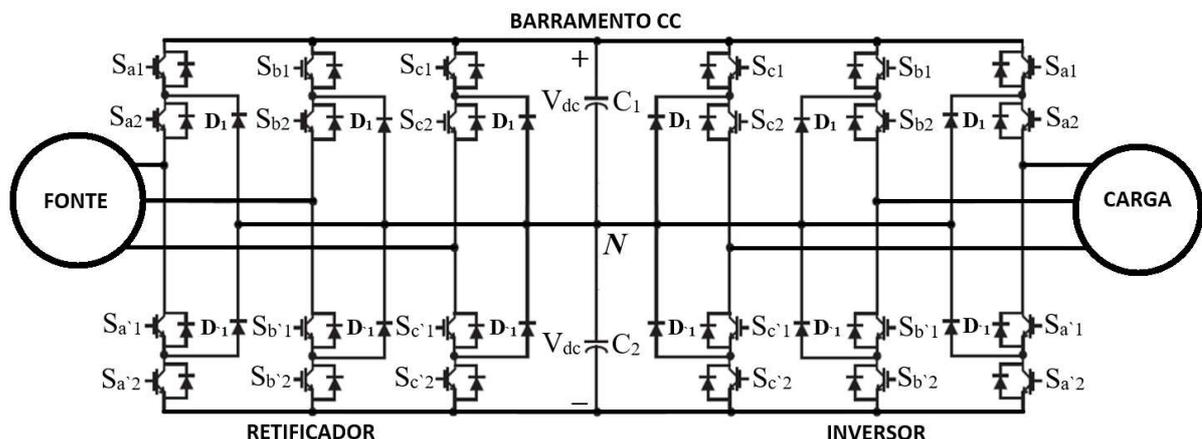
Figura 14 – Estrutura *back-to-back*.



Tanto a corrente requerida da fonte quanto a tensão entregue para a carga podem ser controladas simultaneamente. Este filtro ativo de potência em série paralelo tem sido referenciado como condicionador universal de energia [69], [70] e [71] quando usado em sistemas de distribuição elétrica e como controlador universal de fluxo de energia [72], [73] e [74] quando aplicado nos sistemas de transmissão.

A topologia *back-to-back* utilizando DCMC de três níveis representada na Figura 15 para aplicação em acionamentos de motores e HVDC foi proposta por [52].

Figura 15 – Estrutura *back-to-back* empregando NPC-3L.



O conversor multinível com grampeamento a diodo foi escolhido sobre as outras duas topologias básicas como condicionador universal de energia, pelas seguintes razões:

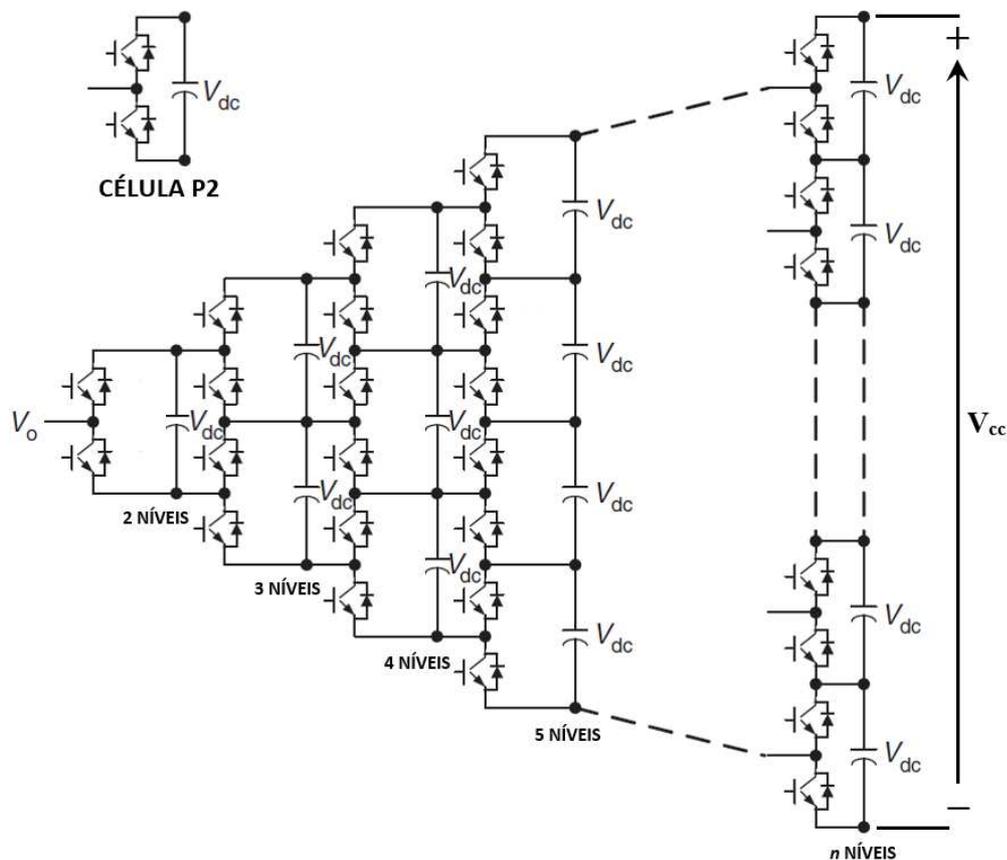
- todas as seis fases (três em cada conversor) podem compartilhar o mesmo barramento CC, enquanto que o CHB requer fontes CC separadas; e
- o FCMC também compartilha o mesmo barramento CC, no entanto cada ramo de fase do conversor requer vários capacitores flutuantes que aumentam substancialmente o custo e o tamanho do condicionador.

Como o DCMC funciona como condicionador universal de energia deve compensar harmônicos e/ou operar em regiões de baixos índices de modulação, logo, um controle mais complexo é necessário para operação em alta frequência de chaveamento [9].

#### 1.4.2 Topologia multinível generalizada

Tanto os conversores multiníveis com diodo grampeador quanto os conversores multiníveis com capacitor flutuante podem ser definidos a partir da topologia multinível generalizada denominada topologia P2 [75], como mostrado na Figura 16.

Figura 16 – Topologia P2.



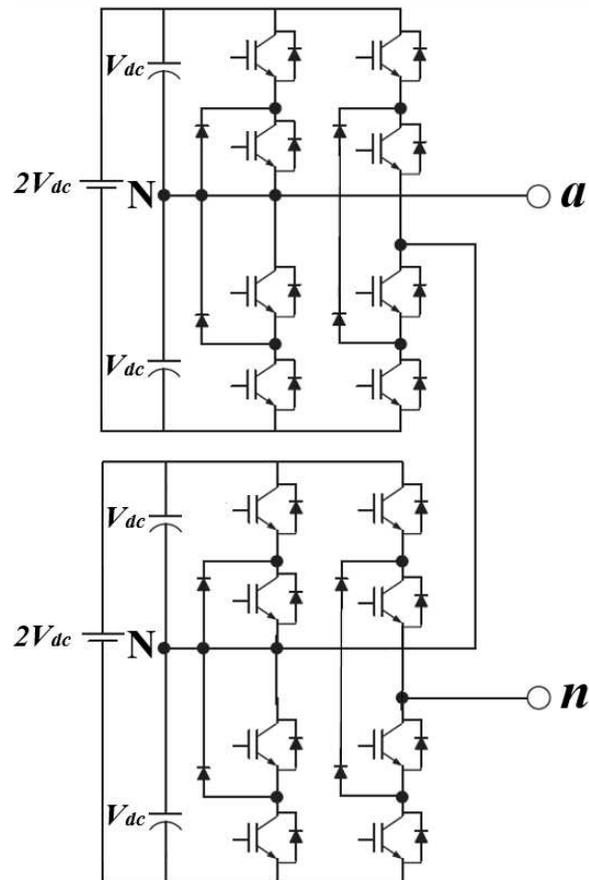
A topologia generalizada P2 pode equilibrar cada nível de tensão automaticamente em conversores com quaisquer números de níveis, independentemente das características da carga, conversão de potência ativa ou reativa, sem quaisquer assistências de outros circuitos [9]. Assim, a topologia fornece uma estrutura multinível completa que abrange, em princípio, os conversores multiníveis existentes.

A Figura 16 ilustra a topologia P2 para conversores multiníveis por ramo de fase. A tensão em cada dispositivo de comutação, diodo ou capacitor é  $V_{dc}$ , isto é,  $1/(m - 1)$  do barramento CC ( $V_{CC}$ ). Qualquer conversor com qualquer número de níveis, incluindo o conversor convencional de dois níveis pode ser obtido através desta topologia generalizada [47].

#### 1.4.3 Conversor multinível híbrido

Conversores multiníveis com grampeamento a diodo ou a capacitor podem ser utilizados para substituir as pontes H de um conversor em cascata com o intuito de reduzir o número de fontes de corrente contínua independentes como mostrado na Figura 17.

Figura 17 – Conversor híbrido de 7 níveis com NPC-3L substituindo as pontes H do CHB.



O conversor em cascata de nove níveis (CHB-9L) incorpora um conversor com grampeamento a diodo de três níveis (NPC-3L) como uma célula. O conversor multinível ponte H em cascata original exige quatro fontes CC separadas para cada ramo de fase. Caso um conversor de cinco níveis substitua a célula de ponte completa o nível de tensão é efetivamente dobrado para cada célula. Assim, para atingir os mesmos nove níveis de tensão apenas duas fontes CC independentes são necessárias para cada fase reduzindo pela metade a quantidade de fontes CC. A configuração contém unidades multiníveis híbridas porque incorpora células multiníveis como blocos de construção do conversor em cascata. Esta topologia necessita de menos fontes CC separadas, no entanto, apresenta controle mais complexo devido à sua estrutura híbrida [76].

### 1.5 Conversor com grampeamento multinível (MLC<sup>2</sup>)

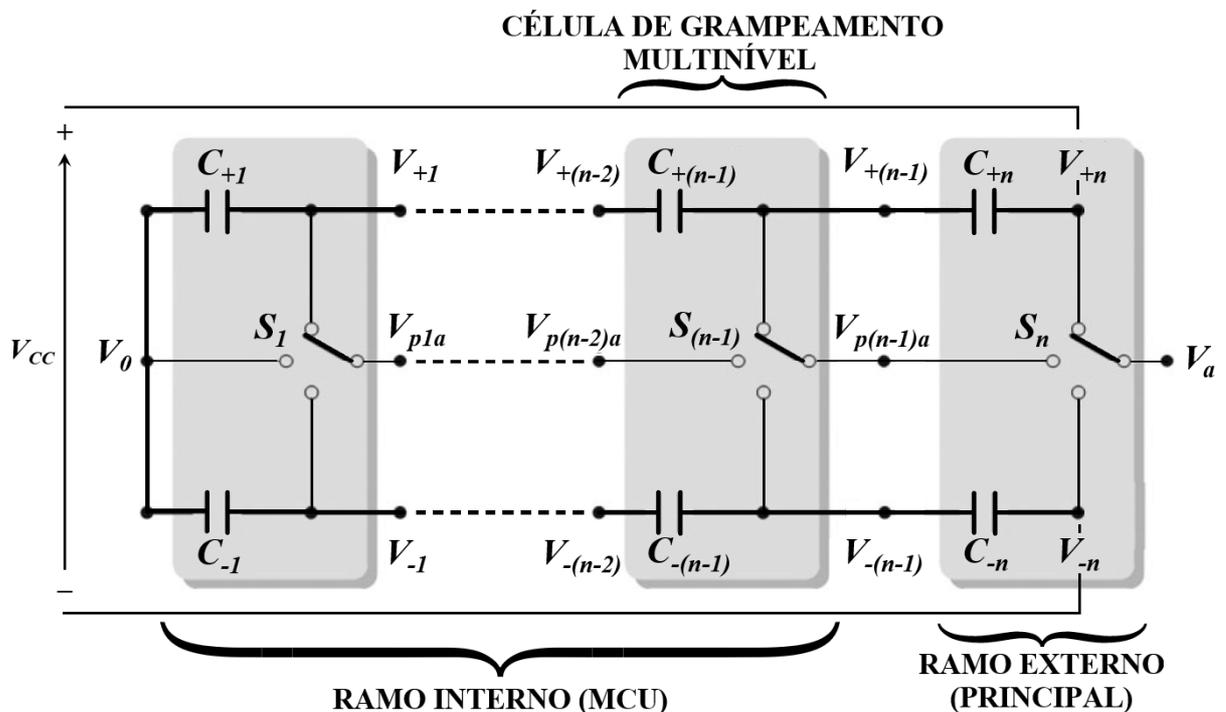
O conversor com grampeamento multinível (*Multilevel-Clamped Multilevel Converters – MLC<sup>2</sup>*) representa uma nova topologia de conversores para redes elétricas de média tensão baseada no conceito de grampeamento multinível. Essencialmente, nesse conversor,

foram incluídas células de grampeamento multinível que adicionam níveis de tensão à forma de onda sintetizada pelo MLC<sup>2</sup> e correspondem a um ramo do NPC-3L (Figura 7) [19] e [20].

A estrutura generalizada do MCL<sup>2</sup> de  $m$  níveis ( $m = 2n + 1$ ) apresentada na Figura 18 é constituída pela unidade de grampeamento multinível (*Multilevel Clamping Unit – MCU*) e pelo ramo de fase (principal), o qual sintetiza a tensão de saída do conversor para a fase  $a$ . A MCU é formada pelo conjunto de associações séries de  $(n-1)$  células de grampeamento multinível (ramos NPC-3L) a qual acrescenta  $(2n - 1)$  níveis intermediários via o ponto auxiliar de grampeamento ( $V_{p(n-1)a}$ ) que comumente se conecta no ponto médio do ramo externo. Os níveis superior e inferior são sintetizados pelo ramo principal do conversor composto por uma única célula de grampeamento multinível. Desta forma, o número de níveis observado nas tensões produzidas pelo conversor com grampeamento multinível está diretamente relacionado com o número de células de grampeamento multinível conectadas em série [19].

O MLC<sup>2</sup> oferece duas topologias distintas para aplicação em redes elétricas trifásicas a três ou a quatro fios em função do arranjo do MCU denominadas modo comum e modular. Na topologia modo comum a unidade de grampeamento multinível é compartilhada por todas as fases, enquanto que na topologia modular cada fase possui sua própria unidade de grampeamento multinível.

Figura 18 – Topologia generalizada do MCL<sup>2</sup>.



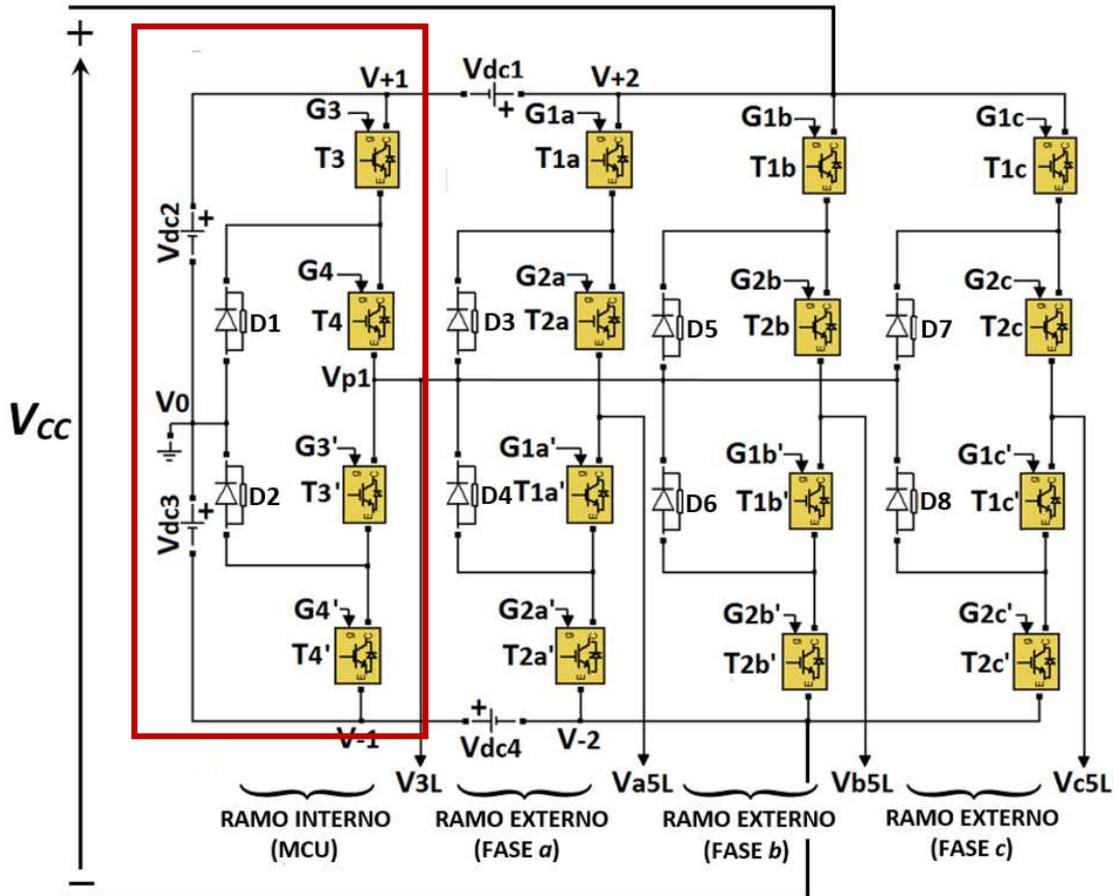
Ainda, neste trabalho é proposta uma nova topologia denominada  $MLC^2-7L$  baseada no  $MLC^2-5L$  modular que gera formas de ondas de 7 níveis através da combinação das saídas disponíveis no  $MLC^2-5L$  modular.

Em suma, o  $MLC^2$  emprega a tecnologia clássica do conversor NPC-3L e, desta forma, mantém a estrutura global do conversor relativamente simples. Além disso, aumenta o número de níveis da tensão de saída, com um menor número de componentes, quando comparado com outros conversores multinível.

### 1.5.1 $MLC^2-5L$ modo comum

A Figura 19 ilustra a topologia do  $MLC^2-5L$  modo comum constituída de uma unidade de grameamento multinível e um NPC-3L trifásico. Nota-se que o MCU é constituído por apenas uma célula de grameamento multinível que adiciona 3 níveis intermediários ( $V_{+1}=V_{dc}$ ,  $V_0=0$  e  $V_{-1}=-V_{dc}$ ) via ponto comum de grameamento ( $V_{pi}$ ) na forma de onda de saída das fases  $a$ ,  $b$  e  $c$  produzidas em seus respectivos ramos externos. Nota-se que  $V_{dc}$  representa a tensão nos capacitores que constituem o barramento CC, assim  $V_{dc}=V_{dc1}=V_{dc2}=V_{dc3}=V_{dc4}$ . Ainda, cada incremento de célula de grameamento ao MCU acrescenta 2 níveis de tensão à saída do conversor.

Figura 19 – Conversor  $MLC^2-5L$  modo comum.



Em um MLC<sup>2</sup> de  $m$  níveis, a tensão do barramento CC corresponde à soma das tensões dos  $(m-1)$  capacitores. Ainda, o número total de componentes exigidos nesta topologia é substancialmente reduzido quando as características de condução de corrente e bloqueio de tensão dos componentes são diferentes. Neste caso, um DCMC trifásico de  $m$  níveis é constituído por  $6(m-1)$  chaves semicondutoras de potência,  $6(m-2)$  diodos e  $(m-1)$  capacitores. Assim, de acordo com a Figura 19, o MLC<sup>2</sup>-5L modo comum necessita de 16 chaves semicondutoras de potência e 8 diodos, enquanto que o DCMC-5L requer 24 chaves semicondutoras de potência e 18 diodos. Ambas as topologias precisam de 4 capacitores no barramento CC.

De acordo com a Figura 19 e o estado das chaves nos três ramos externos do inversor, cada terminal de saída pode ser ligado a  $V_{-2}$ ,  $V_{p1}$  ou  $V_{+2}$ , onde  $V_{p1}$  é a tensão no ponto de grampeamento comum. Da mesma forma, de acordo com o chaveamento do MCU, que compartilha as fases  $a$ ,  $b$  e  $c$ ,  $V_{p1}$  pode ser conectado a  $V_{-1}$ ,  $V_0$  ou  $V_{+1}$ . Portanto, cada saída ( $V_{a5L}$ ,  $V_{b5L}$  e  $V_{c5L}$ ) nos terminais dos ramos principais do conversor pode apresentar cinco diferentes níveis de tensão, ou seja,  $V_{-2}$  ( $-2V_{dc}$ ),  $V_{-1}$  ( $-V_{dc}$ ),  $V_0$  (0),  $V_{+1}$  ( $+V_{dc}$ ) e  $V_{+2}$  ( $+2V_{dc}$ ) que são associados com os estados de chaveamento 1, 2, 3, 4 e 5, respectivamente, apresentados na Tabela 5.

A Tabela 5 resume os cinco possíveis estados de chaveamento associados à combinação do MCU comum com o ramo externo da fase  $a$  via  $V_{p1}$ . Os valores dos sinais de controle para chaveamento dos interruptores são definidos como 0 (desligado), 1 (ligado) e X (0 ou 1). As tabelas com os estados de comutação das ligações dos ramos das fases  $b$  e  $c$  com o MCU são determinadas de forma análoga.

Tabela 5 – Possíveis estados de chaveamento do  $MLC^2-5L$  modo comum para a fase  $a$ .

Estado	$T_{1a}$	$T_{2a}$	$T_3$	$T_4$	$V_{a5L}$
1	0	0	X	X	$V_{-2}$
2	0	1	0	0	$V_{-1}$
3	0	1	0	1	$V_0$
4	0	1	1	1	$V_{+1}$
5	1	1	X	X	$V_{+2}$

A Tabela 6 revela a máxima tensão de bloqueio reversa que deve ser suportada pelas chaves semicondutoras de potência e pelos diodos grampeadores. Nota-se que as chaves ( $T_{1a}$ ,  $T_{2a}$ ,  $T_{1a}'$  e  $T_{2a}'$ ) e os diodos ( $D_3$  e  $D_4$ ) que compõem o ramo externo da fase  $a$  precisam suportar 75% ( $3V_{CC}/4$ ) da tensão total do barramento CC, enquanto as chaves ( $T_3$ ,  $T_4$ ,  $T_3'$  e  $T_4'$ ) e os diodos ( $D_1$  e  $D_2$ ) do ramo interno, 25% ( $V_{CC}/4$ ). Desta forma, conforme a Tabela 1 e a Tabela 6, empregando componentes com tensão nominal igual à tensão dos capacitores do barramento CC ( $V_{CC}/4$ ), o número total de componentes requeridos no DCMC-5L (24 chaves semicondutoras de potência, 36 diodos e 4 capacitores CC) e no  $MLC^2-5L$  modo comum (40 chaves semicondutoras de potência, 20 diodos e 4 capacitores CC) é o mesmo [19].

Ainda, o custo inicial do  $MLC^2-5L$  modo comum referente à seleção dos dispositivos de acordo com a tensão é menor em relação ao DCMC-5L [19].

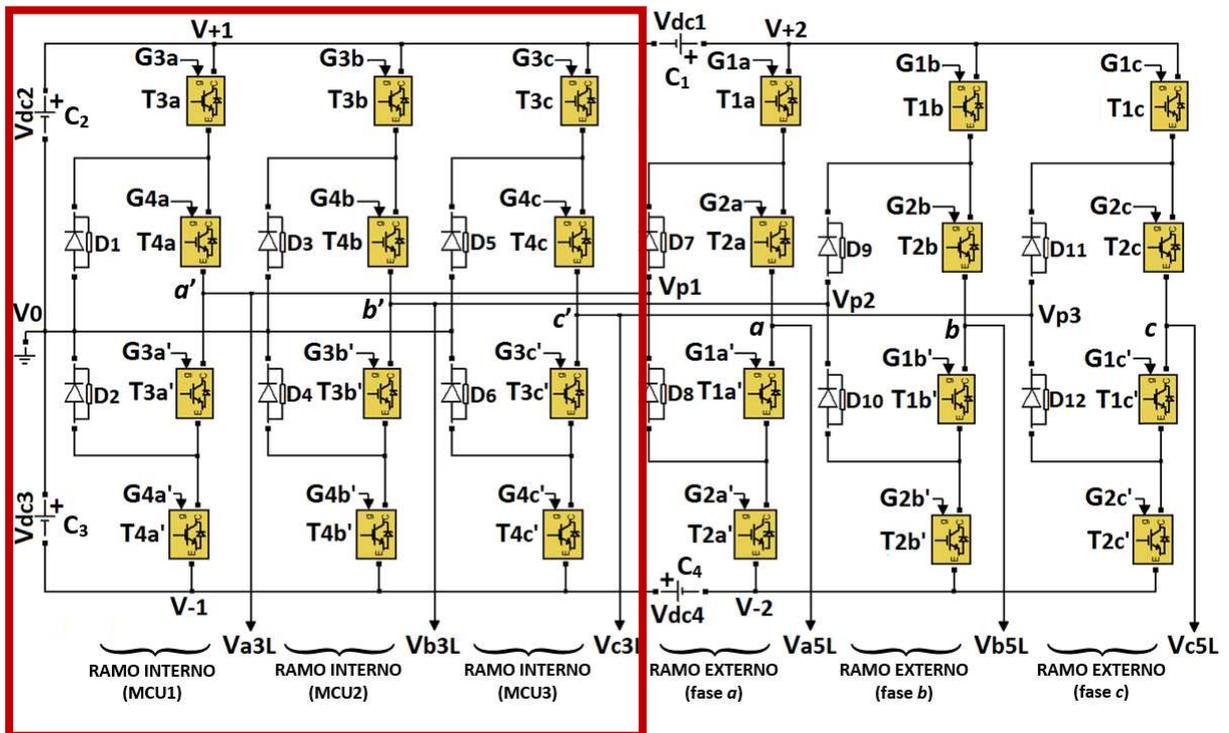
Tabela 6 – Máxima tensão de bloqueio reversa das chaves de potência e dos diodos grampeadores ilustrados na Figura 19.

Ramo externo (fase $a$ )		Ramo interno (MCU)	
Chaves	Diodos	Chaves	Diodos
$3V_{CC}/4$	$3V_{CC}/4$	$V_{CC}/4$	$V_{CC}/4$

### 1.5.2 MLC<sup>2</sup>-5L modular

A Figura 20 apresenta a estrutura do MLC<sup>2</sup>-5L modular que serviu de base para o desenvolvimento da estratégia de modulação e da topologia MLC<sup>2</sup>-7L propostas neste trabalho.

Figura 20 – MLC<sup>2</sup>-5L modular.



Nota-se que o MLC<sup>2</sup>-5L modular é composto de 24 chaves semicondutoras de potência, 12 diodos e 4 capacitores CC, isto é, apresenta 6 diodos a menos que o DCML-5L, empregando componentes com tecnologias semicondutoras distintas.

De acordo com o estado das chaves nos três ramos externos do MLC<sup>2</sup>-5L modular, o terminal de cada fase pode ser conectado a  $V_{-2}$ ,  $V_{pn}$  ou  $V_{+2}$ , onde  $V_{pn}$  é a tensão no ponto de grampeamento do enésimo MCU. Da mesma forma que a topologia modo comum, de acordo com o chaveamento dos três MCUs (MCU<sub>1</sub>, MCU<sub>2</sub> e MCU<sub>3</sub>),  $V_{p1}$ ,  $V_{p2}$  e  $V_{p3}$  são iguais a  $V_{-1}$ ,  $V_0$  ou  $V_{+1}$ . Portanto, cada saída ( $V_{a5L}$ ,  $V_{b5L}$  e  $V_{c5L}$ ) nos terminais dos ramos do conversor principal ( $a$ ,  $b$  e  $c$ ) pode apresentar cinco diferentes níveis de tensão, ou seja,  $V_{-2}$  ( $-2V_{dc}$ ),  $V_{-1}$  ( $-V_{dc}$ ),  $V_0$  ( $0$ ),  $V_{+1}$  ( $+V_{dc}$ ) e  $V_{+2}$  ( $+2V_{dc}$ ) que são associados com os estados de comutação 1, 2, 3, 4 e 5, respectivamente, resumidos na Tabela 7.

Tabela 7 – Possíveis estados de chaveamento do MLC<sup>2</sup>-5L modular para a fase *a*.

Estado	T <sub>1a</sub>	T <sub>2a</sub>	T <sub>3a</sub>	T <sub>4a</sub>	V <sub>p1</sub>	V <sub>a5L</sub>
1	0	0	0	0	V <sub>-1</sub>	V <sub>-2</sub>
	0	0	0	1	V <sub>0</sub>	V <sub>-2</sub>
	0	0	1	1	V <sub>+1</sub>	V <sub>-2</sub>
2	0	1	0	0	V <sub>-1</sub>	V <sub>-1</sub>
3	0	1	0	1	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>
4	0	1	1	1	V <sub>+1</sub>	V <sub>+1</sub>
5	1	1	0	0	V <sub>-1</sub>	V <sub>+2</sub>
	1	1	0	1	V <sub>0</sub>	V <sub>+2</sub>
	1	1	1	1	V <sub>+1</sub>	V <sub>+2</sub>

Analisando a Tabela 7, conclui-se que o MLC<sup>2</sup>-5L modular apresenta os estados 1 e 5 redundantes referentes aos níveis inferior (V<sub>-2</sub>) e superior (V<sub>+2</sub>), respectivamente, os quais podem ser utilizados para equalização da tensão nos capacitores do barramento CC.

Generalizando para quaisquer fases, os sinais V<sub>3L</sub> e V<sub>5L</sub> são medidos em relação ao ponto médio do barramento CC, representado na Figura 20 por V<sub>0</sub>.

As tabelas com os estados de comutação das ligações do ramo da fase *b* com MCU<sub>2</sub> e do ramo da fase *c* com MCU<sub>3</sub> são determinadas da mesma forma, adiantando 120° e 240° em relação à forma de onda da fase *a*, respectivamente.

A configuração modular requer uma unidade de grampeamento multinível (MCU) para cada ramo de fase do conversor trifásico, assim disponibiliza também saídas com três níveis de tensão (V<sub>a3L</sub>, V<sub>b3L</sub> e V<sub>c3L</sub>) nos terminais de saída dos ramos internos (*a'*, *b'* e *c'*) referentes às tensões nos pontos de grampeamentos V<sub>p1</sub>, V<sub>p2</sub> e V<sub>p3</sub>.

Empregando as lógicas de chaveamento referentes aos estados destacados na Tabela 8 para síntese dos níveis de tensão ( $V_{-2}$ ,  $V_{-1}$ ,  $V_0$ ,  $V_{+1}$  e  $V_{+2}$ ) e, conseqüente, geração da forma de onda de 5 níveis ( $V_{a5L}$ ) é possível reduzir a quantidade de chaves semicondutoras de potência e diodos grampeadores requeridos no  $MLC^2-5L$  modular, considerando que todos os componentes possuam as mesmas tensões de bloqueio ( $V_{CC}/4$ ). Desta forma, nota-se que somente as chaves  $T_{1a}$  e  $T_{2a}'$  deverão suportar 75% da tensão do barramento CC, as quais, inevitavelmente, sofrerão esforços maiores. Assim, o  $MLC^2-5L$  modular necessita de 36 chaves e 12 diodos, ao invés de 48 chaves e 24 diodos, enquanto que o DCMC-5L precisa de 24 chaves e 36 diodos. Ambas as topologias exigem 4 capacitores no barramento CC ( $V_{CC}$ ). Logo, o  $MLC^2-5L$  modular utiliza 12 componentes a menos que o DCMC-5L. É importante ressaltar que a topologia modular possibilita a síntese de formas de onda de até 7 níveis, enquanto a topologia modo comum é inerentemente de 5 níveis.

Tabela 8 – Tensão de bloqueio reversa das chaves e dos diodos ilustrados na Figura 20 em função dos níveis de tensão do sinal ( $V_{a5L}$ ) da fase  $a$  do  $MLC^2-5L$  modular.

$V_{a5L}$	Estados	Ramo externo (fase $a$ )						Ramo interno ( $MCU_1$ )					
		$T_{1a}$	$T_{2a}$	$T_{1a}'$	$T_{2a}'$	$D_3$	$D_4$	$T_{3a}$	$T_{4a}$	$T_{3a}'$	$T_{4a}'$	$D_1$	$D_2$
$V_{-2}$	1	$3V_{CC}/4$	$V_{CC}/4$	0	0	0	$V_{CC}/4$	$V_{CC}/4$	$V_{CC}/4$	0	0	0	$V_{CC}/4$
$V_{-2}$	1	$V_{CC}/2$	$V_{CC}/2$	0	0	0	$V_{CC}/2$	$V_{CC}/4$	0	0	$V_{CC}/4$	0	0
$V_{-2}$	1	$V_{CC}/4$	$3V_{CC}/4$	0	0	0	$3V_{CC}/4$	0	0	$V_{CC}/4$	$V_{CC}/4$	$V_{CC}/4$	0
$V_{-1}$	2	$3V_{CC}/4$	0	0	$V_{CC}/4$	0	0	$V_{CC}/4$	$V_{CC}/4$	0	0	0	$V_{CC}/4$
$V_0$	3	$V_{CC}/2$	0	0	$V_{CC}/2$	0	0	$V_{CC}/4$	0	0	$V_{CC}/4$	0	0
$V_{+1}$	4	$V_{CC}/4$	0	0	$3V_{CC}/4$	0	0	0	0	$V_{CC}/4$	$V_{CC}/4$	$V_{CC}/4$	0
$V_{+2}$	5	0	0	$3V_{CC}/4$	$V_{CC}/4$	$3V_{CC}/4$	0	$V_{CC}/4$	$V_{CC}/4$	0	0	0	$V_{CC}/4$
$V_{+2}$	5	0	0	$V_{CC}/2$	$V_{CC}/2$	$V_{CC}/2$	0	$V_{CC}/4$	0	0	$V_{CC}/4$	0	0
$V_{+2}$	5	0	0	$V_{CC}/4$	$3V_{CC}/4$	$V_{CC}/4$	0	0	0	$V_{CC}/4$	$V_{CC}/4$	$V_{CC}/4$	0

Além disso, o desenvolvimento dos IGBTs tem propiciado um aumento em seu desempenho dinâmico sob os níveis mais elevados de tensão [77], tornando a topologia do  $MLC^2$  atraente nas aplicações de alta potência em média tensão.

### 1.5.3 $MLC^2-7L$ modular proposto

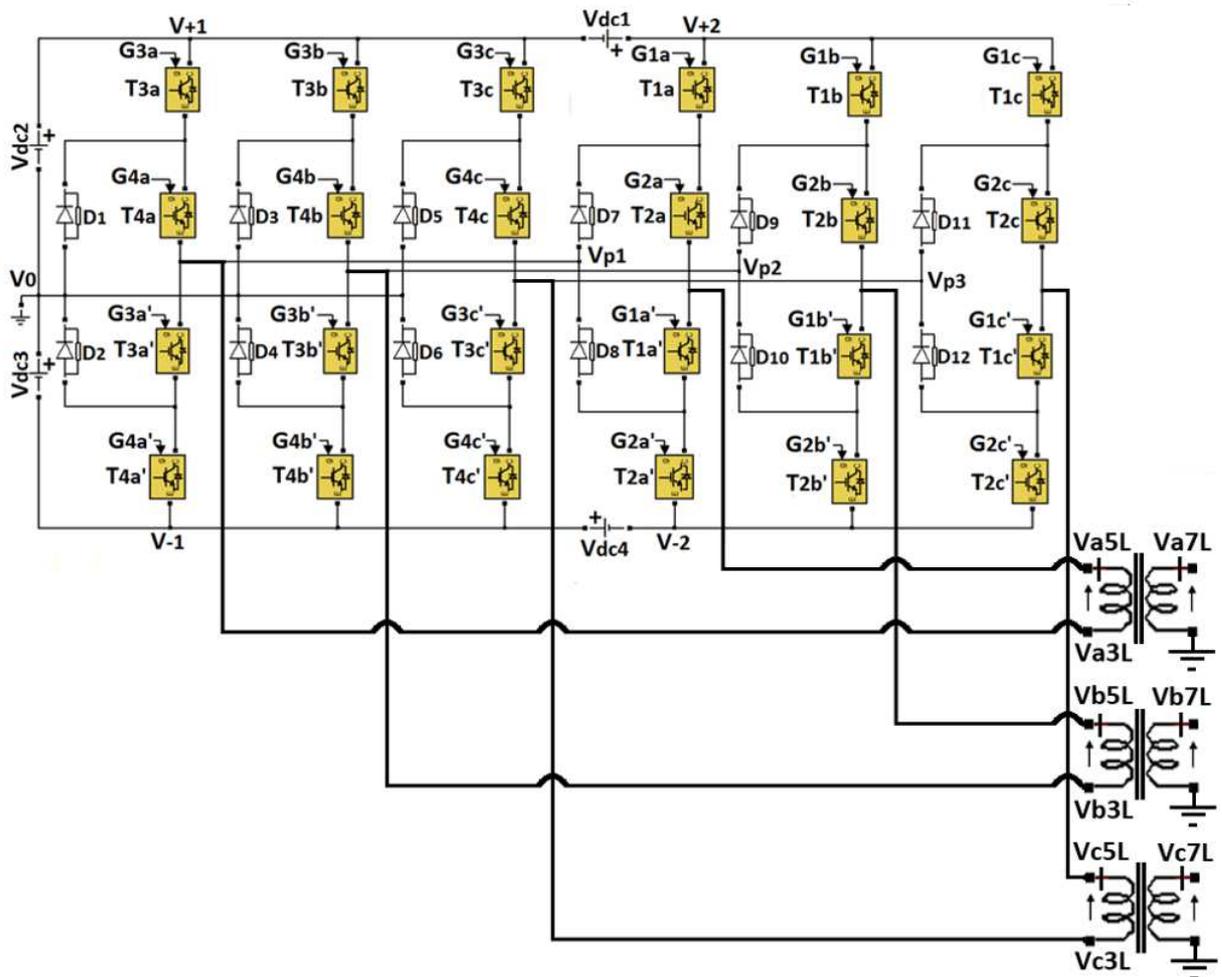
A proposta do  $MLC^2-7L$  modular apresentado na Figura 21 baseia-se na utilização das duas saídas disponibilizadas pelo  $MLC^2-5L$  modular com a finalidade de gerar formas de onda de até sete níveis.

Para alcançar um sinal com 7 níveis na saída do conversor foi realizada uma combinação dos sinais de 3 ( $V_{a3L}$ ) e 5 ( $V_{a5L}$ ) níveis disponibilizados nos terminais dos ramos interno e

externo, respectivamente. Desta forma, a saída de 7 níveis é sintetizada através da diferença entre os sinais de 5 e 3 níveis de suas respectivas fases ( $a$ ,  $b$  e  $c$ ) sendo implementado a partir da utilização de um transformador trifásico. O emprego do transformador inviabiliza o argumento de conexão direta com a rede e pode tornar o  $MLC^2-7L$  modular volumoso e caro. No entanto, a redução considerável de componentes pode sobrepor à utilização do transformador. Por ora, este trabalho analisa a viabilidade técnica do conversor proposto.

De acordo com a Figura 21, o  $MLC^2-7L$  modular é constituído por 24 chaves semicondutoras de potência, 12 diodos grampeadores, 4 capacitores CC e 1 transformador trifásico, enquanto que o  $DCML-7L$  demanda 36 chaves, 30 diodos e 6 capacitores.

Figura 21 –  $MLC^2-7L$  modular.



A Tabela 9 exibe a lógica de chaveamento para geração do sinal de sete níveis da fase  $a$  ( $V_{a7L}$ ) do  $MLC^2-7L$  modular proposto, onde 1 indica chave ligada e 0, desligada. Ainda, os pulsos  $G_{1a}$ ,  $G_{2a}$ ,  $G_{3a}$  e  $G_{4a}$  devem operar em complementariedade com  $G_{1a}'$ ,  $G_{2a}'$ ,  $G_{3a}'$  e  $G_{4a}'$ , respectivamente, a fim de evitar curto circuito no barramento CC.

Analisando a Tabela 9, verifica-se que os estados 4, 5 e 6 produzem nível de tensão zero ( $V_0$ ) na forma de onda de 7 níveis da fase  $a$  do  $MLC^2-5L$  ( $V_{a7L}$ ), logo existem três possíveis estados de chaveamento para um mesmo nível (redundância de estados), dos quais dois, estados 4 e 6, podem ser utilizados para o balanceamento do barramento CC. Desta forma, o nível de tensão zero adotado nesta dissertação refere-se ao estado 5, no qual ambas as saídas  $V_{3L}$  e  $V_{5L}$  são nulas. Assim, o sinal  $V_{a5L}$  apresenta apenas 3 níveis de tensão ( $V_{+2}$ ,  $V_0$  e  $V_{-2}$ ), pois os níveis intermediários ( $V_{-1}$  e  $V_{+1}$ ) são sintetizados apenas nos estados 4 e 5 não utilizados na modulação.

Tabela 9 – Lógica de chaveamento para a fase  $a$  do  $MLC^2-7L$  modular proposto.

Estados	$T_{1a}$	$T_{2a}$	$T_{3a}$	$T_{4a}$	$V_{a3L}$	$V_{a5L}$	$V_{a7L}$
1	0	0	1	1	$V_{+1}$	$V_{-2}$	$V_{-3}$
2	0	0	0	1	$V_0$	$V_{-2}$	$V_{-2}$
3	0	0	0	0	$V_{-1}$	$V_{-2}$	$V_{-1}$
4	0	1	0	0	$V_{-1}$	$V_{-1}$	$V_0$
5	0	1	0	1	$V_0$	$V_0$	$V_0$
6	0	1	1	1	$V_{+1}$	$V_{+1}$	$V_0$
7	1	1	1	1	$V_{+1}$	$V_{+2}$	$V_{+1}$
8	1	1	0	1	$V_0$	$V_{+2}$	$V_{+2}$
9	1	1	0	0	$V_{-1}$	$V_{+2}$	$V_{+3}$

A Tabela 10 determina a máxima tensão de bloqueio reversa que deve ser suportada pelas chaves semicondutoras de potência e diodos grampeadores do  $MLC^2-7L$  modular.

Tabela 10 – Tensão de bloqueio reversa das chaves e dos diodos ilustrados na Figura 21 em função dos níveis de tensão do sinal ( $V_{a7L}$ ) da fase  $a$  do  $MLC^2-7L$  modular.

$V_{a5L}$	Estados	Ramo externo (fase $a$ )						Ramo interno (MCU)					
		$T_{1a}$	$T_{2a}$	$T_{1a}'$	$T_{2a}'$	$D_7$	$D_8$	$T_{3a}$	$T_{4a}$	$T_{3a}'$	$T_{4a}'$	$D_1$	$D_2$
$V_{-3}$	1	$V_{CC}/4$	$3V_{CC}/4$	0	0	0	$3V_{CC}/4$	0	0	$V_{CC}/4$	$V_{CC}/4$	$V_{CC}/4$	0
$V_{-2}$	2	$V_{CC}/2$	$V_{CC}/2$	0	0	0	$V_{CC}/2$	$V_{CC}/4$	0	0	$V_{CC}/4$	0	0
$V_{-1}$	3	$3V_{CC}/4$	$V_{CC}/4$	0	0	0	$V_{CC}/4$	$V_{CC}/4$	$V_{CC}/4$	0	0	0	$V_{CC}/4$
$V_0$	4	$3V_{CC}/4$	0	0	$3V_{CC}/4$	0	0	$V_{CC}/4$	$V_{CC}/4$	0	0	0	$V_{CC}/4$
$V_0$	5	$V_{CC}/2$	0	0	$V_{CC}/2$	0	0	$V_{CC}/4$	0	0	$V_{CC}/4$	0	0
$V_0$	6	$V_{CC}/4$	0	0	$3V_{CC}/4$	0	0	0	0	$V_{CC}/4$	$V_{CC}/4$	$V_{CC}/4$	0
$V_{+1}$	7	0	0	$V_{CC}/4$	$3V_{CC}/4$	$V_{CC}/4$	0	0	0	$V_{CC}/4$	$V_{CC}/4$	$V_{CC}/4$	0
$V_{+2}$	8	0	0	$V_{CC}/2$	$V_{CC}/2$	$V_{CC}/2$	0	$V_{CC}/4$	0	0	$V_{CC}/4$	0	0
$V_{+3}$	9	0	0	$3V_{CC}/4$	$V_{CC}/4$	$3V_{CC}/4$	0	$V_{CC}/4$	$V_{CC}/4$	0	0	0	$V_{CC}/4$

Da mesma forma que a topologia modo comum, as chaves ( $T_{1a}$ ,  $T_{2a}$ ,  $T_{1a}'$  e  $T_{2a}'$ ) e os diodos grampeadores ( $D_7$  e  $D_8$ ) que compõem o ramo externo precisam suportar 75% ( $3V_{CC}/4$ ) da tensão total do barramento CC ( $V_{CC}$ ), enquanto as chaves ( $T_{3a}$ ,  $T_{4a}$ ,  $T_{3a}'$  e  $T_{4a}'$ ) e os diodos ( $D_1$  e  $D_2$ ) do ramo interno, 25% ( $V_{CC}/4$ ). Deste modo é possível adotar tecnologia híbrida de semicondutores, isto é, as chaves dos MCUs podem ser constituídas de transistores de efeito de campo com semicondutor metal óxido (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors – MOSFETs*), enquanto os ramos das fases do conversor podem ser formados por HVIGBTs com a finalidade de aumentar a eficiência do sistema.

Verifica-se, que nesta topologia não há possibilidade de diminuição de componentes em função da escolha adequada da lógica de chaveamento para síntese dos níveis de tensão conforme a topologia  $MLC^2-5L$  modular. Assim, o  $MLC^2-7L$  modular é composto por 48 chaves semicondutoras de potência, 24 diodos, 4 capacitores e 1 transformador trifásico, enquanto que o DCMC-7L requer 36 chaves semicondutoras de potência, 90 diodos e 6 capacitores (Tabela 1), considerando que todos os componentes possuam as mesmas tensões de bloqueio ( $V_{CC}/4$ ).

### Conclusões Parciais

Conversores multiníveis são largamente empregados nas aplicações industriais que demandam qualidade de energia e devem sintetizar, pelo menos, três níveis diferentes de tensão diferenciando-os do tradicional VSC-2L.

Na prática, o número de níveis sintetizados por um conversor multinível é determinado por especificações de projeto como tensão de operação, requisitos harmônicos e custos de fabricação e refere-se à quantidade de níveis CC diferentes contidos na tensão de fase.

Neste capítulo foi apresentada a tecnologia dos conversores CHB, DCMC e FCMC cobrindo topologia, lógica de chaveamento, aplicações industriais, vantagens e desvantagens. Ainda foram expostas, brevemente, algumas topologias híbridas, dentre as quais, destaca-se a estrutura *back-to-back*.

Além disso, o conceito de grampeamento multinível, fundamental nesta dissertação, é detalhado nas estruturas  $MLC^2-5L$  modo comum e modular para posterior desenvolvimento da topologia  $MLC^2-7L$  modular proposta. Na topologia modo comum a MCU é

compartilhada por todas as fases, enquanto que na estrutura modular cada fase possui sua própria MCU.

O MLC<sup>2</sup> emprega a tecnologia NPC, modular e robusta, amplamente implementada na indústria e, desta forma, mantém a estrutura global do conversor relativamente simples, facilitando seu processo de fabricação. Além disso, aumenta o número de níveis da tensão de saída, com um menor número de componentes, quando comparado aos equivalentes DCMCs.

Assim como o DCMC e o FCMC, todas as fases do MLC<sup>2</sup> compartilham um barramento comum composto por capacitores em série ligados em paralelo ao link CC, enquanto que o CHB requer fontes de corrente CC separadas. No entanto, a tensão em cada chave semicondutora de potência não está limitada à tensão nestes capacitores, podendo chegar a 75% do barramento CC, exigindo a associação em série de componentes e/ou a utilização de tecnologias híbridas na constituição do MLC<sup>2</sup>.

No DCMC e no FCMC, o número de diodos grameadores e capacitores flutuantes, respectivamente, é proporcional ao quadrado do número de níveis, dificultando sua aplicação em sistemas elétricos que requerem maior número de níveis. As fontes CC isoladas utilizadas no CHB são usualmente fornecidas por retificadores trifásicos alimentados por transformadores. Tais características, naturalmente, aumentam o volume e o custo destes conversores.

Em relação à lógica de chaveamento, apenas o DCMC não apresenta estados redundantes em suas fases, isto é, todos os níveis sintetizados nas fases deste conversor somente podem ser gerados por uma única combinação das chaves semicondutoras. Já as topologias CHB, FCMC e MLC<sup>2</sup> possuem tanto redundância de fase quanto de linha. Os estados redundantes permitem a equalização das tensões nos capacitores do barramento CC (DCMC, FCMC e MLC<sup>2</sup>) e da energia fornecida pelas fontes de tensão (CHB).

A Tabela 11 compara o número de componentes (chaves, capacitores e diodos grameadores) requeridos na estrutura DCMC e na topologia MLC<sup>2</sup> para síntese de formas de onda de 5 e 7 níveis de tensão empregando tecnologias semicondutoras distintas, isto é, componentes dimensionados de acordo com os requisitos exigidos de bloqueio de tensão.

Tabela 11 – Total de componentes necessários nas topologias trifásicas DCMC e MLC<sup>2</sup>, empregando componentes com tecnologias semicondutoras distintas.

Níveis	Topologia	Capacitores	Diodos	IGBT
5	DCMC-5L	4	18	24
	MLC <sup>2</sup> -5L modo comum	4	8	16
	MLC <sup>2</sup> -5L modular	4	12	24

<b>7</b>	<b>DCMC-7L</b>	<b>6</b>	<b>30</b>	<b>36</b>
	<b>MLC<sup>2</sup>-7L modular</b>	<b>4</b>	<b>12</b>	<b>24</b>

Nota-se que a topologia MLC<sup>2</sup>-7L modular utiliza menos componentes, no entanto, necessita de um transformador trifásico (ou três transformadores monofásicos) para produzir tensões de 7 níveis (Figura 21). Desta forma, o emprego de tecnologias semicondutoras distintas tais como, MOSFETs e HVIGBTs, para constituição dos ramos internos e externos, respectivamente, os quais apresentam requisitos distintos de tensão, corrente e frequência de chaveamento, acarreta uma considerável redução nos capacitores no lado CC, diodos grampeadores e chaves semicondutoras de potência, tornando a topologia MLC<sup>2</sup>-7L modular atraente em função de custo e estrutura relativamente simples.

A Tabela 12 considera que todos os componentes sejam iguais e tenham a mesma tensão de bloqueio dos capacitores que formam o barramento CC, sendo necessário a associação série dos componentes com o intuito de suportar as tensões de bloqueio reversa exigidas nas topologias.

Tabela 12 – Total de componentes necessários nas topologias trifásicas DCMC e MLC<sup>2</sup>, componentes possuem as mesmas tensões de bloqueio referentes à tensão dos capacitores CC.

<b>Níveis</b>	<b>Topologia</b>	<b>Capacitores</b>	<b>Diodos</b>	<b>IGBT</b>
<b>5</b>	<b>DCMC-5L</b>	<b>4</b>	<b>36</b>	<b>24</b>
	<b>MLC<sup>2</sup>-5L modo comum</b>	<b>4</b>	<b>20</b>	<b>40</b>
	<b>MLC<sup>2</sup>-5L modular</b>	<b>4</b>	<b>12</b>	<b>36</b>
<b>7</b>	<b>DCMC-7L</b>	<b>6</b>	<b>90</b>	<b>36</b>
	<b>MLC<sup>2</sup>-7L modular</b>	<b>4</b>	<b>24</b>	<b>48</b>

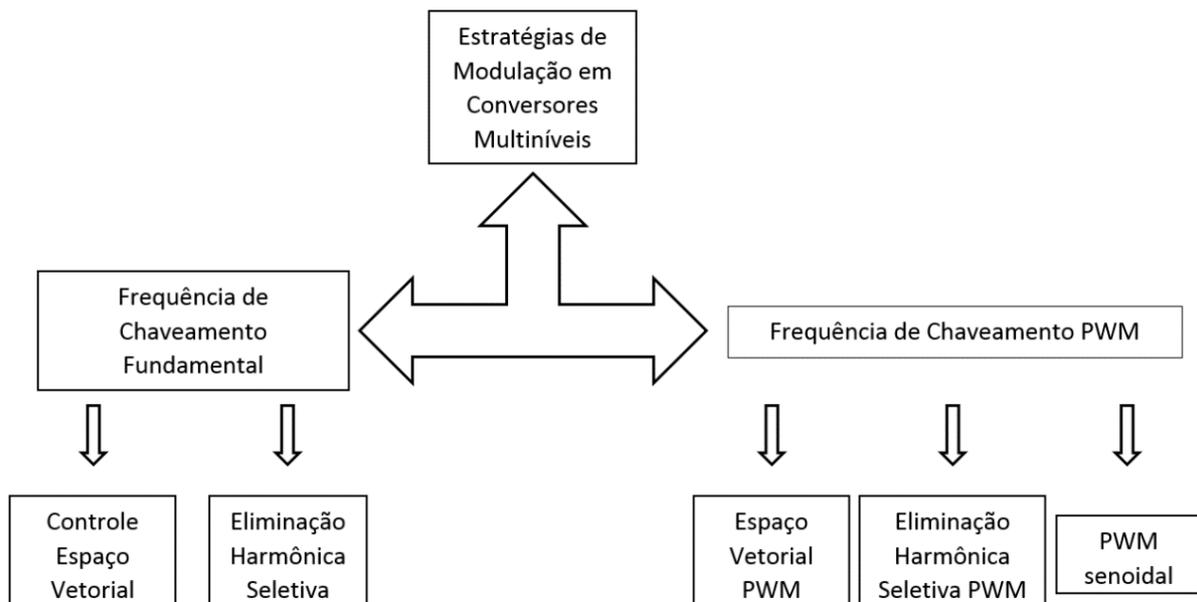
De acordo com a Tabela 12, o DCMC-7L precisa de 90 diodos grampeadores, enquanto a topologia proposta necessita de apenas 24. Ainda, nota-se uma redução de componentes no MLC<sup>2</sup>-5L modular em relação às outras topologias devido à escolha adequada dos estados de chaveamento disponíveis, em função das redundâncias de estado em cada fase, reduzindo as exigências de bloqueio de tensão e, conseqüentemente, a quantidade de componentes.

O próximo capítulo analisa os principais paradigmas de modulação incluindo os prós e contras de cada técnica. O foco principal está nas aplicações industriais mais modernas e práticas dos conversores multiníveis.

## 2. PRINCIPAIS ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO

As metodologias de modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation – PWM*) em conversores multiníveis podem ser classificadas de acordo com a frequência de chaveamento como mostrado na Figura 22 [9]. Os três métodos PWM multiníveis mais discutidos na literatura são PWM multinível baseada em portadora (*Carrier Based PWM – CBPWM*) [78] e [79], modulação espaço vetorial (*Space Vector Modulation – SVM*) [80] e [81], e eliminação seletiva de harmônicos PWM (*Selective Harmonic Elimination PWM – SHE–PWM*) [25] e [22]. Todas as três estratégias de modulação são extensões da técnica PWM tradicional aplicada nos inversores convencionais de dois níveis adaptadas à tecnologia multiníveis.

Figura 22 – Classificação das principais estratégias de modulação aplicadas em conversores multiníveis.



### 2.1 PWM multinível baseada em portadora – CBPWM

A técnica PWM multinível baseada em portadora consiste na comparação de sinais de baixa (referências senoidais) e alta (portadoras triangulares) frequências, resultando em tensões com frequência fixa e largura de pulso variável. Tal estratégia de modulação exige reduzida carga computacional sendo popular e fácil de implementar. Utiliza  $(m - 1)$  portadoras triangulares e três sinais senoidais defasados de  $120^\circ$  relativos as fases  $a$ ,  $b$  e  $c$  dos conversores multiníveis trifásicos [79].

As portadoras definem a frequência de chaveamento e o ciclo de trabalho (*duty cycle*), resulta da comparação entre a portadora com os sinais de referência, enquanto que o sinal modulante determina a amplitude e a frequência da componente fundamental. Conforme o Teorema da Amostragem de Nyquist-Shannon [82], a portadora deve possuir uma frequência, no mínimo, duas vezes maior que o sinal de referência. No entanto, na prática, é necessário, pelo menos, 10 vezes para que se tenha uma boa reprodução do sinal na saída do conversor.

O circuito responsável pela geração dos pulsos para as chaves de potência, a partir da comparação dos sinais modulante (1 para cada fase) com as  $(m - 1)$  portadoras é o modulador (comparador). A largura do pulso na saída do comparador varia de acordo com a amplitude do sinal de referência possibilitando o controle da amplitude da componente fundamental da forma de onda sintetizada pelo conversor através do índice de modulação de amplitude ( $m_a$ ).

As três principais técnicas de modulação multinível baseadas em portadora são PWM sub-harmônica (*Sub-Harmonic PWM – SHPWM*), PWM com injeção do harmônico de terceira ordem (*Third Harmonic Injection PWM – THIPWM*) e PWM com frequência de comutação ideal (*Switching Frequency Optimal PWM – SFOPWM*). A diferença principal das técnicas supracitadas está na forma de onda do sinal modulante como será ilustrado adiante.

### 2.1.1 PWM sub-harmônica (SHPWM)

Para um conversor de  $m$  níveis,  $(m - 1)$  portadoras com mesma frequência  $f_{TRI}$  e mesma amplitude  $V_{TRI}$  são dispostas de tal modo que suas respectivas faixas de amplitude são adjacentes. A forma de onda senoidal do sinal de referência tem amplitude pico a pico  $V_{REF}$ , frequência  $f_{REF}$  e deve ser posicionada entre o conjunto de portadoras, centrada no nível de tensão zero (eixo das abscissas). O sinal de referência é continuamente comparado com cada uma das portadoras. Se o sinal de referência é maior do que o sinal da respectiva portadora, então o dispositivo ativo correspondente a essa portadora é ligado; e, se o sinal de referência é menor do que o sinal da portadora, o dispositivo ativo correspondente a essa portadora é desligado [83].

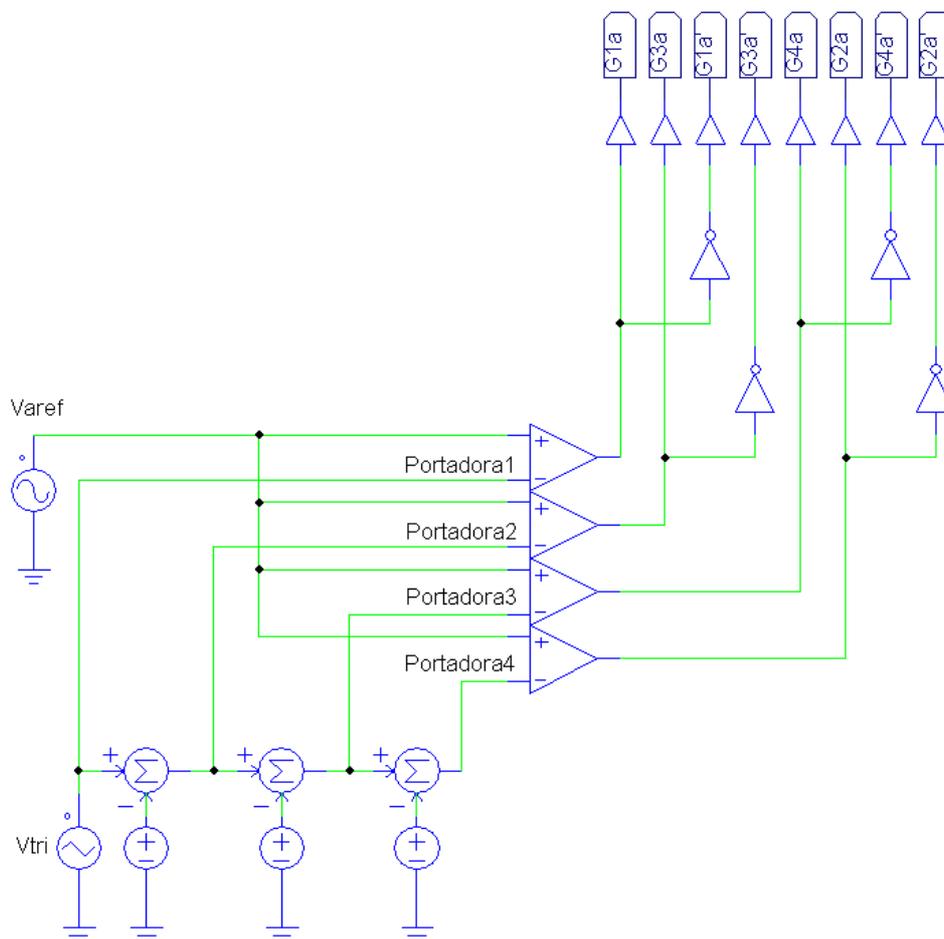
Na SHPWM, o índice de modulação de amplitude ( $m_a$ ) e o índice de modulação de frequência ( $m_f$ ) são definidos nas equações (2. 1) e (2. 2), a seguir:

$$m_a = \frac{V_{REF}}{(m - 1)V_{TRI}} \quad (2. 1)$$

$$m_f = \frac{f_{TRI}}{f_{REF}} \quad (2.2)$$

A Figura 23 ilustra o circuito gerador dos sinais de comando (comparador) para os interruptores da fase *a* do MLC<sup>2</sup>-5L modular (Figura 20) utilizando SHPWM. O modulador pode ser aplicado nos conversores multiníveis em geral, desde que seja respeitada a lógica de chaveamento de cada conversor.

Figura 23 – Modulador SHPWM multinível com seus respectivos sinais de pulso conectados às chaves de potência do ramo de fase *a* do MLC<sup>2</sup>-5L modular (Figura 20).

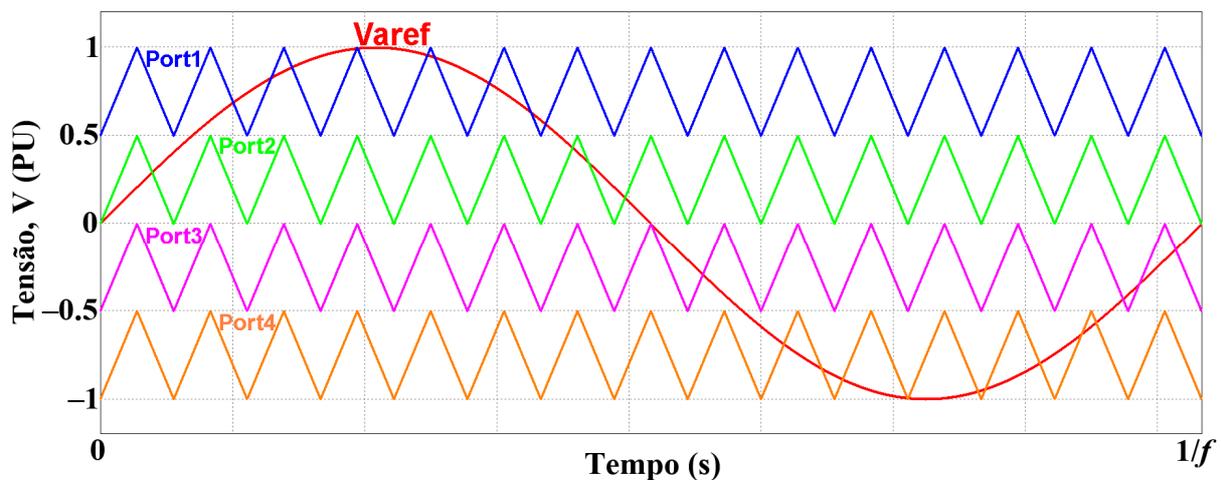


É importante ressaltar que a ordem das portadoras contidas nos limites da referência senoidal ( $V_{aref}$ ) está diretamente associada aos níveis de tensão produzidos pelo conversor, logo a portadora com maior nível CC (portadora1) controla a chave  $T_{1a}$ , a qual possibilita a síntese do nível de tensão  $2V_{dc}$ ; a seguinte (portadora2), comanda  $T_{3a}$ , habilitando a produção do nível de tensão  $V_{dc}$ , e assim por diante. Desta forma, o conversor é chaveado em  $2V_{dc}$  quando a referência é maior que todas as portadoras (portadoras 1, 2, 3 e 4);  $V_{dc}$ , quando a referência é maior que as portadoras seguintes (Portadoras 2, 3 e 4); 0, quando a referência é

maior que as portadoras 3 e 4;  $-V_{dc}$ , quando a referência é maior que a portadora 4 e  $-2V_{dc}$ , quando a referência é menor que todas as portadoras. Vale lembrar que as chaves  $T_{1a}$ ,  $T_{2a}$ ,  $T_{3a}$  e  $T_{4a}$  operam em complementariedade com as chaves  $T_{1a}'$ ,  $T_{2a}'$ ,  $T_{3a}'$  e  $T_{4a}'$ , conforme ilustrado na Figura 23.

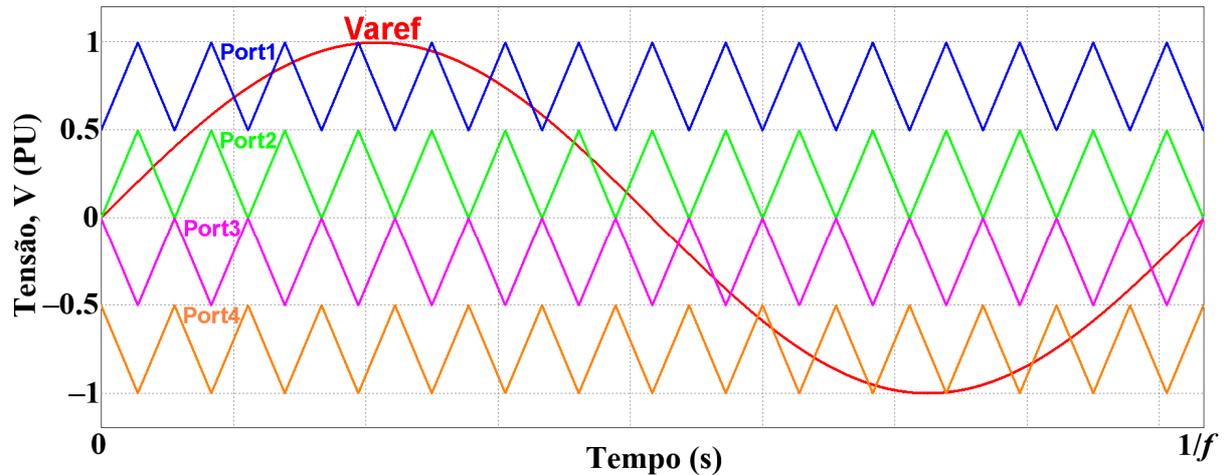
A SHPWM é dividida em categorias de acordo com a disposição das  $(m - 1)$  portadoras. Assim, tem-se modulação com portadoras dispostas em fase (*Phase Disposition – PD*), que fornece formas de ondas com distorção harmônica menores em altos índices de modulação (Figura 24); modulação com portadoras dispostas em oposição de fase (*Phase Opposition Disposition – POD*), onde as portadoras negativas estão dispostas com  $180^\circ$  de defasagem das portadoras positivas (Figura 25); e modulação com portadoras dispostas em oposição alternada de fase (*Alternative Opposition Disposition – APOD*), no qual a defasagem de  $180^\circ$  das portadoras é consecutiva, isto é, as portadoras adjacentes são deslocadas  $180^\circ$  um em relação à outra (Figura 26).

Figura 24 – Modulação com as portadoras dispostas em fase (*Phase Disposition – PD*) referente à fase  $a$  do MLC<sup>2</sup>-5L modular com  $m_a = 1,0$ .



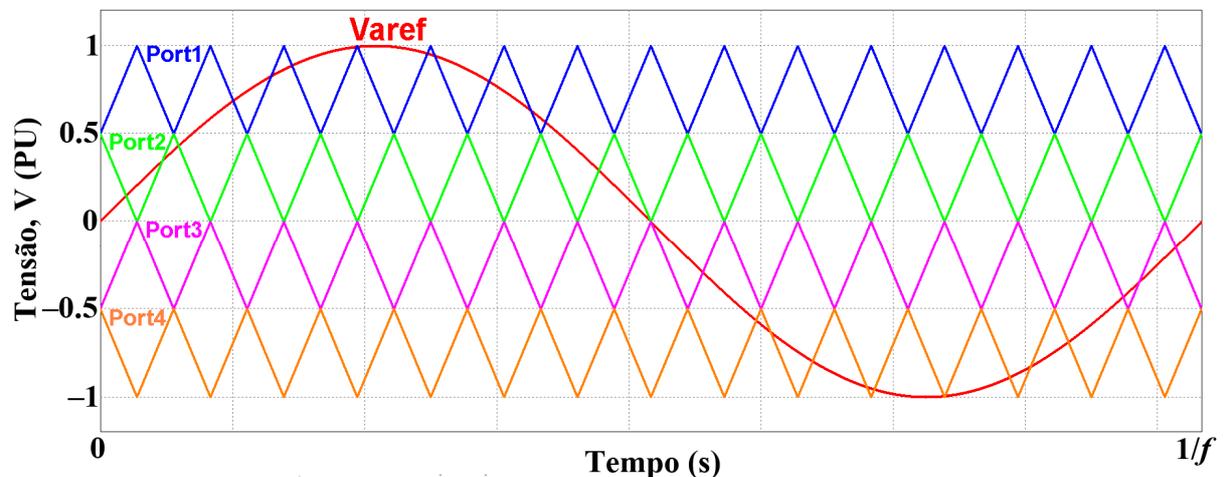
A principal diferença da modulação POD para a modulação PD encontra-se na distorção harmônica total (DHT) presente na tensão de linha dos conversores. Embora as duas modulações proporcionem aproximadamente a mesma DTH na tensão de fase, a modulação com as portadoras em fase possibilita um melhor cancelamento das harmônicas de sequência zero (múltiplas de 3) na tensão de linha, proporcionando uma DTH na tensão de linha mais baixa do que a modulação com as portadoras em oposição de fase [84].

Figura 25 – Modulação com as portadoras dispostas em oposição de fase (*Phase Opposition Disposition – POD*) relativa à fase  $a$  do  $\text{MLC}^2\text{-5L}$  modular com  $m_a = 1,0$ .



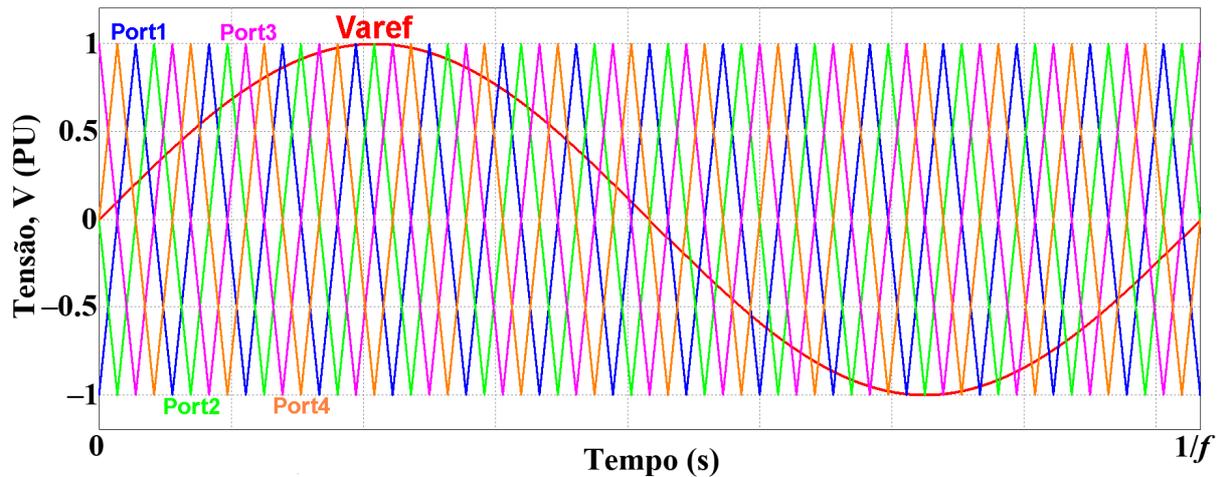
Ainda, a POD apresenta melhores resultados em relação à DHT em baixos índices de modulação. Diferentemente da PD, a POD não sintetiza harmônicos na frequência da portadora e em seus múltiplos, desta forma a dispersão harmônica incide ao redor destes.

Figura 26 – Modulação com as portadoras dispostas em oposição alternada de fase (*Alternative Phase Opposition Disposition – APOD*) referente à fase  $a$  do  $\text{MLC}^2\text{-5L}$  modular com  $m_a = 1,0$ .



Além disso, existe uma modulação onde as portadoras deslocam-se entre si de um ângulo fixo (*Phase Shifted – PS*) (Figura 27). A modulação PS também emprega  $(m - 1)$  portadoras, todas com nível médio nulo e mesma frequência e amplitude pico a pico [79]. As portadoras são deslocadas entre si de  $360^\circ/(m - 1)$ . Esta característica proporciona a mesma qualidade na tensão de saída que as modulações anteriores, com resultados semelhantes em termos de DHT.

Figura 27 – Modulação com as portadoras com deslocamento de fase (*Phase Shifted – PS*) relativa à fase  $a$  do  $MLC^2-5L$  com  $m_a = 1,0$ .



A filtragem da tensão de saída produzida com a modulação PS se torna mais simples, uma vez que as componentes harmônicas dominantes se concentram em torno da frequência  $(m - 1) f_{TRI}$ , aumentando a ordem das componentes harmônicas na tensão de saída. Em contrapartida o número de comutações é maior, elevando as perdas por chaveamento.

A modulação PS apresenta ainda, tipicamente, uma distribuição de perdas equilibrada entre os semicondutores de potência. Esta característica é de grande importância para o projeto dos sistemas de refrigeração natural, com ventilação forçada ou com circulação de fluidos, necessários para a dissipação do calor gerado na condução e na comutação dos interruptores.

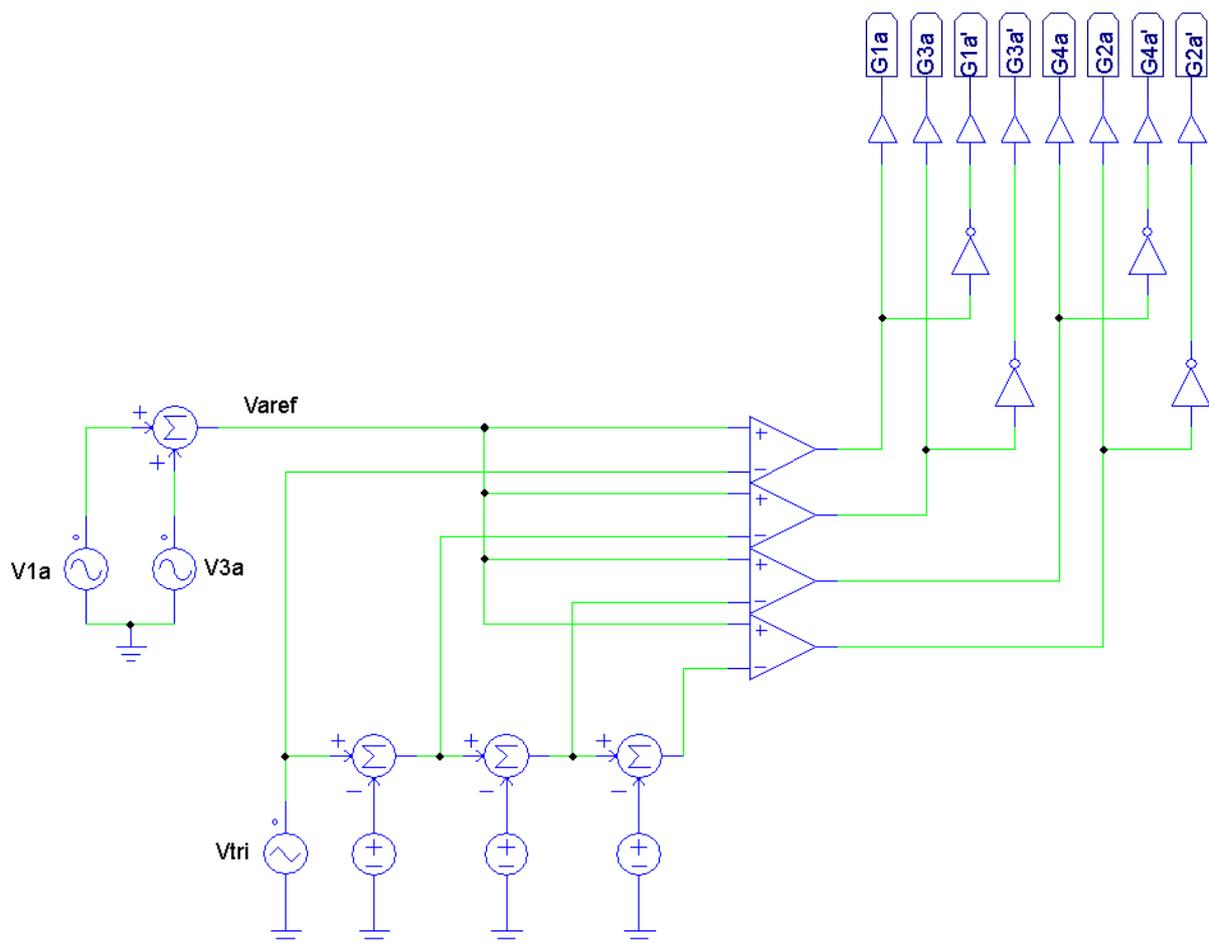
Pode-se verificar que todas as modalidades SHPWM possuem aproximadamente o mesmo conteúdo harmônico na tensão de fase, diferindo apenas na frequência onde estão concentradas as componentes harmônicas mais relevantes. Este fato fica evidente na DHT das tensões de linha, onde o cancelamento de harmônicas favorece a modulação PD, pois esta modulação concentra as maiores componentes em frequências nas quais ocorre o cancelamento quando uma fase é subtraída da outra. Quando a análise da distorção harmônica leva em consideração as componentes harmônicas individuais, atribuindo menor peso às harmônicas de maior ordem, a modulação PS se apresenta com excelente desempenho. Na modulação PS a frequência das harmônicas mais relevantes depende da frequência de comutação e também do número de níveis do conversor, portanto quanto maior o número de níveis do conversor maior a ordem das harmônicas. As perdas de comutação proporcionadas pelas modulações com portadoras defasadas pelo seu nível médio (PD, POD, APOD) são aproximadamente iguais. A modulação PS, devido ao número de comutações mais elevado, apresenta maiores perdas do que as outras opções de modulação [84] e [21] considerando operação na mesma frequência de chaveamento.

### 2.1.2 PWM com injeção do harmônico de terceira ordem (THIPWM)

A fim de otimizar a utilização do barramento CC na operação com altos índices de modulação ( $m_a$ ), o sinal senoidal pode ser somado à componente harmônica de terceira ordem resultando no sinal modulante da THIPWM [9].

A Figura 28 ilustra os circuitos geradores do sinal modulante ( $V_{\text{aref}}$ ) e dos pulsos de comando ( $G_{1a}$ ,  $G_{2a}$ ,  $G_{3a}$ ,  $G_{4a}$ ,  $G_{1a}'$ ,  $G_{2a}'$ ,  $G_{3a}'$ ,  $G_{4a}'$ ) para os interruptores da fase  $a$  do MLC<sup>2</sup>-5L modular utilizando a estratégia THIPWM.

Figura 28 – Modulador THIPWM multinível com seus respectivos sinais de pulso conectados às chaves de potência do ramo de fase  $a$  do MLC<sup>2</sup>-5L modular (Figura 20).



De acordo com a Figura 28, o sinal modulante  $V_{\text{aref}}$  é igual à soma da componente fundamental com o terceiro harmônico, assim o sinal modulante é representado pela equação (2. 3). As equações (2. 4) e (2. 5) definem os sinais de modulantes  $V_{\text{bref}}$  e  $V_{\text{cref}}$  para as fases  $b$  e  $c$ , respectivamente.

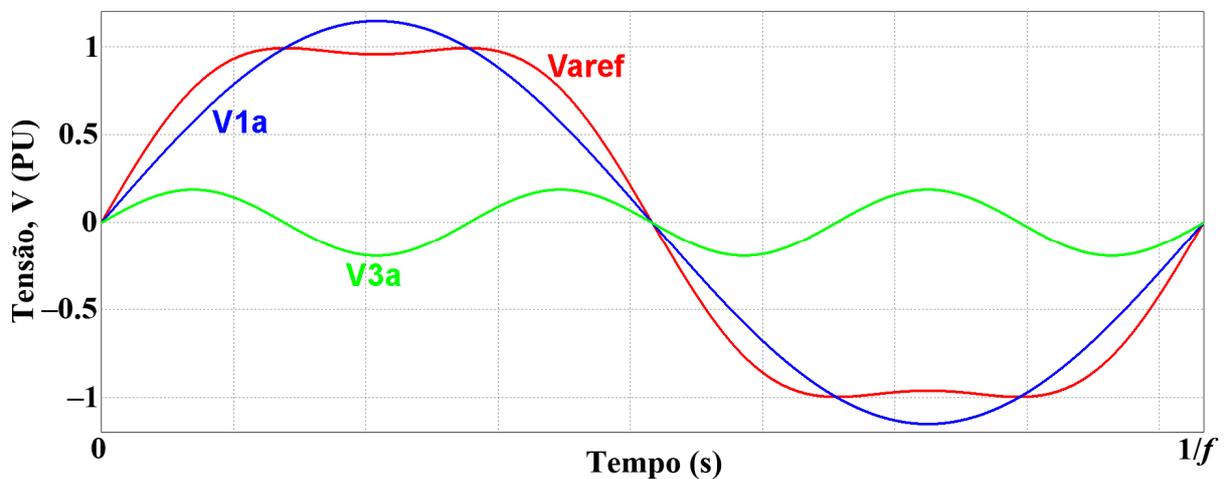
$$V_{aref} = V_{1a} \cos(\omega t) + V_3 \cos(3\omega t) \quad (2.3)$$

$$V_{bref} = V_{1b} \cos(\omega t + 2\pi/3) + V_3 \cos(3\omega t) \quad (2.4)$$

$$V_{cref} = V_{1c} \cos(\omega t + 4\pi/3) + V_3 \cos(3\omega t) \quad (2.5)$$

A Figura 29 ilustra graficamente o sinal  $V_{aref}$ . Vale lembrar que a harmônica de terceira ordem (sequência zero) é excluída na tensão de linha e deve ser a mesma em todas as fases. Desta forma, a estratégia THIPWM aplica-se em cargas trifásicas. Nota-se que o método THIPWM tem uma implementação semelhante ao SHPWM, diferindo apenas na forma de onda do sinal modulante de referência.

Figura 29 – Composição do sinal modulante ( $V_{aref}$ ) da THIPWM relativo à fase  $a$  com  $m_a = 1,15$  constituído da soma entre as componentes fundamental ( $V_{1a}$ ) e de terceira ordem ( $V_{3a}$ ).



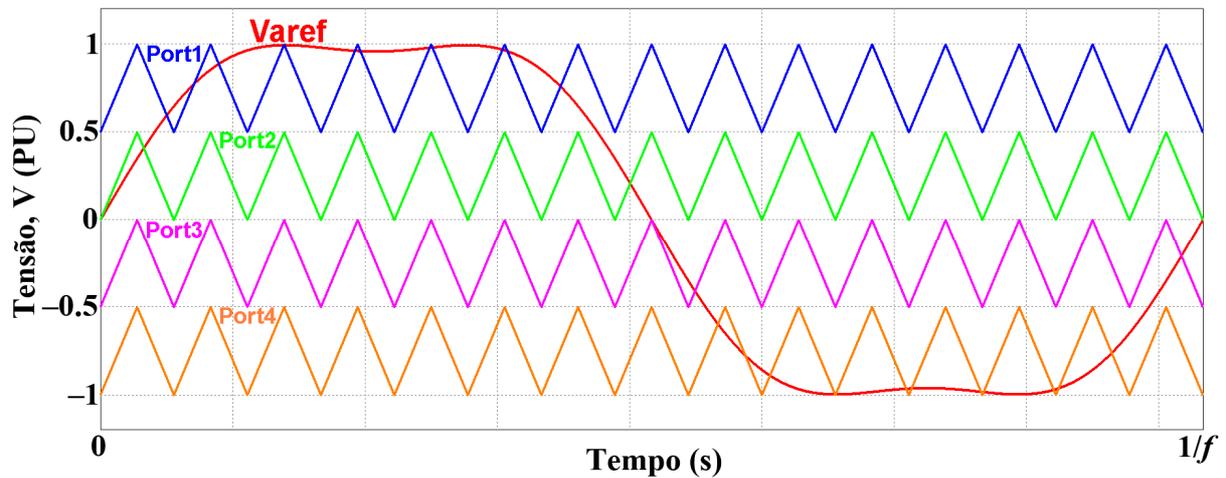
Na THIPWM os sinais de referência possuem alguma margem para índice de modulação de amplitude igual a um. A utilização do barramento CC na THIPWM é melhor que na SHPWM na região linear de modulação. A utilização do barramento CC é a relação entre a tensão da componente fundamental do sinal de saída e a tensão do barramento CC [9].

A técnica THIPWM permite um aumento no índice de modulação da ordem de 15% sem que a região de sobremodulação seja atingida, quando a amplitude da componente harmônica de terceira ordem for 1/6 da magnitude da componente fundamental [85], logo o índice de modulação de amplitude assume um valor máximo de 1,15. A equação (2.6) representa a assertiva supracitada [86].

$$V_{aref} = 1.15V_{1a} \cos(\omega t) + 0.19V_{1a} \cos(3\omega t) \quad (2.6)$$

A Figura 30 esboça o sinal modulante de referência THIPWM (Figura 29) para a fase  $a$  do MLC<sup>2</sup>-5L modular (Figura 20) e suas respectivas portadoras com  $m_a = 1,15$ .

Figura 30 – Sinal modulante THIPWM ( $V_{aref}$ ) e suas respectivas portadoras adjacentes referentes a fase  $a$  do MLC<sup>2</sup>-5L modular (Figura 20).



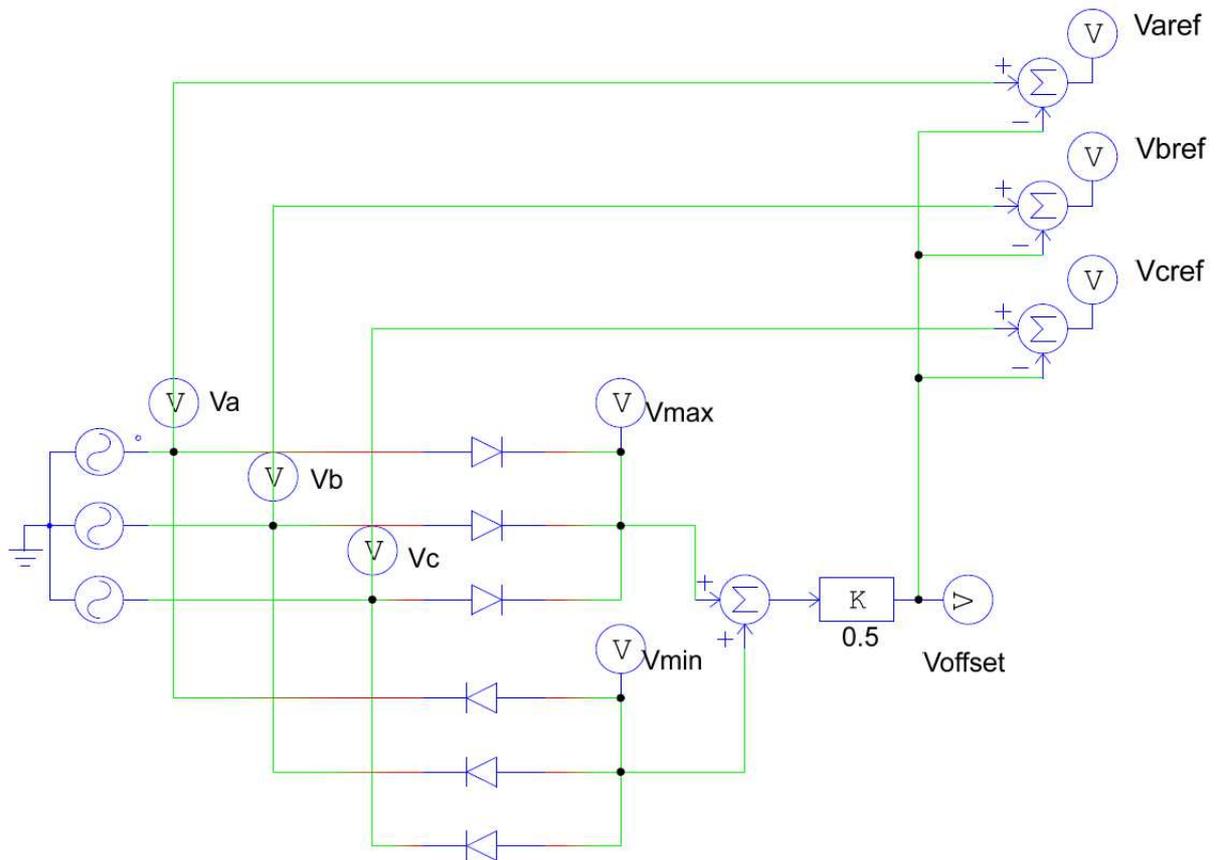
### 2.1.3 PWM com frequência de comutação ideal (SFOPWM)

Outro método baseado em portadora que foi estendido para aplicações multiníveis é denominado SFOPWM [87]. É similar ao SHPWM exceto que um sinal de tensão de sequência zero (harmônicas triplas) muito semelhante a uma onda triangular é adicionado às referências originais para produzir o sinal modulante.

O objetivo da SFOPWM é diminuir o valor absoluto das três moduladoras em cada instante de tempo. Esta modulação tem as mesmas propriedades da THIPWM em relação à utilização do barramento CC e operação linear até o limite de índice de modulação igual a 1,15 sem que a região de sobremodulação seja atingida. Apresenta também características semelhantes à SHPWM referentes à lógica de chaveamento.

A Figura 31 ilustra o circuito gerador dos sinais modulantes empregando SFOPWM. Analisando a Figura 31, conclui-se que o método SFOPWM utiliza a média aritmética entre os valores máximo e mínimo instantâneos ( $V_a^*$ ,  $V_b^*$  e  $V_c^*$ ) das senoides originais com o intuito de produzir o sinal  $V_{offset}$ . As formas de onda modulantes ( $V_{aref}$ ,  $V_{bref}$  e  $V_{cref}$ ) são sintetizadas através da diferença entre as senoides originais ( $V_a$ ,  $V_b$  e  $V_c$ ) e a forma de onda quase triangular  $V_{offset}$ .

Figura 31 – Circuito gerador dos sinais modulantes de referência SFOPWM, ( $V_{aref}$ ,  $V_{bref}$  e  $V_{cref}$ ).



As equações (2. 7), (2. 8), (2. 9) e (2. 10) descrevem a formação dos principais sinais utilizados na estratégia SFOPWM.

$$V_{offset} = \frac{\max(V_a^*, V_b^*, V_c^*) + \min(V_a^*, V_b^*, V_c^*)}{2} \quad (2. 7)$$

$$V_{aref} = V_a - V_{offset} \quad (2. 8)$$

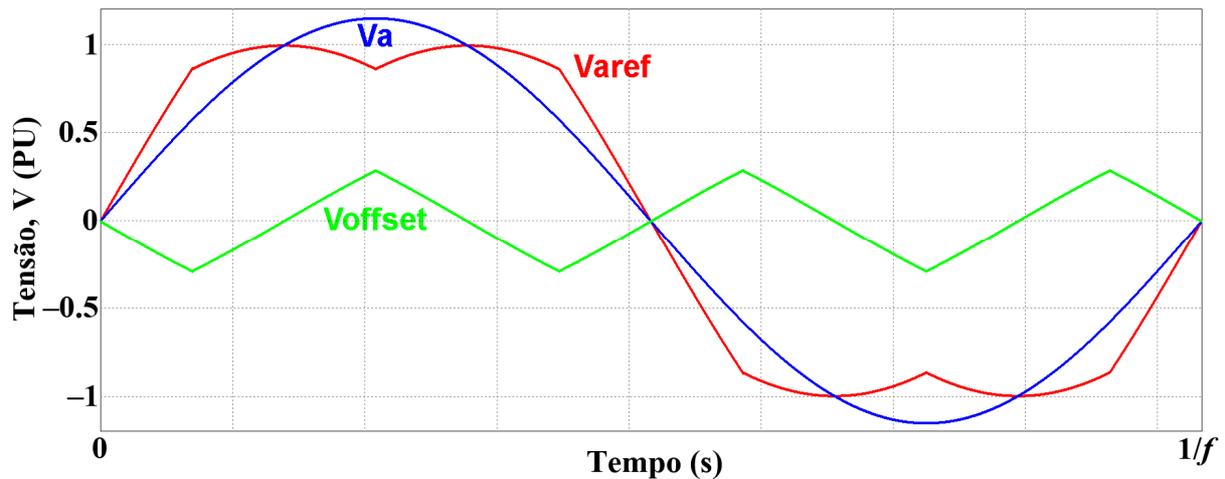
$$V_{bref} = V_b - V_{offset} \quad (2. 9)$$

$$V_{cref} = V_c - V_{offset} \quad (2. 10)$$

A adição de  $V_{offset}$  centra as três novas referências entre as portadoras. Os sinais modulantes desta técnica são equivalentes às referências empregadas na SVPWM (*Space Vector PWM*) [88], [89] e [90].

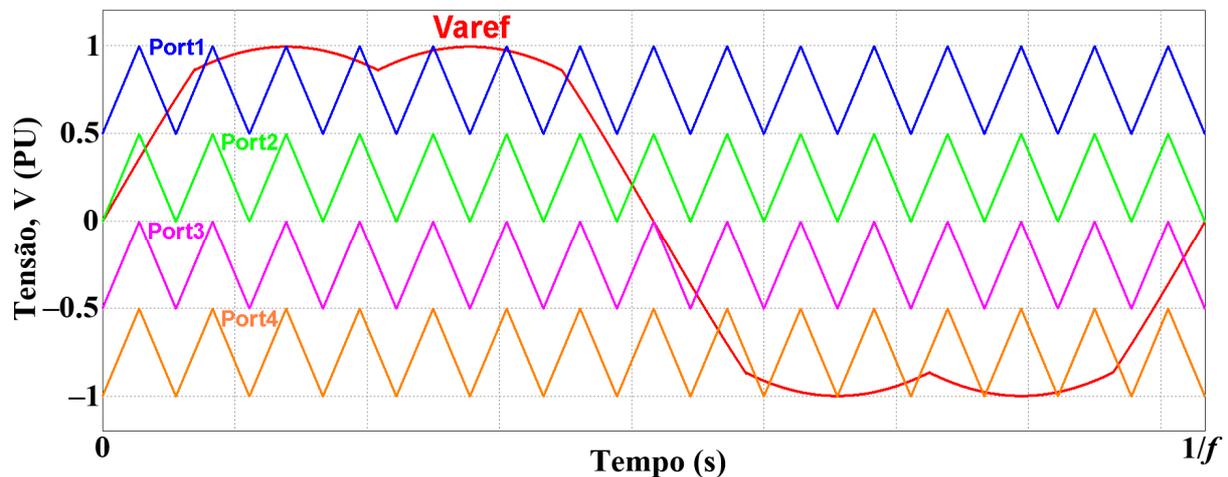
A Figura 32 apresenta a constituição do sinal modulante da técnica SFOPWM para a fase *a* do MLC<sup>2</sup>-5L modular e a Figura 33 ilustra suas respectivas portadoras com índice de modulação de amplitude igual a 1,15.

Figura 32 – Composição do sinal modulante SFOPWM ( $V_{\text{aref}}$ ) com  $m_a = 1,15$ .



Nas estratégias de modulação baseadas em portadoras explicadas nesta seção, as chaves de potência do ramo principal do MLC<sup>2</sup>-5L modular apresentam maiores frequências de modulação em relação aos interruptores semicondutores que constituem o ramo interno (MCU). Tal característica é indesejável na modulação do MLC<sup>2</sup>-5L modular pois justamente as chaves que suportam maiores esforços de tensão são as que apresentam maiores frequências de chaveamento.

Figura 33 – Sinal modulante SFOPWM e portadoras adjacentes para o MLC<sup>2</sup>-5L modular com  $m_a = 1,15$ .



Ainda, tais técnicas devem operar em altas frequências da ordem de kHz, aumentando consideravelmente as perdas de chaveamento, relevantes nas aplicações em média tensão. Desta forma, as técnicas de modulação baseadas em portadoras não foram empregadas no MLC<sup>2</sup>-7L modular. Contudo, estes métodos de modulação facilitam o projeto de filtros, pois os sinais sintetizados pelo conversor não apresentam harmônicos de baixa

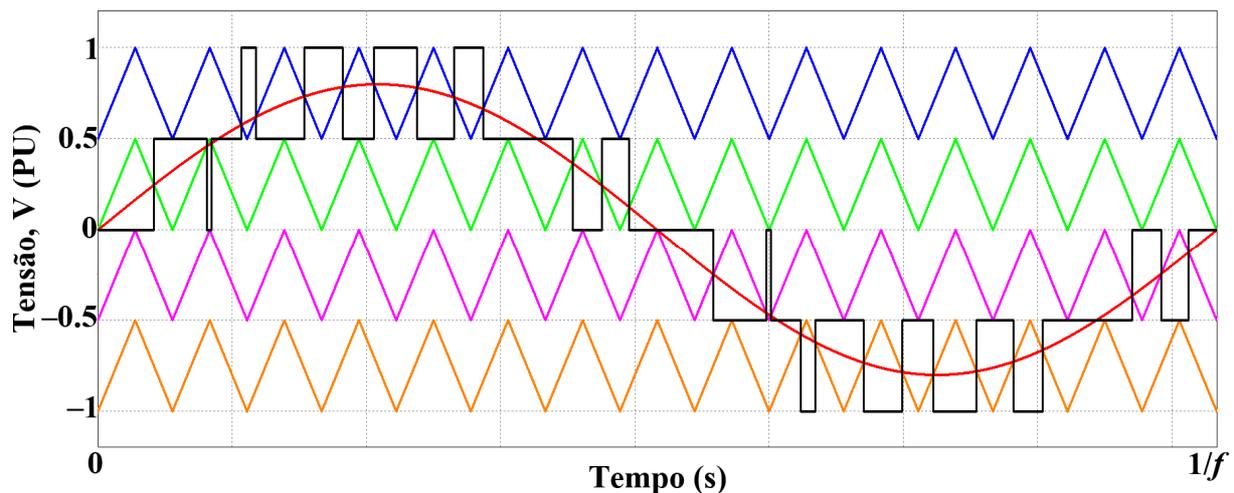
ordem no espectro de frequência. Normalmente, o conteúdo harmônico localiza-se nas frequências múltiplas da portadora ou ao redor destas.

Diante do exposto, métodos para equilibrar ou reduzir as comutações dos dispositivos de chaveamentos são fundamentais. Tais métodos visam reduzir a DHT do sinal de tensão de saída dos conversores multiníveis, diminuir perdas de chaveamento, condução e aquecimento. Um procedimento para equilibrar as comutações dos dispositivos semicondutores utiliza diferentes frequências para as portadoras triangulares associadas as chaves de potências [78].

#### 2.1.4 Efeito do índice de modulação na utilização dos níveis de tensão

Para índices de modulação de baixa amplitude, um conversor multinível não fará uso de todos os seus níveis e em índices de modulação muito baixos opera como se fosse um conversor tradicional de dois níveis (conversores com número de níveis par) ou um conversor de três níveis (conversores com número de níveis ímpar). A Figura 34 ilustra o sinal modulante senoidal com quatro portadoras adjacentes dispostas em fase e a forma de onda de cinco níveis sintetizada pelo  $MLC^2-5L$  modular através do emprego da estratégia PD SHPWM com índice de modulação de amplitude ( $m_a$ ) de 0,8; enquanto que na Figura 35, o índice de modulação é igual a 0,4.

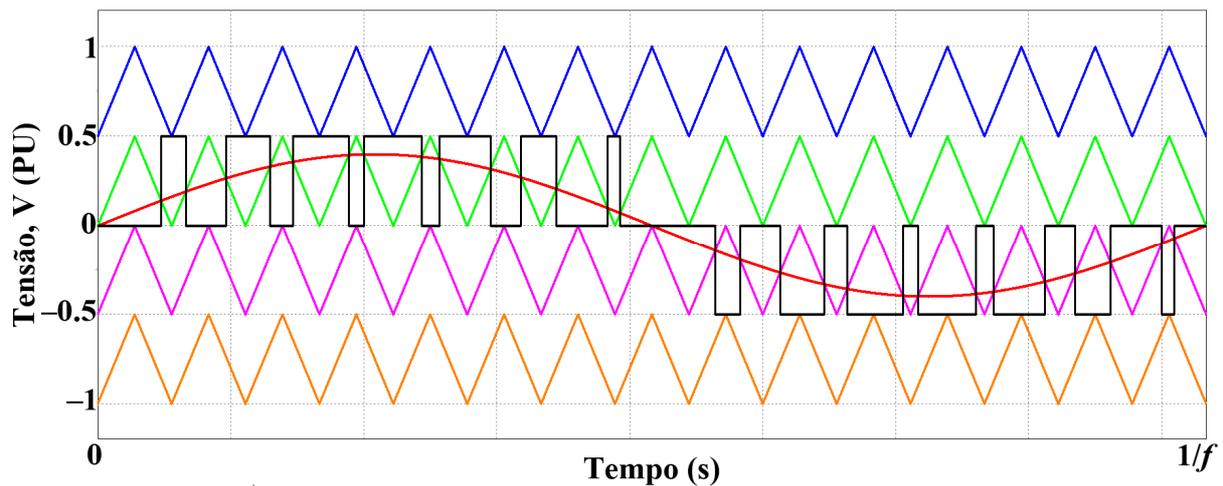
Figura 34 – Efeito do índice de modulação na utilização dos níveis de tensão do  $MLC^2-5L$  modular empregando PD SHPWM e  $m_a = 0,8$ .



Na Figura 34 nota-se que todos os interruptores ( $T_{1a}$ ,  $T_{2a}$ ,  $T_{3a}$ ,  $T_{4a}$ ,  $T_{1a'}$ ,  $T_{2a'}$ ,  $T_{3a'}$  e  $T_{4a'}$ ) ilustrados na Figura 20 são utilizadas possibilitando a geração dos cinco níveis de tensão na forma de onda sintetizada pelo conversor. Contudo, na Figura 35 os interrupto-

res  $T_{1a}$  e  $T_{2a}'$  permanecem abertos durante todo o período  $1/f$  não conectando os níveis inferior ( $-2V_{dc}$ ) e superior ( $2V_{dc}$ ) à saída. Desta forma, o  $MLC^2-5L$  modular consegue sintetizar apenas os níveis intermediários ( $-V_{dc}$ ,  $0$  e  $V_{dc}$ ) produzindo uma forma de onda com três níveis de tensão.

Figura 35 – Efeito do índice de modulação na utilização dos níveis de tensão do  $MLC^2-5L$  modular empregando PD SHPWM e  $m_a = 0,4$ .



A inequação (2. 11) define o índice de modulação mínimo ( $m_{amín}$ ), para que um conversor de  $m$  níveis seja controlado através da técnica SHPWM fazendo uso de todos os seus níveis. Para calcular o  $m_{amín}$  das estratégias THIPWM e SFOPWM basta multiplicar a inequação (2. 11) pelo fator 1,15.

$$m_{amín} > \frac{m - 3}{m - 1} \quad (2. 11)$$

A Tabela 13 lista o índice de modulação mínimo que possibilita aos conversores multiníveis utilizar todas as suas chaves semicondutoras de potência e, conseqüentemente, sintetizar todos os níveis disponíveis empregando as técnicas de modulação baseadas em portadora (SHPWM, THIPWM e SFOPWM).

Como ilustrado na Tabela 13, quando conversores multiníveis operam com índices de modulação menores que  $m_{amín}$ , nem todos os seus níveis são sintetizados no sinal de saída permanecendo em um estado não utilizado. A Tabela 13 também mostra que o número de níveis  $m$  do conversor multinível varia em proporção direta com o índice de modulação mínimo; assim quanto maior for  $m$ , menor será o limite de operação do conversor sintetizando todos os seus  $m$  níveis disponíveis. Desta forma, o intervalo de operação de

um conversor de 7 níveis fica limitado entre 0,67 e 1,0 (SHPWM) ou 0,77 e 1,15 (THIPWM e SFOPWM).

Tabela 13 –  $m_{amín}$  e  $m_{amáx}$  para as estratégias de modulação baseadas em portadora.

Níveis de Tensão ( $m$ )	SHPWM		THIPWM e SFOPWM	
	$m_{amín}$	$m_{amáx}$	$m_{amín}$	$m_{amáx}$
3	> 0,00	1,00	> 0,00	1,15
5	> 0,50	1,00	> 0,58	1,15
7	> 0,67	1,00	> 0,77	1,15

Existem técnicas baseadas em portadora para fazer uso dos múltiplos níveis durante períodos de baixa modulação empregando os estados redundantes disponíveis nos conversores de modo que a utilização dos dispositivos ativos é mais equilibrada entre os níveis. Essencialmente, estes métodos reduzem os esforços de comutação em alguns dos níveis internos através da utilização dos níveis de tensão externos não utilizados, os quais aumentam com a diminuição do índice de modulação de amplitude [91].

## 2.2 Modulação espaço vetorial – SVM

A modulação vetorial espacial (*Space Vector Modulation – SVM*) baseia-se na determinação dos períodos em que os dispositivos semicondutores do conversor permanecem nos estados ligado e desligado em função da posição instantânea do vetor de referência trifásica ( $\vec{V}_{ref}$ ). A técnica PWM multinível espaço vetorial foi proposta pela primeira vez por [92].

A modulação SVM define cada estado de chaveamento de um conversor como um ponto no espaço complexo ( $\alpha, \beta$ ) (vetores espaciais estacionários) enquanto um fasor rotacional na frequência fundamental ( $\vec{V}_{ref}$ ) é amostrado dentro do período de chaveamento [21].

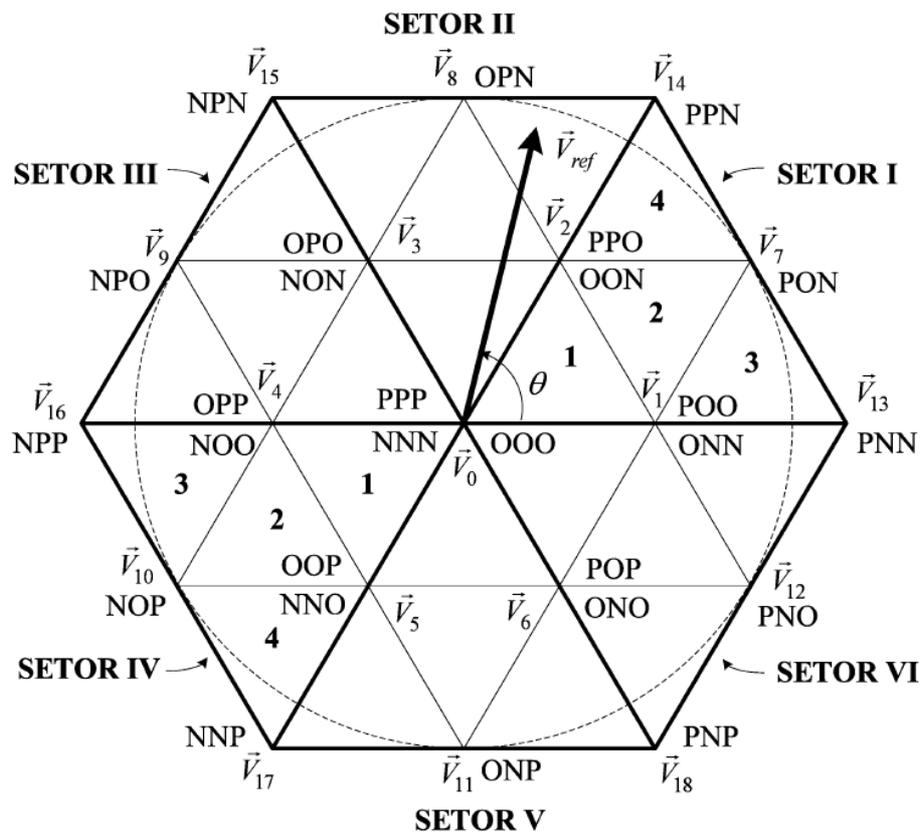
Dentre as principais vantagens da estratégia SVM destacam-se modulação trifásica e equilibrada, redução do número de comutações dos interruptores e perdas de chaveamento, possibilidade de modulação senoidal, baixa distorção harmônica e aumento do índice de modulação de amplitude [93].

Essencialmente, a implementação da modulação SVM em conversores pode ser dividida em etapas: definição dos possíveis vetores espaciais e seus correspondentes estados de chaveamento, identificação dos setores e suas respectivas regiões, cálculo dos tempos de chaveamento aplicados nos três vetores mais próximos do vetor de referência e determinação das sequências de chaveamento dos interruptores semicondutores de potência.

Os valores instantâneos das variáveis trifásicas ( $V_a(\theta)$ ,  $V_b(\theta)$  e  $V_c(\theta)$ ) são indicados no eixo trifásico estacionário e são definidos pelas equações (2. 12) a (2. 17). Os vetores espaciais permanecem fixos e, por isso, são denominados vetores estacionários. O vetor de referência ( $\vec{V}_{ref}$ ) apresentado na Figura 36 e determinado pelas equações (2. 18) e (2. 19) tem sua origem na intersecção dos eixos trifásicos estacionários e apresenta módulo limitado pela intersecção das projeções ortogonais dos valores instantâneos trifásicos e gira com uma velocidade angular síncrona ( $\omega$ ) sendo deslocado de um ângulo  $\theta$  em relação ao eixo direto. Cada ponto no plano espaço vetorial representa uma saída trifásica particular do conversor multinível, contendo informações dos níveis de tensões das três fases.

Um conjunto de eixos complexos ortogonais ( $\alpha$ ,  $\beta$ ), conforme ilustrado na Figura 37 é superposto à representação trifásica, assim o vetor de referência pode ser representado por componentes nos dois eixos ortogonais conforme equação (2. 20).

Figura 36 – Diagrama espaço vetorial para conversores trifásicos de três níveis.



$$\vec{V}_a = V_a(\theta) \neq 0 \quad (2. 12)$$

$$V_a(\theta) = V \cos(\theta) \quad (2. 13)$$

$$\vec{V}_b = V_b(\theta) \neq 120 \quad (2. 14)$$

$$V_b(\theta) = V \cos(\theta + 120) \quad (2.15)$$

$$\vec{V}_c = V_c(\theta) \angle 240 \quad (2.16)$$

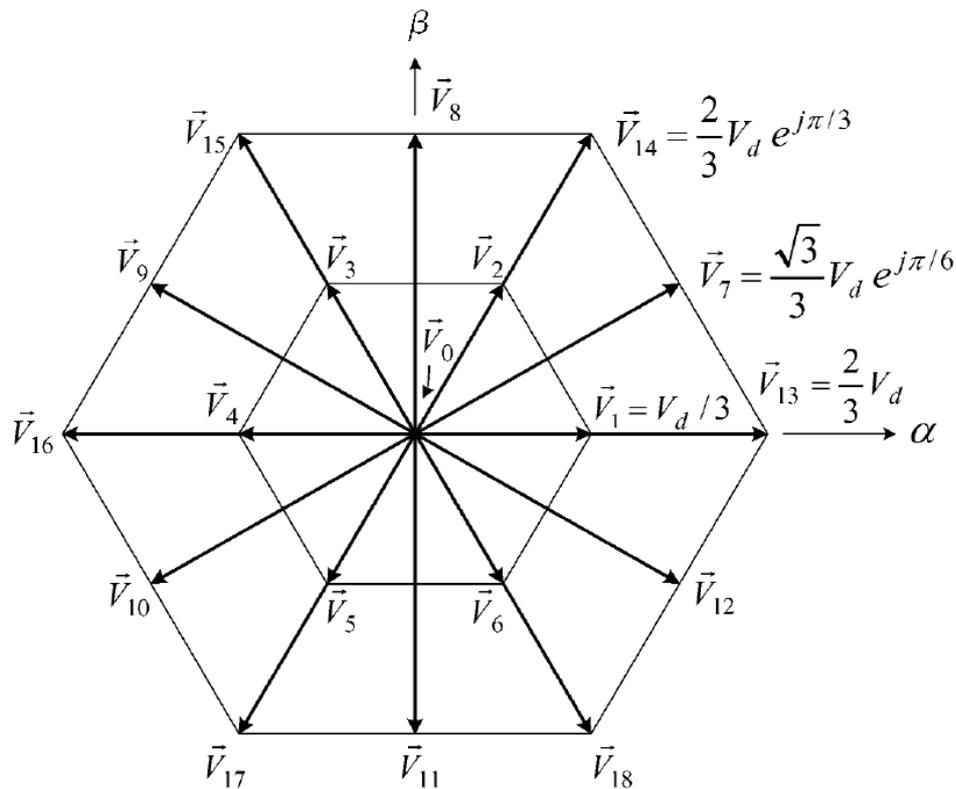
$$V_c(\theta) = V \cos(\theta + 240) \quad (2.17)$$

$$\vec{V}_{ref} = \vec{V}_a + \vec{V}_b + \vec{V}_c \quad (2.18)$$

$$\vec{V}_{ref} = V_{ref} e^{j\theta} \quad (2.19)$$

$$\vec{V}_{ref} = \vec{V}_\alpha + j\vec{V}_\beta \quad (2.20)$$

Figura 37 – Vetores espaciais estacionários para conversores de 3 níveis.



A Tabela 14 lista os 27 ( $3^3$ ) possíveis estados de chaveamento combinando as saídas das fases  $a$ ,  $b$  e  $c$ , respectivamente, dos quais 19 estados são efetivos e 8 são redundantes. A Figura 37 apresenta os 19 vetores espaciais estacionários empregados nos conversores de três níveis. O número de possíveis estados nulos é igual ao número de níveis  $m$ . Cada estado de chaveamento está associado a um vetor espacial estacionário. O nível P indica nível de tensão  $V_{dc}$  à saída; 0, tensão nula e N,  $-V_{dc}$ .

Tabela 14 – Vetores espaciais e seus respectivos estados de chaveamento para conversores trifásicos de três níveis.

Vetor espacial estacionário	Estado de chaveamento	Módulo e ângulo dos vetores	Classificação vetorial
-----------------------------	-----------------------	-----------------------------	------------------------

$\vec{V}_0$	[PPP] [000] [NNN]				0	Vetor nulo
	Tipo P		Tipo N			Vetor menor
$\vec{V}_1$	$\vec{V}_{1P}$	[P00]	$\vec{V}_{1N}$	[0NN]	$\frac{1}{3}V_{CC}$	
$\vec{V}_2$	$\vec{V}_{2P}$	[PP0]	$\vec{V}_{2N}$	[00N]	$\frac{1}{3}V_{CC}e^{j\frac{\pi}{3}}$	
$\vec{V}_3$	$\vec{V}_{3P}$	[0P0]	$\vec{V}_{3N}$	[N0N]	$\frac{1}{3}V_{CC}e^{j\frac{2\pi}{3}}$	
$\vec{V}_4$	$\vec{V}_{4P}$	[0PP]	$\vec{V}_{4N}$	[N00]	$\frac{1}{3}V_{CC}e^{j\pi}$	
$\vec{V}_5$	$\vec{V}_{5P}$	[00P]	$\vec{V}_{5N}$	[NN0]	$\frac{1}{3}V_{CC}e^{j\frac{4\pi}{3}}$	
$\vec{V}_6$	$\vec{V}_{6P}$	[P0P]	$\vec{V}_{6N}$	[0N0]	$\frac{1}{3}V_{CC}e^{j\frac{5\pi}{3}}$	
$\vec{V}_7$	[P0N]				$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{CC}e^{j\frac{\pi}{6}}$	
$\vec{V}_8$	[0PN]				$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{CC}e^{j\frac{\pi}{2}}$	
$\vec{V}_9$	[NP0]				$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{CC}e^{j\frac{5\pi}{6}}$	
$\vec{V}_{10}$	[N0P]				$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{CC}e^{j\frac{7\pi}{6}}$	
$\vec{V}_{11}$	[0NP]				$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{CC}e^{j\frac{3\pi}{2}}$	
$\vec{V}_{12}$	[PN0]				$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{CC}e^{j\frac{11\pi}{6}}$	
$\vec{V}_{13}$	[PNN]				$\frac{2}{3}V_{CC}$	
$\vec{V}_{14}$	[PPN]				$\frac{2}{3}V_{CC}e^{j\frac{\pi}{3}}$	
$\vec{V}_{15}$	[NPN]				$\frac{2}{3}V_{CC}e^{j\frac{2\pi}{3}}$	
$\vec{V}_{16}$	[NPP]				$\frac{2}{3}V_{CC}e^{j\pi}$	
$\vec{V}_{17}$	[NNP]				$\frac{2}{3}V_{CC}e^{j\frac{4\pi}{3}}$	
$\vec{V}_{18}$	[PNP]				$\frac{2}{3}V_{CC}e^{j\frac{5\pi}{3}}$	

A Figura 38 apresenta o procedimento para cálculo do tempo de aplicação dos vetores espaciais quando o vetor de referência se encontra na região 2 do Setor I (Figura 36). Neste método o produto do vetor de referência pelo período de amostragem é igual à soma dos produtos dos três vetores estacionários mais próximos do vetor de referência pelos seus respecti-

vos tempos de aplicação. As equações (2. 21) e (2. 22) definem o princípio do equilíbrio tensão/frequência (V/Hz) para a região definida na Figura 38. A Tabela 15 elenca todos os tempos para aplicação dos vetores espaciais nas quatro regiões do setor I. A equação (2. 23) determina o índice de modulação de amplitude da técnica SVM.

$$\vec{V}_{ref} T_s = \vec{V}_1 T_a + \vec{V}_7 T_b + \vec{V}_2 T_c \quad (2. 21)$$

$$T_s = T_a + T_b + T_c \quad (2. 22)$$

$$m_a = \sqrt{3} \frac{V_{ref}}{V_{CC}} \quad (2. 23)$$

Figura 38 – Vetor de referência ( $\vec{V}_{ref}$ ) e os três vetores estacionários mais próximos ( $\vec{V}_1$ ,  $\vec{V}_7$  e  $\vec{V}_2$ ) na região 2 do setor I para cálculo dos tempos de permanência ( $T_a$ ,  $T_b$  e  $T_c$ ) dos respectivos vetores estacionários.

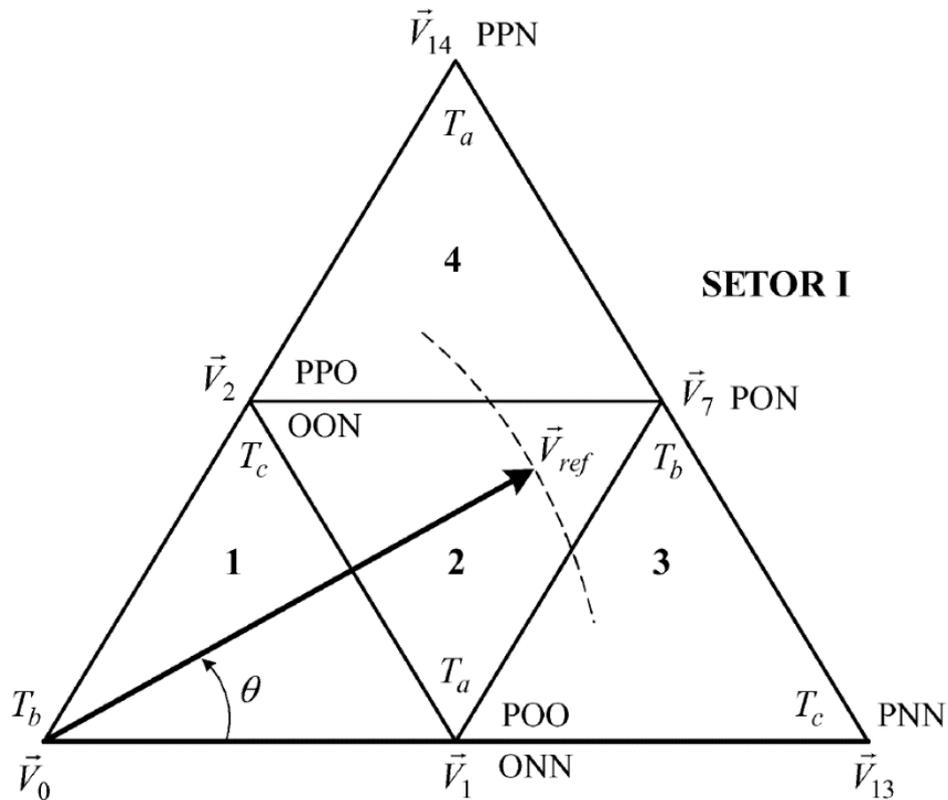


Tabela 15 – Tempos de aplicação dos vetores estacionários quando  $\vec{V}_{ref}$  localiza-se no setor I.

SETOR I			
Região	Ta	Tb	Tc

1	$\vec{V}_1$	$T_s [2m_a \sin(\frac{\pi}{3} - \theta)]$	$\vec{V}_0$	$T_s [1 - 2m_a \sin(\frac{\pi}{3} + \theta)]$	$\vec{V}_2$	$T_s [2m_a \sin(\theta)]$
2	$\vec{V}_1$	$T_s [1 - 2m_a \sin(\theta)]$	$\vec{V}_7$	$T_s [2m_a \sin(\frac{\pi}{3} + \theta) - 1]$	$\vec{V}_2$	$T_s [1 - 2m_a \sin(\frac{\pi}{3} - \theta)]$
3	$\vec{V}_1$	$T_s [2 - 2m_a \sin(\frac{\pi}{3} + \theta)]$	$\vec{V}_7$	$T_s [2m_a \sin(\theta)]$	$\vec{V}_{13}$	$T_s [2m_a \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) - 1]$
4	$\vec{V}_{14}$	$T_s [2m_a \sin(\theta) - 1]$	$\vec{V}_7$	$T_s [2m_a \sin(\frac{\pi}{3} - \theta)]$	$\vec{V}_2$	$T_s [2 - 2m_a \sin(\frac{\pi}{3} + \theta)]$

Com os vetores espaciais estacionários determinados e os seus respectivos tempos de permanência calculados, o próximo passo é organizar a sequência de comutação. Em geral, o projeto da sequência de comutação para  $\vec{V}_{ref}$  não é única, mas deve satisfazer os seguintes requisitos para otimização da frequência de chaveamento:

a) a transição de um estado de comutação para o próximo envolve apenas dois interruptores no mesmo ramo do inversor, um ligando e o outro desligando;

b) a transição de  $\vec{V}_{ref}$  de um setor ou região no diagrama espaço vetorial (Figura 36) para o próximo requer nenhum ou um número mínimo de comutações; e

c) minimização do efeito dos estados de chaveamento no desvio do ponto médio do barramento CC através da distribuição uniforme dos tempos de aplicação dos vetores menores Tipo P e N no período de amostragem, uma vez que os vetores tipo P e N aumentam e diminuem, respectivamente, a tensão no ponto médio do barramento CC, assumindo que o conversor opera no modo motor [2].

A Tabela 16 mostra uma típica sequência de chaveamento contendo sete segmentos para as quatro regiões do setor I. Nas regiões 1, 2, 3 e 4 o vetor de referência é sintetizado pelos vetores estacionários ( $\vec{V}_0, \vec{V}_1$  e  $\vec{V}_2$ ); ( $\vec{V}_1, \vec{V}_2$  e  $\vec{V}_7$ ); ( $\vec{V}_1, \vec{V}_7$  e  $\vec{V}_{13}$ ) e ( $\vec{V}_2, \vec{V}_7$  e  $\vec{V}_{14}$ ), respectivamente (Figura 36). O período de amostragem  $T_s$  é dividido em sete segmentos, no qual os vetores menores tipo P e N devem ser distribuídos uniformemente. Nota-se que as regiões 1 e 2 possuem 2 vetores menores ( $\vec{V}_1$  e  $\vec{V}_2$ ), assim tais regiões foram divididas em duas sub-regiões a e b. A sub-região a localiza-se mais próxima do vetor  $\vec{V}_1$  denominado vetor dominante. Na sub-região b,  $\vec{V}_2$  é o vetor dominante. Assim, nas sub-regiões 1a e 2a o tempo  $T_a$  é dividido entre os vetores  $\vec{V}_{1N}$  e  $\vec{V}_{1P}$ , enquanto que nas sub-regiões 1b e 2b, o tempo  $T_c$  é decomposto igualmente entre os vetores  $\vec{V}_{2P}$  e  $\vec{V}_{2N}$ .

Tabela 16 – Sequência de chaveamento com sete segmentos para o setor I.

SETOR I																		
Seg	1a			1b			2a			2b			3			4		
1	$\vec{V}_{1N}$	$\frac{T_a}{4}$	[0NN]	$\vec{V}_{2N}$	$\frac{T_c}{4}$	[00N]	$\vec{V}_{1N}$	$\frac{T_a}{4}$	[0NN]	$\vec{V}_{2N}$	$\frac{T_c}{4}$	[00N]	$\vec{V}_{1N}$	$\frac{T_a}{4}$	[0NN]	$\vec{V}_{2N}$	$\frac{T_c}{4}$	[00N]
2	$\vec{V}_{2N}$	$\frac{T_c}{2}$	[00N]	$\vec{V}_0$	$\frac{T_b}{2}$	[000]	$\vec{V}_{2N}$	$\frac{T_c}{2}$	[00N]	$\vec{V}_7$	$\frac{T_b}{2}$	[P0N]	$\vec{V}_{13}$	$\frac{T_c}{2}$	[PNN]	$\vec{V}_7$	$\frac{T_b}{2}$	[P0N]
3	$\vec{V}_0$	$\frac{T_b}{2}$	[000]	$\vec{V}_{1P}$	$\frac{T_a}{2}$	[P00]	$\vec{V}_7$	$\frac{T_b}{2}$	[P0N]	$\vec{V}_{1P}$	$\frac{T_a}{2}$	[P00]	$\vec{V}_7$	$\frac{T_b}{2}$	[P0N]	$\vec{V}_{14}$	$\frac{T_a}{2}$	[PPN]
4	$\vec{V}_{1P}$	$\frac{T_a}{2}$	[P00]	$\vec{V}_{2P}$	$\frac{T_c}{2}$	[PP0]	$\vec{V}_{1P}$	$\frac{T_a}{2}$	[P00]	$\vec{V}_{2P}$	$\frac{T_c}{2}$	[PP0]	$\vec{V}_{1P}$	$\frac{T_a}{2}$	[P00]	$\vec{V}_{2P}$	$\frac{T_c}{2}$	[PP0]
5	$\vec{V}_0$	$\frac{T_b}{2}$	[000]	$\vec{V}_{1P}$	$\frac{T_a}{2}$	[P00]	$\vec{V}_7$	$\frac{T_b}{2}$	[P0N]	$\vec{V}_{1P}$	$\frac{T_a}{2}$	[P00]	$\vec{V}_7$	$\frac{T_b}{2}$	[P0N]	$\vec{V}_{14}$	$\frac{T_a}{2}$	[PPN]
6	$\vec{V}_{2N}$	$\frac{T_c}{2}$	[00N]	$\vec{V}_0$	$\frac{T_b}{2}$	[000]	$\vec{V}_{2N}$	$\frac{T_c}{2}$	[00N]	$\vec{V}_7$	$\frac{T_b}{2}$	[P0N]	$\vec{V}_{13}$	$\frac{T_c}{2}$	[PNN]	$\vec{V}_7$	$\frac{T_b}{2}$	[P0N]
7	$\vec{V}_{1N}$	$\frac{T_a}{4}$	[0NN]	$\vec{V}_{2N}$	$\frac{T_c}{4}$	[00N]	$\vec{V}_{1N}$	$\frac{T_a}{4}$	[0NN]	$\vec{V}_{2N}$	$\frac{T_c}{4}$	[00N]	$\vec{V}_{1N}$	$\frac{T_a}{4}$	[0NN]	$\vec{V}_{2N}$	$\frac{T_c}{4}$	[00N]

As tabelas com as sequências de chaveamento e os tempos de aplicação dos três vetores espaciais estacionários mais próximos do vetor de referência para os outros setores e suas respectivas regiões são confeccionadas de forma análoga ao setor I, observando os vetores que compõe as regiões de cada setor e seus respectivos tempos de aplicação (Figura 36, Figura 37 e Tabela 14), bem como as equações (2. 19) a (2. 23).

A escolha dos estados de chaveamento redundantes pode ser utilizada para determinar quais capacitores serão carregados, descarregados ou não afetados durante o período de chaveamento. No entanto, o uso constante dos estados de chaveamento redundantes resulta em uma frequência de chaveamento maior provocando redução na eficiência do conversor em função das comutações extras [9]. Sequências de chaveamento otimizadas para modulação espaço vetorial em conversores multiníveis foram propostas em [94] e [2].

### 2.3 Eliminação seletiva de harmônicos PWM – SHE–PWM

As características de desempenho dos conversores multiníveis dependem em grande parte da escolha adequada da técnica de modulação PWM [21]. Historicamente, a SHE–PWM foi proposta nos anos 60, quando foi descoberto que os harmônicos de baixa ordem podem ser suprimidos adicionando ângulos de chaveamento na forma de onda quadrada de

saída do conversor de dois níveis [95]. Anos mais tarde, a ideia foi desenvolvida através da utilização da Série de Fourier com o intuito de expressar matematicamente o conteúdo harmônico do sinal de saída por meio de um sistema de equações transcendentais não-lineares [96] e [97]. Os ângulos de chaveamento foram então calculados de tal forma que a distorção harmônica total do sinal de tensão da saída é mínima. Normalmente, estes ângulos são escolhidos de modo que os harmônicos de baixa frequência sejam eliminados e/ou mitigados e a componente fundamental é ajustada em valores pré-definidos [56] e [9].

SHE-PWM apresenta várias características, incluindo [98]:

- a) alto desempenho em operações com baixa relação entre a frequência de chaveamento e a frequência fundamental;
- b) alto ganho de tensão devido a possibilidade de operação na região de sobremodulação;
- c) requisitos de filtragem menores;
- d) eliminação de harmônicos de baixa ordem, resultando em nenhuma interferência harmônica como ressonância com o sistema de filtragem da rede, normalmente empregadas em inversores de potência que suprem a rede;
- e) baixas perdas de chaveamento e controle fino dos harmônicos de baixa ordem;
- f) índices de desempenho podem ser adaptados para diferentes requisitos de projeto;

Desde a sua introdução, SHE-PWM tem atraído enorme interesse de pesquisa sendo desenvolvida para várias aplicações, principalmente nos conversores multiníveis que operam em alta potência e média tensão, onde as perdas de chaveamento são uma grande preocupação e sua redução é de extrema relevância.

O conceito da técnica SHE-PWM é baseado na decomposição do sinal de tensão/corrente usando a Teoria de Fourier e depende somente da formulação e das propriedades da forma de onda desejada na saída. Diferentes formulações da forma de onda têm sido consideradas e analisadas na literatura técnica, incluindo: PWM bipolar e unipolar [99], [100] e [101] e PWM multinível [25]. Propriedades da forma de onda sintetizada pelo conversor multinível tais como simetria [102], [103] e [104], número e amplitude dos níveis de tensão [105] são fatores igualmente importantes na análise e desempenham um papel essencial na determinação do sinal e domínio do espaço de solução.

Encontrar a solução analítica da forma de onda SHE-PWM é o primeiro desafio na implementação da referida técnica de modulação seguido pela síntese destas variáveis em

hardware. A escolha de um algoritmo de resolução adequado ou método confiável baseia-se fortemente na formulação da forma de onda. Inúmeras técnicas de resolução, tais como abordagens iterativas [106]; técnicas de otimização [107], [108], [105] e [109]; e, teoria resultante [100] e [110], têm sido propostas para a obtenção dos ângulos de chaveamento para diferentes formas de onda SHE–PWM.

SHE–PWM foi inicialmente estudada em conversores convencionais de dois e de três níveis, [111], [112] e [113]. Em seguida, foi estendida para inúmeras aplicações nas diversas topologias multiníveis [114], [115], [116], [117], [118], [119] [120] e [121], incluindo conversores híbridos [122], [123] e [124]. A diversidade dos conversores multiníveis exigem diferentes implementações para cada topologia e pode otimizar os benefícios potenciais que a técnica SHE–PWM pode oferecer para cada conversor.

O objetivo desta seção é fornecer uma revisão analítica do progresso no campo da SHE–PWM para conversores multiníveis e definir o estado da arte e as questões pendentes relativas à estratégia de modulação. Identificar a técnica ou o algoritmo apropriado para uma determinada topologia de circuito e o seu papel nas várias aplicações industriais. Além disso, tem o objetivo de servir como um recurso abrangente sobre a SHE–PWM e facilitar a compreensão das características, benefícios e limitações desta técnica de modulação.

### 2.3.1 Formulações SHE–PWM multinível

Esta subseção fornece uma revisão das formulações da SHE–PWM multinível e apresenta suas respectivas equações generalizadas para quaisquer números de níveis, ângulos de chaveamento e amplitudes dos degraus que constituem a forma de onda multinível (tensão nos capacitores do barramento CC ou fontes CC independentes).

A SHE–PWM é baseada na decomposição da Série de Fourier da forma de onda periódica gerada pelo conversor e o cálculo dos ângulos de chaveamento ( $\theta_k$ ) que eliminam os harmônicos de baixa ordem selecionados e controlam a componente fundamental do sinal sintetizado pelo conversor multinível. As equações (2. 24) a (2. 28) apresentam a forma geral da Série de Fourier para sinais periódicos e seus respectivos coeficientes ( $a_0$ ,  $a_n$  e  $b_n$ ), bem como a velocidade angular ( $\omega$ ).

$$f(\omega t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad (2. 24)$$

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(\omega t) d\omega t \quad (2.25)$$

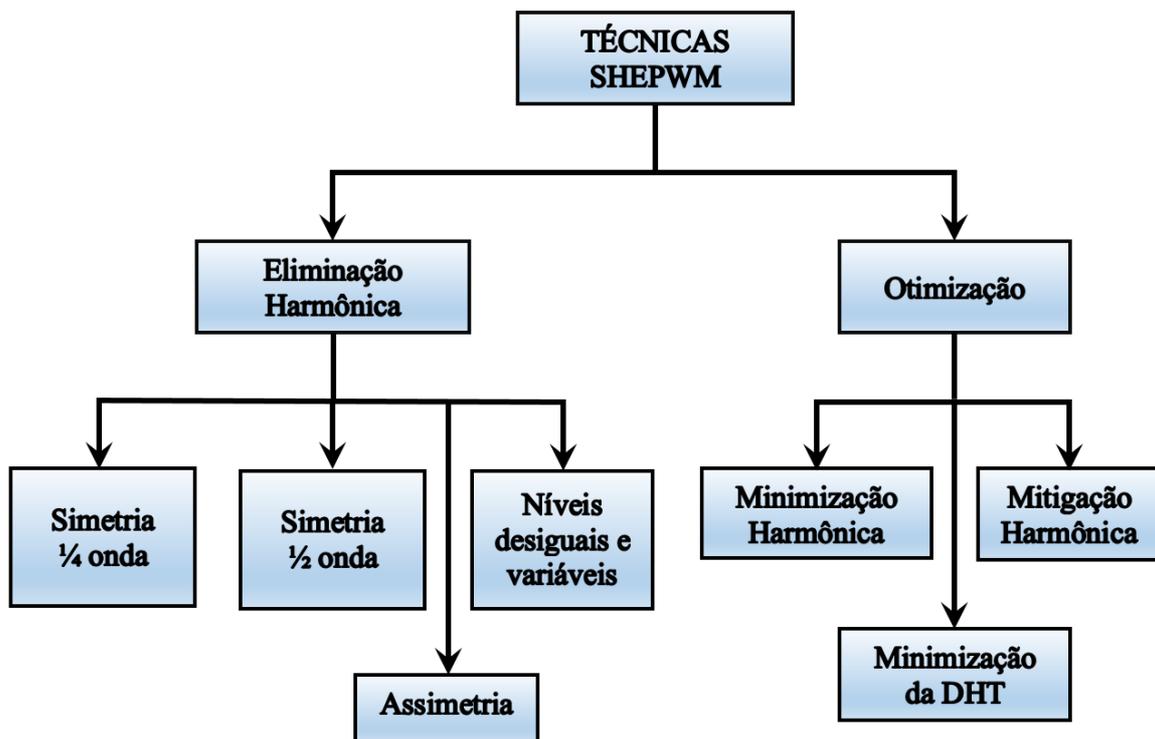
$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(\omega t) \cos(n\omega t) \quad (2.26)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(\omega t) \sin(n\omega t) \quad (2.27)$$

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad (2.28)$$

Conforme a Figura 39, há várias maneiras de definir um determinado problema SHE–PWM em função das especificidades de cada projeto.

Figura 39 – Classificação das técnicas SHE–PWM para conversores multiníveis.



A formulação mais simples assume que a forma de onda sintetizada pelo conversor apresenta simetria de ¼ de onda [125]. Isto simplifica o processo de formulação e solução, uma vez que a componente CC ( $a_0$ ), os coeficientes cosseno ( $a_n$ ) e os harmônicos pares dos coeficientes seno ( $b_n$ ) são iguais a zero, o que resulta em menor número de equações que requerem solução. Desta forma, uma formulação híbrida com simetria de ¼ de onda e mitigação harmônica será empregada neste trabalho.

Para formas de onda de dois níveis (PWM bipolar), o problema SHE–PWM pode ser explicitamente definido pelo número de transições dentro de um período. No entanto, a definição de formas de onda multiníveis exige dois parâmetros: em primeiro lugar, o número de transições dentro do período e, em segundo lugar, a distribuição dessas transições entre os diferentes níveis da forma de onda. O último parâmetro pode ser omitido no caso onde somente uma transição por nível de tensão é exigida, neste caso a modulação opera na frequência fundamental e é denominada modulação em escada (*staircase*). A distribuição dos ângulos de chaveamento nos diferentes níveis aumenta a complexidade das formulações SHE–PWM multiníveis, afetando convergência e continuidade da solução, além de aumentar a frequência de chaveamento. Além disso, o esquema de modulação em degraus é simples de implementar [2]. Todos os ângulos de chaveamento podem ser calculados off-line e, em seguida, armazenados numa tabela de pesquisa (*look-up table*) para implementação digital. Comparada às estratégias PWM baseadas em portadoras, a modulação em escada apresenta baixas perdas de chaveamento uma vez que todas as chaves de potência operam na frequência fundamental.

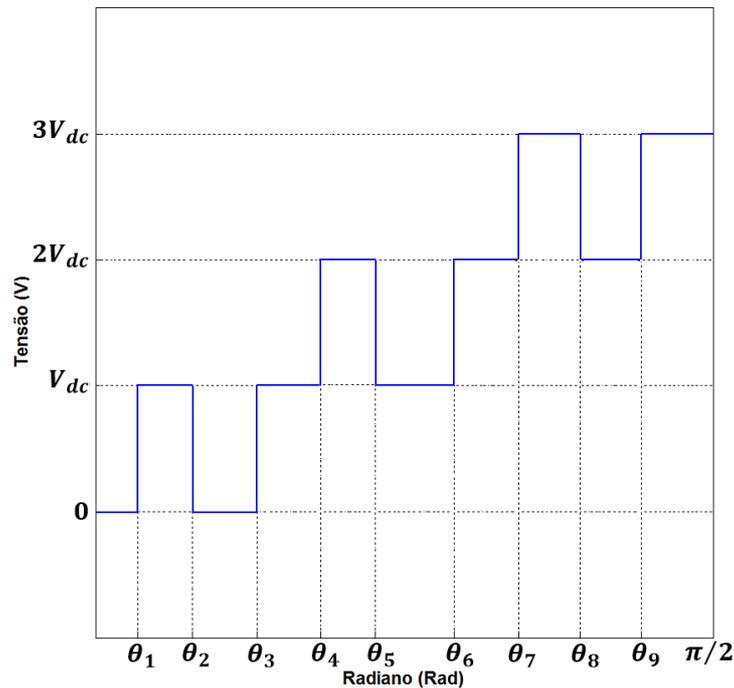
É importante ressaltar que o sistema de equações transcendentais pode não ter soluções válidas para todo intervalo do índice de modulação. Nestes casos, os ângulos de chaveamento devem ser calculados para mitigar a magnitude dos harmônicos selecionados, ao invés de eliminá-la [126].

As equações que podem ser universalmente aplicadas às formas de onda SHE–PWM são importantes para a generalização da estratégia de modulação [105]. Uma equação generalizada da SHE–PWM multinível com simetria de  $\frac{1}{4}$  de onda foi introduzida em [102], onde um parâmetro  $p_K$ , com valores de  $+1$ , para transições positivas entre os níveis da forma de onda; e  $-1$ , para negativas, foi utilizado para definir uma expressão generalizada para obtenção dos coeficientes seno ( $b_n$ ) da Série de Fourier. Cada transição está associada a um ângulo de chaveamento.

### 2.3.1.1 Formulação com simetria de $\frac{1}{4}$ de onda

A Série de Fourier do sinal com simetria de  $\frac{1}{4}$  de onda ilustrado na Figura 40 é definida pela equação (2. 29) e pela função (2. 30).

Figura 40 – Forma de onda de 7 níveis com 9 ângulos de chaveamento (3 para transição entre níveis e 6 para transições em um mesmo nível, 2 para cada nível).



A Figura 40 apresenta uma forma de onda de 7 níveis de tensão com simetria de  $\frac{1}{4}$  de onda que necessita de, pelo menos, 3 ângulos de chaveamento (modulação em escada). Generalizando, para formas de onda de  $m$  níveis (ímpar), são necessários, no mínimo,  $(m-1)/2$  ângulos de chaveamento. Nota-se que  $\theta_1$ ,  $\theta_4$  e  $\theta_7$  são os ângulos que executam as transições efetivas entre os níveis. No entanto, são empregados ângulos que comutam num mesmo nível ( $\theta_2$  e  $\theta_3$  em  $V_{dc}$ ;  $\theta_5$  e  $\theta_6$  em  $2V_{dc}$  e  $\theta_8$  e  $\theta_9$  em  $3V_{dc}$ ). Assim, é possível aumentar o número de ângulos de chaveamento nas formas de onda mutiníveis e, teoricamente, majorar a quantidade de harmônicos eliminados.

$$b_n = \frac{4V_{dc}}{n\pi} \left[ \sum_{k=1}^9 A \cos(n\theta_k) \right], \text{ com } n \text{ ímpar} \quad (2.29)$$

$$A = \begin{cases} 1, & \text{para transições positivas em } \theta_k \\ -1, & \text{para transições negativas em } \theta_k \end{cases} \quad (2.30)$$

Percebe-se que em  $\theta_2$ ,  $\theta_5$  e  $\theta_8$ , ocorreram transições negativas de  $V_{dc}$  para 0, de  $2V_{dc}$  para  $V_{dc}$  e  $3V_{dc}$  para  $2V_{dc}$ , respectivamente. Em todos os outros ângulos de chaveamento as transições foram positivas. Além disso, as transições efetivas de nível sempre apresentam transições positivas. A equação (2.31) generaliza a equação (2.29) para  $N$  ângulos de chaveamento distribuídos em  $\frac{1}{4}$  do período.

$$b_n = \frac{4V_{dc}}{n\pi} \left[ \sum_{k=1}^N A \cos(n\theta_k) \right], \text{ com } n \text{ ímpar} \quad (2.31)$$

Para garantir a simetria de  $\frac{1}{4}$  de onda fisicamente correta e implementável, os ângulos de chaveamento dentro de  $\frac{1}{4}$  do período devem obedecer a inequação (2.32):

$$0 \leq \theta_1 \leq \theta_2 \leq \dots \leq \theta_N \leq \frac{\pi}{2} \quad (2.32)$$

O índice de modulação de amplitude ( $m_a$ ) é definido pela equação (2.33).

$$m_a = \frac{b_1\pi}{4V_{dc}} \quad (2.33)$$

Onde  $m_a$  está limitado entre 0 e  $(m-1)/2$ , com  $m$  ímpar,  $b_1$  é a amplitude da componente fundamental.

### 2.3.1.2 Formulação com simetria de $\frac{1}{2}$ onda

Uma formulação com simetria de meia onda considera as transições distribuídas através de  $\frac{1}{2}$  período da forma de onda, duplicando, no mínimo, o número de ângulos de chaveamento ( $2N$ ). A simetria de  $\frac{1}{2}$  onda elimina a componente CC ( $a_0$ ) e as harmônicas pares, no entanto, apresenta os termos seno e cosseno das harmônicas ímpares que devem ser controlados. Os coeficientes de Fourier são definidos nas equações (2.34) e (2.35) empregando as definições descritas na função (2.30) relativas ao parâmetro  $A$ .

$$a_n = \frac{2V_{dc}}{n\pi} \left[ \sum_{k=1}^{2N} -A \sin(n\theta_k) \right], \text{ com } n \text{ ímpar} \quad (2.34)$$

$$b_n = \frac{2V_{dc}}{n\pi} \left[ \sum_{k=1}^N A \cos(n\theta_k) \right], \text{ com } n \text{ ímpar} \quad (2.35)$$

O índice de modulação de amplitude ( $m_a$ ) é definido pela equação (2.36).

$$m_a = \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \quad (2.36)$$

Onde  $m_a$  está limitado entre 0 e  $(m-1)/2$ , com  $m$  ímpar. Para garantir a simetria de meia onda, os ângulos de chaveamento devem obedecer a inequação (2.37):

$$0 \leq \theta_1 \leq \theta_2 \leq \dots \leq \theta_{2N} \leq \pi \quad (2.37)$$

### 2.3.1.3 Formulação assimétrica

Neste caso, todos os harmônicos ímpares e pares e a componente CC precisam ser eliminados/controlados, assim, são necessários, pelo menos,  $4N$  ângulos de chaveamento durante todo o período. Devido ao aumento da complexidade, aumento do conteúdo harmônico e diminuição do desempenho computacional, a SHE-PWM multinível assimétrica continua a ser a opção menos atraente entre todas as formulações [104]. Os coeficientes de Fourier da componente CC ( $a_0$ ) e os termos cosseno ( $a_n$ ) e seno ( $b_n$ ) de cada harmônico na forma de onda assimétrica estão listados nas equações (2.38), (2.39) e (2.40).

$$a_0 = \frac{V_{dc}}{2\pi} \left[ \sum_{k=1}^{4N} -A\theta_k \right], \forall n \text{ inteiro} \quad (2.38)$$

$$a_n = \frac{V_{dc}}{n\pi} \left[ \sum_{k=1}^{4N} -A \sin(n\theta_k) \right], \forall n \text{ inteiro} \quad (2.39)$$

$$b_n = \frac{V_{dc}}{n\pi} \left[ \sum_{k=1}^{4N} A \cos(n\theta_k) \right], \forall n \text{ inteiro} \quad (2.40)$$

Estes termos têm de ser avaliados ao longo de todo o período da forma de onda, logo os ângulos de chaveamento devem obedecer a inequação (2.41):

$$0 \leq \theta_1 \leq \theta_2 \leq \dots \leq \theta_{4N} \leq 2\pi \quad (2.41)$$

### 2.3.1.4 Formulação com níveis de tensão constantes, variáveis e combinados

As formulações anteriores são definidas baseando-se que os níveis de tensão da forma de onda de saída são constantes e iguais em amplitude.

Enquanto isto é válido para a maioria das topologias multiníveis, configurações híbridas dos conversores CHB [124] e conversores CHB para aplicações fotovoltaicas [127] podem operar com níveis de tensão distintos ou variáveis (CHB assimétrico), gerando formas de onda com amplitudes diferentes para cada nível de tensão.

Desta forma, diferentes formulações SHE–PWM são concebíveis, dependendo das características de cada fonte de tensão CC. Estas formulações incluem:

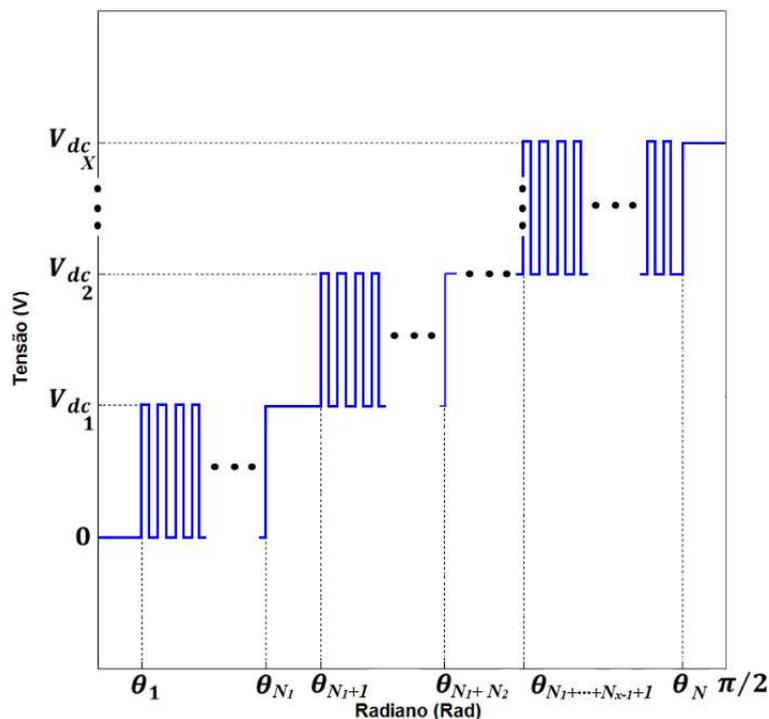
a) Níveis de tensão distintos e constantes [128], [129] e [117].

A formulação considera os diferentes níveis de tensão como coeficientes constantes ( $K_{V_{dcx}}$ ) definidos pela razão entre a respectiva amplitude e a amplitude da maior tensão CC, assim  $0 \leq K_{V_{dcx}} \leq 1$ .

Deste modo, o número de harmônicas que são controladas e/ou eliminadas é igual ao número de ângulos de chaveamento da forma de onda multinível, da mesma forma que as três formulações anteriores.

A Figura 41 ilustra a forma de onda com  $N$  ângulos de chaveamento distribuídos entre os  $X$  níveis de tensão constantes e diferentes. A análise da equação generalizada (2. 42) nesta abordagem é análoga às anteriores.

Figura 41 – Sinal de tensão com simetria de  $\frac{1}{4}$  onda contendo  $N$  variáveis (ângulos de chaveamento) e  $X$  níveis de tensão constantes.



$$b_n = \frac{4}{n\pi} \left[ K_{Vdc1} \sum_{k=1}^{N_1} A \cos(n\theta_k) + K_{Vdc2} \sum_{k=N_1}^{N_1+N_2} A \cos(n\theta_k) + \dots \right. \\ \left. + K_{Vdcx} \sum_{k=N_1+\dots+N_{x-1}+1}^N A \cos(n\theta_k) \right] \quad (2.42)$$

O número de variáveis e equações não modificam e a complexidade da resolução do sistema de equações não lineares transcendentais permanece inalterada.

b) Níveis de tensão distintos e variáveis [130], [127] e [131] e [132].

A amplitude de cada nível de tensão é considerada como uma variável dentro das equações possibilitando maior grau de liberdade e, conseqüentemente, eliminação e/ou controle de um número maior de harmônicos em comparação com as formulações anteriores. Os coeficientes de Fourier de uma forma de onda com simetria de  $1/4$  de onda estão apresentados na equação (2.43).

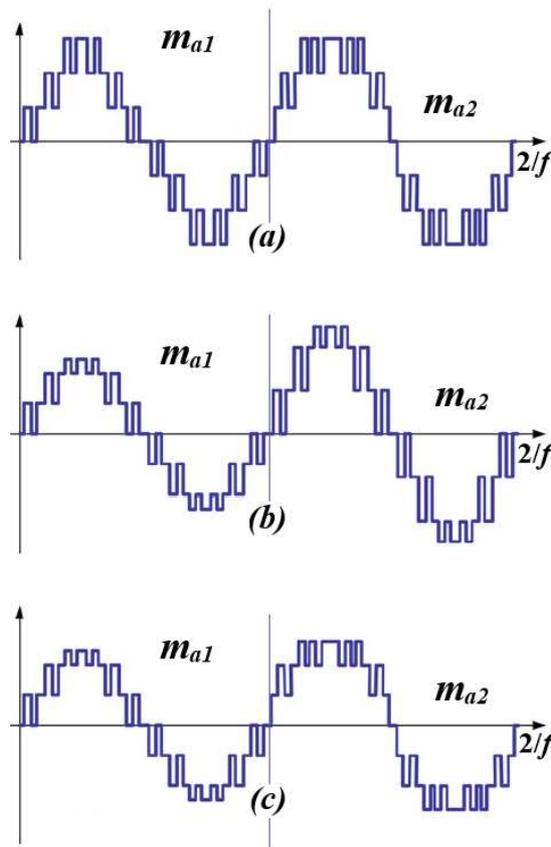
$$b_n = \frac{4}{n\pi} \left[ V_{dc1} \sum_{k=1}^{N_1} A \cos(n\theta_k) + V_{dc2} \sum_{k=N_1}^{N_1+N_2} A \cos(n\theta_k) + \dots \right. \\ \left. + V_{dcx} \sum_{k=N_1+\dots+N_{x-1}+1}^N A \cos(n\theta_k) \right] \quad (2.43)$$

O número de harmônicos que podem ser eliminados e/ou controlados a partir de uma determinada formulação aumenta de  $N$  (número de ângulos de chaveamento) para  $N + X$  (número de ângulos de chaveamento acrescido do número de fontes CC variáveis). Como todos os níveis de tensão são variáveis, diversas soluções podem ser adquiridas para um mesmo índice de modulação ( $m_a$ ). Os ângulos de chaveamento permanecem constantes, enquanto a tensão de cada nível é linearmente variada para modificar a amplitude da componente fundamental, desta forma sua aplicação on-line é relativamente mais simples. A amplitude de todos os harmônicos não eliminados aumenta linearmente com a componente fundamental e a DHT dos sinais de tensão e corrente é constante ao longo de todo o intervalo de operação do conversor. No entanto, os graus extras de liberdade e a simplicidade da solução provocam aumento da complexidade na configuração e no controle do circuito de potência, exigindo regulação das fontes CC individuais para os níveis requeridos e baixo desempenho dinâmico.

c) Combinação de tensões constantes e variáveis [133].

As diferentes formas de onda da SHE–PWM e o efeito dos ângulos de chaveamento e dos níveis de tensões no sinal sintetizado pelo conversor em função da alteração do índice de modulação ( $m_a$ ) encontram-se ilustrados na Figura 42. Para níveis de tensão constantes (iguais ou diferentes), uma mudança no ponto de operação indicará uma alteração no padrão PWM (alteração dos ângulos de chaveamento) [Figura 42 (a)]. Para tensões variáveis [Figura 42 (b)], o padrão PWM permanece constante enquanto a amplitude de cada nível de tensão varia proporcionalmente ao índice de modulação ( $m_a$ ). Finalmente, quando houver uma combinação de tensões constantes e variáveis [Figura 42 (c)], alterações tanto nos níveis de tensões como no padrão PWM são necessárias [119].

Figura 42 – Formas de onda SHE–PWM com simetria de  $\frac{1}{4}$  de onda. (a) níveis de tensão constantes; (b) níveis de tensão variáveis e (c) combinação de níveis de tensão constantes e variáveis.



A formulação é simplificada e o número de harmônicos que podem ser eliminados é igual ao número de fontes CC variáveis mais os ângulos de chaveamento. Os coeficientes de

Fourier podem ser derivados a partir da formulação anterior, definindo as tensões CC constantes como 1. As soluções determinadas a partir desta formulação demonstram variação tanto dos níveis das fontes CC como dos ângulos de chaveamento.

As formulações com níveis de tensão desiguais ou variáveis podem ser estendidas para qualquer uma das possíveis formulações simétricas, mas os benefícios de tal extensão não podem ser facilmente identificados. Outra característica de todos os métodos anteriores é que a alteração da ordem dos níveis de tensão e a distribuição dos ângulos de chaveamento resultam em diferentes formas de onda de saída. A determinação de soluções completas requer avaliação de todas as combinações possíveis de tensões e ângulos.

### 2.3.1.5 Técnicas de minimização e mitigação

Uma série de abordagens alternativas para supressão de harmônicos a partir do emprego de técnicas de otimização na SHE-PWM têm sido propostas na literatura, tais como minimização harmônica [134] e [135], minimização da distorção harmônica total do sinal de tensão e/ou corrente sintetizado pelo conversor multinível [132] e mitigação harmônica [112] e [136].

Na minimização harmônica o problema é reformulado para a busca dos mínimos locais de uma função de otimização, a qual contém as amplitudes dos harmônicos que devem ser minimizados, de acordo com parâmetros de projeto, ao invés de completamente eliminados. A amplitude da componente de frequência fundamental deve ser controlada a partir do índice de modulação em amplitude ( $m_a$ ). A implementação em tempo real torna-se mais fácil e as soluções podem ser alcançadas dentro de um tempo razoável visto que as restrições são significativamente reduzidas aumentando o espaço solução e diminuindo o tempo de convergência do problema de otimização.

Na minimização da DHT o número de harmônicos na formulação não é limitado ao número de ângulos de chaveamento e formulações podem tipicamente incluir mais harmônicos que o número de variáveis disponíveis. A complexidade desta abordagem determina uma DHT global mínima. É importante notar que a minimização da DHT de tensão é desejável nos sistemas de energia renovável, tais como aplicações fotovoltaicas [137]. Já nas aplicações de acionamentos de motores a minimização da DHT de corrente é requerida [132].

Na mitigação harmônica os limites de rede estabelecidos em normas atinentes são considerados [27], [138] e [139] com o intuito de fornecer padrões PWM com amplitudes harmônicas aceitáveis em vez de sua completa eliminação. Mitigação harmônica não define

valores específicos para cada harmônico, mas busca por soluções que satisfaçam as exigências das normas referentes à qualidade de energia impondo limites aos harmônicos de baixa ordens selecionados.

A componente de frequência fundamental tem de ser controlada com precisão para o nível de tensão requerido. Esta abordagem facilita convergência para soluções aceitáveis e propicia um maior intervalo de operação devido às menores restrições sob os harmônicos selecionados sendo empregada nas aplicações de alta potência [132].

Em todos os casos, o requisito para uma eliminação completa dos harmônicos é abolido permitindo convergência mais fácil dos algoritmos de resolução e aumento da continuidade do espaço solução [134]. Alternativamente, quando a eliminação completa dos harmônicos de baixa ordem é requerida, reduzindo o número de harmônicos eliminados a partir de um determinado número de ângulos de chaveamento (variáveis) resultados semelhantes são produzidos [140].

### 2.3.2 Técnicas e algoritmos de solução

Nesta subseção, são revisadas várias técnicas e algoritmos disponíveis na literatura com a finalidade de determinar as soluções do sistema de equações transcendentais trigonométricas inerente à SHE–PWM multinível.

Grande esforço tem sido realizado por pesquisadores ao longo das últimas décadas com o intuito de desenvolver e aprimorar inúmeros algoritmos e técnicas para a obtenção de soluções para as formulações SHE–PWM.

#### 2.3.2.1 Abordagem numérica

Abordagens iniciais para solução do sistema de equações transcendentais não lineares foram baseadas em métodos numéricos iterativos tais como Newton Raphson [21]. Uma característica importante destas técnicas é que a convergência depende muito de uma boa estimativa dos valores iniciais e embora a previsão destas condições iniciais possa ser possível para formas de ondas simples com pequeno número de ângulos de chaveamento, isso pode não ser viável para formas de onda multinível com um grande número de variáveis.

No entanto, métodos têm sido relatados na literatura para determinação destes valores iniciais, tais como algoritmos preditivos [141], o qual calculam os valores iniciais e aplicamos em um algoritmo iterativo para obter a solução exata dentro de uma ou duas iterações.

Um algoritmo de área igual [142] também foi usado para inicializar o ponto de partida. A função Chebyshev foi utilizada para transformar as equações trigonométricas derivada da SHE–PWM em suas equivalentes formas algébricas, permitindo excelente convergência e menor tempo de processamento [143]. Além disso, existe o método harmônico do espelho excedente o qual fornece um ponto de partida para um processo de otimização sem restrição, nesta técnica de deslocamento de fase a carga computacional da supressão harmônica em um inversor de cinco níveis é reduzida [125].

### 2.3.2.2 Algoritmos com capacidade de múltiplas soluções

Apesar das variações nas técnicas supracitadas todas apresentam em comum a incapacidade de encontrar múltiplas soluções para o problema SHE. Os processos de transformação das equações transcendentais não-lineares têm sido intensamente investigados com o objetivo de assegurar a convergência e encontrar todos os conjuntos de soluções possíveis. Análises baseadas nas funções de Walsh foram introduzidas em formas de ondas de dois níveis [144] e multiníveis [114], a fim de converter essas equações em um conjunto de equações algébricas lineares que podem ser facilmente resolvidas em um menor tempo computacional. As amplitudes harmônicas são expressas em função dos ângulos de chaveamento, permitindo implementação digital usando um método linear de ajuste de curva. A solução global, no entanto, é procurada entre todos os possíveis padrões de chaveamento. Ainda, é exigido um algoritmo para realizar a conversão requerida entre as Séries de Fourier e as representações Walsh.

### 2.3.2.3 Teoria das Resultantes

A conversão das equações transcendentais não lineares do problema SHE–PWM em um conjunto equivalente de equações polinomiais usando identidades trigonométricas está bem documentado e estudado tanto para formas de onda de dois níveis como multiníveis [100].

Em suma, a equação (2. 31) é convertida num sistema polinomial equivalente através do emprego da equação (2. 44) e das identidades trigonométricas (2. 45) a (2. 48).

$$x_k = \cos(\theta_k) \quad (2. 44)$$

$$\cos(5\theta_k) = 5\cos(\theta_k) - 20\cos^3(\theta_k) + 16\cos^5(\theta_k) \quad (2. 45)$$

$$\cos(7\theta_k) = -7\cos(\theta_k) + 56\cos^3(\theta_k) - 112\cos^5(\theta_k) + 64\cos^7(\theta_k) \quad (2.46)$$

$$\begin{aligned} \cos(11\theta_k) = & -11\cos(\theta_k) + 220\cos^3(\theta_k) - 132\cos^5(\theta_k) + 2816\cos^7(\theta_k) \\ & - 2816\cos^9(\theta_k) + 1024\cos^{11}(\theta_k) \end{aligned} \quad (2.47)$$

$$\begin{aligned} \cos(13\theta_k) = & 13\cos(\theta_k) - 364\cos^3(\theta_k) + 2912\cos^5(\theta_k) - 9984\cos^7(\theta_k) \\ & + 16640\cos^9(\theta_k) - 13312\cos^{11}(\theta_k) + 4096\cos^{13}(\theta_k) \end{aligned} \quad (2.48)$$

A teoria das resultantes é então aplicada para calcular a solução do sistema de equações polinomiais e, em seguida, encontrar todos os conjuntos de soluções dos ângulos de chaveamento para uma dada forma de onda SHE–PWM.

Em seguida, o grau das equações polinomiais é reduzido através do uso de polinômios simétricos [110], ou soma de potências [145] com o intuito de reduzir a carga computacional. As principais limitações da teoria das resultantes são:

- a) a ordem dos polinômios cresce à medida que o número de harmônicos eliminados aumenta; desta forma, a teoria das resultantes pode ser aplicada com facilidade quando esse número é baixo;
- b) quando existem várias fontes CC, os graus dos polinômios tornam-se muito elevados, exigindo alta carga computacional para resolução dos polinômios resultantes equivalentes; e
- c) caso CHBs assimétricos forem considerados, o conjunto de equações transcendentais a ser resolvido torna-se assimétrico e requer a solução de um conjunto de equações de alto grau, que está além da capacidade da álgebra computacional contemporânea [129].

#### 2.3.2.4 Técnicas de Otimização

SHE–PWM pode ser reformulada em um problema de otimização onde as equações trigonométricas de cada harmônico, descritas na equação generalizada (2.31), são represen-

tadas por uma função de avaliação ou custo. Assim, a função de avaliação deve ser minimizada respeitando as restrições impostas pela simetria de  $\frac{1}{4}$  de onda representada pela inequação (2. 32). Em seguida um algoritmo é aplicado para encontrar os ângulos de chaveamento ideais os quais minimizam a função de custo. Modernas técnicas de pesquisa estocástica são empregadas para encontrar todos os conjuntos de soluções.

Algoritmo genético (AG) é uma técnica de otimização inteligente empregada nas diversas formulações SHE–PWM [146], [107], [128], [26], [22], [147], [148], [149], [150], entre outros. Inicialmente, os algoritmos genéticos foram empregados para a obtenção dos ângulos de chaveamento ideais, os quais reduzem os harmônicos da corrente de linha em um inversor PWM. Posteriormente, suas aplicações foram estendidas as várias formas de onda SHE–PWM, tanto para eliminação ou mitigação seletiva de harmônicos quanto para minimização de DHT de tensão ou corrente. Ainda, AG é utilizada em problemas de otimização não lineares e multivariáveis tais como o proposto nesta dissertação possuindo vasta literatura técnica para pesquisa. Assim, a técnica de otimização empregando AG foi utilizada neste trabalho.

PSO (*Particle Swarm Optimization*) [151] é outro método de otimização para o problema SHE–PWM que tem sido recentemente aplicado em várias formas de onda [152] e [153]. Além disso, PSO foi usado para encontrar os ângulos de chaveamento que minimizam a DHT da forma de onda multinível ao invés de uma completa eliminação dos harmônicos de baixa ordem para casos de fontes CC iguais [154] e desiguais [155].

#### 2.3.2.5 Métodos para viabilizar a implementação de otimizadores com ação em tempo real

Devido à complexidade do sistema de equações transcendentais, a determinação da solução em tempo real é considerada uma tarefa desafiadora [132]. A maioria das técnicas de resolução mencionadas anteriormente são baseadas em cálculo realizados a partir de uma base de dados. No entanto, a implementação em tempo real pode ser conseguida através da interpolação dos ângulos de chaveamento calculados a partir de um banco de dados por funções simples (modelos) [156] ou por expressões analíticas [157]. Uma representação linear por partes [158] e um modelo de ajuste de curva [159] também foram introduzidos para representar as curvas não-lineares da solução dos ângulos de chaveamento ótimos como segmentos de reta, que podem ser implementados utilizando DSP (*Digital Signal Processing*). No entanto, a precisão de tais técnicas depende muito da localização dos pontos de quebra

(descontinuidades) bem como do número de segmentos. O outro desafio é a continuidade da solução.

Uma representação dos ângulos de chaveamento ideais utilizando técnicas PWM com a finalidade de facilitar a implementação em tempo real usando um microprocessador foi introduzida pela primeira vez por [160]. No entanto, esta representação demonstrou que a reprodução exata do padrão PWM requer um processo de amostragem não-linear complexo [161].

Além disso, as técnicas baseadas em microprocessador necessitam de grande capacidade de memória, enquanto que a maior parte dos esforços computacionais do microprocessador são gastos nas tarefas de temporização associadas com a geração dos sinais de pulsos para as fases individuais do inversor. A aplicação de métodos baseados em Redes Neurais Artificiais (*Artificial Neural Network – ANN*) facilita a implementação de um simples microprocessador, o qual fornece os ângulos de chaveamento ideais dos inversores para quaisquer valores de índice de modulação [162]. Contudo, o conhecimento prévio completo e detalhado dos ângulos de chaveamento é necessário para treinar a rede neural antes que ela possa ser usada em tempo real [127].

Métodos de solução baseados em MPC (*Model Predictive Control*) [163] foram recentemente utilizados para calcular as componentes harmônicas em tempo real, a fim de eliminar harmônicos indesejáveis contidos na forma de onda da tensão de saída com frequência de chaveamento relativamente baixa. Além de aumentar o tempo computacional, os métodos MPC geram formas de onda SHE–PWM assimétricas, as quais requerem eliminação da componente contínua e dos harmônicos pares. Um modelo analítico composto por polinômios de Chebyshev, descrevendo o padrão de geração de forma de onda SHE–PWM, foi desenvolvido para permitir uma implementação online simples usando DSP ou FPGA (*Field Programmable Gate Arrays*) [164]. No entanto, o método foi aplicado apenas com dois ângulos de chaveamento e sua capacidade para lidar com maior número de ângulos ainda não está clara podendo, desta forma, tornar-se uma restrição de projeto.

Assim, de maneira geral, a aplicação online da SHE–PWM pode ser conseguida através do aumento da complexidade do sistema e da utilização de ferramentas computacionais avançadas com alta capacidade de memória para acomodar as tabelas de pesquisa (*lookup table*) ou através de aproximações na solução SHE–PWM comprometendo a precisão do sistema e os limites de operação do conversor.

### 2.3.3 Aplicações baseadas em SHE–PWM

As perdas de chaveamento em conversores de média e alta potência provocam grande preocupação e sua redução é essencial. A estratégia SHE–PWM oferece um padrão de chaveamento com frequência de chaveamento consideravelmente menor em comparação com as técnicas PWM baseadas em portadoras, resultando em menores perdas e bom desempenho harmônico. Com isto, a SHE–PWM torna-se uma estratégia de modulação competitiva e atrativa em tais aplicações. Algumas das aplicações que empregam SHE–PWM como um método de modulação são revisadas e resumidas nesta subseção.

#### 2.3.3.1 Acionamento de motores

Apesar das dificuldades potenciais associadas com a implementação online da SHE–PWM, a possibilidade de explorar seus recursos no acionamento de motores de alta potência em média tensão foi relatada em vários artigos de pesquisa. O método reduz eficazmente as distorções harmônicas de baixa ordem e as perdas de chaveamento, além de melhorar o fator de potência do sistema. A SHE–PWM é aplicada a um PMSM (*Permanent Magnet Synchronous Motors*) para eliminar as harmônicas de baixa ordem, resultando na eliminação das correntes harmônicas [165]. A SHE–PWM mostra-se adequada nas aplicações de acionamento de motores tais como bombas e ventiladores que não precisam de dinâmica rápida.

Em [166] foi mostrado que a estratégia SHE–PWM supera a técnica SVM com frequência de chaveamento equivalente em termos de eficiência e redução da perda térmica. A hibridação da técnica SHE–PWM com modulação trapezoidal [167] e SVM [168] foi proposta para o acionamento de um conversor CHB *back-to-back*, mantendo alto fator de potência durante a operação de alta velocidade com baixa frequência de chaveamento.

Ainda, a SHE–PWM foi aplicada em um conversor fonte de corrente (*Currente Source Converter – CSC*) empregado no acionamento de escavadeiras de minas [169], obtendo um fator de potência unitário e uma corrente de linha em conformidade com as normas pertinentes.

A SHE–PWM também foi considerada em [170] e [140] nas aplicações em sistemas de tração através da modulação de um retificador PWM monofásico intercalado com o intuito de melhorar o perfil harmônico da corrente de entrada.

Além disso, a operação de conversores multiníveis híbridos em veículos elétricos operados com SHE–PWM foi analisada em [171].

### 2.3.3.2 Retificadores ativos

A SHE–PWM também é empregada em retificadores ativos de média e alta potência [112], [172]. Em [109] e [152] a DHT do sinal da corrente de linha de um inversor de três níveis foi substancialmente minimizada utilizando a abordagem SHE–PWM. A técnica de modulação foi capaz de equilibrar a tensão das diferentes células do CHB operando como retificador ativo [168] e do retificador fonte de corrente modular [173] através do controle do nível de potência de cada célula operando em baixa frequência de chaveamento.

Em [113], o método é usado para eliminar harmônicas e reduzir a tensão de modo comum em um NPC–3L, a fim de remover ou minimizar a necessidade de filtros.

### 2.3.3.3 Conversores conectados à rede

Os conversores multiníveis fontes de tensão (*Voltage Source Multilevel Converter – VSMC*) estão substituindo os conversores e filtros convencionais empregados em FACTS (*Flexible Alternating Current Transmission Systems*) e HVDC (*High Voltage Direct Current*) nas modernas redes elétricas.

Além disso, a redução das perdas de chaveamento, diretamente ligada às técnicas de modulação PWM baseadas em portadora, é um dos principais desafios nas aplicações de alta potência baseadas em VSMC conectados à rede. Desta forma, a SHE–PWM tem provado, experimentalmente, ser uma técnica de modulação eficaz em tais aplicações, em função de sua baixa frequência de chaveamento e, conseqüentemente, otimização das perdas por comutação dos dispositivos ativos, ainda que não exista conversor multinível comercial com a SHE–PWM implementada.

Recentemente, várias aplicações baseadas nos sistemas STATCOM (*Static Synchronous Compensator*) foram propostas na literatura técnica [174] e [175]. A SHE–PWM foi empregada em conjunto com um controle por deslocamento de fase (*phase shift*) para eliminar harmônicos de baixa ordem da tensão de saída do STATCOM [172], levando em consideração as exigências da Norma IEEE 519-1992, bem como uma melhor utilização do dispositivo e alto desempenho do sistema.

Além disso, a SHE–PWM foi utilizada em um conversor multimodular que emprega VSCs–2L trifásicos conectados em série nas aplicações dos sistemas de transmissão HVDC [176] proporcionando redução nas perdas de chaveamento e nos requisitos de filtragem.

Um método de compensação harmônica com base na abordagem SHE–PWM foi desenvolvido por [177]. O método faz com que o conversor de alta potência de interface de rede, funcione como filtro harmônico ativo em baixa frequência de chaveamento. No entanto, a estratégia parece ser impraticável para a compensação simultânea de vários harmônicos, necessitando de tabelas de pesquisa multidimensionais, as quais requerem grande processamento e memória.

A SHE–PWM também fornece benefícios na conexão da rede aos sistemas de energia renováveis, tais como sistemas fotovoltaicos [116], [178] e [131] proporcionando menor perda de chaveamento, aumento nas tensões dos capacitores do barramento CC ou nas fontes de tensão CC e melhor utilização dos dispositivos semicondutores de potência em comparação com técnicas SPWM e SVM.

O uso da SHE–PWM para facilitar a integração das fontes de energia distribuída através de conversores multiníveis à rede foi relatado em [179]. A SHE–PWM compensa os harmônicos gerado pelas cargas não lineares, assim o conversor de potência realiza a filtragem harmônica e a geração de energia.

#### 2.3.3.4 Outras aplicações

A SHE–PWM tem sido empregada em conversores para abordar as questões relativas à corrente de sequência zero [180].

Particularmente, no caso de um VSC multimodular ligados em paralelo, a SHE–PWM elimina os harmônicos de baixa ordem da forma de onda da tensão de saída e também permite reduzir a ZSCC (*Zero Sequence Circulation Current*) através da mitigação seletiva dos harmônicos de sequência zero (múltiplos de 3) de cada conversor.

#### 2.3.4 Trajetórias das soluções e formas de onda SHE–PWM multinível

As diferentes formulações da estratégia de modulação SHE–PWM dependem do número de níveis de tensão disponibilizados pelo conversor e da quantidade de ângulos de chaveamento empregados na modulação, produzindo um número infinito de combinações e resultados possíveis.

O método de apresentação mais utilizado na literatura apresenta gráficos relacionando o índice de modulação de amplitude ( $m_a$ ) com os ângulos de chaveamento.

Tais gráficos são apresentados no Capítulo 5, onde o MLC<sup>2</sup>-7L modular sintetiza uma forma de onda de 7 níveis de tensão empregando a formulação SHE-PWM com simetria de ¼ de onda combinada à técnica de otimização por meio da mitigação dos harmônicos de baixa ordem, onde o número de ângulos de chaveamento varia de 3 a 9.

De maneira geral, o aumento do número de níveis reduz o intervalo de operação do conversor, isto é, alguns valores de índice de modulação não apresentam soluções adequadas às especificações de determinada formulação SHE-PWM, este fato ocorre principalmente em operações com baixo índice de modulação de amplitude. No entanto, as soluções satisfatórias tendem a manter sua linearidade no intervalo que são calculadas facilitando a implementação online.

Estendendo a técnica SHE-PWM para incluir níveis de tensão diferentes e variáveis, o padrão de chaveamento PWM (ângulos de chaveamento) torna-se constante com variação linear das tensões.

Quando os níveis de tensão são constantes (iguais ou diferentes), apenas os ângulos de chaveamento modificam em função das alterações requeridas no índice de modulação de amplitude ( $m_a$ ).

## Conclusões Parciais

As técnicas de modulação vêm sendo um dos principais focos de pesquisa no que se refere à questão de aprimoramento da qualidade de energia fornecida pelos conversores multiníveis. Em geral, os principais esforços na elaboração de estratégias de modulação são minimizar componentes harmônicas na carga, reduzir perdas de chaveamento e condução, assegurar frequência uniforme em todas as chaves do conversor e manter equilibradas as tensões dos capacitores que constituem o barramento CC.

Além disso, as estratégias de modulação deverão lidar com novas topologias, as quais tendem ao aumento do número de semicondutores ativos no circuito. Dessa forma, faz-se necessário um estudo minucioso para desenvolver e escolher a melhor técnica.

Este capítulo concentra-se nos principais esquemas de modulação aplicados nos conversores multiníveis. A frequência de chaveamento do conversor é geralmente limitada em algumas centenas de hertz para acionamentos de alta potência em média tensão.

A técnica de modulação PWM baseada em portadora (CBPWM) e suas ramificações são revisadas e operam em altas frequências de chaveamento com o intuito de reproduzir o sinal de referência na saída do conversor e eliminar os harmônicos de baixa ordem. Essenci-

almente, o conteúdo harmônico localiza-se nas frequências múltiplas da frequência da portadora e ao seu redor.

Em seguida, a estratégia de modulação espaço vetorial (SVM) foi analisada incluindo determinação dos vetores espaciais, cálculo dos tempos de permanência e projeto da sequência de comutação. Os esquemas SVM normalmente geram harmônicos de ordem par e ímpar nas tensões de saída do inversor. Os harmônicos de ordem par não provocam impacto significativo sobre o funcionamento do motor. No entanto, eles são estritamente regulados por normas internacionais (IEEE 519-1992) e nacionais (ANEEL – Módulo 8).

A SHE-PWM é uma técnica de modulação atraente para uma ampla variedade de aplicações onde uma baixa frequência de chaveamento é requerida, incluindo controle direto do espectro harmônico e redução da frequência de chaveamento.

A formulação e as propriedades das formas de onda SHE-PWM desempenham um papel importante na determinação da complexidade do problema, na aquisição das soluções disponíveis e na definição do espaço de solução. O número de níveis de tensão do sinal sintetizado pelo conversor multinível e a quantidade de ângulos de chaveamento são fatores essenciais que influenciam a definição das equações transcendentais não lineares. Diferentes simetrias, incluindo  $\frac{1}{4}$  de onda, meia onda e assimétrica, podem ser implementadas. No entanto, a simetria de  $\frac{1}{4}$  de onda apresenta a formulação mais simples com expansão relativamente fácil em função do aumento do número de níveis ou ângulos de chaveamento.

Uma fórmula generalizada para representar qualquer forma de onda SHE-PWM através de uma única equação facilita a definição matemática do problema. A complexidade da formulação é diretamente influenciada pelos requisitos de simetria. Assim, a formulação SHE-PWM assimétrica é a mais complexa sem claros benefícios.

A função a ser otimizada é outro aspecto importante para o método SHE-PWM, onde a função deve ser representada pelas variáveis do problema (níveis de tensão e ângulos de chaveamento). A eliminação dos harmônicos de baixa ordem pode ser substituída por abordagens de minimização de DHT ou mitigação dos harmônicos selecionados aos limites de rede estabelecidos nas normas atinentes. As soluções disponíveis podem ser majoradas abolindo a necessidade de completa eliminação harmônica ou reduzindo o número de harmônicos eliminados.

O método SHE-PWM define as transições necessárias na forma de onda multinível de acordo com as especificidades de cada projeto. A implementação da técnica depende da topologia dos conversores multiníveis e aspectos adicionais, tais como balanceamento da tensão dos capacitores do barramento CC e distribuição das perdas.

A SHE–PWM apresenta um potencial significativo para diversas aplicações industriais de alta potência e média tensão. A técnica é amplamente aceita em conversores multiníveis empregados na rede elétrica devido à sua frequência de chaveamento inferior em comparação com as estratégias SPWM ou SVM onde um dos desafios reside na questão de sua implementação em tempo real. A SHE–PWM também é aceita em outras aplicações, tais como acionamento de motores e condicionamento de energias renováveis, embora a resposta dinâmica deva ser cuidadosamente avaliada.

A SHE–PWM é uma abordagem muito promissora para os sistemas de conversão de energia avançados e existe uma grande variedade de oportunidades de pesquisa em diferentes aspectos que devem ser investigados com a finalidade de aperfeiçoar suas características.

Finalmente, encontrar a solução dos sistemas de equações transcendentais diminuindo o esforço computacional (processamento e memória) e aumentando a variedade de aplicações representa uma tarefa desafiadora. A escolha do algoritmo de resolução depende fortemente das propriedades da forma de onda SHE–PWM e da aplicação do conversor multinível. Desta forma, foi adotado como otimizador a técnica AG pois representa um mecanismo de busca global, evitando convergência para mínimos (ou máximos) locais, adaptativo e não aleatório que utiliza informações da população atual para determinar o próximo estado de busca. Ainda, explora o paralelismo mantendo uma população de soluções que podem ser avaliadas simultaneamente, não são afetados por descontinuidades pois não usam dados de derivadas sendo aplicados em problemas não lineares com exigência de múltiplas variáveis.

### 3. SHE–PWM COM AG APLICADA AO MLC<sup>2</sup>–7L MODULAR

Este capítulo tem por finalidade apresentar a técnica de otimização e a estratégia de modulação SHE–PWM proposta.

Inicialmente, o algoritmo genético é descrito listando seus principais parâmetros com o intuito de solucionar o sistema de equações transcendentais inerente à estratégia de modulação SHE–PWM.

Além disso, as soluções determinadas pela técnica de otimização devem obedecer à norma brasileira de qualidade de energia (ANEEL – Módulo 8) em relação à adequação dos harmônicos de baixa ordem selecionados e à DHT do sinal sintetizado pelo MLC<sup>2</sup>–7L modular.

Em seguida, a estratégia de modulação SHE–PWM com simetria de ¼ de onda é detalhada, a partir da obtenção dos ângulos de chaveamento pelo AG.

Em suma, a estratégia de modulação emprega eliminação harmônica através da formulação com simetria de ¼ de onda combinada à mitigação dos harmônicos de baixa ordem selecionados (Figura 39).

#### 3.1 Algoritmos Genéticos (AG)

O algoritmo genético consiste em um otimizador desenvolvido por John Henry Holland e sua equipe na década de 70, inspirados nos mecanismos de evolução natural e recombinação genética.

A técnica fornece um mecanismo de busca adaptativa, paralela e global que se baseia no princípio Darwiniano de reprodução e sobrevivência dos mais aptos. Isto é obtido a partir de uma população de indivíduos (possíveis soluções), representados por cromossomos (palavras binárias), cada um associado a uma aptidão (função de avaliação do problema), que são submetidos a um processo de evolução (seleção, crossover e mutação) por vários ciclos até que a solução desejada seja encontrada de acordo com algum critério de parada específico ou pela conclusão de todas as gerações.

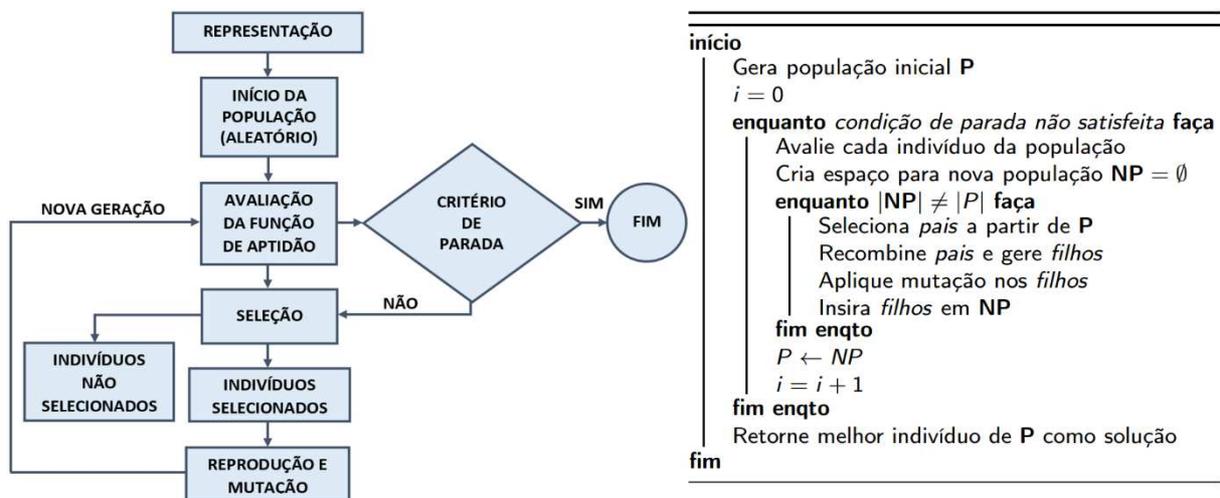
Um algoritmo genético é um modelo computacional que resolve problemas de otimização inspirados nos processos genéticos e a na teoria da evolução. AG possibilita a evolução biológica através da aplicação de operadores genéticos como seleção, reprodução e mutação [181].

O princípio básico dos operadores genéticos é transformar a população através de sucessivas gerações, estendendo a busca até chegar a um resultado satisfatório. Os operadores genéticos são necessários para que a população se diversifique e mantenha as características de adaptação adquiridas pelas gerações anteriores.

Estes algoritmos, apesar de serem computacionalmente muito simples, são bastante poderosos. Além disso, eles não são limitados por suposições sobre o espaço de busca, descontinuidades, existência de derivadas, não linearidades, etc.

A Figura 43 ilustra o fluxograma de operação do AG bem como seu algoritmo b.

Figura 43 – Diagrama do fluxo de funcionamento generalizado de um AG.



Otimização em AG significa encontrar o máximo ou mínimo de uma função.

Nos problemas de minimização as equações (3. 1) e (3. 2) podem ser utilizadas, onde  $f$  é a função a ser otimizada;  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_k$  são as variáveis do problema (ângulos de chaveamento) e  $f_{AV}$  é a função de avaliação de aptidão ou função de custo analisada pelo AG.

$$f_{AV} = -f(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_k) \quad (3. 1)$$

$$f_{AV} = \frac{1}{1 + f(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_k)}, \quad (3. 2)$$

É importante ressaltar que a equação (3. 2) só deve ser empregada nos casos em que  $f(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_k)$  é uma função positiva em todo o domínio das variáveis.

A função de avaliação precisa ser representada pelas variáveis do problema, que são os ângulos de chaveamento, visto que, todas as tensões nos capacitores que constituem o barramento CC são iguais e constantes considerando a topologia  $MLC^2-7L$  proposta.

Além disso, a função de custo deve atribuir um valor de aptidão a cada possível solução, ou seja, deve fornecer uma medida do quão boa uma solução é para dado problema.

A seguir são abordadas todas as etapas do fluxograma ilustrado na Figura 43.

### 3.1.1 Representação

Inicialmente, as possíveis soluções (indivíduos) são representadas em uma estrutura que possa ser processada por um computador digital.

Neste trabalho, cada variável  $x_i$  é codificada como uma sequência de binários de comprimento  $l$  definido pelo AG em função da especificação do domínio. As variáveis  $x_i$  são apresentadas em (3. 3).

$$\begin{aligned} x_1 &= [10001 \dots 01001] \\ x_2 &= [00101 \dots 11110] \\ &\vdots \\ &\vdots \\ &\vdots \\ x_i &= [11110 \dots 01011] \end{aligned} \tag{3. 3}$$

O conjunto  $\{x_1, x_2, x_3, \dots, x_i\}$  é chamado de cromossomo e contém a solução do problema de otimização. Já as variáveis  $x_i$  são denominadas genes.

Tradicionalmente, os indivíduos (cromossomos) são representados por vetores binários, onde cada elemento de um vetor denota uma determinada característica, isto é, o seu genótipo.

Os elementos podem ser combinados formando as características reais do indivíduo ou o seu fenótipo.

Teoricamente, esta representação é independente do problema, pois uma vez encontrada a representação em vetores binários, as operações padrão podem ser utilizadas, facilitando o seu emprego em diferentes classes de problemas de otimização.

### 3.1.2 Inicialização da população

Em seguida, define-se o número de indivíduos da população e inicializa os cromossomos com valores aleatórios limitados pelo domínio das variáveis. É importante ressaltar que a quantidade de indivíduos que formam a população é constante em todas as gerações evolutivas. Quanto menor for o domínio das variáveis menor é o espaço de busca e mais rápido o AG convergirá para a solução desejada. O tamanho da população afeta o desempenho global e a eficiência do AG. Com uma população pequena o desempenho pode cair, pois deste modo a população fornece uma pequena cobertura do espaço de busca do problema. Uma grande população geralmente fornece uma cobertura representativa do domínio do problema, além de prevenir convergências prematuras para soluções locais ao invés de globais. No entanto, para se trabalhar com grandes populações e muitas variáveis, são necessários maiores recursos computacionais ou disponibilidade de tempo para execução do algoritmo.

### 3.1.3 Função de avaliação da aptidão e seleção

Nesta fase, cada cromossomo (indivíduo) é avaliado pela função de aptidão. A medida de desempenho de um indivíduo é diretamente proporcional a probabilidade de seleção do mesmo. A probabilidade de seleção de cada cromossomo é a razão entre sua aptidão e a soma de todas as aptidões (seleção probabilística). O operador seleção é baseado no princípio de sobrevivência dos mais aptos (seleção natural). A escolha adequada da função de avaliação de aptidão representa o ponto principal para o funcionamento apropriado do algoritmo genético uma vez que direciona a busca para o objetivo. Nesta dissertação, foi empregada a equação (3. 1) e o método de seleção por normalização geométrica para minimização de todas as funções avaliadas nesta dissertação.

### 3.1.4 Reprodução ou crossover

Na operação de reprodução um número real entre 0 e 1 é atribuído aleatoriamente a cada cromossomo. Quando estes valores forem menores que a taxa de crossover selecionada então os respectivos cromossomos passarão pelo operador crossover. No crossover partes do material genético de dois indivíduos (progenitores) são trocadas para produzir dois descendentes, sendo que ambos apresentam material genético de cada um dos dois progenitores. Crossover é considerado o operador genético predominante, por isso é aplicado com taxa de crossover maior que a taxa de mutação.

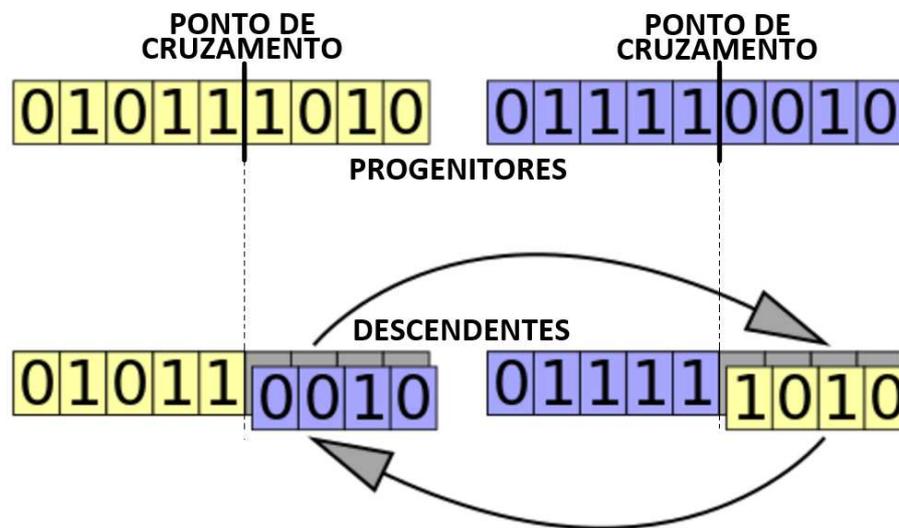
Este operador pode, ainda, ser utilizado de várias maneiras; as mais utilizadas são:

a) 1 ponto: um ponto de cruzamento é escolhido e a partir deste ponto as informações genéticas dos progenitores serão trocadas. A Figura 44 elucida a operação de crossover 1 ponto que será utilizado nesta dissertação;

b) Multipontos: é uma generalização desta ideia de troca de material genético através de pontos, onde muitos pontos de cruzamento podem ser utilizados possibilitando a combinação de diversos segmentos de cromossomos dos progenitores.

c) Uniforme: não utiliza pontos de cruzamento, mas determina, através de um parâmetro global, qual a probabilidade de cada variável ser trocada entre os pais.

Figura 44 – Crossover 1 ponto.



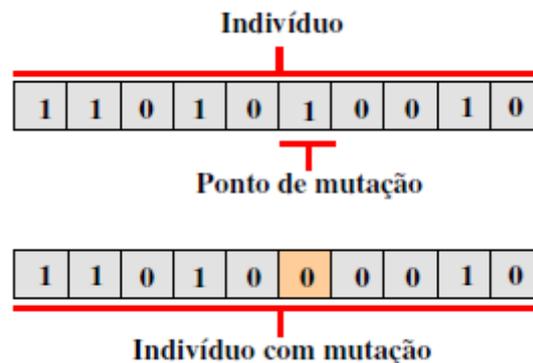
Quanto maior for a taxa de crossover, mais rapidamente novos indivíduos serão introduzidos na população. Mas se esta for muito alta, estruturas com boas aptidões poderão ser retiradas e a maior parte da população será substituída favorecendo convergência local. Com um valor baixo, o algoritmo pode tornar-se muito lento não conseguindo encontrar soluções para o problema em um tempo satisfatório.

### 3.1.5 Mutação

O operador de mutação é necessário para a introdução e manutenção da diversidade genética da população, alterando arbitrariamente um ou mais bits de um cromossomo, como é ilustrado na Figura 45, fornecendo assim, meios para a entrada de novos indivíduos na população. Desta forma, a mutação assegura que a probabilidade de se chegar a qualquer ponto do espaço de busca nunca seja zero, além de contornar o problema de mínimos locais, pois com este mecanismo, altera-se a direção da busca. O operador de mutação é aplicado aos indiví-

duos com uma probabilidade dada pela taxa de mutação que deve ser pequena, pois é um operador genético secundário. Desta forma, a mutação fornece um comportamento exploratório pois induz o AG a amostrar novos pontos do espaço de busca. Na operação de mutação um número real entre 0 e 1 é atribuído aleatoriamente a cada bit do cromossomo. Caso estes valores forem menor que a taxa de mutação selecionada então o respectivo bit permuta.

Figura 45 – Mutação.



Uma baixa taxa de mutação previne que uma dada posição fique estagnada em um valor, além de possibilitar que se chegue em qualquer ponto do espaço de busca. Com uma taxa muito alta a busca se torna essencialmente aleatória. A taxa de mutação deve assegurar a diversidade de cromossomos na população.

Após o processo evolutivo uma nova população está pronta para um novo ciclo do AG. O AG mantém o número de indivíduos (população) fixo em cada geração durante o processo evolutivo. Nesta dissertação foram executados 100 ciclos, o cromossomo com a maior avaliação (melhor aptidão) no último ciclo é a solução do problema proposto.

### 3.1.6 Formulação do Problema

A metodologia do AG é a mesma para qualquer aplicação. Há somente alguns parâmetros a serem definidos para um algoritmo genético funcionar adequadamente. Para a formulação do problema e aplicação do AG as seguintes etapas foram seguidas:

- 1<sup>a</sup>) Representação cromossômica binária;
- 2<sup>a</sup>) Determinação do número de variáveis correspondentes ao número de genes no cromossomo e o espaço de busca analisado pelo AG. Nesta aplicação, as variáveis a serem otimizadas são os ângulos de chaveamento, os quais variam de 3 a 9 para síntese de uma forma de onda de 7 níveis (Figura 40). Logo, cada cromossomo para esta aplicação terá de 3 a 9 genes, com domínio entre 0 e  $\pi/2$  cada em conformidade com as restrições impostas pela si-

metria de  $\frac{1}{4}$  de onda. Cada variável (ângulo de chaveamento) é composta por 21 bits de acordo com a precisão de  $10^{-6}$  do AG; logo, cada cromossomo possui de 63 ( $21 \times 3$ ) a 189 ( $21 \times 9$ ) bits de acordo com o ensaio empregado. Os ângulos de chaveamento são carregados off line por meio de uma tabela de pesquisa;

3ª) Definição do tamanho da população e inicialização aleatória. Maior população poderá aumentar a taxa de convergência, contudo isto certamente aumentará o tempo de execução do programa. A escolha do tamanho ideal de população requer certo grau de experiência em AG e realização de diversos testes de avaliação preliminares. A população neste trabalho é composta por 100 cromossomos, cada um contendo de 3 a 9 ângulos de chaveamento de acordo com o teste proposto. A população é inicializada com ângulos aleatórios levando em consideração a simetria  $\frac{1}{4}$  de onda da forma de onda de 7 níveis de tensão sintetizada pelo  $MLC^2-7L$ ;

4ª) Avaliação da importância (aptidão) de cada cromossomo (possível solução) através da definição da função de avaliação de aptidão. O algoritmo genético deve avaliar as funções de custo apresentadas nos capítulos 4 e 5 e encontrar os ângulos de chaveamento necessários para implementação da SHE-PWM com formulação híbrida, isto é, simetria de  $\frac{1}{4}$  de onda com mitigação de harmônicos específicos até o limite estipulado pela ANEEL (Módulo 8 – Qualidade de Energia). As amplitudes da componente fundamental e dos harmônicos selecionados são calculadas a partir das equações (2. 29) e (2. 30) e inseridas no AG para análise e solução do sistema de equações transcendentais não lineares.

No capítulo 4, o AG calcula os ângulos de chaveamento a partir da análise das funções de avaliação  $F_1$  [26] e  $F_2$  [182], com o único objetivo de mitigar e/ou minimizar os harmônicos selecionados sem controle de amplitude da componente fundamental e, consequentemente, determina o índice de modulação de amplitude ( $m_a$ ) para o qual o conversor sintetiza uma forma de onda com a menor distorção harmônica total possível empregando a técnica de modulação SHE-PWM com AG no  $MLC^2-7L$  modular.

As funções  $F_1$  e  $F_2$  estão definidas em (3. 4) e (3. 5), respectivamente. Nota-se que ambas funções de custo não apresentam o termo relativo ao controle da amplitude (diferença entre a tensão desejada e a tensão da componente fundamental). O AG tem como entrada tais funções de avaliação e os domínios das variáveis (ângulos de chaveamento). A solução é o melhor indivíduo da última geração.

$$F_1 = -100 \frac{\sqrt{\sum_n V_n^{*2}}}{V_1} [26] \quad (3.4)$$

$$F_2 = -100 \frac{\sum_n |V_n^*|}{V_1} [182] \quad (3.5)$$

O objetivo do capítulo 5 é mitigar harmônicos específicos e controlar amplitude e frequência da componente fundamental. Desta forma, a função de avaliação deve ser relacionada às amplitudes dos harmônicos de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens; ao índice de modulação calculado pelo GA ( $m_{aGA}$ ) e ao índice de modulação de referência ( $m_{aref}$ ), definidos em (3.6) e (3.7), respectivamente. O índice de modulação de referência determina a amplitude desejada da componente fundamental da tensão de fase ( $V_{ref}$ ). As equações (3.6) e (3.7) referem-se ao teste com 3 variáveis. As equações referentes aos ensaios empregando mais ângulos de chaveamento serão apresentadas nas seções do capítulo 5. Foram avaliadas as funções de aptidões (3.8) a (3.11) relatadas na literatura e a função de aptidão (3.12) proposta nesta dissertação com o intuito de determinar os ângulos de chaveamento que sintetizem as melhores saídas para cada índice de modulação, tomando como referência à adequação da amplitude dos harmônicos de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens em relação à norma de qualidade de energia expedida pela ANEEL e à DHT% das tensões de fase e linha do conversor. O conjunto dos ângulos de chaveamento para cada índice de modulação são carregados no bloco gerador de pulsos apresentado na próxima seção.

$$m_{aGA} = \frac{1}{N} [\cos(\theta_1) + \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3)] \quad (3.6)$$

$$m_{aref} = \frac{V_{ref}}{N} \quad (3.7)$$

$$F_3 = - \left[ \frac{\sqrt{\sum_n V_n^{*2}}}{V_1^*} + |V_{ref} - V_1^*| \right] [26] \quad (3.8)$$

$$F_4 = - \left[ \sum_n \frac{1}{n} \left( 50 \cdot \frac{V_n^*}{V_1^*} \right)^2 + \left( 100 \cdot \frac{V_{ref} - V_1^*}{V_{ref}} \right)^4 \right] [147], [148] e [149] \quad (3.9)$$

$$(3.10)$$

$$F_5 = -\left[\sum_n (V_n^*)^2 + (V_{ref} - V_1^*)^2\right] [25] \text{ e } [183]$$

$$F_6 = -\left[\sum_n |V_n^*| + |V_{ref} - V_1^*|\right] [150] \quad (3.11)$$

$$F_7 = -\left[\sum_n \frac{|V_n^*|}{V_1^*} + |V_{ref} - V_1^*|\right] (\mathbf{proposta}) \quad (3.12)$$

É importante ressaltar que  $N = (m - 1) / 2$  para  $m$  ímpar. Como  $m = 7$ , logo,  $N = 3$  em todos os ensaios do capítulo 5. A diferença principal resultante do incremento de variáveis está no somatório dos cossenos dos ângulos de chaveamento, o qual segue o método estabelecido na equação (2. 30).

5ª) O Algoritmo Genético é geralmente definido para funcionar durante um certo número de iterações (100 neste caso) para encontrar uma resposta satisfatória.

Após a primeira iteração, o valor da aptidão de cada cromossomo é usado para selecionar probabilisticamente os indivíduos da próxima geração. Estes passam por operações de reprodução e mutação e uma nova população é criada a qual atravessará o mesmo ciclo de seleção a partir da avaliação da aptidão.

Em suma, o processo evolutivo do AG utilizado neste artigo foi composto por 100 gerações de 100 indivíduos cada, onde cada cromossomo contém de 63 a 189 bits (21 para cada variável), taxa de reprodução de 0.8, taxa de mutação de 0.005 e seleção por normalização geométrica de 0.05. O AG mantém o número de indivíduos (população) fixo em cada geração durante todo o processo evolutivo.

Devido à complexidade do sistema de equações transcendentais não lineares, a determinação da solução online é considerada uma tarefa desafiadora [132]. A maioria das técnicas de resolução são baseadas em cálculo off-line. No entanto, a implementação em tempo real (online) pode ser conseguida através da interpolação dos ângulos de chaveamento calculados offline por funções simples (modelos) [156] ou por expressões analíticas [157]. Uma representação linear por partes [158] e um modelo de ajuste de curva [159] também foram introduzidos para representar as curvas não-lineares da solução dos ângulos de chaveamento ótimos como segmentos de reta, que podem ser implementados utilizando DSP (*Digital Signal Processing*). No entanto, a precisão de tais técnicas depende muito da localização dos

pontos de quebra (descontinuidades) bem como do número de segmentos. O outro desafio é a continuidade da solução.

A aplicação de métodos baseados em Redes Neurais Artificiais (*Artificial Neural Network – ANN*) facilita a implementação de um simples microprocessador, o qual fornece os ângulos de chaveamento ideais dos inversores para quaisquer valores de índice de modulação [162]. Contudo, o conhecimento prévio completo e detalhado dos ângulos de chaveamento é necessário para treinar a rede neural off-line antes que ela possa ser usada em tempo real [127].

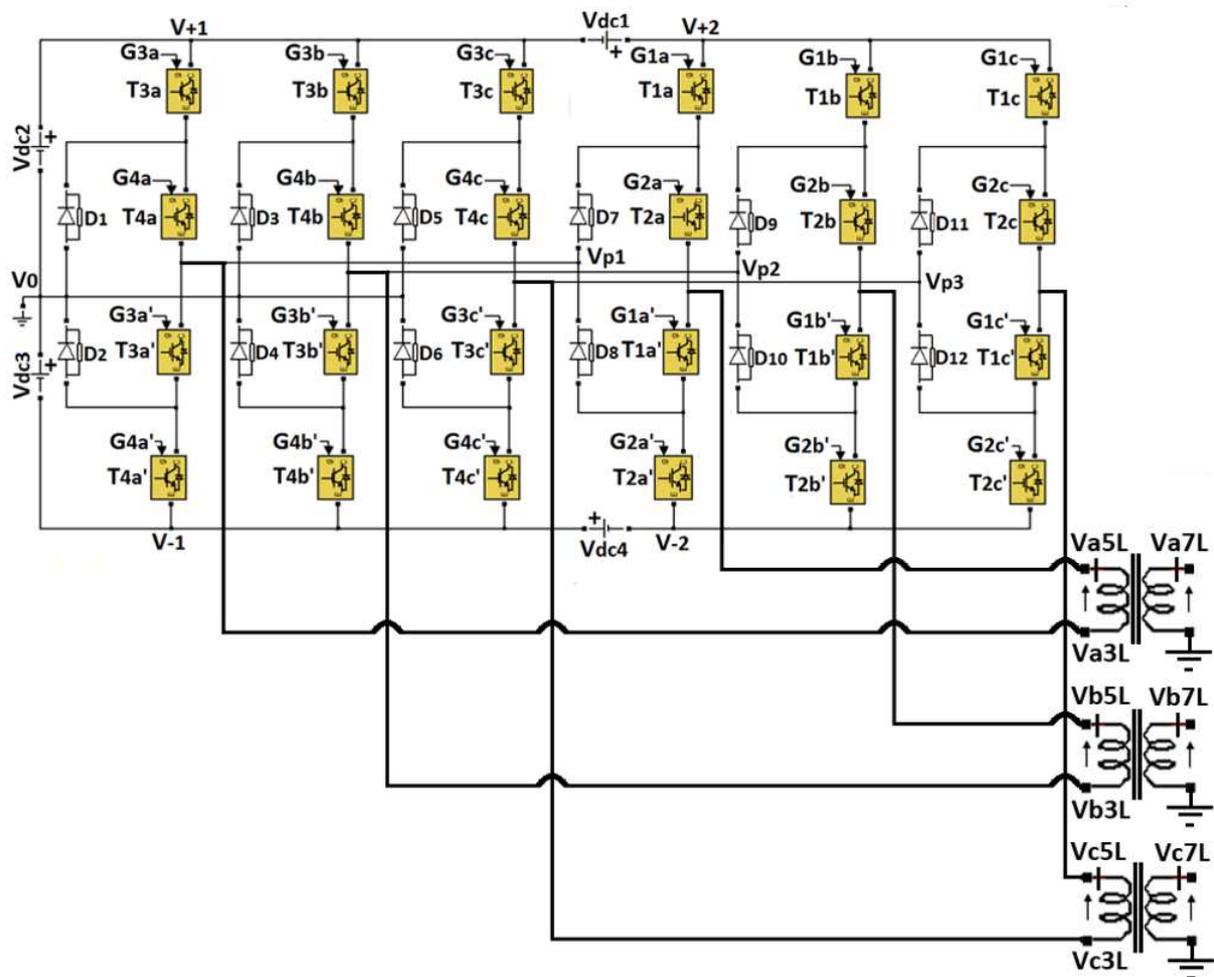
Métodos de solução baseados em MPC (*Model Predictive Control*) [163] foram recentemente utilizados para calcular as componentes harmônicas em tempo real, a fim de eliminar harmônicos indesejáveis contidos na forma de onda da tensão de saída com frequência de chaveamento relativamente baixa. Além de aumentar o tempo computacional, os métodos MPC são tipicamente implementados online e geram formas de onda SHE–PWM assimétricas, as quais requerem eliminação da componente contínua e dos harmônicos pares. Um modelo analítico composto por polinômios de Chebyshev, descrevendo o padrão de geração de forma de onda SHE–PWM, foi desenvolvido para permitir uma implementação online simples usando DSP ou FPGA (*Field Programmable Gate Arrays*) [164]. No entanto, o método foi aplicado apenas com dois ângulos de chaveamento e sua capacidade para lidar com maior número de ângulos ainda não está clara podendo, desta forma, tornar-se uma restrição de projeto.

Assim, de maneira geral, a aplicação online da SHE–PWM pode ser conseguida através do aumento da complexidade do sistema e da utilização de ferramentas computacionais avançadas com alta capacidade de memória para acomodar as tabelas de pesquisa (*lookup table*) ou através de aproximações na solução SHE–PWM comprometendo a precisão do sistema e os limites de operação do conversor.

O MATLAB GA Optimization Toolbox foi empregado nesta dissertação. Esta ferramenta pode encontrar ângulos de chaveamento para conversores multiníveis com quaisquer números de níveis e eliminar quaisquer harmônicos especificados bastando ajustar variáveis, função de avaliação de aptidão e parâmetros do AG.

### **3.2 Estratégia de modulação proposta**

Empregando a estratégia de modulação SHE–PWM com AG, o sinal de 7 níveis pode ser gerado utilizando a topologia MLC<sup>2</sup>–7L modular (Figura 46).

Figura 46 – Topologia MLC<sup>2</sup>-7L modular proposta.

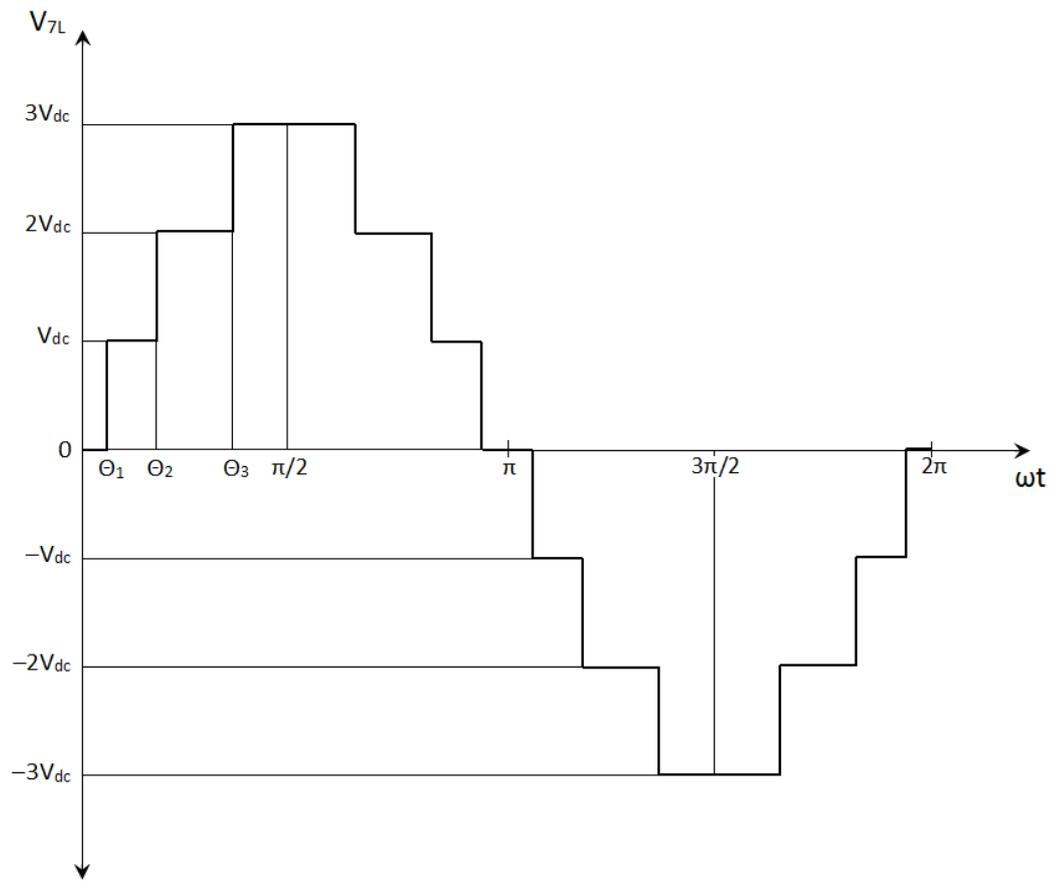
Algumas figuras e tabelas serão repetidas nesta seção para facilitar a compreensão da estratégia de modulação proposta.

Tendo como referência o sinal de tensão com simetria de  $\frac{1}{4}$  de onda ilustrada na Figura 47 e a lógica de chaveamento do MLC<sup>2</sup>-7L modular representada na Tabela 17, foi desenvolvido um algoritmo com a finalidade de gerar os pulsos retangulares de chaveamento para as chaves do conversor multinível avaliado.

Para manter uma baixa distorção harmônica total na forma de onda sintetizada pelo conversor, os níveis de tensão devem ser igualmente espaçados e a lógica de chaveamento deve estruturá-la conforme a Figura 47 [2]. A forma de obter os sete níveis de tensão bem como os ângulos de chaveamento é dada pela estratégia de modulação SHE-PWM com AG proposta nesta dissertação.

Os ângulos de chaveamento  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_k$  podem ser escolhidos de forma que a distorção harmônica total do sinal de tensão da saída seja mínima. Geralmente estes ângulos são escolhidos de modo que os harmônicos de ordem 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup> são eliminados [9].

Figura 47 – Forma de onda com 7 níveis de tensão e 3 variáveis.



A Tabela 17 apresenta a lógica de chaveamento para a fase  $a$  do  $MLC^2-7L$  modular proposto. O nível de tensão zero adotado neste trabalho refere-se ao estado 5, no qual ambas as saídas de 5 e 3 níveis são nulas.

Tabela 17 – Lógica de chaveamento para a fase  $a$  do  $MLC^2-7L$  modular.

Estados	$G_{1a}$	$G_{2a}$	$G_{3a}$	$G_{4a}$	$V_{a3L}$	$V_{a5L}$	$V_{a7L}$
1	0	0	0	0	$V_{-1} (-V_{dc})$	$V_{-2} (-2V_{dc})$	$V_{-1} (-V_{dc})$
2	0	0	0	1	$V_0 (0)$	$V_{-2} (-2V_{dc})$	$V_{-2} (-2V_{dc})$
3	0	0	1	1	$V_{+1} (V_{dc})$	$V_{-2} (-2V_{dc})$	$V_{-3} (-3V_{dc})$
4	0	1	0	0	$V_{-1} (-V_{dc})$	$V_{-1} (-V_{dc})$	$V_0 (0)$
5	0	1	0	1	$V_0 (0)$	$V_0 (0)$	$V_0 (0)$
6	0	1	1	1	$V_{+1} (V_{dc})$	$V_{+1} (V_{dc})$	$V_0 (0)$
7	1	1	0	0	$V_{-1} (-V_{dc})$	$V_{+2} (2V_{dc})$	$V_{+3} (3V_{dc})$
8	1	1	0	1	$V_0 (0)$	$V_{+2} (2V_{dc})$	$V_{+2} (2V_{dc})$
9	1	1	1	1	$V_{+1} (V_{dc})$	$V_{+2} (2V_{dc})$	$V_{+1} (V_{dc})$

De acordo com a Figura 47, para sintetizar uma forma de onda de sete níveis é necessário a utilização de 7 estados de chaveamento que correspondem, reciprocamente, aos 7 ní-

veis de tensão ( $3V_{dc}$ ,  $2V_{dc}$ ,  $V_{dc}$ ,  $0$ ,  $-V_{dc}$ ,  $-2V_{dc}$  e  $-3V_{dc}$ ). Logo, por exemplo, no intervalo entre  $\theta_2$  e  $\theta_3$  o conversor deve produzir nível de tensão de  $2V_{dc}$ . Assim, os pulsos  $G_{1a}$ ,  $G_{2a}$ ,  $G_{3a}$  e  $G_{4a}$  devem apresentar saídas 1, 1, 0 e 1, respectivamente, no período avaliado, em conformidade com a Tabela 17, onde, 1 indica chave ligada e 0, desligada.

O procedimento descrito no parágrafo anterior deve ser executado em todo o período da forma de onda e precisa respeitar os critérios da simetria de  $\frac{1}{4}$  de onda, isto é, função ímpar com simetria de  $\frac{1}{2}$  onda para eliminação da componente de CC e dos harmônicos pares, respectivamente [2]. Os intervalos referentes a aplicação dos níveis de tensão para síntese da forma de onda ilustrada na Figura 47 estão listados na Tabela 18 para o caso de modulação com 3 variáveis. De forma análoga, podem ser confeccionadas novas tabelas de pesquisa em função do aumento de variáveis. As fases *b* e *c* são sintetizadas atrasando a fase *a* de  $120^\circ$  e  $240^\circ$ , respectivamente.

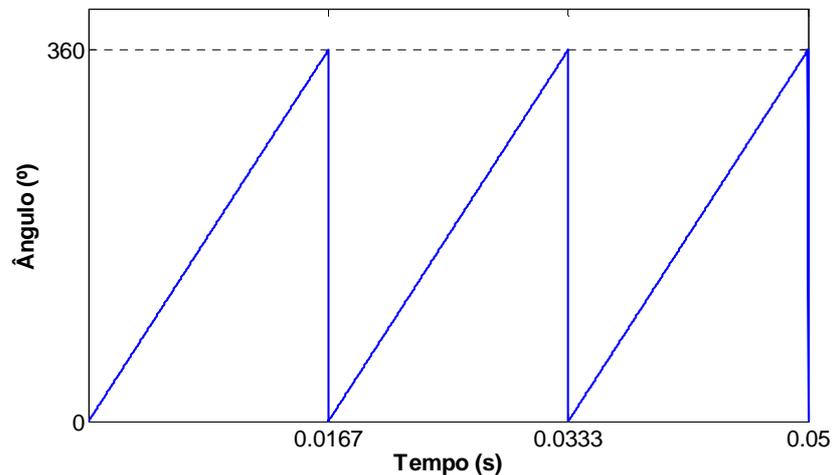
Tabela 18 – Tabela de pesquisa para geração dos pulsos para as chaves da fase *a* com 3 ângulos de chaveamento.

$V_{a7L}$	Intervalo	$G_{1a}$	$G_{2a}$	$G_{3a}$	$G_{4a}$
$V_0$	$[0, \theta_1[$	0	1	0	1
$V_{+1}$	$[\theta_1, \theta_2[$	1	1	1	1
$V_{+2}$	$[\theta_2, \theta_3[$	1	1	0	1
$V_{+3}$	$[\theta_3, (\pi-\theta_3)[$	1	1	0	0
$V_{+2}$	$[(\pi-\theta_3), (\pi-\theta_2)[$	1	1	0	1
$V_{+1}$	$[(\pi-\theta_2), (\pi-\theta_1)[$	1	1	1	1
$V_0$	$[(\pi-\theta_1), (\pi+\theta_1)[$	0	1	0	1
$V_{-1}$	$[(\pi+\theta_1), (\pi+\theta_2)[$	0	0	0	0
$V_{-2}$	$[(\pi+\theta_2), (\pi+\theta_3)[$	0	0	0	1
$V_{-3}$	$[(\pi+\theta_3), (2\pi-\theta_3)[$	0	0	1	1
$V_{-2}$	$[(2\pi-\theta_3), (2\pi-\theta_2)[$	0	0	0	1
$V_{-1}$	$[(2\pi-\theta_2), (2\pi-\theta_1)[$	0	0	0	0
$V_0$	$[(2\pi-\theta_1), 2\pi[$	0	1	0	1

Após análise e otimização da função de avaliação, o AG fornece os ângulos de chaveamento para o algoritmo que gera os pulsos ligado às chaves do MLC<sup>2</sup>-7L modular. O algoritmo utiliza a Tabela 18 e um sinal dente de serra apresentado na Figura 48, que varia linearmente de 0 a  $360^\circ$  por período da fundamental, para identificação dos intervalos, em função dos ângulos de chaveamentos determinados pelo AG e, posterior, geração dos pulsos para as

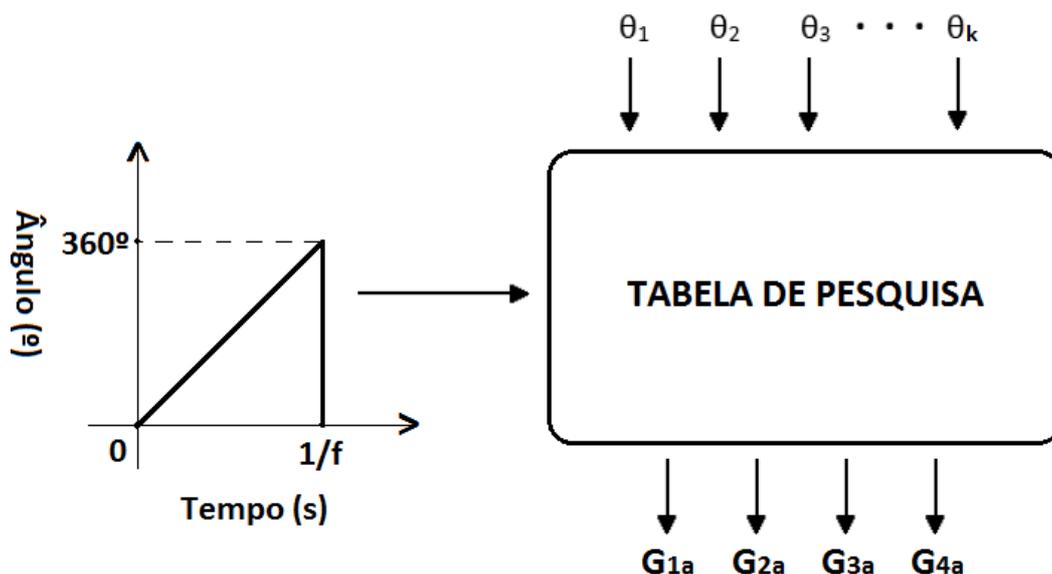
chaves de potência semicondutoras. Desta forma é possível variar facilmente a frequência do sinal da componente fundamental através de simples alteração no período da onda dente de serra.

Figura 48 – Onda dente de serra para modulação em frequência e indexador da tabela de pesquisa (Tabela 18).



A Figura 49 ilustra o gerador de pulsos com  $(k+1)$  entradas ( $k$  variáveis mais a onda dente de serra) e quatro saídas. Vale lembrar que as chaves  $G_{1a}$ ,  $G_{2a}$ ,  $G_{3a}$  e  $G_{4a}$  operam em complementariedade com os interruptores  $G_{1a'}$ ,  $G_{2a'}$ ,  $G_{3a'}$  e  $G_{4a'}$  a fim de evitar curto circuito no barramento CC. Nota-se que a mudança nos parâmetros de entrada provocadas pela adição de variáveis não altera o número de saídas representado pelos pulsos das chaves do conversor proposto.

Figura 49 – Bloco gerador de pulsos de chaveamento.



As saídas do bloco gerador de pulsos (Figura 49) são ligadas às chaves do MLC<sup>2</sup>-7L modular (Figura 46). Existem três blocos geradores de pulsos, um para cada fase, totalizando 24 pulsos.

A Figura 50, a Figura 51 e a Figura 52 apresentam 1 ciclo das formas de onda dos sinais  $V_{a3L}$ ,  $V_{a5L}$  e  $V_{a7L}$ , respectivamente, da fase  $a$ , utilizando os ângulos de chaveamento contidos na Tabela 22.

Figura 50 – Tensão de saída  $V_{a3L}$  via ramo interno (MCU) da fase  $a$  (Figura 46 e Tabela 22).

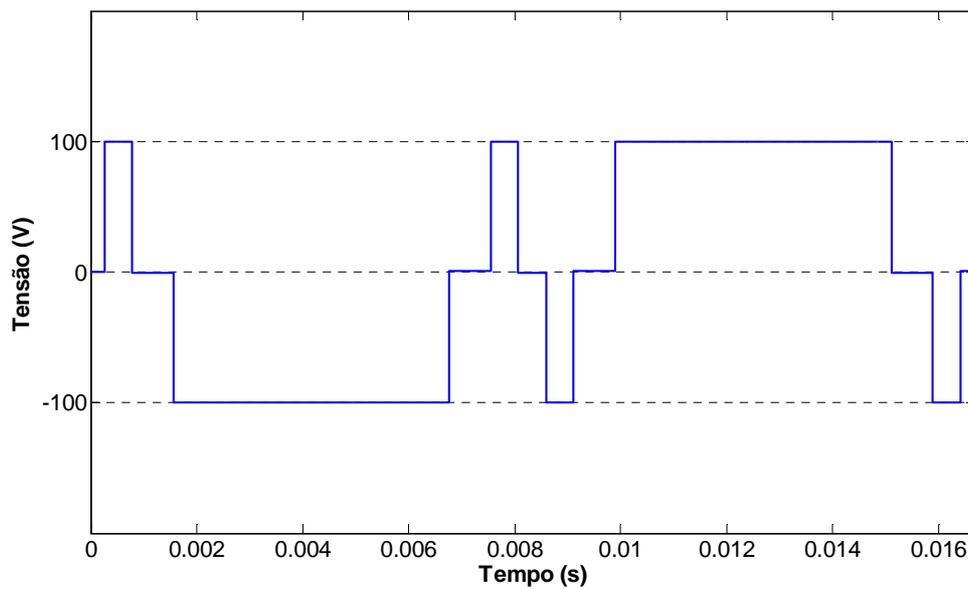


Figura 51 – Tensão de saída  $V_{a5L}$  via ramo externo da fase  $a$  (Figura 46 e Tabela 22).

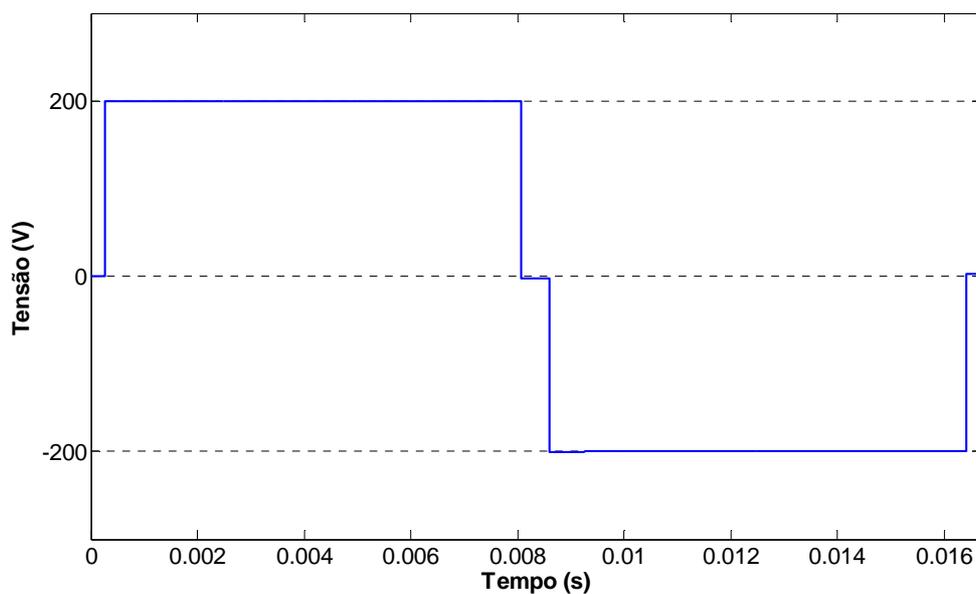
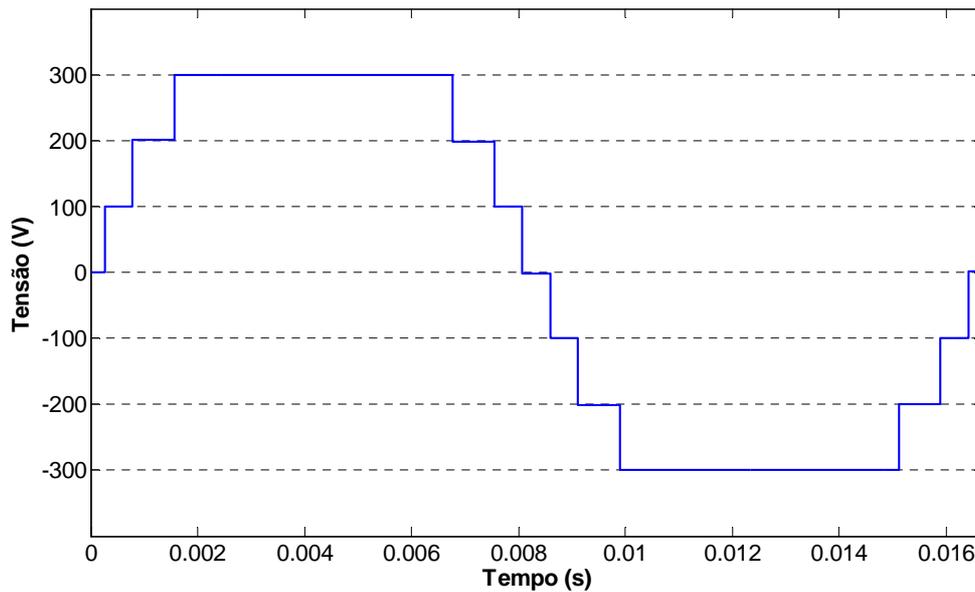


Figura 52 – Tensão de fase  $V_{a7L}$  sintetizada a partir da diferença entre  $V_{a5L}$  e  $V_{a3L}$  (Figura 46 e Tabela 22) através do emprego de um transformador trifásico.



Nota-se que as formas de onda ilustradas na Figura 50, na Figura 51 e na Figura 52 apresentam simetria de  $\frac{1}{4}$  de onda e que  $V_{a7L}$  (tensão de fase) é produzido a partir da diferença entre  $V_{a5L}$  e  $V_{a3L}$  em conformidade com o método proposto.

Conforme a Figura 46,  $V_{a3L}$  é sintetizado na saída do ramo interno (MCU) do conversor e é constituído pelos níveis intermediários ( $V_{+1}$ ,  $V_0$ ,  $-V_{-1}$ ); enquanto  $V_{a5L}$  é gerado na saída do ramo externo ( $V_{+2}$ ,  $V_0$ ,  $-V_{-2}$ ).

Generalizando para quaisquer fases, os sinais  $V_{3L}$  e  $V_{5L}$  são medidos em relação ao ponto médio do barramento CC, representado por  $V_0$ , enquanto  $V_{7L}$  é sintetizado a partir de um transformador isolador trifásico (Figura 46).

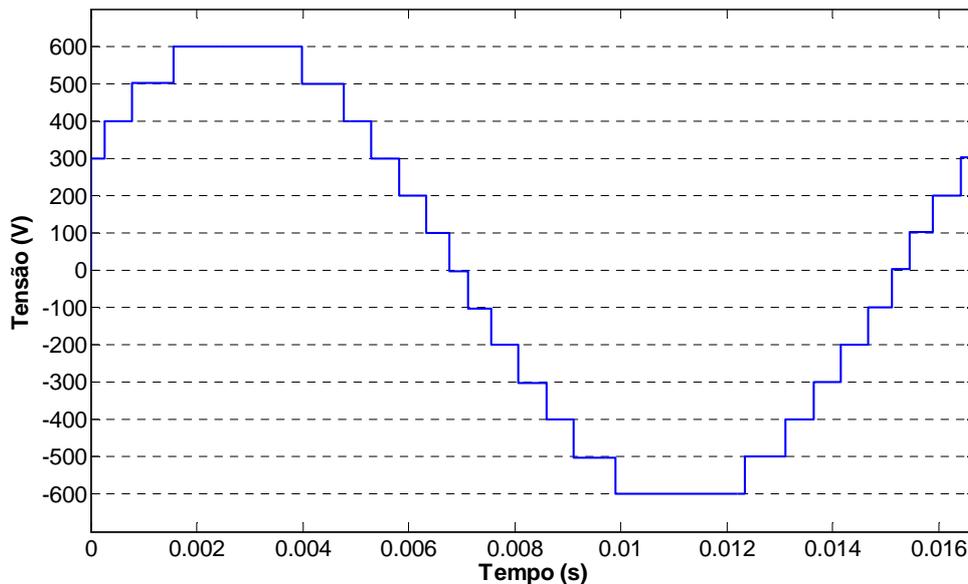
Nas simulações, as fontes de tensão ( $V_{dc1}$ ,  $V_{dc2}$ ,  $V_{dc3}$  e  $V_{dc4}$ ) são iguais a 100V e representam as tensões sobre os capacitores do barramento CC. Desta forma, a estratégia de modulação empregada apresenta níveis de tensão iguais e constantes.

De acordo com a Figura 51, o sinal  $V_{a5L}$  sintetizado na saída do ramo externo (principal) do MLC<sup>2</sup>-7L modular apresenta apenas 3 níveis de tensão ( $2V_{dc}$ , 0 e  $-2V_{dc}$ ).

Analisando a Tabela 17, observa-se que os níveis intermediários ( $V_{dc}$  e  $-V_{dc}$ ) não são sintetizados no sinal  $V_{a5L}$  pois em tal situação ambas as saídas  $V_{a3L}$  e  $V_{a5L}$  serão iguais produzindo nível zero no sinal  $V_{a7L}$ . No entanto, os níveis intermediários ( $V_{dc}$  e  $-V_{dc}$ ) podem ser utilizados para balancear as tensões sobre os capacitores que compõe o barramento CC, enquanto que o nível  $V_0$  sintetiza nível de tensão nulo à saída  $V_{a7L}$ .

A Figura 53 esboça 1 ciclo da forma de onda de 13 níveis,  $V_{a13L}$ , sendo produzida pela diferença entre os sinais de 7 níveis das fases  $a$  e  $b$  e representa uma tensão de linha do MLC<sup>2</sup>-7L modular.

Figura 53 – Tensão de linha  $V_{a13L}$  a partir da diferença entre  $V_{a7L}$  e  $V_{b7L}$  (Figura 46 e Tabela 22).



Os próximos capítulos apresentam os resultados das simulações do emprego da estratégia de modulação SHE-PWM com AG no MLC<sup>2</sup>-7L modular.

No capítulo 4, o controle da amplitude da componente fundamental é desconsiderado, assim os resultados são analisados apenas para o índice de modulação determinado pelo AG em relação à DHT%, mitigação dos harmônicos selecionados e frequência de chaveamento. Este capítulo apresenta os melhores resultados em relação a DHT% visto que diminui consideravelmente as restrições impostas no AG e, desta forma determina o ponto de operação ideal do conversor proposto.

No capítulo 5, o AG deve determinar os ângulos de chaveamento que atendam todas as restrições do problema proposto. Assim, serão confeccionadas tabelas relacionando índice de modulação, ângulos de chaveamento, DHT% e distorção harmônicas individuais para comparação com a norma brasileira de qualidade de energia e avaliação do intervalo de operação do conversor.

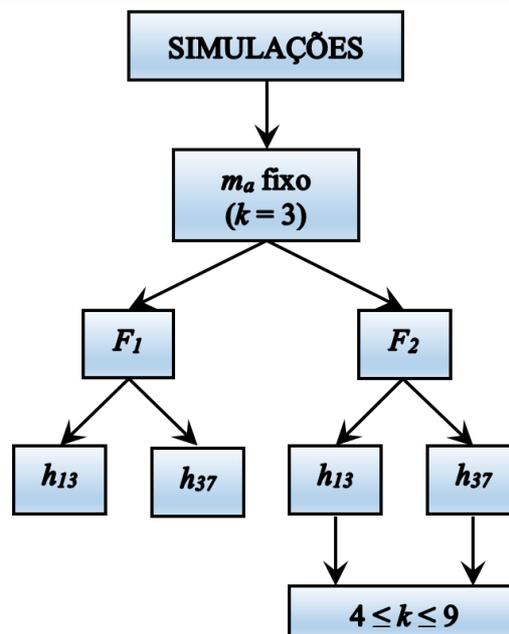
## 4. RESULTADOS – PARTE I ( $m_a$ FIXO)

### 4.1 Introdução

Este capítulo tem por objetivo apresentar os resultados obtidos a partir de simulações sem controle de amplitude ( $m_a$  fixo) da componente fundamental do sinal sintetizado pelo MLC<sup>2</sup>-7L modular. O índice de modulação ( $m_a$ ) é função dos ângulos de chaveamento determinados pelo AG após avaliação de funções de custo específicas, as quais não apresentam o termo de controle da amplitude da componente fundamental (diferença entre as tensões de referência e desejada). Desta forma, os resultados indicam o índice de modulação otimizado para operação do conversor com a menor distorção harmônica possível empregando a modulação SHE-PWM com AG proposta.

A Figura 54 resume os procedimentos adotados para aquisição dos resultados.

Figura 54 – Diagrama das simulações propostas sem controle de amplitude ( $m_a$  fixo), onde  $k$  é o número de ângulos de chaveamento,  $F_1$  e  $F_2$  são as funções de custo avaliadas pelo AG, e  $h_{13}$  e  $h_{37}$  representam as maiores componentes harmônicas ímpares não múltiplas de 3 consideradas nas referidas funções e suprimidas pelo AG.



As informações dos testes empregando 3 variáveis ( $k = 3$ ) serviram como base para a escolha da função de avaliação a ser adotada nos próximos ensaios ( $4 \leq k \leq 9$ ). De acordo com a Figura 54, foi adotada a função  $F_2$  como referência nos próximos ensaios. As funções  $F_1$  e  $F_2$  estão representadas na próxima seção bem como a justificativa da escolha de  $F_2$  para

avaliação nas próximas simulações. Desta forma foi possível padronizar todas as informações adquiridas nos diversos ensaios com o intuito de quantificá-las corretamente mostrando as diversas possibilidades de aplicação da técnica de modulação proposta.

O número de ângulos de chaveamento ( $k$ ) varia de 3 a 9, com o intuito de determinar o efeito do aumento das variáveis na distorção harmônica total, na mitigação e/ou minimização harmônica seletiva e na frequência de chaveamento do conversor. As restrições deste problema de otimização estão relacionadas aos ângulos de chaveamento e obedecem, necessariamente, a simetria de  $\frac{1}{4}$  de onda exigida na forma de onda sintetizada pelo conversor. A função de custo relaciona as amplitudes dos harmônicos mitigados com a amplitude da componente fundamental. O AG procura os pontos que correspondam aos valores mínimos das funções avaliadas. Posteriormente, os resultados obtidos são comparados com as exigências de qualidade de energia elétrica estabelecidas no Módulo 8 – Qualidade de Energia Elétrica e ilustradas na Tabela 19.

Tabela 19 – Níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão (em porcentagem da tensão fundamental) e DHT% [27].

Ordem Harmônica	Distorção Harmônica Individual de Tensão (%)				
	$V_n \leq 1\text{kV}$	$1\text{kV} < V_n \leq 13.8\text{kV}$	$13.8\text{kV} < V_n \leq 69\text{kV}$	$69\text{kV} < V_n \leq 230\text{kV}$	
Ímpares não múltiplas de 3	5	7.5	6.0	4.5	2.5
	7	6.5	5.0	4.0	2.0
	11	4.5	3.5	3.0	1.5
	13	4.0	3.0	2.5	1.5
	17	2.5	2.0	1.5	1.0
	19	2.0	1.5	1.5	1.0
	23	2.0	1.5	1.5	1.0
	>25	1.5	1.0	1.0	0.5
Ímpares múltiplas de 3	3	6.5	5.0	4.0	2.0
	9	2.0	1.5	1.5	1.0
	15	1.0	0.5	0.5	0.5
	21	1.0	0.5	0.5	0.5
	>21	1.0	0.5	0.5	0.5
Pares	2	2.5	2.0	1.5	1.0
	4	1.5	1.0	1.0	0.5
	6	1.0	0.5	0.5	0.5
	8	1.0	0.5	0.5	0.5
	10	1.0	0.5	0.5	0.5
	12	1.0	0.5	0.5	0.5
	>12	1.0	0.5	0.5	0.5
<b>DHT (%)</b>	<b>10.0</b>	<b>8.0</b>	<b>6.0</b>	<b>3.0</b>	

Ainda, de acordo com [27], o espectro harmônico a ser considerado para fins do cálculo da distorção total deve compreender uma faixa de frequências que considere desde a componente fundamental até, no mínimo, o 25º harmônico.

Inicialmente, simulação com 3 variáveis, o AG calcula os ângulos de chaveamento a partir da análise das funções de avaliação  $F_1$  [26] e  $F_2$  [182], com o único objetivo de mitigar e/ou minimizar os harmônicos selecionados.

O processo evolutivo do AG é composto por 100 gerações de 100 indivíduos cada, com taxa de reprodução de 0.8, taxa de mutação de 0.005 e seleção por normalização geométrica de 0.05.

Para cada função de custo há duas proposições a serem discutidas referentes à quantidade de harmônicos mitigados e/ou minimizados. Num primeiro momento, cada função é avaliada computando apenas os 4 primeiros harmônicos ímpares não múltiplos de 3 (5º, 7º, 11º e 13º) e, em seguida, são inseridos os próximos harmônicos ímpares não múltiplos de 3 até o limite do 37º, inclusive (Figura 54).

Finalmente, todas as informações adquiridas nos diversos testes propostos estão resumidas nas tabelas, figuras e equações apresentadas neste capítulo e no Apêndice A.

Neste capítulo utilizou-se o programa MATLAB/SIMULINK para obtenção dos resultados de simulação a partir do emprego do AG, como ferramenta de solução dos sistemas não lineares de equações transcendentais, e, posterior, implementação da SHE-PWM, por meio da determinação dos ângulos de chaveamento e, posterior, confecção dos pulsos das chaves do conversor proposto.

#### 4.2 Simulação com 3 variáveis e $m_a$ fixo

A Figura 55 representa  $\frac{1}{4}$  do ciclo da forma de onda de 7 níveis, utilizando 3 ângulos de chaveamento ( $\theta_1$ ,  $\theta_2$  e  $\theta_3$ ), sintetizada pelo MLC<sup>2</sup>-7L modular através do emprego da estratégia de modulação SHE-PWM com AG. As equações (4. 1), (4. 2) e (4. 3) definem a DHT% do sinal ilustrado na Figura 55.

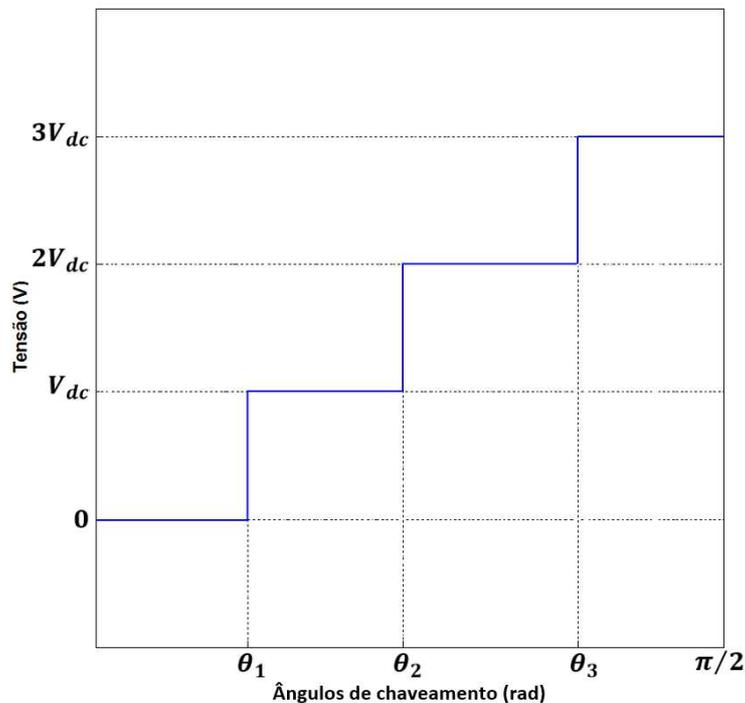
$$DHT\% = 100 \frac{\sqrt{f_{rms}^2 - f_{1rms}^2}}{f_{1rms}} \quad (4. 1)$$

$$f_{rms} = \sqrt{\frac{2V_{dc}^2}{\pi} (-\theta_1 - 3\theta_2 - 5\theta_3 + 4.5\pi)} \quad (4.2)$$

$$f_{1rms} = \frac{4V_{dc}}{\sqrt{2\pi}} [\cos(\theta_1) + \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3)], \quad (4.3)$$

onde  $f_{rms}$  e  $f_{1rms}$  representam o valor eficaz de  $V_{a7L}$  (tensão de fase) e de  $V_{1a7L}$  (componente fundamental da tensão de fase) respectivamente, da forma de onda mostrada na Figura 55.

Figura 55 –  $\frac{1}{4}$  de ciclo do sinal de 7 níveis com 3 variáveis para determinação da série de Fourier e DHT%.



As equações (4.4) e (4.5) determinam os coeficientes da série de Fourier da função periódica com simetria de  $\frac{1}{4}$  de onda ilustrada na Figura 55. Observa-se que em (4.5), as magnitudes dos coeficientes estão normalizadas em relação à  $4V_{dc}/\pi$ .

$$V_n = \frac{4V_{dc}}{\pi} \left[ \frac{\cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3)}{n} \right] \quad (4.4)$$

$$V_n^* = \frac{\cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3)}{n} \quad (4.5)$$

O AG foi configurado para buscar o valor mínimo global das funções de avaliação no espaço de busca  $\mathbf{R}^k$  limitado pelo domínio das  $k$  variáveis (ângulos de chaveamento). Tal domínio é especificado pelas restrições impostas para síntese de um sinal de tensão com simetria de  $\frac{1}{4}$  de onda conforme descrito na inequação (4.6). As equações (4.7) e (4.8) apresentam as funções  $F_1$  e  $F_2$  analisadas inicialmente pelo AG. Nota-se que as duas funções são compostas apenas de um termo referente à supressão harmônica seletiva.

$$0 \leq \theta_1 \leq \theta_2 \leq \dots \leq \theta_k \leq \frac{\pi}{2} \quad (4.6)$$

$$F_1 = -100 \frac{\sqrt{\sum_n V_n^{*2}}}{V_1}, \text{ com } n = 5, 7, 11 \text{ e } 13 \text{ [26]} \quad (4.7)$$

$$F_2 = -100 \frac{\sum_n |V_n^*|}{V_1} \text{ [182]}, \quad (4.8)$$

A função  $F_1$  representa a distorção harmônica parcial de tensão, onde somente harmônicas pontuais são computadas ( $n = 5, 7, 11$  e  $13$ ), e a somatória das distorções harmônicas individuais de tensão é dada por  $F_2$  [27].

O objetivo desta simulação é encontrar os ângulos de chaveamento ( $\theta_1, \theta_2$  e  $\theta_3$ ) que minimizem as amplitudes dos harmônicos de baixa ordem ( $5^\circ, 7^\circ, 11^\circ$  e  $13^\circ$ ) para valores especificados na norma atinente (Módulo 8 – Qualidade de Energia Elétrica – PRODIST – ANEEL) conforme descrito na Tabela 19.

A Tabela 20 fornece o índice de modulação ( $m_{aAG}$ ) e os valores dos ângulos de chaveamento ( $\theta_1, \theta_2$  e  $\theta_3$ ) determinados pelo AG; as tensões de pico e eficaz da tensão de fase  $V_{7L}$  (tensão entre fase e o ponto médio ( $V_0$ ) do barramento CC) e da tensão de linha  $V_{13L}$  (tensão entre fases) (Figura 46); o número de níveis dos sinais  $V_{7L}$  ( $L_F$ ) e  $V_{13L}$  ( $L_L$ ) gerados pelo conversor; a DHT teórica e simulada da tensão de fase; a DHT simulada e a porcentagem dos harmônicos de baixa ordem, ímpares não múltiplos de 3, em relação a componente fundamental da tensão de linha. Na Tabela 20, os dados foram determinados a partir da avaliação da função  $F_1$ , a qual ponderou apenas os 4 primeiros harmônicos ímpares não múltiplos de 3. A ferramenta de análise espectral do MATLAB/SIMULINK considerou, para o cálculo da

DHT simulada, até o harmônico de 8493° ordem. O 17° harmônico apresentou valor superior ao limite estabelecido na norma atinente (Tabela 19) de 1.75% da componente fundamental da tensão de linha. O barramento CC possui tensão nominal de 400V.

Tabela 20 – Redução 5°, 7°, 11° e 13° harmônicos com 3 variáveis,  $F_1$  e  $m_{aAG}$  fixo.

$m_{aAG}$	$\theta_1$ (°)	$\theta_2$ (°)	$\theta_3$ (°)	$V_{7Lpico}$ (V)	$V_{7Lrms}$ (V)	$L_F$	$DHT_{7L}$ Teórico (%)	$DHT_{7L}$ Simulado (%)	$V_{13Lpico}$ (V)	$V_{13Lrms}$ (V)	$L_L$	$DHT_{13L}$ (%)	$h_5$ (pu)	$h_7$ (pu)	$h_{11}$ (pu)	$h_{13}$ (pu)
0.9291	5.58	16.17	33.75	354.7	250.8	7	19.00	19.00	614.4	434.4	13	6.28	0.45	0.89	1.50	1.02

A Tabela 21 ilustra os dados simulados a partir da avaliação da função  $F_1$  pelo AG. Entretanto, nesta simulação, foram inseridos na função  $F_1$  os 12 primeiros harmônicos ímpares não múltiplos de 3 (até o 37° harmônico). Foi considerado até o harmônico de 8492° ordem para o cálculo da DHT simulada. O primeiro harmônico a apresentar valor superior ao limite estabelecido na norma da ANEEL referente à qualidade de energia (Tabela 19) foi o 29° com valor de 2.21% da amplitude da componente fundamental da tensão de linha.

Tabela 21 – Redução até 37° harmônico com 3 variáveis,  $F_1$  e  $m_a$  fixo.

$m_{aAG}$	$\theta_1$ (°)	$\theta_2$ (°)	$\theta_3$ (°)	$V_{7Lpico}$ (V)	$V_{7Lrms}$ (V)	$L_F$	$DHT_{7L}$ Teórico (%)	$DHT_{7L}$ Simulado (%)	$V_{13Lpico}$ (V)	$V_{13Lrms}$ (V)	$L_L$	$DHT_{13L}$ (%)	$h_5$ (pu)	$h_7$ (pu)	$h_{11}$ (pu)	$h_{13}$ (pu)
0.9279	5.62	16.87	33.75	354.3	250.5	7	18.69	18.70	613.6	433.9	13	6.30	0.02	1.30	1.49	0.80

As informações contidas na Tabela 22 e na Tabela 23 foram obtidas de forma análoga ao procedimento utilizado anteriormente, isto é, avaliação da função  $F_2$  com inserção inicial dos harmônicos de baixa ordem até o 13° (Tabela 22) e, posterior inclusão dos demais harmônicos ímpares não múltiplos de 3 até o limite do 37°, inclusive (Tabela 23). A DHT simulada computou em seu cálculo os 8492 (Tabela 22) e os 8498 (Tabela 23) primeiros harmônicos. O 29° e o 13° harmônicos apresentaram valores superiores ao limite estabelecido em norma com valores de 2.22% e 3.46% da componente fundamental do sinal  $V_{13L}$ , respectivamente.

Tabela 22 – Redução 5°, 7°, 11° e 13° harmônicos com 3 variáveis,  $F_2$  e  $m_a$  fixo.

$m_{aAG}$	$\theta_1$ (°)	$\theta_2$ (°)	$\theta_3$ (°)	$V_{7Lpico}$ (V)	$V_{7Lrms}$ (V)	$L_F$	$DHT_{7L}$ Teórico (%)	$DHT_{7L}$ Simulado (%)	$V_{13Lpico}$ (V)	$V_{13Lrms}$ (V)	$L_L$	$DHT_{13L}$ (%)	$h_5$ (pu)	$h_7$ (pu)	$h_{11}$ (pu)	$h_{13}$ (pu)
0.9279	5.62	16.87	33.73	354.3	250.5	7	18.70	18.71	613.7	433.9	13	6.31	0.02	1.31	1.49	0.79

Analisando as informações contidas na Tabela 20, na Tabela 21, na Tabela 22 e na Tabela 23 supra apresentadas nota-se que os resultados são bastante parecidos quanto ao ín-

dice de modulação, os valores das distorções harmônicas (DHT%) e os níveis das componentes harmônicas, comprovando a convergência do método adotado.

Tabela 23 – Redução até 37º harmônico com 3 variáveis,  $F_2$  e  $m_a$  fixo.

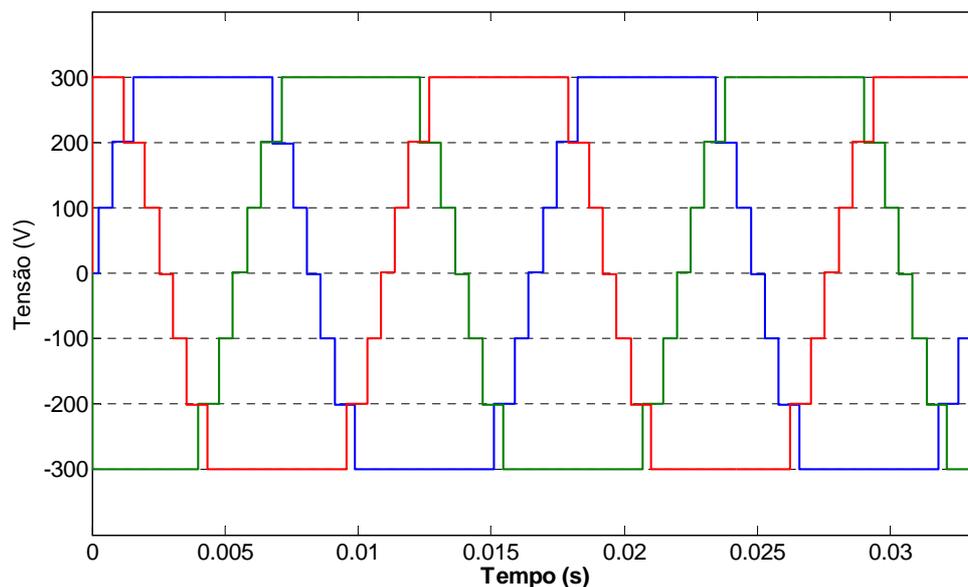
$m_{aAG}$	$\theta_1$ (°)	$\theta_2$ (°)	$\theta_3$ (°)	$V_{7Lpico}$ (V)	$V_{7Lrms}$ (V)	$L_F$	$DHT_{7L}$ Teórico (%)	$DHT_{7L}$ Simulado (%)	$V_{13Lpico}$ (V)	$V_{13Lrms}$ (V)	$L_L$	$DHT_{13L}$ (%)	$h_5$ (pu)	$h_7$ (pu)	$h_{11}$ (pu)	$h_{13}$ (pu)
0.9241	7.76	15.47	35.16	352.8	249.5	7	18.61	18.61	611.1	432.1	13	6.85	0.02	0.70	0.05	3.46

Observou-se, porém, que os resultados da Tabela 21 e da Tabela 22 são praticamente iguais. Entretanto, a Tabela 22 que utiliza a função  $F_2$  requer reduzido processamento matemático para avaliação da função, e além disso produziu os mesmos resultados que os da função  $F_1$ , porém com um número reduzido de harmônicos suprimidos introduzidos em  $F_2$  (até 13º, inclusive).

Diante do exposto, a função de custo  $F_2$  foi selecionada para ser adotada nas próximas simulações, com o intuito de padronizar a qualificação e quantificação dos resultados obtidos, visto que representa uma função relativamente simples não comprometendo o tempo de processamento do AG, além de apresentar resultado semelhante com menores restrições. Ainda, serão mantidos os parâmetros de simulação do MATLAB/SIMULINK e do AG.

A Figura 56 ilustra 2 ciclos do sinal trifásico de 7 níveis que representam as tensões de fase do conversor produzidas pelo MLC<sup>2</sup>-7L modular com 3 ângulos de chaveamento conforme os critérios da Figura 46, da Figura 52 e da Tabela 22. As tensões de fase foram implementadas na simulação a partir da utilização de transformadores, os quais combinam os sinais de 3 e 5 níveis com o intuito de produzir 7 níveis.

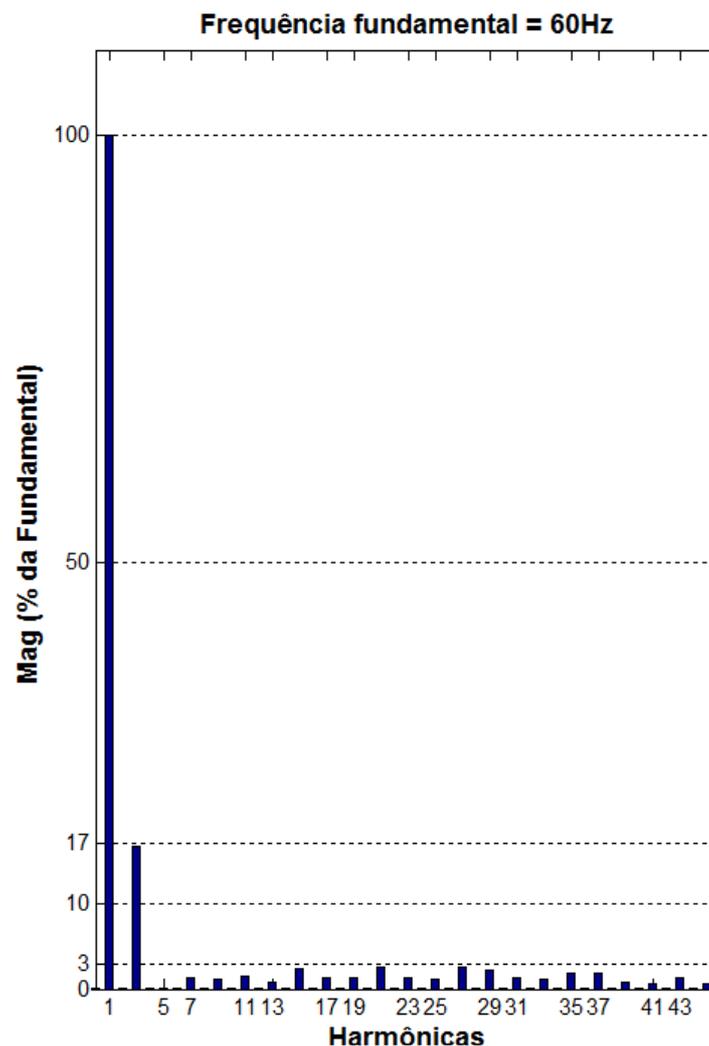
Figura 56 – Tensões de fase ( $V_{7L}$ ) trifásica obtidas via Figura 46, Figura 52 e Tabela 22.



A Figura 57 mostra os resultados da análise de Fourier do sinal de tensão da fase *a* dos 45 primeiros harmônicos, correspondente à forma de onda apresentada na Figura 52 a qual foi sintetizada conforme os critérios da Tabela 22 e da Figura 46. Observa-se na Figura 159 do Apêndice A, que os harmônicos do sinal de tensão de 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup> ordens são 0.02%, 1.31%, 1.49% e 0.79% da componente fundamental da tensão de fase, respectivamente. Neste caso obteve-se uma DHT de 18.71%, que está diretamente ligada ao harmônico de 3<sup>a</sup> ordem cujo valor representa 16,74% da componente fundamental do sinal  $V_{a7L}$  (Figura 52). Ainda, a Figura 159 do Apêndice A, fornece as tensões de pico, eficaz (*rms*) e a DHT simulada da tensão de fase realizando uma análise quantitativa do espectro do sinal  $V_{a7L}$ .

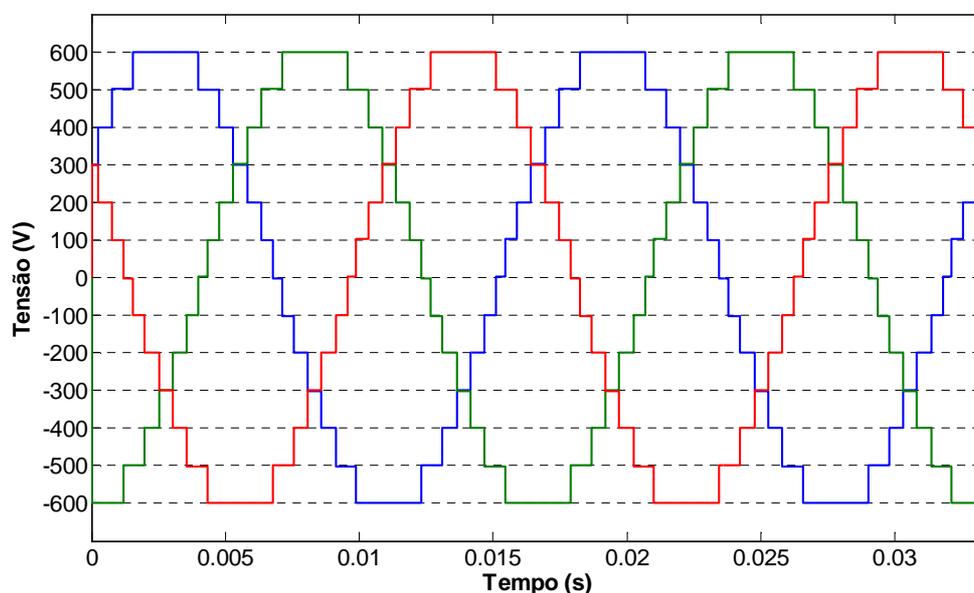
A Figura 58 ilustra 2 ciclos do sinal trifásico de 13 níveis que representam as tensões de linha (entre fases) produzidas pelo MLC<sup>2</sup>-7L modular utilizando 3 ângulos de chaveamento de acordo com a Figura 46, a Figura 53 e os dados contidos na Tabela 22.

Figura 57 – Espectro harmônico do sinal  $V_{a7L}$  (Figura 46, Figura 52 e Tabela 22) com DHT% de 18.71% – Análise qualitativa.



A Figura 59 representa o espectro harmônico da forma de onda de treze níveis apresentada na Figura 53. Percebe-se claramente que os harmônicos ímpares múltiplos de três foram suprimidos. Logo, a distorção harmônica total diminuiu para 6.31%. Além disso, os harmônicos do sinal de tensão de 5ª, 7ª, 11ª, 13ª, 17ª, 19ª, 23ª e 25ª ordens apresentam valores de 0.02%, 1.31%, 1.49%, 0.79%, 1.37%, 1.26%, 1.27% e 1.22% em relação à componente fundamental da tensão de linha, respectivamente (ver Figura 160 do Apêndice A). Essas porcentagens estão dentro dos limites estabelecidos pela ANEEL para aplicações em média tensão até 69kV, cujos valores são 4.5%, 4%, 3%, 2.5%, 1.5%, 1.5%, 1.5% e 1.5%, conforme a Tabela 19.

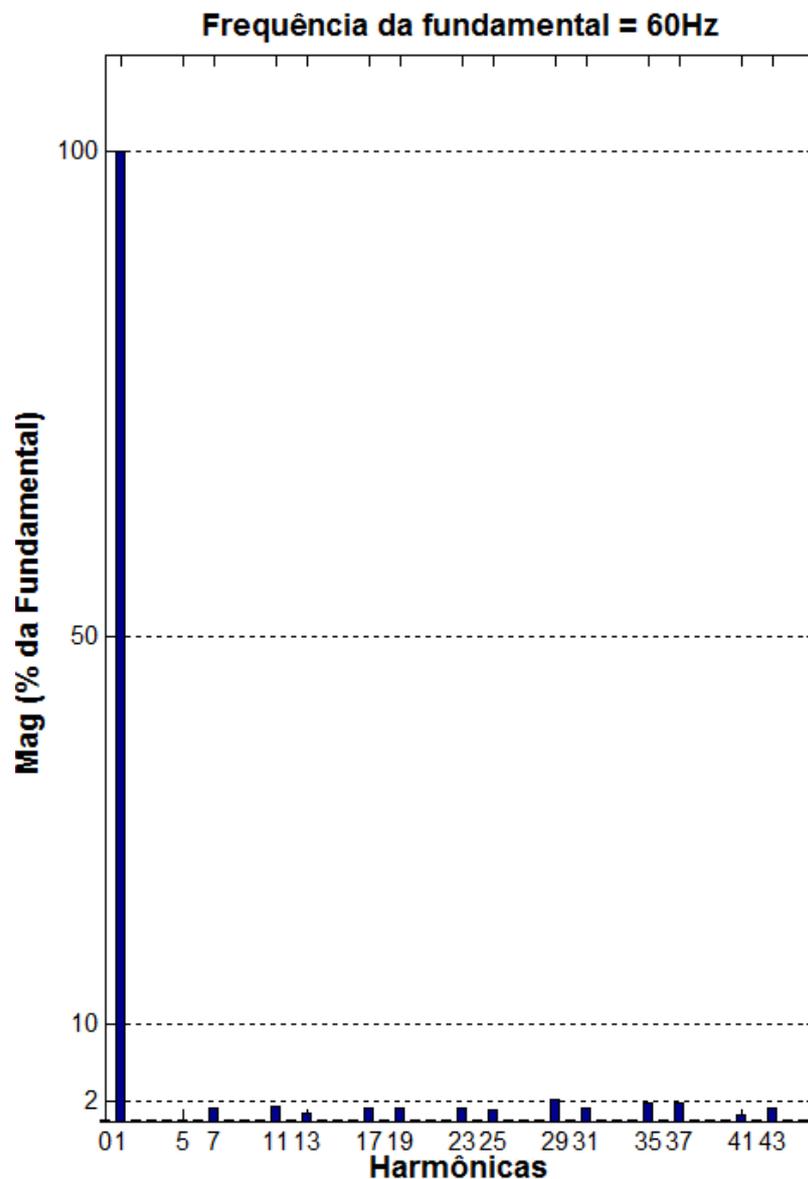
Figura 58 – Tensões de linha (entre fases) trifásicas  $V_{13L}$  obtidas via Figura 46, Figura 53 e Tabela 22.



Desta forma, a técnica de modulação para eliminação dos harmônicos de baixa ordem se mostrou bastante eficiente suprimindo até o 25º harmônico com DTH% de 6.31%, atendendo tanto às restrições individuais de componentes harmônicas quanto à de DHT% (8% até 69 kV) segundo a Tabela 19. Os valores das distorções harmônicas individuais até o 45º harmônico, expressos como porcentagem da componente fundamental da tensão de linha (Figura 53), estão descritos no Apêndice A – Figura 160. A componente CC e os harmônicos pares foram eliminados pela estratégia de modulação SHE–PWM a qual sintetiza uma forma de onda com simetria de  $\frac{1}{4}$  de onda na saída do  $MLC^2-7L$  modular. Já os harmônicos de sequência zero, ímpares múltiplos de 3, são eliminados na tensão de linha do conversor proposto. Assim, o sinal de 13 níveis apresenta apenas harmônicos ímpares não múltiplos de três.

A Figura 60 delinea os 4 pulsos de *gate* para chaveamento dos transistores de potência correspondentes à fase *a* do MLC<sup>2</sup>-7L modular. Vale lembrar que os pulsos  $G_{1a'}$ ,  $G_{2a'}$ ,  $G_{3a'}$  e  $G_{4a'}$  operam em complementariedade com os pulsos  $G_{1a}$ ,  $G_{2a}$ ,  $G_{3a}$  e  $G_{4a}$ . Destaca-se que as chaves do ramo interno (MCU), o qual produz o sinal  $V_{a3L}$  ( $T_{3a}$ ,  $T_{4a}$ ,  $T_{3a'}$  e  $T_{4a'}$ ), referentes aos pulsos  $G_{3a}$ ,  $G_{4a}$ ,  $G_{3a'}$  e  $G_{4a'}$  chaveiam com frequência três vezes maior que as chaves do ramo externo (principal), relativos aos pulsos  $G_{1a}$ ,  $G_{2a}$ ,  $G_{1a'}$  e  $G_{2a'}$ , o qual produz o sinal  $V_{a5L}$  ( $T_{1a}$ ,  $T_{2a}$ ,  $T_{1a'}$  e  $T_{2a'}$ ). Logo, a maior frequência de chaveamento ocorre nas chaves com menores restrições quanto à capacidade de bloqueio da tensão reversa (Tabela 10 e Figura 46). Tais chaves operam em 180Hz, enquanto as chaves do ramo externo trabalham na frequência fundamental de 60Hz.

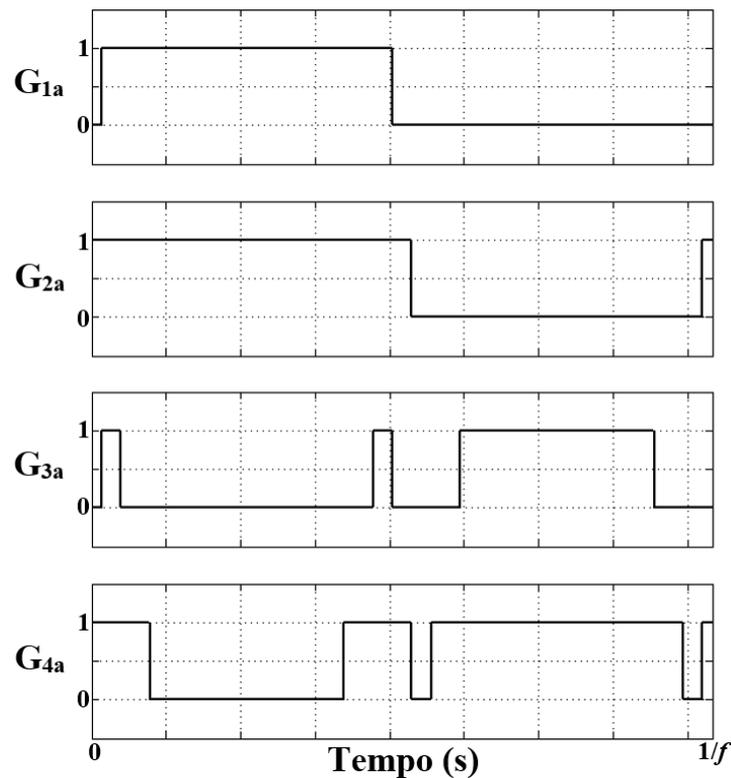
Figura 59 – Espectro harmônico do sinal  $V_{13L}$  (Figura 46, Figura 53 e Tabela 22) com DHT de 6.31% – Análise qualitativa.



Ainda, devido ao fato do  $MLC^2-7L$  modular operar com as chaves de maior potência em baixa frequência e as de menor potência com maiores frequências de chaveamento, tanto as perdas por condução quanto as de chaveamento são reduzidas pois há a possibilidade de utilização de chaves com diferentes tecnologias de semicondutores em função dos diferentes valores de tensão e corrente, o que pode conferir maior eficiência à estrutura. Porém tal verificação de resultado é possível apenas através de uso de modelos de chaves com perdas e/ou através de resultados experimentais.

A técnica de modulação SHE-PWM com AG atua em baixa frequência de chaveamento estando de acordo com os objetivos propostos, tais como, otimização do processamento de alta potência elétrica em média tensão, geração de formas de onda de 13 níveis com DHT de 6.31% (Figura 160 do Apêndice A), redução das perdas de comutação, possibilidade de diminuição dos custos, e circuitos de potência e controle relativamente simples.

Figura 60 – Pulsos para síntese da tensão de fase ( $V_{a7L}$ ) e da tensão de linha ( $V_{a13L}$ ) sintetizadas pelo  $MLC^2-7L$  modular (Figura 46) utilizando 3 variáveis.

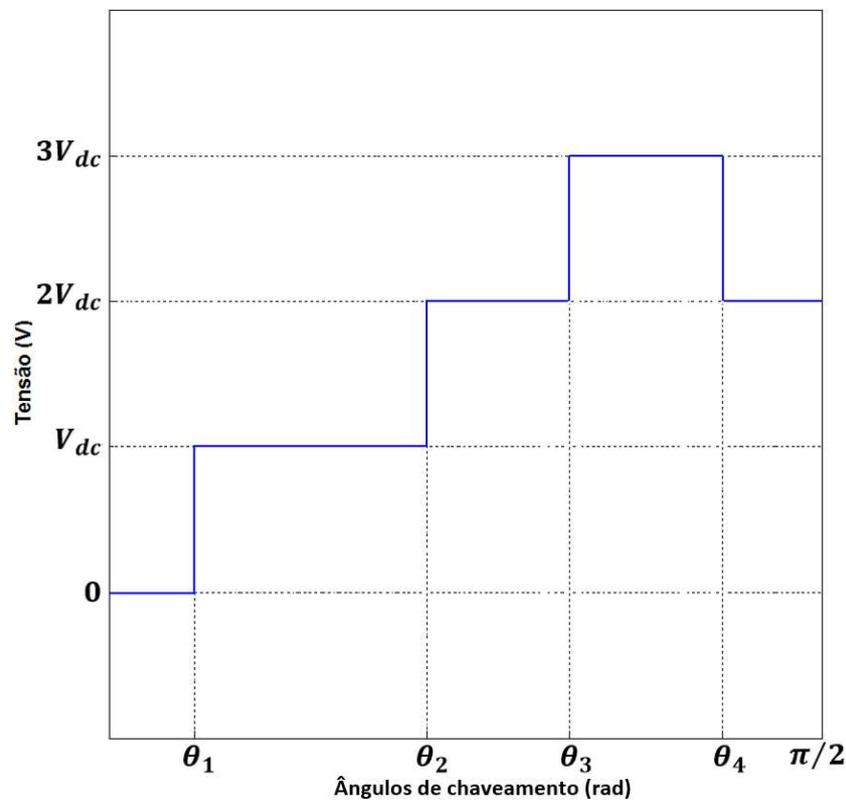


As próximas simulações visam determinar o efeito do aumento de variáveis (ângulos de chaveamento) na distorção harmônica total, na mitigação e/ou minimização harmônica seletiva (harmônicos de baixa ordem) e na frequência de chaveamento do conversor. Além disso, ressalta-se que não foram empregados filtros na saída do conversor.

### 4.3 Simulação com 4 variáveis, função de custo $F_2$ e $m_a$ fixo

A Figura 61 representa  $\frac{1}{4}$  do ciclo da forma de onda de 7 níveis, utilizando 4 ângulos de chaveamento, dos quais 3 são para transição entre níveis ( $\theta_1$ ,  $\theta_2$  e  $\theta_3$ ) e 1 para transição no nível de  $3V_{dc}$  ( $\theta_4$ ). As equações (4. 9), (4. 10) e (4. 11) definem a distorção harmônica total do sinal de tensão ilustrado na Figura 61. Os coeficientes da série de Fourier da respectiva função com simetria de  $\frac{1}{4}$  de onda são determinados pelas equações (4. 12) e (4. 13) em conformidade com as equações (2. 29) e (2. 30).

Figura 61 –  $\frac{1}{4}$  de ciclo do sinal de 7 níveis com 4 variáveis para determinação da série de Fourier e DHT.



$$DHT\% = 100 \frac{\sqrt{f_{rms}^2 - f_{1rms}^2}}{f_{1rms}} \quad (4. 9)$$

$$f_{rms} = \sqrt{\frac{2V_{dc}^2}{\pi} (-\theta_1 - 3\theta_2 - 5\theta_3 + 5\theta_4 + 2\pi)} \quad (4. 10)$$

$$f_{1rms} = \frac{4V_{dc}}{\sqrt{2}\pi} [\cos(\theta_1) + \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3) - \cos(\theta_4)] \quad (4.11)$$

$$V_n = \frac{4V_{dc}}{\pi} \left[ \frac{\cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3) - \cos(n\theta_4)}{n} \right] \quad (4.12)$$

$$V_n^* = \frac{\cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3) - \cos(n\theta_4)}{n}, \quad (4.13)$$

onde  $f_{rms}$  e  $f_{1rms}$  representam o valor eficaz de  $V_{a7L}$  (tensão de fase) e de  $V_{1a7L}$  (componente fundamental da tensão de fase) respectivamente, do sinal de tensão ilustrado na Figura 61.  $V_n$  é a amplitude das componentes senoidais da Série de Fourier e  $V_n^*$  é a amplitude normalizada em relação à constante  $4V_{dc}/\pi$ .

A Figura 62 e a Figura 63 ilustram 1 ciclo dos sinais de 7 (tensão de fase) e 13 (tensão de linha) níveis sintetizados pelo  $MLC^2-7L$  modular, respectivamente. Estas formas de onda foram produzidas a partir dos dados contidos na Tabela 24.

Figura 62 –  $V_{a7L}$  com 4 variáveis e mitigação até o 13º harmônico (Figura 46 e Tabela 24).

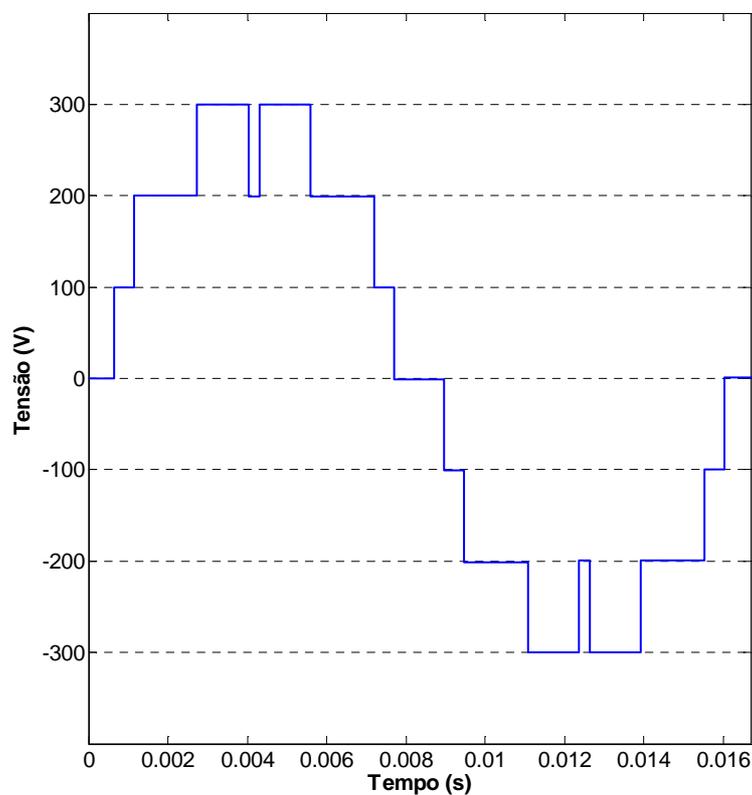
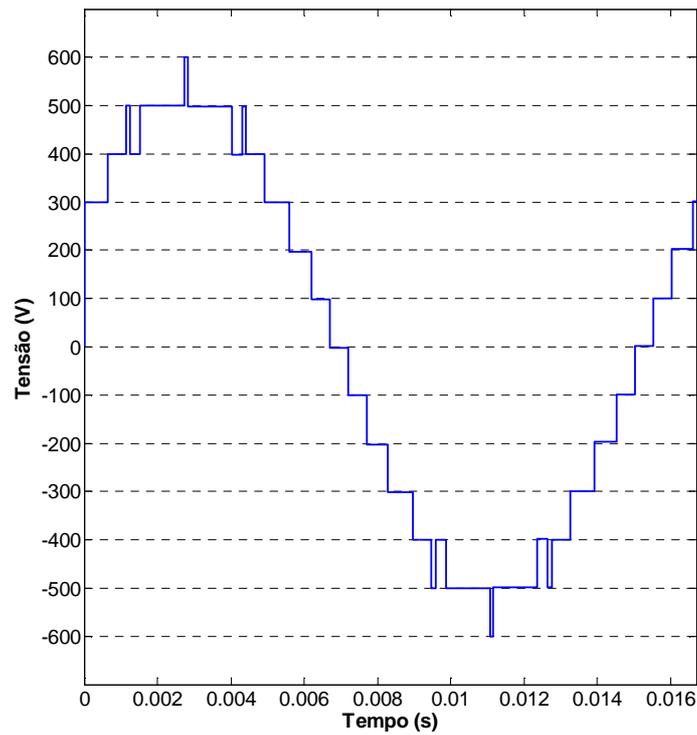
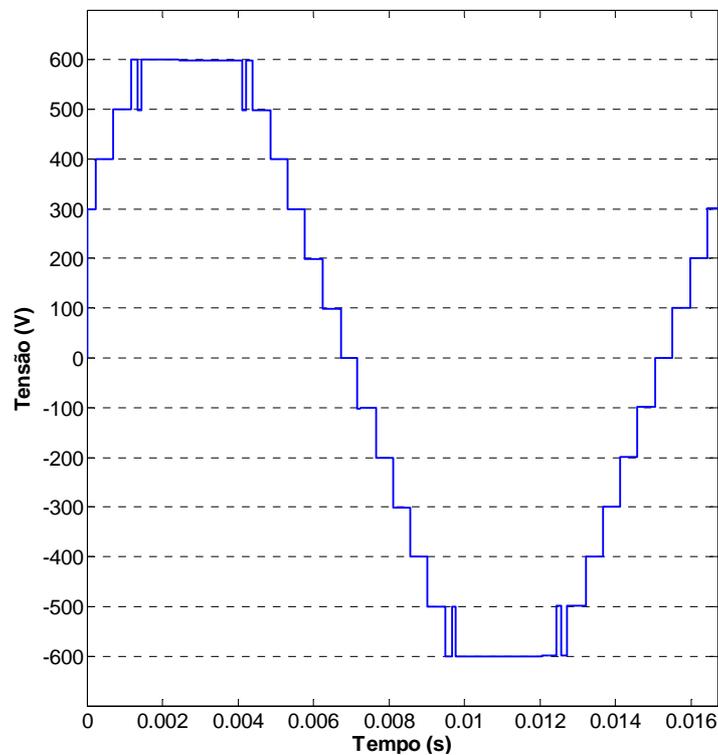


Figura 63 –  $V_{a13L}$  com 4 variáveis e mitigação até o 13º harmônico (Figura 46 e Tabela 24).



A Figura 64 apresenta 1 ciclo da forma de onda do sinal de tensão de linha produzido pelo conversor a partir dos dados apresentados na Tabela 25.

Figura 64 –  $V_{a13L}$  com 4 variáveis e mitigação até o 37º harmônico (Figura 46 e Tabela 25).



A Tabela 24 e a Tabela 25 fornecem os resultados da simulação proposta.

Tabela 24 – Redução 5°, 7°, 11° e 13° harmônicos com 4 variáveis,  $F_2$  e  $m_a$  fixo.

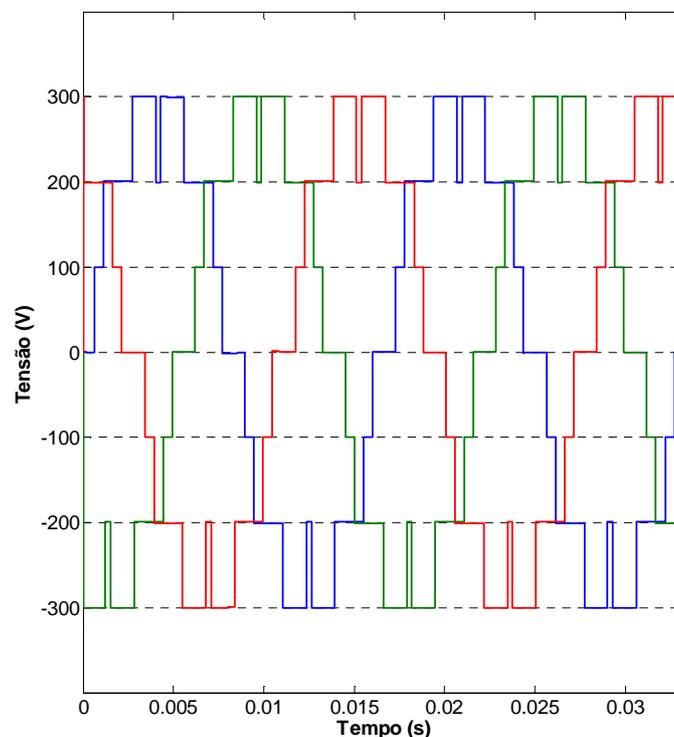
$m_{aAG}$	$\theta_1$ (°)	$\theta_2$ (°)	$\theta_3$ (°)	$\theta_4$ (°)	$V_{7Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{7L}$ Teórico (%)	$DHT_{7L}$ Simulado (%)	$V_{13Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{13L}$ (%)	$h_5$ (pu)	$h_7$ (pu)	$h_{11}$ (pu)	$h_{13}$ (pu)
0.7812	13.71	24.52	59.07	87.03	210.9	7	17.22	17.26	365.2	13	8.42	0.07	0.86	0.03	0.68

Os harmônicos de 19ª (Figura 162 – Apêndice A) e 35ª (Figura 163 – Apêndice A) ordens apresentaram valores superiores aos permitidos em norma de 2.56% e 2.22% da componente fundamental do sinal  $V_{13L}$ , respectivamente. A ferramenta de análise espectral do MATLAB/SIMULINK computou para o cálculo da DHT simulada os 8561 (Tabela 24) e 8521 (Tabela 25) primeiros harmônicos.

Tabela 25 – Redução até 37º harmônico com 4 variáveis,  $F_2$  e  $m_a$  fixo.

$m_{aAG}$	$\theta_1$ (°)	$\theta_2$ (°)	$\theta_3$ (°)	$\theta_4$ (°)	$V_{7Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{7L}$ Teórico (%)	$DHT_{7L}$ Simulado (%)	$V_{13Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{13L}$ (%)	$h_5$ (pu)	$h_7$ (pu)	$h_{11}$ (pu)	$h_{13}$ (pu)
0.9489	4.92	14.77	25.31	88.82	256.2	7	25.06	25.08	443.7	13	7.13	3.44	1.32	0.02	0.14

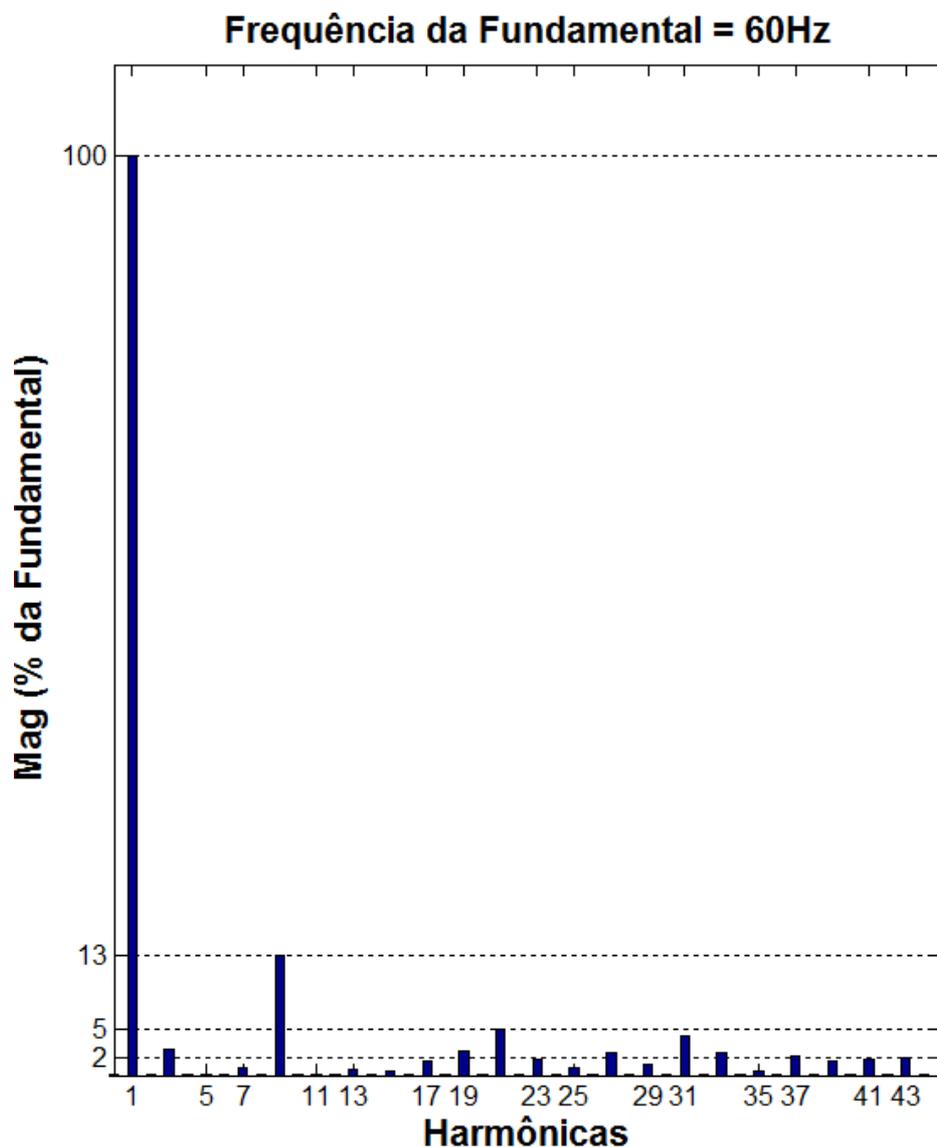
A Figura 65 delinea 2 ciclos do sinal trifásico de 7 níveis que representam as tensões de fase do conversor produzidas pelo MLC<sup>2</sup>-7L modular com 4 ângulos de chaveamento conforme os critérios da Figura 46 e da Tabela 24.

Figura 65 – Tensões de fase ( $V_{7L}$ ) trifásica com 4 variáveis obtidas via Figura 46, Figura 62 e Tabela 24.

A Figura 66 apresenta os resultados da análise qualitativa do espectro harmônico da Série de Fourier do sinal de tensão da fase *a* com 7 níveis dos 45 primeiros harmônicos, correspondentes à forma de onda ilustrada na Figura 62 a qual foi produzida a partir das informações contidas na Tabela 24.

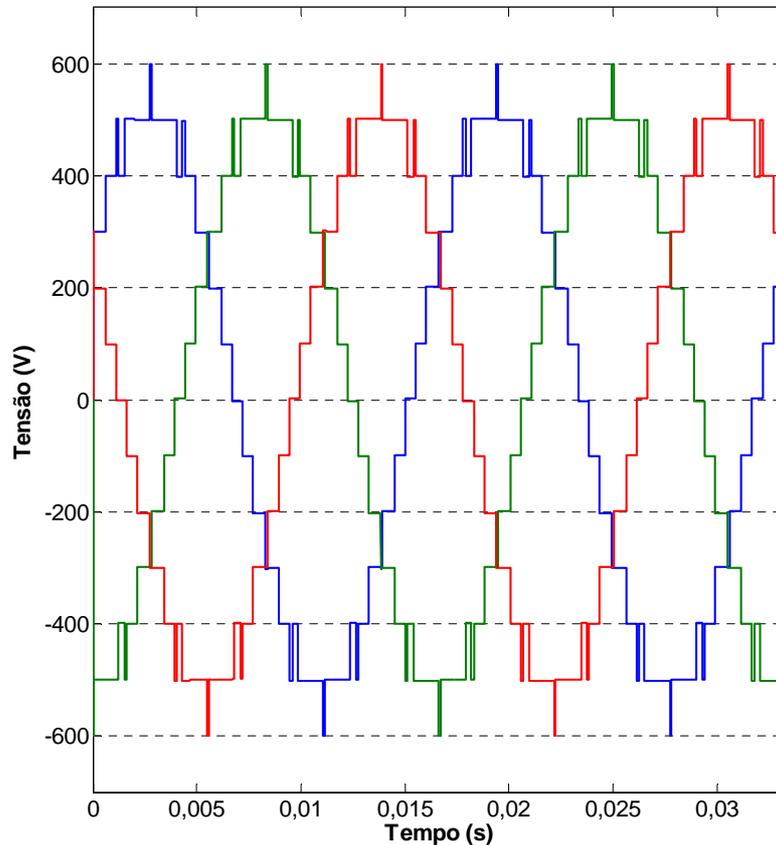
De acordo com a Figura 161 (Apêndice A) os harmônicos do sinal de tensão de 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup> ordens representam 0.07%, 0.87%, 0.03% e 0.68% da componente fundamental da tensão de fase ( $V_{7L}$ ), respectivamente. A DHT de 17.26% está diretamente relacionada às harmônicas triplas, as quais são suprimidas nos acionamentos de cargas trifásicas ou ligações na rede. Além disso, a Figura 161 (Apêndice A) fornece as tensões de pico, eficaz (*rms*) e a DHT simulada da tensão de fase ratificando os dados expostos na Tabela 24.

Figura 66 – Espectro harmônico de  $V_{a7L}$  com 4 variáveis (Figura 46, Figura 62 e Tabela 24) com DHT de 17.26% – Análise qualitativa.



A Figura 67 ilustra 2 ciclos do sinal trifásico de 13 níveis que representam as tensões de linha do conversor produzidas pelo MLC<sup>2</sup>-7L modular utilizando 4 ângulos de chaveamento de acordo com a Figura 63 e os dados contidos na Tabela 24.

Figura 67 – Tensões de linha ( $V_{13L}$ ) trifásica com 4 variáveis obtidas via Figura 46, Figura 63 e Tabela 24.

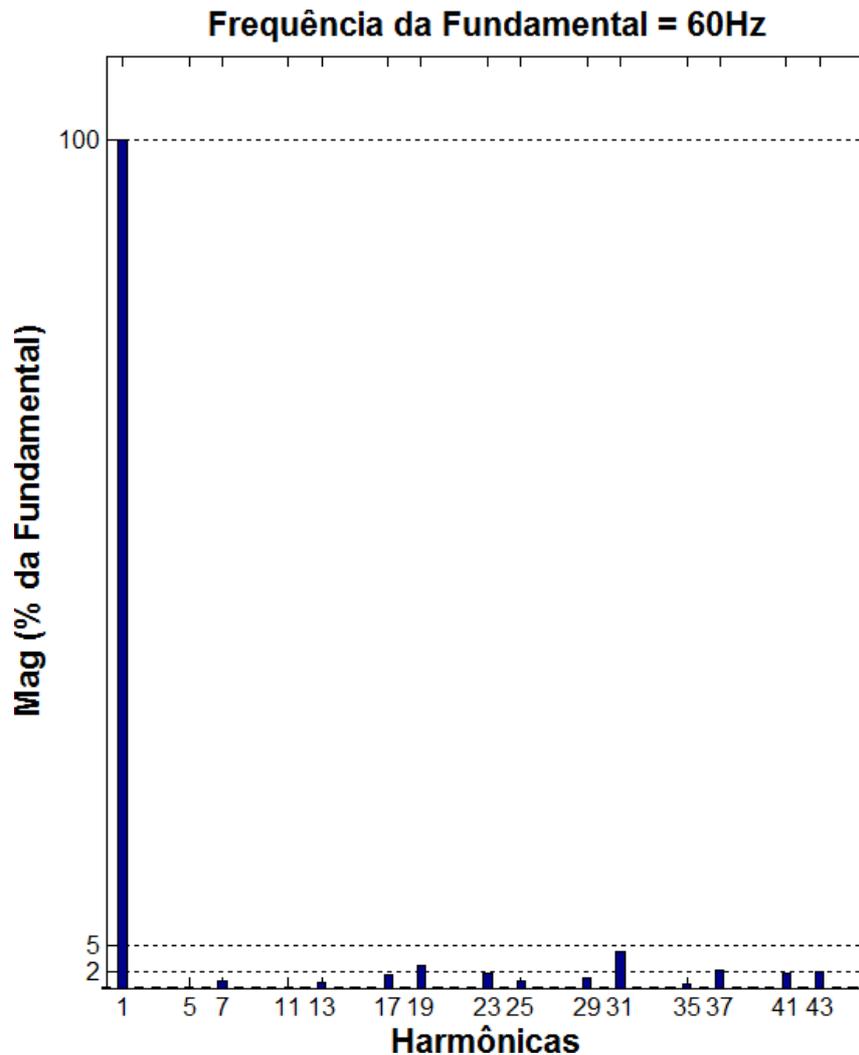


A Figura 68 exibe o conteúdo harmônico do sinal de 13 níveis ilustrado na Figura 63. Percebe-se uma queda de praticamente 50% (51.22%) no valor da distorção harmônica total em relação a DHT do sinal de 7 níveis. Ainda, computando apenas os 25 primeiros harmônicos, tal como a norma indica, tem-se uma DHT de 3.66%. Os valores das distorções harmônicas individuais até o 45º harmônico, expressos como porcentagem da componente fundamental da tensão de linha, estão descritos na Figura 162 (Apêndice A). Nota-se que o sinal de tensão de linha apresenta apenas harmônicos ímpares não múltiplos de três apresentando distorção harmônica total de 8.42%.

A Figura 163 (Apêndice A) analisa o conteúdo harmônico de forma quantitativa do sinal de tensão de linha esboçado na Figura 64, o qual foi sintetizado pelo conversor a partir da utilização das informações contidas na Tabela 25, em especial, os 4 ângulos de chaveamento. O referido sinal apresenta DHT de 7.13%. Neste caso, há uma redução de praticamen-

te 70% (71.57%) no valor da distorção harmônica total em relação a DHT do sinal de 7 níveis. Ainda, computando apenas os 25 primeiros harmônicos, tal como a norma indica, tem-se uma DHT de 3.74%.

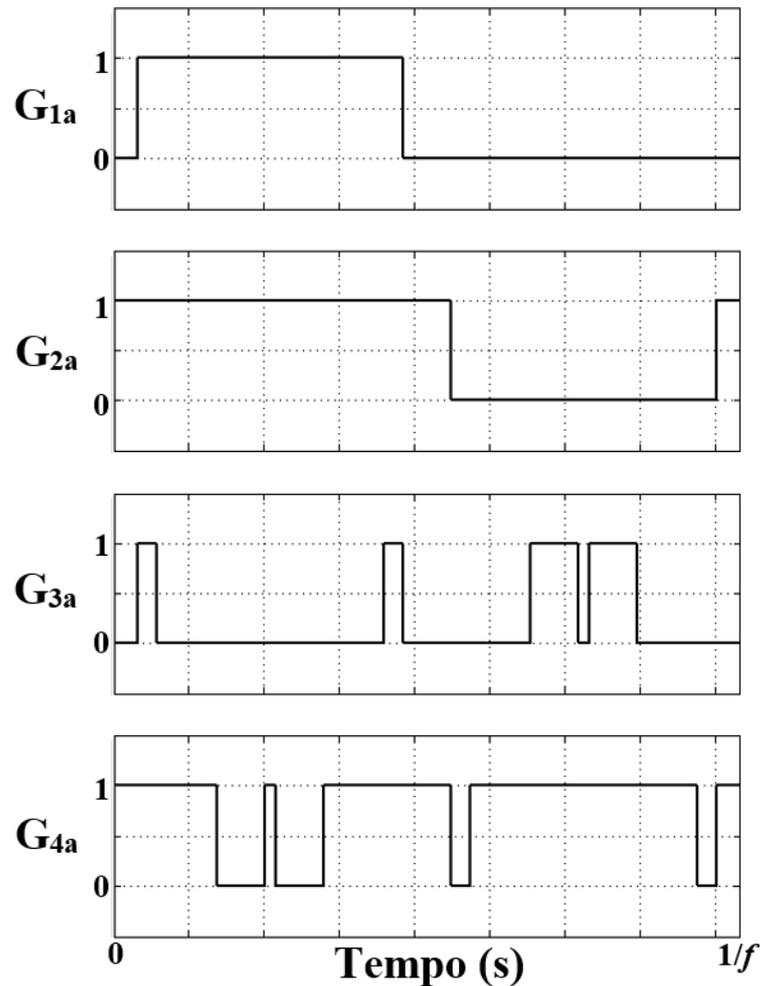
Figura 68 – Espectro harmônico de  $V_{a13L}$  com 4 variáveis (Figura 46, Figura 63 e Tabela 24) com DHT de 8.42% – Análise qualitativa.



Vale lembrar que todas as formas de onda apresentadas neste trabalho possuem simetria de  $\frac{1}{4}$  de onda para eliminação da componente CC (função ímpar) e dos harmônicos pares (função com simetria de  $\frac{1}{2}$  onda).

A Figura 69 esboça os pulsos da fase  $a$  do MLC<sup>2</sup>. Destaca-se que as chaves do ramo interno chaveiam 4 vezes mais que as chaves que produzem o sinal  $V_{5L}$ . Tais chaves operam em 240Hz, enquanto as chaves do ramo externo trabalham na frequência fundamental de 60Hz.

Figura 69 – Pulsos para síntese da tensão de fase ( $V_{a7L}$ ) e da tensão de linha ( $V_{a13L}$ ) sintetizadas pelo MLC<sup>2</sup>-7L modular (Figura 46) utilizando 4 variáveis.



Para um sinal de 7 níveis, transições entre os níveis de tensão são constantes e iguais a 3, enquanto transições num mesmo nível são ilimitadas. Desta forma, é possível utilizar quaisquer quantidades de variáveis com o intuito de atender os requisitos de projetos específicos. Ainda, diferentes formas de onda podem ser sintetizadas a partir de uma mesma quantidade de variáveis em função das diversas possibilidades de escolha das transições num mesmo nível. Neste trabalho, serão analisadas as formas de ondas produzidas pelo conversor até o limite de 9 variáveis. Como as tensões nos capacitores são constantes apenas o padrão de chaveamento PWM é alterado nos diversos ensaios.

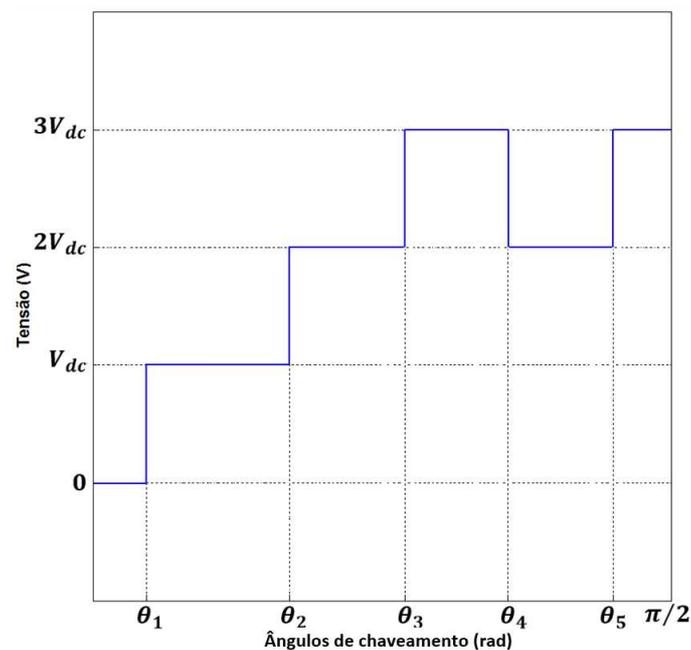
Observa-se que o aumento do número de harmônicos suprimidos provoca a síntese de formas de ondas com distorção harmônica total menores. Para 4 ângulos de chaveamento, pode-se afirmar que o uso da função que contém os 12 primeiros harmônicos ímpares não múltiplos de 3 (Tabela 25) proporcionou um aumento na ordem do harmônico que majora o limite estabelecido pela ANEEL. Isto possibilita a utilização de filtros com menores restri-

ções quanto à frequência de corte ou operação sem filtragem do sinal de saída dependendo das exigências do projeto. No entanto, como o AG deve encontrar soluções com maiores requisitos, isto é, mitigar e/ou minimizar mais harmônicos, o conteúdo harmônico individual em baixas frequências é aumentado, mas continua dentro dos limites estabelecidos pela norma da ANEEL. A escolha da função a ser adotada e/ou do número de variáveis está totalmente subordinada às especificidades do projeto a ser executado.

#### 4.4 Simulação com 5 variáveis, função de custo $F_2$ e $m_a$ fixo

Analisando o primeiro quarto da forma de onda ilustrada na Figura 70, nota-se que foram utilizadas 5 variáveis para síntese do sinal de tensão de fase, das quais 3 são para transição entre níveis ( $\theta_1$ ,  $\theta_2$  e  $\theta_3$ ) e 2 para transição no nível de  $3V_{dc}$  ( $\theta_4$  e  $\theta_5$ ).

Figura 70 –  $\frac{1}{4}$  de ciclo do sinal de 7 níveis com 5 variáveis para determinação da série de Fourier e DHT.



As equações (4. 14), (4. 15) e (4. 16) referem-se a DHT teórica do sinal ilustrado na Figura 70, enquanto as equações (4. 17) e (4. 18) especificam os valores dos coeficientes das funções senoidais da Série de Fourier do referido sinal que são empregados na função de avaliação do AG.

$$DHT\% = 100 \frac{\sqrt{f_{rms}^2 - f_{1rms}^2}}{f_{1rms}} \quad (4. 14)$$

$$f_{rms} = \sqrt{\frac{2V_{dc}^2}{\pi}(-\theta_1 - 3\theta_2 - 5\theta_3 + 5\theta_4 - 5\theta_5 + 4.5\pi)} \quad (4.15)$$

$$f_{1rms} = \frac{4V_{dc}}{\sqrt{2}\pi} [\cos(\theta_1) + \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3) - \cos(\theta_4) + \cos(\theta_5)] \quad (4.16)$$

$$V_n = \frac{4V_{dc}}{\pi} \left[ \frac{\cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3) - \cos(n\theta_4) + \cos(n\theta_5)}{n} \right] \quad (4.17)$$

$$V_n^* = \frac{\cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3) - \cos(n\theta_4) + \cos(n\theta_5)}{n}, \quad (4.18)$$

onde  $f_{rms}$  e  $f_{1rms}$  representam o valor eficaz de  $V_{a7L}$  (tensão de fase) e de  $V_{1a7L}$  (componente fundamental da tensão de fase), respectivamente. As amplitudes da componente fundamental e dos harmônicos de tensão são expressas por  $V_n$  com  $n$  ímpar não múltiplo de 3.  $V_n^*$  é a amplitude normalizada em relação à constante  $4V_{dc}/\pi$ .

A Figura 71 e a Figura 72 apresentam 1 ciclo dos sinais de 7 e 13 níveis produzidos pelo MLC<sup>2</sup> – 7L modular a partir dos dados contidos na Tabela 26.

Figura 71 –  $V_{a7L}$  com 5 variáveis e mitigação até o 13º harmônico (Figura 46 e Tabela 26).

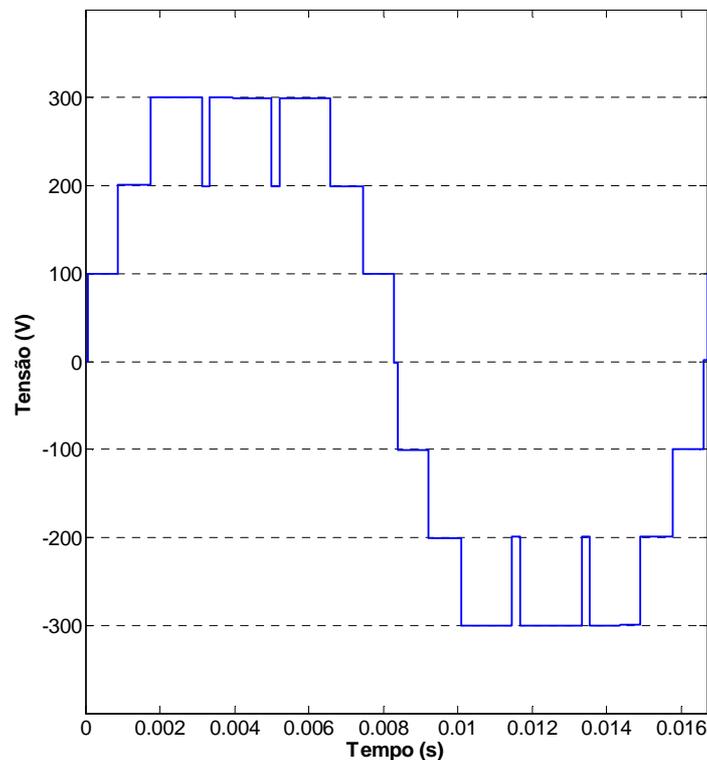
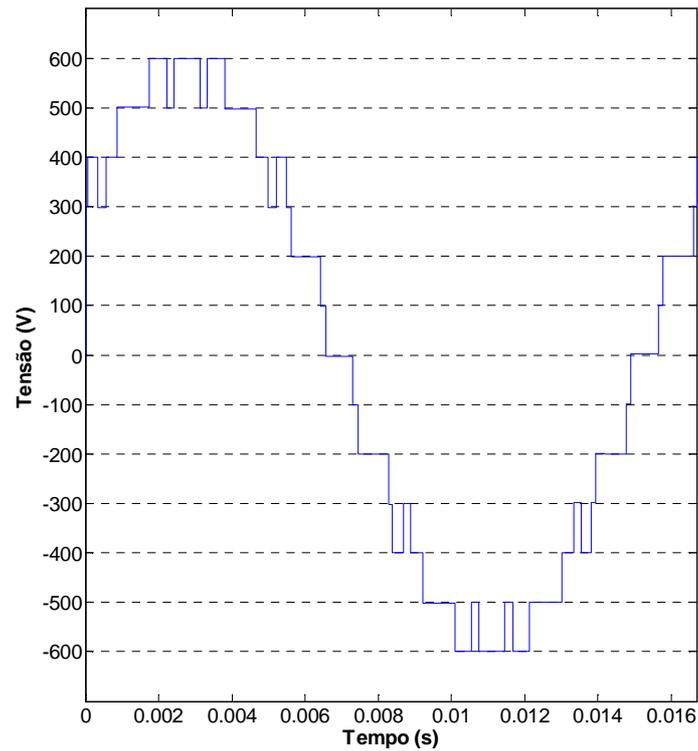
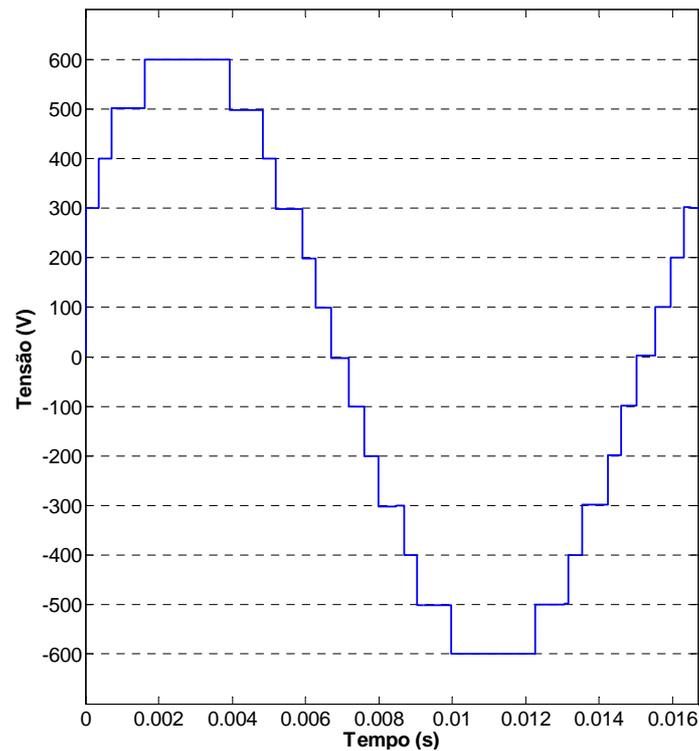


Figura 72 –  $V_{a13L}$  com 5 variáveis e mitigação até o 13º harmônico (Figura 46 e Tabela 26).



A Figura 73 ilustra 1 ciclo da forma de onda do sinal de tensão de linha produzido pelo conversor a partir das informações apresentadas na Tabela 27. Como  $\theta_3$  e  $\theta_4$  são iguais, observa-se que o sinal apresenta a mesma forma do sinal de 13 níveis sintetizado com 3 variáveis.

Figura 73 –  $V_{a13L}$  com 5 variáveis e mitigação até o 37º harmônico (Figura 46 e Tabela 27).



A Tabela 26 e a Tabela 27 listam os principais parâmetros do ensaio proposto.

Tabela 26 – Redução 5°, 7°, 11° e 13° harmônicos com 5 variáveis,  $F_2$  e  $m_a$  fixo.

$m_{aAG}$	$\theta_1$ (°)	$\theta_2$ (°)	$\theta_3$ (°)	$\theta_4$ (°)	$\theta_5$ (°)	$V_{7Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{7L}$ Teórico (%)	$DHT_{7L}$ Simulado (%)	$V_{13Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{13L}$ (%)	$h_5$ (pu)	$h_7$ (pu)	$h_{11}$ (pu)	$h_{13}$ (pu)
0.8863	1.23	18.97	37.97	67.50	72.07	239.2	7	21.29	21.35	414.3	13	10.98	0.06	1.08	0.04	0.04

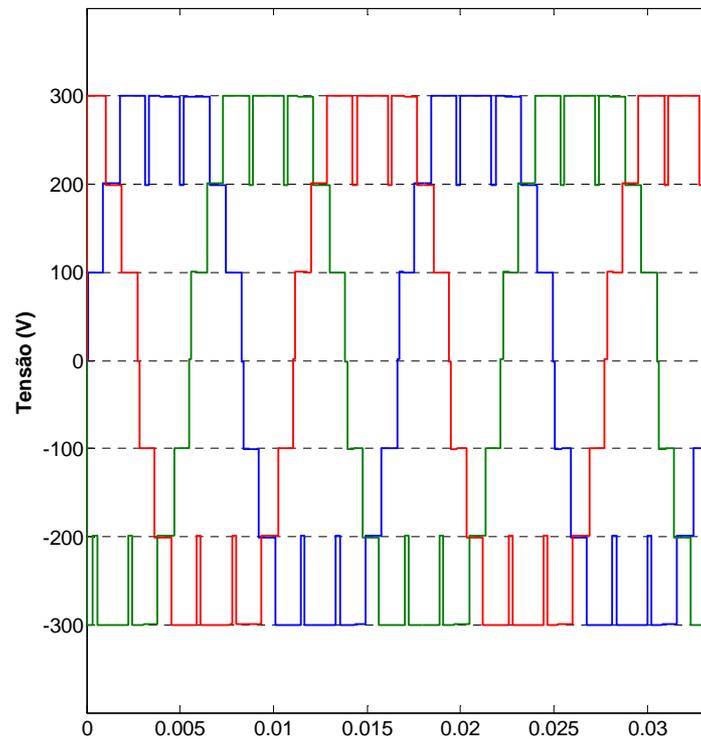
Os harmônicos de 17ª e 13ª ordens apresentaram valores superiores aos permitidos em norma com valores de 1.73% e 3.50% da componente fundamental do sinal  $V_{13L}$ , respectivamente. A ferramenta de análise espectral do MATLAB/SIMULINK computou para o cálculo da DHT simulada os 8557 (Tabela 26) e 8496 (Tabela 27) primeiros harmônicos. Tais informações estão listadas na Figura 164 e na Figura 165 contidas no Apêndice A.

Tabela 27 – Redução até 37º harmônico com 5 variáveis,  $F_2$  e  $m_a$  fixo.

$m_{aAG}$	$\theta_1$ (°)	$\theta_2$ (°)	$\theta_3$ (°)	$\theta_4$ (°)	$\theta_5$ (°)	$V_{7Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{7L}$ Teórico (%)	$DHT_{7L}$ Simulado (%)	$V_{13Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{13L}$ (%)	$h_5$ (pu)	$h_7$ (pu)	$h_{11}$ (pu)	$h_{13}$ (pu)
0.9238	7.74	15.43	18.72	18.72	35.24	249.4	7	18.59	18.60	432.0	13	6.86	0.04	0.62	0.05	3.50

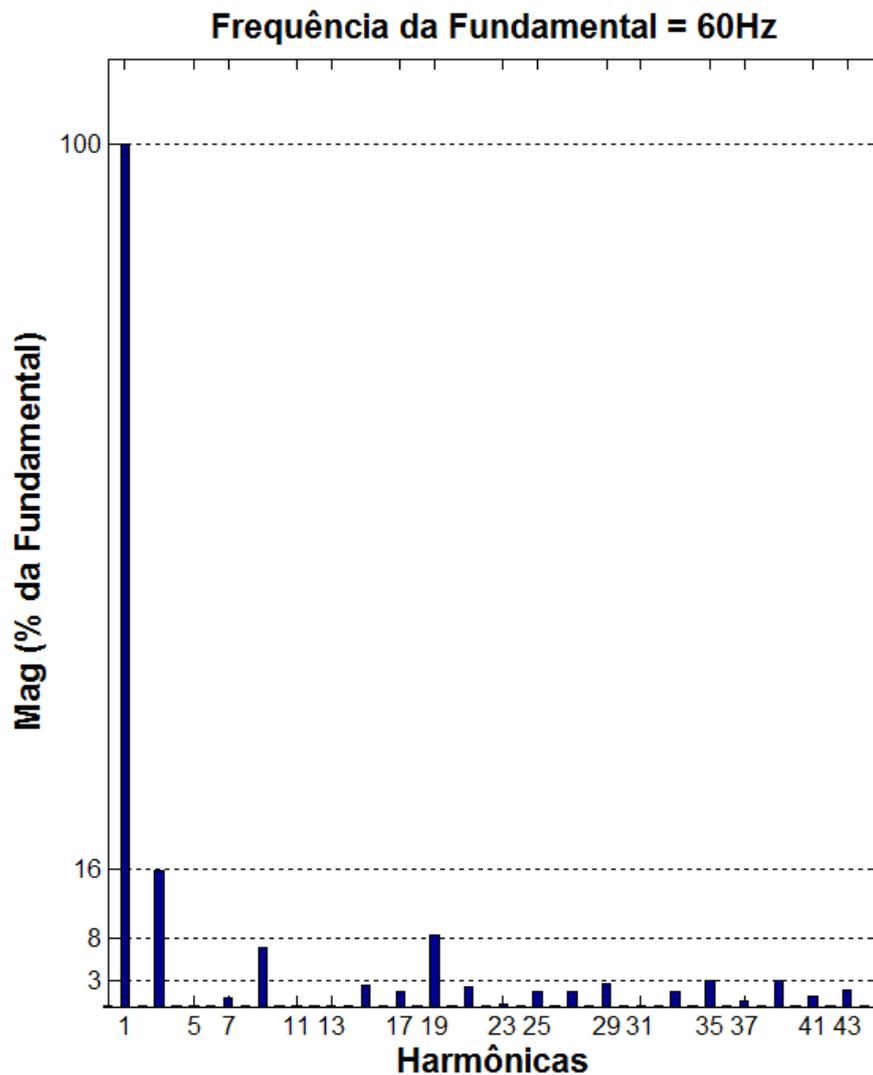
A Figura 74 delinea 2 ciclos do sinal trifásico de 7 níveis produzido pelo MLC<sup>2</sup>-7L modular e representa as tensões de fase do conversor modulado por 5 ângulos de chaveamento de acordo com a Figura 71 e os dados fornecidos na Tabela 26.

Figura 74 – Saída trifásica ( $V_{7L}$ ) com 5 variáveis obtidas via Figura 46, Figura 71 e Tabela 26.



A Figura 75 mostra o espectro dos 45 primeiros harmônicos da forma de onda esboçada na Figura 71.

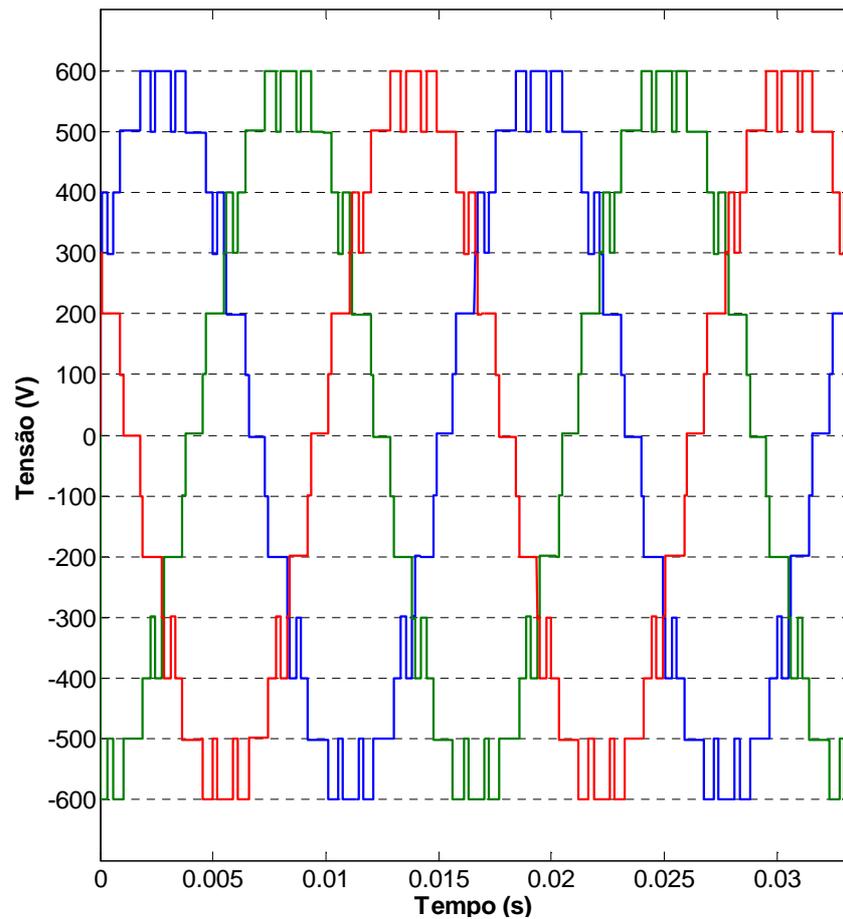
Figura 75 – Espectro harmônico de  $V_{a7L}$  com 5 variáveis (Figura 46, Figura 71 e Tabela 26) com DHT de 21.35% – Análise qualitativa.



Conforme a Figura 164 (Apêndice A), os harmônicos do sinal de tensão de 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup> ordens representam 0.07%, 1.08%, 0.04% e 0.04% da componente fundamental da tensão de fase ( $V_{7L}$ ), respectivamente. A DHT de 21.35% está diretamente relacionada às harmônicas triplas. Ainda, a Figura 164 (Apêndice A) fornece as tensões de pico, eficaz (*rms*) e a DHT simulada da tensão de fase confirmando os dados expostos na Tabela 26.

A Figura 76 ilustra 2 ciclos do sinal trifásico de 13 níveis que representam as tensões de linha do conversor produzidas pelo MLC<sup>2</sup>-7L modular utilizando 5 ângulos de chaveamento de acordo com a Figura 72 e os dados contidos na Tabela 26.

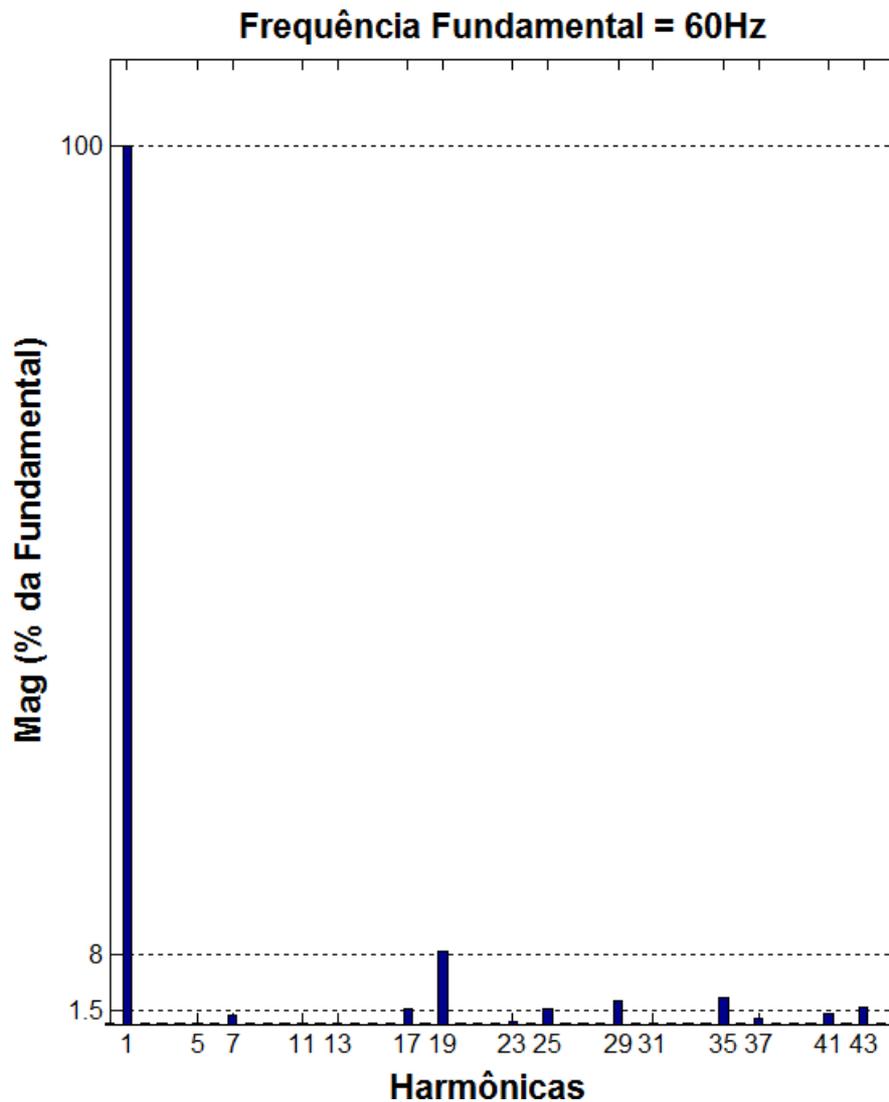
Figura 76 – Tensões de linha ( $V_{13L}$ ) trifásica com 5 variáveis obtidas via Figura 46, Figura 72 e Tabela 26.



A Figura 77 exibe o conteúdo harmônico do sinal de 13 níveis ilustrado na Figura 72. Percebe-se uma queda de praticamente 50% (48,43%) no valor da distorção harmônica total em relação a DHT do sinal de 7 níveis. Ainda, computando apenas os 25 primeiros harmônicos, tal como a norma indica, obtém-se uma DHT de 8.73% em função do 19º harmônico (8.29%). Os valores das distorções harmônicas individuais até o 45º harmônico, expressos como porcentagem da componente fundamental da tensão de linha, estão descritos na Figura 165 (Apêndice A). Novamente, observa-se que o sinal de tensão de linha é composto apenas por harmônicos ímpares não múltiplos de três em conformidade com metodologia proposta apresentando DHT de 10.98%.

A Figura 166 (Apêndice A) analisa o conteúdo harmônico de forma quantitativa do sinal de tensão de linha esboçado na Figura 73, o qual foi sintetizado pelo conversor a partir da utilização das informações contidas na Tabela 27, em especial, os 5 ângulos de chaveamento (dos quais dois são iguais). Neste caso, há uma redução de 63,12% no valor da distorção harmônica total em relação a DHT do sinal de 7 níveis. Ainda, computando apenas os 25 primeiros harmônicos, tal como a norma indica, tem-se uma DHT de 4.77%.

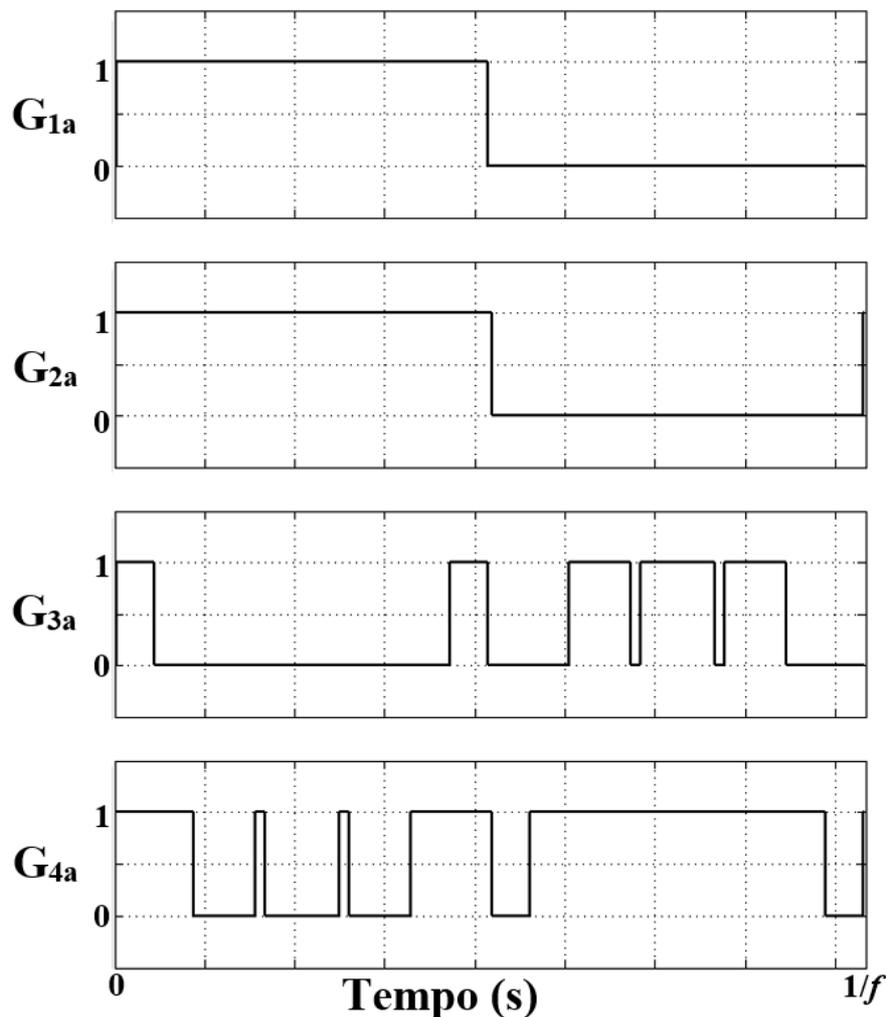
Figura 77 – Espectro harmônico de  $V_{a13L}$  com 5 variáveis (Figura 46, Figura 72 e Tabela 26) com DHT de 10.98% – Análise qualitativa.



A Figura 78 esboça os pulsos da fase  $a$  do  $MLC^2-7L$  modular. Destaca-se que as chaves do ramo interno (MCU) chaveiam 5 vezes mais que as chaves que produzem o sinal  $V_{5L}$  (ramo externo). Até o presente momento, pode-se concluir que a quantidade de variáveis é diretamente proporcional à frequência de chaveamento.

Novamente, nota-se que o aumento do número de harmônicos suprimidos provoca a síntese de formas de ondas com distorção harmônica total menores. Neste ensaio, pode-se afirmar que a utilização de  $F_2$ , considerando os 12 primeiros harmônicos ímpares não múltiplos de 3 (Tabela 27), não possibilitou a minimização e/ou mitigação do harmônico de 13ª ordem para o limite estabelecido pela ANEEL. Desta forma, apesar de apresentar menor DHT, necessita da utilização de filtros com maiores restrições quanto à frequência de corte.

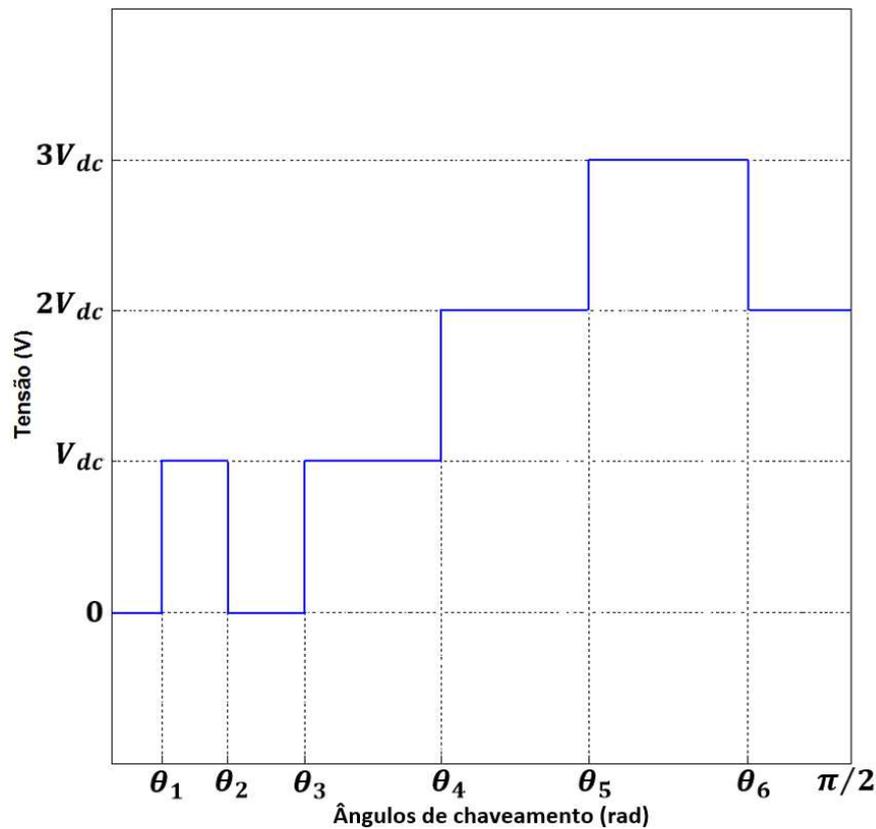
Figura 78 – Pulsos para síntese da tensão de fase ( $V_{a7L}$ ) e da tensão de linha ( $V_{a13L}$ ) sintetizadas pelo MLC<sup>2</sup>-7L modular (Figura 46) utilizando 5 variáveis.



#### 4.5 Simulação com 6 variáveis, função de custo $F_2$ e $m_a$ fixo

A Figura 79 representa  $1/4$  do ciclo da forma de onda de 7 níveis, utilizando 6 ângulos de chaveamento, dos quais 3 são para transição entre níveis ( $\theta_1$ ,  $\theta_4$  e  $\theta_5$ ), 2 para transição no nível de  $V_{dc}$  ( $\theta_2$  e  $\theta_3$ ) e 1 para transição no nível de  $3V_{dc}$  ( $\theta_6$ ). As equações (4. 19) a (4. 21) representam a distorção harmônica total e os coeficientes da série de Fourier da função periódica com simetria de  $1/4$  de onda ilustrada na Figura 79.

Figura 79 –  $1/4$  de ciclo do sinal de 7 níveis com 6 variáveis para determinação da série de Fourier e DHT.



$$DHT\% = 100 \frac{\sqrt{f_{rms}^2 - f_{1rms}^2}}{f_{1rms}} \quad (4.19)$$

$$f_{rms} = \sqrt{\frac{2V_{dc}^2}{\pi} (-\theta_1 + \theta_2 - \theta_3 - 3\theta_4 - 5\theta_5 + 5\theta_6 + 2\pi)} \quad (4.20)$$

$$f_{1rms} = \frac{4V_{dc}}{\sqrt{2}\pi} [\cos(\theta_1) - \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3) + \cos(\theta_4) + \cos(\theta_5) - \cos(\theta_6)] \quad (4.21)$$

$$V_n = \frac{4V_{dc}}{\pi n} [\cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3) + \cos(n\theta_4) + \cos(n\theta_5) - \cos(n\theta_6)] \quad (4.22)$$

$$V_n^* = \frac{1}{n} [\cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3) + \cos(n\theta_4) + \cos(n\theta_5) - \cos(n\theta_6)] \quad (4.23)$$

onde  $f_{rms}$  e  $f_{1rms}$  representam o valor eficaz de  $V_{a7L}$  (tensão de fase) e de  $V_{1a7L}$  (componente fundamental da tensão de fase) respectivamente, do sinal de tensão ilustrado na Figura 79.  $V_n$  é a amplitude das componentes senoidais da Série de Fourier e  $V_n^*$  é a amplitude normalizada em relação à constante  $4V_{dc}/\pi$ .

Nota-se que as transições negativas ocorrem somente em  $\theta_2$  e  $\theta_6$  conferindo o sinal negativo em tais parcelas na somatória dos cossenos de acordo com as equações (2. 30) e (2. 31).

A Figura 80 e a Figura 81 ilustram 1 ciclo do sinal de 7 (tensão de fase) e 13 (tensão de linha) níveis sintetizados pelo  $MLC^2-7L$  modular empregando 6 ângulos de chaveamento. As formas de onda representadas na Figura 80 e na Figura 81 foram produzidas a partir dos dados simulados contidos na Figura 46 e na Tabela 28.

A Figura 82 representa 1 ciclo da forma de onda do sinal de tensão de linha produzida pelo conversor a partir dos dados apresentados na Figura 46 e na Tabela 29. É importante ressaltar que como  $\theta_2$  e  $\theta_3$  são iguais, o sinal modulado com 6 ângulos de chaveamento apresenta a mesma forma de onda sintetizada com 4 variáveis.

Figura 80 –  $V_{a7L}$  com 6 variáveis e mitigação até o 13º harmônico (Figura 46 e Tabela 28).

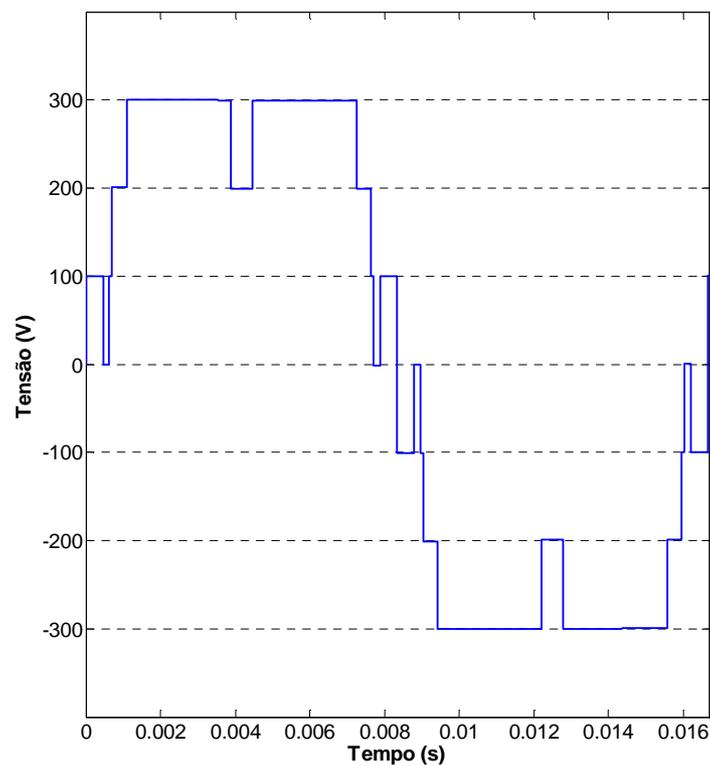


Figura 81 –  $V_{a13L}$  com 6 variáveis e mitigação até o 13º harmônico (Figura 46 e Tabela 28).

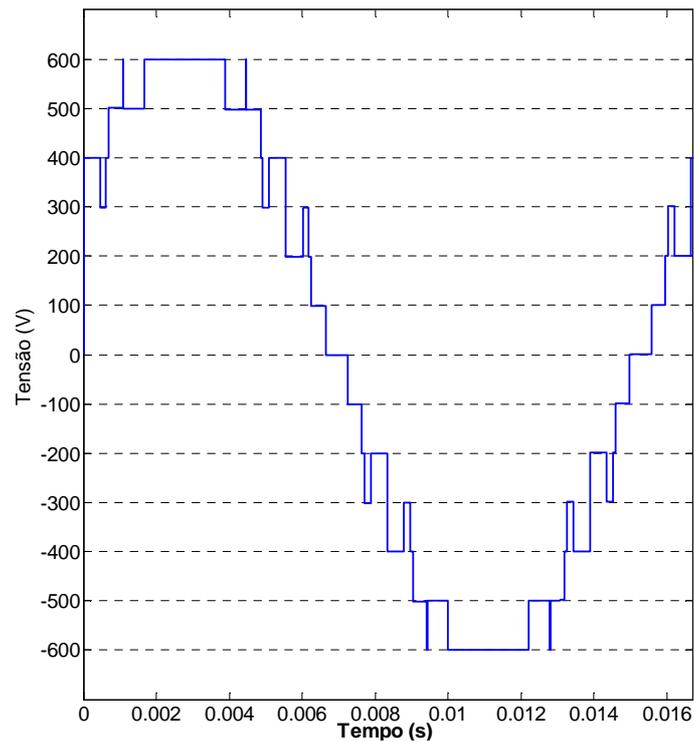
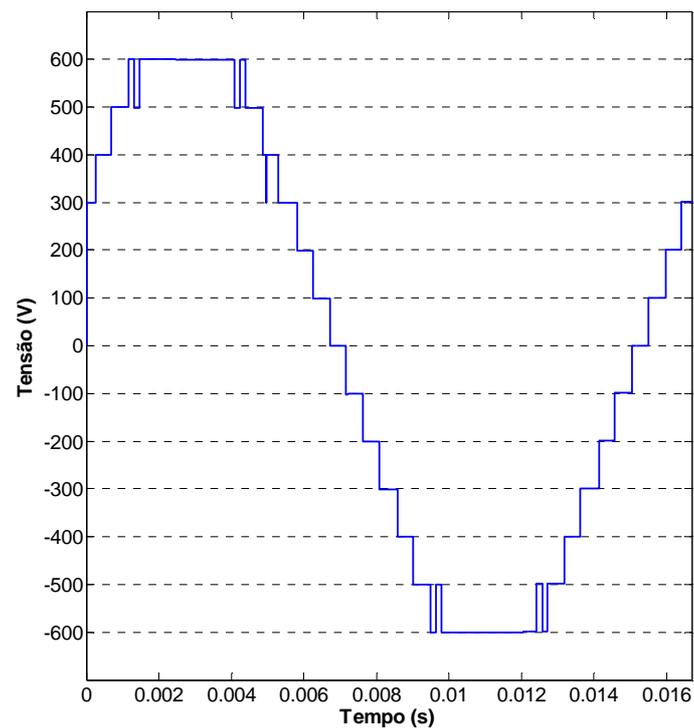


Figura 82 –  $V_{a13L}$  com 6 variáveis e mitigação até o 37º harmônico (Figura 46 e Tabela 29).



A Tabela 28 e a Tabela 29 fornecem os resultados do teste proposto. Todos os valores referentes à qualidade do sinal de tensão de linha estão listados na Figura 168 e Figura 169 do Apêndice A.

Tabela 28 – Redução 5º, 7º, 11º e 13º harmônicos com 6 variáveis,  $F_2$  e  $m_a$  fixo.

$m_{aAG}$	$\theta_1$ (°)	$\theta_2$ (°)	$\theta_3$ (°)	$\theta_4$ (°)	$\theta_5$ (°)	$\theta_6$ (°)	$V_{7Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{7L}$ Teórico (%)	$DHT_{7L}$ Simulado (%)	$V_{13Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{13L}$ (%)	$h_5$ (pu)	$h_7$ (pu)	$h_{11}$ (pu)	$h_{13}$ (pu)
0.9207	0	9.84	13.54	15.16	23.48	83.85	248.5	7	31.74	31.81	430.4	13	11.44	0.04	0.04	0.70	2.10

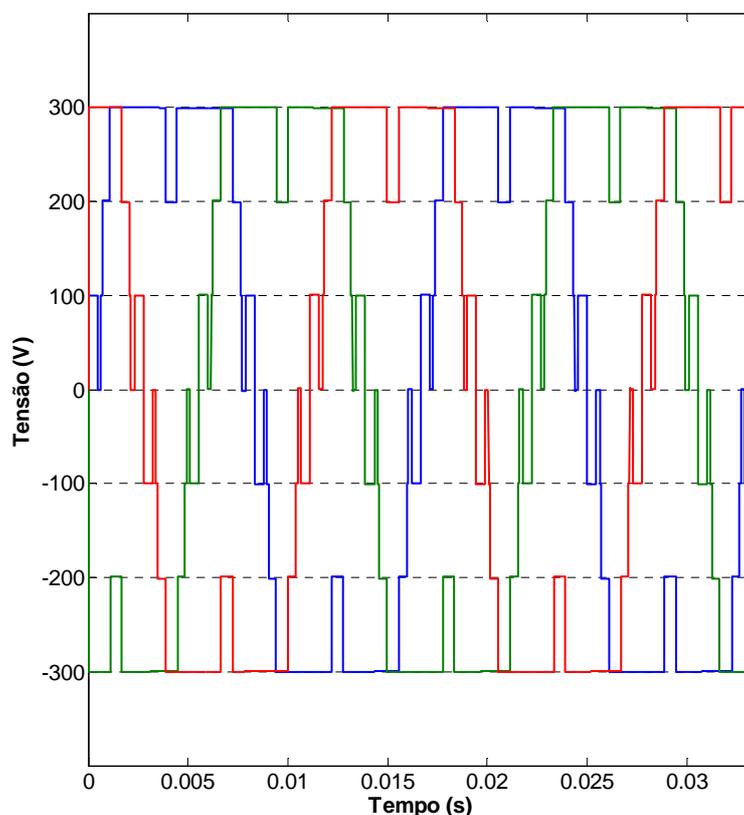
Os harmônicos de 17<sup>a</sup> e 35<sup>a</sup> ordens apresentaram valores superiores aos permitidos em norma com valores de 1.97% e 2.02% da componente fundamental do sinal  $V_{13L}$ , respectivamente. A ferramenta de análise espectral do MATLAB/SIMULINK computou para o cálculo da DHT simulada os 8767 (Tabela 28) e 8539 (Tabela 29) primeiros harmônicos.

Tabela 29 – Redução até 37<sup>o</sup> harmônico com 6 variáveis,  $F_2$  e  $m_a$  fixo.

$m_{aAG}$	$\theta_1$ (°)	$\theta_2$ (°)	$\theta_3$ (°)	$\theta_4$ (°)	$\theta_5$ (°)	$\theta_6$ (°)	$V_{7Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{7L}$ Teórico (%)	$DHT_{7L}$ Simulado (%)	$V_{13Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{13L}$ (%)	$h_5$ (pu)	$h_7$ (pu)	$h_{11}$ (pu)	$h_{13}$ (pu)
0.9448	5.63	12.66	12.66	14.95	25.34	88.24	255.0	7	25.44	25.48	624.7	13	7.04	2.77	1.33	0.02	0.57

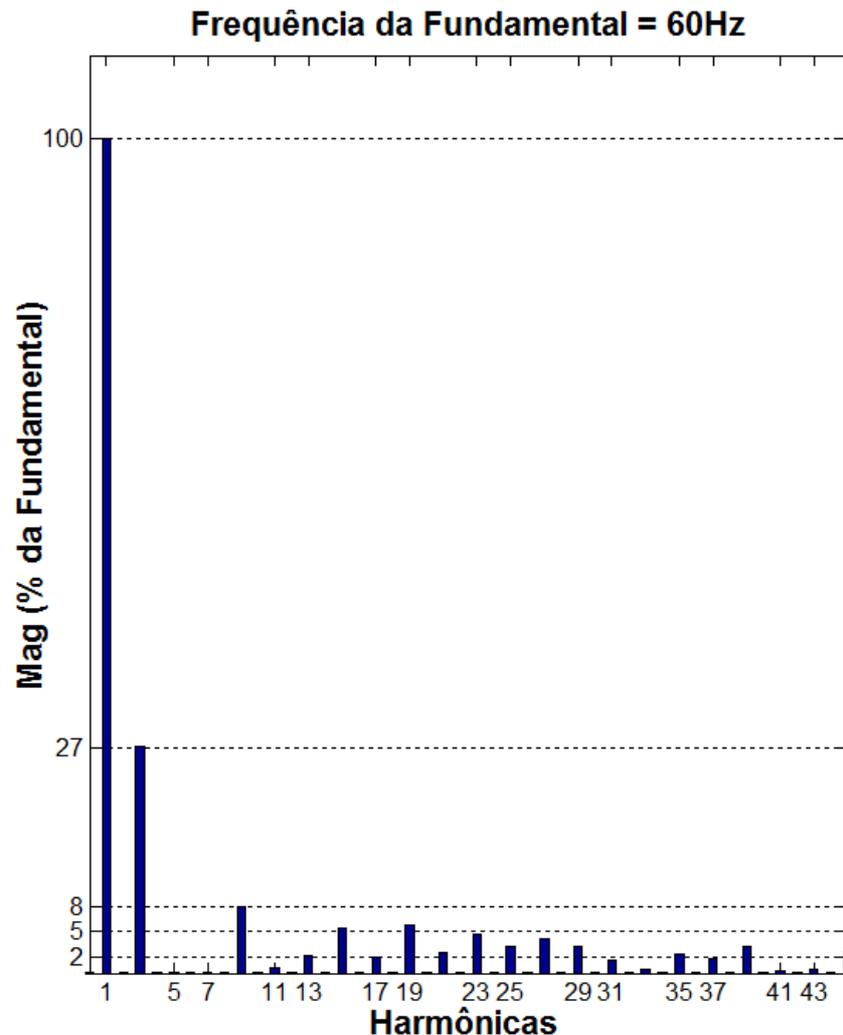
A Figura 83 exibe 2 ciclos do sinal trifásico de 7 níveis que representam as tensões de fase do conversor produzidas pelo  $MLC^2-7L$  modular com 6 ângulos de chaveamento conforme os critérios da Figura 46 e da Tabela 28.

Figura 83 – Tensões de fase ( $V_{7L}$ ) trifásica com 6 variáveis obtidas via Figura 46, Figura 80 e Tabela 28.



A Figura 84 detalha de forma qualitativa o espectro de Fourier do sinal de 7 níveis ilustrado na Figura 80, o qual foi sintetizado a partir dos ângulos de chaveamento expostos na Tabela 28.

Figura 84 – Espectro harmônico de  $V_{a7L}$  com 6 variáveis (Figura 46, Figura 80 e Tabela 28) com DHT de 31.81% – Análise qualitativa.

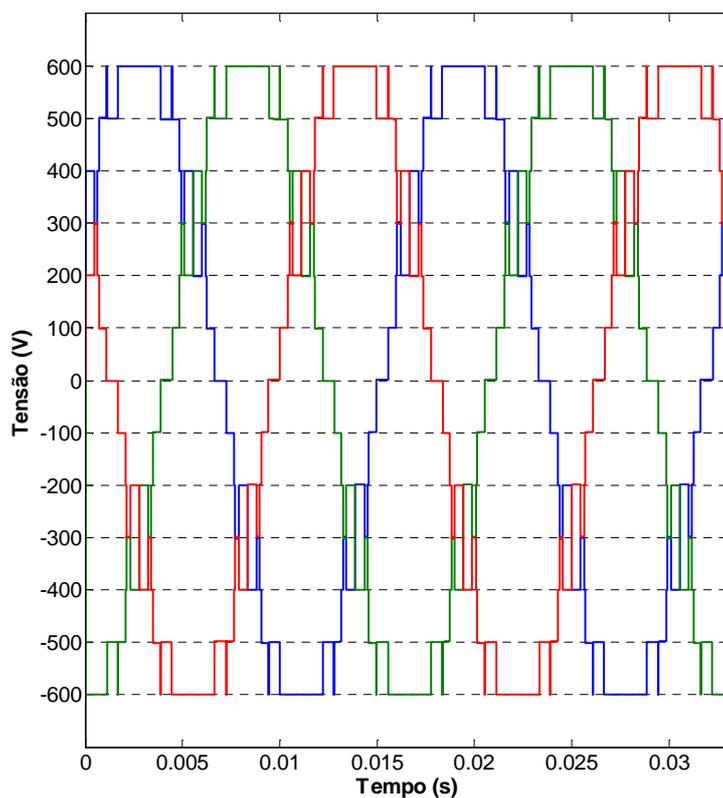


Conforme a Figura 167 (Apêndice A), os harmônicos do sinal de tensão de 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup> ordens representam 0.04%, 0.04%, 0.70% e 2.10% da componente fundamental da tensão de fase ( $V_{7L}$ ), respectivamente. A DHT de 31.81% está diretamente relacionada às harmônicas de sequência zero. Ainda, a Figura 167 fornece as tensões de pico, eficaz (*rms*) e a DHT simulada da tensão de fase confirmando os dados expostos na Tabela 28.

A Figura 85 delinea 2 ciclos do sinal trifásico de 13 níveis que representam as tensões de linha do conversor produzidas pelo  $MLC^2-7L$  modular utilizando 6 ângulos de chaveamento de acordo com a Figura 81 e os dados apresentados na Tabela 28. Como pode ser

observado na Figura 85 alguns pulsos são muito estreitos dificultando a implementação prática. No entanto, as transições dos ângulos de chaveamento podem ser alteradas ou restrições no domínio das variáveis podem ser estabelecidas.

Figura 85 – Tensões de linha ( $V_{13L}$ ) trifásica com 6 variáveis obtidas via Figura 46, Figura 81 e Tabela 28.



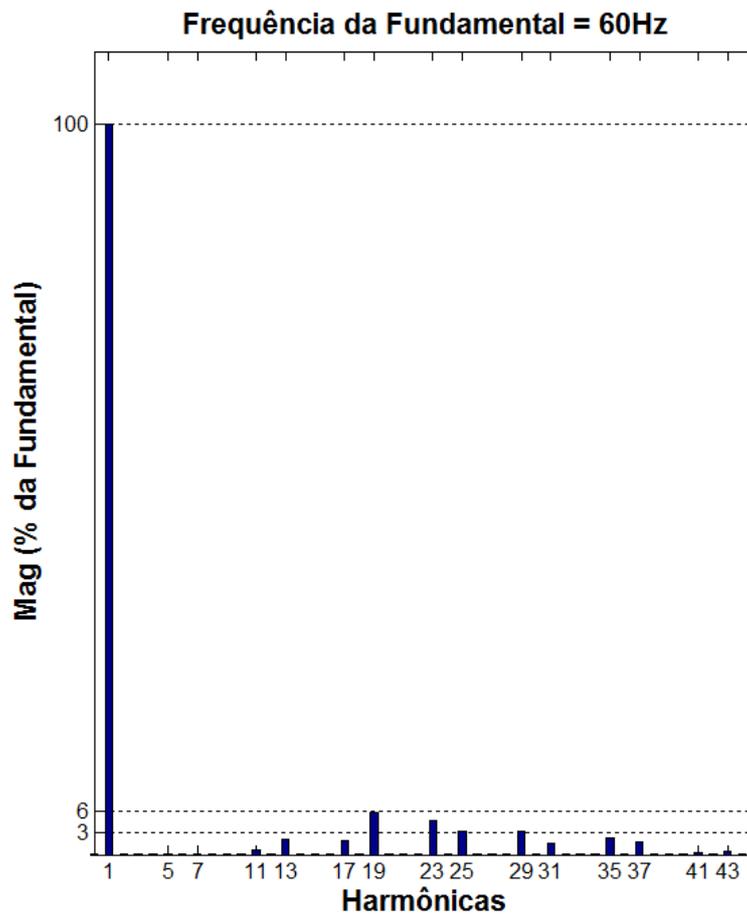
A Figura 86 expõem o conteúdo harmônico do sinal de 13 níveis ilustrado na Figura 81. Percebe-se uma queda de 60% no valor da distorção harmônica total em relação a DHT do sinal de 7 níveis. Ainda, computando apenas os 25 primeiros harmônicos, tal como a norma indica, obtém-se uma DHT de 8.61 devido às harmônicas não mitigadas tais como a 19<sup>a</sup>, a 23<sup>a</sup> e a 25<sup>a</sup>.

Os valores das distorções harmônicas individuais até o 45<sup>o</sup> harmônico, expressos como porcentagem da componente fundamental da tensão de linha, bem como a DHT de 11.44% do sinal ilustrado na Figura 81 estão descritos na Figura 168 (Apêndice A).

A Figura 169 (Apêndice A) analisa o conteúdo harmônico de forma quantitativa do sinal de tensão de linha esboçado na Figura 82, o qual foi sintetizado pelo conversor a partir da utilização das informações contidas na Tabela 29, em especial, os 6 ângulos de chaveamento (dos quais dois são iguais). Neste caso, há uma redução de 72,37% no valor da distorção harmônica total em relação a DHT do sinal de 7 níveis. Ainda, computando apenas os 25

primeiros harmônicos, tal como a norma indica, tem-se uma DHT de 3.40%. A DHT calculada pelo MATLAB/SIMULINK foi de 7.04%, tomando por base os 8539 primeiros harmônicos.

Figura 86 – Espectro harmônico de  $V_{a13L}$  com 6 variáveis (Figura 46, Figura 81 e Tabela 28) com DHT de 7.04% – Análise qualitativa.

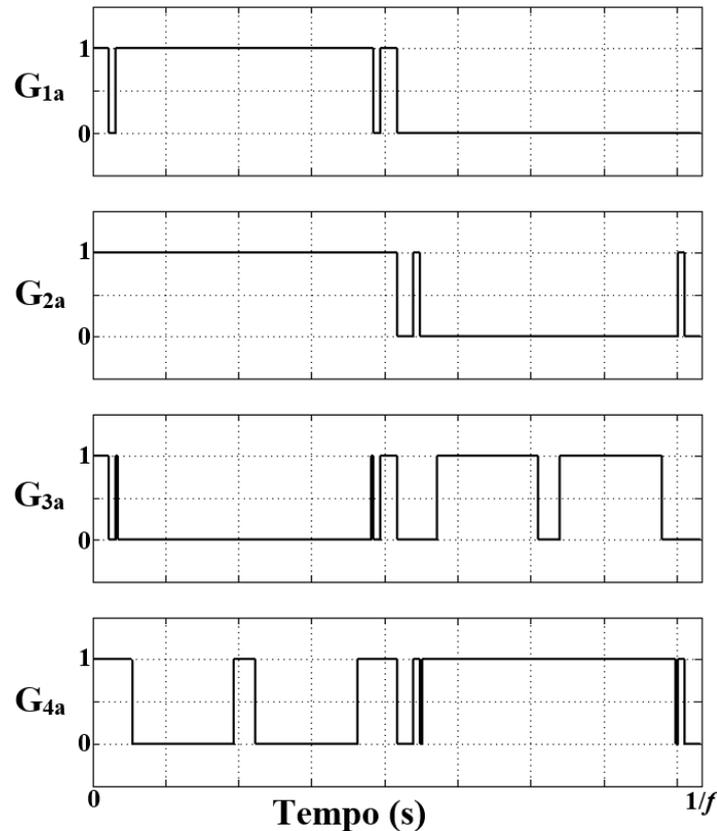


A Figura 87 ilustra os pulsos da fase  $a$  do MLC<sup>2</sup>. Destaca-se que as chaves do ramo interno chaveiam 2 vezes mais que as chaves que produzem o sinal  $V_{5L}$ . Tais chaves operam em 360Hz, enquanto as chaves do ramo externo trabalham em 180Hz. Pode-se concluir que a máxima frequência de chaveamento é diretamente proporcional à quantidade de variáveis.

Observa-se que o aumento do número de harmônicos suprimidos provoca a síntese de formas de ondas com distorção harmônica total menores. Para 6 ângulos de chaveamento, pode-se afirmar que o uso da função que contém os 12 primeiros harmônicos ímpares não múltiplos de 3 (Tabela 29) proporcionou um aumento na ordem do harmônico que majora o limite estabelecido pela ANEEL. Isto possibilita a utilização de filtros com menores restrições quanto à frequência de corte. No entanto, como o AG deve encontrar soluções com mai-

ores requisitos, isto é, mitigar e/ou minimizar mais harmônicos, o conteúdo harmônico individual em baixas frequências é aumentado.

Figura 87 – Pulsos para síntese da tensão de fase ( $V_{a7L}$ ) e da tensão de linha ( $V_{a13L}$ ) sintetizadas pelo  $MLC^2-7L$  modular (Figura 46) utilizando 6 variáveis.



#### 4.6 Simulação com 7 variáveis, função de custo $F_2$ e $m_a$ fixo

A Figura 88 representa  $\frac{1}{4}$  do ciclo da forma de onda de 7 níveis, utilizando 7 ângulos de chaveamento, sintetizada pelo  $MLC^2-7L$  modular através do emprego da SHE PWM.

Observa-se na Figura 88 que os 7 ângulos de chaveamento proporcionam 7 transições, das quais 3 são entre níveis ( $\theta_1$ ,  $\theta_4$  e  $\theta_7$ ) e 4 são no mesmo nível, 2 em  $V_{dc}$  ( $\theta_2$  e  $\theta_3$ ) e 2 em  $2V_{dc}$  ( $\theta_5$  e  $\theta_6$ ). Além disso, apenas  $\theta_2$  e  $\theta_5$  apresentam transições negativas conferindo-lhes sinal negativo de acordo com as equações (4. 26), (4. 27) e (4. 28).

As equações (4. 24), (4. 25) e (4. 26) definem a distorção harmônica total do sinal de tensão ilustrado na Figura 88. Os coeficientes da série de Fourier da respectiva função com simetria de  $\frac{1}{4}$  de onda são determinados pelas equações (4. 27) e (4. 28) em conformidade com as equações (2. 30) e (2. 31).

$$DHT\% = 100 \frac{\sqrt{f_{rms}^2 - f_{1rms}^2}}{f_{1rms}} \quad (4.24)$$

$$f_{rms} = \sqrt{\frac{2V_{dc}^2}{\pi} (-\theta_1 + \theta_2 - \theta_3 - 3\theta_4 + 3\theta_5 - 3\theta_6 - 5\theta_7 + 4.5\pi)} \quad (4.25)$$

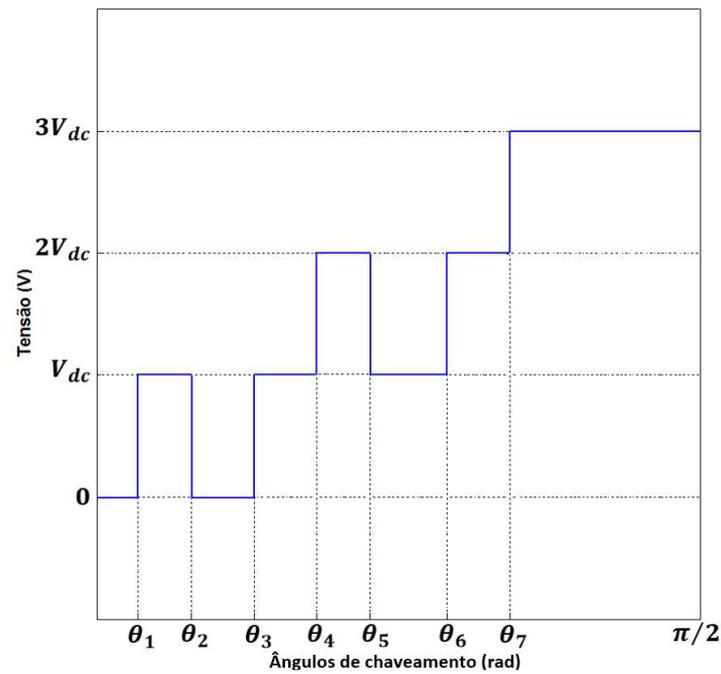
$$f_{1rms} = \frac{4V_{dc}}{\sqrt{2\pi}} [\cos(\theta_1) - \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3) + \cos(\theta_4) - \cos(\theta_5) + \cos(\theta_6) + \cos(\theta_7)] \quad (4.26)$$

$$V_n = \frac{4V_{dc}}{\pi n} [\cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3) + \cos(n\theta_4) - \cos(n\theta_5) + \cos(n\theta_6) + \cos(n\theta_7)] \quad (4.27)$$

$$V_n^* = \frac{1}{n} [\cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3) + \cos(n\theta_4) - \cos(n\theta_5) + \cos(n\theta_6) + \cos(n\theta_7)], \quad (4.28)$$

onde  $f_{rms}$  e  $f_{1rms}$  representam o valor eficaz de  $V_{a7L}$  (tensão de fase) e de  $V_{1a7L}$  (componente fundamental da tensão de fase), respectivamente, do sinal de tensão ilustrado na Figura 88.  $V_n$  é a amplitude das componentes senoidais da Série de Fourier e  $V_n^*$  é a amplitude normalizada em relação à constante  $4V_{dc}/\pi$ .

Figura 88 –  $\frac{1}{4}$  de ciclo do sinal de 7 níveis com 7 variáveis para determinação da série de Fourier e DHT.



A Figura 89 e a Figura 90 ilustram 1 ciclo dos sinais de 7 (tensão de fase) e 9 (tensão de linha) níveis sintetizados pelo MLC<sup>2</sup>-7L modular, respectivamente. Estas formas de onda foram produzidas a partir dos dados contidos na Tabela 30.

Figura 89 –  $V_{a7L}$  com 7 variáveis e mitigação até o 13<sup>o</sup> harmônico (Figura 46 e Tabela 30).

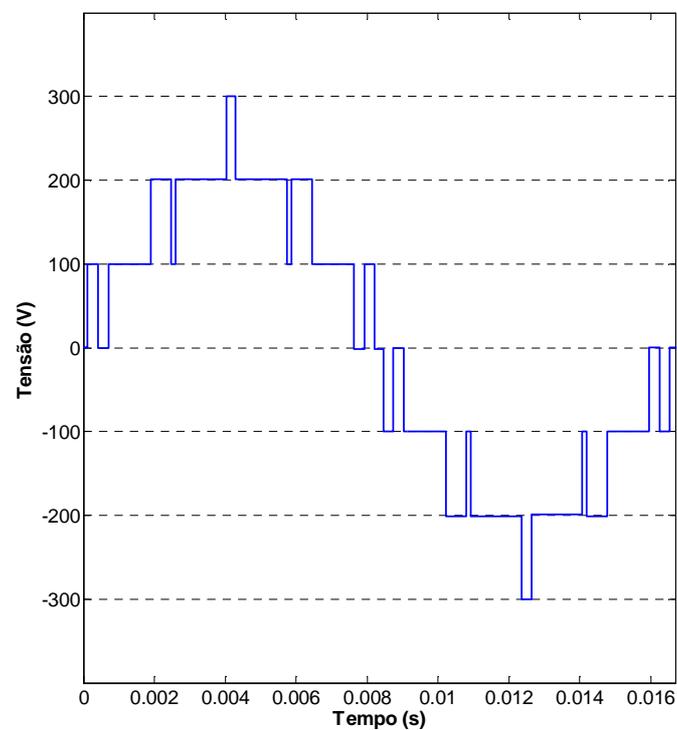
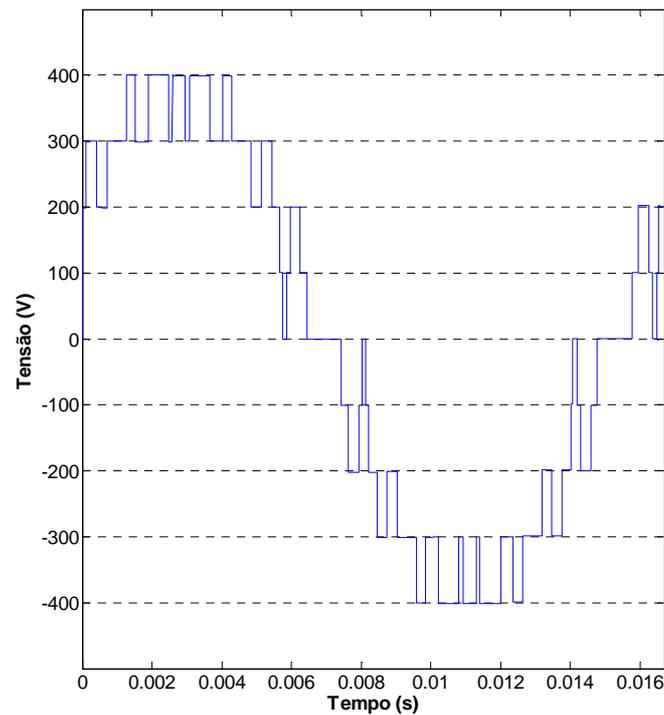


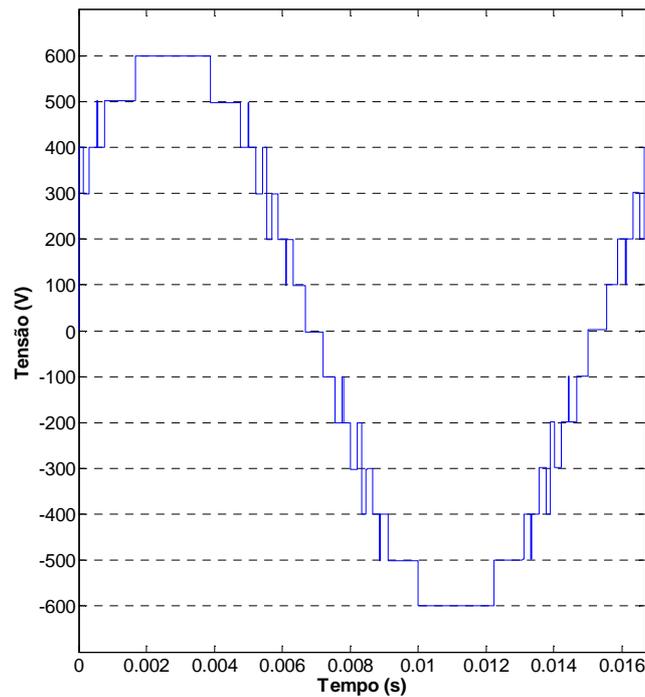
Figura 90 –  $V_{a13L}$  com 7 variáveis e mitigação até o 13<sup>o</sup> harmônico (Figura 46 e Tabela 30).



É importante ressaltar que o índice de modulação de 0.5819 (Tabela 30) não possibilitou a síntese de uma forma de onda de 13 níveis na tensão de linha do conversor provocando um aumento na DHT do referido sinal apesar de manter os valores dos harmônicos mitigados dentro dos limites estabelecidos (Tabela 19).

A Figura 91 mostra 1 ciclo da forma de onda do sinal de tensão de linha produzido pelo conversor a partir dos dados apresentados na Figura 46 e na Tabela 31. A introdução de mais harmônicos na função de avaliação  $F_2$  possibilita que o conversor opere com índice de modulação de 0.9212, desta forma, a tensão de linha apresenta 13 níveis de tensão proporcionando uma redução significativa da DHT.

Figura 91 –  $V_{a13L}$  com 7 variáveis e mitigação até o 37º harmônico (Figura 46 e Tabela 31).



A Tabela 30 e a Tabela 31 fornecem os resultados de simulação. Os harmônicos de 17ª e 19ª ordens apresentaram valores superiores aos permitidos em norma de 11.44% e 2.10% da componente fundamental do sinal  $V_{13L}$ , respectivamente. A ferramenta de análise espectral do MATLAB/SIMULINK computou para o cálculo da DHT simulada os 8881 (Tabela 30) e 8694 (Tabela 31) primeiros harmônicos. Estão disponíveis no Apêndice A Figura 171 e Figura 172 informações mais detalhadas sobre o conteúdo harmônico dos sinais de tensão de linha.

Tabela 30 – Redução 5°, 7°, 11° e 13° harmônicos com 7 variáveis,  $F_2$  e  $m_a$  fixo.

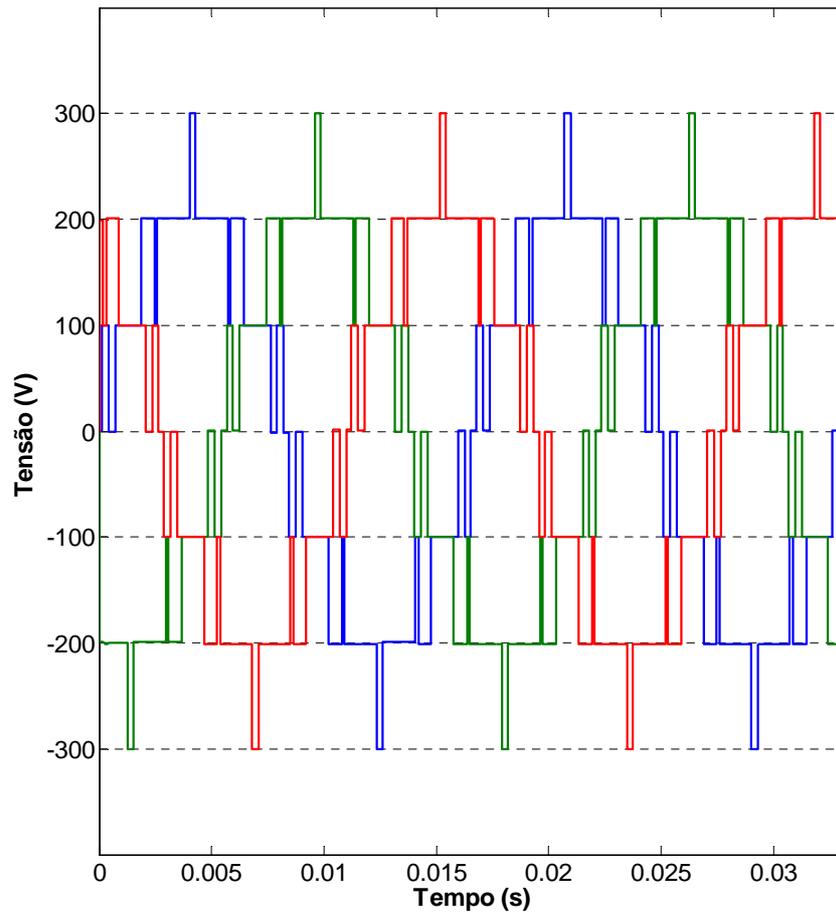
$m_{aAG}$	$\theta_1$ (°)	$\theta_2$ (°)	$\theta_3$ (°)	$\theta_4$ (°)	$\theta_5$ (°)	$\theta_6$ (°)	$\theta_7$ (°)	$V_{7Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{7L}$ Teórico (%)	$DHT_{7L}$ Simulado (%)	$V_{13Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{13L}$ (%)	$h_5$ (pu)	$h_7$ (pu)	$h_{11}$ (pu)	$h_{13}$ (pu)
0.5819	2.61	8.85	15.25	40.78	53.44	55.99	87.19	157.6	7	23.96	23.93	272.9	9	20.41	0.45	0.04	0.15	0.05

Tabela 31 – Redução até 37° harmônico com 7 variáveis,  $F_2$  e  $m_a$  fixo.

$m_{aAG}$	$\theta_1$ (°)	$\theta_2$ (°)	$\theta_3$ (°)	$\theta_4$ (°)	$\theta_5$ (°)	$\theta_6$ (°)	$\theta_7$ (°)	$V_{7Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{7L}$ Teórico (%)	$DHT_{7L}$ Simulado (%)	$V_{13Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{13L}$ (%)	$h_5$ (pu)	$h_7$ (pu)	$h_{11}$ (pu)	$h_{13}$ (pu)
0.9212	0	2.81	7.03	11.60	12.26	16.83	35.86	248.7	7	19.31	19.31	430.8	13	8.69	0.04	0.06	0.94	2.29

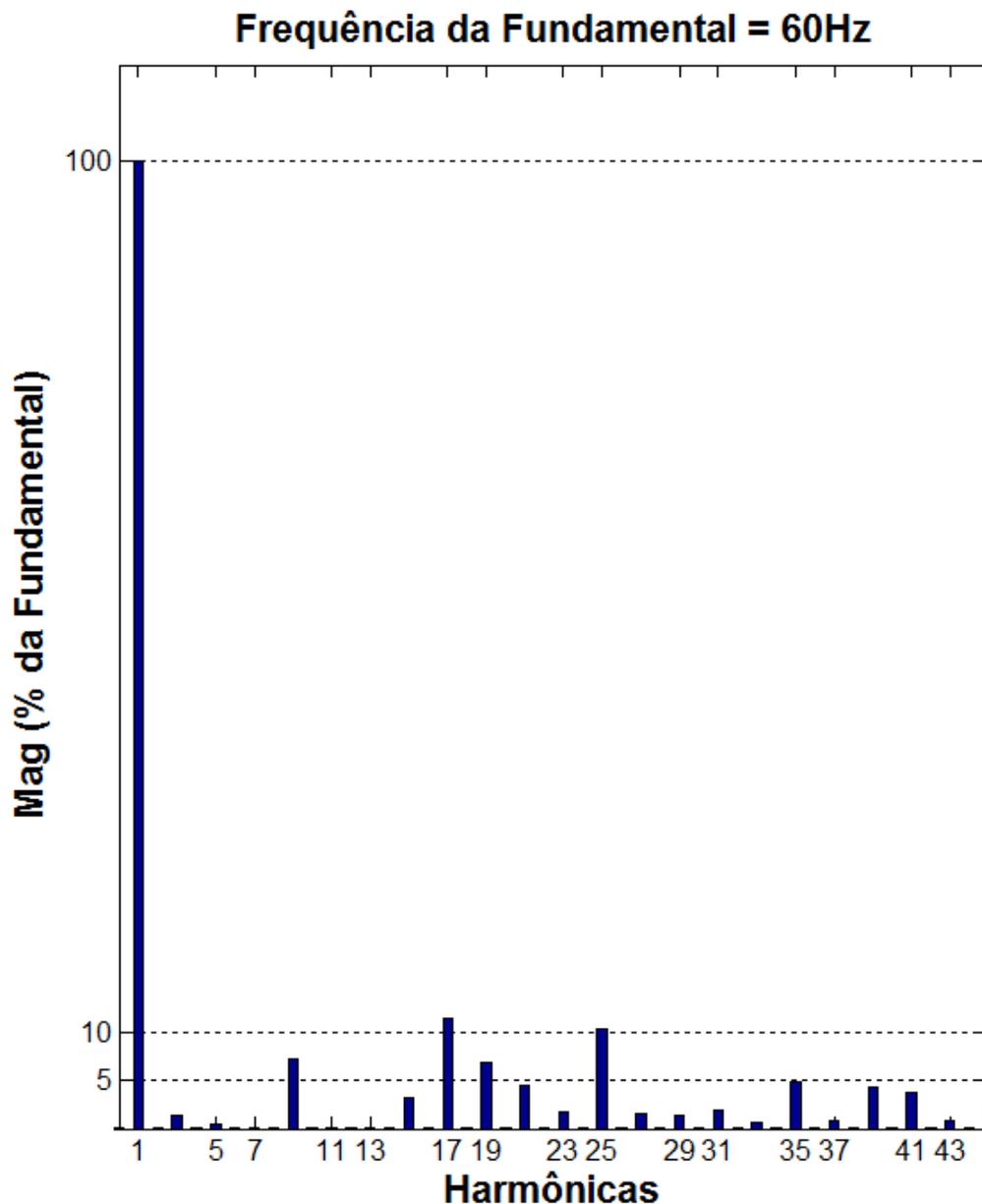
A Figura 92 apresenta 2 ciclos do sinal trifásico de 7 níveis produzido pelo MLC<sup>2</sup>-7L modular e representa as tensões de fase do conversor modulado pelos 7 ângulos de chaveamento expostos na Tabela 30. Ainda, as tensões de fase são sintetizadas segundo a Figura 46.

Figura 92 – Tensões de fase ( $V_{7L}$ ) trifásica com 7 variáveis obtidas via Figura 46, Figura 89 e Tabela 30.



A Figura 93 mostra os 45 primeiros harmônicos da forma de onda ilustrada na Figura 89. Conforme a Figura 170 (Apêndice A), os harmônicos do sinal de tensão de 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup> ordens representam 0,45%, 0,04%, 0,15% e 0,05% da componente fundamental da tensão de fase ( $V_{7L}$ ), respectivamente. Analisando qualitativamente a Figura 93, verifica-se que a DHT de 23,93% está diretamente relacionada às harmônicas de 9<sup>a</sup>, 17<sup>a</sup>, 19<sup>a</sup> e 25<sup>a</sup> ordens. Ainda, a Figura 170 (Apêndice A) fornece as tensões de pico, eficaz (*rms*) e a DHT simulada da tensão de fase comprovando os dados expostos na Tabela 30.

Figura 93 – Espectro harmônico de  $V_{a7L}$  com 7 variáveis (Figura 46, Figura 89 e Tabela 30) com DHT de 23,93% – Análise qualitativa.

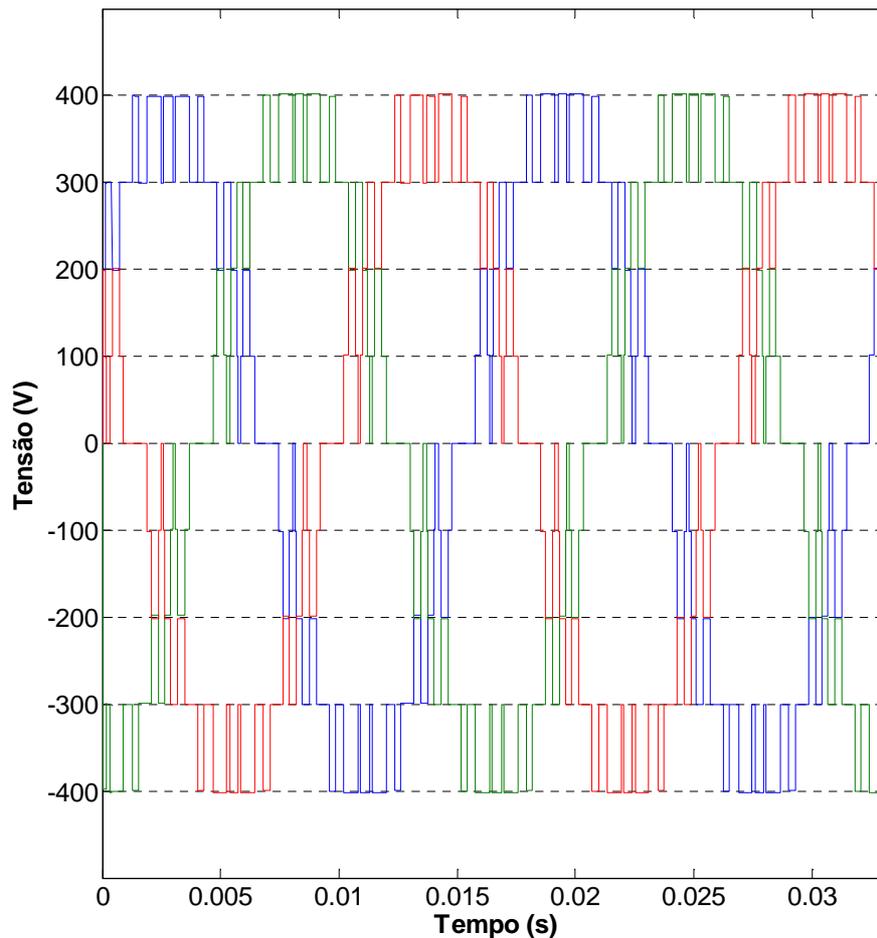


A Figura 94 ilustra 2 ciclos do sinal trifásico de 13 níveis produzido pelo MLC<sup>2</sup>-7L modular utilizando os 7 ângulos de chaveamento determinados pelo AG e exibidos na Tabela 30.

A Figura 95 lista o conteúdo harmônico do sinal de 9 níveis ilustrado na Figura 90. Nota-se uma pequena redução de aproximadamente 15% (14.71%) no valor da distorção harmônica total em relação a DHT do sinal de 7 níveis devido à presença de harmônicos ímpares não múltiplos de 3 com elevada amplitude, os quais não foram mitigados por causa da redução dos níveis de tensão do sinal causados pelo baixo índice de modulação. Desta forma, mesmo computando apenas os 25 primeiros harmônicos a DHT permanecerá alta. Os valores das distorções harmônicas individuais até o 45º harmônico, expressos como porcentagem da componente fundamental da tensão de linha, estão descritos na Figura 171 (Apêndice A).

Mesmo apresentando DHT de 20.41% na tensão de linha do  $MLC^2-7L$  modular a técnica de mitigação harmônica conseguiu suprimir os harmônicos de baixa ordem selecionados (5ª, 7ª, 11ª e 13ª) realocando o conteúdo harmônico para as próximas frequências não múltiplas de 3 (17ª, 19ª e 25ª)

Figura 94 – Tensões de linha ( $V_{13L}$ ) trifásica com 7 variáveis obtidas via Figura 46, Figura 90 e Tabela 30.



A Figura 172 analisa o conteúdo harmônico de forma quantitativa do sinal de tensão de linha esboçado na Figura 91, o qual foi sintetizado pelo conversor a partir da utilização das informações contidas na Tabela 31, em especial, os 7 ângulos de chaveamento. Neste caso, há uma redução de praticamente 55% no valor da distorção harmônica total em relação a DHT do sinal de 7 níveis. Ainda, computando apenas os 25 primeiros harmônicos, tal como a norma indica, tem-se uma DHT de 3.67%.

A Figura 96 esboça os pulsos da fase  $a$  do  $MLC^2$ . Destaca-se que as chaves do ramo interno operam em 420Hz, enquanto as chaves do ramo externo trabalham em 180Hz.

Neste ensaio verifica-se a importância do aumento do número de harmônicos suprimidos na síntese de formas de ondas com distorção harmônica total menores apesar do aumento do conteúdo harmônico individual em baixas frequências.

Figura 95 – Espectro harmônico de  $V_{a13L}$  com 7 variáveis (Figura 46, Figura 90 e Tabela 30) e DHT de 20.41% – Análise qualitativa.

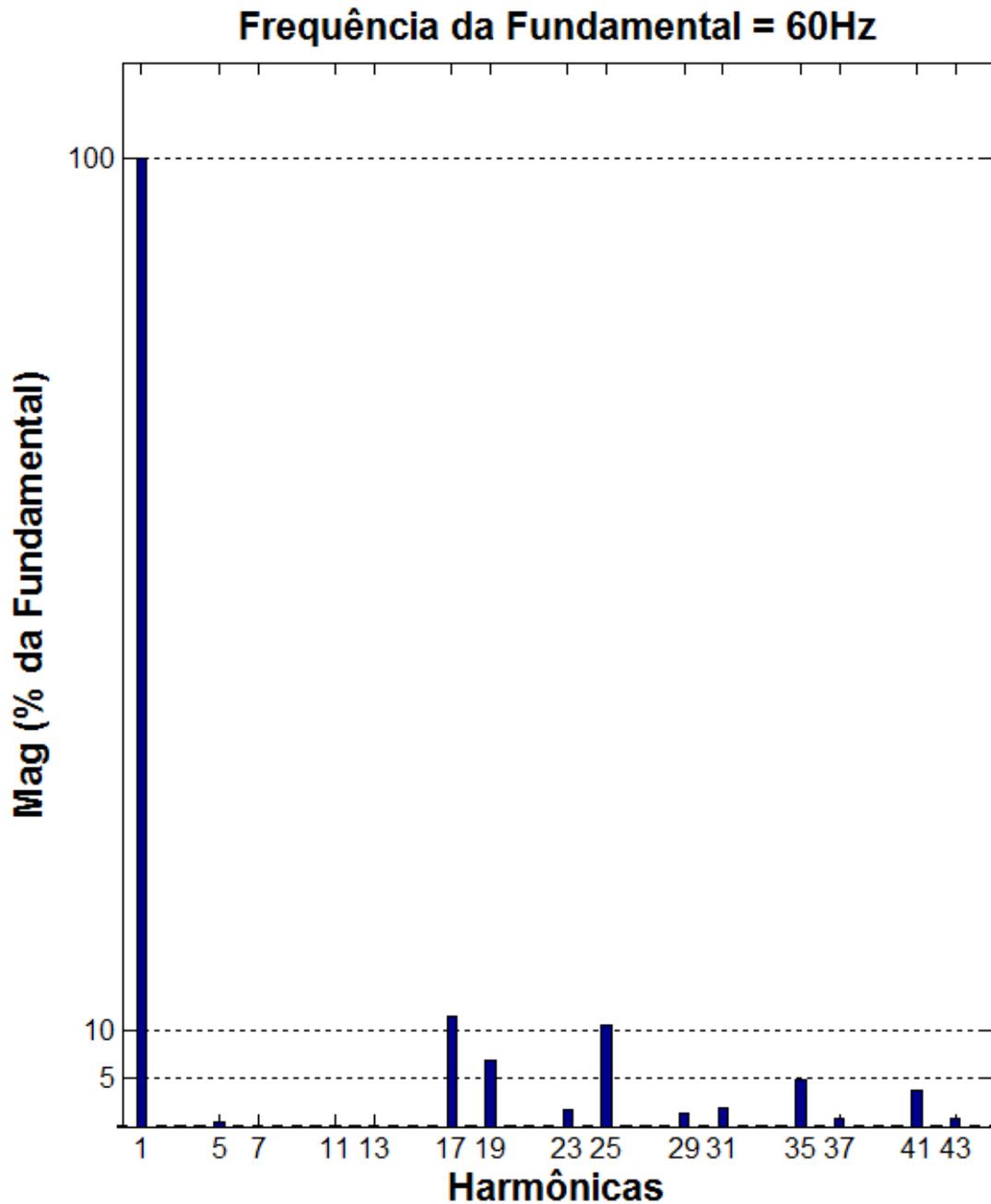
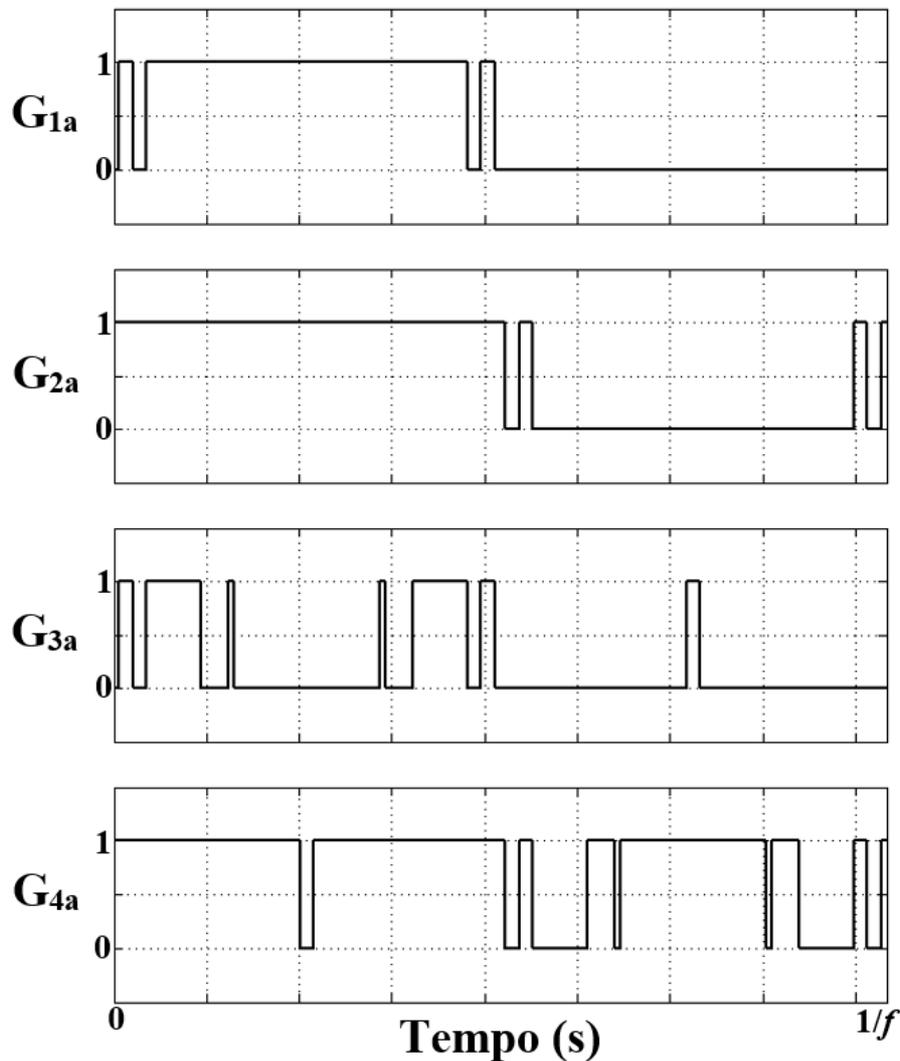


Figura 96 – Pulsos para síntese da tensão de fase ( $V_{a7L}$ ) e da tensão de linha ( $V_{a13L}$ ) sintetizadas pelo  $MLC^2-7L$  modular (Figura 46) utilizando 7 variáveis.

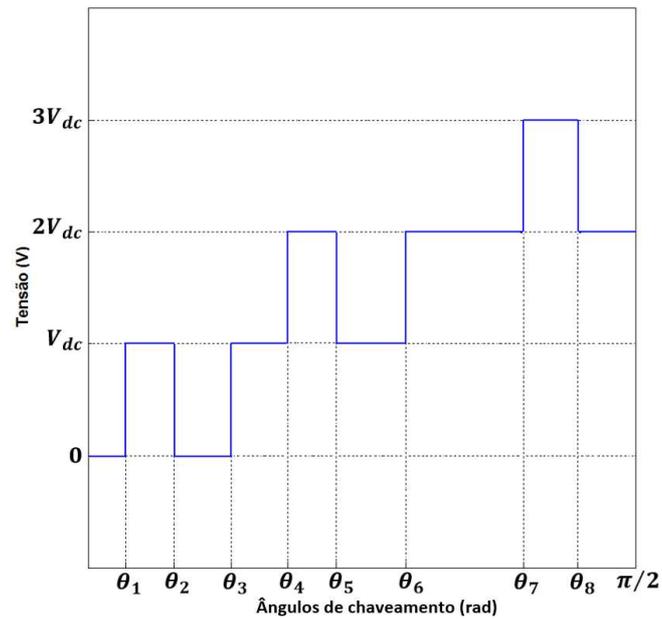


#### 4.7 Simulação com 8 variáveis, função de custo $F_2$ e $m_a$ fixo

Analisando o primeiro quarto da forma de onda ilustrada na Figura 97, nota-se que foram utilizados 8 ângulos de chaveamento para síntese do sinal de tensão de fase, das quais 3 são para transição entre níveis ( $\theta_1$ ,  $\theta_4$  e  $\theta_7$ ), 2 para transição no nível de  $V_{dc}$  ( $\theta_2$  e  $\theta_3$ ) e 2 para transição no nível de  $2V_{dc}$  ( $\theta_5$  e  $\theta_6$ ) e 1 para transição no nível de  $3V_{dc}$  ( $\theta_8$ ). Além disso,  $\theta_2$ ,  $\theta_5$  e  $\theta_8$  apresentam transição negativa.

As equações (4. 29), (4. 30) e (4. 31) definem a distorção harmônica total do sinal de tensão ilustrado na Figura 97. Os coeficientes da série de Fourier da respectiva função com simetria de  $1/4$  de onda são determinados pelas equações (4. 32) e (4. 33) em conformidade com as equações (2. 29) e (2. 30).

Figura 97 –  $\frac{1}{4}$  de ciclo do sinal de 7 níveis com 8 variáveis para determinação da série de Fourier e DHT.



$$DHT\% = 100 \frac{\sqrt{f_{rms}^2 - f_{1rms}^2}}{f_{1rms}} \quad (4.29)$$

$$f_{rms} = \sqrt{\frac{2V_{dc}^2}{\pi} (-\theta_1 + \theta_2 - \theta_3 - 3\theta_4 + 3\theta_5 - 3\theta_6 - 5\theta_7 + 5\theta_8 + 2\pi)} \quad (4.30)$$

$$f_{1rms} = \frac{4V_{dc}}{\sqrt{2}\pi} [\cos(\theta_1) - \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3) + \cos(\theta_4) - \cos(\theta_5) + \cos(\theta_6) + \cos(\theta_7) - \cos(\theta_8)] \quad (4.31)$$

$$V_n = \frac{4V_{dc}}{\pi n} [\cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3) + \cos(n\theta_4) - \cos(n\theta_5) + \cos(n\theta_6) + \cos(n\theta_7) - \cos(n\theta_8)] \quad (4.32)$$

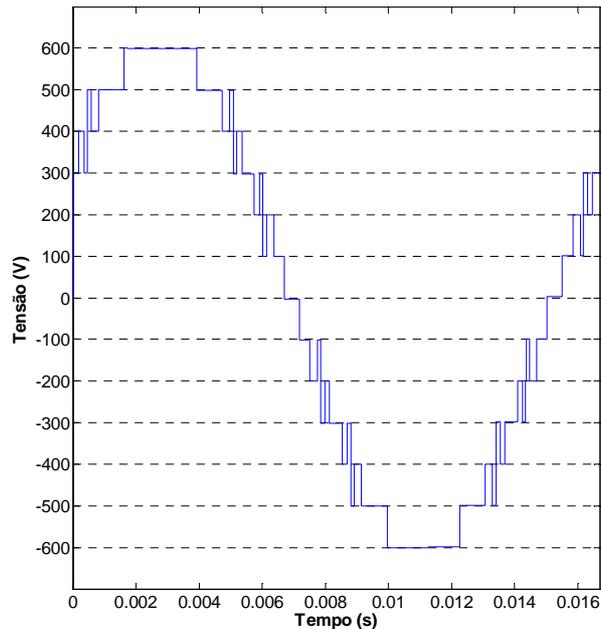
$$V_n^* = \frac{1}{n} [\cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3) + \cos(n\theta_4) - \cos(n\theta_5) + \cos(n\theta_6) + \cos(n\theta_7) - \cos(n\theta_8)], \quad (4.33)$$

onde  $f_{rms}$  e  $f_{1rms}$  representam o valor eficaz de  $V_{a7L}$  (tensão de fase) e de  $V_{1a7L}$  (componente fundamental da tensão de fase) respectivamente, do sinal de tensão ilustrado na Figura 97.  $V_n$  é a amplitude das componentes senoidais da Série de Fourier e  $V_n^*$  é a amplitude normalizada em relação à constante  $4V_{dc}/\pi$ .



A Figura 100 esboça 1 ciclo da forma de onda do sinal de tensão de linha produzido pelo conversor a partir das informações elencadas na Tabela 33. A introdução de harmônicos, não múltiplos de 3 até o limite do 37º inclusive, na função de avaliação  $F_2$  possibilita que o conversor opere com índice de modulação de 0.9233, reduz a DHT do sinal e sintetiza na tensão de linha do MLC<sup>2</sup>-7L modular uma forma de onda de 13 níveis de tensão.

Figura 100 –  $V_{13L}$  com 8 variáveis e mitigação até o 37º harmônico (Figura 46 e Tabela 33).



A Tabela 32 e a Tabela 33 expõem os resultados de simulação. Os harmônicos de 17ª e 19ª ordens apresentaram valores superiores aos permitidos em norma com valores de 4.65% e 2.04% da componente fundamental do sinal  $V_{13L}$ , respectivamente. A ferramenta de análise espectral do MATLAB/SIMULINK computou para o cálculo da DHT simulada os 8991 (Tabela 32) e 8645 (Tabela 33) primeiros harmônicos.

Tabela 32 – Redução 5º, 7º, 11º e 13º harmônicos com 8 variáveis,  $F_2$  e  $m_a$  fixo.

$m_{aAG}$	$\theta_1$ (°)	$\theta_2$ (°)	$\theta_3$ (°)	$\theta_4$ (°)	$\theta_5$ (°)	$\theta_6$ (°)	$\theta_7$ (°)	$\theta_8$ (°)	$V_{7Lrms}$ (V)	L	$DHT_{7L}$ Teórico (%)	$V_{13Lrms}$ (V)	L	$DHT_{13L}$ (%)	$h_5$ (pu)	$h_7$ (pu)	$h_{11}$ (pu)	$h_{13}$ (pu)
0.6109	5.27	10.86	13.93	30.77	31.23	38.58	84.73	88.31	164.9	7	20.43	285.7	9	13.58	0.14	0.06	0.03	0.04

Para maiores informações a respeito da qualidade do sinal de tensão de linha sintetizado pelo MLC<sup>2</sup>-7L modular consultar a Figura 174 (Tabela 32) e a Figura 175 (Tabela 33) contidas no Apêndice A desta dissertação.

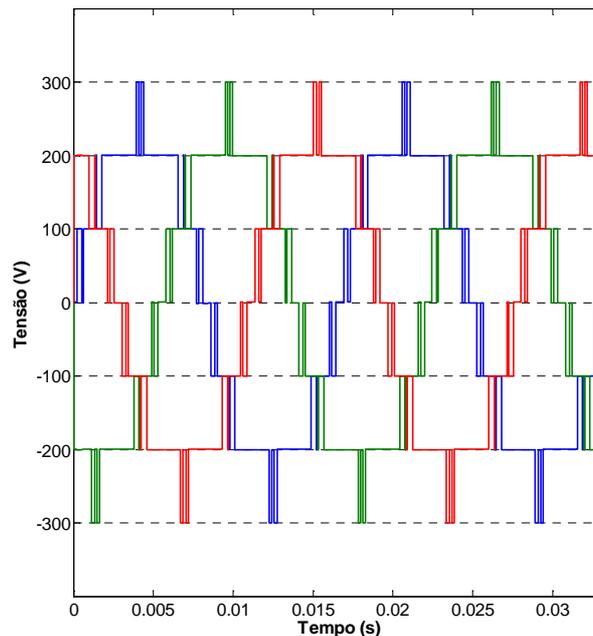
Tabela 33 – Redução até 37º harmônico com 8 variáveis,  $F_2$  e  $m_a$  fixo.

$m_{aAG}$	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	$\theta_6$ (°)	$\theta_7$ (°)	$\theta_8$ (°)	$V_{7Lrms}$	L	$DHT_{7L}$	$V_{13Lrms}$	L	$DHT_{13L}$	$h_5$	$h_7$	$h_{11}$	$h_{13}$
-----------	------------	------------	------------	------------	------------	-------------------	-------------------	-------------------	-------------	---	------------	--------------	---	-------------	-------	-------	----------	----------

	(°)	(°)	(°)	(°)	(°)				(V)		Teórico (%)	(V)		(%)	(pu)	(pu)	(pu)	(pu)
0.9233	4.22	7.73	10.18	10.23	12.66	17.58	35.16	90	249.3	7	20.00	431.8	13	9.37	0.03	0.29	1.71	1.16

A Figura 101 apresenta 2 ciclos do sinal trifásico de 7 níveis produzido pelo MLC<sup>2</sup>-7L modular de acordo com a Figura 46 e representa as tensões de fase do conversor modular pelos 8 ângulos de chaveamento expostos na Tabela 32.

Figura 101 – Tensões de fase ( $V_{7L}$ ) trifásica com 8 variáveis obtidas via Figura 46, Figura 98 e Tabela 32.

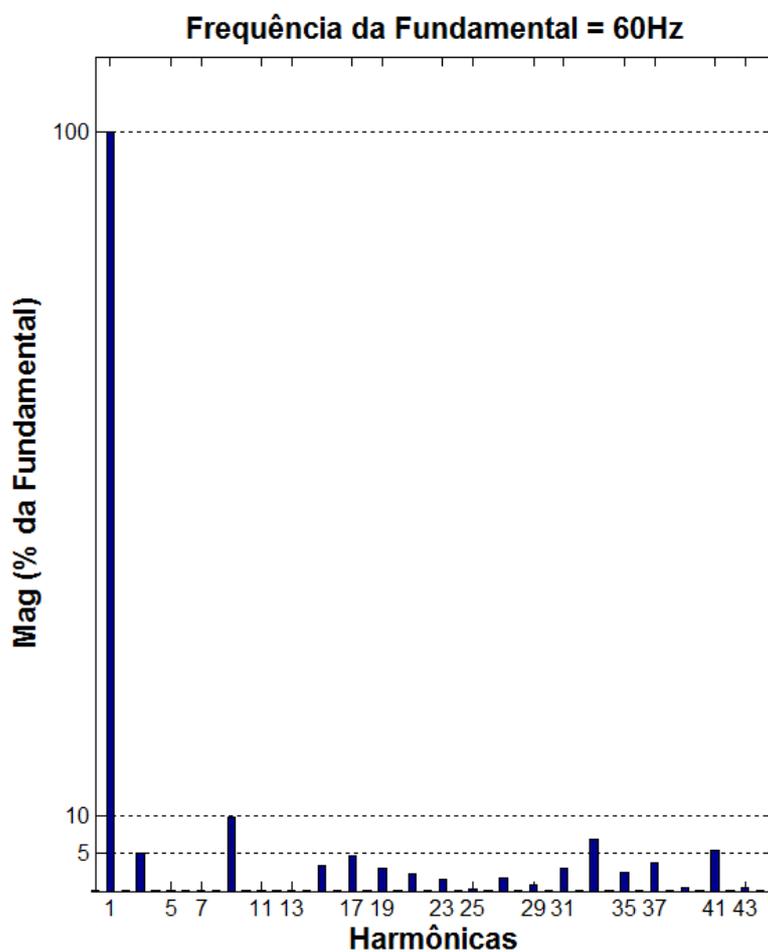


A Figura 102 apresenta os resultados da análise qualitativa do espectro harmônico da Série de Fourier do sinal de tensão da fase *a* com 7 níveis dos 45 primeiros harmônicos, correspondentes à forma de onda ilustrada na Figura 98 a qual foi produzida a partir das informações contidas na Tabela 32.

Conforme a Figura 173 (Apêndice A), os harmônicos do sinal de tensão de 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup> ordens representam 0.15%, 0.06%, 0.03% e 0.03% da componente fundamental da tensão de fase ( $V_{7L}$ ), respectivamente. A DHT de 20.43% está diretamente relacionada às harmônicas triplas e às não múltiplas de 3 que não foram mitigadas e/ou eliminadas. Ainda, a Figura 173 (Apêndice A) fornece as tensões de pico, eficaz (*rms*) e a DHT simulada da tensão de fase confirmando os dados expostos na Tabela 32.

A Figura 103 ilustra 2 ciclos do sinal trifásico de 13 níveis produzido pelo MLC<sup>2</sup>-7L modular a partir dos 8 ângulos de chaveamento contidos na Tabela 32 e representa as tensões de linha do conversor conforme a Figura 99.

Figura 102 – Espectro harmônico de  $V_{a7L}$  com 8 variáveis (Figura 46, Figura 98 e Tabela 32) e DHT de 20.43% – Análise qualitativa.



A Figura 104 apresenta o conteúdo harmônico do sinal de 13 níveis ilustrado na Figura 99. Há uma redução de 33.56% no valor da distorção harmônica total em relação a DHT do sinal de 7 níveis. Ainda, computando apenas os 25 primeiros harmônicos, tal como a norma indica, tem-se uma DHT de 5.71%. Os valores das distorções harmônicas individuais até o 45º harmônico, expressos como porcentagem da componente fundamental da tensão de linha, estão descritos na Figura 174 (Apêndice A).

Figura 103 – Tensões de linha ( $V_{13L}$ ) trifásica com 8 variáveis obtidas via Figura 46, Figura 99 e Tabela 32.

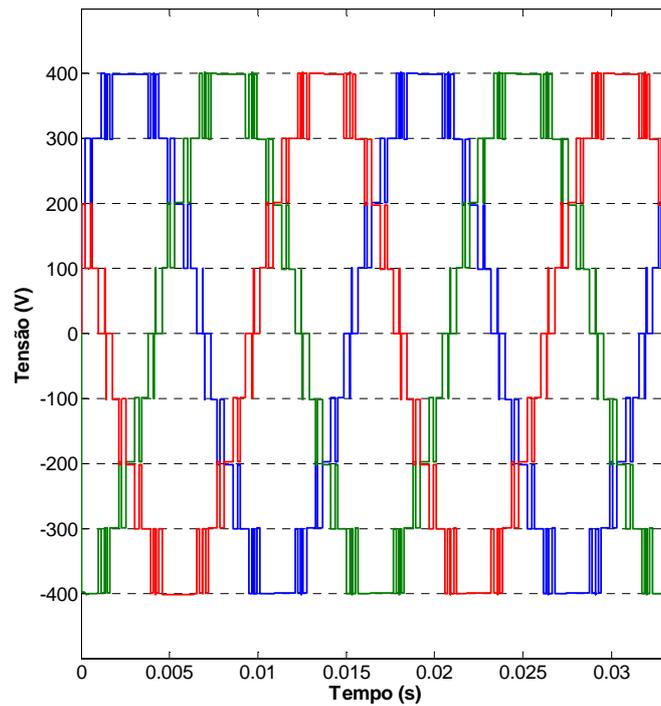
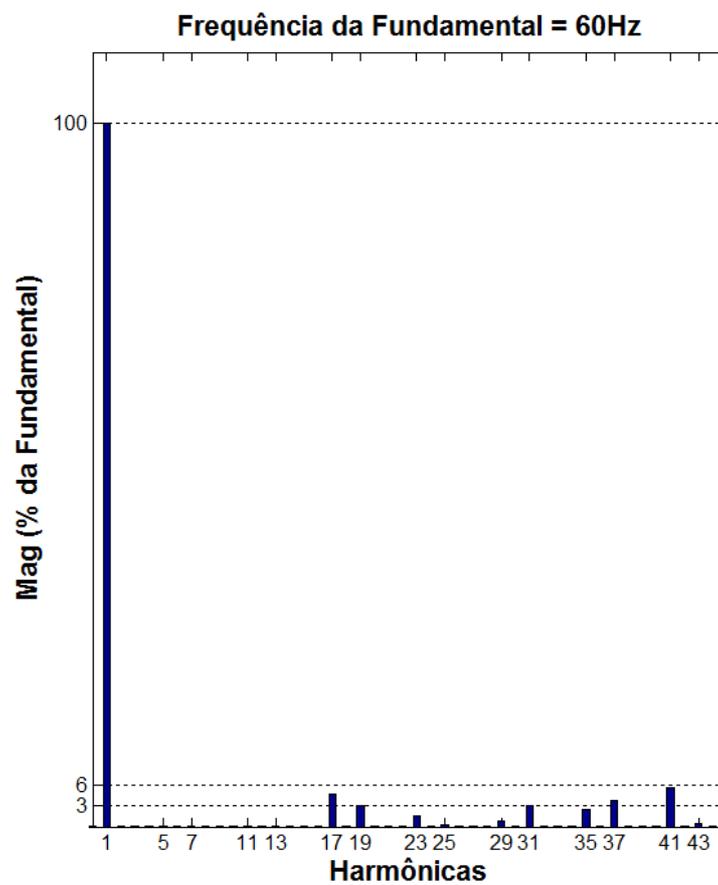


Figura 104 – Espectro harmônico de  $V_{a13L}$  com 8 variáveis (Figura 46, Figura 99 e Tabela 32) e DHT de 13.58% – Análise qualitativa.

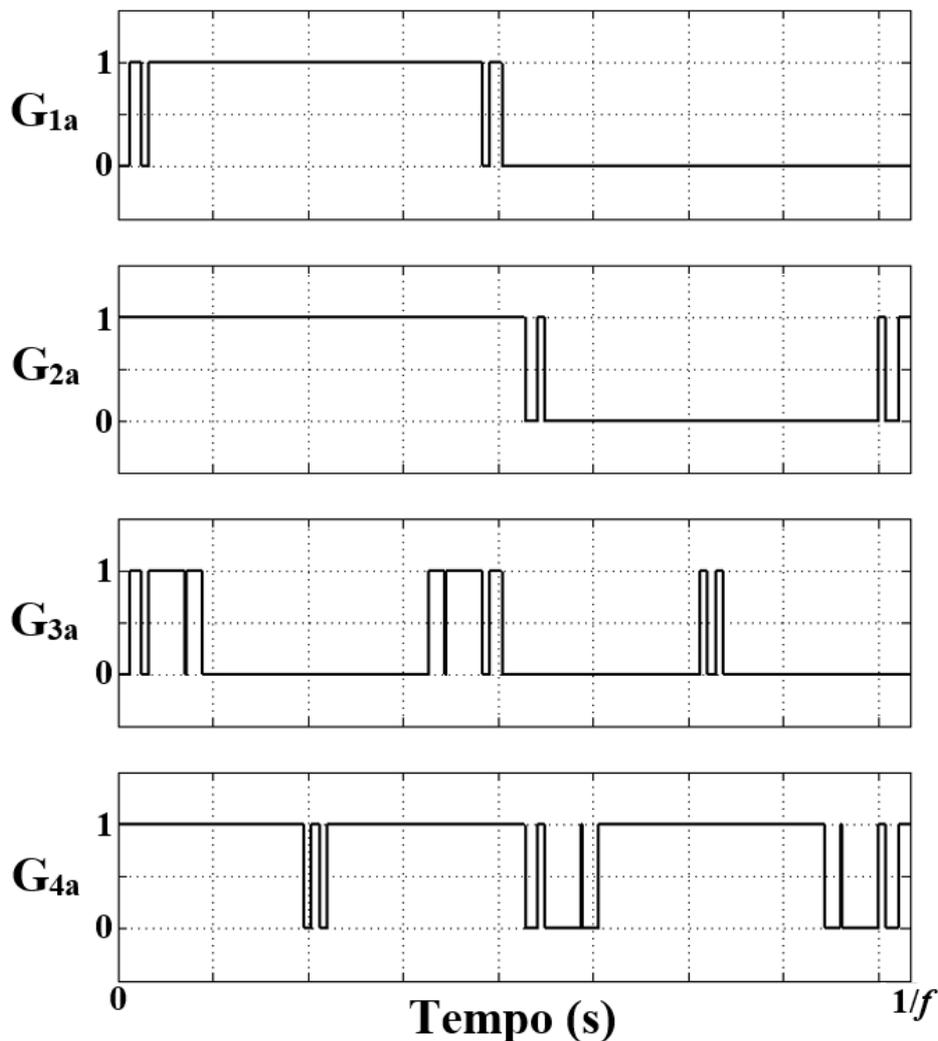


A Figura 175 (Apêndice A) analisa o conteúdo harmônico de forma quantitativa do sinal de tensão de linha esboçado na Figura 100, o qual foi sintetizado pelo conversor a partir

da utilização das informações contidas na Tabela 33, em especial, os 8 ângulos de chaveamento. Neste caso, há uma diminuição de 53.15% no valor da distorção harmônica total em relação a DHT do sinal de 7 níveis. Ainda, computando apenas os 25 primeiros harmônicos, tal como a norma indica, tem-se uma DHT de 3.50%. A DHT calculada pelo MATLAB/SIMULINK é de 9.37%.

A Figura 105 ilustra os pulsos da fase  $a$  do MLC<sup>2</sup>. As chaves do ramo interno (MCU) chaveiam 8 vezes a frequência de chaveamento (480Hz), enquanto as chaves do ramo externo, as quais exigem maior esforço referente à tensão de bloqueio reversa, operam em 180Hz.

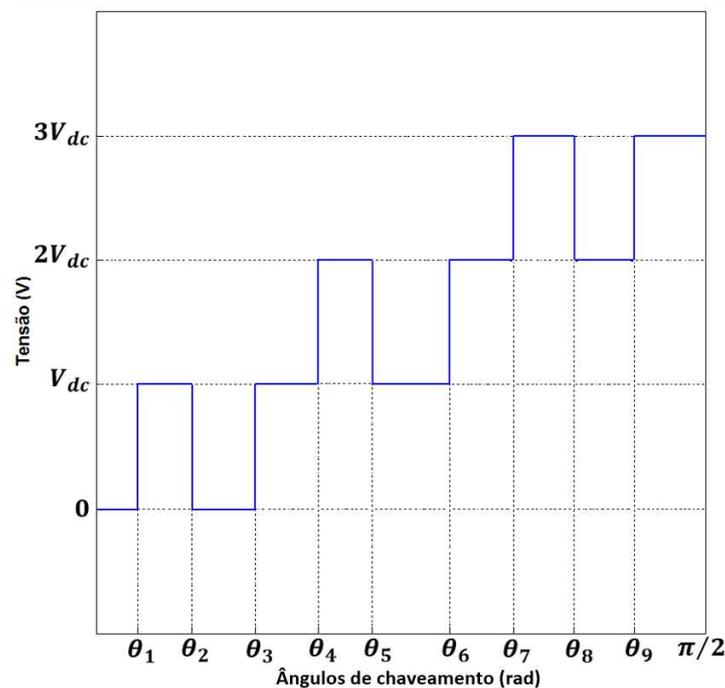
Figura 105 – Pulsos para síntese da tensão de fase ( $V_{a7L}$ ) e da tensão de linha ( $V_{a13L}$ ) sintetizadas pelo MLC<sup>2</sup>-7L modular (Figura 46) utilizando 3 variáveis.



#### 4.8 Simulação com 9 variáveis, função de custo $F_2$ e $m_a$ fixo

Analisando a tensão de fase ilustrada na Figura 106, nota-se que a forma de onda é composta por 9 transições em  $\frac{1}{4}$  do período, sendo 3 entre níveis ( $\theta_1$ ,  $\theta_4$  e  $\theta_7$ ), 2 transições em  $V_{dc}$  ( $\theta_2$  e  $\theta_3$ ), 2 transições em  $V_{dc}$  ( $\theta_5$  e  $\theta_6$ ) e 2 transições em  $V_{dc}$  ( $\theta_8$  e  $\theta_9$ ). Além disso, as transições em  $\theta_2$ ,  $\theta_5$  e  $\theta_8$  são negativas conferindo o referido sinal nos seus respectivos cossenos.

Figura 106 –  $\frac{1}{4}$  de ciclo do sinal de 7 níveis com 9 variáveis para determinação da série de Fourier e DHT.



Desenvolvendo a DHT e a Série de Fourier do sinal esboçado na Figura 106, obtêm-se as equações (4. 34) a (4. 38).

$$DHT\% = 100 \sqrt{\frac{f_{rms}^2 - f_{1rms}^2}{f_{1rms}^2}} \quad (4. 34)$$

$$f_{rms} = \sqrt{\frac{2V_{dc}^2}{\pi} (-\theta_1 + \theta_2 - \theta_3 - 3\theta_4 + 3\theta_5 - 3\theta_6 - 5\theta_7 + 5\theta_8 - 5\theta_9 + 4.5\pi)} \quad (4. 35)$$

$$f_{1rms} = \frac{4V_{dc}}{\sqrt{2}\pi} [\cos(\theta_1) - \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3) + \cos(\theta_4) - \cos(\theta_5) + \cos(\theta_6) + \cos(\theta_7) - \cos(\theta_8) + \cos(\theta_9)] \quad (4. 36)$$

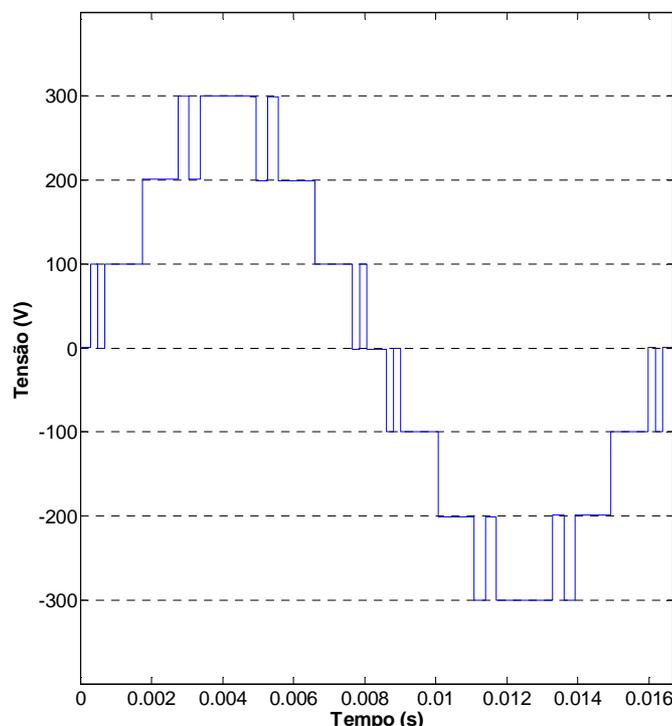
$$V_n = \frac{4V_{dc}}{\pi n} [\cos(\theta_1) - \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3) + \cos(\theta_4) - \cos(\theta_5) + \cos(\theta_6) + \cos(\theta_7) - \cos(\theta_8) + \cos(\theta_9)] \quad (4.37)$$

$$V_n^* = \frac{1}{n} [\cos(\theta_1) - \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3) + \cos(\theta_4) - \cos(\theta_5) + \cos(\theta_6) + \cos(\theta_7) - \cos(\theta_8) + \cos(\theta_9)], \quad (4.38)$$

onde  $f_{rms}$  e  $f_{1rms}$  representam o valor eficaz de  $V_{a7L}$  (tensão de fase) e de  $V_{1a7L}$  (componente fundamental da tensão de fase) respectivamente, do sinal de tensão ilustrado na Figura 106.  $V_n$  é a amplitude das componentes senoidais da Série de Fourier e  $V_n^*$  é a amplitude normalizada em relação à constante  $4V_{dc}/\pi$ .

A Figura 107 ilustra o sinal de 7 níveis sintetizado pelo  $MLC^2-7L$  modular a partir da avaliação da função  $F_2$  pelo AG (Tabela 34). Observa-se que o sinal de tensão de fase do conversor (Figura 46) apresenta 7 transições pois possui duas variáveis iguais ( $\theta_4$  e  $\theta_5$ ). Neste caso, a forma do sinal é idêntica a gerada pelo conversor utilizando 7 variáveis, 3 transições entre níveis e 4 transições no mesmo nível, 2 em  $V_{dc}$  e 2 em  $3V_{dc}$ .

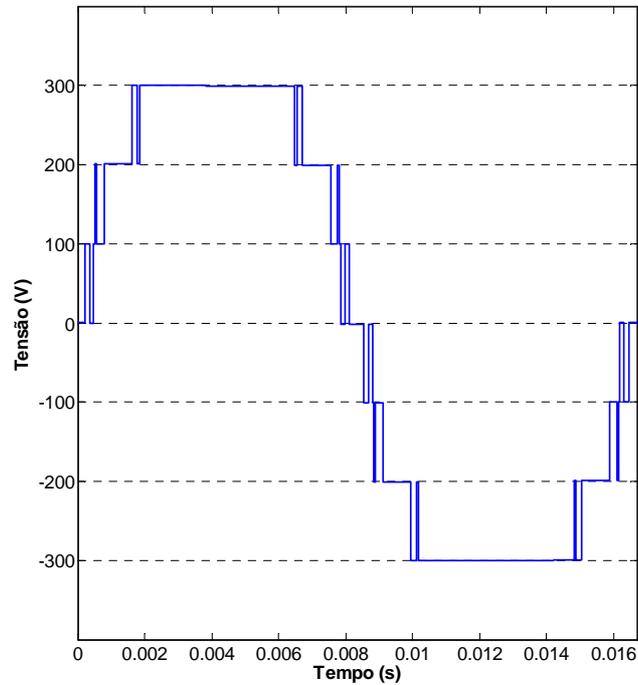
Figura 107 –  $V_{a7L}$  com 7 variáveis e mitigação até o 13º harmônico (Figura 46 e Tabela 34).



A Figura 108 apresenta a forma de onda do sinal de tensão de fase produzida pelo  $MLC^2-7L$  modular a partir dos dados exibidos na Tabela 35.

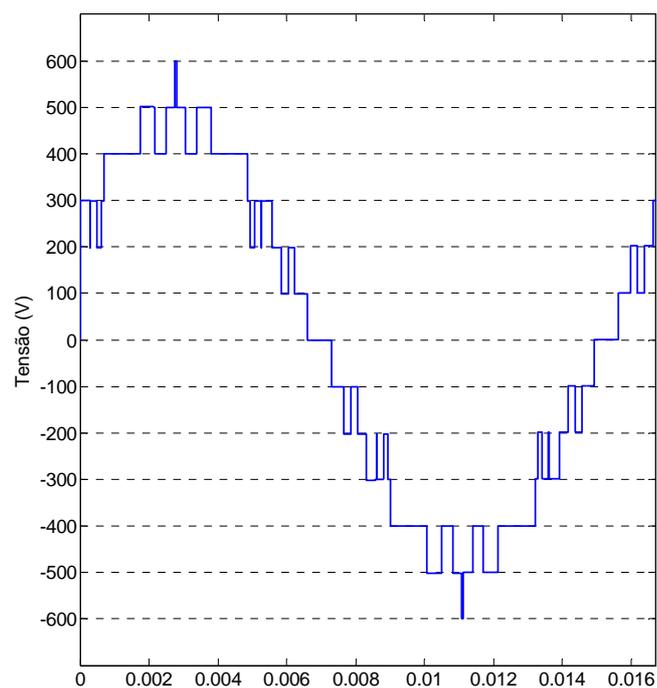
O algoritmo genético (AG) determinou nove ângulos de chaveamento distintos e o conversor sintetizou na saída referente a fase  $a$  uma forma de onda conforme a especificada na Figura 106.

Figura 108 –  $V_{a7L}$  com 9 variáveis e mitigação até o 37º harmônico (Figura 46 e Tabela 35).



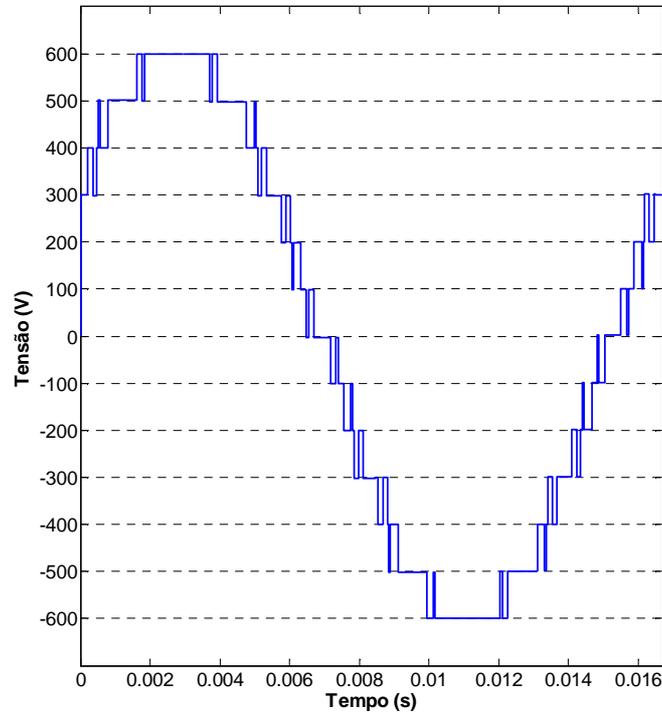
A Figura 109 apresenta o sinal de 13 níveis produzido pelo MLC<sup>2</sup>-7L modular a partir das informações contidas na Tabela 34 e na Figura 46.

Figura 109 –  $V_{a13L}$  com 9 variáveis e mitigação até o 13º harmônico (Figura 36 e Tabela 34).



A Figura 110 esboça a forma de onda do sinal de tensão de linha produzido pelo conversor a partir dos dados apresentados na Tabela 35.

Figura 110 –  $V_{a13L}$  com 9 variáveis e mitigação até o 37º harmônico (Figura 36 e Tabela 35).



A Tabela 34 e a Tabela 35 fornecem os resultados do teste proposto. Os harmônicos de 17ª (Tabela 34) e 41ª (Tabela 35) ordens apresentaram valores superiores aos permitidos em norma com valores de 2.03% e 1.16% da componente fundamental do sinal  $V_{13L}$ , respectivamente. A ferramenta de análise espectral do MATLAB/SIMULINK computou para o cálculo da DHT simulada os 8685 (Tabela 34) e 8722 (Tabela 35) primeiros harmônicos.

Tabela 34 – Redução 5º, 7º, 11º e 13º harmônicos com 9 variáveis,  $F_2$  e  $m_a$  fixo.

$m_{aAG}$	$\theta_1$ (°)	$\theta_2$ (°)	$\theta_3$ (°)	$\theta_4$ (°)	$\theta_5$ (°)	$\theta_6$ (°)	$\theta_7$ (°)	$\theta_8$ (°)	$\theta_9$ (°)	$V_{ZLrms}$ (V)	$L$	$\overline{DHT}_{7L}$ Teórico (%)	$V_{13Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{13L}$ (%)	$h_5$ (pu)	$h_7$ (pu)	$h_{11}$ (pu)	$h_{13}$ (pu)
0.7209	6.13	10.46	14.66	18.72	18.72	37.63	59.50	66.09	73.13	194.6	7	19.41	337.1	13	13.80	1.23	0.12	0.14	0.03

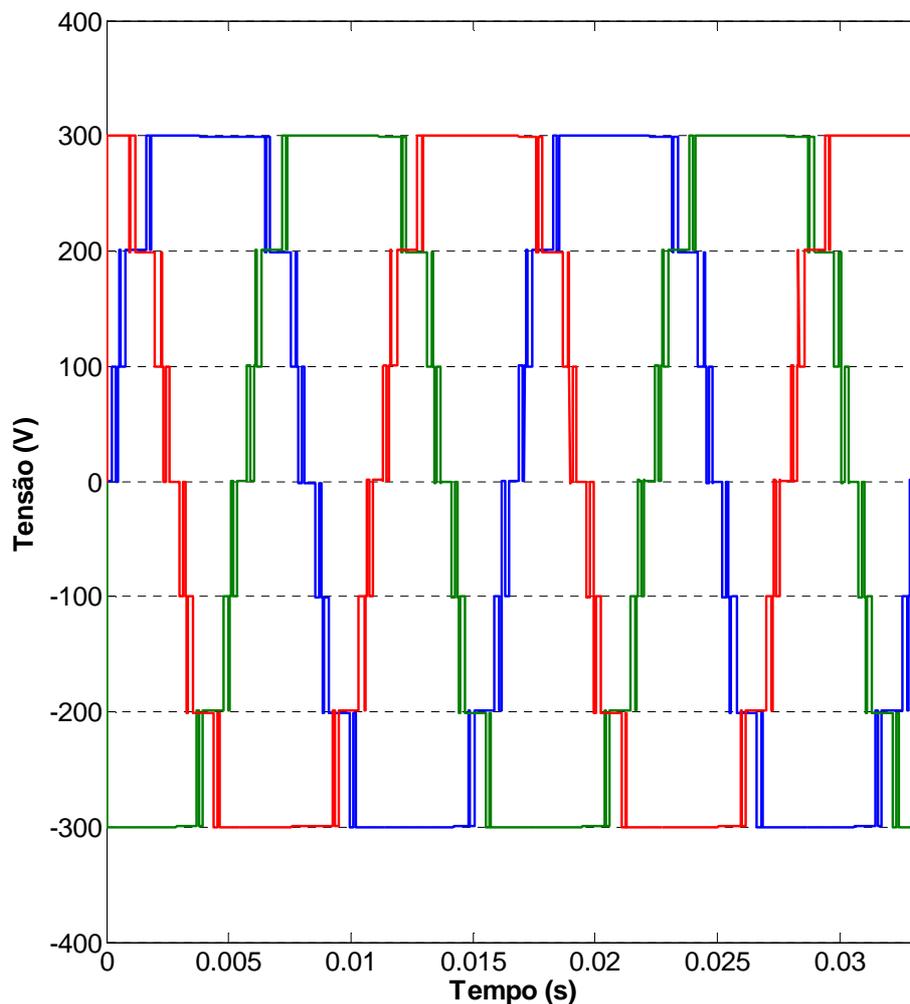
Informações detalhadas a respeito das amplitudes dos harmônicos individuais até o limite do 45º em relação à componente fundamental, DHT% e quantidade de harmônicos computados no cálculo da DHT% da tensão de linha (entre fases) sintetizada pelo MLC<sup>2</sup>-7L modular proposto estão disponíveis na Figura 177 (Tabela 35) e na Figura 178 (Tabela 34) do Apêndice A (Análise Quantitativa).

Tabela 35 – Redução até 37º harmônico com 9 variáveis,  $F_2$  e  $m_a$  fixo.

$m_{zAG}$	$\theta_1$ (°)	$\theta_2$ (°)	$\theta_3$ (°)	$\theta_4$ (°)	$\theta_5$ (°)	$\theta_6$ (°)	$\theta_7$ (°)	$\theta_8$ (°)	$\theta_9$ (°)	$V_{7Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{7L}$ Teórico (%)	$V_{13Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{13L}$ (%)	$h_5$ (pu)	$h_7$ (pu)	$h_{11}$ (pu)	$h_{13}$ (pu)
0.9182	4.57	7.64	10.16	11.07	12.30	16.88	34.97	38.52	39.97	247.9	7	19.14	429.4	13	9.23	0.04	0.06	0.03	2.49

A Figura 111 ilustra 2 ciclos do sinal trifásico de 7 níveis produzido pelo  $MLC^2-7L$  modular e representa as tensões das fases  $a$ ,  $b$  e  $c$  em relação ao ponto médio do barramento CC do conversor proposto denominado  $V_0$  (Figura 46).

Figura 111 – Tensões de fase ( $V_{7L}$ ) trifásica com 9 variáveis obtidas via Figura 46, Figura 108 e Tabela 35.

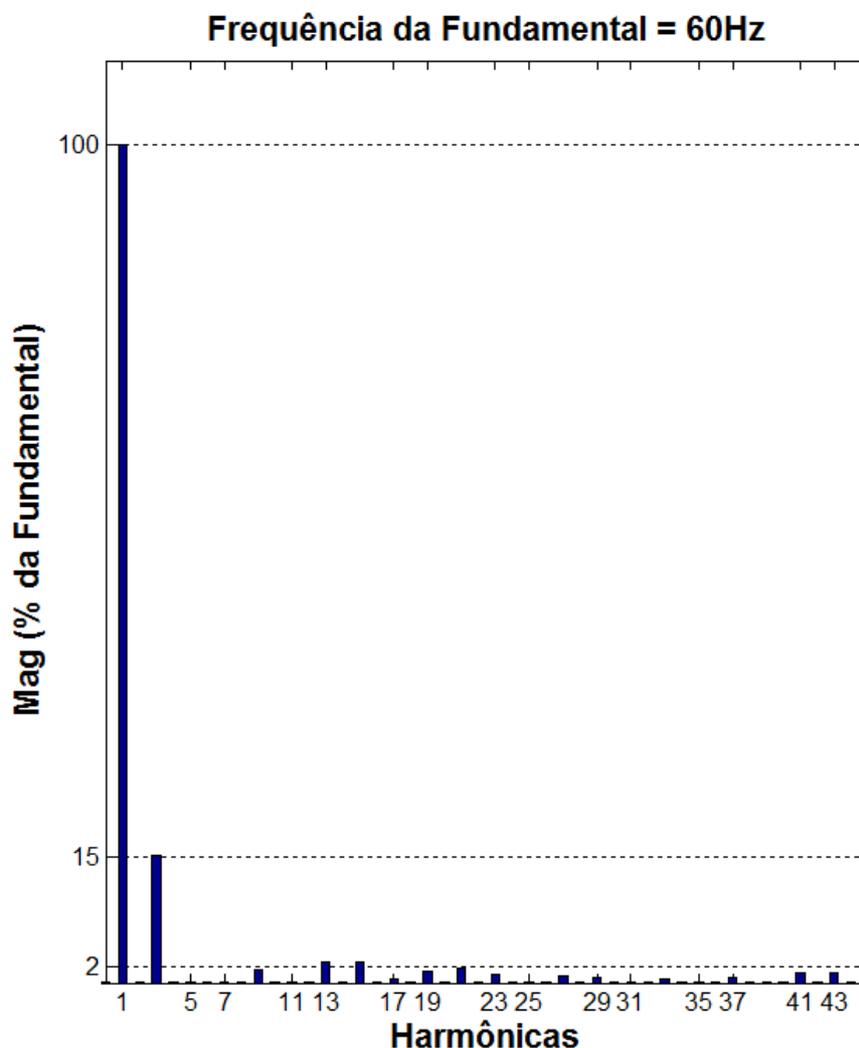


Neste ensaio foram empregados 9 ângulos de chaveamento calculados pelo algoritmo genético (AG) para implementação da estratégia de modulação SHE-PWM utilizando a formulação com simetria de  $\frac{1}{4}$  de onda e a técnica de otimização por mitigação harmônica. As variáveis estão listadas na Tabela 35.

As tensões de fase trifásicas referentes aos ângulos de chaveamento determinados na Tabela 34 não são ilustradas nesta seção pois a forma de onda sintetizada é semelhante às do ensaio com 7 variáveis em função da igualdade dos ângulos  $\theta_4$  e  $\theta_5$ .

A Figura 112 representa uma análise qualitativa da tensão de fase gerada pelo MLC<sup>2</sup>-7L modular proposto apresentando os 45 primeiros harmônicos da forma de onda esboçada na Figura 108.

Figura 112 – Espectro harmônico de  $V_{a7L}$  com 9 variáveis Figura 46, Figura 108 e Tabela 35 com DHT de 19.14% – Análise qualitativa.

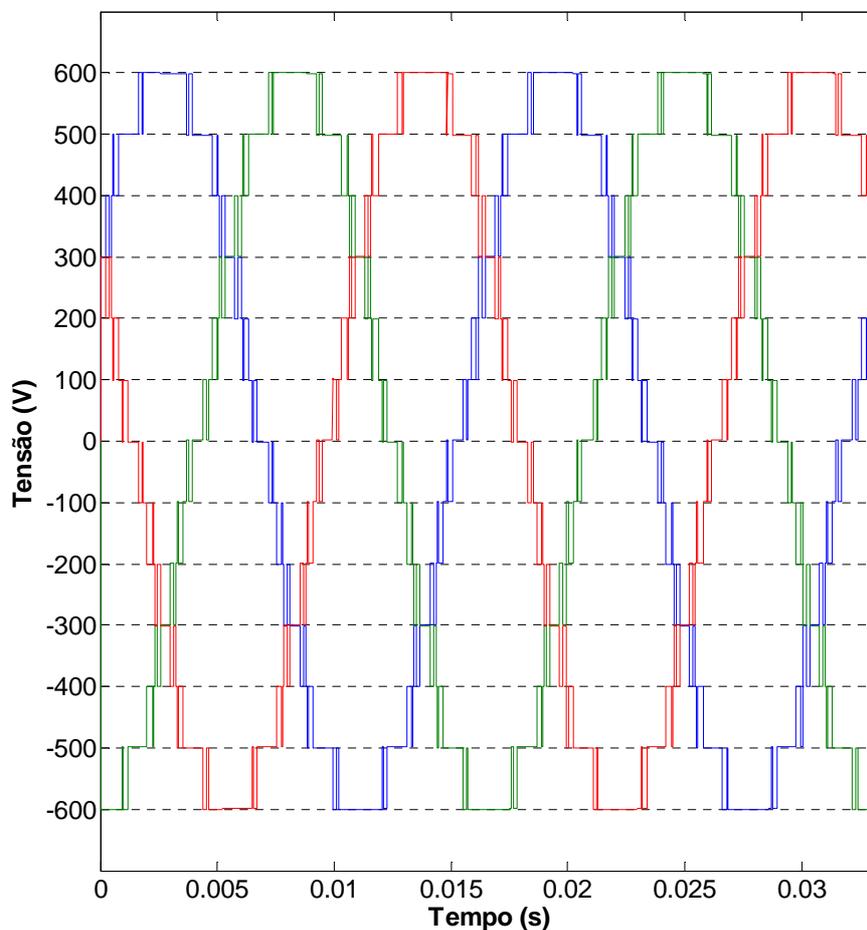


De acordo com a Figura 176 (Apêndice A), os harmônicos do sinal de tensão de 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup> ordens representam 0.04%, 0.05%, 0.03% e 2.48% da componente fundamental da tensão de fase ( $V_{7L}$ ), respectivamente. Novamente, a DHT de 19.14% está diretamente relacionada às harmônicas triplas, as quais não foram mitigadas na técnica de otimização adotada. Desta forma, se faz necessária a eliminação das harmônicas de sequência zero seja na

alimentação da rede de transmissão e/ou distribuição seja no acionamento de cargas trifásicas. Ainda, a Figura 176 (Apêndice A) fornece as tensões de pico, eficaz (*rms*) e a DHT simulada da tensão de fase confirmando os dados expostos na Tabela 35.

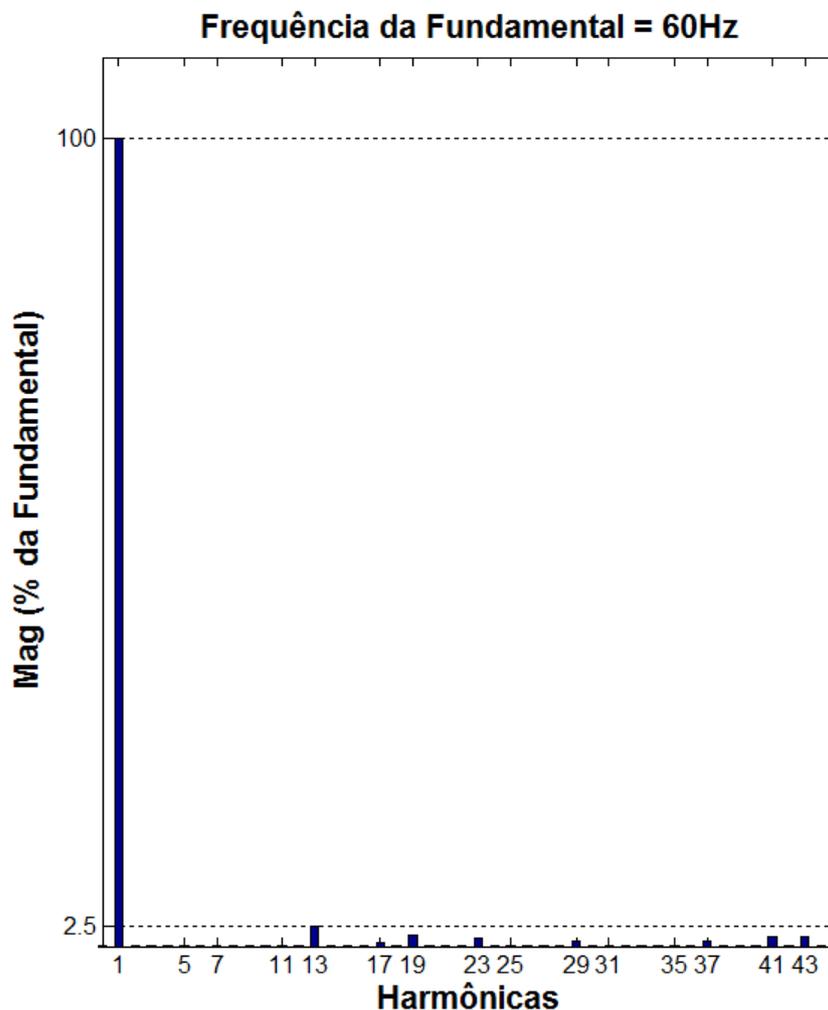
A Figura 113 ilustra 2 ciclos do sinal trifásico de 13 níveis (tensão entre as fases *a* e *b*) que representam as tensões de linha do conversor produzidas pelo  $MLC^2-7L$  modular utilizando 9 ângulos de chaveamento de acordo com a Figura 110 e os dados contidos na Tabela 35.

Figura 113 – Tensões de linha ( $V_{13L}$ ) trifásica com 9 variáveis obtidas via Figura 46, Figura 110 e Tabela 35.



A Figura 114 mostra o conteúdo harmônico do sinal de 13 níveis ilustrado na Figura 110. Percebe-se uma queda de 51,78% no valor da distorção harmônica total em relação a DHT do sinal de 7 níveis. Ainda, computando apenas os 25 primeiros harmônicos, tal como a norma indica, obtém-se uma DHT de 3,10. Os valores das distorções harmônicas individuais até o 45º harmônico, expressos como porcentagem da componente fundamental da tensão de linha, estão descritos na Figura 177 (Apêndice A).

Figura 114 – Espectro harmônico de  $V_{a13L}$  com 9 variáveis (Figura 46, Figura 110 e Tabela 35) e DHT de 9.23% – Análise qualitativa.



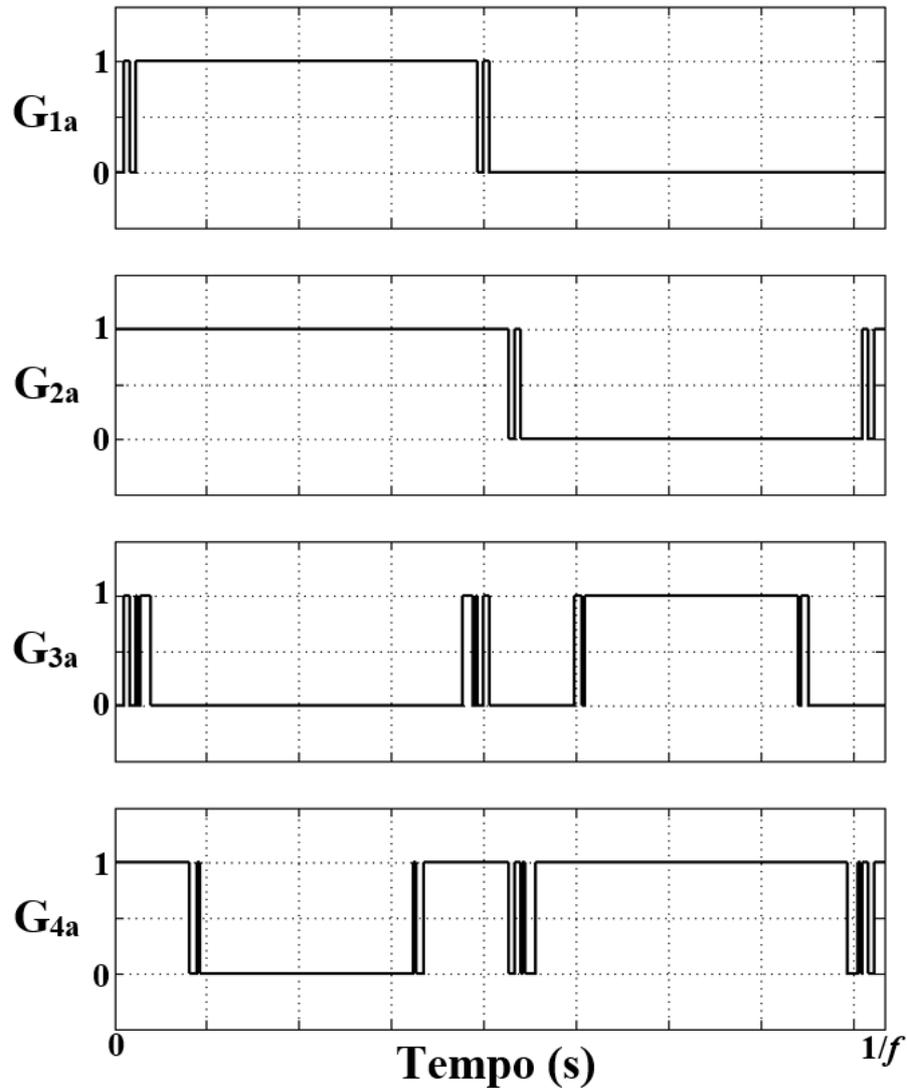
A Figura 178 (Apêndice A) analisa o conteúdo harmônico de forma quantitativa do sinal de tensão de linha esboçado na Figura 109, o qual foi sintetizado pelo conversor a partir da utilização das informações contidas na Tabela 34, em especial, os 9 ângulos de chaveamento (dos quais dois são iguais). Neste caso, há uma redução de 28.90% no valor da distorção harmônica total em relação a DHT do sinal de 7 níveis. Ainda, computando apenas os 25 primeiros harmônicos, tal como a norma indica, tem-se uma DHT de 10.48%.

A Figura 115 esboça os pulsos da fase *a* do MLC<sup>2</sup>-7L modular proposto. Nota-se que as chaves do ramo interno (MCU) operam em uma frequência 3 vezes maior que as chaves que constituem o ramo externo, assim as chaves  $G_{3a}$ ,  $G_{4a}$ ,  $G_{3a}'$  e  $G_{4a}'$  operam em 540Hz, enquanto os interruptores  $G_{1a}$ ,  $G_{2a}$ ,  $G_{1a}'$  e  $G_{2a}'$  trabalham em 180Hz.

Em todos os ensaios nota-se que os interruptores que apresentam maiores restrições quanto à tensão de bloqueio reversa (chaves do ramo externo) operam em uma frequência de

chaveamento menor, o que possibilita otimização das perdas dinâmicas e aumento da eficiência do conversor. Além disso, as perdas totais podem ser diminuídas empregando MOSFETs (*Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistors*) nos ramos internos e IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistors*) nos ramos externos.

Figura 115 – Pulsos para síntese da tensão de fase ( $V_{a7L}$ ) e da tensão de linha ( $V_{a13L}$ ) sintetizadas pelo MLC<sup>2</sup>-7L modular (Figura 46) utilizando 9 variáveis.



#### 4.9 Conclusões Parciais

É importante ressaltar que, a partir de 3 ângulos de chaveamento, diversas formas de ondas de 7 níveis podem ser sintetizadas em função da escolha dos níveis de tensão que ocorrerão as transições. Todas as conclusões são extraídas a partir da apreciação das formas de onda apresentadas neste capítulo.

A estratégia de modulação proposta nesta dissertação foi implementada a partir de um banco de dados constituído das informações obtidas através do emprego do AG (ângulos de chaveamento).

O modulador da estratégia SHE–PWM com AG (Figura 49) fornece o padrão de chaveamento PWM para os IGBTs. Os pulsos referentes à fase  $a$ , para o caso de três ângulos de chaveamento, são sintetizados através do sinal indexador (Figura 48) que determina os intervalos especificados na Tabela 18 (tabela de pesquisa) para geração dos pulsos dos dispositivos semicondutores de potência em função dos ângulos de chaveamento determinados pelo AG.

A Tabela 36 e a Tabela 37 unificam os 14 ensaios realizados nesta seção, sem controle da amplitude, utilizando  $F_2$  como função avaliada pelo AG, com a finalidade de apresentar o efeito do aumento das variáveis ( $k$ ) na frequência de chaveamento dos ramos interno ( $V_{a3L}$ ) e externo ( $V_{a5L}$ ), na distorção harmônica total dos sinais de tensão de fase ( $V_{a7L}$ ) e tensão de linha ( $V_{a13L}$ ) e na mitigação e/ou minimização harmônica seletiva, tanto em relação à amplitude normalizada dos harmônicos ( $h_n$ ) quanto em relação à ordem do harmônico que supera o limite estabelecido pela ANEEL ( $h_{máx}$ ).

Tabela 36 – Efeito do aumento das variáveis ( $k$ ) na frequência de chaveamento dos ramos interno e externo, na DHT dos sinais de 7 e 13 níveis, em  $h_n$  e  $h_{máx}$  mitigando até o 13º harmônico conforme  $F_2$ , sem controle da amplitude.

$k$	$f_{chav\ ramo\ externo}$ (Hz)	$f_{chav\ ramo\ interno}$ (Hz)	$m_{aAG}$	$L$ ( $V_{7L}$ )	$DHT_{7L}$ (%)	$L$ ( $V_{13L}$ )	$DHT_{13L}$ (%)	$h_5$ (pu)	$h_7$ (pu)	$h_{11}$ (pu)	$h_{13}$ (pu)	$h_{máx}$ (pu)
3	60Hz	180Hz	0.9279	7	18.71	13	6.31	0.02	1.31	1.49	0.79	h29
4	60Hz	240Hz	0.7812	7	17.26	13	8.42	0.07	0.86	0.03	0.68	h19
5	60Hz	300Hz	0.8863	7	21.35	13	10.98	0.06	1.08	0.04	0.04	h17
6	180Hz	360Hz	0.9207	7	31.81	13	11.44	0.04	0.03	0.70	2.10	h17
7	180Hz	420Hz	0.5819	7	23.93	9	20.41	0.44	0.04	0.14	0.06	h17
8	180Hz	480Hz	0.6109	7	20.44	9	13.58	0.14	0.06	0.03	0.04	h17
9	180Hz	540Hz	0.7209	7	19.41	13	13.80	1.23	0.12	0.14	0.03	h17

Tabela 37 – Efeito do aumento das variáveis ( $k$ ) na frequência de chaveamento dos ramos interno e externo, na DHT dos sinais de 7 e 13 níveis, em  $h_n$  e  $h_{máx}$  mitigando até o 37º harmônico conforme  $F_2$ , sem controle da amplitude.

$k$	$f_{chav\ ramo\ externo}$	$f_{chav\ ramo\ interno}$	$m_{aAG}$	$L$ ( $V_{7L}$ )	$DHT_{7L}$	$L$ ( $V_{13L}$ )	$DHT_{13L}$	$h_5$	$h_7$	$h_{11}$	$h_{13}$	$h_{máx}$
-----	---------------------------	---------------------------	-----------	------------------	------------	-------------------	-------------	-------	-------	----------	----------	-----------

	(Hz)	(Hz)			(%)		(%)	(pu)	(pu)	(pu)	(pu)	(pu)
3	60Hz	180Hz	0.9241	7	18.61	13	6.85	0.02	0.70	0.05	3.46	h13
4	60Hz	240Hz	0.9489	7	25.08	13	7.13	3.44	1.32	0.02	0.14	h35
5	60Hz	300Hz	0.9238	7	18.60	13	6.86	0.04	0.62	0.05	3.50	h13
6	180Hz	360Hz	0.9448	7	25.48	13	7.04	2.77	1.33	0.02	0.57	h35
7	180Hz	420Hz	0.9212	7	19.31	13	8.69	0.04	0.06	0.94	2.29	h19
8	180Hz	480Hz	0.9233	7	20.00	13	9.37	0.03	0.29	1.71	1.16	h19
9	180Hz	540Hz	0.9182	7	19.14	13	9.23	0.04	0.06	0.03	2.49	h41

Da análise da Tabela 36 e da Tabela 37 conclui-se que a frequência de chaveamento do ramo interno varia linearmente com o aumento de ângulos de chaveamento, desta forma, quanto maior o número de variáveis maior será a frequência de chaveamento das chaves  $T_{3a}$ ,  $T_{4a}$ ,  $T_{3a'}$  e  $T_{4a'}$  (Figura 46). De maneira geral, nas operações onde o índice de modulação confere 7 níveis às tensões de fase, para  $k$  variáveis a frequência de chaveamento do ramo interno será  $k$  vezes a frequência da componente fundamental que neste caso é 60Hz (Lembrar os casos onde o conversor opera com baixos índices de modulação). Averiguando o comportamento das chaves que constituem o ramo externo ( $T_{1a}$ ,  $T_{2a}$ ,  $T_{1a'}$  e  $T_{2a'}$ ) nota-se que, a partir de 6 variáveis, a frequência de chaveamento triplica em relação à fundamental. As linhas destacadas na Tabela 36 e na Tabela 37 representam os melhores resultados em ambos os ensaios considerando frequência de chaveamento, DHT% e eficiência da mitigação harmônica para supressão até o 13° e 37° harmônicos, respectivamente.

Ainda, devido o conversor multinível operar com as chaves de maior potência em baixa frequência (ramo externo) e as de menor potência (ramo interno) com maiores frequências de chaveamento, tanto as perdas por comutação quanto as por condução são reduzidas pois há a possibilidade de utilização de chaves com diferentes tecnologias de semicondutores em função dos diferentes valores de tensão e corrente requeridos, conferindo maior estabilidade e rendimento à estrutura.

Em relação ao aumento de variáveis na síntese do sinal de 7 níveis, não foi possível definir de forma precisa o comportamento da DHT da tensão de fase. Tanto na Tabela 36 quanto na Tabela 37, a distorção harmônica varia de forma aleatória. Entretanto, avaliando a Tabela 37 nota-se que a inclusão de mais harmônicos ímpares não múltiplos de 3 até o limite do 37°, isto é, aumento da quantidade de harmônicos suprimidos, proporciona, na maioria dos casos, a geração de sinais com DHT menores. Desta forma, a menor DHT encontra-se Tabela 37 com valor de 18.61%, cujo sinal foi produzido a partir da utilização de 3 ângulos de chaveamento. É importante observar que o ensaio com 5 ângulos de chaveamento listado na Tabela 37 apresentou resultados similares à simulação com 3 variáveis pois os ângulos de cha-

veamento  $\theta_3$  e  $\theta_4$  são iguais (ver Figura 70 e Tabela 27). Exceção ocorre no ensaio com 4 variáveis em que a DHT de 25.08 (Tabela 37) supera a DHT de 17.26 (Tabela 36).

De maneira geral, a DHT da tensão de linha aumenta com o acréscimo do número de variáveis, isto porque a forma de onda sintetizada pelo conversor se distancia da forma senoidal com o aumento das variáveis. Assim, o sinal de 13 níveis sintetizado através da modulação com 3 variáveis apresenta a menor DHT dentre as simulações executadas com valor de 6.31%. Na Tabela 36, o ensaio com 7 variáveis apresentou DHT de 20.41% em função do baixo índice de modulação de 0.5819 ocasionando a síntese de uma tensão de linha de 9 níveis justificando a alta DHT. Ainda, a Tabela 37 apresenta valores de DHT do sinal de 13 níveis menores em relação aos dados contidos na Tabela 36, mais harmônicos mitigados proporciona menor DHT, com exceção para o caso de 3 variáveis citado anteriormente.

De regra, para uma mesma quantidade de variáveis, nota-se que o aumento do número de harmônicos selecionados para mitigação e/ou minimização provoca uma majoração na ordem do harmônico que supera o limite estabelecido pela ANEEL ( $h_{máx}$ ), possibilitando a utilização de filtros com menores restrições. Exceção para os ensaios com 3 e 5 variáveis listados na Tabela 37. No entanto, como o AG deve encontrar soluções com maiores requisitos, isto é, mitigar e/ou minimizar mais harmônicos, o conteúdo harmônico individual em baixas frequências é aumentado.

O acréscimo nas variáveis produz melhores resultados tanto em relação à amplitude normalizada dos harmônicos ( $h_n$ ) quanto em relação à ordem do harmônico que supera o limite estabelecido pela ANEEL ( $h_{máx}$ ). No entanto, se por um lado é possível diminuir as restrições quanto à utilização de filtros por outro aumentam-se as perdas relacionadas à frequência de chaveamento. Assim, a escolha da função a ser adotada e/ou do número de variáveis está totalmente subordinada às especificidades do projeto a ser executado.

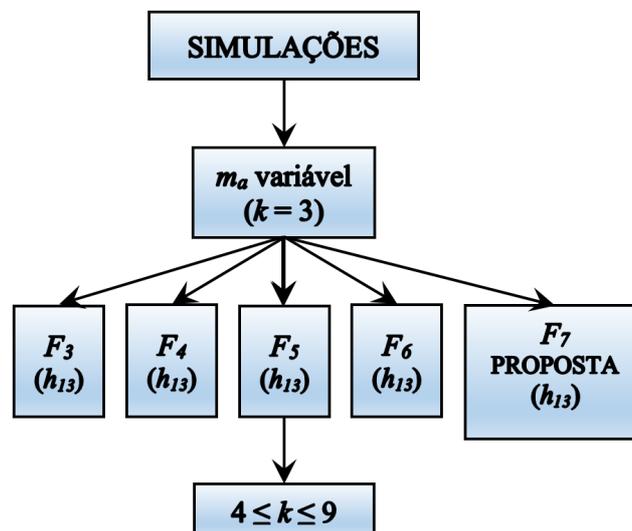
A técnica de modulação aplicada ao MLC<sup>2</sup>-7L modular opera em baixa frequência de chaveamento, com frequência máxima de chaveamento de 540Hz relativa ao ensaio com 9 ângulos de chaveamento, estando de acordo com os objetivos propostos, tais como, otimização do processamento de alta potência elétrica em média tensão, geração de formas de onda de 13 níveis com DHT de 6.31% a partir de um inversor de 5 níveis, redução das perdas de comutação, diminuição dos custos e circuitos de potência e controle relativamente simples.

## 5. RESULTADOS – PARTE II ( $m_a$ VARIÁVEL)

### 5.1 Introdução

Este capítulo tem por objetivo apresentar os resultados obtidos a partir de simulações com controle de amplitude da componente fundamental do sinal sintetizado pelo MLC<sup>2</sup>-7L modular proposto (Figura 46) e mitigação de harmônicos específicos. A Figura 116 exemplifica os procedimentos seguidos para obtenção dos resultados.

Figura 116 – Diagrama das simulações propostas com controle de amplitude ( $m_a$  variável), onde  $k$  é o número de ângulos de chaveamento;  $F_3, F_4, F_5, F_6$  e  $F_7$  são as funções de custo avaliadas pelo AG e  $h_{13}$  representa o limite máximo de supressão harmônica.



Analogamente ao capítulo anterior, os dados obtidos nos ensaios com 3 ângulos de chaveamento ( $k = 3$ ) nortearam a escolha da função de custo a ser minimizada pelo AG nos próximos ensaios ( $4 \leq k \leq 9$ ). Ainda, foi confeccionada uma tabela com os melhores resultados deste teste ( $k = 3$ ). De acordo com a Figura 116,  $F_5$  foi eleita a função de avaliação a ser empregada nos testes posteriores pois possibilitou o maior intervalo de operação do conversor dentre as funções avaliadas.

O número de ângulos de chaveamento ( $k$ ) varia de 3 a 9, com o intuito de determinar o efeito do aumento das variáveis no intervalo de operação do conversor. A implicação do aumento das variáveis na distorção harmônica total, na mitigação harmônica seletiva e na frequência de chaveamento do conversor já foram discutidos no capítulo anterior e suas con-

clusões são mantidas neste capítulo. Posteriormente, os resultados obtidos são comparados com as exigências de qualidade de energia estabelecidas no Módulo 8 [27].

No primeiro ensaio deste capítulo (modulação com 3 variáveis) são avaliadas as funções  $F_3$  [26];  $F_4$  [147], [148] e [149];  $F_5$  [25] e [22];  $F_6$  [150] apresentadas na literatura, e a função  $F_7$  proposta neste trabalho. Aqui o AG deve, além de minimizar e/ou mitigar os 4 primeiros harmônicos ímpares não múltiplos de 3 ( $5^\circ$ ,  $7^\circ$ ,  $11^\circ$  e  $13^\circ$ ), controlar a amplitude da componente fundamental e, por isso, determina ângulos de chaveamento os quais produzem sinais de saída com maior DHT em relação aos testes simulados no capítulo anterior. Assim, as simulações executadas no capítulo 4 indicaram o índice de modulação ideal para operação do conversor.

Finalmente, todas as informações adquiridas nos diversos testes propostos estão resumidas nas tabelas, figuras e equações apresentadas neste capítulo. Ainda, as diferentes formas de onda de 7 níveis em função da quantidade de variáveis, bem como suas respectivas séries de Fourier e DHT são novamente apresentadas com o intuito de facilitar a dinâmica da leitura.

Neste capítulo utilizou-se o MATLAB/SIMULINK para obtenção dos resultados de simulação a partir do emprego do AG, como ferramenta de solução dos sistemas não lineares de equações transcendentais, e, posterior, implementação da SHE-PWM. Ainda, a ferramenta de análise espectral do SIMULINK considerou, no mínimo, os 8.500 primeiros harmônicos para o cálculo da DHT simulada, ao passo que a ANEEL indica apenas os 25 primeiros.

## 5.2 Simulação com 3 ângulos de chaveamento e $m_a$ variável

A Figura 117 representa  $\frac{1}{4}$  do ciclo da forma de onda de 7 níveis, utilizando 3 ângulos de chaveamento ( $\theta_1$ ,  $\theta_2$  e  $\theta_3$ ), sintetizada pelo MLC<sup>2</sup>-7L modular através do emprego da estratégia de modulação SHE-PWM com AG. As equações (5. 1), (5. 2) e (5. 3) definem a DHT% teórica da tensão de fase ilustrada na Figura 117 e ratificam os resultados de simulação.

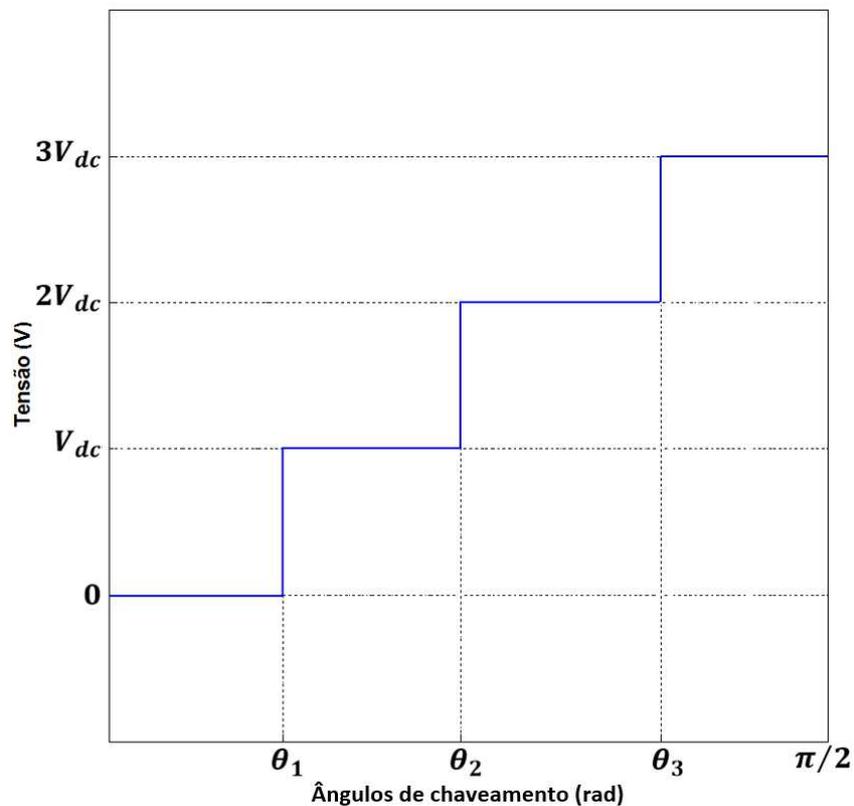
$$DHT\% = 100 \frac{\sqrt{f_{rms}^2 - f_{1rms}^2}}{f_{1rms}} \quad (5. 1)$$

$$f_{rms} = \sqrt{\frac{2V_{dc}^2}{\pi} (-\theta_1 - 3\theta_2 - 5\theta_3 + 4.5\pi)} \quad (5.2)$$

$$f_{1rms} = \frac{4V_{dc}}{\sqrt{2\pi}} [\cos(\theta_1) + \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3)], \quad (5.3)$$

onde  $f_{rms}$  e  $f_{1rms}$  representam o valor eficaz de  $V_{a7L}$  (tensão de fase) e de  $V_{1a7L}$  (componente fundamental da tensão de fase) respectivamente, da forma de onda mostrada na Figura 159.

Figura 117 –  $\frac{1}{4}$  de ciclo do sinal de 7 níveis com 3 variáveis para determinação da série de Fourier e DHT%.



As equações (5. 4) e (5. 5) determinam os coeficientes da série de Fourier da função periódica com simetria de  $\frac{1}{4}$  de onda ilustrada na Figura 117 e representam as amplitudes fundamental e harmônicas da tensão de fase sintetizada pelo  $MLC^2-7L$  modular proposto. Observa-se que em (5. 5), as magnitudes dos coeficientes estão normalizadas em relação à  $4V_{dc}/\pi$  ( $V_n^*$ ).

Todas as 5 funções de avaliação devem ser relacionadas às amplitudes dos harmônicos de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens; ao índice de modulação calculado pelo AG ( $m_{aAG}$ ) e ao índice de modulação de referência ( $m_{aref}$ ), definidos em (5. 5), (5. 6) e (5. 7), respectivamente. O índice de modulação de referência determina a amplitude desejada da componente fundamental da tensão de fase ( $V_{ref}$ ).

$$V_n = \frac{4V_{dc}}{\pi} \left[ \frac{\cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3)}{n} \right] \quad (5. 4)$$

$$V_n^* = \frac{\cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3)}{n} \quad (5. 5)$$

$$m_{aAG} = \frac{\cos(\theta_1) + \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3)}{N} \quad (5. 6)$$

$$V_{ref} = Nm_{aref}, \quad (5. 7)$$

Foram testadas quatro funções de avaliação encontradas na literatura e apresentadas de (5. 8) a (5. 11). A função representada em (5. 12) foi proposta nesta dissertação. Nota-se que para tornar possível o controle da amplitude da componente fundamental é necessário a adição de um termo na função a ser analisada. Esta parcela representa o erro absoluto entre a tensão desejada e a medida.

$$F_3 = - \left[ \frac{\sqrt{\sum_n V_n^{*2}}}{V_1^*} + |V_{ref} - V_1^*| \right] [26] \quad (5. 8)$$

A Tabela 38 fornece os índices de modulação, referencial ( $m_{aref}$ ) e calculado pelo AG ( $m_{aAG}$ ); os valores dos ângulos de chaveamento ( $\theta_1$ ,  $\theta_2$  e  $\theta_3$ ) determinados pelo algoritmo genético; as tensões de fase ( $V_{7Lrms}$ ) e de linha ( $V_{13Lrms}$ ) eficazes da fase  $a$ ; o número de níveis ( $L$ ) dos sinais de tensão de fase e de linha; a DHT simulada ( $DHT_{7L}$ ) da tensão de fase; a

THD simulada da tensão de linha ( $DHT_{13L}$ ); a porcentagem dos harmônicos de 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup> ordens, em relação a componente fundamental da tensão de linha ( $h_5$ ,  $h_7$ ,  $h_{11}$  e  $h_{13}$ ) e o harmônico máximo ( $h_{máx}$ ) a majorar os valores estabelecidos na norma da ANEEL (Tabela 19). Os dados contidos na Tabela 38 referem-se à otimização da função  $F_3$  descrita em (5. 8).

Tabela 38 – Parâmetros inerentes à modulação SHE–PWM com  $m_a$  variável, AG minimizando a função  $F_3$  e dados relativos à qualidade do sinal sintetizado pelo MLC2–7L modular (Figura 46).

$m_{aref}$	$m_{aAG}$	$\theta_1$ (°)	$\theta_2$ (°)	$\theta_3$ (°)	$V_{7Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{7L}$ (%)	$V_{13Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{13L}$ (%)	$h_5$ (pu)	$h_7$ (pu)	$h_{11}$ (pu)	$h_{13}$ (pu)	$h_{máx}$
0.1	0.1672	59.89	90.00	90.00	45.1	3	80.06	78.19	5	31.24	19.62	14.58	8.74	8.00	h5
0.2	0.2000	54.39	89.01	89.97	54.0	5	68.96	93.53	7	35.43	4.10	19.33	10.91	15.45	h7
0.3	0.3002	45.00	78.84	90.00	81.2	5	57.28	140.6	5	23.14	2.82	4.41	15.67	1.12	h7
0.4	0.4000	45.00	64.72	86.22	108.3	7	57.48	187.5	7	21.68	7.08	2.51	2.77	3.08	h5
0.5	0.5000	39.34	58.72	78.02	135.0	7	49.52	233.8	9	13.75	4.11	2.60	1.06	1.33	h19
0.6	0.6000	33.88	50.98	70.11	162.0	7	39.19	280.6	9	11.11	2.87	1.57	3.36	1.18	h11
0.7	0.7000	20.50	46.41	61.72	189.0	7	24.92	327.3	11	10.64	1.98	2.19	3.54	1.39	h11
0.8	0.8000	11.91	25.97	58.50	216.0	7	13.36	374.1	13	7.97	2.08	1.41	0.58	2.50	h17
0.9	0.8993	4.23	22.50	39.02	242.8	7	15.11	420.6	13	8.71	3.08	0.04	2.22	0.33	h17
0.95	0.9500	5.43	15.47	27.04	256.5	7	22.67	444.2	13	6.84	2.80	2.57	0.06	1.05	h31
1.0	0.9661	0.00	15.12	21.10	260.8	6	27.51	451.8	11	10.39	6.79	0.57	1.84	0.30	h5

A Tabela 39 refere-se à utilização da função  $F_4$  definida em (5. 9).

$$F_4 = - \left[ \sum_n \frac{1}{n} \left( 50 \cdot \frac{V_n^*}{V_1^*} \right)^2 + \left( 100 \cdot \frac{V_{ref} - V_1^*}{V_{ref}} \right)^4 \right] \quad [147], [148] \text{ e } [149] \quad (5. 9)$$

Tabela 39 – Parâmetros inerentes à modulação SHE–PWM com  $m_a$  variável, AG minimizando a função  $F_4$  e dados relativos à qualidade do sinal sintetizado pelo MLC2–7L modular (Figura 46).

$m_{aref}$	$m_{aAG}$	$\theta_1$ (°)	$\theta_2$ (°)	$\theta_3$ (°)	$V_{7Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{7L}$ (%)	$V_{13Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{13L}$ (%)	$h_5$ (pu)	$h_7$ (pu)	$h_{11}$ (pu)	$h_{13}$ (pu)	$h_{máx}$
0.1	0.1007	72.42	90.00	90.00	27.18	3	128.21	47.07	3	87.32	66.22	39.70	6.94	19.08	h5
0.2	0.1984	59.06	85.35	90.00	54.24	5	86.04	92.86	5	42.87	27.75	1.28	6.83	19.99	h5
0.3	0.3007	45.00	78.75	90.00	81.33	5	57.28	140.9	5	23.03	2.90	4.45	15.55	1.26	h7
0.4	0.3975	45.00	67.50	84.11	107.3	7	60.74	185.9	7	23.88	11.89	4.02	5.25	4.25	h5
0.5	0.5027	41.66	58.80	75.94	135.7	7	52.86	235.1	9	13.98	6.21	0.12	1.70	1.71	h5
0.6	0.5986	33.88	50.62	70.66	161.4	7	38.96	279.9	9	11.31	3.13	1.98	2.83	1.34	h17
0.7	0.6979	20.39	45.35	63.02	188.4	7	24.15	326.4	11	11.06	1.76	0.67	2.50	3.29	h11
0.8	0.8017	14.77	22.50	59.06	216.4	7	15.77	374.9	13	8.95	2.69	3.33	3.78	0.24	h11

0.9	0.8967	3.52	22.50	39.82	242.1	7	15.07	419.3	13	8.63	2.79	0.73	2.05	0.45	h17
0.95	0.9467	6.00	15.47	28.12	255.6	7	22.01	442.7	13	6.93	2.20	2.66	0.17	0.73	h19
1.0	0.9875	8.44	9.17	9.51	266.6	5	36.71	461.8	9	19.38	14.27	6.50	1.50	3.58	h5

A Tabela 40 refere-se à utilização da função  $F_5$  definida em (5. 10).

$$F_5 = - \left[ \sum_n (V_n^*)^2 + (V_{ref} - V_1^*)^2 \right] [25] \text{ e } [183] \quad (5. 10)$$

Tabela 40 – Parâmetros inerentes à modulação SHE–PWM com  $m_a$  variável, AG minimizando a função  $F_5$  e dados relativos à qualidade do sinal sintetizado pelo MLC2–7L modular (Figura 46).

$m_{ref}$	$m_{aAG}$	$\theta_1$ (°)	$\theta_2$ (°)	$\theta_3$ (°)	$V_{7Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{7L}$ (%)	$V_{13Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{13L}$ (%)	$h_5$ (pu)	$h_7$ (pu)	$h_{11}$ (pu)	$h_{13}$ (pu)	$hmáx$
0.1	0.1499	63.28	90.00	90.00	40.46	3	90.16	70.08	3	45.61	32.23	3.90	18.49	3.75	h5
0.2	0.1828	57.30	89.69	89.83	49.35	5	75.55	85.48	7	35.89	11.89	18.12	1.42	14.23	h5
0.3	0.3040	42.18	80.16	90.00	82.18	5	52.60	142.3	5	21.47	2.08	8.03	11.95	1.64	h7
0.4	0.4127	42.54	63.37	86.96	111.7	7	52.46	193.5	7	19.46	2.48	2.51	0.54	3.62	h13
0.5	0.5074	39.55	57.66	77.52	137.0	7	49.17	237.3	9	13.85	3.25	1.47	2.07	1.39	h19
0.6	0.5893	34.45	51.68	71.15	159.1	7	40.19	275.6	9	12.02	2.21	1.83	2.71	0.89	h17
0.7	0.6860	22.23	46.93	63.28	185.2	7	26.42	320.8	11	10.62	2.10	0.46	1.91	0.87	h17
0.8	0.7892	12.50	31.10	57.66	213.1	7	13.09	369.0	13	8.92	1.15	0.18	1.10	2.05	h17
0.9	0.9021	3.74	20.39	39.55	243.5	7	15.64	421.8	11	8.91	1.57	1.17	0.99	0.92	h17
0.95	0.9330	7.03	14.06	31.31	253.5	7	20.95	439.1	13	7.32	1.68	1.37	0.90	0.93	h17
1.0	0.9506	6.29	14.06	27.42	256.6	7	22.93	444.5	13	7.17	3.21	2.04	0.08	0.39	h17

Da mesma forma, a Tabela 41 lista as informações referentes a estratégia de modulação e a qualidade do sinal gerado pelo MLC<sup>2</sup>–7L modular a partir do emprego da função  $F_6$  apresentada em (5. 11).

É importante ressaltar que as linhas destacadas na Tabela 38 até a Tabela 42 referem-se aos melhores resultados dentre as 5 funções avaliadas para cada índice de modulação. Na escolha adotou-se os critérios de menor distorção harmônica total da tensão de linha sintetizada pelo conversor e maior conformidade com a norma de qualidade de energia elétrica para os sistemas de distribuição [27] em relação às amplitudes harmônicas individuais acarretando menores exigências referentes à utilização de filtros.

$$F_6 = -[\sum_n |V_n^*| + |V_{ref} - V_1^*|] [150] \quad (5. 11)$$

Tabela 41 – Parâmetros inerentes à modulação SHE–PWM com  $m_a$  variável, AG minimizando a função  $F_6$  e dados relativos à qualidade do sinal sintetizado pelo MLC2–7L modular (Figura 46).

$m_{aref}$	$m_{aAG}$	$\theta_1$ (°)	$\theta_2$ (°)	$\theta_3$ (°)	$V_{7Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{7L}$ (%)	$V_{13Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{13L}$ (%)	$h_5$ (pu)	$h_7$ (pu)	$h_{11}$ (pu)	$h_{13}$ (pu)	$hmáx$
0.1	0.0000	90.00	90.00	90.00	0	-	-	0	-	-	-	-	-	-	-
0.2	0.1805	57.55	89.72	90.00	48.7	5	74.66	84.4	7	33.81	12.18	18.45	0.13	13.44	h5
0.3	0.3000	43.59	80.00	89.90	81.1	7	55.16	140.5	7	23.22	0.20	6.10	14.71	0.86	h7
0.4	0.4210	42.20	61.80	87.16	114.0	7	51.02	197.4	7	18.30	0.32	4.43	0.09	1.67	h7
0.5	0.5001	40.96	58.48	77.17	135.0	7	51.54	233.8	9	13.56	4.97	0.59	2.48	0.06	h5
0.6	0.6000	34.12	53.07	68.20	162.0	7	40.78	280.6	9	11.14	1.36	0.02	5.58	0.06	h11
0.7	0.6976	22.50	45.00	62.49	188.3	7	25.35	326.2	11	10.97	3.97	0.12	1.08	1.35	h17
0.8	0.7760	12.66	33.05	59.06	209.5	7	13.79	362.9	13	8.11	0.77	0.13	2.26	0.19	h17
0.9	0.8979	4.62	22.50	39.38	242.4	7	14.87	419.8	13	8.55	3.12	0.11	1.82	0.05	h17
0.95	0.9367	6.55	16.49	30.95	252.9	7	20.08	438.0	13	7.03	0.48	2.72	0.81	0.05	h17
1.0	0.9345	5.42	16.08	32.10	252.3	7	19.79	437.0	13	6.53	0.81	1.56	1.62	0.05	h17

Por fim, a Tabela 42 refere-se à avaliação da função  $F_7$  definida em (5. 12).

$$F_7 = -\left[\sum_n \frac{|V_n^*|}{V_1^*} + |V_{ref} - V_1^*|\right] \text{ (proposta)} \quad (5. 12)$$

Tabela 42 – Parâmetros inerentes à modulação SHE–PWM com  $m_a$  variável, AG minimizando a função  $F_7$  e dados relativos à qualidade do sinal sintetizado pelo MLC<sup>2</sup>–7L modular (Figura 46).

$m_{aref}$	$m_{aAG}$	$\theta_1$ (°)	$\theta_2$ (°)	$\theta_3$ (°)	$V_{7Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{7L}$ (%)	$V_{13Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{13L}$ (%)	$h_5$ (pu)	$h_7$ (pu)	$h_{11}$ (pu)	$h_{13}$ (pu)	$hmáx$
0.1	0.1552	62.83	89.72	89.75	41.91	5	92.07	72.6	5	48.13	31.89	3.48	15.14	0.14	h5
0.2	0.1821	60.02	87.95	89.37	49.2	7	89.71	85.2	7	45.07	26.93	4.49	0.14	15.33	h5
0.3	0.2998	45.70	78.40	90.00	81.08	5	58.49	140.5	5	23.54	4.27	3.67	16.09	0.81	h11
0.4	0.4000	45.00	63.85	87.01	108.3	7	56.39	187.5	7	21.02	5.18	4.86	2.16	2.74	h5
0.5	0.5002	41.05	58.18	77.34	135.0	7	51.45	233.9	9	13.47	4.61	0.26	3.06	0.40	h5
0.6	0.6000	33.75	52.52	68.91	162.0	7	40.02	280.6	9	11.24	1.63	0.79	4.94	0.06	h11
0.7	0.6754	22.50	48.41	63.98	182.4	7	27.62	315.8	11	10.40	0.86	0.34	1.86	0.03	h17
0.8	0.8027	11.25	28.12	56.95	216.7	7	12.49	375.3	13	8.75	0.31	0.15	0.07	3.52	h13
0.9	0.9000	2.90	19.54	40.63	243.0	7	15.93	420.8	11	9.22	0.64	2.42	0.28	1.32	h17
0.95	0.9488	6.94	13.67	28.12	256.1	7	22.70	443.6	13	7.46	2.93	1.98	0.01	0.03	h17
1.0	0.9357	6.72	16.87	31.03	252.6	7	19.89	437.5	13	7.06	0.17	2.98	0.75	0.05	h17

Analisando os resultados de simulação empregando 3 variáveis nota-se que a função  $F_5$  apresentou os melhores resultados em relação à adequação às exigências contidas no Módulo 8 da ANEEL referentes às amplitudes harmônicas individuais e à DHT% da tensão de linha do conversor. Além disso, o emprego da função  $F_5$  possibilitou o maior intervalo de operação do conversor. Desta forma, a referida função servirá como base para os próximos ensaios.

Nota-se na Tabela 40 que a região de índice de modulação entre 0.5 e 0.95 alcançaram os objetivos de mitigação dos harmônicos de baixa ordem até os limites estabelecidos na norma da ANEEL, no entanto, não foi possível a conformação em relação à DHT. Considerando o cálculo da DHT restrito aos 25 primeiros harmônico nas operações sem nenhuma filtragem no sinal sintetizado pelo MLC<sup>2</sup>-L proposto o intervalo de operação é reduzido para 0.8 a 0.95 para aplicações até 13.8kV (Tabela 19).

Operações com filtros sintonizados nos harmônicos indicados na coluna  $h_{máx}$  possibilitam o funcionamento do conversor no intervalo destacado na Tabela 40 relativo a região de índice de modulação entre 0.5 e 0.95. Desta forma, o filtro deve eliminar as componentes harmônicas com frequências a partir de 1kHz.

A Tabela 43 unifica os melhores resultados obtidos a partir da avaliação das 5 funções de custo pelo AG. Além disso, a coluna  $F_{custo}$  é inserida na Tabela 43 e determina qual função foi empregada no cálculo dos ângulos de chaveamento. As linhas destacadas na Tabela 38 a Tabela 42 constituem a Tabela 43.

Tabela 43 – Redução 5°, 7°, 11° e 13° harmônicos com 3 ângulos de chaveamento e  $m_a$  variável.

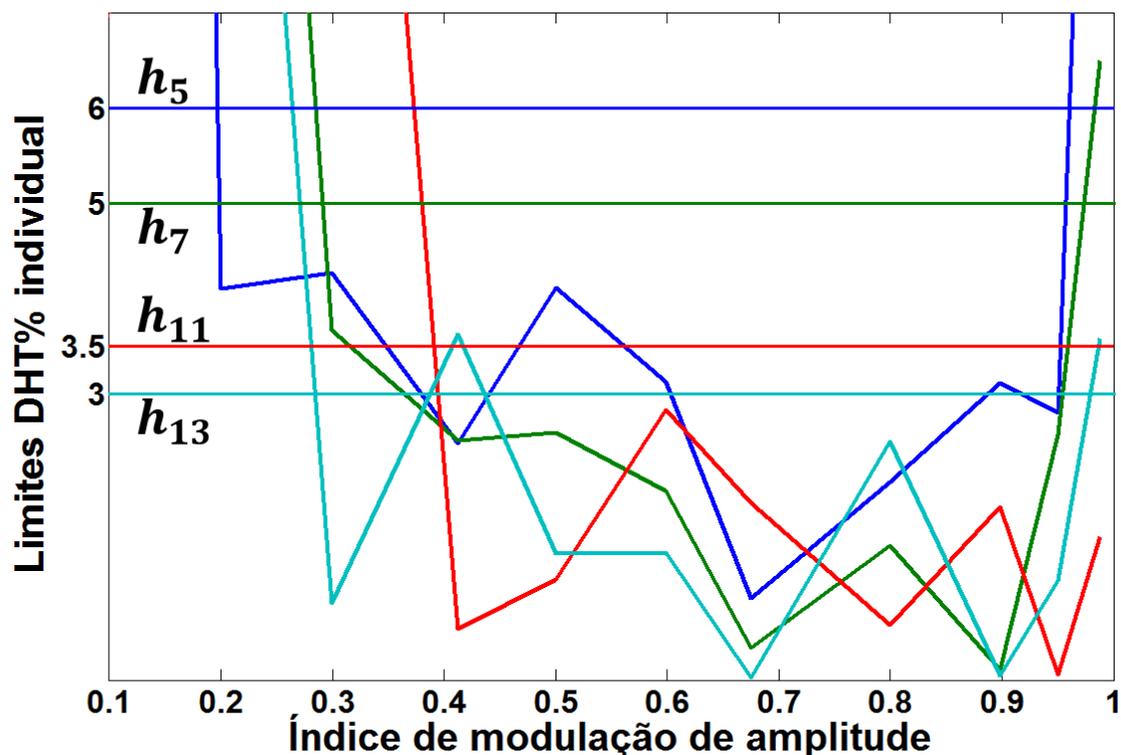
$m_{aref}$	$m_{aAG}$	$\theta_1$ (°)	$\theta_2$ (°)	$\theta_3$ (°)	$V_{7Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{7L}$ (%)	$V_{13Lrms}$ (V)	$L$	$DHT_{13L}$ (%)	$h_5$ (pu)	$h_7$ (pu)	$h_{11}$ (pu)	$h_{13}$ (pu)	$h_{máx}$	$F$
0.1	0.1007	72.42	90.00	90.00	27.18	3	128.21	47.07	3	87.32	66.22	39.70	6.94	19.08	h5	$F_4$
0.2	0.2000	54.39	89.01	89.97	54.0	5	68.96	93.53	7	35.43	4.10	19.33	10.91	15.45	h7	$F_3$
0.3	0.2998	45.70	78.40	90.00	81.08	5	58.49	140.5	5	23.54	4.27	3.67	16.09	0.81	h11	$F_7$
0.4	0.4127	42.54	63.37	86.96	111.7	7	52.46	193.5	7	19.46	2.48	2.51	0.54	3.62	h13	$F_5$
0.5	0.5000	39.34	58.72	78.02	135.0	7	49.52	233.8	9	13.75	4.11	2.60	1.06	1.33	h19	$F_3$
0.6	0.5986	33.88	50.62	70.66	161.4	7	38.96	279.9	9	11.31	3.13	1.98	2.83	1.34	h17	$F_4$
0.7	0.6754	22.50	48.41	63.98	182.4	7	27.62	315.8	11	10.40	0.86	0.34	1.86	0.03	h17	$F_7$
0.8	0.8000	11.91	25.97	58.50	216.0	7	13.36	374.1	13	7.97	2.08	1.41	0.58	2.50	h17	$F_3$
0.9	0.8979	4.62	22.50	39.38	242.4	7	14.87	419.8	13	8.55	3.12	0.11	1.82	0.05	h17	$F_6$
0.95	0.9500	5.43	15.47	27.04	256.5	7	22.67	444.2	13	6.84	2.80	2.57	0.06	1.05	h31	$F_3$

1.0	0.9875	8.44	9.17	9.51	266.6	5	36.71	461.8	9	19.38	14.27	6.50	1.50	3.58	$h_5$	$F_4$
-----	--------	------	------	------	-------	---	-------	-------	---	-------	-------	------	------	------	-------	-------

Os valores destacados nas colunas  $h_5$ - $h_{13}$  da Tabela 43 correspondem às amplitudes dos referidos harmônicos majoradas em relação à norma (Tabela 19). De acordo com a Figura 118, para os índices de modulação entre 0.1 a 0.4 não foi possível mitigar os harmônicos de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens, respectivamente, em função dos baixos índices de modulação, os quais tornam impossível a síntese de 7 níveis na tensão de fase e 13 níveis na tensão de linha (Tabela 43) e, conseqüentemente, a DHT aumenta consideravelmente.

Entre 0.5 e 0.95, o MLC<sup>2</sup>-7L modular cumpre os objetivos propostos suprimindo os harmônicos para dentro dos limites aceitáveis nas normas de qualidade de energia, apresentando baixas DHT mesmo sem filtragem do sinal (Figura 118).

Figura 118 – Amplitudes das componentes harmônicas individuais de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens em função de  $m_a$  (Tabela 43) e seus respectivos valores limites (Tabela 19).



Além disso, nota-se que a Tabela 40 e a Tabela 43 apresentam resultados semelhantes em relação ao intervalo de operação do conversor. No entanto, a Tabela 43 apresenta maior supressão harmônica nos índices de modulação de 0.3 ( $h_{11}$ ) e 0.95 ( $h_{35}$ ); e, melhor convergência possibilitando um controle fino da amplitude da componente fundamental.

A Figura 119 e a Figura 120 ilustram as formas de onda simuladas das tensões de linha trifásicas geradas pelo  $MLC^2-7L$  modular proposto operando com índice de modulação de 0.95 e 0.50, respectivamente.

Nota-se que os sinais produzidos na Figura 119 apresentam 13 níveis de tensão cumprindo todas as exigências de qualidade de energia (DHT% e amplitude harmônicas individuais).

Figura 119 – Tensões de linha trifásicas sintetizadas pelo  $MLC^2-7L$  modular com  $m_a = 0.95$  (Tabela 43).

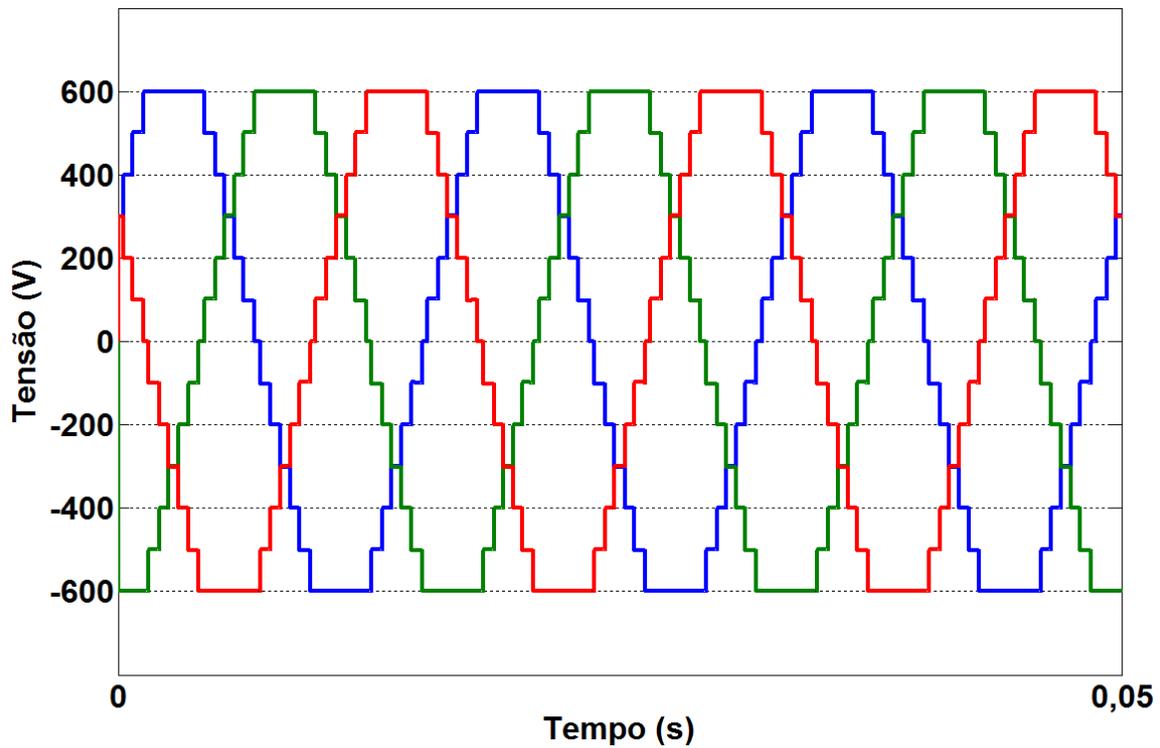
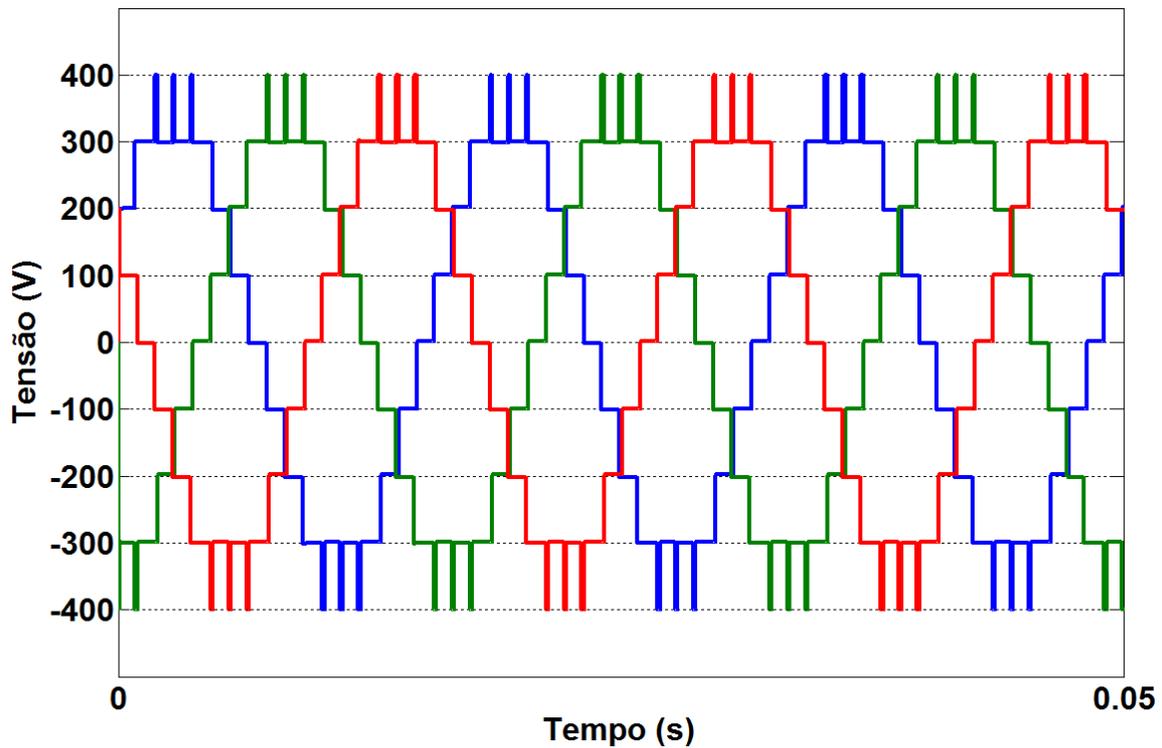


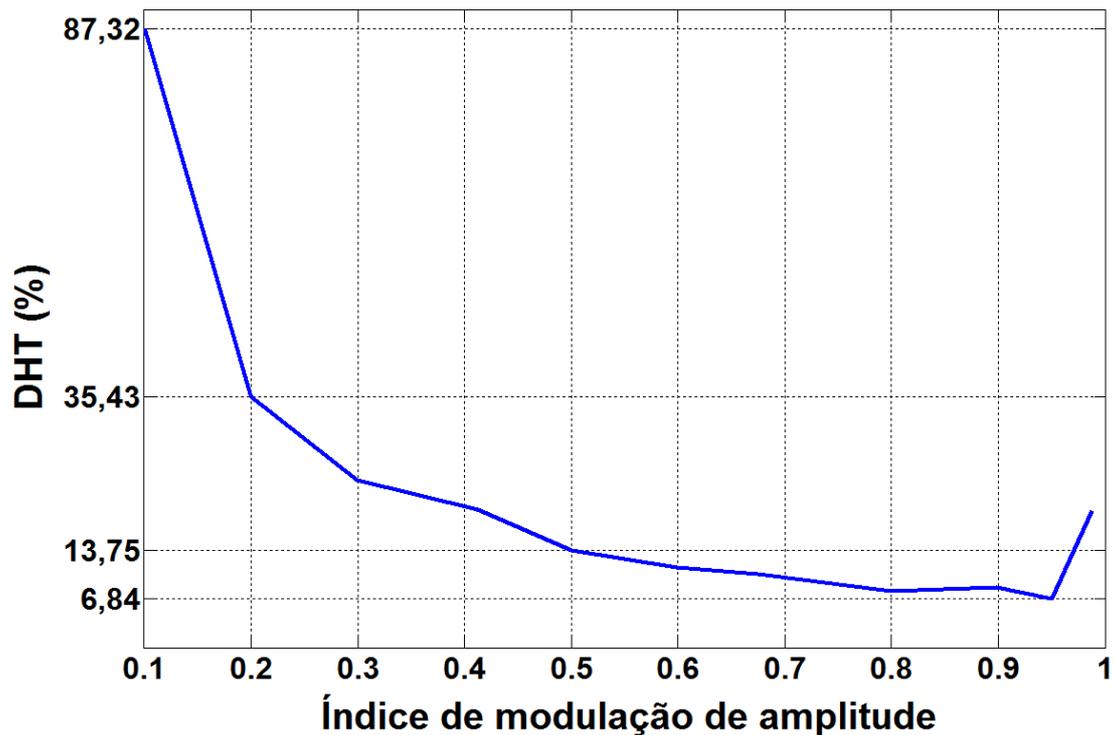
Figura 120 – Tensões de linha trifásicas sintetizadas pelo  $MLC^2-7L$  modular com  $m_a = 0.5$  (Tabela 43).



Na Figura 120, o conversor consegue sintetizar apenas 9 níveis com  $m_a = 0.5$ , representando o limite inferior de operação do conversor. Neste caso, somente as amplitudes harmônicas estão em conformidade com a norma. Assim, de maneira geral, sinais com menos de 9 níveis de tensão ( $m$  ímpar) modulados com 3 variáveis não são capazes de suprimir as componentes harmônicas selecionadas neste capítulo.

A Figura 121 ilustra o gráfico que relaciona o índice de modulação de amplitude com a DHT%, nota-se que  $m_a$  varia inversamente com a DHT até o limite de 0.95. Ainda, segundo os resultados apresentados no capítulo anterior, sabe-se que a DHT mínima ocorre no intervalo entre os índices de modulação de 0.92 a 0.95 (Tabela 37). A partir deste ponto a DHT% aumenta até o limite referente ao índice de modulação igual a 1.0.

Figura 121 – Relação entre DHT% e índice de modulação de amplitude com 3 ângulos de chaveamento (Tabela 43).



As equações (5. 13), (5. 14) determinam as amplitudes eficazes teóricas das componentes fundamentais das tensões de fase ( $V_{7Lrms}$ ) e de linha ( $V_{13Lrms}$ ) produzidas pelo MLC<sup>2</sup>-7L modular servindo como parâmetros de qualidade dos resultados obtidos.

As equações (5. 13), (5. 14) derivam das equações (5. 4), (5. 6) e (5. 7), com  $n = 1$  (componente fundamental),  $m$  ímpar e  $N = (m - 1)/2$  ( $m = 7$  e  $N = 3$ ) e são válidas em todos os ensaios.

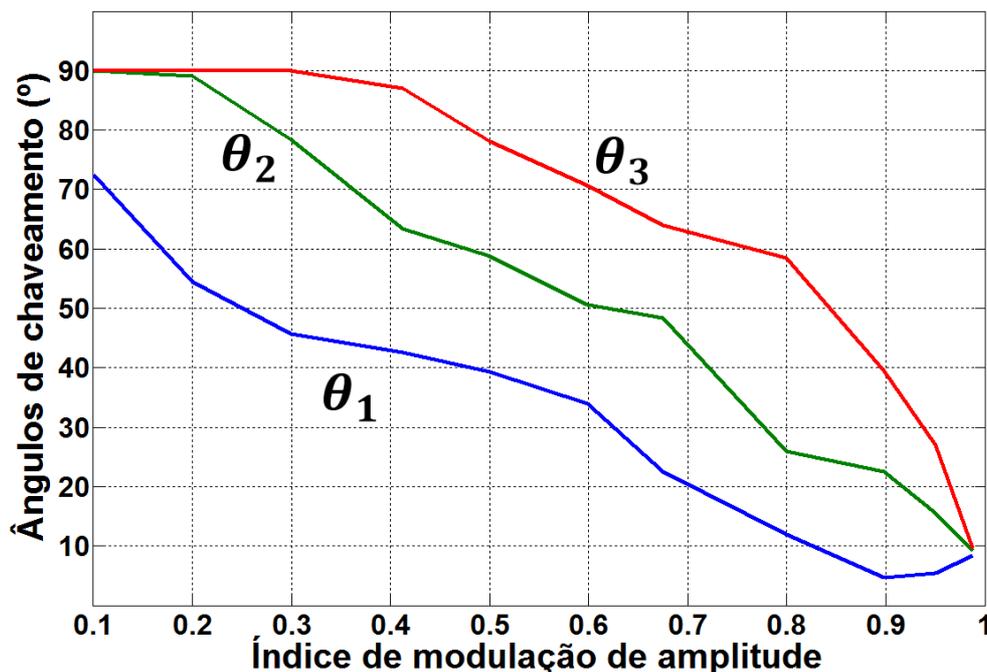
$$V_{7Lrms} = \frac{4V_{dc}3m_{aAG}}{\pi\sqrt{2}} = \frac{12V_{dc}m_{aAG}}{\pi\sqrt{2}} \quad (5. 13)$$

$$V_{13Lrms} = \sqrt{3} \frac{12V_{dc}m_{aAG}}{\pi\sqrt{2}} \quad (5. 14)$$

Os valores da DHT% referentes aos limites máximos do índice de modulação de amplitude não estão ilustrados na Figura 121 e são independentes da quantidade de variáveis utilizadas na modulação do conversor. Para  $m_a = 0$  (todos os ângulos de chaveamento iguais a  $90^\circ$ ), o conversor não sintetiza sinal em sua saída interrompendo o fluxo de corrente para a carga. Para  $m_a = 1$  (todas as variáveis são iguais a  $0^\circ$ ), o MLC<sup>2</sup>-7L modular produz em sua saída uma forma de onda quadrada com amplitude de  $3V_{dc}$  e DHT% de 31.10% (comum a todas as simulações). Neste caso, é possível calcular o máximo aproveitamento do barramento CC correspondente a razão entre a amplitude máxima da componente fundamental ( $12V_{dc}/\pi$ ) e tensão no barramento CC ( $4V_{dc}$ ), isto é,  $3/\pi$  (0.955).

A Figura 122 ilustra o gráfico dos 3 ângulos de chaveamento ( $\theta_1$ ,  $\theta_2$  e  $\theta_3$ ) para os índices de modulação analisados, segundo os resultados apresentados na Tabela 43.

Figura 122 – Índice de modulação de amplitude em função das variáveis ( $\theta_1$ ,  $\theta_2$  e  $\theta_3$ ) de acordo com os dados contidos na Tabela 43.

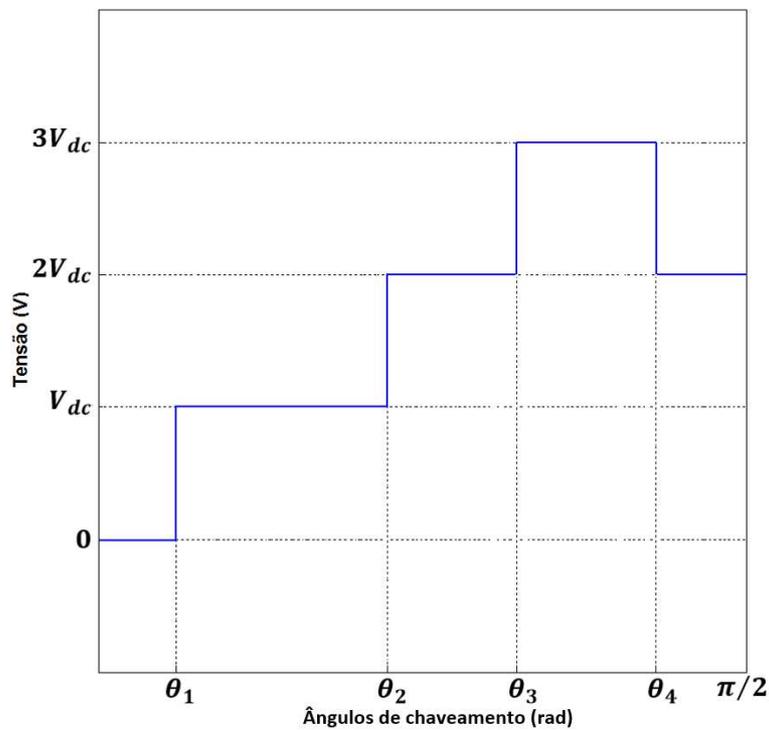


### 5.3 Simulação com 4 ângulos de chaveamento e $m_a$ variável

A Figura 123 representa  $\frac{1}{4}$  do ciclo da forma de onda de 7 níveis, utilizando 4 ângulos de chaveamento, dos quais 3 são para transição entre níveis ( $\theta_1$ ,  $\theta_2$  e  $\theta_3$ ) e 1 para transição no nível de  $3V_{dc}$  ( $\theta_4$ ). As equações (5. 15), (5. 16) e (5. 17) definem a distorção harmônica total do sinal de tensão ilustrado na Figura 123. Os coeficientes da série de Fourier da respectiva

função com simetria de  $\frac{1}{4}$  de onda são determinados pelas equações (5. 18) e (5. 19) em conformidade com as equações (2. 29) e (2. 30). As equações (5. 20) e (5. 21) definem o índice de modulação determinado pelo AG ( $m_{aAG}$ ) e o índice de modulação de referência ( $m_{aref}$ ) para inserção nas funções minimizadas pelo AG possibilitando o controle de amplitude. As equações (5. 22) e (5. 23) determinam as amplitudes eficazes teóricas das componentes fundamentais das tensões de fase ( $V_{7Lrms}$ ) e de linha ( $V_{13Lrms}$ ) produzidas pelo MLC<sup>2</sup>-7L modular. As equações (5. 15), (5. 16), (5. 17), (5. 22) e (5. 23) ratificam os resultados de simulação deste ensaio.

Figura 123 –  $\frac{1}{4}$  de ciclo do sinal de 7 níveis com 4 variáveis para determinação da série de Fourier e DHT.



$$DHT\% = 100 \sqrt{\frac{f_{rms}^2 - f_{1rms}^2}{f_{1rms}^2}} \quad (5. 15)$$

$$f_{rms} = \sqrt{\frac{2V_{dc}^2}{\pi} (-\theta_1 - 3\theta_2 - 5\theta_3 + 5\theta_4 + 2\pi)} \quad (5. 16)$$

$$f_{1rms} = \frac{4V_{dc}}{\sqrt{2\pi}} [\cos(\theta_1) + \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3) - \cos(\theta_4)] \quad (5. 17)$$

$$(5. 18)$$

$$V_n = \frac{4V_{dc}}{\pi} \left[ \frac{\cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3) - \cos(n\theta_4)}{n} \right]$$

$$V_n^* = \frac{\cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3) - \cos(n\theta_4)}{n} \quad (5.19)$$

$$m_{aGA} = \frac{\cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3) - \cos(n\theta_4)}{N} \quad (5.20)$$

$$V_{ref} = Nm_{aref} \quad (5.21)$$

$$V_{7Lrms} = \frac{4V_{dc}3m_{aAG}}{\pi\sqrt{2}} = \frac{12V_{dc}m_{aAG}}{\pi\sqrt{2}} \quad (5.22)$$

$$V_{13Lrms} = \sqrt{3} \frac{12V_{dc}m_{aAG}}{\pi\sqrt{2}}, \quad (5.23)$$

onde  $f_{rms}$  e  $f_{1rms}$  representam o valor eficaz de  $V_{a7L}$  (tensão de fase) e de  $V_{1a7L}$  (componente fundamental da tensão de fase) respectivamente, do sinal de tensão ilustrado na Figura 123.  $V_n$  é a amplitude das componentes senoidais da Série de Fourier e  $V_n^*$  é a amplitude normalizada em relação à constante  $4V_{dc}/\pi$ .

A Tabela 44 apresenta os resultados de simulação do teste proposto. As células destacadas nas colunas  $h_5$  e  $h_{11}$  indicam os valores que excederam a norma [27]. Além disso, a coluna  $h_{máx}$  define a frequência de corte do filtro.

Os dados referentes ao índice de modulação de amplitude de 0.4 foram determinados após uma adaptação na função original. Como as amplitudes dos harmônicos de 7ª e 11ª ordens, na função original, excederam um pouco os valores estabelecidos na norma, foi inserido um coeficiente de valor igual a 2 nos respectivos termos com o intuito de adequar seus valores ao Módulo 8.

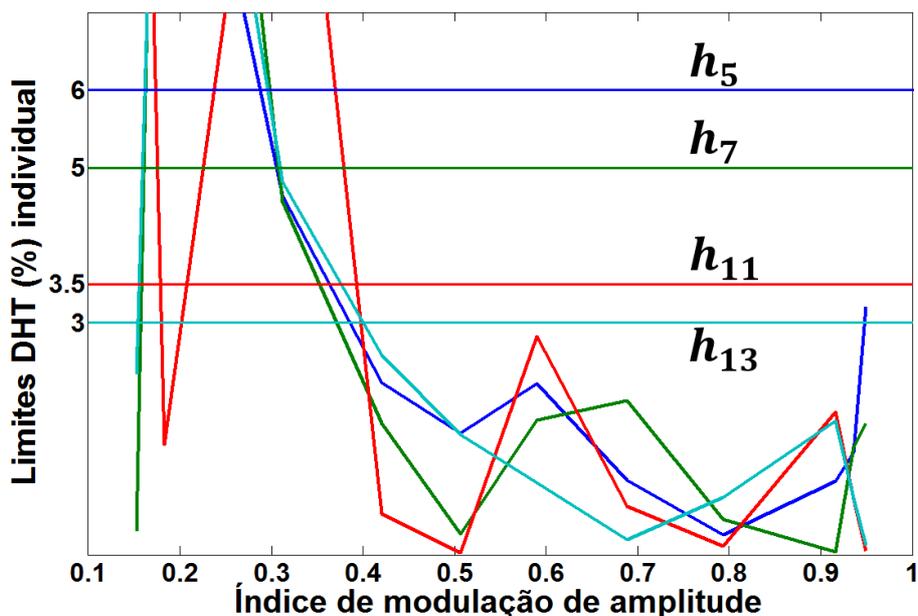
Tabela 44 – Redução 5°, 7°, 11° e 13° harmônicos com 4 ângulos de chaveamento e  $m_a$  variável.

$m_{aref}$	$m_{aAG}$	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$V_{7Lrms}$	$L$	$DHT_{7L}$	$V_{13Lrms}$	$L$	$DHT_{13L}$	$h_5$	$h_7$	$h_{11}$	$h_{13}$	$h_{máx}$
0.1	0.1521	63.63	89.30	89.52	89.52	41.07	5	93.54	71.14	5	49.97	35.34	0.30	16.04	2.32	h5
0.2	0.1828	57.30	89.56	89.69	89.73	49.36	7	74.88	85.49	7	34.83	11.91	18.10	1.42	14.24	h5
0.3	0.3124	45.00	76.69	82.27	82.27	84.53	5	57.16	146.4	5	19.94	4.63	4.56	12.23	4.81	h11
0.4	0.4202	41.93	62.93	86.46	90.00	113.7	5	51.76	197.0	7	18.93	2.22	1.70	0.53	2.58	h17
0.5	0.5061	21.09	57.66	73.65	76.64	137.0	7	27.52	237.3	9	14.29	1.57	0.27	0.03	1.55	h17

0.6	0.5900	34.45	51.68	71.02	90.00	159.3	7	40.19	275.9	9	11.95	2.21	1.74	2.82	0.93	h17
0.7	0.6882	11.25	22.41	63.28	73.12	185.6	7	25.37	321.5	11	11.27	0.96	1.99	0.62	0.19	h17
0.8	0.7933	8.07	8.61	29.88	62.23	213.8	7	42.70	370.4	13	13.54	0.26	0.46	0.11	0.74	h17
0.9	0.9163	5.62	16.87	25.31	83.85	247.3	7	28.69	428.4	13	7.06	0.95	0.04	1.84	1.73	h19
0.95	0.9363	5.62	16.00	25.84	87.28	252.7	7	25.72	437.8	13	6.67	1.32	1.39	0.72	0.73	h29
1.0	0.9491	5.84	14.37	26.37	89.30	256.2	7	24.10	443.8	13	7.05	3.20	1.70	0.05	0.12	h17

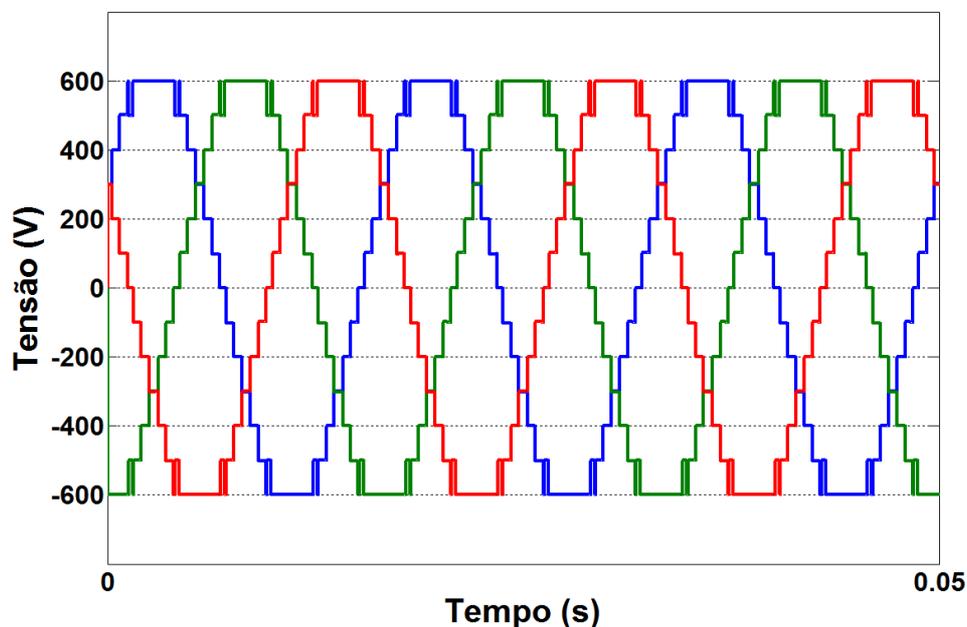
Analisando a Figura 124 observa-se que o aumento de variáveis possibilita um aumento no intervalo de operação do conversor. Neste ensaio o conversor pode operar com índice de modulação entre 0.4 e 0.95. Contudo, como a DHT% também aumenta a utilização de filtros torna-se essencial para conformidade com os requisitos da norma relativos à distorção harmônica total. Os valores máximos da DHT% individual indicados na Figura 124 referem-se à tensão nominal de até 13.8kV de acordo com a Tabela 19.

Figura 124 – Amplitudes harmônicas individuais de 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup> ordens em função de  $m_a$  (Tabela 44) e seus respectivos valores limites (Tabela 19) para tensão até 13.8kV.



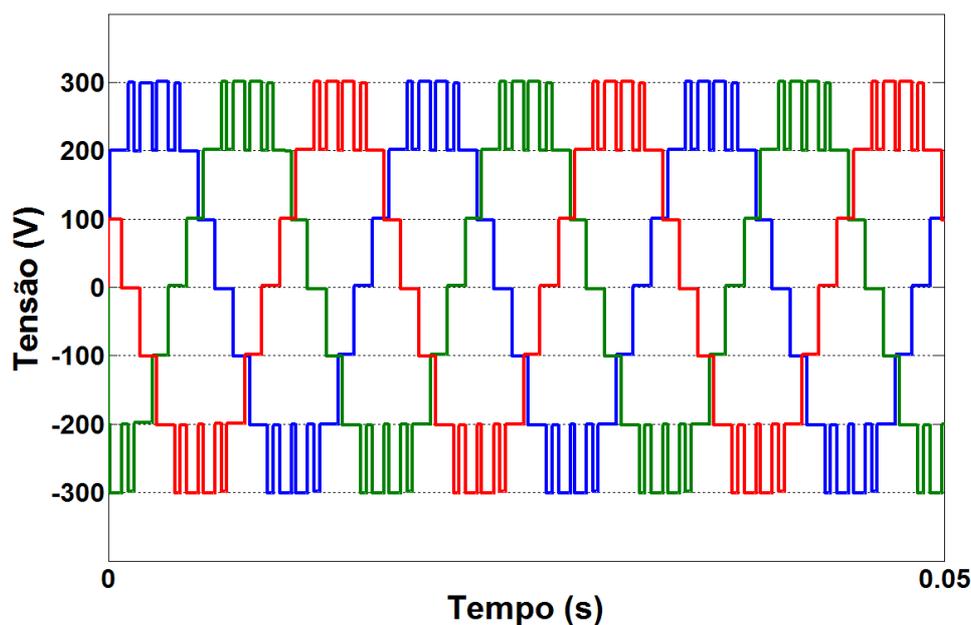
A Figura 125 e a Figura 126 ilustram as tensões de linha trifásicas sintetizadas pelo MLC<sup>2</sup>-7 modular com índices de modulação de 0.4 e 0.95 referentes aos limites de operação do conversor em conformidade com os objetivos propostos.

Figura 125 – Tensões de linha trifásicas (13 níveis) moduladas com 4 variáveis para  $m_a=0.95$ .



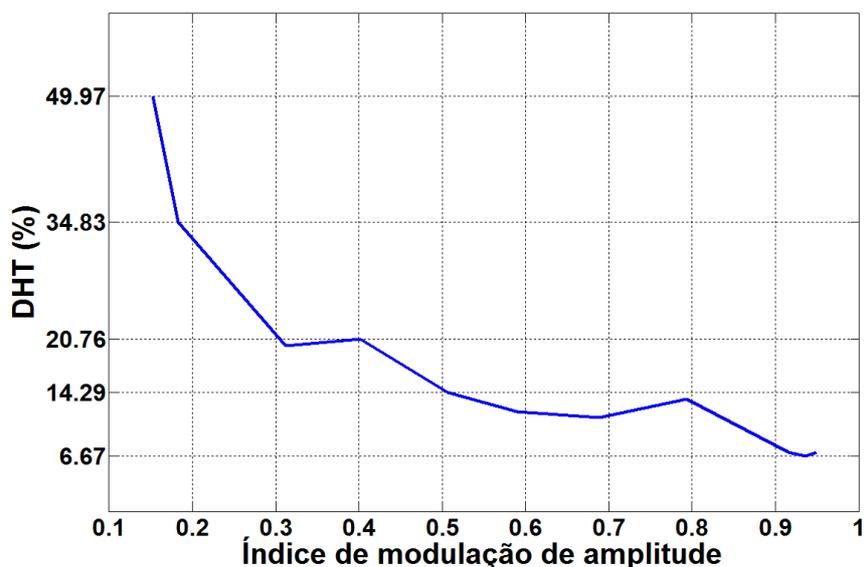
Verifica-se que uma forma de onda com 7 níveis de tensão modulada com 4 variáveis é capaz de mitigar os 4 harmônicos selecionados.

Figura 126 – Tensões de linha trifásicas (7 níveis) moduladas com 4 variáveis para  $m_a=0.4$ .



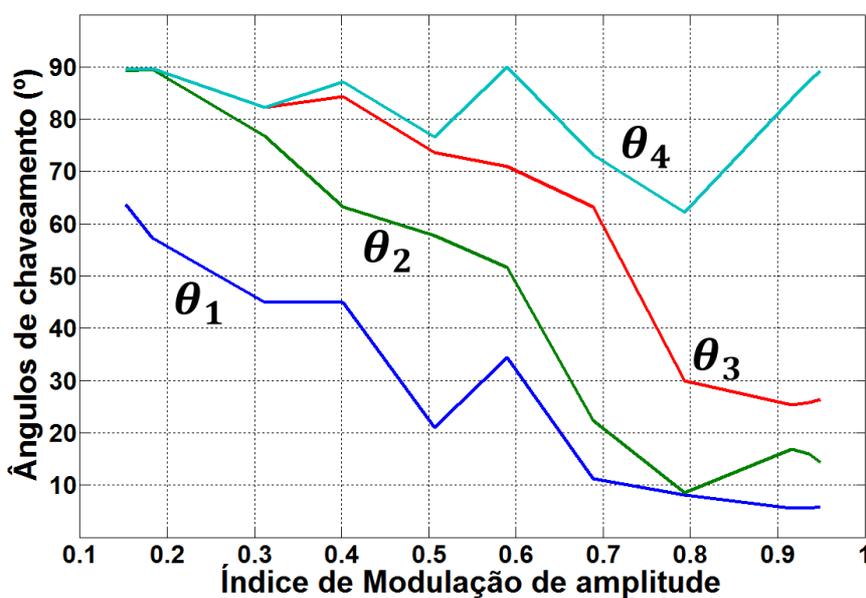
A Figura 127 ilustra o gráfico que relaciona o índice de modulação de amplitude com a DHT%. Novamente,  $m_a$  varia inversamente com a DHT até o limite de 0.95. Ainda, segundo os resultados apresentados no capítulo anterior, sabe-se que a DHT mínima ocorre próxima ao índice de modulação de 0.95 (Tabela 37).

Figura 127 – Relação entre DHT% e índice de modulação de amplitude com 4 ângulos de chaveamento (Tabela 44).



A Figura 128 ilustra a variação dos 4 ângulos de chaveamento ( $\theta_1$ ,  $\theta_2$ ,  $\theta_3$  e  $\theta_4$ ) em função dos índices de modulação analisados de acordo com os dados listados na Tabela 44.

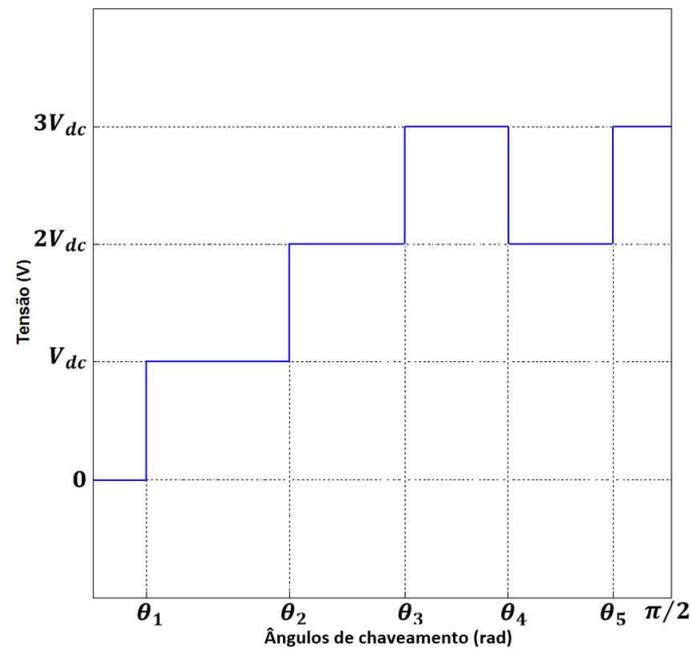
Figura 128 – Índice de modulação de amplitude em função das variáveis de acordo com os dados contidos na Tabela 44.



#### 5.4 Simulação com 5 ângulos de chaveamento e $m_a$ variável

Analisando o primeiro quarto da forma de onda ilustrada na Figura 129, nota-se que foram utilizadas 5 variáveis para síntese do sinal de tensão de fase, das quais 3 são para transição entre níveis ( $\theta_1$ ,  $\theta_2$  e  $\theta_3$ ) e 2 para transição no nível de  $3V_{dc}$  ( $\theta_4$  e  $\theta_5$ ). Ainda, apenas  $\theta_4$  apresenta transição negativa de  $3V_{dc}$  para  $2V_{dc}$  conferindo o sinal negativo em seus cossenos.

Figura 129 –  $\frac{1}{4}$  de ciclo do sinal de 7 níveis com 5 variáveis para determinação da série de Fourier e DHT.



As equações (5. 24) a (5. 32) referem-se aos parâmetros teóricos contidos na Tabela 46 do sinal ilustrado na Figura 129 e confirmam os resultados de simulações.

$$DHT\% = 100 \frac{\sqrt{f_{rms}^2 - f_{1rms}^2}}{f_{1rms}} \quad (5. 24)$$

$$f_{rms} = \sqrt{\frac{2V_{dc}^2}{\pi} (-\theta_1 - 3\theta_2 - 5\theta_3 + 5\theta_4 - 5\theta_5 + 4.5\pi)} \quad (5. 25)$$

$$f_{1rms} = \frac{4V_{dc}}{\sqrt{2\pi}} [\cos(\theta_1) + \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3) - \cos(\theta_4) + \cos(\theta_5)] \quad (5. 26)$$

$$V_n = \frac{4V_{dc}}{\pi} \left[ \frac{\cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3) - \cos(n\theta_4) + \cos(n\theta_5)}{n} \right] \quad (5.27)$$

$$V_n^* = \frac{\cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3) - \cos(n\theta_4) + \cos(n\theta_5)}{n} \quad (5.28)$$

$$m_{aGA} = \frac{\cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3) - \cos(n\theta_4) + \cos(n\theta_5)}{N} \quad (5.29)$$

$$V_{ref} = Nm_{aref} \quad (5.30)$$

$$V_{7Lrms} = \frac{4V_{dc}3m_{aAG}}{\pi\sqrt{2}} = \frac{12V_{dc}m_{aAG}}{\pi\sqrt{2}} \quad (5.31)$$

$$V_{13Lrms} = \sqrt{3} \frac{12V_{dc}m_{aAG}}{\pi\sqrt{2}} \quad (5.32)$$

A Tabela 45 e a Tabela 46 apresentam os resultados de simulações para o ensaio empregando 5 variáveis.

Tabela 45 – Determinação dos 5 ângulos de chaveamento a partir da avaliação da função  $F_5$  pelo AG para cada índice de modulação de amplitude.

$m_{aref}$	$m_{aAG}$	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$
<b>0.1</b>	<b>0.1501</b>	<b>63.34</b>	<b>89.91</b>	<b>89.91</b>	<b>89.91</b>	<b>90.00</b>
<b>0.2</b>	<b>0.2239</b>	<b>58.34</b>	<b>81.56</b>	<b>81.77</b>	<b>81.77</b>	<b>90.00</b>
<b>0.3</b>	<b>0.3167</b>	<b>45.00</b>	<b>75.94</b>	<b>76.67</b>	<b>76.67</b>	<b>90.00</b>
<b>0.4</b>	<b>0.4131</b>	<b>42.54</b>	<b>63.28</b>	<b>78.01</b>	<b>78.01</b>	<b>86.97</b>
<b>0.5</b>	<b>0.4994</b>	<b>39.38</b>	<b>57.27</b>	<b>77.34</b>	<b>85.80</b>	<b>87.78</b>
<b>0.6</b>	<b>0.5899</b>	<b>35.18</b>	<b>52.21</b>	<b>62.58</b>	<b>64.05</b>	<b>71.54</b>
<b>0.7</b>	<b>0.6852</b>	<b>22.24</b>	<b>47.11</b>	<b>60.96</b>	<b>60.96</b>	<b>63.30</b>
<b>0.8</b>	<b>0.8031</b>	<b>10.55</b>	<b>28.74</b>	<b>52.03</b>	<b>58.15</b>	<b>62.49</b>
<b>0.9</b>	<b>0.8984</b>	<b>2.81</b>	<b>19.69</b>	<b>38.98</b>	<b>66.09</b>	<b>67.50</b>
<b>0.95</b>	<b>0.9419</b>	<b>9.23</b>	<b>11.25</b>	<b>30.94</b>	<b>40.15</b>	<b>40.15</b>
<b>1.0</b>	<b>0.9505</b>	<b>8.60</b>	<b>11.25</b>	<b>12.30</b>	<b>12.30</b>	<b>28.12</b>

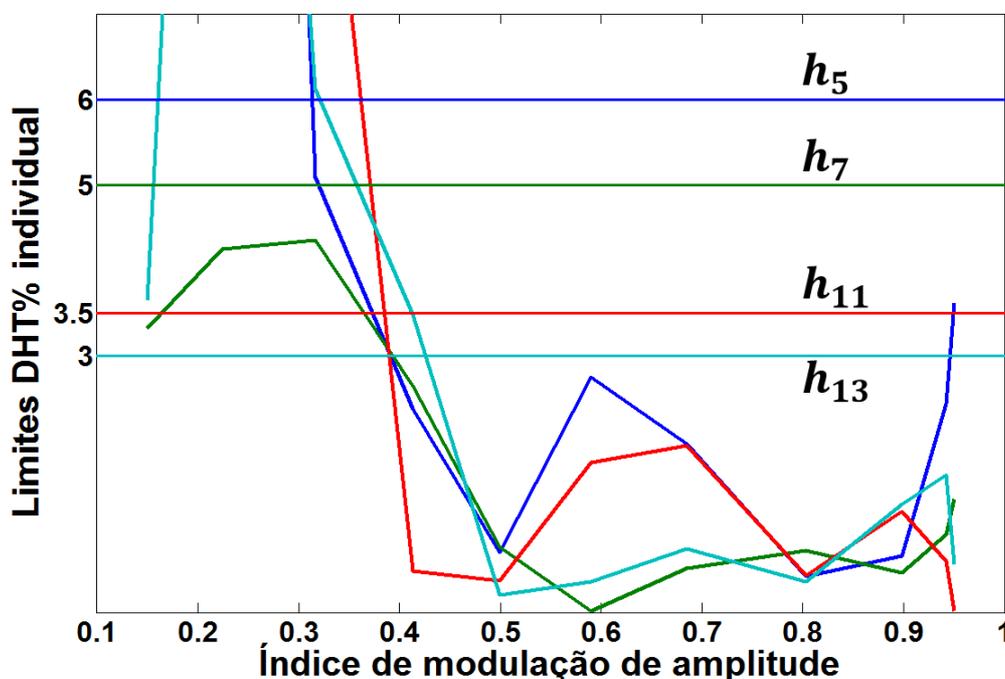
Tabela 46 – DHT% da tensão de fase e linha sintetizadas pelo conversor e DHT% individual dos harmônicos de 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup> ordens com 5 ângulos de chaveamento e  $m_a$  variável.

$m_{aref}$	$V_{7Lrms}$	$L$	$DHT_{7L}$	$V_{13Lrms}$	$L$	$DHT_{13L}$	$h_5$	$h_7$	$h_{11}$	$h_{13}$	$h_{máx}$
------------	-------------	-----	------------	--------------	-----	-------------	-------	-------	----------	----------	-----------

0.1	40.51	5	90.66	70.16	5	46.30	32.71	3.32	18.25	3.65	h5
0.2	60.54	5	85.70	104.9	5	43.53	31.12	4.25	10.86	19.83	h5
0.3	85.67	5	57.08	148.4	5	18.68	5.09	4.35	10.87	6.12	h5
0.4	111.8	7	52.42	193.7	7	19.40	2.38	2.65	0.48	3.48	h13
0.5	134.8	7	48.47	233.5	9	16.32	0.70	0.76	0.37	0.20	h17
0.6	159.3	7	41.54	275.8	11	13.87	2.75	0.02	1.75	0.36	h17
0.7	185.0	7	26.54	320.4	11	10.58	1.97	0.52	1.95	0.74	h17
0.8	216.8	7	13.66	375.5	13	12.31	0.42	0.72	0.43	0.36	h17
0.9	242.5	7	17.56	420.1	13	9.22	0.66	0.46	1.18	1.26	h17
0.95	254.3	7	22.67	440.4	13	9.42	2.44	0.91	0.60	1.61	h17
1.0	256.6	7	23.91	444.5	13	9.06	3.61	1.33	0.02	0.56	h17

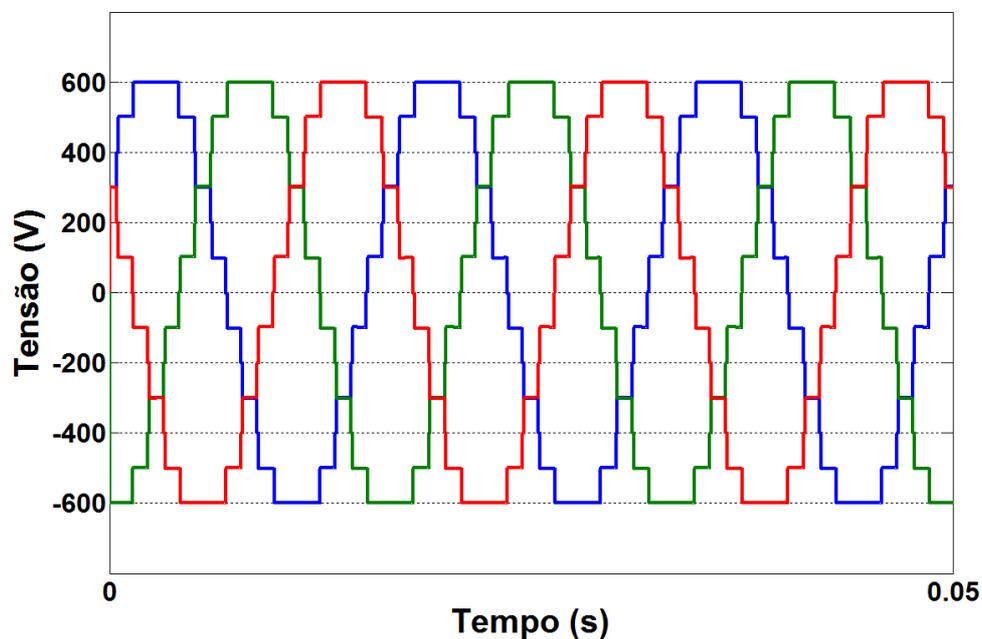
Analogamente, aos ensaios anteriores, as células destacadas indicam a ordem e a amplitude do harmônico que excedeu os limites da norma. Além disso, a função  $F_5$  empregada neste ensaio pode ser modificada para enquadrar no Módulo 8, os harmônicos mitigados referentes ao índice de modulação de amplitude de 0.4. Para isto é necessário aumentar o peso do termo referente à amplitude do 13º harmônico (3.48%) contido na função de avaliação  $F_5$ . Resultados de simulação demonstram que um coeficiente de valor igual a 3 é suficiente para reduzir o harmônico correspondente para 1.96%.

Figura 130 – Amplitudes harmônicas individuais de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens em função de  $m_a$  (Tabela 46) e seus respectivos valores limites (Tabela 19) para tensão até 13.8kV.



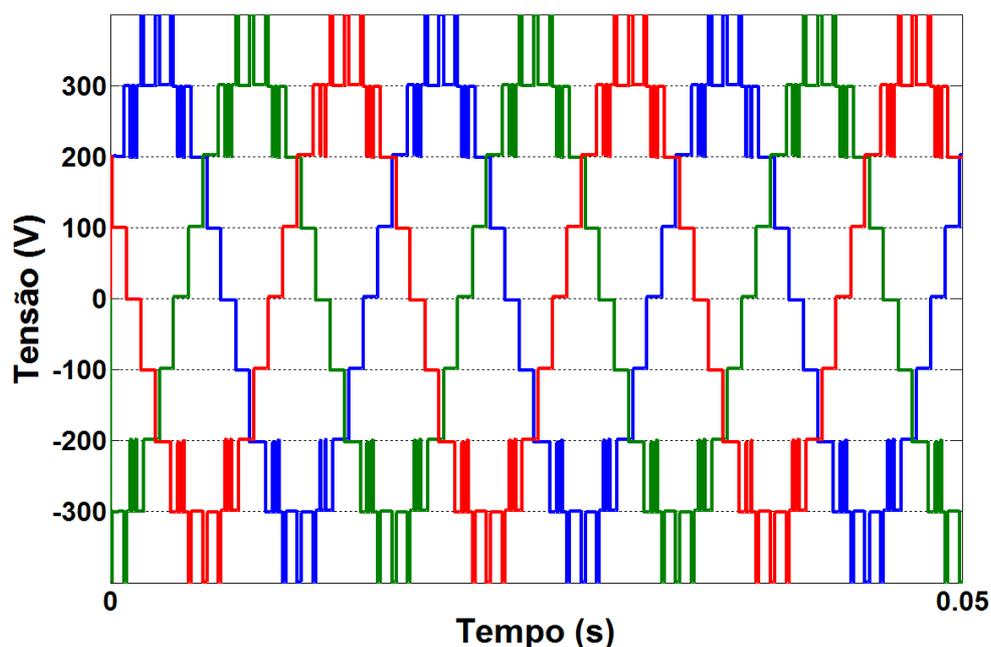
A Figura 131 e a Figura 132 ilustram as tensões de linha trifásicas sintetizadas pelo  $MLC^2-7L$  modular em seus limites de operação conforme a Tabela 46 e a Figura 130.

Figura 131 – Tensões de linha trifásicas (13 níveis) moduladas com 5 variáveis para  $m_a=0.95$ .



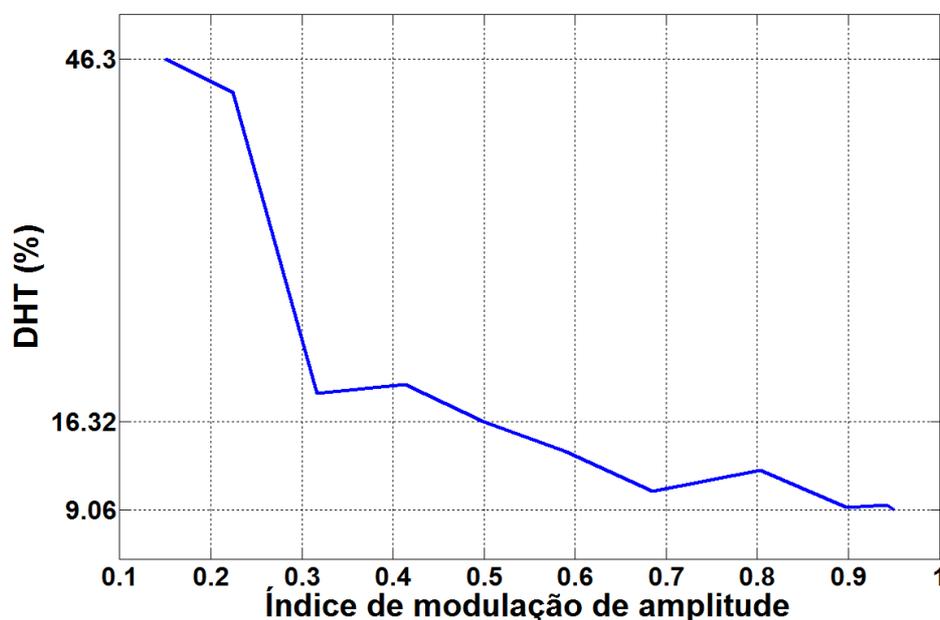
Invariavelmente, o acréscimo de variáveis empregadas na modulação provoca um aumento na DHT% do sinal sintetizado pelo conversor proposto. Desta forma, sem nenhuma adaptação na função  $F_5$ , percebe-se que o  $MLC^2-7L$  modular pode operar entre 0.5 e 0.95 utilizando filtro com frequência de corte a partir de 1.0kHz.

Figura 132 – Tensões de linha trifásicas (9 níveis) moduladas com 5 variáveis para  $m_a=0.5$ .



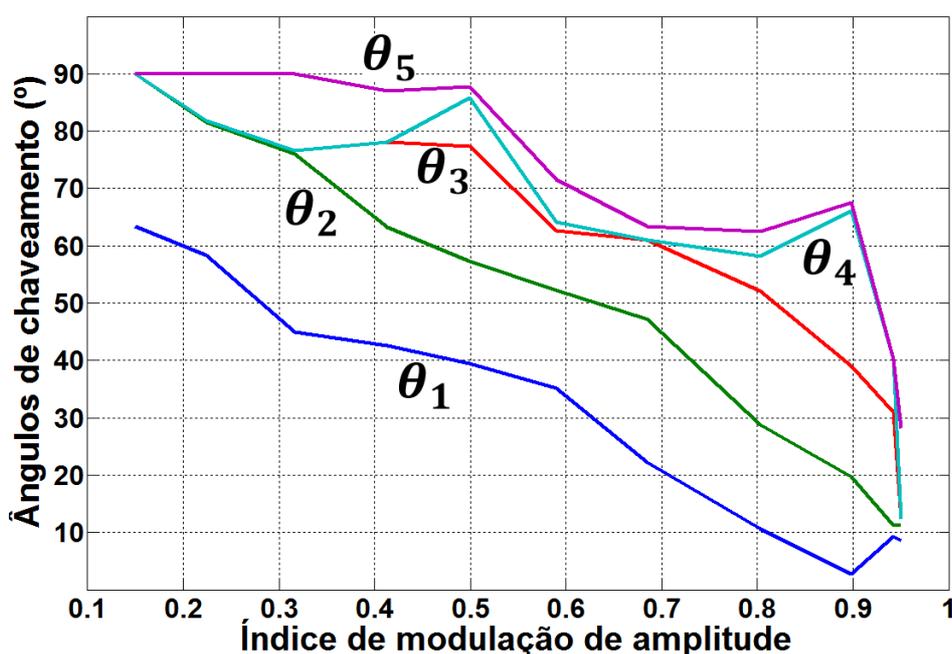
A Figura 133 apresenta a variação da DHT% em relação ao índice de modulação de amplitude.

Figura 133 – Relação entre DHT% e índice de modulação de amplitude com 5 ângulos de chaveamento (Tabela 46).



A Figura 134 ilustra o gráfico das variáveis em função dos índices de modulação de amplitude. Percebe-se a não linearidade das soluções do sistema de equações transcendentais inerentes à modulação adotada nesta dissertação.

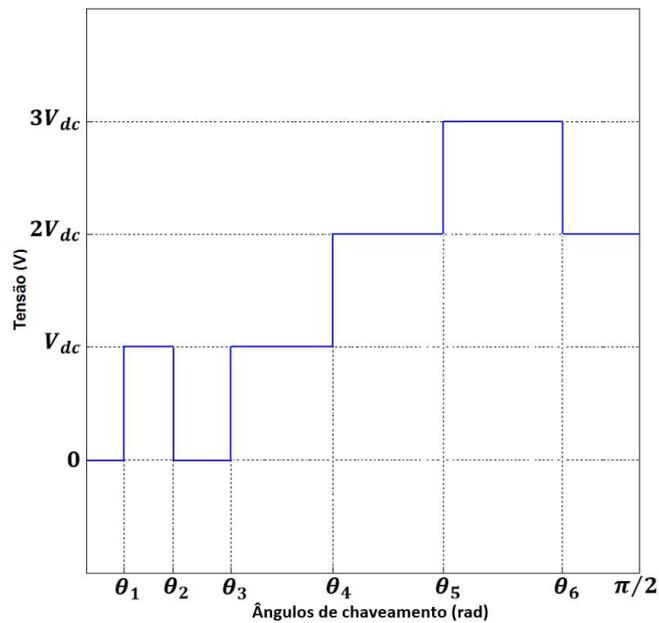
Figura 134 – Índice de modulação de amplitude em função das variáveis de acordo com os dados contidos na Tabela 45.



### 5.5 Simulação com 6 ângulos de chaveamento e $m_a$ variável

A Figura 135 representa  $\frac{1}{4}$  do ciclo da forma de onda de 7 níveis, utilizando 6 ângulos de chaveamento, dos quais 3 são para transição entre níveis ( $\theta_1$ ,  $\theta_4$  e  $\theta_5$ ), 2 para transição no nível de  $V_{dc}$  ( $\theta_2$  e  $\theta_3$ ) e 1 para transição no nível de  $3V_{dc}$  ( $\theta_6$ ). Nota-se que as transições negativas ocorrem somente em  $\theta_2$  e  $\theta_6$  conferindo o sinal negativo em tais parcelas na somatória dos cossenos de acordo com as equações (2. 30) e (2. 31). Logo, diversas formas de ondas podem ser sintetizadas através da alteração da posição dos ângulos de chaveamento que realizam as transições em um mesmo nível. As equações (5. 33) a (5. 41) definem os principais parâmetros teóricos das formas de onda sintetizadas pelo conversor.

Figura 135 –  $\frac{1}{4}$  de ciclo do sinal de 7 níveis com 6 variáveis para determinação da série de Fourier e DHT.



$$DHT\% = 100 \frac{\sqrt{f_{rms}^2 - f_{1rms}^2}}{f_{1rms}} \quad (5. 33)$$

$$f_{rms} = \sqrt{\frac{2V_{dc}^2}{\pi} (-\theta_1 + \theta_2 - \theta_3 - 3\theta_4 - 5\theta_5 + 5\theta_6 + 2\pi)} \quad (5. 34)$$

$$f_{1rms} = \frac{4V_{dc}}{\sqrt{2\pi}} [\cos(\theta_1) - \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3) + \cos(\theta_4) + \cos(\theta_5) - \cos(\theta_6)] \quad (5. 35)$$

$$V_n = \frac{4V_{dc}}{\pi n} [\cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3) + \cos(n\theta_4) + \cos(n\theta_5) - \cos(n\theta_6)] \quad (5.36)$$

$$V_n^* = \frac{1}{n} [\cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3) + \cos(n\theta_4) + \cos(n\theta_5) - \cos(n\theta_6)] \quad (5.37)$$

$$m_{aGA} = \frac{\cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3) + \cos(n\theta_4) + \cos(n\theta_5) - \cos(n\theta_6)}{N} \quad (5.38)$$

$$V_{ref} = Nm_{aref} \quad (5.39)$$

$$V_{7Lrms} = \frac{4V_{dc}3m_{aAG}}{\pi\sqrt{2}} = \frac{12V_{dc}m_{aAG}}{\pi\sqrt{2}} \quad (5.40)$$

$$V_{13Lrms} = \sqrt{3} \frac{12V_{dc}m_{aAG}}{\pi\sqrt{2}} \quad (5.41)$$

A Tabela 47 lista os 6 ângulos de chaveamento empregados nesta simulação, bem como os índices de modulação referencial ( $m_{aref}$ ) e calculado pelo AG ( $m_{aAG}$ ), confirmando o controle fino da amplitude da componente fundamental da tensão de fase.

Tabela 47 – Determinação dos 5 ângulos de chaveamento a partir da avaliação da função  $F_5$  pelo AG para cada índice de modulação de amplitude.

$m_{aref}$	$m_{aAG}$	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	$\theta_6$
0.1	0.0927	65.22	76.16	87.19	87.19	87.46	87.46
0.2	0.2027	47.81	54.14	60.47	88.99	89.31	90.00
0.3	0.3021	11.25	17.03	38.67	84.20	86.07	86.07
0.4	0.4069	36.78	39.73	45.00	63.67	87.10	89.30
0.5	0.5004	18.28	23.85	27.07	57.30	73.83	75.94
0.6	0.6077	28.48	37.88	42.19	51.68	67.50	89.41
0.7	0.6859	0.00	11.73	11.73	22.50	46.41	56.25
0.8	0.7918	5.55	11.25	11.25	11.25	30.25	62.31
0.9	0.9080	0.00	11.41	14.06	16.87	22.50	81.56
0.95	0.9372	3.03	11.34	13.56	15.16	25.14	87.19
1.0	0.9495	1.50	7.65	10.20	14.06	25.31	88.95

A Tabela 48 elenca os principais parâmetros simulados para quantificação da qualidade do sinal de tensão sintetizado pelo conversor. Novamente, a função  $F_5$  foi alterada com o intuito de adequar a amplitude do harmônico de 11ª ordem referente à operação do conversor com índice de modulação de 0.6. Desta forma, foi inserido um coeficiente de valor igual a 2

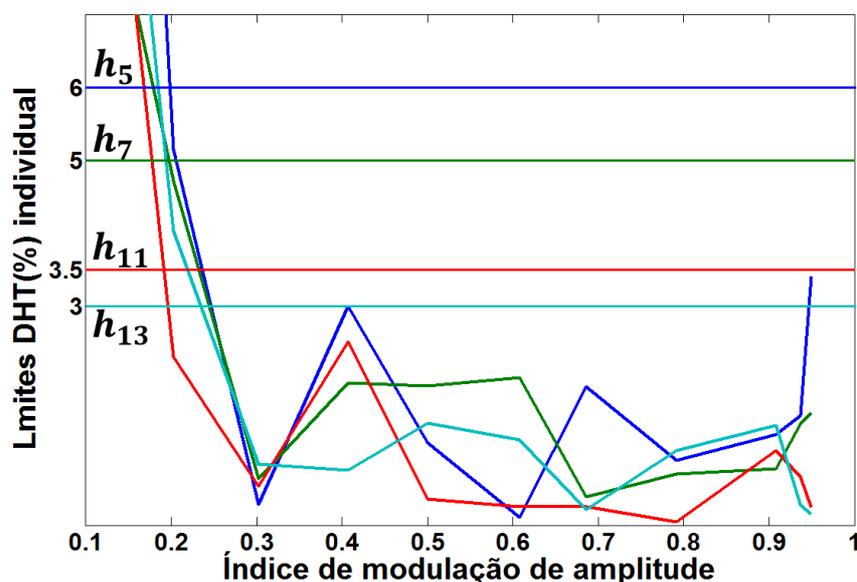
no termo relacionado a amplitude harmônica majorada. Com isso, foi possível atender os limites da ANEEL com  $m_a$  variando de 0.3 até 0.95 em relação a amplitude harmônica individual, conforme indica a Tabela 19. Desta forma, o AG confere uma flexibilidade que permite o ajuste individual das amplitudes dos harmônicos mitigados conforme os requisitos da norma.

Tabela 48 – DHT% da tensão de fase e linha sintetizadas pelo conversor e DHT% individual dos harmônicos de 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup> ordens com 5 ângulos de chaveamento e  $m_a$  variável.

$m_{ref}$	$V_{7Lrms}$	$L$	$DHT_{7L}$	$V_{13Lrms}$	$L$	$DHT_{13L}$	$h_5$	$h_7$	$h_{11}$	$h_{13}$	$h_{máx}$
0.1	24.92	5	172.79	43.18	5	128.68	27.30	10.67	14.17	16.28	h5
0.2	54.76	7	75.44	94.84	7	44.91	5.14	4.72	2.30	4.03	h5
0.3	81.66	5	49.43	141.4	5	25.73	0.29	0.64	0.54	0.84	h19
0.4	110.2	7	51.87	190.8	7	20.79	3.00	1.95	2.51	0.75	h17
0.5	135.4	7	27.89	234.6	9	16.29	1.13	1.91	0.36	1.40	h17
0.6	164.0	7	40.27	284.2	11	13.82	0.11	2.02	0.25	1.17	h19
0.7	184.8	6	32.79	320.1	11	13.34	1.90	0.39	0.25	0.21	h17
0.8	213.4	7	41.27	369.7	11	10.97	0.89	0.70	0.05	1.02	h17
0.9	245.0	7	33.59	424.4	13	11.37	1.24	0.78	1.02	1.37	h17
0.95	253.0	7	27.28	438.2	13	9.37	1.50	1.39	0.66	0.28	h19
1.0	256.3	7	26.03	444.0	13	9.38	3.41	1.54	0.24	0.15	h23

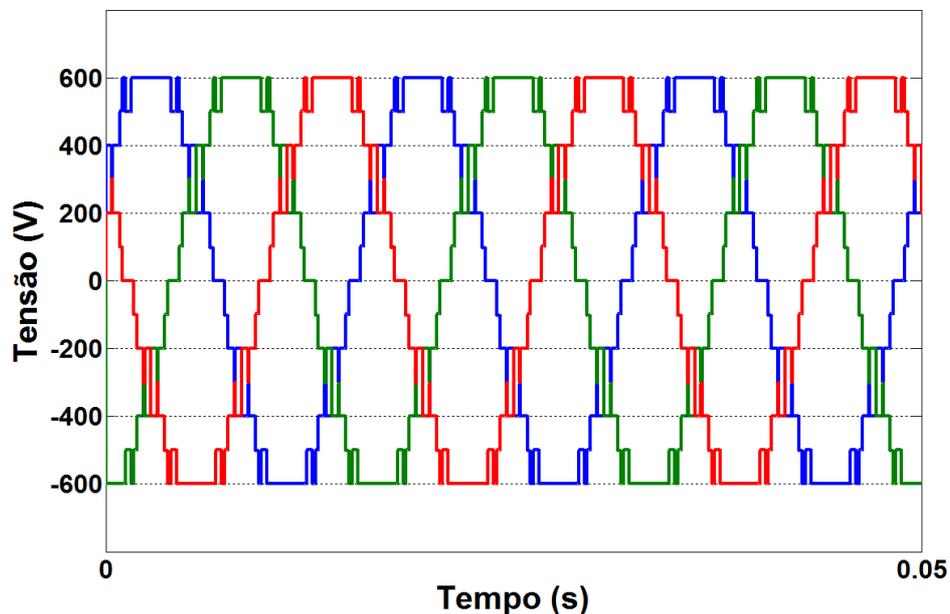
A Figura 136 ilustra o intervalo de operação do MLC<sup>2</sup>-7L modular proposto para aplicações até 13.8kV de acordo com os limites especificados na Tabela 19 e as amplitude individuais dos harmônicos selecionados para mitigação contidas na Tabela 48.

Figura 136 – Amplitudes harmônicas individuais de 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup> ordens em função de  $m_a$  (Tabela 48) e seus respectivos valores limites (Tabela 19) para tensão até 13.8kV.



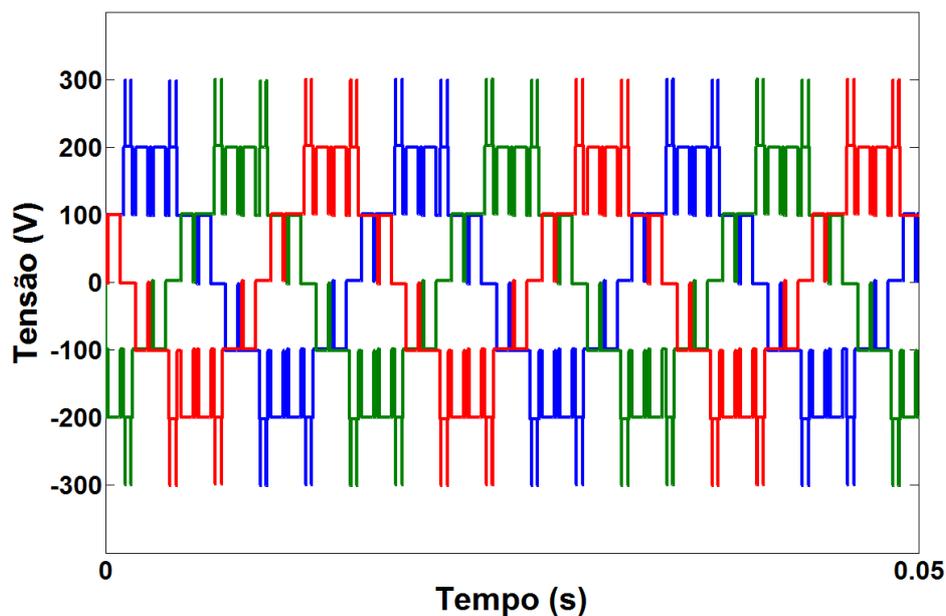
A Figura 137 e a Figura 138 ilustram as tensões de linha trifásicas sintetizadas pelo  $MLC^2-7L$  modular em seus limites de operação conforme a Tabela 48 e a Figura 136.

Figura 137 – Tensões de linha trifásicas (13 níveis) moduladas com 6 variáveis para  $m_a=0.95$ .



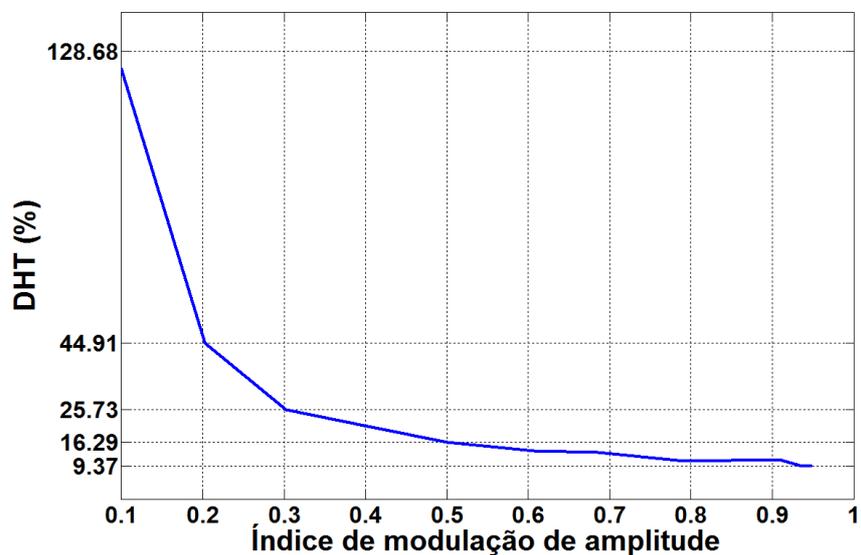
Assim, pode-se afirmar que a técnica de modulação consegue suprimir os harmônicos de baixa ordem entre os índices de modulação de amplitude de 0.3 a 0.95. No entanto, a DHT% da tensão de linha supera os valores estabelecidos na norma [27] exigindo filtragem no sinal gerado pelo conversor proposto. É importante notar que o sinal da tensão de linha com 7 níveis ( $m_a=0.3$ ) mostrado na Figura 138 foi capaz de mitigar os harmônicos selecionados.

Figura 138 – Tensões de linha trifásicas (7 níveis) moduladas com 6 variáveis para  $m_a=0.3$ .



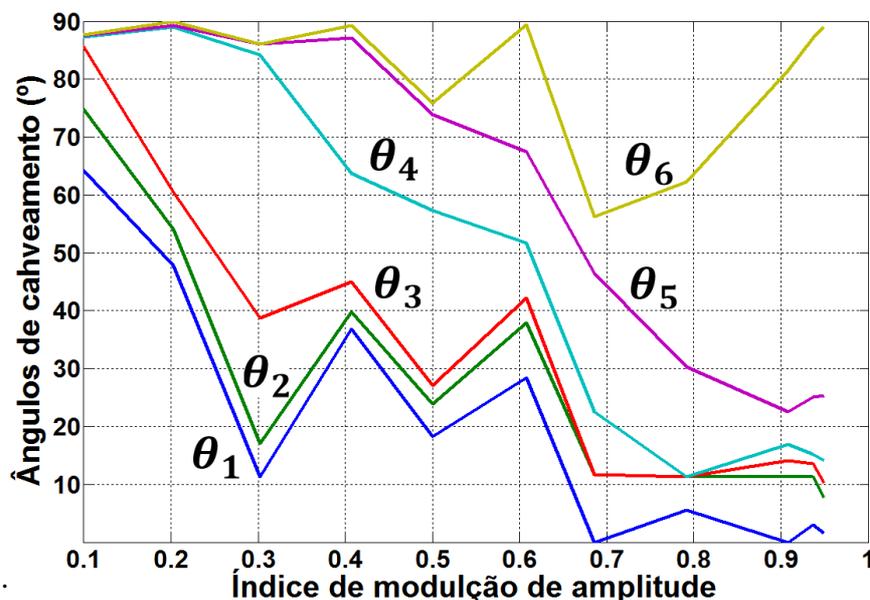
A Figura 139 apresenta a variação da DHT% em relação ao índice de modulação de amplitude de acordo com os dados contidos na Tabela 48.

Figura 139 – Relação entre DHT% e índice de modulação de amplitude com 6 ângulos de chaveamento (Tabela 48).



A Figura 140 ilustra o gráfico dos 6 ângulos de chaveamentos em função dos índices de modulação de amplitude, ambos determinados pelo AG, a partir dos dados contidos na Tabela 47.

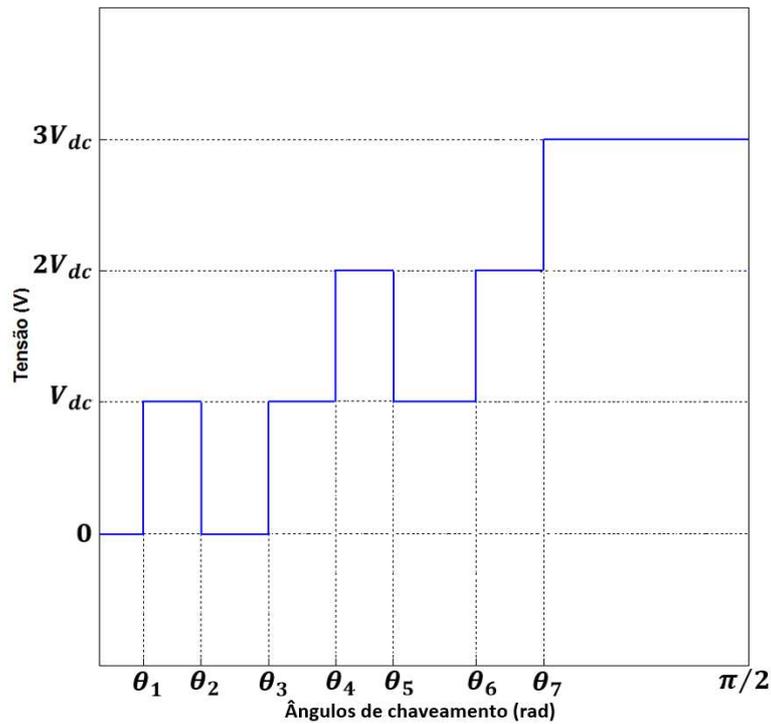
Figura 140 – Índice de modulação de amplitude em função das variáveis de acordo com os dados contidos na Tabela 47.



### 5.6 Simulação com 7 ângulos de chaveamento e $m_a$ variável

A Figura 141 representa  $\frac{1}{4}$  do ciclo da forma de onda de 7 níveis, utilizando 7 ângulos de chaveamento, sintetizada pelo MLC<sup>2</sup>-7L modular através do emprego da SHE-PWM. Observa-se na Figura 141 que os 7 ângulos de chaveamento proporcionam 7 transições, das quais 3 são entre níveis ( $\theta_1$ ,  $\theta_4$  e  $\theta_7$ ) e 4 são no mesmo nível, 2 em  $V_{dc}$  ( $\theta_2$  e  $\theta_3$ ) e 2 em  $2V_{dc}$  ( $\theta_5$  e  $\theta_6$ ). Além disso, apenas  $\theta_2$  e  $\theta_5$  apresentam transições negativas conferindo-lhes sinal negativo de acordo com as equações (2. 30) e (2. 31). As equações (5. 42) a (5. 50) definem os principais parâmetros teóricos das formas de onda sintetizadas pelo conversor.

Figura 141 –  $\frac{1}{4}$  de ciclo do sinal de 7 níveis com 7 variáveis para determinação da série de Fourier e DHT.



$$DHT\% = 100 \frac{\sqrt{f_{rms}^2 - f_{1rms}^2}}{f_{1rms}} \quad (5.42)$$

$$f_{rms} = \sqrt{\frac{2V_{dc}^2}{\pi} (-\theta_1 + \theta_2 - \theta_3 - 3\theta_4 + 3\theta_5 - 3\theta_6 - 5\theta_7 + 4.5\pi)} \quad (5.43)$$

$$f_{1rms} = \frac{4V_{dc}}{\sqrt{2\pi}} [\cos(\theta_1) - \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3) + \cos(\theta_4) - \cos(\theta_5) + \cos(\theta_6) + \cos(\theta_7)] \quad (5.44)$$

$$V_n = \frac{4V_{dc}}{\pi n} [\cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3) + \cos(n\theta_4) - \cos(n\theta_5) + \cos(n\theta_6) + \cos(n\theta_7)] \quad (5.45)$$

$$V_n^* = \frac{1}{n} [\cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3) + \cos(n\theta_4) - \cos(n\theta_5) + \cos(n\theta_6) + \cos(n\theta_7)] \quad (5.46)$$

$$m_{aGA} = \frac{1}{N} [\cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3) + \cos(n\theta_4) - \cos(n\theta_5) + \cos(n\theta_6) + \cos(n\theta_7)] \quad (5.47)$$

$$V_{ref} = Nm_{aref} \quad (5.48)$$

$$(5.49)$$

$$V_{7Lrms} = \frac{4V_{dc}3m_{aAG}}{\pi\sqrt{2}} = \frac{12V_{dc}m_{aAG}}{\pi\sqrt{2}}$$

$$V_{13Lrms} = \sqrt{3} \frac{12V_{dc}m_{aAG}}{\pi\sqrt{2}}, \quad (5.50)$$

A Tabela 45 e a Tabela 46 apresentam os resultados de simulações para o ensaio empregando 7 variáveis.

Tabela 49 – Determinação dos 7 ângulos de chaveamento a partir da avaliação da função  $F_5$  pelo AG para cada índice de modulação de amplitude.

$m_{aref}$	$m_{aAG}$	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	$\theta_6$	$\theta_7$
0.1	0.0908	65.13	75.94	85.78	85.96	86.30	89.47	89.65
0.2	0.2192	45.00	52.21	59.06	82.71	82.71	87.19	90.00
0.3	0.3024	42.19	56.25	61.87	63.28	70.31	82.44	89.66
0.4	0.3999	22.15	23.21	39.38	62.27	70.31	74.53	88.59
0.5	0.4971	28.12	28.12	39.37	48.07	50.62	59.06	80.20
0.6	0.5909	11.25	18.28	33.75	45.00	50.62	52.03	77.17
0.7	0.6936	5.98	7.38	21.12	45.18	54.95	57.48	61.52
0.8	0.7834	11.25	11.25	12.66	28.12	34.45	36.56	59.06
0.9	0.9064	1.99	6.70	8.05	11.06	11.25	19.70	38.67
0.95	0.9371	6.03	7.91	8.26	14.85	15.47	14.47	31.67
1.0	0.9499	5.89	6.47	8.31	11.95	16.87	17.64	27.77

As linhas referentes aos índices de modulação de amplitude de 0.2 e 0.3 sofreram uma adaptação na função original, onde foi inserido um coeficiente de valor igual a 2 nos termos referentes as amplitudes dos harmônicos de 11ª e 13ª ordens e um coeficiente de valor igual a 3 no termo referente a amplitude do harmônico de 5ª ordem, o qual na função original superou o valor estabelecido na norma.

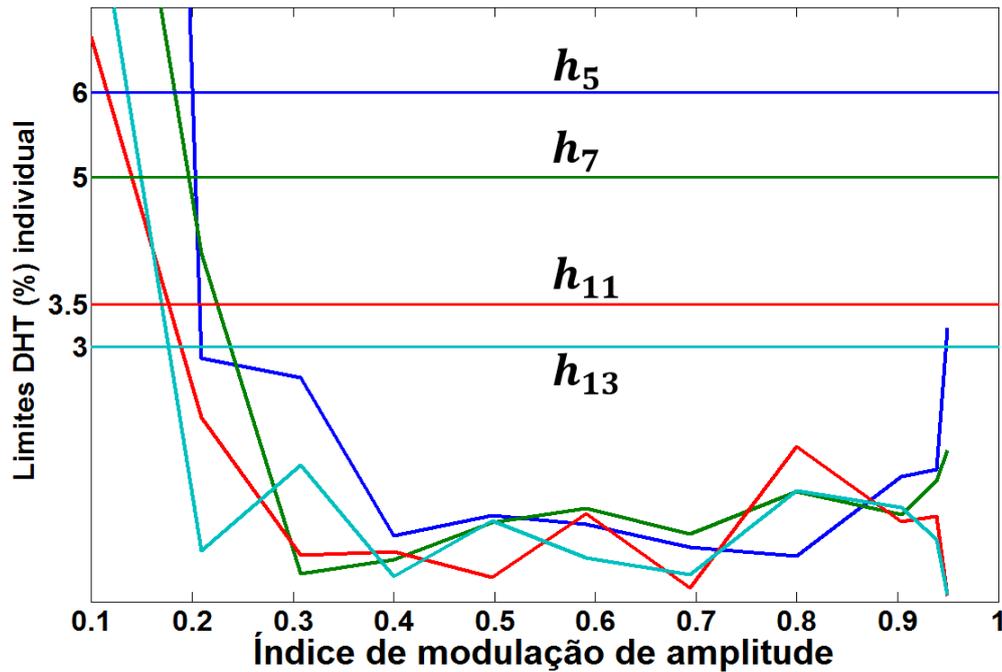
Tabela 50 – DHT% da tensão de fase e linha sintetizadas pelo conversor e DHT% individual dos harmônicos de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens com 5 ângulos de chaveamento e  $m_a$  variável.

$m_{aref}$	$V_{7Lrms}$	$L$	$DHT_{7L}$	$V_{13Lrms}$	$L$	$DHT_{13L}$	$h_5$	$h_7$	$h_{11}$	$h_{13}$	$h_{máx}$
0.1	24.39	7	161.86	42.24	7	118.92	25.43	13.29	16.14	14.92	h5
0.2	59.2	5	69.22	102.5	5	39.73	3.71	0.73	0.87	2.16	h17
0.3	81.78	7	68.02	141.7	7	45.14	0.83	2.51	0.25	0.35	h17
0.4	108.2	7	48.13	187.5	7	23.41	1.63	0.70	0.84	1.09	h17
0.5	134.2	7	48.35	232.5	9	15.02	0.29	3.03	2.13	0.09	h17
0.6	159.5	7	35.56	276.3	9	14.77	1.00	0.29	0.70	1.42	h17
0.7	187.2	7	27.41	324.3	11	13.64	0.68	1.12	0.51	0.78	h17
0.8	211.5	7	14.39	366.3	13	8.78	0.82	0.59	0.04	0.78	h25

<b>0.9</b>	<b>244.7</b>	<b>7</b>	<b>16.87</b>	<b>423.9</b>	<b>13</b>	<b>9.28</b>	<b>1.42</b>	<b>0.70</b>	<b>1.06</b>	<b>1.18</b>	<b>h17</b>
<b>0.95</b>	<b>253.0</b>	<b>7</b>	<b>20.48</b>	<b>438.2</b>	<b>13</b>	<b>6.98</b>	<b>1.33</b>	<b>1.45</b>	<b>1.15</b>	<b>0.63</b>	<b>h17</b>
<b>1.0</b>	<b>256.4</b>	<b>7</b>	<b>23.54</b>	<b>444.2</b>	<b>13</b>	<b>8.61</b>	<b>3.21</b>	<b>1.82</b>	<b>0.08</b>	<b>0.10</b>	<b>h17</b>

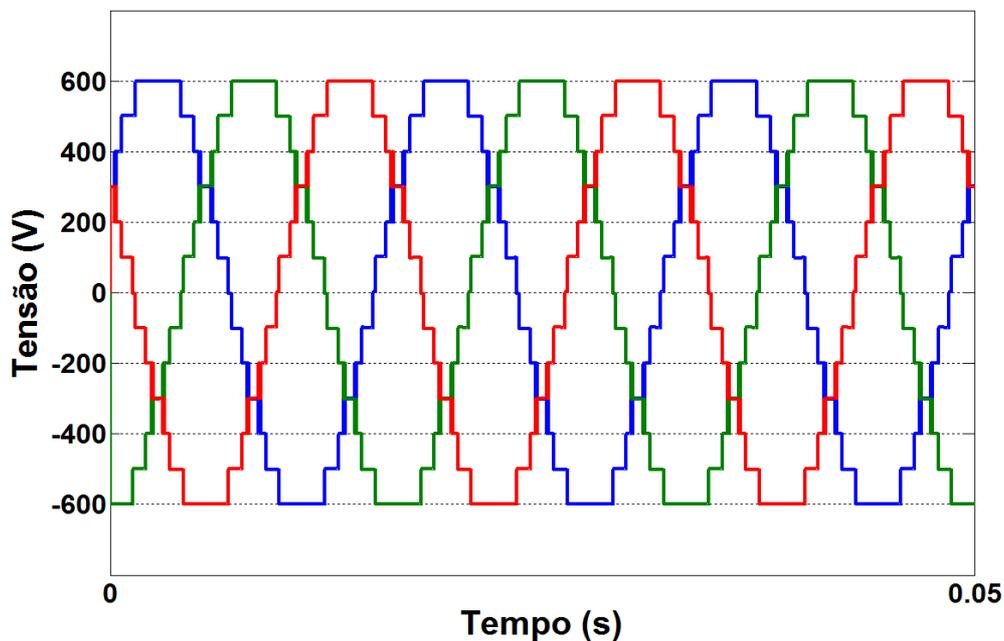
A Figura 142 ilustra as amplitudes individuais dos harmônicos mitigados pelo AG em função dos índices de modulação do conversor.

Figura 142 – Amplitudes harmônicas individuais de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens em função de  $m_a$  (Tabela 50) e seus respectivos valores limites (Tabela 19) para tensão até 13.8kV.



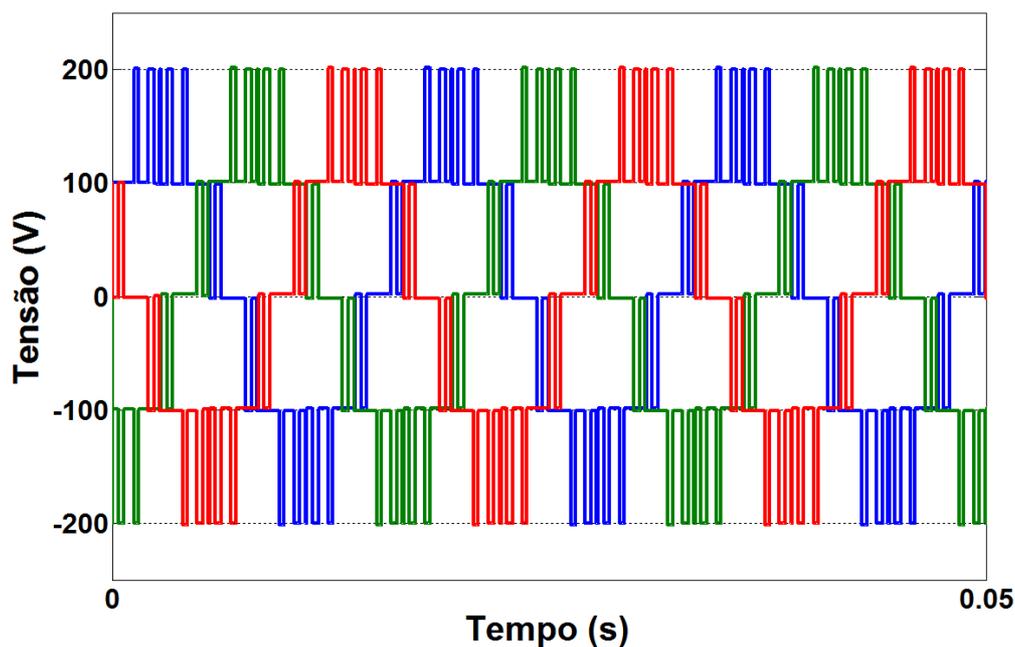
A Figura 143 e a Figura 144 ilustram as tensões de linha trifásicas geradas pelo conversor proposto nos limites de operação relativos aos índices de modulação de amplitude de 0.95 e 0.2, respectivamente.

Figura 143 – Tensões de linha trifásicas (13 níveis) moduladas com 7 variáveis para  $m_a=0.95$ .



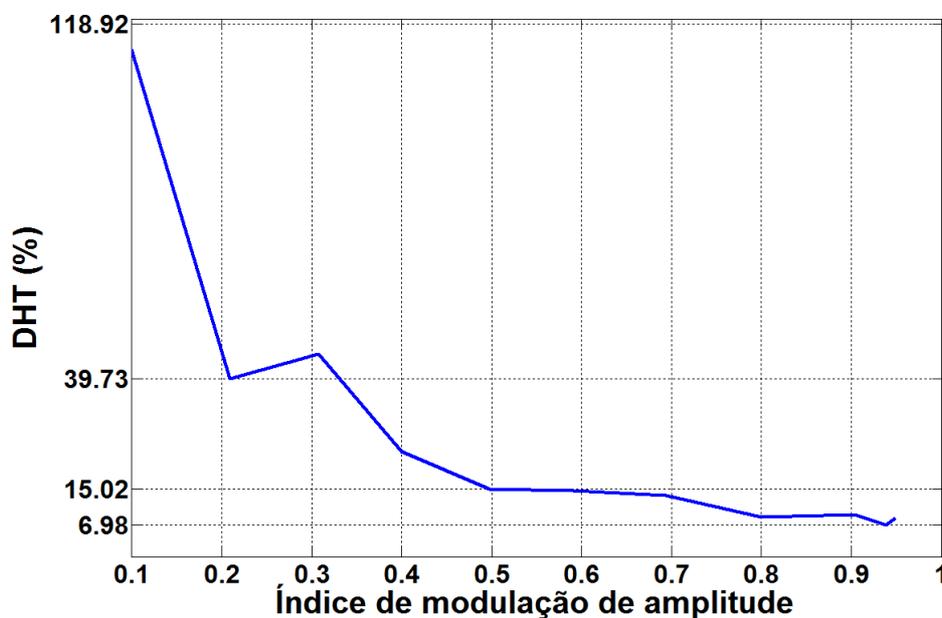
Nota-se que uma forma de onda de 5 níveis sintetizada empregando 7 variáveis a partir da SHE-PWM foi capaz de mitigar os harmônicos de baixa ordem selecionados conforme a Tabela 19.

Figura 144 – Tensões de linha trifásicas (5 níveis) moduladas com 7 variáveis para  $m_a=0.2$ .



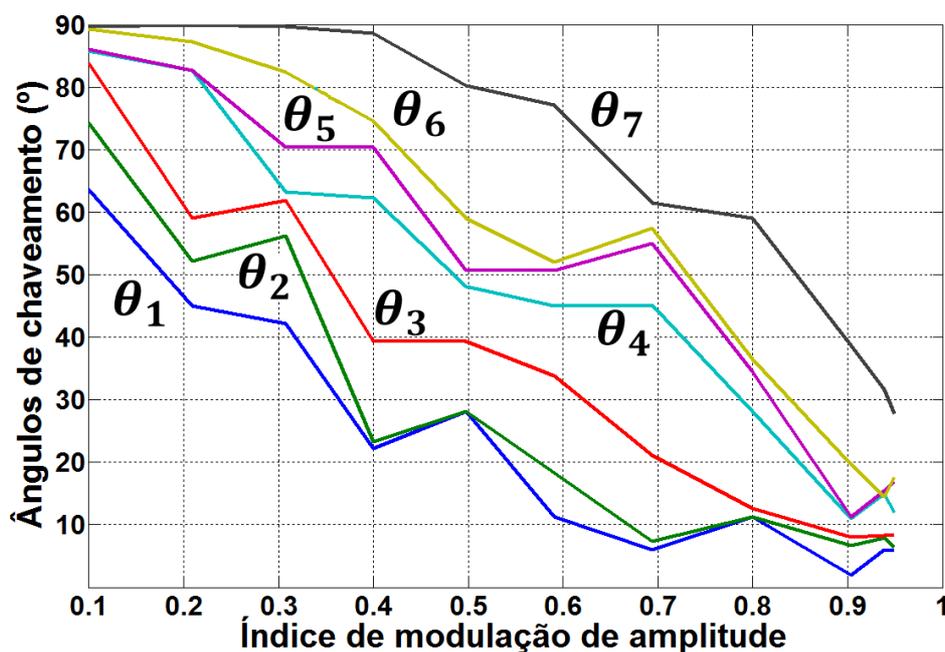
A Figura 145 apresenta o gráfico da DHT% em função do índice de modulação de amplitude, conforme os dados contidos na Tabela 50.

Figura 145 – Relação entre DHT% e índice de modulação de amplitude com 7 ângulos de chaveamento (Tabela 50).



A Figura 146 ilustra o gráfico dos 7 ângulos de chaveamentos em função dos índices de modulação de amplitude, ambos determinados pelo AG, a partir dos dados contidos na Tabela 49.

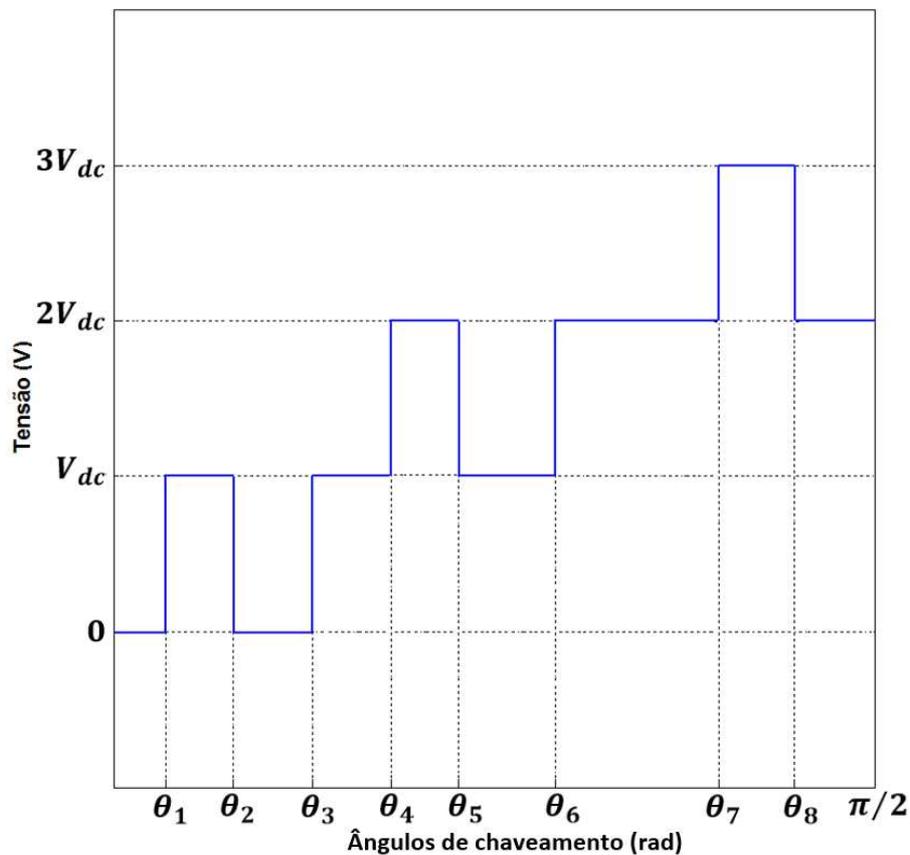
Figura 146 – Índice de modulação de amplitude em função das variáveis de acordo com os dados contidos na Tabela 49.



### 5.7 Simulação com 8 ângulos de chaveamento e $m_a$ variável

A Figura 147 ilustra o primeiro quarto da forma de onda sintetizada pelo MLC<sup>2</sup>-7L modular empregando 8 ângulos de chaveamento. Dentre as variáveis, 3 são para transição entre níveis ( $\theta_1$ ,  $\theta_4$  e  $\theta_7$ ), 2 para transição no nível de  $V_{dc}$  ( $\theta_2$  e  $\theta_3$ ), 2 para transição no nível de  $2V_{dc}$  ( $\theta_5$  e  $\theta_6$ ) e 1 para transição no nível de  $3V_{dc}$  ( $\theta_8$ ). Além disso,  $\theta_2$ ,  $\theta_5$  e  $\theta_8$  apresentam transição negativa.

Figura 147 –  $\frac{1}{4}$  de ciclo do sinal de 7 níveis com 8 variáveis para determinação da série de Fourier e DHT.



As equações (5. 51) até (5. 59) definem alguns parâmetros para aferição da qualidade do sinal sintetizado pelo conversor proposto, bem como confirmar os dados das simulações apresentados na Tabela 51 e na Tabela 52.

$$DHT\% = 100 \frac{\sqrt{f_{rms}^2 - f_{1rms}^2}}{f_{1rms}} \quad (5. 51)$$

$$f_{rms} = \sqrt{\frac{2V_{dc}^2}{\pi}(-\theta_1 + \theta_2 - \theta_3 - 3\theta_4 + 3\theta_5 - 3\theta_6 - 5\theta_7 + 5\theta_8 + 2\pi)} \quad (5.52)$$

$$f_{1rms} = \frac{4V_{dc}}{\sqrt{2}\pi} [\cos(\theta_1) - \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3) + \cos(\theta_4) - \cos(\theta_5) + \cos(\theta_6) + \cos(\theta_7) - \cos(\theta_8)] \quad (5.53)$$

$$V_n = \frac{4V_{dc}}{\pi n} [\cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3) + \cos(n\theta_4) - \cos(n\theta_5) + \cos(n\theta_6) + \cos(n\theta_7) - \cos(n\theta_8)] \quad (5.54)$$

$$V_n^* = \frac{1}{n} [\cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3) + \cos(n\theta_4) - \cos(n\theta_5) + \cos(n\theta_6) + \cos(n\theta_7) - \cos(n\theta_8)] \quad (5.55)$$

$$m_{aAG} = \frac{1}{N} [\cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3) + \cos(n\theta_4) - \cos(n\theta_5) + \cos(n\theta_6) + \cos(n\theta_7) - \cos(n\theta_8)] \quad (5.56)$$

$$V_{ref} = Nm_{aref} \quad (5.57)$$

$$V_{7Lrms} = \frac{4V_{dc}3m_{aAG}}{\pi\sqrt{2}} = \frac{12V_{dc}m_{aAG}}{\pi\sqrt{2}} \quad (5.58)$$

$$V_{13Lrms} = \sqrt{3} \frac{12V_{dc}m_{aAG}}{\pi\sqrt{2}}, \quad (5.59)$$

onde  $f_{rms}$  e  $f_{1rms}$  representam o valor eficaz de  $V_{a7L}$  (tensão de fase) e de  $V_{1a7L}$  (componente fundamental da tensão de fase) respectivamente, do sinal de tensão ilustrado na Figura 147.  $V_n$  é a amplitude das componentes senoidais da Série de Fourier e  $V_n^*$  é a amplitude normalizada em relação à constante  $4V_{dc}/\pi$ . Os índices de modulação de referência ( $m_{ref}$ ) e determinado pelo AG ( $m_{aAG}$ ) são empregados no controle de amplitude e as tensões eficazes de fase ( $V_{7Lrms}$ ) e linha ( $V_{13Lrms}$ ) ratificam os resultados da simulação.

A Tabela 51 apresenta os ângulos de chaveamento determinados pelo AG com o objetivo de mitigar os harmônicos de baixa ordem e manter o controle fino da amplitude da componente fundamental.

Tabela 51 – Determinação dos 8 ângulos de chaveamento a partir da avaliação da função  $F_5$  pelo AG para cada índice de modulação de amplitude.

$m_{aref}$	$m_{aAG}$	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	$\theta_6$	$\theta_7$	$\theta_8$
0.1	0.0906	67.50	75.79	82.97	82.97	82.97	89.30	89.30	89.30
0.2	0.2086	45.00	50.68	58.36	78.75	78.75	88.59	89.71	89.90
0.3	0.3078	11.25	14.77	39.98	72.77	75.08	84.53	87.39	87.91
0.4	0.4002	23.20	23.84	40.08	63.36	74.53	79.45	82.27	86.08
0.5	0.4979	18.28	22.50	25.31	56.25	62.58	66.09	67.50	71.41
0.6	0.5908	11.78	29.05	29.05	34.80	45.00	50.63	78.75	81.37
0.7	0.6941	8.61	10.59	17.85	19.69	49.51	51.86	62.76	75.94
0.8	0.8000	10.01	14.06	17.28	18.90	18.90	22.50	56.25	87.19
0.9	0.9038	2.81	9.14	10.55	11.14	11.95	20.04	39.24	90.00
0.95	0.9384	0	6.15	10.90	13.01	29.23	29.23	31.11	89.82
1.0	0.9498	4.09	6.51	9.32	11.76	12.00	13.00	27.95	90.00

A Tabela 52 elenca os principais parâmetros simulados da qualidade da forma de onda sintetizada pelo conversor a partir da utilização de 8 variáveis.

Tabela 52 – DHT% da tensão de fase e linha sintetizadas pelo conversor e DHT% individual dos harmônicos de 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup> ordens com 8 ângulos de chaveamento e  $m_a$  variável.

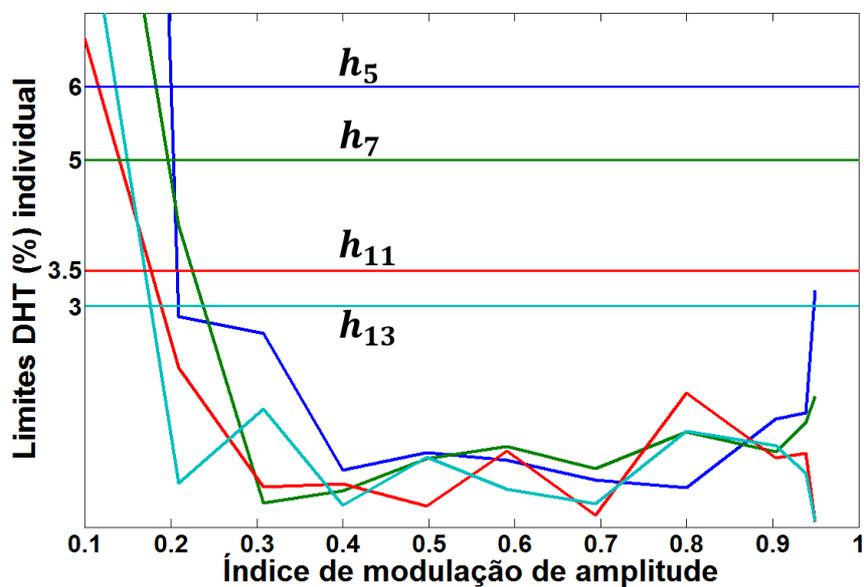
$m_{aref}$	$V_{7Lrms}$	$L$	$DHT_{7L}$	$V_{13Lrms}$	$L$	$DHT_{13L}$	$h_5$	$h_7$	$h_{11}$	$h_{13}$	$h_{máx}$
0.1	24.37	5	150.39	42.23	5	108.34	45.24	12.58	7.00	9.28	h5
0.2	56.32	7	69.79	97.6	7	40.28	2.87	4.10	2.17	0.60	h17
0.3	83.19	7	52.90	144.1	7	33.70	2.64	0.33	0.55	1.61	h17
0.4	108.3	7	53.16	187.5	9	25.85	0.78	0.49	0.59	0.30	h17
0.5	134.8	7	31.75	233.4	9	20.83	1.01	0.93	0.29	0.95	h19
0.6	160.0	7	21.77	277.2	11	18.14	0.91	1.10	1.04	0.51	h17
0.7	187.2	7	29.67	324.2	11	16.37	0.64	0.80	0.16	0.32	h17
0.8	216.0	7	18.13	374.0	13	11.24	0.54	1.30	1.83	1.31	h19
0.9	244.0	7	17.06	422.7	13	10.09	1.47	1.02	0.94	1.11	h17
0.95	253.3	7	23.41	438.8	13	11.14	1.55	1.42	1.00	0.73	h17
1.0	256.4	7	23.55	444.1	13	8.69	3.22	1.78	0.07	0.08	h17

A Figura 148 ilustra as amplitudes individuais dos harmônicos mitigados pelo AG em função dos índices de modulação do conversor. As linhas horizontais representam o valor máximo admissível para a amplitude normalizada de cada harmônico referentes à tensão nominal de 13.8kV de acordo com a Tabela 19.

Analisando a Figura 148, conclui-se que o conversor pode operar com índice de modulação de amplitude entre 0.2 a 0.95 quando utiliza a técnica SHE-PWM com 8 variáveis. A utilização de mais variáveis na modulação do sinal de saída do conversor possibilita aumento

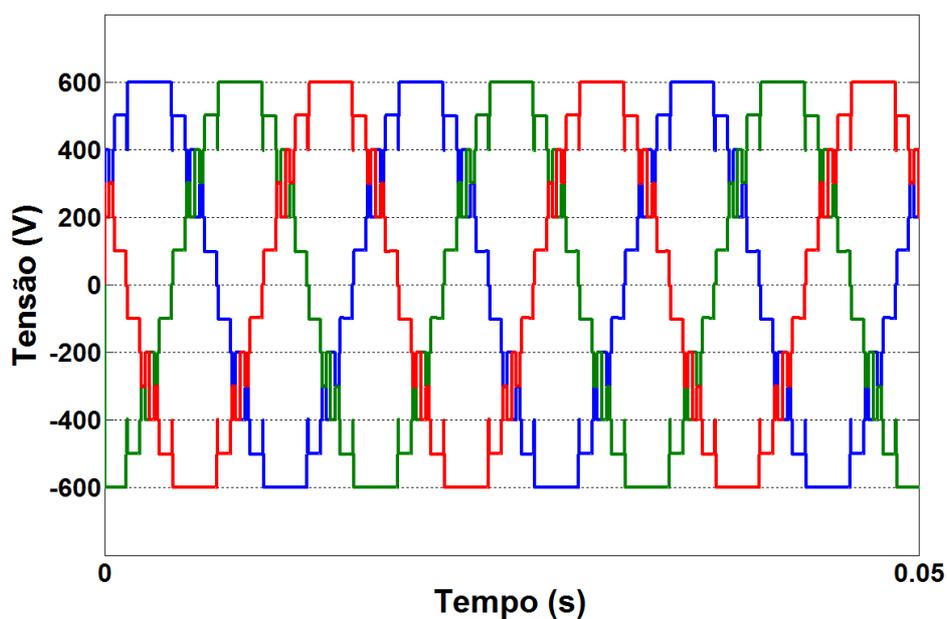
no intervalo de operação e na DHT%, o que inviabiliza a operação sem filtragem dentro da norma expedida pela ANEEL (Módulo 8).

Figura 148 – Amplitudes harmônicas individuais de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens em função de  $m_a$  (Tabela 52) e seus respectivos valores limites (Tabela 19) para tensão até 13.8kV.



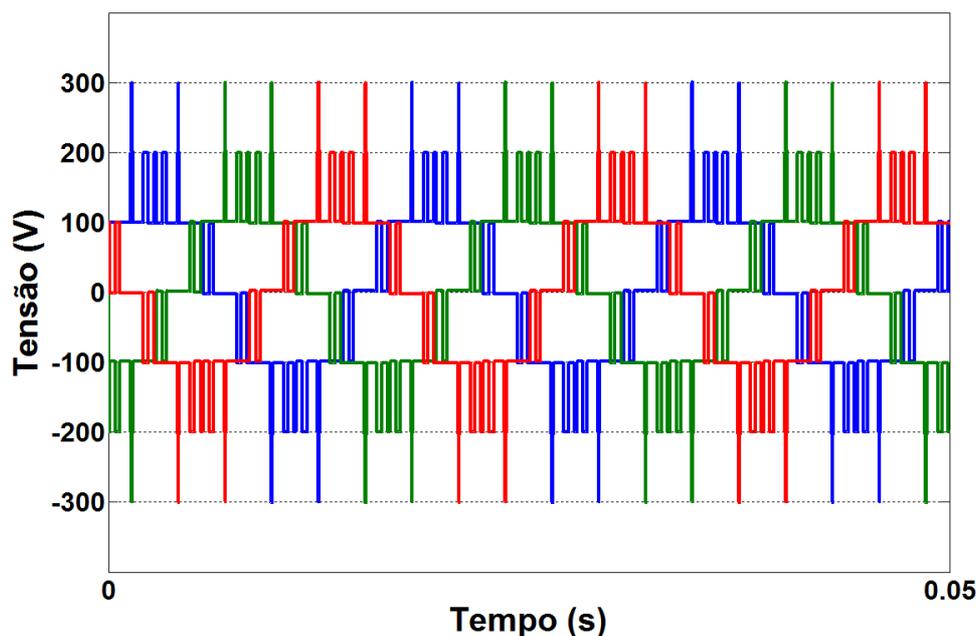
A Figura 149 ilustra 3 ciclos das tensões de linha trifásicas sintetizadas pelo conversor proposto nesta dissertação com índices de modulação de amplitude de 0.95.

Figura 149 – Tensões de linha trifásicas (13 níveis) moduladas com 8 variáveis para  $m_a=0.95$ .



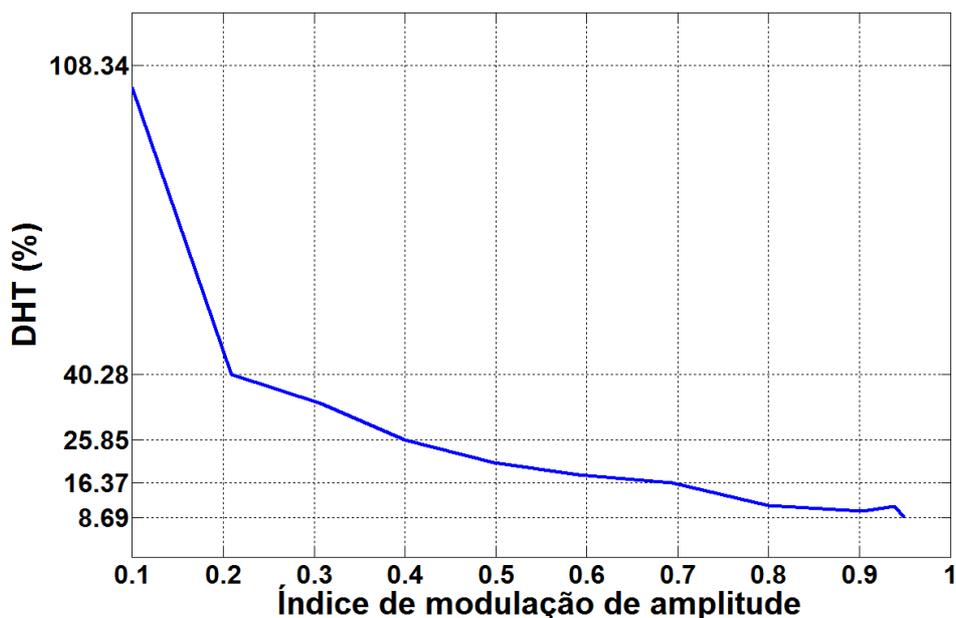
A Figura 150 apresenta 3 ciclos das tensões de linha trifásicas sintetizadas pelo  $MLC^2-7L$  modular operando com índice de modulação de amplitude de 0.2.

Figura 150 – Tensões de linha trifásicas (7 níveis) moduladas com 8 variáveis para  $m_a=0.2$ .



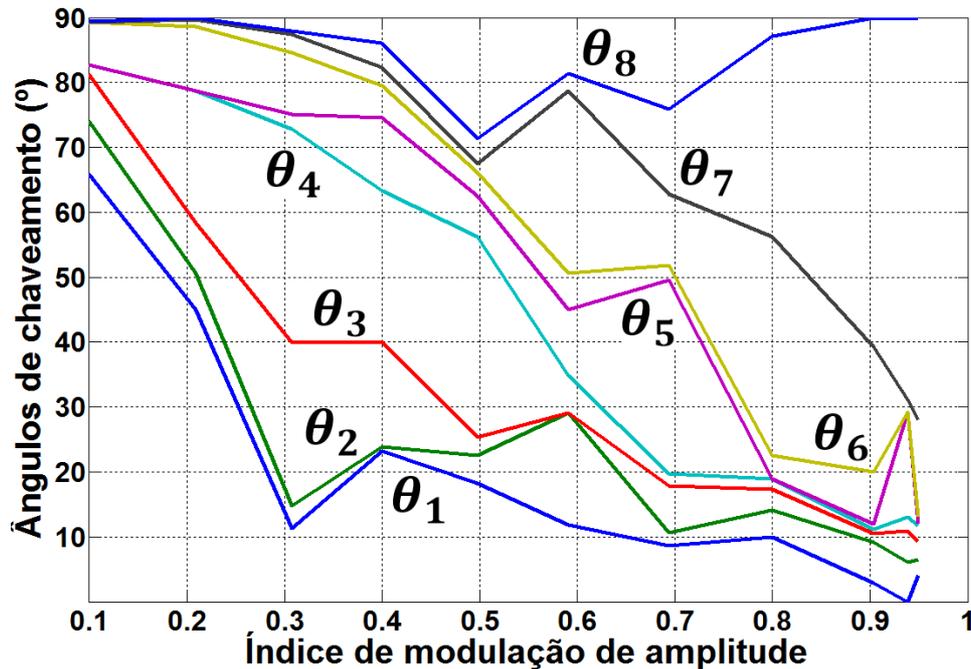
A Figura 151 relaciona o índice de modulação de amplitude com a DHT% da tensão de linha do conversor proposto. Os valores do índice de modulação referem-se ao índice de modulação calculado pelo AG ( $m_{aAG}$ ) listado na Tabela 51, enquanto a DHT% encontra-se na Tabela 52.

Figura 151 – Relação entre DHT% e índice de modulação de amplitude com 8 ângulos de chaveamento (Tabela 52).



A Figura 152 apresenta a variação dos 8 ângulos de chaveamento em função dos índices de modulação de amplitude calculados pelo AG ( $m_{aAG}$ ) e listados na Tabela 51.

Figura 152 – Índice de modulação de amplitude em função das variáveis de acordo com os dados contidos na Tabela 51.



### 5.8 Simulação com 9 ângulos de chaveamento e $m_a$ variável

Analisando a tensão de fase ilustrada na Figura 153, nota-se que a forma de onda é composta por 9 transições em  $\frac{1}{4}$  do período, sendo 3 entre níveis ( $\theta_1$ ,  $\theta_4$  e  $\theta_7$ ), 2 transições em  $V_{dc}$  ( $\theta_2$  e  $\theta_3$ ), 2 transições em  $V_{dc}$  ( $\theta_5$  e  $\theta_6$ ) e 2 transições em  $V_{dc}$  ( $\theta_8$  e  $\theta_9$ ).

Além disso, as transições em  $\theta_2$ ,  $\theta_5$  e  $\theta_8$  são negativas conferindo o referido sinal negativo na somatória dos seus respectivos cossenos conforme as equações (2. 30) e (2. 31).

As equações (5. 60) a (5. 68) referem-se a forma de onda ilustrada na Figura 153 e são análogas às obtidas nos ensaios anteriores. Assim, representam a confirmação teórica dos resultados simulados.

$$DHT\% = 100 \sqrt{\frac{f_{rms}^2 - f_{1rms}^2}{f_{1rms}^2}} \quad (5. 60)$$

$$f_{rms} = \sqrt{\frac{2V_{dc}^2}{\pi} (-\theta_1 + \theta_2 - \theta_3 - 3\theta_4 + 3\theta_5 - 3\theta_6 - 5\theta_7 + 5\theta_8 - 5\theta_9 + 4.5\pi)} \quad (5. 61)$$

$$f_{1rms} = \frac{4V_{dc}}{\sqrt{2}\pi} [\cos(\theta_1) - \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3) + \cos(\theta_4) - \cos(\theta_5) + \cos(\theta_6) + \cos(\theta_7) - \cos(\theta_8) + \cos(\theta_9)] \quad (5.62)$$

$$V_n = \frac{4V_{dc}}{\pi n} [\cos(\theta_1) - \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3) + \cos(\theta_4) - \cos(\theta_5) + \cos(\theta_6) + \cos(\theta_7) - \cos(\theta_8) + \cos(\theta_9)] \quad (5.63)$$

$$V_n^* = \frac{1}{n} [\cos(\theta_1) - \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3) + \cos(\theta_4) - \cos(\theta_5) + \cos(\theta_6) + \cos(\theta_7) - \cos(\theta_8) + \cos(\theta_9)] \quad (5.64)$$

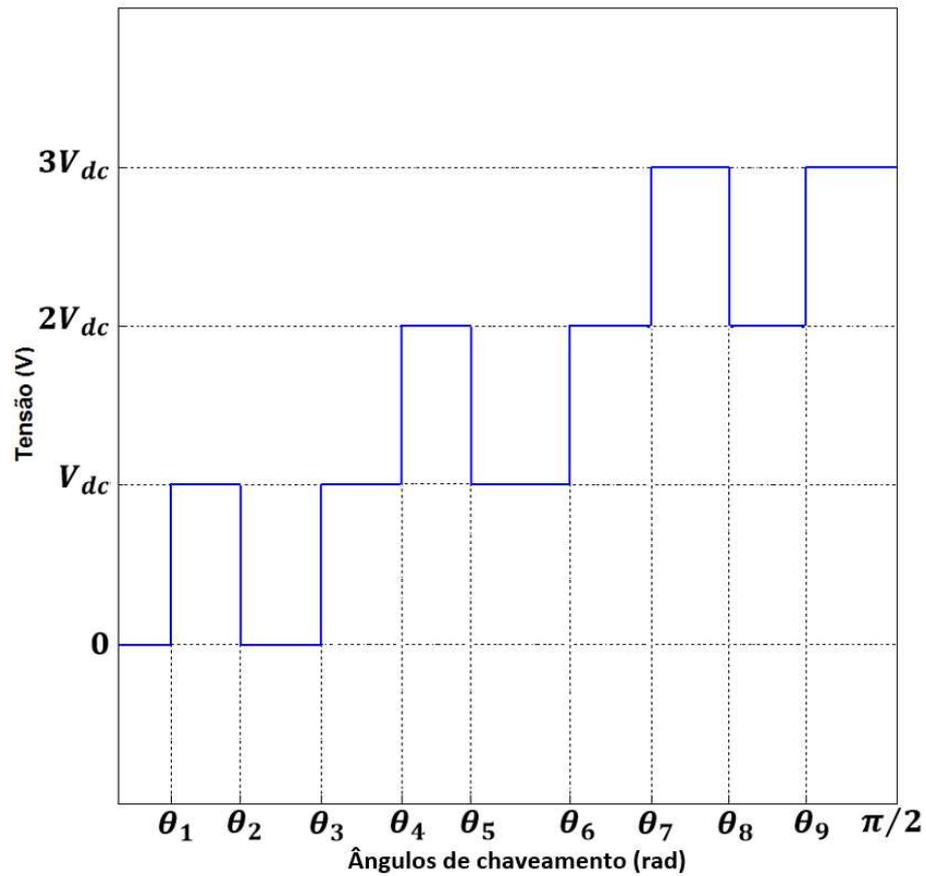
$$m_{aGA} = \frac{1}{N} [\cos(\theta_1) - \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3) + \cos(\theta_4) - \cos(\theta_5) + \cos(\theta_6) + \cos(\theta_7) - \cos(\theta_8) + \cos(\theta_9)] \quad (5.65)$$

$$V_{ref} = Nm_{aref} \quad (5.66)$$

$$V_{7Lrms} = \frac{4V_{dc}3m_{aAG}}{\pi\sqrt{2}} = \frac{12V_{dc}m_{aAG}}{\pi\sqrt{2}} \quad (5.67)$$

$$V_{13Lrms} = \sqrt{3} \frac{12V_{dc}m_{aAG}}{\pi\sqrt{2}}, \quad (5.68)$$

Figura 153 – ¼ de ciclo do sinal de 7 níveis com 9 variáveis para determinação da série de Fourier e DHT.



A Tabela 53 e a Tabela 54 apresentam os resultados de simulações para o ensaio com 9 variáveis.

Tabela 53 – Determinação dos 5 ângulos de chaveamento a partir da avaliação da função  $F_5$  pelo AG para cada índice de modulação de amplitude.

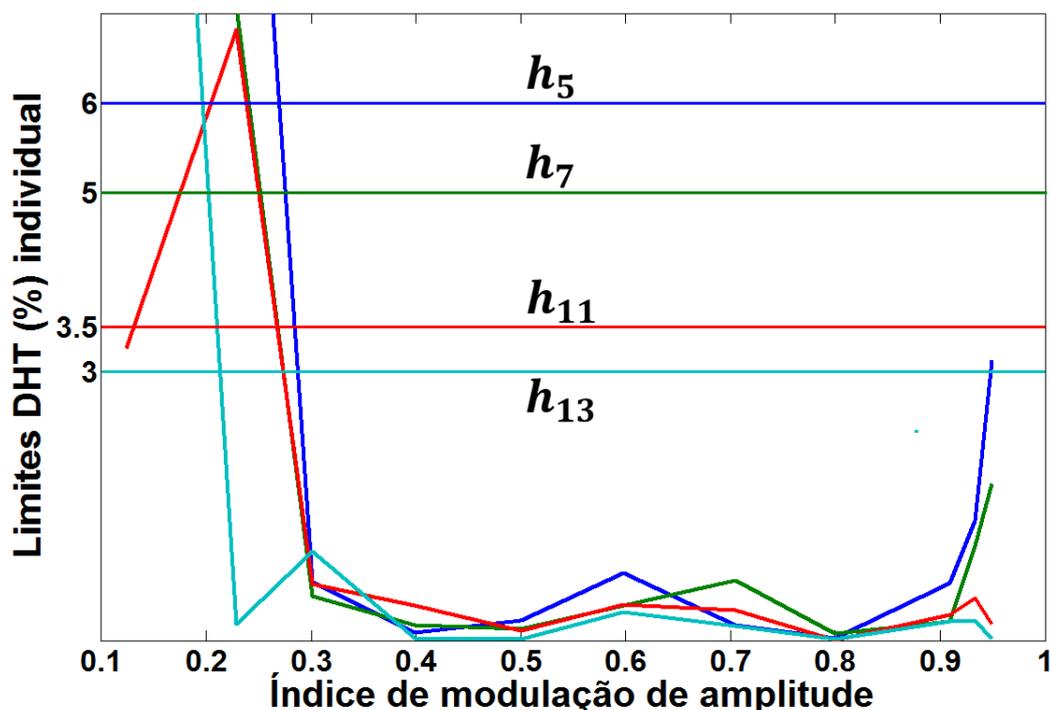
$m_{aref}$	$m_{aAG}$	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	$\theta_6$	$\theta_7$	$\theta_8$	$\theta_9$
0.1	0.1239	64.23	73.05	78.04	78.04	78.04	88.77	88.83	88.83	90.00
0.2	0.2283	46.41	53.44	60.47	76.75	76.75	84.37	85.78	85.78	90.00
0.3	0.3011	42.89	56.25	60.82	64.69	71.28	82.97	84.86	85.05	89.65
0.4	0.3988	39.11	45.79	48.16	60.47	67.24	73.12	76.99	79.45	89.30
0.5	0.5000	19.69	22.85	35.28	56.27	61.08	61.08	79.54	85.83	89.38
0.6	0.5976	7.03	23.91	26.57	39.38	70.31	73.38	77.99	80.31	86.66
0.7	0.7047	5.62	26.73	31.26	35.16	46.58	48.61	50.45	59.06	75.94
0.8	0.8000	8.09	9.66	13.70	23.84	27.99	33.01	43.23	44.80	57.67
0.9	0.9091	7.23	8.41	9.85	11.29	12.67	13.95	30.94	78.75	84.20
0.95	0.9336	3.56	8.72	9.74	11.75	12.31	17.03	27.42	30.94	35.16
1.0	0.9491	5.73	5.89	9.11	9.85	13.71	15.40	28.12	34.72	34.72

Tabela 54 – DHT% da tensão de fase e linha sintetizadas pelo conversor e DHT% individual dos harmônicos de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens com 5 ângulos de chaveamento e  $m_a$  variável.

$m_{ref}$	$V_{7Lrms}$	$L$	$DHT_{7L}$	$V_{13Lrms}$	$L$	$DHT_{13L}$	$h_5$	$h_7$	$h_{11}$	$h_{13}$	$h_{máx}$
0.1	33.43	5	119.95	57.87	5	79.10	40.66	10.07	3.26	19.25	h5
0.2	61.7	5	75.16	106.9	5	42.37	12.95	7.15	6.82	0.18	h5
0.3	81.45	7	67.05	141.1	7	43.53	0.65	0.49	0.63	0.99	h17
0.4	107.9	7	54.44	186.9	9	28.89	0.09	0.17	0.39	0.03	h17
0.5	135.0	7	40.77	233.9	9	22.16	0.22	0.13	0.11	0.02	h17
0.6	161.6	7	26.79	280.0	11	18.44	0.75	0.39	0.40	0.32	h17
0.7	190.3	7	28.05	329.5	11	17.79	0.17	0.67	0.34	0.16	h17
0.8	216.0	7	15.93	374.1	13	11.07	0.03	0.08	0.01	0.02	h19
0.9	245.4	7	26.88	425.0	13	10.89	0.64	0.21	0.29	0.21	h17
0.95	252.1	7	21.11	436.6	13	8.88	1.34	1.06	0.47	0.22	h19
1.0	256.2	7	24.10	443.8	13	9.84	3.13	1.75	0.18	0.02	h17

A Figura 154 ilustra as amplitudes dos harmônicos de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens mitigados pelo AG em relação aos seus respectivos limites elencados na Tabela 19 considerando operação com tensão nominal no barramento CC de até 13.8kV.

Figura 154 – Amplitudes harmônicas individuais de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens em função de  $m_a$  (Tabela 54) e seus respectivos valores limites (Tabela 19) para tensão até 13.8kV.



A Figura 155 e a Figura 156 ilustram 3 ciclos das tensões de linha trifásicas sintetizadas pelo conversor proposto nesta dissertação com índices de modulação de amplitude de 0.95 e 0.3, respectivamente.

Figura 155 – Tensões de linha trifásicas (13 níveis) moduladas com 9 variáveis para  $m_a=0.95$ .

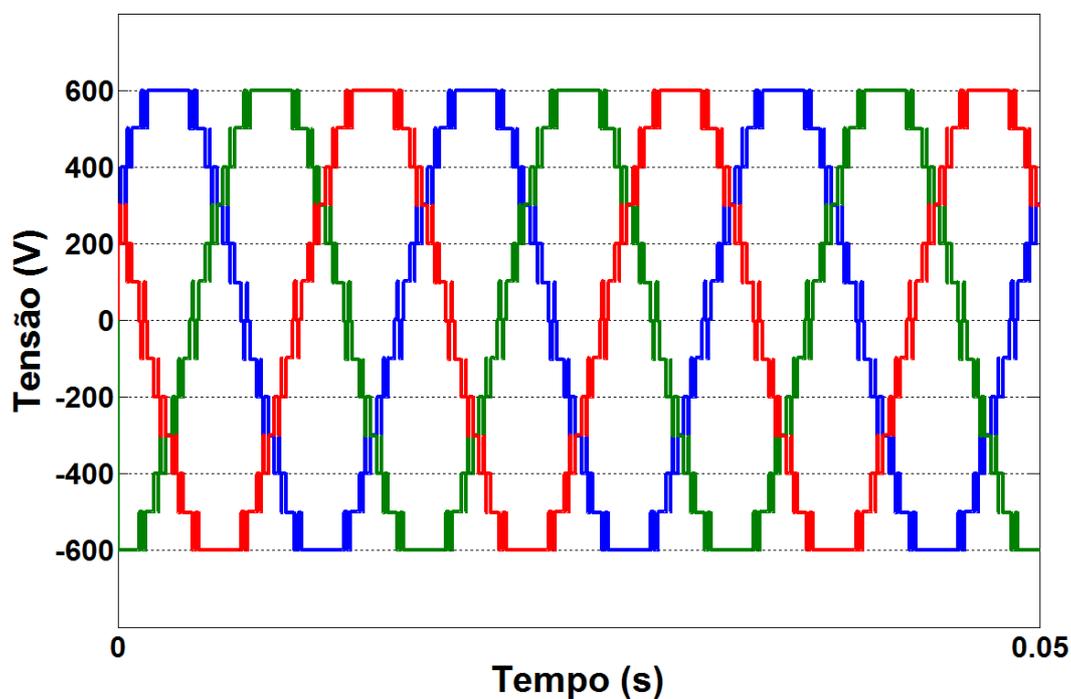
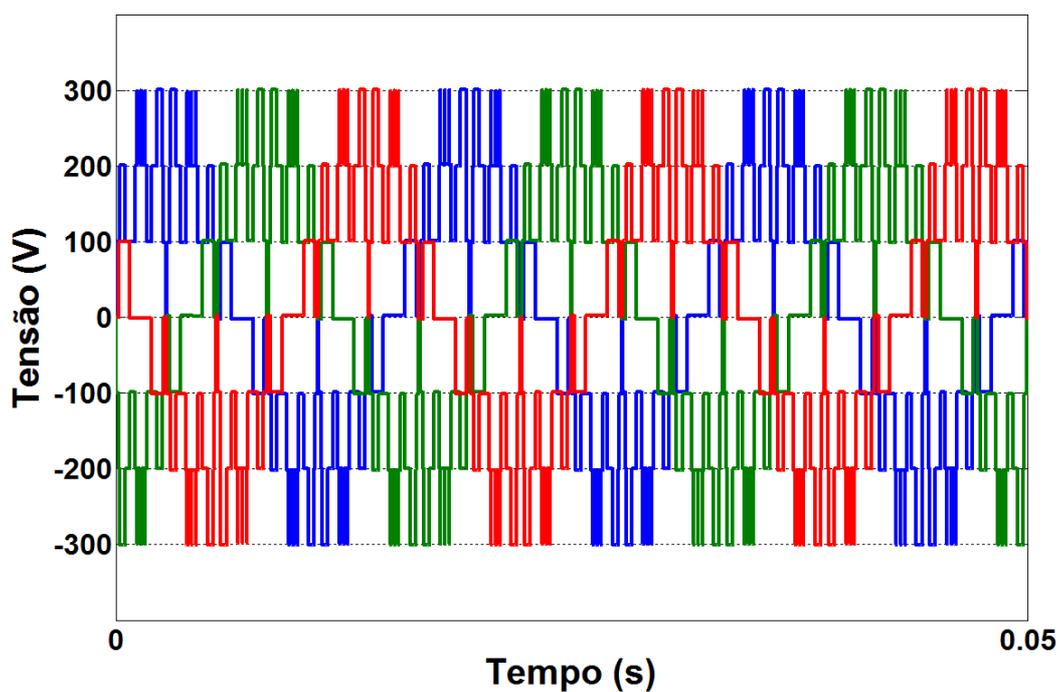


Figura 156 – Tensões de linha trifásicas (7 níveis) moduladas com 9 variáveis para  $m_a=0.3$ .



A Figura 157 e a Figura 158 relacionam o índice de modulação de amplitude calculado pelo AG ( $m_{aAG}$ ) com a DHT% da tensão de linha e com os ângulos de chaveamento, respectivamente.

Figura 157 – Relação entre DHT% e índice de modulação de amplitude com 9 ângulos de chaveamento (Tabela 54).

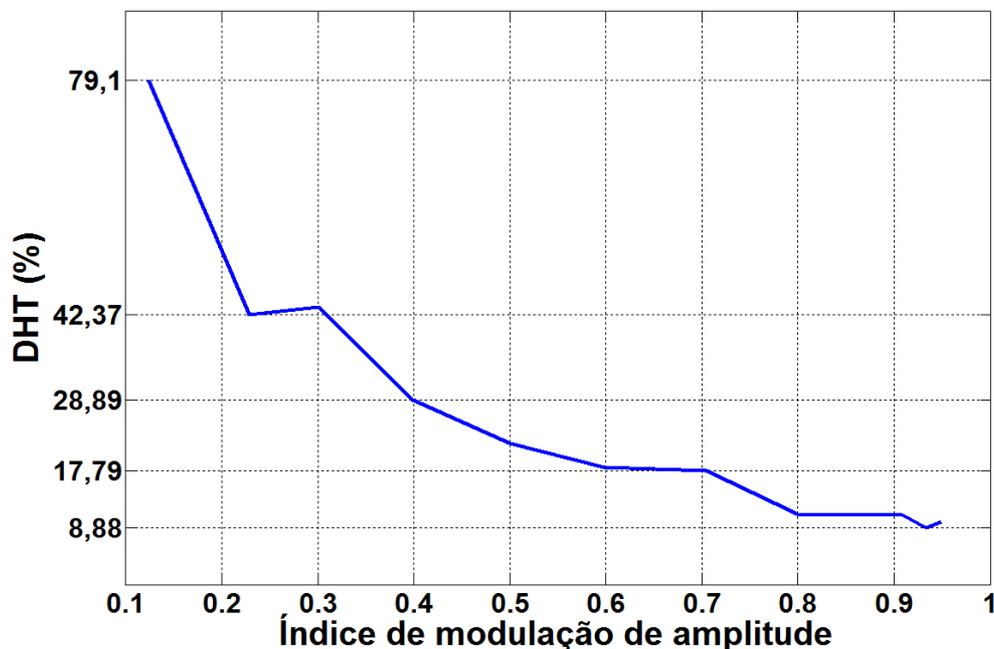
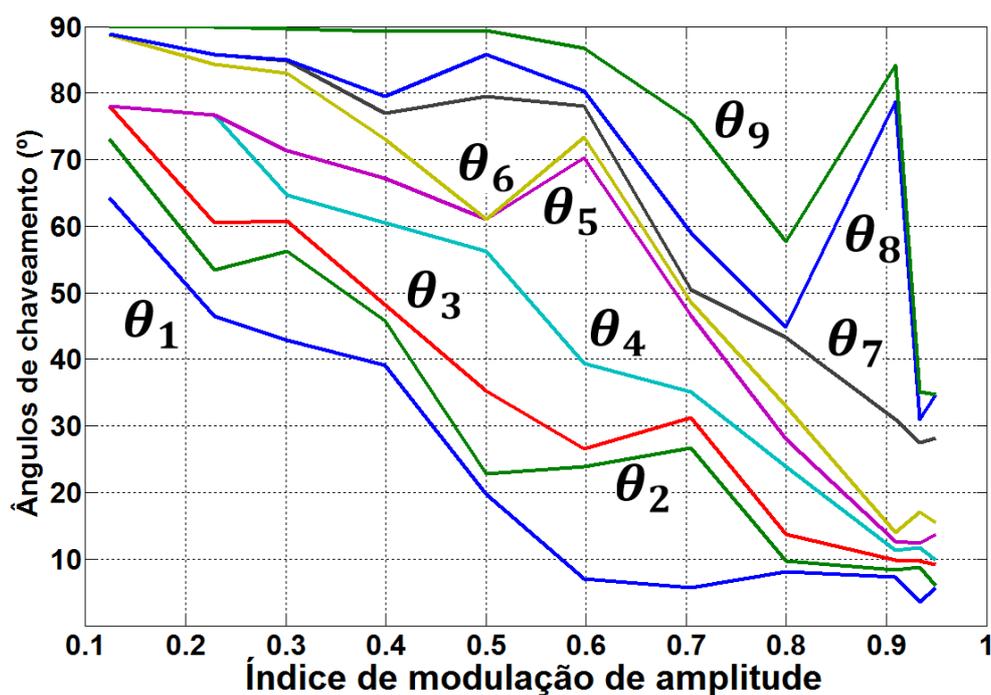


Figura 158 – Índice de modulação de amplitude em função das variáveis de acordo com os dados contidos na Tabela 53.



## 5.9 Conclusões parciais

As assertivas referentes às simulações efetuadas no capítulo 4 são mantidas neste capítulo. Assim, de maneira geral, o acréscimo de ângulos de chaveamento acarreta aumento na frequência de chaveamento e na DHT% do sinal de saída do MLC<sup>2</sup>-7L modular conforme ratificado pelos resultados teóricos e simulados apresentados neste capítulo. Contudo, as formas de onda moduladas com mais variáveis apresentam melhor mitigação harmônica, isto é, são capazes de se adequar melhor ao Módulo 8 reduzindo mais harmônicos. Os dados da DHT% da tensão de fase do conversor proposto em todas as simulações são ratificados nas equações teóricas da DHT% descritas ao longo deste capítulo.

Percebe-se claramente que o acréscimo das variáveis provoca um aumento na DHT% das tensões de fase e linha sintetizadas pelo conversor e uma ampliação no intervalo de operação do conversor em relação à supressão harmônica seletiva. Desta forma, é possível operar nas regiões de baixo índice de modulação empregando filtros para eliminação das componentes harmônicas de frequências superiores a 1.0kHz, uma vez que as amplitudes dos harmônicos relativos às frequências inferiores a 1.0kHz estão em conformidade com a norma de qualidade de energia referenciada nesta dissertação de acordo com as informações contidas nas tabelas apresentadas neste capítulo referentes à análise quantitativa do espectro harmônico das tensões de linha (13 níveis). Tal característica torna vantajoso o dimensionamento dos componentes do filtro a ser empregado.

Além disso, é importante ressaltar a possibilidade de alteração nos coeficientes referentes aos termos da função de custo avaliada pelo AG com a finalidade de adequação das amplitudes harmônicas mitigadas (5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup>) aos limites estabelecidos na norma de qualidade de energia elétrica expedida pela ANEEL. Observa-se que todas as funções de custo apresentadas neste capítulo são formadas a partir da soma de dois termos, referentes ao controle da amplitude (erro absoluto entre a tensão desejada e a referência) e à supressão harmônica seletiva (somatória das amplitudes normalizadas em relação à componente fundamental).

## CONCLUSÕES

No capítulo 1 foi apresentada a tecnologia dos principais conversores multiníveis (CHB, DCMC e FCMC) abordando topologia, lógica de chaveamento, aplicações industriais, vantagens e desvantagens. Ainda foram expostas, brevemente, algumas topologias híbridas, dentre as quais, destaca-se a estrutura *back-to-back*.

Além disso, o conceito de grampeamento multinível ( $MLC^2$ ), fundamental nesta dissertação, é detalhado e uma nova topologia multinível baseada no  $MLC^2-5L$  modular é proposta. O  $MLC^2-7L$  modular proposto emprega a tecnologia NPC, modular e robusta, amplamente implementada na indústria e, desta forma, mantém a estrutura global do conversor relativamente simples, facilitando seu processo de fabricação. Além disso, aumenta o número de níveis na tensão de saída, com um menor número de componentes, quando comparado ao clássico DCMC-7L (Tabela 11 e Tabela 12), no entanto, necessita de um transformador trifásico para síntese do sinal desejado (Figura 46). Porém, o uso de filtro e transformador à saída de conversor multinível é comum em muitas aplicações.

O capítulo 2 concentra-se nos principais esquemas de modulação aplicados ao chaveamento dos conversores multiníveis fornecendo uma base teórica para escolha da técnica a ser empregada no  $MLC^2-7L$  modular proposto.

No capítulo 3 foi apresentada uma estratégia de modulação, baseada no emprego da técnica de otimização AG disponível no MATLAB, levando em consideração a eficiência e a qualidade da energia elétrica fornecida pelo conversor. Assim, os principais esforços na elaboração da modulação foram mitigar componentes harmônicas na carga, reduzir perdas de chaveamento e assegurar a operação do conversor na menor frequência de chaveamento possível.

A formulação SHE-PWM com simetria de  $\frac{1}{4}$  de onda foi adotada neste trabalho com a finalidade de diminuir a complexidade do problema em função da redução do domínio das variáveis e eliminação da componente CC ( $a_0$ ), dos coeficientes cosseno ( $a_n$ ) e dos harmônicos pares dos coeficientes seno ( $b_n$ ) resultando em menor número de equações que requerem solução em um espaço de busca restrito.

Algoritmo genético foi utilizado para solucionar o sistema de equações transcendentais inerente à estratégia de modulação escolhida, onde foi adotada uma abordagem de mitigação de específicos harmônicos de baixa ordens aos limites de rede estabelecidos na norma brasileira de qualidade de energia (ANEEL). Ainda, ressalta-se que o emprego da técnica de otimização AG não limita a supressão harmônica ao número de variáveis utilizadas na função

de avaliação tal como nas técnicas convencionais de cálculo numérico iterativo (APÊNDICE B). Fato este foi demonstrado, principalmente, nas simulações com três variáveis, onde é possível controlar a amplitude da componente fundamental e mitigar os harmônicos de 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup> ordens para valores aceitáveis no Módulo 8 – PRODIST. Também é possível diminuir amplitudes de harmônicos individuais através da simples inserção de coeficientes (pesos) nos respectivos termos destes harmônicos contidos na função de avaliação do AG proporcionando flexibilidade na estratégia de modulação.

Em suma, a estratégia de modulação emprega eliminação harmônica através da formulação com simetria de ¼ de onda para eliminação dos harmônicos pares combinada à mitigação dos harmônicos de baixa ordem selecionados, harmônicos ímpares não múltiplos de três (Figura 39). Os harmônicos ímpares múltiplos de três foram eliminados pelo arranjo triângulo-estrela para síntese da tensão de linha (13 níveis).

Nos capítulos 4 e 5, o número de ângulos de chaveamento ( $k$ ) varia de 3 a 9, com o intuito de determinar o efeito do aumento das variáveis na distorção harmônica total, na mitigação harmônica seletiva e na frequência de chaveamento do conversor. No capítulo 5 também é analisado o limite de operação do conversor.

As informações dos testes, realizados *off-line*, empregando 3 variáveis ( $k = 3$ ) serviram como base para a escolha da função de avaliação a ser adotada nos próximos ensaios ( $4 \leq k \leq 9$ ). Desta forma foi possível padronizar todas as informações adquiridas nos diversos ensaios com o intuito de quantificá-las corretamente mostrando as diversas possibilidades de aplicação da técnica de modulação proposta.

Todos os resultados obtidos foram comparados com as exigências de qualidade da energia elétrica estabelecidas no Módulo 8 – PRODIST [27] e elencadas na Tabela 19.

No capítulo 4, o AG calcula os ângulos de chaveamento a partir da análise de 2 funções relatadas na literatura com o único objetivo de mitigar e/ou minimizar os harmônicos selecionados sem controle de amplitude da componente fundamental e, conseqüentemente, determina o índice de modulação de amplitude ( $m_a$ ) para o qual o conversor sintetiza uma forma de onda com a menor distorção harmônica total possível empregando a técnica de modulação SHE–PWM com AG no MLC<sup>2</sup>–7L modular. Nestes casos, os valores do índice de modulação de amplitude ( $m_a$ ) obtidos foram próximos de 0.9, o que podem ser de interesse nas aplicações que operam com  $m_a$  fixo.

Da análise dos resultados de simulação referentes ao capítulo 4 conclui-se que a frequência de chaveamento do ramo interno (MCU) varia linearmente com o aumento de ângulos de chaveamento, desta forma, quanto maior o número de variáveis maior será a frequência

de chaveamento das chaves  $T_{3a}$ ,  $T_{4a}$ ,  $T_{3a'}$  e  $T_{4a'}$  (Figura 46). Generalizando para  $k$  variáveis a frequência de chaveamento do ramo interno será  $k$  vezes a frequência da componente fundamental que neste caso é 60Hz. Averiguando o comportamento das chaves que constituem o ramo externo ( $T_{1a}$ ,  $T_{2a}$ ,  $T_{1a'}$  e  $T_{2a'}$ ) nota-se que, a partir de 6 variáveis, a frequência de chaveamento triplica em relação à fundamental. As linhas destacadas na Tabela 36 e na Tabela 37 representam os melhores resultados em ambos os ensaios considerando frequência de chaveamento, DHT% e eficiência da mitigação harmônica para supressão até o 13° e 37° harmônicos, respectivamente.

Ainda, devido o conversor multinível operar com as chaves de maior potência em baixa frequência (ramo externo) e as de menor potência (ramo interno) com maiores frequências de chaveamento, tanto as perdas por comutação quanto as por condução são reduzidas pois há a possibilidade de utilização de chaves com diferentes tecnologias de semicondutores em função dos diferentes valores de tensão e corrente requeridos, conferindo maior estabilidade e rendimento à estrutura. Atualmente já existem comercialmente módulos de dispositivos semicondutores de potência do tipo NPC combinando as tecnologias MOSFET e IGBT.

Em relação ao aumento de variáveis na síntese do sinal de 7 níveis, não foi possível definir de forma precisa o comportamento da DHT da tensão de fase. Tanto na Tabela 36 quanto na Tabela 37, a distorção harmônica varia de forma aleatória. Entretanto, avaliando a Tabela 37 nota-se que a inclusão de mais harmônicos ímpares não múltiplos de 3 até o limite do 37°, isto é, aumento da quantidade de harmônicos suprimidos, proporciona, na maioria dos casos, a geração de sinais com DHT menores. Desta forma, a menor DHT com  $m_a$  fixo encontra-se na Tabela 37 com valor de 18.61%, cujo sinal foi produzido a partir da utilização de 3 ângulos de chaveamento. É importante observar que o ensaio com 5 ângulos de chaveamento listado na Tabela 37 apresentou resultados similares à simulação com 3 variáveis pois os ângulos de chaveamento  $\theta_3$  e  $\theta_4$  são iguais (ver Figura 70 e Tabela 27). Exceção ocorre no ensaio com 4 variáveis em que a DHT de 25.08% (Tabela 37) supera a DHT de 17.26% (Tabela 36).

De maneira geral, a DHT da tensão de linha aumenta com o acréscimo do número de variáveis. Assim, o sinal de 13 níveis sintetizado através da modulação com 3 variáveis apresenta a menor DHT dentre as simulações executadas com valor de 6.31%. Na Tabela 36, o ensaio com 7 variáveis apresentou DHT de 20.41% em função do baixo índice de modulação de 0.5819 ocasionando a síntese de uma tensão de linha de 9 níveis justificando a alta DHT. Ainda, a Tabela 37 apresenta valores de DHT do sinal de 13 níveis menores em relação aos

dados contidos na Tabela 36, mais harmônicos mitigados proporciona menor DHT, com exceção para o caso de 3 variáveis citado anteriormente.

De regra, para uma mesma quantidade de variáveis, nota-se que o aumento do número de harmônicos selecionados para mitigação e/ou minimização provoca uma majoração na ordem do harmônico que supera o limite estabelecido pela ANEEL ( $h_{máx}$ ), possibilitando a utilização de filtros com menores restrições. Exceção para os ensaios com 3 e 5 variáveis listados na Tabela 37. No entanto, como o AG deve encontrar soluções com maiores requisitos, isto é, mitigar e/ou minimizar mais harmônicos, o conteúdo harmônico individual em baixas frequências é aumentado. Neste trabalho houve restrição no domínio das variáveis em função da simetria de  $\frac{1}{4}$  de onda, bem como na adoção dos critérios estabelecidos pelo Módulo 8 – PRODIST (ANEEL).

O acréscimo nas variáveis produz melhores resultados tanto em relação à amplitude normalizada dos harmônicos ( $h_n$ ) quanto em relação à ordem do harmônico que supera o limite estabelecido pela ANEEL ( $h_{máx}$ ). No entanto, se por um lado é possível diminuir as restrições quanto à utilização de filtros por outro aumentam-se as perdas relacionadas à frequência de chaveamento. Assim, as escolhas das restrições no problema de otimização, da função de custo a ser adotada e do número de variáveis estão totalmente subordinadas às especificidades do projeto a ser implementado.

No capítulo 5 foram mitigados harmônicos específicos com controle da amplitude e da frequência da componente fundamental. Também foram avaliadas 4 funções de aptidões relatadas na literatura e mais uma função foi proposta nesta dissertação.

As análises relacionadas à supressão harmônica seletiva, DHT% e frequência de chaveamento são mantidas para o caso de controle da amplitude ( $m_a$  variável). Foi constatado que o acréscimo das variáveis empregadas na modulação provoca aumento no intervalo de operação do conversor, possibilitando operação do MLC<sup>2</sup>-7L modular em baixos índices de modulação. No entanto, a adequação à norma em relação a DHT% só é possível através da utilização de filtros para eliminação dos harmônicos de frequências superiores a 1kHz. Assim, é possível operar nas regiões com índices de modulação entre 0.2 e 0.95.

A técnica de modulação aplicada ao MLC<sup>2</sup>-7L modular opera em baixa frequência de chaveamento, com frequência máxima de chaveamento de 540Hz (ramo interno) e 180Hz (ramo externo) relativa ao ensaio com 9 ângulos de chaveamento, estando de acordo com os objetivos propostos, tais como, otimização do processamento de alta potência elétrica em média tensão, geração de formas de onda de 13 níveis com baixa DHT e conformidade à

norma de qualidade de energia, redução das perdas de chaveamento, diminuição dos custos e circuitos de potência e controle relativamente simples.

Como trabalho futuro, será importante a implementação física do conversor proposto bem como seus controladores. Ainda, o estudo de outras técnicas de resolução dos sistemas de equações transcendentais inerentes à SHE–PWM com implementação *online*, empregando memória e processamento reduzidos, é fundamental para a melhor aceitação da técnica de modulação empregada nesta dissertação.

## REFERÊNCIAS

- [1] A. SALEM, M. F. ELSIED e J. DRUANT, “An advanced multilevel converter topology with reduced switching elements,” *Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, pp. 1201-1207, Novembro 2014.
- [2] B. WU, *High-power converters and AC drives*, New Jersey: Wiley Interscience, 2006.
- [3] M. F. ESCALANTE, J. C. VANNIER e A. ARZANDE, “Flying capacitor multilevel inverters and DTC motor drive applications,” *IEEE Trans. Industry Electronics*, pp. 809-815, Agosto 2002.
- [4] H. HOSODA e S. PEAK, “Multi-level converters for large capacity motor drive,” *Conf. Rec. IEEJ Int. Power Electron. Conf.*, pp. 516-522, Junho 2010.
- [5] K. GOPAKUMAR, B. WU e M. A. PÉREZ, “Recent advances and industrial applications of multilevel converters,” *IEEE Trans. Ind. Electronic*, vol. 57, pp. 2553-2580, Agosto 2010.
- [6] X. GONG, “A 3.3kV IGBT module and application in Modular Multilevel converter for HVDC,” *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 1944-1949, 2012.
- [7] Z. ZHENG, K. WANG e L. XU, “A Hybrid Cascaded Multilevel Converter for Battery Energy Management Applied in Electric Vehicles,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 3537-3546, Julho 2014.
- [8] L. M. TOLBERT e F. Z. PENG, “Multilevel converters as a utility interface for renewable energy systems,” *Proc. 2000 IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, vol. I, pp. 1271-1274, 2000.
- [9] M. H. RASHID, *Power Electronics Handbook*, 3<sup>a</sup> ed., Burlington, MA: Elsevier, 2011.
- [10] L. G. FRANQUELO, J. RODRIGUEZ e S. KOURO, “Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, pp. 1786-1817, Novembro 2009.
- [11] L. JUN, S. BHATTACHARYA e A. Q. HUANG, “A new nine-level active NPC (ANPC) converter for grid connection of large wind turbines for distributed generation,” *IEEE Trans. Power Elec-tron.*, pp. 961-972, Março 2011.
- [12] A. A. BOORA, A. NAMI e F. ZARE, “Voltage sharing converter to supply single-phase asymmetrical four-level diode clamped inverter with high power factor loads,” *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 2507-2520, Outubro 2010.
- [13] P. K. STEIMER, S. BERNET e J. RODRIGUEZ, “A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters,” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 57, pp. 2219-2230, Julho 2010.
- [14] H. ABU-RUB, J. HOLTZ e J. RODRIGUEZ, “Medium-voltage multilevel converters—State of the art, challenges, and requirements in industrial applications,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp. 2581-2596, Agosto 2010.
- [15] K. R. M. N. RATNAYAKE, H. ISHIKAWA e D. WANG, “Novel hybrid five level,” *Conf. Rec. IEEJ Int. Power Electron. Conf.*, pp. 2025-2028, 2000.
- [16] Z. PAN, F. Z. PENG e V. STEFANOVIC, “A diode-clamped multilevel converter with reduced number of clamping diodes,” *IEEE Appl. Power Electron. Conf. Exp.*, pp. 820-

- 824, Fevereiro 2004.
- [17] A. CHEN, L. HU e X. HE, “A novel type of combined multilevel converter topologies,” *IEEE Ind. Electron. Conf.*, pp. 2290-2294, Novembro 2004.
  - [18] F. KIEFERNDORF, M. BASLER e L. A. SERPA, “ANPC-5L technology applied to medium voltage variable speed drives applications,” *Proc. IEEE Int. Symp. Power Electron. Elect. Drives Autom. Motion*, pp. 1718-1725, Junho 2010.
  - [19] P. RODRIGUEZ, M. D. BELLAR e R. S. MUÑOZ-AGUILAR, “Multilevel-Clamped Multilevel Converters (MLC2) – An Alternative Approach for Multilevel Power Conversion,” *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 4433-4438, Novembro 2011.
  - [20] M. D. BELLAR, S. BUSQUETS-MONGE e P. RODRIGUEZ, “Multilevel-Clamped Multilevel Converters MLC2,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 1055-1059, Março 2012.
  - [21] T. A. LIPO e D. G. HOLMES, *Pulse Width Modulation for Power Converters*, Piscataway: Wiley-Interscience, 2003.
  - [22] W. ZHANG, X. MENG e Z. LI, “The Simulation Research for Selective Harmonic Elimination Technique based on Genetic Algorithm,” *33rd Chinese Control Conference (CCC)*, pp. 8628-8632, Julho 2014.
  - [23] P. GAUR e P. SINGH, “Various Control Strategies for Medium Voltage High Power Multilevel Converters: A Review,” *Recent Advances in Engineering and Computational Sciences (RAECS)*, pp. 06-08, Março 2014.
  - [24] N. MITTAL, B. SINGH e S. P. SINGH, “Multilevel Inverters: A Literature Survey on Topologies and Control Strategies,” *International Conference on Power, Control and Embedded Systems (ICPACES)*, pp. 1-11, Dezembro 2012.
  - [25] M. DAHIDAH, G. KONSTANTINOU e V. AGELIDIS, “A Review of Multilevel Selective Harmonic Elimination PWM Formulations, Solving Algorithms, Implementation and Applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 4091-4106, Agosto 2015.
  - [26] M. MYTHILI e N. KAYALVIZHI, “Harmonic Minimization in Multilevel Inverters Using Selective Harmonic Elimination PWM Technique,” *Internacioanl Conference on Renewable Energy and Sustainable Energy (ICRESE)*, pp. 70-74, 2013.
  - [27] A. N. d. E. E. – ANEEL, *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica*, 2005.
  - [28] H. AKAGI, S. INOUE e T. YOSHII, “Control and Performance of a Transformerless Cascade PWM STATCOM With Star Configuration,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, pp. 1041-1049, Julho 2007.
  - [29] A. LEGA, S. MUNK-NIELSEN e F. BLAABJERG, “Multilevel converters for UPS applications: comparison and implementation.,” *European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1-9, Setembro 2007.
  - [30] J. DIXON, L. MORAN e J. RODRIGUEZ, “Reactive power compensation technologies: State of the art review,” *Proc. IEEE*, vol. 93, pp. 2144-2164, Dezembro 2005.
  - [31] J. M. CARRASCO, L. G. FRANQUELO e J. T. BIALASIEWICZ, “Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey,” *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 53, pp. 1002-1016, Agosto 2006.

- [32] P. QASHQAI, A. SHEIKHOLESAMI e H. VAHEDI, "A Review on Multilevel Converter Topologies for Electric Transportation Applications," *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, pp. 1-6, Outubro 2015.
- [33] W. QIAN, D. CAO e F. Z. PENG, "Recent advances in multilevel converter/ inverter topologies and applications," *Conf. Rec. IEEJ Int. Power Electron*, pp. 492-501, Junho 2010.
- [34] M. MALINOWSKI, K. GOPAKUMAR e J. RODRÍGUEZ, "A Survey on Cascaded Multilevel Inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 2197-2206, Julho 2010.
- [35] T. A. MEYNARD e H. FOCH, "Multi-level choppers for high voltage applications," *Proc. Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, pp. 45-50, 1992.
- [36] A. LESNICAR e R. MARQUARDT, "A new modular voltage source inverter topology," *Proc. 10th Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, Setembro 2003.
- [37] R. MARQUARDT, "Modular multilevel converter: An universal concept for HVDC-Networks and extended DC-Bus-applications," *Conf. Rec. IEEJ Int. Power Electron. Conf*, pp. 502-507, Junho 2010.
- [38] M. HAGIWARA e H. AKAGI, "Control and experiment of pulse width modulated modular multilevel converters," *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 24, pp. 1737-1746, Julho 2009.
- [39] A. NAMI, F. ZARE e A. GHOSH, "A hybrid cascade converter topology with series-connected symmetrical and asymmetrical diode clamped H-bridge cells," *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 26, pp. 51-65, Janeiro 2011.
- [40] D. ZHONG, L. M. TOLBERT e B. OZPINECI, "Fundamental frequency switching strategies of a seven-level hybrid cascaded H-bridge multilevel inverter," *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 24, pp. 25-33, Janeiro 2009.
- [41] M. MARCHESONI, M. MAZZUCHELLI e S. TENCONI, "A non conventional power converter for plasma stabilization," *Power Electronics Specialists Conference*, vol. 5, pp. 122-129, Abril 1988.
- [42] A. J. WATSON, H. DANG e P. W. WHEELER, "A novel multilevel converter structure integrated into power systems and its performance evaluation.," *European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1-10, Setembro 2009.
- [43] Y. YU, J. YAN e H. FANG, "Application and performance of a multilevel cascaded H-bridge converter on Static Var Generator," *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International*, pp. 2694-2698, Junho 2012.
- [44] V. PADMATHILAGAM, B. SHANTHI e S. P. NATARAJAN, "Dynamics of Multilevel Inverter Based Series Compensator for Transmission Lines," *IEEE Power India Conference*, 2006.
- [45] M. BARARA, A. CHIMEZIE e K. H. AL HOSANI, "An isolated renewable energy source based regulated single phase power supply using multilevel cascaded H-bridge converter," *International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*, pp. 606-611, Maio 2015.
- [46] E. CENGELCI, S. U. SULISTIJO e B. O. WOON, "A new medium voltage PWM inverter topology for adjustable speed drives," *Conf. Rec., IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 1416-1423, Outubro 1998.
- [47] J. RODRIGUEZ, J. S. LAI e F. Z. PENG, "Multilevel inverters: survey of topologies, controls, and applications," *IEEE Trans. Industry Applications*, pp. 724-738, Agosto 2002.

- [48] R. H. BAKER, "High-voltage converter circuit". U. S. Patente 4203151, Maio 1980.
- [49] A. NABAE, I. TAKAHASHI e H. AKAGI, "A new neutral-point clamped PWM inverter," *IEEE Trans. Industry Applications*, Vols. %1 de %2IA-17, pp. 518-523, Setembro 1981.
- [50] H. D. T. MOUTON, "Natural balancing of three-level neutral-point-clamped PWM inverters," *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 49, pp. 1017-1025, Outubro 2002.
- [51] C. HOCHGRAF, R. LASSETER e T. A. LIPO, "Comparison of multilevel inverters for static var compensation," *Conf. Record – IEEE Industry Applications Society 29th Annual Meeting*, pp. 921-928, 1994.
- [52] J. S. LAI e F. Z. PENG, "Multilevel converters – a new breed of power converters," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 32, pp. 509-517, Maio 1996.
- [53] H. P. KRUG, T. KUME e M. SWAMY, "Neutral-point clamped three-level general purpose inverter - features, benefits and applications," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 323-328, 2004.
- [54] R. KLUG e N. KLAASSEN, "High power medium voltage drives: Innovations, portfolio, trends," *Proc. Conf. Rec. EPE*, Setembro 2005.
- [55] S. BERNET, "State of the art and developments of medium voltage converters: An overview," *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 82, pp. 1-10, Maio 2006.
- [56] Y. ZHUANG e R. W. MENZIES, "Advanced static compensation using a multilevel GTO thyristor inverter," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 10, pp. 732-738, Abril 1995.
- [57] G. ALZAMORA, J. RODRIGUEZ e J. PONTT, "Novel 20 MW downhill conveyor system using three-level converters," *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 49, pp. 1093-1100, Outubro 2002.
- [58] S. ALEPUZ, S. BUSQUETS-MONGE e J. BORDONAU, "Interfacing renewable energy sources to the utility grid using a three-level inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 53, pp. 1504-1511, Outubro 2006.
- [59] R. PORTILLO, M. M. PRATS e J. I. LEON, "Modeling strategy for back-to-back three-level converters applied to high-power wind turbines," *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 53, pp. 1483-1491, Outubro 2006.
- [60] T. HABETLER, L. M. TOLBERT e F. Z. PENG, "Multilevel converters for large electric drives," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 35, pp. 36-44, Fevereiro 1999.
- [61] H. D. FUCHS, "Development and Implementation of a 1.5 MW Inverter and Active Power Filter System for the Injection of Regenerated Energy in a Spoornet Traction Subdtation". Dezembro 2005.
- [62] A. AJAMI, H. SHOKRI e A. MOKHBERDORAN, "Parallel switch-based chopper circuit for DC capacitor voltage balancing in diode-clamped multilevel inverter," *IET Power Electronics*, vol. 7, pp. 503-514, Abril 2014.
- [63] P. H. RAJ, A. I. MASWOOD e G. H. P. OOI, "Voltage balancing technique in a space vector modulated 5-level multiple-pole multilevel diode clamped inverter," *IET Power Electronics*, vol. 8, pp. 1263-1272, Julho 2015.
- [64] H. AKAGI, H. FUJITA, S. YONETANI e Y. KONDO, "A 6.6-kV Transformerless STATCOM Based on a Five-Level Diode-Clamped PWM Converter: System Design and Experimentation of a 200-V 10-kVA Laboratory Model," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, Abril 2008.
- [65] H. FOCH e T. A. MEYNARD, "Multi-level conversion: high voltage choppers and

- voltage-source inverters,” *IEEE Power Electronics Specialists Conf*, vol. 1, pp. 397-403, 1992.
- [66] T. LIPO e G. SINHA, “A new modulation strategy for improved DC bus utilization in hard and soft switched multilevel inverters,” *23rd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, vol. 2, pp. 670-675, Novembro 1997.
- [67] P. STOLZE, D. TOIT e M. TOMLINSON, “Model predictive control of a flying capacitor converter with output LC filter for UPS applications,” *IEEE AFRICON*, pp. 1-6, Setembro 2011.
- [68] V. DARGAHI, A. SADIGH e G. VENAYAGAMOORTHY, “Hybrid double flying capacitor multicell converter and its application in grid-tied renewable energy resources,” *Generation, Transmission & Distribution, IET*, pp. 947-956, 2015.
- [69] H. FUJITA e H. AKAGI, “The unified power quality conditioner: the integration of series- and shunt-active filters,” *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 13, p. 315–322, Março 1998.
- [70] F. KAMRAN e T. G. HABETLER, “Combined deadbeat control of a series-parallel converter combination used as a universal power filter,” *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 13, pp. 160-168, Janeiro 1998.
- [71] M. DESHPANDE e T. DATE, “Unified Power Quality Conditioner for three phase four wire distribution system,” *International Conference on Innovations in Information, Embedded and Communication Systems (ICIECS)*, pp. 1-4, Março 2015.
- [72] L. GYUGI, C. D. SCHAUDER e S. L. WILLIAMS, “The unified power flow controller: a new approach to power transmission control,” *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 10, pp. 1085-1093, Abril 1995.
- [73] Y. WATANABE, H. FUJITA e H. AKAGI, “Control and analysis of a unified power flow controller,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, pp. 1021-1027, Novembro 1999.
- [74] N. M. R. SANTOS, V. M. F. PIRES e R. M. G. CASTRO, “Incorporating a Unified Power Flow Controller in a conventional transient stability model,” *19th Mediterranean Conference on Control & Automation (MED)*, pp. 283-288, Junho 2011.
- [75] F. Z. PENG, “A generalized multilevel converter topology with self voltage balancing,” *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, p. 611–618, Abril 2001.
- [76] W. A. HILL e C. D. HARBOURT, “Performance of medium voltage multilevel converters,” *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 1186-1192, Outubro 1999.
- [77] J. G. BAUER, T. DUETEMEYER e L. LORENZ, “New IGBT development for traction drive and wind power,” *Internacional Power Electronics Conference (IPEC)*, pp. 768-772, Junho 2010.
- [78] L. M. TOLBERT e T. G. HABETLER, “Novel multilevel inverter carrier based PWM method,” *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 25, p. 1098–1107, Outubro 1999.
- [79] D. PATEL, R. SARAVANAKUMAR e K. K. RAY, “A Review of Various Carrier based PWM Methods for Multilevel Inverter,” *India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, pp. 1-6, Janeiro 2011.
- [80] C. SOURKOUNIS e A. AL-DIAB, “A comprehensive analysis and comparison between Mul-tilevel Space-Vector Modulation and Multilevel Carrier-Based PWM,” *Power Electronics and Motion Control Conference*, pp. 1710-1715, Setembro 2008.

- [81] N. V. NHO e M. J. YOUN, “Comprehensive study on space-vector-PWM and carrier-based-PWM correlation in multilevel inverters,” *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, vol. 153, pp. 149-158, Janeiro 2006.
- [82] A. V. OPPENHEIM, R. W. SCHAFER e J. R. BUCK, *Discrete-Time Signal Processing*, New Jersey: Prentice Hall, 1998.
- [83] G. CARRARA, S. GARDELLA e M. MARCHESONI, “A new multilevel PWM method: a theoretical analysis,” *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 7, pp. 497-505, Julho 1992.
- [84] Z. D. FAR, A. RADAN e M. D. FAR, “Introduction and Evaluation of Novel Multilevel Carrier-based PWM Strategies Using a Generalized Algorithm,” *European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1-10, Setembro 2007.
- [85] A. BELKHEIRI, S. AOUGHELLANET e M. BELKHEIRI, “FPGA based control of a PWM inverter by the third harmonic injection technique for maximizing DC bus utilization,” *3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT)*, pp. 1-7, Maio 2015.
- [86] I. COLAK, R. BAYINDIR e E. KABALCI, “A modified harmonic mitigation analysis using Third Harmonic Injection PWM in a multilevel inverter control,” *International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, pp. 215-220, Setembro 2010.
- [87] R. W. MENZIES, P. STEIMER e J. K. STEINKE, “Five-level GTO inverters for large induction motor drives,” *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 30, pp. 938-944, Julho 1994.
- [88] S. HALASZ, G. CSONKA e A. HASSAN, “Sinusoidal PWM techniques with additional zero-sequence harmonics,” *International Conf. on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation (IECON)*, pp. 85-90, Setembro 1994.
- [89] D. HOLMES, “The significance of zero space vector placement for carrier based PWM schemes,” *Conf. Record – IEEE Industry Applications Society 30th Annual Meeting*, vol. 3, pp. 2451-2458, Outubro 1995.
- [90] E. KANNAPIRAN, C. V. KUMAR e M. GOPINATH, “A novel space vector pulse width modulation scheme for diode clamped multilevel inverters,” *International Conference on Green Computing Communication and Electrical Engineering (ICGCCEE)*, pp. 1-7, Março 2014.
- [91] L. M. TOLBERT, F. Z. PENG e T. G. HABETLER, “Multilevel PWM methods at low modulation indices,” *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 15, pp. 719-725, Julho 2000.
- [92] N. CHOI, J. CHO e G. H. CHO, “A general circuit topology of multilevel inverter,” *IEEE Power Electronics Specialists Conf (PESC)*, pp. 96-103, Junho 1991.
- [93] F. WANG, “Sine-triangle vs. space vector modulation for three-level PWM voltage source inverters,” *IEEE Industry Applications Conference*, pp. 2482-2488, Outubro 2000.
- [94] B. P. MCGRATH, D. G. HOLMES e T. LIPO, “Optimized space vector switching sequences for multilevel inverters,” *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 18, pp. 1293-1301, Novembro 2003.
- [95] F. G. TURNBULL, “Selected harmonic reduction in static dc-ac inverters,” *IEEE Trans. Commun. Electron*, pp. 374-378, Julho 1964.
- [96] H. S. PATEL e R. G. HOFT, “Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I—harmonic elimination,” *IEEE Trans. Ind. Appl*, pp. 310-317, Junho 1973.

- [97] H. S. PATEL e R. G. HOFT, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part II—voltage control," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, pp. 666-673, Outubro 1974.
- [98] P. N. ENJETI, P. D. ZIOGAS e J. F. LINDSAY, "Programmed PWM techniques to eliminate harmonics: A critical evaluation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, pp. 302-316, Abril 1990.
- [99] G. KONSTANTINOOU e V. AGELIDIS, "Bipolar switching waveform: Novel solution sets to the selective harmonic elimination problem," *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 696-701, Março 2010.
- [100] J. N. CHIASSON, L. TOLBERT e K. J. MCKENZIE, "A complete solution to the harmonic elimination problem," *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 491-499, Março 2004.
- [101] J. NAPOLES, J. LEON e R. PORTILLO, "Selective harmonic mitigation technique for high-power converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, pp. 2315-2323, Junho 2010.
- [102] F. WANMIN, R. XINBO e B. WU, "A generalized formulation of quarterwave symmetry SHE-PWM problems for multilevel inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 1758-1766, Julho 2009.
- [103] F. WANMIN, D. XIAOLI e B. WU, "A generalized half-wave symmetry SHE-PWM formulation for multilevel voltage inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp. 3030-3038, Setembro 2010.
- [104] M. DAHIDAH, G. KONSTANTINOOU e N. FLOURENTZOU, "On comparing the symmetrical and non-symmetrical selective harmonic elimination pulse-width modulation technique for two-level three-phase voltage source converters," *IET Power Electronics*, pp. 829-842, Novembro 2010.
- [105] M. S. A. DAHIDAH e V. G. AGELIDIS, "Selective harmonic elimination PWM control for cascaded multilevel voltage source converters: A generalized formula," *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 1620-1630, Julho 2008.
- [106] T. KATO, "Sequential homotopy-based computation of multiple solutions for selected harmonic elimination in PWM inverters," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, pp. 586-593, Maio 1999.
- [107] M. ANWARI, M. I. M. RASHID e A. HIENDRO, "Optimal HE-PWM inverter switching patterns using differential evolution algorithm," *IEEE International Conference on Power and Energy (PECon)*, pp. 32-37, Dezembro 2012.
- [108] V. G. AGELIDIS, A. BALOUKTSIS e I. BALOUKTSIS, "On applying a minimization technique to the harmonic elimination PWM control: the bipolar waveform," *IEEE Power Electronics Letters*, pp. 41-44, Junho 2004.
- [109] K. SUNDARESWARAN e M. CHANDRA, "Evolutionary approach for line current harmonic reduction in AC/DC converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 716-719, Junho 2002.
- [110] J. N. CHIASSON, L. TOLBERT e K. J. MCKENZIE, "Elimination of harmonics in a multilevel converter using the theory of symmetric polynomials and resultants," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, pp. 216-223, Março 2005.
- [111] V. G. AGELIDIS, A. BALOUKTSIS e I. BALOUKTSIS, "Multiple sets of solutions for harmonic elimination PWM bipolar waveforms: analysis and experimental verification," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 415-421, Março 2006.
- [112] J. PONTT, J. RODRIGUEZ e R. HUERTA, "Mitigation of noneliminated harmonics of

- SHEPWM three-level multipulse three-phase active front end converter with low switching frequency for meeting standard IEEE-519-92,” *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 1594-1600, Novembro 2004.
- [113] Z. ZHAO, Y. ZHONG e H. GAO, “Hybrid selective harmonic PWM for common-mode voltage reduction in three-level neutral-point-clamped inverter for variable speed induction motor,” *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 1152-1158, Março 2012.
- [114] M. YE, P. SONG e C. ZHANG, “Study of harmonic elimination technology for multi-level inverters,” *IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pp. 242-245, Junho 2008.
- [115] S. LI e M. YE, “Simulation study of harmonic elimination technology for multi-level inverters,” *International Conference on Electronic and Mechanical Engineering and Information Technology (EMEIT)*, pp. 2738-2741, Agosto 2011.
- [116] E. OZDEMIR, S. OZDEMIR e L. M. TOLBERT, “Fundamental-frequency-modulated six-level diode-clamped multilevel inverter for three-phase stand-alone photovoltaic system,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 4407-4415, Novembro 2009.
- [117] M. S. A. DAHIDAH e V. G. AGELIDIS, “Non-symmetrical SHE-PWM technique for five-level cascaded converter with non-equal DC sources,” *Proc. IEEE Power Energy Conf.*, pp. 775-780, Dezembro 2008.
- [118] K. H. LAW, M. S. A. DAHIDAH e G. S. KONSTANTINOOU, “SHE-PWM cascaded multilevel converter with adjustable DC sources control for STATCOM applications,” *International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*, pp. 330-334, Junho 2012.
- [119] Y. SAHALI e M. K. FELLAH, “Application of the optimal minimization of the THD technique to the multilevel symmetrical inverters and study of its performance in comparison with the selective harmonic elimination technique,” *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, pp. 1342-1348, Maio 2006.
- [120] V. G. AGELIDIS, A. BALOUKTSIS e M. S. A. DAHIDAH, “A five-level symmetrically defined selective harmonic elimination PWM strategy: Analysis and experimental validation,” *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 19-26, Janeiro 2008.
- [121] D. ZHONG, L. M. TOLBERT e J. CHIASSON, “Active harmonic elimination for multilevel converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 459-469, Março 2006.
- [122] S. R. PULIKANTI e V. G. AGELIDIS, “Control of neutral point and flying capacitor voltages in five-level SHE-PWM controlled ANPC converter,” *IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pp. 172-177, Maio 2009.
- [123] S. R. PULIKANTI e V. G. AGELIDIS, “Hybrid flying-capacitor-based active-neutral-point-clamped five-level converter operated with SHE-PWM,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp. 4643-4653, Outubro 2011.
- [124] S. R. PULIKANTI, G. KONSTANTINOOU e V. G. AGELIDIS, “Hybrid seven-level cascaded active-neutral-point-clamped based multilevel converter under SHE-PWM,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp. 4794-4804, Novembro 2013.
- [125] L. LI, D. CZARKOWSKI e L. YAGUANG, “Multilevel selective harmonic elimination PWM technique in series-connected voltage inverters,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, pp. 160-170, Fevereiro 2000.
- [126] J. CHIASSON, L. TOLBERT e K. MCKENZIE, “Eliminating Harmonics in a

- Multilevel Converter Using Resultant Theory,” *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, pp. 503-508, 2002.
- [127] F. FILHO, H. Z. MAIA e T. H. A. MATEUS, “Adaptive selective harmonic minimization based on ANNs for cascade multilevel inverters with varying DC sources,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp. 1955-1962, Maio 2013.
- [128] M. S. A. DAHIDAH e V. G. AGELIDIS, “A Hybrid Genetic Algorithm for Selective Harmonic Elimination Control of a Multilevel Inverter with Non-Equal DC Sources,” *International Conference on Power Electronics and Drives Systems (PEDS)*, pp. 1205-1210, 2005.
- [129] L. M. TOLBERT, J. N. CHIASSON e Z. DU, “Elimination of harmonics in a multilevel converter with non-equal DC sources,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, pp. 75-82, Fevereiro 2005.
- [130] L. K. HAW, M. S. A. DAHIDAH e G. KONSTANTINOY, “SHE-PWM cascaded multilevel converter with adjustable DC sources control for STATCOM applications,” *IEEE Int. Power Electron. Motion Control Conf (IPEMC)*, pp. 330-334, Junho 2012.
- [131] A. MOEINI, H. IMAN-EINI e M. BAKHSHIZADEH, “Selective harmonic mitigation-pulse-width modulation technique with variable DC-link voltages in single and three-phase cascaded H-bridge inverters,” *IET Power Electron.*, pp. 924-932, Abril 2014.
- [132] Y. LIU, H. HONG e A. Q. HUANG, “Real-Time Algorithm for Minimizing THD in Multilevel Inverters With Unequal or Varying Voltage Steps Under Staircase Modulation,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 2249-2258, Junho 2009.
- [133] M. S. A. DAHIDAH, G. S. KONSTANTINOY e V. G. AGELIDIS, “Selective harmonic elimination pulse-width modulation seven-level cascaded H-bridge converter with optimised DC voltage levels,” *Power Electronics Institution of Engineering and Technology (IET)*, pp. 852-862, Julho 2012.
- [134] M. T. HAGH, H. TAGHIZADEH e K. RAZI, “Harmonic Minimization in Multilevel Inverters Using Modified Species-Based Particle Swarm Optimization,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 2259-2267, Agosto 2009.
- [135] Y. NADERI, S. H. HOSSEINI e A. MAHARI, “A new strategy for harmonic minimization based on triple switching of multilevel converters,” *Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, pp. 1-6, Maio 2013.
- [136] J. NAPOLES, A. J. WATSON e J. J. PADILLA, “Selective Harmonic Mitigation Technique for Cascaded H-Bridge Converters With Nonequal DC Link Voltages,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1963-1971, Janeiro 2013.
- [137] S. A. KHAJEHODDIN, A. BAKHSHAI e P. JAIN, “The application of the cascaded multilevel converters in grid connected photovoltaic systems,” *Proc. IEEE Elect. Power Conf. (EPC)*, pp. 296-301, Outubro 2007.
- [138] EN 50160, “Voltage Characteristics of Electricity Supplied by Public Distribution Systems,” 2001.
- [139] IEEE 519, “IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems,” Junho 1992.
- [140] G. KONSTANTINOY, V. G. AGELIDIS e J. POU, “Theoretical considerations for single-phase interleaved converters operated with SHE-PWM,” *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 5124-5128, Outubro 2014.
- [141] J. SUN e H. GROSTOLLEN, “Solving nonlinear equations for selective harmonic eliminated PWM using predicted initial values,” *International Conference on Industrial*

- Electronics, Control, Instrumentation, and Automation*, pp. 259-264, Novembro 1992.
- [142] J. W. CHEN, T. J. LIANG e S. H. WANG, "A novel design and implementation of programmed PWM to eliminated harmonics," *Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, pp. 1278-1283, Novembro 2005.
- [143] C. BUCCELLA, C. CECATI e M. G. CIMORONI, "Investigation about numerical methods for Selective Harmonics Elimination in cascaded multilevel inverters," *Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion (ESARS)*, 2012, pp. 1-6, Outubro 2012.
- [144] C. ZHENG, B. ZHANG e D. QIU, "Solving switching angles for inverter's selected harmonic elimination technique with Walsh function," *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1366-1370, Setembro 2005.
- [145] J. N. CHIASSON, L. M. TOLBERT e Z. DU, "The use of power sums to solve the harmonic elimination equations for multilevel converters," *Eur. Power Electron. Drives*, pp. 19-27, Fevereiro 2005.
- [146] E. DENIZ, O. AYDOGMUS e Z. AYDOGMUS, "GA-based optimization and ANN-based SHEPWM generation for two-level inverter," *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 738-744, Março 2015.
- [147] K. HAGHDAR, H. A. SHAYANFAR e M. H. S. ALAVI, "Selective Harmonics Elimination of Multi Level Inverters via Methods of GPS, SA and GA," *Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, pp. 1-5, 2011.
- [148] N. FAROKHNIA, S. H. FATHI e R. SALEHI, "Improved selective harmonic elimination pulse-width modulation strategy in multilevel inverters," *The Institution of Engineering and Technology (IET) Power Electronics*, vol. 5, pp. 1904-1911, Agosto 2012.
- [149] A. EBRAHIMI, N. FAROKHNIA e S. H. FATHI, "A Hybrid Approach for Solving Nonlinear Equations of SHEPWM in Multilevel Inverters," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 1962-1967, Maio 2012.
- [150] H. R. MOHAMMADI e A. AKHAVAN, "A New Adaptive Selective Harmonic Elimination Method for Cascaded Multilevel Inverters Using Evolutionary Methods," *IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 1484-1489, 2014.
- [151] J. KENNEDY e R. R. EBERHART, "Particle swarm optimization," *International Conference on Neural Networks*, pp. 1942-1948, Novembro 1995.
- [152] H. LOU, C. MAO e J. LU, "Pulse width modulation AC/DC converters with line current harmonics minimisation and high power factor using hybrid particle swarm optimization," *Power Electronics IET*, pp. 686-696, Novembro 2009.
- [153] T. JEEVABHARATHI e V. PADMATHILAGAM, "Harmonic elimination of Cascaded Multilevel Inverters Using Particle Swarm Optimization," *International Conference on Computing, Electronics and Electrical Technologies (ICCEET)*, pp. 301-306, Março 2012.
- [154] R. N. RAY, D. CHATTERJEE e S. K. GOSWAMI, "Harmonics elimination in a multilevel inverter using the particle swarm optimisation technique," *IET Power Electron*, pp. 646-652, Novembro 2009.
- [155] H. TAGHIZADEH e M. T. HAGH, "Harmonic elimination of cascade multilevel inverters with nonequal DC sources using particle swarm optimization," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 3678-3684, Novembro 2010.
- [156] J. J. SUN, S. BEINEKE e H. GROSTOLLEN, "Optimal PWM based on real-time

- solution of harmonic elimination equations,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp. 612-621, Julho 1996.
- [157] J. SUN e H. GROSTOLLEN, “Solving nonlinear equations for selective harmonic eliminated PWM using predicted initial values,” *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Electron. Control Instrum. Autom.*, pp. 259-264, Novembro 1992.
- [158] I. MASWOOD, M. H. RASHID e L. JIAN, “Optimal PWM-SHE switching on NPC inverter: A winning match for high power conversion,” *Electr. Power Syst. Res.*, pp. 19-24, 1998.
- [159] N. A. AZLI e A. H. M. YATIM, “Curve fitting technique for optimal pulse width modulation (PWM) online control of a voltage source inverter (VSI),” *Proc. IEEE TENCN*, pp. 419-422, Setembro 2000.
- [160] S. R. BOWES e A. MIDOUN, “Suboptimal switching strategies for microprocessor-controlled PWM inverter drives,” *IEEE Proc. Electric Power Appl.*, pp. 133-148, Maio 1985.
- [161] S. R. BOWES e A. Midoun, “Microprocessor implementation of new optimal PWM switching strategies,” *Proc. IEE Electric Power Applications*, pp. 269-280, Setembro 2008.
- [162] C. YUE, F. FILHO e L. M. TOLBERT, “Real-time selective harmonic minimization for multilevel inverters connected to solar panels using artificial neural network angle generation,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, pp. 2117-2124, Outubro 2011.
- [163] H. AGRAWAL, J. I. LEON e L. G. FRANQUELO, “Model predictive control based selective harmonic mitigation technique for multilevel cascaded H-bridge converters,” *IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, pp. 4427-4432, Novembro 2011.
- [164] C. BUCCELLA, C. CECATI e M. G. CIMORONI, “Analytical method for pattern generation in five-level cascaded H-bridge inverter using selective harmonic elimination,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp. 5811-5819, Novembro 2014.
- [165] Y. WANG, X. WEN e F. ZHAO, “Selective harmonic elimination PWM technology applied in PMSMs,” *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, pp. 92-97, Outubro 2012.
- [166] Y. ZHANG, Z. ZHAO e J. ZHU, “A hybrid PWM applied to high-power A hybrid PWM applied to high-power,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp. 3409-3420, Agosto 2011.
- [167] S. B. DEWAN, B. WU e S. R. SLEMON, “PWM-CSI inverter for induction motor drives,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, pp. 64-71, Fevereiro 1992.
- [168] B. GULTEKIN, C. O. GERÇEK e T. ATALIK, “Design and implementation of a 154-kV  $\pm 50$ -Mvar transmission STATCOM based on 21-level cascaded multilevel converter,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, pp. 1030-1045, Junho 2012.
- [169] H. F. BILGIN, M. ERMIS e K. N. KOSE, “Reactive-power compensation of coal mining excavators by using a new-generation STATCOM,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, pp. 64-71, Fevereiro 2007.
- [170] G. KONSTANTINOOU, V. G. AGELIDIS e J. POU, “Interleaved selective harmonic elimination PWM for single-phase rectifier in traction applications,” *Proc. Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 928-933, Novembro 2013.
- [171] Z. DU, B. OZPINECI e L. M. TOLBERT, “DC-AC cascaded H-bridge multilevel boost inverter with no inductors for electric/hybrid electric vehicle applications,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp. 963-970, Junho 2009.

- [172] M. ERMIS e B. GULTEKIN, "Cascaded multilevel converter-based transmission STATCOM: System design methodology and development of a 12kV  $\pm$ 12MVar power stage," *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 4930-4950, Novembro 2013.
- [173] Y. W. LI, M. PANDE e N. ZATGARI, "An input power factor control strategy for high-power current-source induction motor drive with active front-end," *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 352-359, Fevereiro 2010.
- [174] J. CHIVITE-ZABALZA, M. A. R. VIDAL e P. IZURZA-MORENO, "A large power, low-switching-frequency voltage source converter for FACTS applications with low effects on the transmission line," *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 4868-4879, Dezembro 2012.
- [175] A. CETIN e M. ERMI, "VSC-based D-STATCOM with selective harmonic elimination," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, pp. 1000-1015, Junho 2009.
- [176] N. FLOURENTZOU e V. G. AGELIDIS, "Multimodule HVDC System Using SHE-PWM With DC Capacitor Voltage Equalization," *IEEE Transactions on Power Delivery*, pp. 79-86, Janeiro 2012.
- [177] H. ZHOU, Y. W. LI e N. R. ZARGARI, "Selective harmonic compensation (SHC) PWM for grid-interfacing high-power converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 1118-1127, Março 2014.
- [178] S. A. AZMI, G. P. ADAM e K. H. AHMED, "Grid interfacing of multimegawatt photovoltaic inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 2770-2784, Junho 2013.
- [179] D. AHMADI e J. WANG, "Online selective harmonic compensation and power generation with distributed energy resources," *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 3738-3746, Julho 2014.
- [180] M. NARIMANI e G. MOSCHOPOULOS, "Three-Phase Multimodule VSIs Using SHE-PWM to Reduce Zero-Sequence Circulating Current," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1659-1668, Junho 2014.
- [181] R. L. HAUPT e S. L. HAUPT, *Practical Genetic Algorithms*, New Jersey: John Wiley & Sons, 2ª Ed., Fevereiro, 2004.
- [182] B. OZPINECI, L. M. TOLBERT e J. N. CHIASSON, "Harmonic Optimization of Multilevel Converters Using Genetic Algorithms," *IEEE POWER ELECTRONICS LETTERS*, vol. 3, pp. 92-95, Setembro 2005.
- [183] Z. WENYI, M. XIAODAN e L. ZHENHUA, "The Simulation Research for Selective Harmonic Elimination Technique based on Genetic Algorithm," *Chinese Control Conference (CCC)*, pp. 8628-8632, Julho 2014.
- [184] J. I. LEON, L. FRANQUELO e J. RODRIGUEZ, "The age of multilevel converters arrives," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 2, pp. 28-39, 2008.
- [185] T. CHAUDHURI, A. RUFER e P. K. STEIMER, "The common cross-connected stage for the 5L ANPC medium voltage multilevel inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp. 2279-2286, Julho 2010.

**APÊNDICE A** – Análise do conteúdo harmônico de  $V_{a7L}$  e  $V_{a13L}$  ( $m_a$  fixo)

Figura 159 –  $V_{a7L}$  com 3 variáveis (Figura 46, Figura 52 e Tabela 22).

Sampling time	=	9.81114e-07 s
Samples per cycle	=	16987.5
DC component	=	0.01174
Fundamental	=	354.3 peak (250.5 rms)
Total Harmonic Distortion (THD) = 18.71%		
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 509520.00 Hz (8492th harmonic)		
0 Hz (DC):	0.00%	270.0°
60 Hz (Fnd):	100.00%	0.0°
120 Hz (h2):	0.00%	-67.6°
180 Hz (h3):	16.74%	-0.0°
240 Hz (h4):	0.00%	-13.2°
300 Hz (h5):	0.02%	-82.4°
360 Hz (h6):	0.00%	5.0°
420 Hz (h7):	1.31%	181.6°
480 Hz (h8):	0.00%	-45.7°
540 Hz (h9):	1.22%	-1.3°
600 Hz (h10):	0.00%	-82.9°
660 Hz (h11):	1.49%	0.6°
720 Hz (h12):	0.00%	250.8°
780 Hz (h13):	0.79%	175.0°
840 Hz (h14):	0.00%	166.8°
900 Hz (h15):	2.45%	178.0°
960 Hz (h16):	0.00%	133.8°
1020 Hz (h17):	1.37%	178.1°
1080 Hz (h18):	0.00%	143.6°
1140 Hz (h19):	1.26%	-0.9°
1200 Hz (h20):	0.00%	217.7°
1260 Hz (h21):	2.57%	-1.1°
1320 Hz (h22):	0.00%	-62.5°
1380 Hz (h23):	1.27%	-0.9°
1440 Hz (h24):	0.00%	43.0°
1500 Hz (h25):	1.22%	178.3°
1560 Hz (h26):	0.01%	59.1°
1620 Hz (h27):	2.61%	178.6°
1680 Hz (h28):	0.01%	58.9°
1740 Hz (h29):	2.22%	178.6°
1800 Hz (h30):	0.00%	45.6°
1860 Hz (h31):	1.30%	178.4°
1920 Hz (h32):	0.00%	-55.3°
1980 Hz (h33):	1.21%	177.6°
2040 Hz (h34):	0.00%	131.2°
2100 Hz (h35):	1.83%	177.5°
2160 Hz (h36):	0.01%	117.4°
2220 Hz (h37):	1.91%	177.7°
2280 Hz (h38):	0.01%	117.1°
2340 Hz (h39):	0.81%	178.1°
2400 Hz (h40):	0.00%	132.5°
2460 Hz (h41):	0.69%	-3.3°
2520 Hz (h42):	0.00%	236.6°
2580 Hz (h43):	1.26%	-2.9°
2640 Hz (h44):	0.00%	-44.1°
2700 Hz (h45):	0.56%	-3.2°

Figura 160 –  $V_{13L}$  com 3 variáveis (Figura 46, Figura 53 e Tabela 22).

Sampling time	=	9.81114e-07 s
Samples per cycle	=	16987.5
DC component	=	0.02349
Fundamental	=	613.7 peak (433.9 rms)
Total Harmonic Distortion (THD) = 6.31%		
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 509520.00 Hz (8492th harmonic)		
0 Hz (DC):	0.00%	270.0°
60 Hz (Fnd):	100.00%	30.0°
120 Hz (h2):	0.00%	-7.6°
180 Hz (h3):	0.00%	90.0°
240 Hz (h4):	0.00%	-73.3°
300 Hz (h5):	0.02%	247.6°
360 Hz (h6):	0.00%	5.0°
420 Hz (h7):	1.31%	211.5°
480 Hz (h8):	0.00%	14.3°
540 Hz (h9):	0.00%	88.9°
600 Hz (h10):	0.00%	217.1°
660 Hz (h11):	1.49%	-29.4°
720 Hz (h12):	0.00%	250.8°
780 Hz (h13):	0.79%	205.0°
840 Hz (h14):	0.00%	226.7°
900 Hz (h15):	0.00%	268.0°
960 Hz (h16):	0.00%	73.8°
1020 Hz (h17):	1.37%	148.1°
1080 Hz (h18):	0.00%	143.6°
1140 Hz (h19):	1.26%	29.1°
1200 Hz (h20):	0.00%	-82.3°
1260 Hz (h21):	0.00%	88.9°
1320 Hz (h22):	0.00%	237.5°
1380 Hz (h23):	1.27%	-30.9°
1440 Hz (h24):	0.00%	43.0°
1500 Hz (h25):	1.22%	208.3°
1560 Hz (h26):	0.00%	119.0°
1620 Hz (h27):	0.00%	268.5°
1680 Hz (h28):	0.00%	-1.2°
1740 Hz (h29):	2.22%	148.6°
1800 Hz (h30):	0.00%	45.5°
1860 Hz (h31):	1.31%	208.3°
1920 Hz (h32):	0.00%	5.0°
1980 Hz (h33):	0.00%	267.6°
2040 Hz (h34):	0.00%	71.1°
2100 Hz (h35):	1.82%	147.5°
2160 Hz (h36):	0.01%	117.4°
2220 Hz (h37):	1.91%	207.6°
2280 Hz (h38):	0.00%	177.0°
2340 Hz (h39):	0.00%	268.0°
2400 Hz (h40):	0.00%	72.4°
2460 Hz (h41):	0.69%	-33.3°
2520 Hz (h42):	0.00%	236.6°
2580 Hz (h43):	1.26%	27.0°
2640 Hz (h44):	0.00%	15.8°
2700 Hz (h45):	0.00%	86.7°

Figura 161 –  $V_{a7L}$  com 4 variáveis (Figura 46, Figura 62 e Tabela 24).

Sampling time	=	9.73245e-07 s
Samples per cycle	=	17124.8
DC component	=	0.01164
Fundamental	=	298.2 peak (210.9 rms)
Total Harmonic Distortion (THD) = 17.26%		
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 513660.00 Hz (8561th harmonic)		
0 Hz (DC):	0.00%	270.0°
60 Hz (Fnd):	100.00%	0.1°
120 Hz (h2):	0.01%	-56.8°
180 Hz (h3):	2.75%	-0.8°
240 Hz (h4):	0.01%	45.3°
300 Hz (h5):	0.07%	240.3°
360 Hz (h6):	0.01%	-10.8°
420 Hz (h7):	0.87%	174.1°
480 Hz (h8):	0.01%	77.8°
540 Hz (h9):	13.05%	179.3°
600 Hz (h10):	0.00%	109.6°
660 Hz (h11):	0.03%	40.5°
720 Hz (h12):	0.00%	236.4°
780 Hz (h13):	0.68%	176.1°
840 Hz (h14):	0.01%	257.8°
900 Hz (h15):	0.50%	180.2°
960 Hz (h16):	0.00%	247.6°
1020 Hz (h17):	1.48%	181.2°
1080 Hz (h18):	0.01%	-89.3°
1140 Hz (h19):	2.56%	-1.4°
1200 Hz (h20):	0.01%	95.9°
1260 Hz (h21):	4.95%	179.2°
1320 Hz (h22):	0.01%	108.8°
1380 Hz (h23):	1.64%	-1.7°
1440 Hz (h24):	0.01%	149.3°
1500 Hz (h25):	0.85%	-0.2°
1560 Hz (h26):	0.00%	199.7°
1620 Hz (h27):	2.54%	-1.0°
1680 Hz (h28):	0.00%	257.5°
1740 Hz (h29):	1.22%	-1.8°
1800 Hz (h30):	0.01%	-71.2°
1860 Hz (h31):	4.20%	-1.4°
1920 Hz (h32):	0.01%	-28.0°
1980 Hz (h33):	2.45%	178.3°
2040 Hz (h34):	0.01%	43.6°
2100 Hz (h35):	0.38%	178.8°
2160 Hz (h36):	0.01%	35.8°
2220 Hz (h37):	2.17%	177.8°
2280 Hz (h38):	0.01%	93.4°
2340 Hz (h39):	1.58%	177.5°
2400 Hz (h40):	0.01%	144.1°
2460 Hz (h41):	1.72%	178.1°
2520 Hz (h42):	0.01%	225.6°
2580 Hz (h43):	1.98%	-2.1°
2640 Hz (h44):	0.01%	250.1°
2700 Hz (h45):	0.74%	178.5°

Figura 162 –  $V_{a13L}$  com 4 variáveis (Figura 46, Figura 63 e Tabela 24).

Sampling time	=	9.73245e-07 s
Samples per cycle	=	17124.8
DC component	=	0.01738
Fundamental	=	516.5 peak (365.2 rms)
Total Harmonic Distortion (THD) = 8.42%		
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 513660.00 Hz (8561th harmonic)		
0 Hz (DC):	0.00%	270.0°
60 Hz (Fnd):	100.00%	30.1°
120 Hz (h2):	0.00%	-70.2°
180 Hz (h3):	0.01%	244.4°
240 Hz (h4):	0.01%	30.1°
300 Hz (h5):	0.07%	208.4°
360 Hz (h6):	0.00%	-59.5°
420 Hz (h7):	0.86%	204.3°
480 Hz (h8):	0.01%	71.7°
540 Hz (h9):	0.00%	53.0°
600 Hz (h10):	0.01%	56.4°
660 Hz (h11):	0.03%	5.2°
720 Hz (h12):	0.01%	237.4°
780 Hz (h13):	0.68%	206.4°
840 Hz (h14):	0.01%	262.7°
900 Hz (h15):	0.00%	233.3°
960 Hz (h16):	0.01%	258.0°
1020 Hz (h17):	1.48%	151.2°
1080 Hz (h18):	0.01%	-68.7°
1140 Hz (h19):	2.56%	28.6°
1200 Hz (h20):	0.01%	111.4°
1260 Hz (h21):	0.00%	44.8°
1320 Hz (h22):	0.00%	93.2°
1380 Hz (h23):	1.65%	-31.7°
1440 Hz (h24):	0.00%	200.4°
1500 Hz (h25):	0.85%	29.8°
1560 Hz (h26):	0.00%	264.1°
1620 Hz (h27):	0.01%	265.5°
1680 Hz (h28):	0.00%	-65.8°
1740 Hz (h29):	1.22%	-31.6°
1800 Hz (h30):	0.01%	261.2°
1860 Hz (h31):	4.19%	28.6°
1920 Hz (h32):	0.00%	-6.8°
1980 Hz (h33):	0.00%	232.9°
2040 Hz (h34):	0.01%	35.1°
2100 Hz (h35):	0.38%	149.2°
2160 Hz (h36):	0.00%	-4.2°
2220 Hz (h37):	2.16%	208.0°
2280 Hz (h38):	0.00%	30.9°
2340 Hz (h39):	0.00%	67.9°
2400 Hz (h40):	0.00%	141.0°
2460 Hz (h41):	1.72%	148.2°
2520 Hz (h42):	0.01%	221.7°
2580 Hz (h43):	1.98%	27.9°
2640 Hz (h44):	0.00%	217.7°
2700 Hz (h45):	0.00%	236.3°

Figura 163 –  $V_{a13L}$  com 4 variáveis (Figura 46, Figura 64 e Tabela 25).

Sampling time	=	9.77756e-07 s
Samples per cycle	=	17045.8
DC component	=	0.02355
Fundamental	=	627.5 peak (443.7 rms)
Total Harmonic Distortion (THD) = 7.13%		
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 511260.00 Hz (8521th harmonic)		
0 Hz (DC):	0.00%	90.0°
60 Hz (Fnd):	100.00%	30.0°
120 Hz (h2):	0.00%	114.0°
180 Hz (h3):	0.00%	182.1°
240 Hz (h4):	0.00%	-38.9°
300 Hz (h5):	3.44%	-30.0°
360 Hz (h6):	0.00%	103.0°
420 Hz (h7):	1.32%	210.1°
480 Hz (h8):	0.01%	187.1°
540 Hz (h9):	0.01%	-84.7°
600 Hz (h10):	0.00%	244.3°
660 Hz (h11):	0.02%	-80.3°
720 Hz (h12):	0.01%	113.4°
780 Hz (h13):	0.14%	33.1°
840 Hz (h14):	0.00%	225.4°
900 Hz (h15):	0.01%	120.4°
960 Hz (h16):	0.00%	-8.9°
1020 Hz (h17):	0.46%	143.5°
1080 Hz (h18):	0.00%	232.0°
1140 Hz (h19):	0.05%	142.8°
1200 Hz (h20):	0.00%	-69.6°
1260 Hz (h21):	0.01%	267.9°
1320 Hz (h22):	0.01%	141.6°
1380 Hz (h23):	0.40%	-30.3°
1440 Hz (h24):	0.00%	200.0°
1500 Hz (h25):	0.01%	252.0°
1560 Hz (h26):	0.01%	68.5°
1620 Hz (h27):	0.01%	113.6°
1680 Hz (h28):	0.00%	173.4°
1740 Hz (h29):	0.03%	157.5°
1800 Hz (h30):	0.01%	269.3°
1860 Hz (h31):	0.01%	33.1°
1920 Hz (h32):	0.00%	218.0°
1980 Hz (h33):	0.00%	-17.8°
2040 Hz (h34):	0.01%	209.4°
2100 Hz (h35):	2.22%	148.4°
2160 Hz (h36):	0.00%	250.6°
2220 Hz (h37):	3.32%	208.3°
2280 Hz (h38):	0.00%	-23.3°
2340 Hz (h39):	0.00%	172.2°
2400 Hz (h40):	0.00%	-1.8°
2460 Hz (h41):	1.16%	148.2°
2520 Hz (h42):	0.01%	-71.7°
2580 Hz (h43):	0.82%	27.9°
2640 Hz (h44):	0.01%	-22.2°
2700 Hz (h45):	0.01%	68.9°

Figura 164 –  $V_{a7L}$  com 5 variáveis (Figura 46, Figura 71 e Tabela 26).

Sampling time	=	9.73662e-07 s	
Samples per cycle	=	17117.5	
DC component	=	0.00582	
Fundamental	=	338.3 peak (239.2 rms)	
Total Harmonic Distortion (THD) = 21.35%			
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 513420.00 Hz (8557th harmonic)			
0 Hz (DC):		0.00%	90.0°
60 Hz (Fnd):		100.00%	0.0°
120 Hz (h2):		0.01%	19.1°
180 Hz (h3):		15.76%	-0.1°
240 Hz (h4):		0.00%	117.3°
300 Hz (h5):		0.07%	-85.0°
360 Hz (h6):		0.01%	27.9°
420 Hz (h7):		1.08%	183.3°
480 Hz (h8):		0.00%	134.1°
540 Hz (h9):		6.91%	-0.6°
600 Hz (h10):		0.00%	118.5°
660 Hz (h11):		0.04%	98.5°
720 Hz (h12):		0.01%	26.9°
780 Hz (h13):		0.04%	81.7°
840 Hz (h14):		0.01%	158.2°
900 Hz (h15):		2.40%	-0.6°
960 Hz (h16):		0.00%	129.1°
1020 Hz (h17):		1.73%	-0.7°
1080 Hz (h18):		0.00%	130.2°
1140 Hz (h19):		8.29%	-1.0°
1200 Hz (h20):		0.00%	90.0°
1260 Hz (h21):		2.26%	-0.8°
1320 Hz (h22):		0.01%	15.3°
1380 Hz (h23):		0.31%	179.0°
1440 Hz (h24):		0.00%	98.3°
1500 Hz (h25):		1.79%	-2.2°
1560 Hz (h26):		0.00%	90.0°
1620 Hz (h27):		1.73%	178.6°
1680 Hz (h28):		0.00%	71.7°
1740 Hz (h29):		2.65%	-1.5°
1800 Hz (h30):		0.00%	109.6°
1860 Hz (h31):		0.13%	169.3°
1920 Hz (h32):		0.00%	64.6°
1980 Hz (h33):		1.68%	177.5°
2040 Hz (h34):		0.01%	154.3°
2100 Hz (h35):		3.09%	-2.0°
2160 Hz (h36):		0.01%	153.7°
2220 Hz (h37):		0.71%	-0.9°
2280 Hz (h38):		0.00%	76.1°
2340 Hz (h39):		3.00%	-2.0°
2400 Hz (h40):		0.01%	19.7°
2460 Hz (h41):		1.26%	-2.2°
2520 Hz (h42):		0.00%	25.1°
2580 Hz (h43):		1.91%	177.5°
2640 Hz (h44):		0.00%	69.2°
2700 Hz (h45):		1.50%	-3.2°

Figura 165 –  $V_{a13L}$  com 5 variáveis (Figura 46, Figura 72 e Tabela 26).

Sampling time	=	9.73662e-07 s
Samples per cycle	=	17117.5
DC component	=	0.005856
Fundamental	=	586 peak (414.4 rms)
Total Harmonic Distortion (THD) = 10.98%		
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 513420.00 Hz (8557th harmonic)		
0 Hz (DC):	0.00%	90.0°
60 Hz (Fnd):	100.00%	30.0°
120 Hz (h2):	0.01%	30.2°
180 Hz (h3):	0.01%	128.8°
240 Hz (h4):	0.00%	36.5°
300 Hz (h5):	0.07%	248.5°
360 Hz (h6):	0.01%	53.1°
420 Hz (h7):	1.08%	213.4°
480 Hz (h8):	0.00%	161.9°
540 Hz (h9):	0.00%	108.3°
600 Hz (h10):	0.00%	4.3°
660 Hz (h11):	0.04%	69.4°
720 Hz (h12):	0.01%	47.2°
780 Hz (h13):	0.04%	114.9°
840 Hz (h14):	0.01%	188.3°
900 Hz (h15):	0.00%	-42.0°
960 Hz (h16):	0.00%	-72.2°
1020 Hz (h17):	1.72%	-30.9°
1080 Hz (h18):	0.00%	202.0°
1140 Hz (h19):	8.29%	28.9°
1200 Hz (h20):	0.00%	62.2°
1260 Hz (h21):	0.01%	109.2°
1320 Hz (h22):	0.01%	-6.1°
1380 Hz (h23):	0.31%	149.0°
1440 Hz (h24):	0.00%	120.0°
1500 Hz (h25):	1.79%	27.9°
1560 Hz (h26):	0.01%	166.5°
1620 Hz (h27):	0.00%	17.4°
1680 Hz (h28):	0.00%	33.6°
1740 Hz (h29):	2.64%	-31.5°
1800 Hz (h30):	0.00%	100.4°
1860 Hz (h31):	0.13%	198.6°
1920 Hz (h32):	0.00%	181.9°
1980 Hz (h33):	0.01%	-21.4°
2040 Hz (h34):	0.00%	116.9°
2100 Hz (h35):	3.09%	-32.0°
2160 Hz (h36):	0.00%	149.6°
2220 Hz (h37):	0.72%	28.2°
2280 Hz (h38):	0.00%	21.8°
2340 Hz (h39):	0.01%	71.1°
2400 Hz (h40):	0.00%	67.4°
2460 Hz (h41):	1.26%	-32.3°
2520 Hz (h42):	0.01%	53.6°
2580 Hz (h43):	1.92%	207.5°
2640 Hz (h44):	0.00%	231.7°
2700 Hz (h45):	0.01%	-31.5°

Figura 166 –  $V_{a13L}$  com 5 variáveis (Figura 46, Figura 73 e Tabela 27).

Sampling time	=	9.80729e-07 s
Samples per cycle	=	16994.2
DC component	=	0.0116
Fundamental	=	610.9 peak (432 rms)
Total Harmonic Distortion (THD) = 6.86%		
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 509760.00 Hz (8496th harmonic)		
0 Hz (DC):	0.00%	270.0°
60 Hz (Fnd):	100.00%	30.1°
120 Hz (h2):	0.00%	-69.7°
180 Hz (h3):	0.00%	65.2°
240 Hz (h4):	0.00%	105.5°
300 Hz (h5):	0.04%	-57.4°
360 Hz (h6):	0.00%	-26.8°
420 Hz (h7):	0.62%	213.7°
480 Hz (h8):	0.00%	15.5°
540 Hz (h9):	0.00%	245.2°
600 Hz (h10):	0.00%	7.7°
660 Hz (h11):	0.06%	113.0°
720 Hz (h12):	0.01%	159.1°
780 Hz (h13):	3.51%	208.3°
840 Hz (h14):	0.00%	120.0°
900 Hz (h15):	0.00%	169.2°
960 Hz (h16):	0.00%	107.6°
1020 Hz (h17):	2.78%	148.6°
1080 Hz (h18):	0.00%	58.5°
1140 Hz (h19):	0.36%	30.2°
1200 Hz (h20):	0.01%	230.8°
1260 Hz (h21):	0.00%	215.6°
1320 Hz (h22):	0.00%	-65.7°
1380 Hz (h23):	0.02%	123.2°
1440 Hz (h24):	0.00%	178.3°
1500 Hz (h25):	1.47%	208.6°
1560 Hz (h26):	0.00%	48.6°
1620 Hz (h27):	0.00%	11.0°
1680 Hz (h28):	0.01%	-50.4°
1740 Hz (h29):	0.17%	156.2°
1800 Hz (h30):	0.01%	16.5°
1860 Hz (h31):	0.02%	-62.9°
1920 Hz (h32):	0.00%	197.4°
1980 Hz (h33):	0.00%	-19.0°
2040 Hz (h34):	0.00%	120.2°
2100 Hz (h35):	1.94%	147.7°
2160 Hz (h36):	0.00%	35.3°
2220 Hz (h37):	1.26%	207.8°
2280 Hz (h38):	0.01%	91.1°
2340 Hz (h39):	0.00%	259.8°
2400 Hz (h40):	0.00%	241.6°
2460 Hz (h41):	1.57%	-32.6°
2520 Hz (h42):	0.00%	210.7°
2580 Hz (h43):	1.42%	27.5°
2640 Hz (h44):	0.00%	237.1°
2700 Hz (h45):	0.00%	97.7°

Figura 167 –  $V_{a7L}$  com 6 variáveis (Figura 46, Figura 80 e Tabela 28).

Sampling time	=	9.50399e-07 s
Samples per cycle	=	17536.5
DC component	=	0.005854
Fundamental	=	351.4 peak (248.5 rms)
Total Harmonic Distortion (THD) = 31.81%		
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 526020.00 Hz (8767th harmonic)		
0 Hz (DC):	0.00%	90.0°
60 Hz (Fnd):	100.00%	0.0°
120 Hz (h2):	0.00%	246.4°
180 Hz (h3):	27.09%	-0.1°
240 Hz (h4):	0.01%	105.6°
300 Hz (h5):	0.04%	180.7°
360 Hz (h6):	0.00%	130.5°
420 Hz (h7):	0.04%	-66.8°
480 Hz (h8):	0.01%	111.8°
540 Hz (h9):	7.90%	179.8°
600 Hz (h10):	0.01%	138.0°
660 Hz (h11):	0.70%	-4.0°
720 Hz (h12):	0.01%	138.5°
780 Hz (h13):	2.10%	179.8°
840 Hz (h14):	0.00%	176.0°
900 Hz (h15):	5.43%	-0.8°
960 Hz (h16):	0.00%	189.7°
1020 Hz (h17):	1.97%	-0.4°
1080 Hz (h18):	0.00%	98.1°
1140 Hz (h19):	5.82%	-0.9°
1200 Hz (h20):	0.00%	58.7°
1260 Hz (h21):	2.46%	-1.0°
1320 Hz (h22):	0.01%	67.4°
1380 Hz (h23):	4.67%	-1.3°
1440 Hz (h24):	0.01%	35.0°
1500 Hz (h25):	3.13%	-1.6°
1560 Hz (h26):	0.01%	52.6°
1620 Hz (h27):	4.07%	-1.6°
1680 Hz (h28):	0.01%	-17.7°
1740 Hz (h29):	3.13%	-1.6°
1800 Hz (h30):	0.01%	39.8°
1860 Hz (h31):	1.62%	-1.3°
1920 Hz (h32):	0.00%	-56.6°
1980 Hz (h33):	0.48%	0.3°
2040 Hz (h34):	0.01%	92.5°
2100 Hz (h35):	2.22%	177.7°
2160 Hz (h36):	0.00%	132.0°
2220 Hz (h37):	1.78%	177.8°
2280 Hz (h38):	0.01%	114.0°
2340 Hz (h39):	3.11%	177.9°
2400 Hz (h40):	0.01%	134.5°
2460 Hz (h41):	0.29%	180.3°
2520 Hz (h42):	0.01%	133.8°
2580 Hz (h43):	0.40%	179.3°
2640 Hz (h44):	0.00%	157.7°
2700 Hz (h45):	2.60%	-2.7°

Figura 168 –  $V_{a13L}$  com 6 variáveis (Figura 46, Figura 81 e Tabela 28).

Sampling time	=	9.50399e-07 s	
Samples per cycle	=	17536.5	
DC component	=	0.02882	
Fundamental	=	608.7 peak (430.4 rms)	
Total Harmonic Distortion (THD) = 11.44%			
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 526020.00 Hz (8767th harmonic)			
0 Hz (DC):		0.00%	90.0°
60 Hz (Fnd):		100.00%	30.0°
120 Hz (h2):		0.00%	238.2°
180 Hz (h3):		0.00%	185.2°
240 Hz (h4):		0.01%	41.1°
300 Hz (h5):		0.04%	150.8°
360 Hz (h6):		0.01%	168.1°
420 Hz (h7):		0.03%	-34.2°
480 Hz (h8):		0.00%	116.4°
540 Hz (h9):		0.00%	227.0°
600 Hz (h10):		0.01%	106.3°
660 Hz (h11):		0.70%	-33.9°
720 Hz (h12):		0.01%	149.6°
780 Hz (h13):		2.10%	209.9°
840 Hz (h14):		0.00%	219.5°
900 Hz (h15):		0.00%	-49.2°
960 Hz (h16):		0.00%	-68.5°
1020 Hz (h17):		1.97%	-30.4°
1080 Hz (h18):		0.00%	74.1°
1140 Hz (h19):		5.81%	29.2°
1200 Hz (h20):		0.00%	99.7°
1260 Hz (h21):		0.00%	-66.0°
1320 Hz (h22):		0.00%	14.9°
1380 Hz (h23):		4.67%	-31.3°
1440 Hz (h24):		0.01%	16.7°
1500 Hz (h25):		3.13%	28.5°
1560 Hz (h26):		0.01%	119.4°
1620 Hz (h27):		0.00%	263.1°
1680 Hz (h28):		0.01%	-47.5°
1740 Hz (h29):		3.13%	-31.6°
1800 Hz (h30):		0.01%	69.2°
1860 Hz (h31):		1.62%	28.7°
1920 Hz (h32):		0.00%	260.3°
1980 Hz (h33):		0.00%	136.0°
2040 Hz (h34):		0.01%	37.6°
2100 Hz (h35):		2.22%	147.7°
2160 Hz (h36):		0.00%	181.2°
2220 Hz (h37):		1.78%	207.7°
2280 Hz (h38):		0.00%	94.4°
2340 Hz (h39):		0.00%	251.0°
2400 Hz (h40):		0.01%	117.0°
2460 Hz (h41):		0.29%	149.7°
2520 Hz (h42):		0.00%	142.3°
2580 Hz (h43):		0.41%	209.5°
2640 Hz (h44):		0.00%	187.1°
2700 Hz (h45):		0.00%	-38.5°

Figura 169 –  $V_{a13L}$  com 6 variáveis (Figura 46, Figura 82 e Tabela 29).

Sampling time	=	9.75753e-07 s
Samples per cycle	=	17080.8
DC component	=	0.005905
Fundamental	=	624.7 peak (441.8 rms)
Total Harmonic Distortion (THD) = 7.04%		
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 512340.00 Hz (8539th harmonic)		
0 Hz (DC):	0.00%	270.0°
60 Hz (Fnd):	100.00%	30.0°
120 Hz (h2):	0.01%	170.1°
180 Hz (h3):	0.00%	159.4°
240 Hz (h4):	0.00%	224.9°
300 Hz (h5):	2.77%	-29.9°
360 Hz (h6):	0.00%	114.4°
420 Hz (h7):	1.33%	210.3°
480 Hz (h8):	0.01%	-47.8°
540 Hz (h9):	0.00%	181.3°
600 Hz (h10):	0.00%	27.5°
660 Hz (h11):	0.02%	186.2°
720 Hz (h12):	0.01%	257.3°
780 Hz (h13):	0.57%	208.0°
840 Hz (h14):	0.00%	-61.9°
900 Hz (h15):	0.00%	123.6°
960 Hz (h16):	0.00%	193.0°
1020 Hz (h17):	1.13%	146.9°
1080 Hz (h18):	0.00%	117.0°
1140 Hz (h19):	0.05%	146.6°
1200 Hz (h20):	0.00%	240.5°
1260 Hz (h21):	0.00%	239.2°
1320 Hz (h22):	0.01%	44.7°
1380 Hz (h23):	0.38%	-30.5°
1440 Hz (h24):	0.00%	118.9°
1500 Hz (h25):	0.63%	209.4°
1560 Hz (h26):	0.00%	57.2°
1620 Hz (h27):	0.00%	201.5°
1680 Hz (h28):	0.00%	74.5°
1740 Hz (h29):	0.60%	149.0°
1800 Hz (h30):	0.00%	93.2°
1860 Hz (h31):	0.01%	41.0°
1920 Hz (h32):	0.00%	112.1°
1980 Hz (h33):	0.00%	49.2°
2040 Hz (h34):	0.00%	174.6°
2100 Hz (h35):	2.02%	148.4°
2160 Hz (h36):	0.00%	-80.8°
2220 Hz (h37):	3.40%	208.4°
2280 Hz (h38):	0.00%	9.4°
2340 Hz (h39):	0.00%	-36.3°
2400 Hz (h40):	0.00%	59.4°
2460 Hz (h41):	0.98%	148.2°
2520 Hz (h42):	0.00%	50.0°
2580 Hz (h43):	1.41%	28.1°
2640 Hz (h44):	0.00%	128.4°
2700 Hz (h45):	0.00%	36.8°

Figura 170 –  $V_{a7L}$  com 7 variáveis (Figura 46, Figura 89 e Tabela 30).

Sampling time	=	9.38192e-07 s
Samples per cycle	=	17764.7
DC component	=	0.01129
Fundamental	=	222.8 peak (157.6 rms)
Total Harmonic Distortion (THD) = 23.93%		
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 532860.00 Hz (8881th harmonic)		
0 Hz (DC):	0.01%	90.0°
60 Hz (Fnd):	100.00%	0.1°
120 Hz (h2):	0.01%	82.0°
180 Hz (h3):	1.37%	3.0°
240 Hz (h4):	0.00%	-33.6°
300 Hz (h5):	0.45%	7.0°
360 Hz (h6):	0.00%	-89.8°
420 Hz (h7):	0.04%	52.9°
480 Hz (h8):	0.00%	19.1°
540 Hz (h9):	7.18%	-0.3°
600 Hz (h10):	0.00%	-21.6°
660 Hz (h11):	0.15%	184.9°
720 Hz (h12):	0.01%	-65.7°
780 Hz (h13):	0.05%	200.7°
840 Hz (h14):	0.01%	243.4°
900 Hz (h15):	3.20%	179.8°
960 Hz (h16):	0.01%	-2.5°
1020 Hz (h17):	11.45%	-0.9°
1080 Hz (h18):	0.01%	134.2°
1140 Hz (h19):	6.87%	-1.0°
1200 Hz (h20):	0.00%	146.0°
1260 Hz (h21):	4.38%	-0.8°
1320 Hz (h22):	0.01%	182.5°
1380 Hz (h23):	1.69%	-0.5°
1440 Hz (h24):	0.00%	81.3°
1500 Hz (h25):	10.39%	-0.9°
1560 Hz (h26):	0.02%	153.4°
1620 Hz (h27):	1.60%	0.3°
1680 Hz (h28):	0.01%	133.9°
1740 Hz (h29):	1.38%	1.1°
1800 Hz (h30):	0.01%	206.2°
1860 Hz (h31):	1.95%	177.6°
1920 Hz (h32):	0.01%	214.2°
1980 Hz (h33):	0.56%	173.9°
2040 Hz (h34):	0.02%	183.9°
2100 Hz (h35):	4.81%	178.0°
2160 Hz (h36):	0.00%	-10.0°
2220 Hz (h37):	0.74%	-0.3°
2280 Hz (h38):	0.01%	202.0°
2340 Hz (h39):	4.22%	178.2°
2400 Hz (h40):	0.01%	219.4°
2460 Hz (h41):	3.75%	177.9°
2520 Hz (h42):	0.00%	150.5°
2580 Hz (h43):	0.91%	178.5°
2640 Hz (h44):	0.01%	55.0°
2700 Hz (h45):	3.35%	-2.1°

Figura 171 –  $V_{a13L}$  com 7 variáveis (Figura 46, Figura 90 e Tabela 30).

Sampling time	=	9.38192e-07 s
Samples per cycle	=	17764.7
DC component	=	0.01103
Fundamental	=	386 peak (272.9 rms)
Total Harmonic Distortion (THD) = 20.41%		
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 532860.00 Hz (8881th harmonic)		
0 Hz (DC):	0.00%	90.0°
60 Hz (Fnd):	100.00%	30.0°
120 Hz (h2):	0.01%	32.1°
180 Hz (h3):	0.01%	146.4°
240 Hz (h4):	0.00%	-60.3°
300 Hz (h5):	0.44%	-22.9°
360 Hz (h6):	0.01%	-56.6°
420 Hz (h7):	0.04%	75.3°
480 Hz (h8):	0.01%	130.6°
540 Hz (h9):	0.02%	81.8°
600 Hz (h10):	0.00%	156.3°
660 Hz (h11):	0.14%	156.2°
720 Hz (h12):	0.01%	2.6°
780 Hz (h13):	0.06%	231.5°
840 Hz (h14):	0.00%	121.2°
900 Hz (h15):	0.01%	234.8°
960 Hz (h16):	0.01%	-77.0°
1020 Hz (h17):	11.44%	-30.9°
1080 Hz (h18):	0.00%	249.8°
1140 Hz (h19):	6.87%	29.0°
1200 Hz (h20):	0.01%	125.0°
1260 Hz (h21):	0.01%	86.4°
1320 Hz (h22):	0.01%	161.2°
1380 Hz (h23):	1.70%	-30.4°
1440 Hz (h24):	0.01%	1.2°
1500 Hz (h25):	10.39%	29.0°
1560 Hz (h26):	0.01%	125.3°
1620 Hz (h27):	0.00%	88.4°
1680 Hz (h28):	0.00%	174.7°
1740 Hz (h29):	1.38%	-29.6°
1800 Hz (h30):	0.01%	197.3°
1860 Hz (h31):	1.96%	207.0°
1920 Hz (h32):	0.01%	157.7°
1980 Hz (h33):	0.01%	43.0°
2040 Hz (h34):	0.01%	212.5°
2100 Hz (h35):	4.80%	148.0°
2160 Hz (h36):	0.00%	24.0°
2220 Hz (h37):	0.76%	29.7°
2280 Hz (h38):	0.01%	205.1°
2340 Hz (h39):	0.02%	-74.6°
2400 Hz (h40):	0.02%	230.5°
2460 Hz (h41):	3.75%	148.0°
2520 Hz (h42):	0.00%	62.5°
2580 Hz (h43):	0.90%	208.1°
2640 Hz (h44):	0.01%	76.4°
2700 Hz (h45):	0.01%	99.2°

Figura 172 –  $V_{a13L}$  com 7 variáveis (Figura 46, Figura 91 e Tabela 31).

Sampling time	=	9.58396e-07 s
Samples per cycle	=	17390.2
DC component	=	0.01147
Fundamental	=	609.2 peak (430.8 rms)
Total Harmonic Distortion (THD) = 8.69%		
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 521640.00 Hz (8694th harmonic)		
0 Hz (DC):	0.00%	90.0°
60 Hz (Fnd):	100.00%	30.0°
120 Hz (h2):	0.00%	114.7°
180 Hz (h3):	0.00%	54.2°
240 Hz (h4):	0.01%	-6.8°
300 Hz (h5):	0.04%	225.5°
360 Hz (h6):	0.01%	82.4°
420 Hz (h7):	0.06%	-64.0°
480 Hz (h8):	0.01%	220.0°
540 Hz (h9):	0.00%	33.4°
600 Hz (h10):	0.01%	-26.7°
660 Hz (h11):	0.94%	-28.9°
720 Hz (h12):	0.01%	53.0°
780 Hz (h13):	2.29%	208.0°
840 Hz (h14):	0.01%	233.7°
900 Hz (h15):	0.01%	252.7°
960 Hz (h16):	0.01%	9.3°
1020 Hz (h17):	0.66%	149.0°
1080 Hz (h18):	0.01%	153.5°
1140 Hz (h19):	2.10%	28.5°
1200 Hz (h20):	0.00%	-89.6°
1260 Hz (h21):	0.00%	194.5°
1320 Hz (h22):	0.00%	-15.2°
1380 Hz (h23):	0.01%	205.9°
1440 Hz (h24):	0.01%	75.8°
1500 Hz (h25):	1.59%	209.2°
1560 Hz (h26):	0.01%	174.1°
1620 Hz (h27):	0.00%	-81.5°
1680 Hz (h28):	0.00%	20.5°
1740 Hz (h29):	0.03%	248.7°
1800 Hz (h30):	0.00%	82.4°
1860 Hz (h31):	0.14%	21.9°
1920 Hz (h32):	0.00%	261.6°
1980 Hz (h33):	0.00%	-87.3°
2040 Hz (h34):	0.01%	-2.8°
2100 Hz (h35):	0.59%	148.2°
2160 Hz (h36):	0.01%	104.9°
2220 Hz (h37):	0.94%	26.7°
2280 Hz (h38):	0.01%	-76.4°
2340 Hz (h39):	0.00%	5.8°
2400 Hz (h40):	0.01%	-21.3°
2460 Hz (h41):	3.38%	-32.9°
2520 Hz (h42):	0.01%	-41.6°
2580 Hz (h43):	2.57%	26.9°
2640 Hz (h44):	0.00%	-62.6°
2700 Hz (h45):	0.00%	-69.6°

Figura 173 –  $V_{a7L}$  com 8 variáveis (Figura 46, Figura 98 e Tabela 32).

Sampling time	=	9.26715e-07 s
Samples per cycle	=	17984.7
DC component	=	0.0001214
Fundamental	=	233.3 peak (164.9 rms)
Total Harmonic Distortion (THD) = 20.44%		
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 539460.00 Hz (8991th harmonic)		
0 Hz (DC):	0.00%	270.0°
60 Hz (Fnd):	100.00%	0.1°
120 Hz (h2):	0.01%	-55.4°
180 Hz (h3):	4.93%	-2.5°
240 Hz (h4):	0.01%	67.4°
300 Hz (h5):	0.15%	88.0°
360 Hz (h6):	0.01%	-10.8°
420 Hz (h7):	0.06%	122.2°
480 Hz (h8):	0.00%	30.9°
540 Hz (h9):	9.76%	-0.0°
600 Hz (h10):	0.01%	-48.5°
660 Hz (h11):	0.03%	256.7°
720 Hz (h12):	0.01%	120.9°
780 Hz (h13):	0.03%	157.5°
840 Hz (h14):	0.00%	23.6°
900 Hz (h15):	3.45%	178.9°
960 Hz (h16):	0.01%	156.4°
1020 Hz (h17):	4.65%	-0.6°
1080 Hz (h18):	0.01%	231.4°
1140 Hz (h19):	2.94%	-0.9°
1200 Hz (h20):	0.02%	175.6°
1260 Hz (h21):	2.32%	-1.3°
1320 Hz (h22):	0.01%	185.3°
1380 Hz (h23):	1.52%	177.1°
1440 Hz (h24):	0.02%	148.7°
1500 Hz (h25):	0.23%	7.8°
1560 Hz (h26):	0.01%	225.6°
1620 Hz (h27):	1.72%	0.2°
1680 Hz (h28):	0.01%	190.7°
1740 Hz (h29):	0.73%	179.4°
1800 Hz (h30):	0.00%	-86.6°
1860 Hz (h31):	3.06%	177.9°
1920 Hz (h32):	0.01%	73.4°
1980 Hz (h33):	6.75%	178.2°
2040 Hz (h34):	0.01%	1.0°
2100 Hz (h35):	2.48%	177.3°
2160 Hz (h36):	0.01%	-6.8°
2220 Hz (h37):	3.68%	178.5°
2280 Hz (h38):	0.01%	-57.1°
2340 Hz (h39):	0.46%	180.7°
2400 Hz (h40):	0.01%	22.1°
2460 Hz (h41):	5.46%	178.5°
2520 Hz (h42):	0.00%	84.7°
2580 Hz (h43):	0.44%	178.7°
2640 Hz (h44):	0.01%	15.1°
2700 Hz (h45):	1.92%	178.4°

Figura 174 –  $V_{a13L}$  com 8 variáveis (Figura 46, Figura 99 e Tabela 32).

Sampling time	=	9.26715e-07 s
Samples per cycle	=	17984.7
DC component	=	0.005521
Fundamental	=	404 peak (285.7 rms)
Total Harmonic Distortion (THD) = 13.58%		
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 539460.00 Hz (8991th harmonic)		
0 Hz (DC):	0.00%	90.0°
60 Hz (Fnd):	100.00%	30.1°
120 Hz (h2):	0.01%	198.1°
180 Hz (h3):	0.01%	36.3°
240 Hz (h4):	0.00%	117.7°
300 Hz (h5):	0.14%	53.7°
360 Hz (h6):	0.00%	-36.7°
420 Hz (h7):	0.06%	144.4°
480 Hz (h8):	0.01%	-4.8°
540 Hz (h9):	0.02%	218.3°
600 Hz (h10):	0.01%	-51.9°
660 Hz (h11):	0.03%	226.9°
720 Hz (h12):	0.00%	-65.9°
780 Hz (h13):	0.04%	182.8°
840 Hz (h14):	0.01%	66.6°
900 Hz (h15):	0.00%	32.7°
960 Hz (h16):	0.02%	144.9°
1020 Hz (h17):	4.65%	-30.5°
1080 Hz (h18):	0.01%	247.0°
1140 Hz (h19):	2.94%	29.1°
1200 Hz (h20):	0.01%	184.2°
1260 Hz (h21):	0.01%	-34.1°
1320 Hz (h22):	0.01%	225.3°
1380 Hz (h23):	1.52%	147.7°
1440 Hz (h24):	0.02%	125.9°
1500 Hz (h25):	0.23%	37.6°
1560 Hz (h26):	0.01%	201.1°
1620 Hz (h27):	0.02%	145.2°
1680 Hz (h28):	0.00%	-66.9°
1740 Hz (h29):	0.73%	148.9°
1800 Hz (h30):	0.00%	-21.3°
1860 Hz (h31):	3.04%	208.0°
1920 Hz (h32):	0.01%	217.7°
1980 Hz (h33):	0.00%	120.9°
2040 Hz (h34):	0.01%	-10.1°
2100 Hz (h35):	2.47%	147.7°
2160 Hz (h36):	0.01%	73.1°
2220 Hz (h37):	3.70%	208.5°
2280 Hz (h38):	0.00%	80.6°
2340 Hz (h39):	0.00%	80.7°
2400 Hz (h40):	0.00%	11.7°
2460 Hz (h41):	5.47%	148.3°
2520 Hz (h42):	0.00%	-83.0°
2580 Hz (h43):	0.43%	209.7°
2640 Hz (h44):	0.01%	-43.4°
2700 Hz (h45):	0.01%	-20.4°

Figura 175 –  $V_{a13L}$  com 8 variáveis (Figura 46, Figura 100 e Tabela 33).

Sampling time	=	9.63818e-07 s
Samples per cycle	=	17292.3
DC component	=	0.01158
Fundamental	=	610.6 peak (431.8 rms)
Total Harmonic Distortion (THD) = 9.37%		
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 518700.00 Hz (8645th harmonic)		
0 Hz (DC):	0.00%	270.0°
60 Hz (Fnd):	100.00%	30.1°
120 Hz (h2):	0.00%	10.6°
180 Hz (h3):	0.01%	58.9°
240 Hz (h4):	0.01%	-26.2°
300 Hz (h5):	0.03%	217.9°
360 Hz (h6):	0.00%	16.5°
420 Hz (h7):	0.29%	219.7°
480 Hz (h8):	0.01%	4.7°
540 Hz (h9):	0.00%	57.2°
600 Hz (h10):	0.00%	73.7°
660 Hz (h11):	1.71%	-29.7°
720 Hz (h12):	0.00%	-9.0°
780 Hz (h13):	1.16%	207.3°
840 Hz (h14):	0.00%	108.7°
900 Hz (h15):	0.00%	4.5°
960 Hz (h16):	0.00%	-28.8°
1020 Hz (h17):	0.52%	149.4°
1080 Hz (h18):	0.00%	182.6°
1140 Hz (h19):	2.04%	28.5°
1200 Hz (h20):	0.00%	231.5°
1260 Hz (h21):	0.01%	-48.1°
1320 Hz (h22):	0.00%	258.3°
1380 Hz (h23):	0.17%	-28.4°
1440 Hz (h24):	0.00%	90.8°
1500 Hz (h25):	1.85%	208.6°
1560 Hz (h26):	0.01%	203.0°
1620 Hz (h27):	0.00%	35.2°
1680 Hz (h28):	0.00%	47.8°
1740 Hz (h29):	0.38%	147.6°
1800 Hz (h30):	0.00%	156.4°
1860 Hz (h31):	0.52%	30.9°
1920 Hz (h32):	0.00%	113.9°
1980 Hz (h33):	0.00%	129.9°
2040 Hz (h34):	0.00%	174.2°
2100 Hz (h35):	0.12%	133.6°
2160 Hz (h36):	0.00%	233.0°
2220 Hz (h37):	0.60%	29.5°
2280 Hz (h38):	0.01%	-5.9°
2340 Hz (h39):	0.00%	229.4°
2400 Hz (h40):	0.00%	138.7°
2460 Hz (h41):	1.98%	-32.3°
2520 Hz (h42):	0.01%	-60.7°
2580 Hz (h43):	0.52%	27.6°
2640 Hz (h44):	0.01%	13.2°
2700 Hz (h45):	0.01%	-26.2°

Figura 176 –  $V_{a7L}$  com 9 variáveis (Figura 46, Figura 108 e Tabela 35).

Sampling time	=	9.55247e-07 s
Samples per cycle	=	17447.5
DC component	=	0.01697
Fundamental	=	350.6 peak (247.9 rms)
Total Harmonic Distortion (THD) = 19.14%		
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 523320.00 Hz (8722th harmonic)		
0 Hz (DC):	0.00%	270.0°
60 Hz (Fnd):	100.00%	0.1°
120 Hz (h2):	0.01%	209.2°
180 Hz (h3):	15.23%	0.1°
240 Hz (h4):	0.01%	158.7°
300 Hz (h5):	0.04%	223.5°
360 Hz (h6):	0.00%	120.6°
420 Hz (h7):	0.05%	-56.3°
480 Hz (h8):	0.00%	226.8°
540 Hz (h9):	1.62%	-0.8°
600 Hz (h10):	0.01%	209.0°
660 Hz (h11):	0.03%	117.7°
720 Hz (h12):	0.01%	182.1°
780 Hz (h13):	2.48%	178.5°
840 Hz (h14):	0.01%	147.3°
900 Hz (h15):	2.54%	178.7°
960 Hz (h16):	0.01%	130.6°
1020 Hz (h17):	0.43%	177.9°
1080 Hz (h18):	0.01%	213.7°
1140 Hz (h19):	1.45%	-0.8°
1200 Hz (h20):	0.01%	220.0°
1260 Hz (h21):	1.80%	-1.1°
1320 Hz (h22):	0.00%	203.9°
1380 Hz (h23):	1.04%	-1.2°
1440 Hz (h24):	0.00%	48.9°
1500 Hz (h25):	0.02%	172.7°
1560 Hz (h26):	0.00%	-3.1°
1620 Hz (h27):	0.75%	178.4°
1680 Hz (h28):	0.01%	-61.7°
1740 Hz (h29):	0.71%	178.4°
1800 Hz (h30):	0.01%	-55.3°
1860 Hz (h31):	0.01%	9.0°
1920 Hz (h32):	0.01%	-5.7°
1980 Hz (h33):	0.48%	0.1°
2040 Hz (h34):	0.01%	33.7°
2100 Hz (h35):	0.03%	72.0°
2160 Hz (h36):	0.00%	77.4°
2220 Hz (h37):	0.60%	175.7°
2280 Hz (h38):	0.00%	101.4°
2340 Hz (h39):	0.08%	174.6°
2400 Hz (h40):	0.00%	51.4°
2460 Hz (h41):	1.16%	-2.6°
2520 Hz (h42):	0.01%	71.5°
2580 Hz (h43):	1.14%	-2.5°
2640 Hz (h44):	0.01%	120.3°
2700 Hz (h45):	0.88%	177.6°

Figura 177 –  $V_{a13L}$  com 9 variáveis (Figura 46, Figura 110 e Tabela 35).

Sampling time	=	9.55247e-07 s
Samples per cycle	=	17447.5
DC component	=	0.01737
Fundamental	=	607.2 peak (429.4 rms)
Total Harmonic Distortion (THD) = 9.23%		
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 523320.00 Hz (8722th harmonic)		
0 Hz (DC):	0.00%	90.0°
60 Hz (Fnd):	100.00%	30.1°
120 Hz (h2):	0.01%	208.2°
180 Hz (h3):	0.01%	125.8°
240 Hz (h4):	0.00%	162.2°
300 Hz (h5):	0.04%	193.1°
360 Hz (h6):	0.00%	157.0°
420 Hz (h7):	0.06%	-31.2°
480 Hz (h8):	0.00%	228.6°
540 Hz (h9):	0.00%	50.2°
600 Hz (h10):	0.01%	204.7°
660 Hz (h11):	0.03%	82.8°
720 Hz (h12):	0.01%	209.4°
780 Hz (h13):	2.49%	208.4°
840 Hz (h14):	0.01%	48.8°
900 Hz (h15):	0.01%	-32.7°
960 Hz (h16):	0.01%	131.0°
1020 Hz (h17):	0.44%	147.3°
1080 Hz (h18):	0.00%	243.8°
1140 Hz (h19):	1.45%	29.3°
1200 Hz (h20):	0.01%	191.5°
1260 Hz (h21):	0.01%	256.7°
1320 Hz (h22):	0.00%	223.7°
1380 Hz (h23):	1.04%	-30.9°
1440 Hz (h24):	0.00%	15.1°
1500 Hz (h25):	0.02%	217.1°
1560 Hz (h26):	0.00%	58.9°
1620 Hz (h27):	0.01%	84.4°
1680 Hz (h28):	0.01%	-67.3°
1740 Hz (h29):	0.71%	149.1°
1800 Hz (h30):	0.01%	21.2°
1860 Hz (h31):	0.01%	29.4°
1920 Hz (h32):	0.00%	-61.1°
1980 Hz (h33):	0.01%	15.3°
2040 Hz (h34):	0.01%	41.8°
2100 Hz (h35):	0.02%	59.0°
2160 Hz (h36):	0.01%	139.5°
2220 Hz (h37):	0.60%	206.4°
2280 Hz (h38):	0.00%	204.8°
2340 Hz (h39):	0.00%	192.4°
2400 Hz (h40):	0.00%	16.4°
2460 Hz (h41):	1.16%	-32.1°
2520 Hz (h42):	0.00%	101.7°
2580 Hz (h43):	1.13%	28.0°
2640 Hz (h44):	0.00%	73.5°
2700 Hz (h45):	0.01%	208.3°

Figura 178 –  $V_{a13L}$  com 9 variáveis (Figura 46, Figura 109 e Tabela 34).

Sampling time	=	9.59398e-07 s
Samples per cycle	=	17372
DC component	=	0.005793
Fundamental	=	476.7 peak (337.1 rms)
Total Harmonic Distortion (THD) = 13.80%		
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 521100.00 Hz (8685th harmonic)		
0 Hz (DC):	0.00%	90.0°
60 Hz (Fnd):	100.00%	30.1°
120 Hz (h2):	0.00%	119.3°
180 Hz (h3):	0.00%	-62.4°
240 Hz (h4):	0.01%	8.9°
300 Hz (h5):	1.23%	-28.2°
360 Hz (h6):	0.01%	176.2°
420 Hz (h7):	0.12%	120.8°
480 Hz (h8):	0.01%	54.7°
540 Hz (h9):	0.01%	231.2°
600 Hz (h10):	0.01%	16.5°
660 Hz (h11):	0.14%	154.1°
720 Hz (h12):	0.00%	269.4°
780 Hz (h13):	0.03%	-66.8°
840 Hz (h14):	0.00%	38.2°
900 Hz (h15):	0.00%	260.2°
960 Hz (h16):	0.00%	48.2°
1020 Hz (h17):	2.03%	149.4°
1080 Hz (h18):	0.01%	-35.1°
1140 Hz (h19):	9.53%	29.2°
1200 Hz (h20):	0.00%	219.6°
1260 Hz (h21):	0.01%	16.0°
1320 Hz (h22):	0.00%	-46.2°
1380 Hz (h23):	1.04%	150.7°
1440 Hz (h24):	0.01%	-36.7°
1500 Hz (h25):	3.51%	29.9°
1560 Hz (h26):	0.01%	201.3°
1620 Hz (h27):	0.01%	150.6°
1680 Hz (h28):	0.00%	-33.5°
1740 Hz (h29):	2.13%	-31.7°
1800 Hz (h30):	0.01%	189.5°
1860 Hz (h31):	1.54%	207.0°
1920 Hz (h32):	0.00%	96.9°
1980 Hz (h33):	0.01%	133.7°
2040 Hz (h34):	0.01%	-18.7°
2100 Hz (h35):	1.81%	148.2°
2160 Hz (h36):	0.01%	205.2°
2220 Hz (h37):	3.01%	207.9°
2280 Hz (h38):	0.00%	46.5°
2340 Hz (h39):	0.00%	-6.2°
2400 Hz (h40):	0.00%	-24.7°
2460 Hz (h41):	0.80%	149.2°
2520 Hz (h42):	0.01%	268.5°
2580 Hz (h43):	1.29%	208.9°
2640 Hz (h44):	0.00%	193.3°
2700 Hz (h45):	0.01%	-22.9°
2760 Hz (h46):	0.00%	172.9°
2820 Hz (h47):	2.50%	-32.5°
2880 Hz (h48):	0.00%	-59.6°

## APÊNDICE B – Resolução de sistemas de equações transcendentais

A solução de um sistema de equações transcendentais consiste em determinar pontos no subespaço  $R^n$ , definido pelo domínio das variáveis e pelas restrições do problema, que solucionem o conjunto de equações não-lineares. Os pontos de solução estão na interseção das curvas que representam as equações. O processo de solução apresentado é uma generalização do Método de Newton-Raphson para sistemas de equações não-lineares.

Seja o sistema de equações não-lineares representado em ( 1 ):

$$\begin{aligned} f_1(x_1, x_2, \dots, x_n) &= 0 \\ f_2(x_1, x_2, \dots, x_n) &= 0 \\ &\vdots \\ f_n(x_1, x_2, \dots, x_n) &= 0 \end{aligned} \quad (1)$$

O sistema apresentado em ( 2 ) representa a forma matricial (vetorial) do sistema descrito em ( 1 ):

$$\begin{aligned} F(x) &= 0 \\ \begin{bmatrix} f_1(x_1, x_2, \dots, x_n) \\ f_2(x_1, x_2, \dots, x_n) \\ \vdots \\ f_n(x_1, x_2, \dots, x_n) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}_{nx1} \end{aligned} \quad (2)$$

A expansão vetorial definida em ( 3 ) resulta do emprego da Série de Taylor em ( 2 ) no ponto  $x^0$  (condições iniciais). As igualdades ( 4 ), ( 5 ), ( 6 ) e ( 7 ) especificam todos os termos apresentados em ( 3 ). A matriz Jacobiana está representada em ( 6 ).

$$F(x) = F(x^0) + J(x^0)(x - x^0) \quad (3)$$

$$F(x) = \begin{bmatrix} f_1(x_1, x_2, \dots, x_n) \\ f_2(x_1, x_2, \dots, x_n) \\ \vdots \\ f_n(x_1, x_2, \dots, x_n) \end{bmatrix}_{nx1} \quad (4)$$

$$F(x^0) = \begin{bmatrix} f_1(x^0_1, x^0_2, \dots, x^0_n) \\ f_2(x^0_1, x^0_2, \dots, x^0_n) \\ \vdots \\ f_n(x^0_1, x^0_2, \dots, x^0_n) \end{bmatrix}_{nx1} \quad (5)$$

$$J(x^0) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1(x^0_1, x^0_2, \dots, x^0_n)}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_1(x^0_1, x^0_2, \dots, x^0_n)}{\partial x_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_n(x^0_1, x^0_2, \dots, x^0_n)}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_n(x^0_1, x^0_2, \dots, x^0_n)}{\partial x_n} \end{bmatrix}_{n \times n} \quad (6)$$

$$x^0 = \begin{bmatrix} x^0_1 \\ x^0_2 \\ \vdots \\ x^0_n \end{bmatrix}_{nx1} \quad (7)$$

O processo de cálculo numérico iterativo para resolução de sistemas de equações não-lineares é apresentado em ( 8 ):

$$F(x) = F(x^0) + J(x^0)(x - x^0) = \mathbf{0} \quad (8)$$

$$(x - x^0) = [J(x^k)]^{-1}[F(x) - F(x^0)]$$

A equação matricial definida em ( 9 ) representa a forma generalizada do processo de cálculo numérico iterativo para resolução de sistemas de equações não-lineares com  $(k+1)$  iterações.

$$x^{k+1} = x^k - [J(x^k)]^{-1} F(x^k), \text{ onde}$$

$$\Delta x^k = x^{k+1} - x^k$$

(9)

$$\Delta x^k = -[J(x^k)]^{-1} F(x^k)$$

$$J(x^k) \Delta x^k = -F(x^k)$$

Exemplo: Resolver o sistema de equações não-lineares inerente à forma de onda SHE-PWM de sete níveis e três ângulos de chaveamento ilustrada na Figura 117 utilizando formulação com simetria de ¼ de onda e índice de modulação de amplitude de 0,8.

O sistema definido em (10) segue as equações (5.5) e (5.6), assim:

$$\begin{aligned} \cos(\theta_1) + \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3) &= 3m_a \\ \frac{\cos(5\theta_1) + \cos(5\theta_2) + \cos(5\theta_3)}{5} &= V_5^* \\ \frac{\cos(7\theta_1) + \cos(7\theta_2) + \cos(7\theta_3)}{7} &= V_7^* \end{aligned} \quad (10)$$

É importante ressaltar a relevância da estimativa adequada das condições iniciais para convergência do método apresentado neste Apêndice. Desta forma, as condições iniciais foram retiradas da Tabela 43 para  $m_a = 0,8$ . Os ângulos de chaveamento devem ser representados em radianos para processamento no MATLAB. Logo,

$$x^0 = \begin{bmatrix} 0,2094 \\ 0,4538 \\ 1,0472 \end{bmatrix}_{3 \times 1}$$

$$F(x) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_1) + \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3) \\ \cos(5\theta_1) + \cos(5\theta_2) + \cos(5\theta_3) \\ \cos(7\theta_1) + \cos(7\theta_2) + \cos(7\theta_3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2,4 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$F(x^0) = \begin{bmatrix} 2,3769 \\ 0,3572 \\ -0,3949 \end{bmatrix}_{3 \times 1}$$

$$J(x) = \begin{bmatrix} -\text{sen}(\theta_1) & -\text{sen}(\theta_2) & -\text{sen}(\theta_3) \\ -5\text{sen}(5\theta_1) & -5\text{sen}(5\theta_2) & -5\text{sen}(5\theta_3) \\ -7\text{sen}(7\theta_1) & -7\text{sen}(7\theta_2) & -7\text{sen}(7\theta_3) \end{bmatrix}_{3 \times 3}$$

$$J(x^0) = \begin{bmatrix} -0,2079 & -0,4384 & -0,8660 \\ -4,3301 & -3,8302 & 4,3301 \\ -6,9617 & 0,2443 & -6,0622 \end{bmatrix}_{3 \times 3}$$

O processo iterativo é dado por:

$$\Delta x^0 = (x - x^0) = [J(x^k)]^{-1}[F(x) - F(x^0)]$$

$$\Delta x^0 = \begin{bmatrix} \Delta x_1^0 \\ \Delta x_2^0 \\ \Delta x_3^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0,0119 \\ 0,0508 \\ -0,0495 \end{bmatrix}$$

Os novos valores do vetor  $x$  são dados por:

$$\Delta x^k = x^{k+1} - x^k \Rightarrow x^{k+1} = x^k + \Delta x^k \Rightarrow x^1 = x^0 + \Delta x^0$$

$$x^1 = \begin{bmatrix} 0,1976 \\ 0,5045 \\ 0,9977 \end{bmatrix}_{3 \times 1}$$

$$F(x^1) = \begin{bmatrix} 2,3982 \\ 0,0087 \\ 0,0261 \end{bmatrix}_{3 \times 1}$$

$$J(x^1) = \begin{bmatrix} -0,1963 & 0,4834 & 0,8402 \\ -4,1743 & -2,9007 & 4,8104 \\ -6,8770 & 2,6624 & -4,5145 \end{bmatrix}_{3 \times 3}$$

$$\Delta x^1 = \begin{bmatrix} \Delta x_1^1 \\ \Delta x_2^1 \\ \Delta x_3^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,0032 \\ -0,0033 \\ -0,0010 \end{bmatrix}$$

$$x^2 = x^1 + \Delta x^1$$

$$x^2 = \begin{bmatrix} 0,2008 \\ 0,5012 \\ 0,9967 \end{bmatrix}_{3 \times 1}$$

$$F(x^2) = \begin{bmatrix} 2,4000 \\ 0,0000 \\ 0,0002 \end{bmatrix}_{3 \times 1}$$

$$J(x^2) = \begin{bmatrix} -0,1994 & 0,4805 & -0,8397 \\ -4,2177 & -2,9677 & 4,8174 \\ -6,9044 & 2,5117 & -4,4755 \end{bmatrix}_{3 \times 3}$$

$$\Delta x^2 = \begin{bmatrix} \Delta x_1^2 \\ \Delta x_2^2 \\ \Delta x_3^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,2075e - 4 \\ -0,2292e - 4 \\ -0,0381e - 4 \end{bmatrix}$$

$$x^3 = x^2 + \Delta x^2$$

$$x^3 = \begin{bmatrix} 0,2008 \\ 0,5012 \\ 0,9967 \end{bmatrix}_{3 \times 1}$$

$$F(x^3) = \begin{bmatrix} 2,4000 \\ 0,0000 \\ 0,0000 \end{bmatrix}_{3 \times 1}$$

$$J(x^3) = \begin{bmatrix} -0,1994 & -0,4805 & -0,8397 \\ -4,2179 & -2,9682 & 4,8174 \\ -6,9046 & 2,5107 & -4,4754 \end{bmatrix}_{3 \times 3}$$

$$\Delta x^3 = \begin{bmatrix} \Delta x_1^3 \\ \Delta x_2^3 \\ \Delta x_3^3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,1151e - 8 \\ -0,1115e - 8 \\ -0,0166e - 8 \end{bmatrix}$$

$$x^4 = x^3 + \Delta x^3$$

$$x^4 = \begin{bmatrix} 0,2008 \\ 0,5012 \\ 0,9967 \end{bmatrix}_{3 \times 1}$$

$$x^4 = \begin{bmatrix} 11,5042^{\circ} \\ 28,7169^{\circ} \\ 57,1060^{\circ} \end{bmatrix}_{3 \times 1}$$

Logo, o processo convergiu em quatro iterações com tolerância de aproximadamente  $10^{-8}$ . Segundo o MATLAB, a tensão de linha, sintetizada pelo conversor proposto empregando estes três ângulos de chaveamento, apresenta DHT de 8,89%. Contudo, devido à limitação imposta pelo número de variáveis foi possível eliminar apenas os harmônicos de 5ª e 7ª ordens.

Algoritmo de Newton-Raphson para cálculo numérico do sistema de equações transcendentais derivado das formas de ondas de sete níveis empregando três variáveis. Este algoritmo pode ser facilmente expandido para formas de ondas com quaisquer números de níveis através da inserção de mais (ou menos) ângulos de chaveamento ( $p_1$ ,  $p_2$  e  $p_3$ ), adequação dos vetores  $p$ ,  $T$  e  $F$  e conformação da matriz jacobiana  $J$ . No entanto, as formas de ondas devem apresentar somente transições positivas no período de  $\frac{1}{4}$  de onda (de um nível para o nível consecutivo), isto é, não podem ter transições em um mesmo nível.

```
% Método Newton-Raphson para formas de onda de 7 níveis e 3 variáveis

clear all; close all;

N=3; % N=(m-1)/2
ma=0.8; % Índice de modulação de amplitude
M=ma*N;
Mrange=10; % Limite dos cálculos

p1=12*pi/180;
p2=26*pi/180; % Condições iniciais
p3=60*pi/180;

p=[p1 p2 p3]' % Matriz ângulos de chaveamento

for j=1:Mrange
    T=[M 0 0]'; % Matriz amplitude fundamental e harmônicos
    delta=1; i=1;
    while abs(delta) > 1e-6 & i < 10 % Condições da precisão
        p1=p(1,:); p2=p(2,:); p3=p(3,:);
        F=[cos(p1)+cos(p2)+cos(p3);
           cos(5*p1)+cos(5*p2)+cos(5*p3);
           cos(7*p1)+cos(7*p2)+cos(7*p3)] % Matriz do sistema não linear
        J=[-sin(p1) -sin(p2) -sin(p3);
           -5*sin(5*p1) -5*sin(5*p2) -5*sin(5*p3);
           -7*sin(7*p1) -7*sin(7*p2) -7*sin(7*p3)] % Matriz Jacobiana
        delta=inv(J)*(T-F) % Erro
        p=p+delta % Solução atual
        i=i+1;
    end
end

x=sort(p)*180/pi % Solução final
```

