



UFSM

Tese de Doutorado

**ANÁLISE, PROJETO E DESENVOLVIMENTO
DE SISTEMAS MULTINÍVEIS HÍBRIDOS**

Cassiano Rech

PPGEE

Santa Maria, RS, Brasil

2005

**ANÁLISE, PROJETO E DESENVOLVIMENTO
DE SISTEMAS MULTINÍVEIS HÍBRIDOS**

por

Cassiano Rech

Tese apresentada ao Curso de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS) como requisito parcial para a obtenção do grau de **Doutor em Engenharia Elétrica.**

PPGEE

Santa Maria, RS, Brasil

2005

R296a

Rech, Cassiano, 1977-

Análise, projeto e desenvolvimento de sistemas multíniveis híbridos / por Cassiano Rech ; orientador José Renes Pinheiro. – Santa Maria, 2005.

xxix, 249 f. : il.

Tese (doutorado) – Universidade Federal de Santa Maria, 2005.

1. Engenharia elétrica 2. Eletrônica de potência 3. Conversores multíniveis I. Pinheiro, José Renes, orient. II. Título

CDU: 621.314

Ficha catalográfica elaborada por
Luiz Marchiotti Fernandes CRB-10/1160
Biblioteca Setorial do Centro de Ciências Rurais/UFSM

© 2005

Todos os direitos autorais reservados a Cassiano Rech. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser com autorização por escrito do autor.

Endereço: Rua Dr. Pantaleão, nº 587, apto. 212, Centro, Santa Maria, RS, 97010-180

Fone (0xx) 55.3217.0490; Endereço eletrônico: cassiano@ieee.org

**Universidade Federal de Santa Maria
Centro de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a Tese de Doutorado

**ANÁLISE, PROJETO E DESENVOLVIMENTO
DE SISTEMAS MULTINÍVEIS HÍBRIDOS**

elaborada por
Cassiano Rech

como requisito parcial para obtenção do grau de
Doutor em Engenharia Elétrica

COMISSÃO EXAMINADORA:

José Renes Pinheiro, Dr.
(Presidente/Orientador)

José Rodríguez Pérez, Dr. (UTFSM - Chile)

Roger Gules, Dr. (UNISINOS)

Hélio Leães Hey, Dr. (UFSM)

Humberto Pinheiro, Dr. (UFSM)

Santa Maria, 21 de março de 2005.

*Para Paulo e Regina, meus pais,
e para Tatiana e Cristiano, meus irmãos,
pela confiança e pelo amor em mim depositados.*

*Para Andréia, minha amada esposa,
pelo seu amor e pelos ótimos momentos juntos,
que se tornaram a inspiração para a realização desse trabalho.*

AGRADECIMENTOS

A conclusão desse trabalho não seria possível sem a ajuda de muitas pessoas, que de uma alguma forma colaboraram para o seu desenvolvimento. Com carinho, agradeço:

Ao professor José Renes Pinheiro, pela amizade e confiança demonstradas durante esses anos de pesquisa, pelo exemplo de seriedade profissional e pelo entusiasmo demonstrado em todas discussões relacionadas a este trabalho.

Aos demais professores do GEPOC, Hélio Leães Hey, Humberto Pinheiro e Hilton Abílio Gründling, pela confiança e pelas sugestões apresentadas em vários momentos da minha permanência no GEPOC.

Aos colegas e, acima de tudo, amigos do GEPOC, Emerson, Zé, Botterón, Marco, Maurício, Mário, Jumar, Zanatta, Daniel, Orlando, Helder, Marcelo, Jean, Robinson, e, em especial, ao grande amigo Luciano Schuch, pela amizade duradoura e agradável convivência durante o desenvolvimento do trabalho.

Aos amigos do NUPEDDEE e da PPGEE, em especial aos funcionários Luiz Fernando e Cleonice, que colaboraram na realização desse trabalho. Aos professores do CTISM, em especial ao amigo Marcelo Freitas, pelo auxílio prestado por vocês durante a minha breve experiência docente nessa escola exemplar.

À CAPES, pelo apoio financeiro indispensável para a realização de uma pesquisa de qualidade, e à Universidade Federal de Santa Maria, que é a responsável por toda minha formação profissional.

Aos meus pais, Paulo e Regina, e aos meus irmãos, Tatiana e Cristiano, pelos ensinamentos que carregarei por toda a vida, pelo exemplo de família, pela confiança e pelo amor em mim depositados.

À minha esposa, Andréia, pelo apoio e pela compreensão em todos os momentos difíceis, fundamentais para a conclusão desse trabalho. Pela sua companhia e pelo seu amor, indispensáveis em minha vida.

A Deus, pela vida.

“Pesquise para constatar, constatando intervenho, intervindo educo e me educo. Pesquise para conhecer o que ainda não conheço e comunicar ou anunciar a novidade”.

(Paulo Freire, *Pedagogia da Autonomia*)

“Não basta ensinar ao homem uma especialidade. Porque se tornará assim uma máquina utilizável, mas não uma personalidade. É necessário que adquira um sentimento, um senso prático daquilo que vale a pena ser empreendido, daquilo que é belo, do que é moralmente correto. A não ser assim, ele se assemelhará, com seus conhecimentos profissionais, mais a um cão ensinado do que a uma criatura harmoniosamente desenvolvida”.

(Albert Einstein, *Como Vejo o Mundo*)

“Sonhei que estava andando na praia com o Senhor e no céu passavam cenas da minha vida. Para cada cena que passava, percebi que eram deixados dois pares de pegadas na areia: um era meu e o outro do Senhor. Contudo, notei que durante os momentos mais difíceis e angustiantes da minha vida havia apenas um par de pegadas na areia. Então perguntei ao meu Senhor: ‘Senhor, tu não me disseste que, tendo eu resolvido te seguir, tu andarias sempre comigo? Não compreendo por que nas horas em que eu mais necessitava de ti, tu me deixaste sozinho’. O senhor me respondeu: ‘Meu querido filho. Jamais te deixaria nas horas da prova e do sofrimento. Quando viste, na areia, um par de pegadas, eram as minhas. Foi exatamente aí que te carreguei nos braços’”.

(*Pegadas na Areia*)

RESUMO

Tese de Doutorado
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

ANÁLISE, PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE SISTEMAS MULTINÍVEIS HÍBRIDOS

AUTOR: M. ENG. CASSIANO RECH

ORIENTADOR: DR. ENG. JOSÉ RENES PINHEIRO

Santa Maria, 21 de março de 2005.

Esta Tese de Doutorado apresenta contribuições ao estudo de sistemas multiníveis híbridos, investigando vários temas que compõem esse sistema, tais como: variações topológicas do estágio inversor de saída e do estágio retificador de entrada, metodologias de projeto, estratégias de modulação e sistema de controle. Isso se deve principalmente ao fato que esses temas estão intimamente relacionados, de tal forma que uma alteração em qualquer elemento do sistema pode modificar o desempenho do todo. Inicialmente, devido à enorme flexibilidade e grande complexidade para projetar conversores multiníveis híbridos, esse trabalho realiza uma abordagem unificada desses conversores, que são compostos de várias células em série, com valores de tensão, estratégias de modulação, topologias e/ou tecnologias de semicondutores diferentes. Essa abordagem inclui uma análise comparativa entre várias topologias e uma nova metodologia de projeto generalizada. Assim, esse trabalho pode ser usado como uma importante ferramenta para definir um conversor híbrido adequado para uma determinada aplicação. Posteriormente, esse trabalho também propõe um novo arranjo para implementar as fontes de tensão isoladas das células que compõem um inversor multinível híbrido. Esse novo arranjo é baseado na conexão multipulso de retificadores não controlados que, ao contrário dos conversores multipulso convencionais, processam níveis distintos de potência. Uma nova metodologia de projeto generalizada é proposta nesse trabalho para esse estágio de entrada, determinando os ângulos de defasagem entre os secundários do transformador de isolamento para eliminar harmônicas dominantes da corrente drenada da rede pública de energia, mesmo quando os retificadores processam níveis distintos de potência ativa. Esse trabalho também investiga o impacto da estratégia de modulação híbrida tanto no conteúdo harmônico das tensões de saída quanto no conteúdo harmônico das correntes de entrada. Após demonstrar o impacto negativo da estratégia de modulação no desempenho harmônico de entrada em alguns pontos de operação, essa Tese propõe uma nova estratégia de modulação que torna possível, juntamente com uma conexão multipulso assimétrica de retificadores, eliminar harmônicas dominantes da corrente de entrada em qualquer ponto de operação sem prejudicar o conteúdo harmônico das tensões de saída. Além desses assuntos, esse trabalho também realiza uma breve análise qualitativa do desempenho de inversores multiníveis híbridos em sistemas de controle em malha fechada, com o intuito de iniciar uma discussão sobre esse novo tema. Por fim, diversos resultados experimentais, tanto do estágio inversor de saída quanto do estágio retificador de entrada, são apresentados para demonstrar a viabilidade prática de algumas propostas dessa Tese de Doutorado.

Palavras-chaves: Eletrônica de Potência, conversores multiníveis híbridos.

ABSTRACT

Ph.D. Dissertation
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

ANALYSIS, DESIGN AND DEVELOPMENT OF HYBRID MULTILEVEL SYSTEMS

AUTHOR: M. ENG. CASSIANO RECH
RESEARCH SUPERVISOR: DR. ENG. JOSÉ RENES PINHEIRO
March 21, 2005 – Santa Maria.

This Ph.D. Dissertation presents contributions to the study of hybrid multilevel systems, analyzing several issues that compose this system, such as: topological variations of the output inverter stage and input rectifier stage, design methodologies, modulation strategies and control system. This extensive analysis is carried out because these issues are closely related, so that a modification in any element can affect the overall system performance. Initially, due to the enormous flexibility and large complexity to design hybrid multilevel converters, this work proposes a unified analysis for these converters, which are composed of several series-connected cells with distinct voltage levels, modulation strategies, topologies and/or semiconductor technologies. This unified analysis includes a detailed comparative analysis among distinct topologies and a new generalized design methodology. Different configurations of hybrid converters are proposed from this new design methodology, depending on the specifications imposed to the multilevel system. Therefore, this work can be used as a valuable tool to define an adequate hybrid configuration for a specific application. After, this work also proposes a new arrangement to implement the isolated voltage sources of the series-connected cells that compose a hybrid multilevel inverter. This new arrangement is based on the multipulse connection of uncontrolled rectifiers processing distinct power levels, unlike conventional multipulse converters. A new design methodology for this input stage is proposed in this work, defining the phase shifts among the secondaries of the isolation transformer to eliminate dominant harmonics from the current drawn from the utility grid even when the active power levels processed by rectifiers are different. This work also investigates the impact of the hybrid multilevel modulation strategy on the harmonic contents of the output voltages and input currents. After to demonstrate the negative impact of the modulation strategy on the input harmonic performance for some operating points, this Ph.D. Dissertation proposes a new modulation strategy that makes possible, together with an asymmetrical multipulse connection of rectifiers, to eliminate undesired harmonics from the input current in any operating point without affecting the output harmonic performance. Beyond these issues, this work also includes a qualitative analysis about hybrid multilevel inverters operating as actuators in closed-loop systems, to motivate a discussion about this new subject. Finally, several experimental results are presented to demonstrate the practical feasibility of some proposals of this Ph.D. Dissertation.

Keywords: Power Electronics, hybrid multilevel converters.

SUMÁRIO

Lista de Figuras.....	xiv
Lista de Tabelas	xxiii
Simbologia e Abreviaturas.....	xxiv
Capítulo 1 - Introdução.....	1
Capítulo 2 - Conversores Multiníveis: Uma Visão Geral	6
2.1. Topologias	7
2.1.a) Conversores multiníveis de tensão	7
2.1.a.i) Configurações multiníveis com diodos de grampeamento.....	7
2.1.a.ii) Configurações multiníveis com capacitores de grampeamento	12
2.1.a.iii) Configurações multiníveis com células conectadas em série.....	14
2.1.a.iv) Comparação entre topologias	17
2.1.b) Conversores multiníveis de corrente	18
2.2. Estratégias de modulação	21
2.2.a) Síntese de formas de onda multiníveis quase-quadradas	21
2.2.b) Eliminação seletiva de harmônicas	22
2.2.c) Modulação por largura de pulso	24
2.2.c.i) Estratégias PWM baseadas na disposição das portadoras	24
2.2.c.ii) Estratégia PWM baseada no deslocamento de fase das múltiplas portadoras.....	30
2.2.d) Modulação <i>space vector</i>	32
2.3. Aplicações de conversores multiníveis.....	36
2.3.a) Compensador estático de reativos	37

2.3.b) Filtro ativo de potência	39
2.3.c) Acionamento de motores de indução.....	41
2.3.d) Sistemas fotovoltaicos	47
2.4. Conclusões	48
Capítulo 3 - Inversores Multiníveis Híbridos com Células H-bridge em Série ..	50
3.1. Princípios de operação.....	51
3.2. Estratégia de modulação.....	57
3.3. Comparação entre diferentes configurações de fontes de tensão.....	64
3.3.a) Número de níveis	64
3.3.b) Desempenho harmônico	65
3.3.c) Distribuição de potência.....	73
3.4. Metodologia de projeto	78
3.4.a) Número de níveis	78
3.4.b) Número mínimo (n_{\min}) e máximo (n_{\max}) de células <i>H-bridge</i> conectadas em série.....	79
3.4.c) Fonte de tensão da célula de maior potência	81
3.4.d) Fontes de tensão das células de menor potência	85
3.4.e) Frequência de comutação da célula com a menor fonte de tensão	91
3.5. Exemplos de projeto	94
3.5.a) Primeiro exemplo	94
3.5.b) Segundo exemplo.....	97
3.6. Conclusões	100
Capítulo 4 - Conversores Multiníveis Híbridos: Uma Abordagem Unificada..	102
4.1. Princípios de operação de conversores multiníveis híbridos	103
4.1.a) Células CC-CC conectadas em série	108
4.2. Estratégia de modulação generalizada	108

4.3. Metodologia de projeto generalizada.....	118
4.3.a) Minimização do número de interruptores.....	118
4.3.b) Redução da energia circulante.....	120
4.3.c) Forma de implementação das fontes de tensão contínua.....	124
4.3.c.i) Retificadores unidirecionais.....	124
4.3.c.ii) Célula de menor potência com retificador bidirecional.....	128
4.3.d) Disponibilidade de semicondutores para a implementação.....	129
4.4. Exemplos de projeto.....	131
4.4.a) Primeiro exemplo.....	132
4.4.b) Segundo exemplo.....	134
4.5. Conclusões.....	135
Capítulo 5 - Estágio Retificador de Entrada para Aplicações com Transferência de Potência Ativa.....	137
5.1. Análise do retificador não controlado de seis pulsos.....	139
5.2. Conexão multipulso de retificadores: Metodologia de projeto simétrica.....	145
5.3. Conexão multipulso de retificadores: Metodologia de projeto assimétrica...	153
5.4. Conexão multipulso assimétrica de retificadores aplicada em conversores multiníveis híbridos.....	160
5.4.a) Fonte de tensão trifásica desequilibrada e distorcida.....	165
5.5. Conclusões.....	168
Capítulo 6 - Impacto da Modulação no Conteúdo Harmônico das Tensões de Saída e Correntes de Entrada.....	170
6.1. Impacto da estratégia de modulação no conteúdo harmônico das tensões de saída.....	171
6.2. Impacto da estratégia de modulação no conteúdo harmônico das correntes de entrada.....	179
6.3. Conclusões.....	189

Capítulo 7 - Análise Qualitativa do Desempenho de Inversores Multiníveis	
Híbridos em Sistemas de Controle em Malha Fechada	190
7.1. Descrição básica de sistemas de controle em malha fechada.....	191
7.2. Limitações físicas do atuador	193
7.3. Alternativas para superar as limitações do atuador	197
7.4. Conclusões	202
Capítulo 8 - Resultados Experimentais	205
8.1. Estágio de saída: Inversores multiníveis híbridos	205
8.2. Estágio de entrada: Conexão multipulso assimétrica de retificadores	214
8.3. Conclusões	218
Capítulo 9 - Conclusões Gerais	219
Referências	223
Apêndice - Protótipo Implementado	234
A.1. Transformador de isolamento	235
A.2. Retificadores não controlados de seis pulsos.....	242
A.3. Células H- <i>bridge</i>	245
A.4. Circuito de comando (DSP TMS320F241)	245
A.5. Circuito para acionamento dos interruptores de potência (<i>drivers</i>)	248

LISTA DE FIGURAS

Figura 2-1. Inversor três níveis com diodos de grampeamento (inversor NPC).	8
Figura 2-2. Simulação do inversor NPC ($m_a = 0,95$, $m_f = 31$). (a) Tensão de fase. (b) Tensão de linha. ...	9
Figura 2-3. THD das tensões de linha sintetizadas pelos inversores dois níveis e três níveis, ambos com modulação por largura de pulso senoidal ($m_f = 31$).	10
Figura 2-4. Inversor m níveis com diodos de grampeamento.....	11
Figura 2-5. Inversor multinível com capacitores de grampeamento.	12
Figura 2-6. Inversor três níveis utilizando diodos e capacitores de grampeamento.	13
Figura 2-7. Inversor multinível com células H- <i>bridge</i> em série.....	14
Figura 2-8. Inversor nove níveis com dois inversores NPC monofásicos conectados em série.....	15
Figura 2-9. Conexão série através de transformadores monofásicos.	16
Figura 2-10. Inversor multinível com células simétricas trifásicas conectadas em série.	17
Figura 2-11. Célula genérica m níveis de corrente.	19
Figura 2-12. Inversor cinco níveis de corrente.....	19
Figura 2-13. Inversor multinível de corrente com células monofásicas em paralelo.	20
Figura 2-14. Inversor multinível de corrente com células trifásicas em paralelo.....	20
Figura 2-15. Tensão de referência e tensão de saída quase-quadrada de onze níveis.	22
Figura 2-16. Eliminação de harmônicas. (a) Tensão de fase de três níveis. (b) Espectro harmônico. ..	23
Figura 2-17. Disposição das portadoras ($m = 7$, $m_a = 0,9$ e $m_f = 25$). (a) APOD. (b) POD. (c) PD.	26
Figura 2-18. Estratégia de modulação APOD ($m = 7$, $m_a = 0,9$ e $m_f = 25$). (a) Tensão de fase. (b) Tensão de linha. (c) Espectro da tensão de fase. (d) Espectro da tensão de linha.....	27
Figura 2-19. Estratégia de modulação POD ($m = 7$, $m_a = 0,9$ e $m_f = 25$). (a) Tensão de fase. (b) Tensão de linha. (c) Espectro da tensão de fase. (d) Espectro da tensão de linha.....	28
Figura 2-20. Estratégia de modulação PD ($m = 7$, $m_a = 0,9$ e $m_f = 25$). (a) Tensão de fase. (b) Tensão de linha. (c) Espectro da tensão de fase. (d) Espectro da tensão de linha.....	29
Figura 2-21. PWM baseado no deslocamento de fase das portadoras ($m = 7$, $m_a = 0,9$ e $m_f = 10$).....	30
Figura 2-22. Deslocamento de fase das portadoras ($m = 7$, $m_a = 0,9$ e $m_f = 10$). (a) Tensão de fase. (b) Tensão de linha. (c) Espectro da tensão de fase. (d) Espectro da tensão de linha.....	31
Figura 2-23. Espaço das tensões de saída do inversor NPC trifásico em coordenadas $\alpha\beta$	34
Figura 2-24. Conexão da carga para diferentes estados de condução.	36
Figura 2-25. Diagrama esquemático de um inversor multinível conectado a um sistema de potência para compensação estática de reativos.....	38

Figura 2-26. Diagrama fasorial ilustrando a relação entre as tensões de alimentação e de saída do inversor multinível. (a) Corrente em avanço. (b) Corrente em atraso. 38

Figura 2-27. Diagrama unifilar de um filtro ativo série implementado com inversor multinível. ... 39

Figura 2-28. Diagrama unifilar de um filtro ativo paralelo implementado com inversor multinível. ... 40

Figura 2-29. Diagrama unifilar de um UPFC baseado em inversores multiníveis. 41

Figura 2-30. Acionamento de motor de indução através de um ASD. 41

Figura 2-31. ASD fabricado pela Robicon para o acionamento de motores de 2300 V_{CA}. 43

Figura 2-32. Célula de potência utilizando um retificador não controlado de seis pulsos. 44

Figura 2-33. Célula de potência utilizando um retificador controlado monofásico. 45

Figura 2-34. Célula de potência utilizando um retificador controlado trifásico. 45

Figura 2-35. Célula de potência usando um retificador controlado de menor potência em paralelo. ... 46

Figura 2-36. Diagrama esquemático de uma fase do retificador híbrido. 46

Figura 2-37. Diagrama de blocos simplificado de um sistema fotovoltaico. 47

Figura 2-38. Sistema fotovoltaico utilizando conversores *buck* conectados em série. 48

Figura 3-1. Inversor multinível com células *H-bridge* conectadas em série. 52

Figura 3-2. Níveis positivos de tensão sintetizados com $V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 2$ p.u. e $V_3 = 4,5$ p.u. 53

Figura 3-3. Valores limites das fontes para sintetizar níveis de tensão igualmente espaçados. 54

Figura 3-4. Níveis positivos de tensão sintetizados com $V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 3$ p.u. e $V_3 = 10$ p.u. 55

Figura 3-5. Estratégia de modulação para inversores híbridos com células *H-bridge* em série. 58

Figura 3-6. Níveis positivos de tensão sintetizados com $V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 3$ p.u. e $V_3 = 9$ p.u. 59

Figura 3-7. Valores limites das fontes para sintetizar uma tensão de fase modulada em alta frequência entre quaisquer níveis adjacentes, usando a estratégia de modulação da Figura 3-5. ... 61

Figura 3-8. Tensão de saída e de referência das células *H-bridge* de um inversor híbrido com fontes $V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 2$ p.u. e $V_3 = 6$ p.u. ($m_a = 1$, $m_f = 151$). (a) Célula 3. (b) Célula 2. (c) Célula 1. 62

Figura 3-9. Tensão de fase do inversor multinível híbrido com fontes de tensão $V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 2$ p.u. e $V_3 = 6$ p.u. ($m_a = 1$, $m_f = 151$). 63

Figura 3-10. Número de níveis sintetizado por diferentes configurações de tensão. 65

Figura 3-11. Tensão de saída e de referência das células *H-bridge* de um inversor multinível híbrido unário ($m_a = 1$, $m_f = 151$). (a) Célula 3. (b) Célula 2. (c) Célula 1. 66

Figura 3-12. Tensão de fase de um inversor multinível híbrido unário com três células *H-bridge* conectadas em série ($m_a = 1$, $m_f = 151$). 67

Figura 3-13. Tensão de saída e de referência das células *H-bridge* de um inversor híbrido binário ($m_a = 1$, $m_f = 151$). (a) Célula 3 (maior potência). (b) Célula 2. (c) Célula 1 (menor potência). ... 68

Figura 3-14. Tensão de fase de um inversor multinível híbrido binário com três células *H-bridge* conectadas em série ($m_a = 1$, $m_f = 151$). 69

Figura 3-15. Tensão de saída e de referência das células *H-bridge* de um inversor híbrido trinário ($m_a = 1$, $m_f = 151$). (a) Célula 3 (maior potência). (b) Célula 2. (c) Célula 1 (menor potência). ... 70

Figura 3-16. Tensão de fase de um inversor multinível híbrido trinário com três células <i>H-bridge</i> conectadas em série ($m_a = 1, m_f = 151$).....	71
Figura 3-17. Conteúdo harmônico de uma tensão de fase ($m_a = 1, m_f = 151$).....	71
Figura 3-18. THD das tensão de fase ($m_f = 151$).....	72
Figura 3-19. DF1 das tensão de fase ($m_f = 151$).....	72
Figura 3-20. Representação de uma fase de um inversor multinível com células em série.	73
Figura 3-21. Sinal de referência e tensão de saída da célula de maior potência.....	75
Figura 3-22. Valor normalizado da potência aparente fundamental processada pela célula de maior potência de inversores multiníveis híbridos binários.....	77
Figura 3-23. Valor normalizado da potência aparente fundamental processada pela célula de maior potência de inversores multiníveis híbridos trinários.	77
Figura 3-24. Taxa de distorção harmônica x Número de níveis ($m_a = 1$).....	78
Figura 3-25. Número mínimo e máximo de células <i>H-bridge</i>	80
Figura 3-26. Componente fundamental de tensão sintetizada pela célula de maior potência para diferentes valores de fontes de entrada.	82
Figura 3-27. Obtenção do parâmetro K_{max}	83
Figura 3-28. Valor normalizado da fonte de tensão da célula <i>H-bridge</i> de maior potência.....	84
Figura 3-29. Parâmetro K_{max} em função do índice de modulação de amplitude.	84
Figura 3-30. Número mínimo de células <i>H-bridge</i> conectadas em série quando a célula com a maior fonte de tensão não processa potência aparente fundamental em excesso.	86
Figura 3-31. Valores normalizados das fontes de tensão das células <i>H-bridge</i>	87
Figura 3-32. Valores normalizados das fontes de tensão das células <i>H-bridge</i> que garantem que nenhuma célula processará uma componente fundamental de tensão negativa.....	88
Figura 3-33. Número mínimo de células <i>H-bridge</i> para que nenhuma célula processe uma componente fundamental de tensão negativa.....	89
Figura 3-34. Valores normalizados das fontes de tensão das células <i>H-bridge</i> que garantem que somente a célula de menor potência processará uma componente fundamental de tensão negativa.....	90
Figura 3-35. Número mínimo de células <i>H-bridge</i> para que somente a célula de menor potência processe uma componente fundamental de tensão negativa.....	90
Figura 3-36. Estratégia de modulação usada na célula de menor potência ($m_a = 0,9$ e $m_f = 25$).....	91
Figura 3-37. Freqüência de comutação da célula de menor potência.....	92
Figura 3-38. Análise harmônica de uma tensão de fase com 25 níveis. (a) THD. (b) DF1.....	93
Figura 3-39. Tensão de referência e de saída das células <i>H-bridge</i> ($m_a = 1, m_f = 61$). (a) Célula 4 (maior potência). (b) Célula 3. (c) Célula 2. (d) Célula 1 (menor potência).....	95
Figura 3-40. Tensões de saída do inversor multinível híbrido ($m_a = 1, m_f = 61$). (a) Tensão de referência e de fase. (b) Tensão de linha.....	96

Figura 3-41. Componente fundamental de tensão sintetizada pelas células <i>H-bridge</i> com as fontes de tensão da Tabela 3-2.....	97
Figura 3-42. Tensão de referência e de saída das células <i>H-bridge</i> ($m_a = 1, m_f = 61$). (a) Célula 3 (maior potência). (b) Célula 2. (c) Célula 1 (menor potência).....	98
Figura 3-43. Tensões de saída do inversor multinível híbrido ($m_a = 1, m_f = 61$). (a) Tensão de referência e de fase. (b) Tensão de linha.....	99
Figura 3-44. Componente fundamental de tensão sintetizada pelas células <i>H-bridge</i> com as fontes de tensão da Tabela 3-3.....	100
Figura 4-1. Estrutura generalizada de uma fase de um inversor multinível com n células multiníveis conectadas em série.	103
Figura 4-2. Células CC-CA. (a) Dois níveis. (b) Três níveis em ponte completa (<i>H-bridge</i>). (c) Três níveis em meia-ponte. (d) Cinco níveis em ponte completa.	104
Figura 4-3. Valores limites dos degraus de tensão para sintetizar uma tensão de fase com níveis igualmente espaçados.	106
Figura 4-4. Células <i>buck</i> . (a) Dois níveis. (b) m_j níveis.....	108
Figura 4-5. Estratégia de modulação híbrida generalizada.....	109
Figura 4-6. Modulação quase-quadrada para células CC-CA multiníveis. (a) Número ímpar de níveis. (b) Número par de níveis.....	110
Figura 4-7. Valores limites dos degraus de tensão para sintetizar uma tensão de fase modulada em alta frequência entre quaisquer níveis de tensão adjacentes.	111
Figura 4-8. Configurações de inversores multiníveis híbridos. (a) Células dois níveis em série. (b) Células cinco níveis em série. (c) Células distintas em série.....	113
Figura 4-9. Inversor híbrido com três células dois níveis em série: tensão de saída e de referência das células ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 2$ p.u., $m_a = 1, m_f = 81$). (a) Célula 3. (b) Célula 2. (c) Célula 1.	114
Figura 4-10. Inversor multinível híbrido com três células dois níveis conectadas em série: tensão de fase ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 2$ p.u., $m_a = 1, m_f = 81$).	115
Figura 4-11. Inversor híbrido com duas células cinco níveis em série: tensão de saída e de referência das células ($V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 4$ p.u., $m_a = 1, m_f = 81$). (a) Célula 2. (b) Célula 1.....	116
Figura 4-12. Inversor multinível híbrido com duas células cinco níveis conectadas em série: tensão de fase ($V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 4$ p.u., $m_a = 1, m_f = 81$).....	116
Figura 4-13. Inversor híbrido com três células distintas em série: tensão de saída e de referência das células ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 3$ p.u., $m_a = 1, m_f = 81$). (a) Célula 3. (b) Célula 2. (c) Célula 1.	117
Figura 4-14. Inversor multinível híbrido com três células distintas conectadas em série: tensão de fase ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 3$ p.u., $m_a = 1, m_f = 81$).	118
Figura 4-15. Número de interruptores por fase <i>versus</i> número máximo de níveis.	119
Figura 4-16. Componentes fundamentais das tensões sintetizadas por quatro células dois níveis com valores limites de V_j	120

Figura 4-17. Fundamental de tensão sintetizada pela célula de maior potência com valores distintos de V_n . (a) Célula dois níveis. (b) Célula três níveis. (c) Célula quatro níveis. (d) Célula cinco níveis.	122
Figura 4-18. Redução da energia circulante entre as células: número de interruptores por fase <i>versus</i> número máximo de níveis.....	123
Figura 4-19. Inversor híbrido de 11 níveis composto por uma célula cinco níveis ($V_1 = 1$ p.u.) em série com uma célula três níveis ($V_2 = 3$ p.u.). (a) Referência e tensão de saída das células em série. (b) Referência e tensão de fase de saída.....	126
Figura 4-20. Componentes fundamentais. (a) Inversor híbrido de 11 níveis composto por uma célula cinco níveis ($V_1 = 1$ p.u.) e uma célula três níveis ($V_2 = 3$ p.u.). (b) Inversor híbrido de 11 níveis composto por três células de 3 níveis ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 3$ p.u.).....	127
Figura 4-21. Célula de menor potência com retificador bidirecional: número de interruptores por fase <i>versus</i> número máximo de níveis.....	129
Figura 4-22. Valor base de tensão <i>versus</i> número de níveis.....	133
Figura 4-23. Valores normalizados máximos dos degraus de tensão <i>versus</i> número de níveis.	134
Figura 5-1. Circuito equivalente do j -ésimo retificador não controlado de seis pulsos.....	137
Figura 5-2. Sistema multinível híbrido proposto para acionamento de motores de média tensão (Fases B e C apresentam a mesma configuração da fase A).....	139
Figura 5-3. Amplitudes percentuais das harmônicas da corrente de entrada ($X_{c,j} = 5\%$). (a) $h = 5, 7, 11, 13$. (b) $h = 17, 19, 23, 25$	141
Figura 5-4. Amplitude percentual da quinta harmônica da corrente de entrada.....	142
Figura 5-5. Ângulo de fase da quinta harmônica da corrente de entrada.	143
Figura 5-6. Valor médio da tensão contínua na saída do retificador não controlado de seis pulsos. .	144
Figura 5-7. Amplitude das ondulações sobre a tensão de saída do retificador não controlado.	144
Figura 5-8. Diagrama simplificado do estágio de entrada de um inversor multinível com n células conectadas em série por fase.....	146
Figura 5-9. Diagrama vetorial da quinta harmônica para uma conexão multipulso simétrica com três retificadores ($V_{L,j} = V_P$). (a) Níveis de potência iguais. (b) Níveis de potência diferentes. .	148
Figura 5-10. Conexão multipulso simétrica de retificadores processando níveis iguais de potência ($X_{c,j} = 5\%$, $X_{L,j} = 1\%$, $V_P = V_{L,j}$, $I_{cc,j} = 15$ A). (a) Correntes nos secundários. (b) Corrente de entrada. (c) Espectro harmônico da corrente de entrada.....	150
Figura 5-11. Conexão multipulso simétrica de retificadores processando níveis distintos de potência ativa ($X_{c,j} = 5\%$, $X_{L,j} = 1\%$, $V_P = V_{L,j}$, $I_{cc,1} = 10$ A, $I_{cc,2} = 15$ A, $I_{cc,3} = 20$ A). (a) Correntes nos secundários. (b) Corrente de entrada. (c) Espectro harmônico da corrente de entrada.....	151
Figura 5-12. Diagrama do estágio de entrada com retificadores processando níveis iguais de potência.....	152
Figura 5-13. Amplitude da quinta harmônica da corrente de entrada <i>versus</i> ângulos de defasagem: níveis de potência ativa e impedâncias iguais.....	154

Figura 5-14. Análise harmônica <i>versus</i> ângulos de defasagem: níveis de potência diferentes ($P_2 = 1,5P_1$ e $P_3 = 2P_1$). (a) Amplitude da 5ª harmônica. (b) Amplitude da 11ª harmônica. (c) THD.	156
Figura 5-15. Conexão multipulso assimétrica de retificadores processando níveis distintos de potência ativa ($X_{c,j} = 5\%$, $X_{L,j} = 1\%$, $V_P = V_{L,j}$, $I_{cc,1} = 10$ A, $I_{cc,2} = 15$ A, $I_{cc,3} = 20$ A, $\Delta\Phi_1 = -22,2^\circ$ e $\Delta\Phi_2 = +25,2^\circ$). (a) Corrente de entrada. (b) Espectro harmônico da corrente de entrada.	157
Figura 5-16. Amplitude da quinta harmônica da corrente de entrada <i>versus</i> ângulos de defasagem: níveis de potência ativa diferentes ($P_2 = 2P_1$ e $P_3 = 5P_1$).	158
Figura 5-17. Conexão multipulso com dois retificadores em série para a célula de maior potência.	158
Figura 5-18. Conexão multipulso assimétrica de retificadores: célula de maior potência com dois retificadores ($X_{c,j} = 5\%$, $X_{L,j} = 1\%$, $V_P = V_{L,j}$, $I_{cc,1} = 10$ A, $I_{cc,2} = 20$ A, $I_{cc,3} = 50$ A, $\Delta\Phi_1 = +13,1^\circ$, $\Delta\Phi_2 = -16,9^\circ$ e $\Delta\Phi_3 = +26,1^\circ$). (a) Corrente de entrada. (b) Espectro harmônico.	159
Figura 5-19. Resultados de simulação: <i>minimização</i> da quinta harmônica com conexão multipulso de retificadores aplicada em um inversor híbrido de nove níveis ($\Delta\Phi_1 = 30^\circ$, $\Delta\Phi_2 = -30^\circ$, $\Delta\Phi_3 = 0^\circ$). (a) Corrente e tensão de entrada. (b) Espectro harmônico da corrente de entrada.	162
Figura 5-20. Diagrama simplificado do estágio retificador de entrada proposto.	163
Figura 5-21. Resultados de simulação: <i>eliminação</i> da quinta harmônica com conexão multipulso de retificadores aplicada em um inversor híbrido de nove níveis ($\Delta\Phi_1 = 13,9^\circ$, $\Delta\Phi_2 = -16,3^\circ$, $\Delta\Phi_3 = 27,1^\circ$, $\Delta\Phi_4 = 0^\circ$). (a) Corrente e tensão de entrada. (b) Espectro harmônico da corrente de entrada.	164
Figura 5-22. Resultados de simulação: efeitos do desequilíbrio e da quinta harmônica na tensão de entrada em uma conexão multipulso ($k_n = 0,0035$, $k_5 = 0,01$, $\alpha_5 = 180^\circ$). (a) Corrente e tensão de entrada. (b) Espectro harmônico da corrente de entrada.	166
Figura 5-23. Comparação de desempenho entre as configurações multipulso simétrica e assimétrica aplicadas em um inversor híbrido de nove níveis. (a) Efeitos do desequilíbrio de tensão ($k_n = 0,0035$). (b) Efeitos do desequilíbrio ($k_n = 0,0035$) e da quinta harmônica de tensão ($k_5 = 0,01$).	167
Figura 6-1. Estratégia de modulação para inversores multiníveis híbridos.	171
Figura 6-2. Estratégia de modulação do inversor multinível híbrido binário com três células H-bridge em série ($m_a = 1$, $m_f = 61$, $\Psi_2 = 1$ p.u. e $\Psi_3 = 4$ p.u.).	173
Figura 6-3. Estratégia de modulação do inversor multinível híbrido binário com três células H-bridge em série ($m_a = 1$, $m_f = 61$, $\Psi_2 = 1$ p.u. e $\Psi_3 = 0$).	175
Figura 6-4. Estratégia de modulação do inversor multinível híbrido binário com três células H-bridge em série ($m_a = 1$, $m_f = 61$, $\Psi_2 = 1$ p.u. e $\Psi_3 = 3$ p.u.).	176
Figura 6-5. DF1 <i>versus</i> níveis de comparação ($m_a = 1$). (a) $V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 1$ p.u. e $V_3 = 2$ p.u. ($m_f = 41$). (b) $V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 2$ p.u. e $V_3 = 4$ p.u. ($m_f = 61$). (c) $V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 2$ p.u. e $V_3 = 6$ p.u. ($m_f = 77$).	178
Figura 6-6. Estratégia de modulação original com níveis de comparação $\Psi_2 = 1$ p.u. e $\Psi_3 = 2$ p.u. ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 2$ p.u., $m_f = 41$): tensões de saída para $m_a = 0,3$	180

Figura 6-7. Estratégia de modulação original com níveis de comparação $\Psi_2 = 1$ p.u. e $\Psi_3 = 2$ p.u. ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 2$ p.u., $m_f = 41$): tensões de saída para $m_a = 0,5$	180
Figura 6-8. Estratégia de modulação original com níveis de comparação $\Psi_2 = 1$ p.u. e $\Psi_3 = 2$ p.u. ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 2$ p.u., $m_f = 41$): tensões de saída para $m_a = 0,7$	181
Figura 6-9. Estratégia de modulação original com níveis de comparação $\Psi_2 = 1$ p.u. e $\Psi_3 = 2$ p.u. ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 2$ p.u., $m_f = 41$): tensões de saída para $m_a = 0,91$	181
Figura 6-10. Impacto de Ψ_n na estratégia de modulação da célula de maior potência.....	182
Figura 6-11. Componente fundamental da tensão de saída da célula de maior potência para diferentes níveis de comparação ($V_1 = V_2 = 1$ p.u. e $V_3 = 2$ p.u.).....	183
Figura 6-12. Níveis de comparação para síntese linear das tensões ($V_1 = V_2 = 1$ p.u. e $V_3 = 2$ p.u.)..	184
Figura 6-13. Estratégia de modulação proposta com níveis de comparação mostrados na Figura 6-12 ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 2$ p.u., $m_f = 41$, $\Psi_2 = 0,8$ p.u. e $\Psi_3 = 1,14$ p.u.): tensões de saída para $m_a = 0,3$	185
Figura 6-14. Estratégia de modulação proposta com níveis de comparação mostrados na Figura 6-12 ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 2$ p.u., $m_f = 41$, $\Psi_2 = 0,14$ p.u. e $\Psi_3 = 1,73$ p.u.): tensões de saída para $m_a = 0,5$	185
Figura 6-15. Estratégia de modulação proposta com níveis de comparação mostrados na Figura 6-12 ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 2$ p.u., $m_f = 41$, $\Psi_2 = 0,72$ p.u. e $\Psi_3 = 2$ p.u.): tensões de saída para $m_a = 0,7$	186
Figura 6-16. Estratégia de modulação proposta com níveis de comparação mostrados na Figura 6-12 ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 2$ p.u., $m_f = 41$, $\Psi_2 = 0,91$ p.u. e $\Psi_3 = 1,51$ p.u.): tensões de saída para $m_a = 0,91$	186
Figura 6-17. Resultados de simulação: <i>eliminação</i> da quinta harmônica com $m_a = 0,3$ ($\Delta\Phi_1 = 13,9^\circ$, $\Delta\Phi_2 = -16,3^\circ$, $\Delta\Phi_3 = 27,1^\circ$, $\Delta\Phi_4 = 0^\circ$). (a) Corrente e tensão de entrada. (b) Espectro harmônico..	187
Figura 6-18. Resultados de simulação: <i>eliminação</i> da quinta harmônica com $m_a = 0,5$ ($\Delta\Phi_1 = 13,9^\circ$, $\Delta\Phi_2 = -16,3^\circ$, $\Delta\Phi_3 = 27,1^\circ$, $\Delta\Phi_4 = 0^\circ$). (a) Corrente e tensão de entrada. (b) Espectro harmônico..	187
Figura 6-19. Resultados de simulação: <i>eliminação</i> da quinta harmônica com $m_a = 0,7$ ($\Delta\Phi_1 = 13,9^\circ$, $\Delta\Phi_2 = -16,3^\circ$, $\Delta\Phi_3 = 27,1^\circ$, $\Delta\Phi_4 = 0^\circ$). (a) Corrente e tensão de entrada. (b) Espectro harmônico..	188
Figura 6-20. Distorção harmônica da corrente de entrada com a estratégia de modulação original..	188
Figura 6-21. Distorção harmônica da corrente de entrada com a estratégia de modulação proposta.	189
Figura 7-1. Sistema em malha aberta.....	191
Figura 7-2. Sistema em malha fechada.....	191
Figura 7-3. Sinal de referência (superior) e tensão de saída (inferior) das células em série, com um sinal de controle não senoidal ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 2$ p.u.). (a) Célula 3. (b) Célula 2. (c) Célula 1.	194
Figura 7-4. Ampliação da Figura 7-3(a).....	195

Figura 7-5. Tensão de saída do inversor híbrido de nove níveis com um sinal de referência não senoidal.	195
Figura 7-6. Interruptores de média/alta tensão e alta potência (Fonte: [11]).	196
Figura 7-7. Relações de potência e frequência de diferentes tecnologias de interruptores.	197
Figura 7-8. Inclusão de um filtro passa-baixas na malha de controle. (a) Diagrama de blocos do compensador. (b) Diagrama de blocos do atuador e da planta.	198
Figura 7-9. Estratégia de modulação de uma célula de baixa frequência com referência não senoidal. (a) Sem algoritmo de bloqueio. (b) Com algoritmo de bloqueio.	199
Figura 7-10. Inclusão de algoritmos de bloqueio: sinal de referência (superior) e tensão de saída (inferior) das células em série com um sinal de controle não senoidal ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 2$ p.u.). (a) Célula 3. (b) Célula 2. (c) Célula 1.	200
Figura 7-11. Inclusão de algoritmos de bloqueio: ampliação da Figura 7-10(a).	201
Figura 7-12. Inclusão de algoritmos de bloqueio: tensão de saída do inversor híbrido de nove níveis com um sinal de referência não senoidal.	201
Figura 7-13. Inclusão de algoritmos de bloqueio: sinal de referência (superior) e tensão de saída (inferior) das células em série com um sinal de controle não senoidal ($V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 2$ p.u., $V_3 = 6$ p.u.). (a) Célula 3. (b) Célula 2. (c) Célula 1.	203
Figura 7-14. Inclusão de algoritmos de bloqueio: tensão de saída do inversor híbrido de dezenove níveis com um sinal de referência não senoidal.	204
Figura 8-1. Esquema simplificado do protótipo de nove níveis implementado.	206
Figura 8-2. Resultados experimentais para $m_a = 0,3$: modulação original com níveis de comparação $\Psi_2 = 1$ p.u. e $\Psi_3 = 2$ p.u. (a) Saída das células. (b) Tensão de fase.	206
Figura 8-3. Resultados experimentais para $m_a = 0,5$: modulação original com níveis de comparação $\Psi_2 = 1$ p.u. e $\Psi_3 = 2$ p.u. (a) Saída das células. (b) Tensão de fase.	207
Figura 8-4. Resultados experimentais para $m_a = 0,7$: modulação original com níveis de comparação $\Psi_2 = 1$ p.u. e $\Psi_3 = 2$ p.u. (a) Saída das células. (b) Tensão de fase.	207
Figura 8-5. Resultados experimentais para $m_a = 0,91$: modulação original com níveis de comparação $\Psi_2 = 1$ p.u. e $\Psi_3 = 2$ p.u. (a) Saída das células. (b) Tensão de fase.	208
Figura 8-6. Resultados experimentais: componentes fundamentais de tensão ao usar a estratégia de modulação original.	208
Figura 8-7. Resultados experimentais para $m_a = 0,3$: modulação proposta com níveis de comparação da Figura 6-12 ($\Psi_2 = 0,8$ p.u. e $\Psi_3 = 1,14$ p.u.). (a) Saída das células. (b) Tensão de fase.	209
Figura 8-8. Resultados experimentais para $m_a = 0,5$: modulação proposta com níveis de comparação da Figura 6-12 ($\Psi_2 = 0,14$ p.u. e $\Psi_3 = 1,73$ p.u.). (a) Saída das células. (b) Tensão de fase.	210
Figura 8-9. Resultados experimentais para $m_a = 0,7$: modulação proposta com níveis de comparação da Figura 6-12 ($\Psi_2 = 0,72$ p.u. e $\Psi_3 = 2$ p.u.). (a) Saída das células. (b) Tensão de fase.	210

Figura 8-10. Resultados experimentais para $m_a = 0,91$: modulação proposta com níveis de comparação da Figura 6-12 ($\Psi_2 = 0,91$ p.u. e $\Psi_3 = 1,51$ p.u.). (a) Saída das células. (b) Tensão de fase.	211
Figura 8-11. Resultados experimentais: componentes fundamentais de tensão ao usar a estratégia de modulação proposta.....	211
Figura 8-12. Resultados experimentais para $m_a = 0,91$: utilização de níveis de comparação inadequados ($\Psi_2 = 1,5$ p.u. e $\Psi_3 = 2$ p.u.). (a) Saída das células. (b) Tensão de fase.....	212
Figura 8-13. Resultados experimentais para $m_a = 0,91$: utilização de níveis de comparação inadequados ($\Psi_2 = 1$ p.u. e $\Psi_3 = 3$ p.u.). (a) Saída das células. (b) Tensão de fase.....	212
Figura 8-14. Resultados experimentais de um inversor híbrido de onze níveis composto por uma célula cinco níveis ($V_1 = 1$ p.u., $m_f = 41$) em série com uma célula três níveis ($V_2 = 3$ p.u., $\Psi_2 = 2$ p.u.). (a) Esquema simplificado do protótipo. (b) Saída das células. (c) Tensão de fase.....	213
Figura 8-15. Resultados experimentais do sistema híbrido de nove níveis sob carga. (a) Tensão e corrente de saída (10 A/div) do inversor. (b) Correntes de linha no primário (2 A/div).	214
Figura 8-16. Resultados experimentais com conexão na rede pública. (a) Correntes na “linha a” dos secundários (5 A/div). (b) Correntes de linha no primário (2 A/div). (c) Corrente na “linha a” do primário (2 A/div) e respectiva tensão de fase. (d) Espectro harmônico da corrente na “linha a” do primário.....	216
Figura 8-17. Resultados experimentais com conexão em um gerador CA. (a) Correntes na “linha a” dos secundários (5 A/div). (b) Correntes de linha no primário (2 A/div). (c) Corrente na “linha a” do primário (2 A/div) e respectiva tensão de fase. (d) Espectro harmônico da corrente na “linha a” do primário.....	217
Figura A-1. Esquema do protótipo implementado.....	234
Figura A-2. Fotografia do protótipo implementado.....	235
Figura A-3. Diagrama simplificado do transformador de isolamento.....	236
Figura A-4. Conexão zig-zag de enrolamentos trifásicos.....	239
Figura A-5. Conexão entre os enrolamentos do transformador de isolamento.....	241
Figura A-6. Dimensões do núcleo.....	242
Figura A-7. Obtenção do circuito equivalente para análise do estágio retificador de entrada.	243
Figura A-8. Erro de modelagem ao considerar uma fonte de corrente constante conectada no barramento CC. (a) $X_{L,j} = 1\%$. (b) $X_{L,j} = 2\%$. (c) $X_{L,j} = 5\%$	244
Figura A-9. Módulo de IGBT's SK45GB063. (a) Encapsulamento. (b) Pinagem.....	245
Figura A-10. Pinagem do DSP TMS320F241. Fonte: [134].	246
Figura A-11. Fluxograma do programa implementado no TMS320F241. (a) Rotina principal. (b) Rotina da interrupção.	247
Figura A-12. Circuito de acionamento dos interruptores.	249

LISTA DE TABELAS

Tabela 2-1. Possíveis estados de condução e valores da tensão fase-neutro ($x = \{a, b, c\}$).....	8
Tabela 2-2. Componentes usados nas topologias básicas de inversores multiníveis trifásicos.....	18
Tabela 2-3. Possíveis vetores de comutação no espaço $\alpha\beta$	34
Tabela 3-1. Saída PWM entre quaisquer níveis adjacentes ($V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 3$ p.u. e $V_3 = 9$ p.u.).....	60
Tabela 3-2. Parâmetros do inversor híbrido de quinze níveis. Nenhuma célula sintetiza componente fundamental de tensão negativa.....	94
Tabela 3-3. Parâmetros do inversor híbrido de quinze níveis. Primeira célula pode sintetizar componente fundamental de tensão negativa.....	97
Tabela 4-1. Valores limites de V_j para sintetizar níveis igualmente espaçados.....	107
Tabela 4-2. Valores limites de V_j para sintetizar tensões moduladas em alta frequência.....	112
Tabela 4-3. Comparação entre duas configurações híbridas com energia circulante reduzida.	123
Tabela 4-4. Comparação entre configurações multiníveis híbridas que permitem o uso de retificadores unidirecionais em todas as células.....	125
Tabela 4-5. Inversores multiníveis híbridos que permitem o uso de retificadores unidirecionais em todas as células, usando uma célula de menor potência de cinco níveis e as demais células de três níveis.	128
Tabela 4-6. Metodologia de projeto I: qualquer tecnologia de interruptores.....	130
Tabela 4-7. Metodologia de projeto II: avaliação da disponibilidade de interruptores.....	131
Tabela 4-8. Parâmetros do inversor multinível híbrido: metodologia de projeto I.....	133
Tabela 4-9. Parâmetros do inversor multinível híbrido: metodologia de projeto II.....	135
Tabela 5-1. Ângulo de defasagem e harmônicas dominantes canceladas.....	149
Tabela 5-2. Parâmetros do inversor híbrido de nove níveis com conexão multipulso assimétrica de retificadores.....	161
Tabela 5-3. Ângulos de defasagem.....	161
Tabela 5-4. THD da corrente de entrada com fonte de tensão ideal.....	164
Tabela 5-5. THD da corrente de entrada com fonte de tensão real ($k_n = 0,0035$, $k_5 = 0,01$, $\alpha_5 = 180^\circ$).	166
Tabela 6-1. Níveis de comparação para inversores híbridos com três células <i>H-bridge</i> em série.	177
Tabela A-1. Seção dos condutores.....	237
Tabela A-2. Número de espiras dos enrolamentos secundários.....	240
Tabela A-3. Capacitores dos barramentos CC ($V_{s,j} = 34,7$ V).....	245

SIMBOLOGIA E ABREVIATURAS

α_5	Ângulo de fase da quinta harmônica na tensão da rede pública de energia
$\alpha_{h,o}$	Ângulo de fase da h -ésima harmônica da tensão de fase normalizada $v_o(t)$
$\alpha_{h,j}$	Ângulo de fase da h -ésima harmônica da tensão de saída normalizada da j -ésima célula $v_j(t)$
β_1	Ângulo de fase da corrente de saída normalizada $i_o(t)$
δ_k	k -ésimo ângulo de comutação
$\Delta\Phi_j$	Ângulo de defasagem entre a tensão de linha do j -ésimo enrolamento secundário e a tensão de linha do n -ésimo enrolamento secundário
Δt_i	Tempo de duração do vetor de comutação \mathbf{v}^i
$\Delta V_{cc,j}$	Degrau de tensão entre níveis adjacentes da j -ésima célula
Φ_j	Ângulo de defasagem entre a tensão de linha do j -ésimo enrolamento secundário e a tensão de linha do primário
γ	Ângulo de comutação dos interruptores da célula <i>H-bridge</i> com a maior fonte de tensão
$\varphi_{1,j}$	Ângulo de defasagem entre as componentes fundamentais da tensão de fase e da corrente de entrada do j -ésimo retificador de seis pulsos
$\varphi_{h,j}$	Ângulo de fase da h -ésima harmônica da corrente de entrada do j -ésimo retificador de seis pulsos (considerando $\Phi_j = 0^\circ$)
$\varphi_{h,p}$	Ângulo de fase da h -ésima harmônica da corrente de linha no enrolamento primário do transformador de isolamento
σ_j	Máximo nível normalizado de tensão sintetizado pelas j primeiras células de uma fase do inversor multinível híbrido
Ψ_j	Nível de comparação usado na estratégia de modulação da j -ésima célula <i>H-bridge</i>
$\Psi_{j,k}$	k -ésimo nível de comparação utilizado na estratégia de modulação da j -ésima célula
a_i	Amplitude da i -ésima harmônica
A_p	Valor de pico à pico das portadoras

APOD	<i>Alternative Phase Opposition Disposition</i> (Disposição em Oposição de Fases Alternadas)
A_r	Valor de pico à pico do sinal de referência
ASD	<i>Adjustable-Speed Drive</i> (Acionamento com Velocidade Variável)
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
$C_{b,j}$	Capacitor do barramento CC do j -ésimo retificador de seis pulsos
C_f	Capacitor de filtro
$D_{1,x}, D_{2,x}$	Diodos de grampeamento da fase x do inversor com ponto neutro grampeado
DF1	<i>First Order Distortion Factor</i> (Fator de Distorção de Primeira Ordem)
dV/dt	Taxa de variação de tensão
e_{med}	Erro percentual entre o valor médio da tensão de referência e o valor médio da tensão de fase entre níveis adjacentes
f	Frequência da tensão da rede pública de energia
f_p	Frequência das portadoras
f_r	Frequência do sinal de referência
f_i	Frequência de comutação dos interruptores da célula com a menor fonte de tensão
GTO	<i>Gate Turn-Off Thyristor</i>
H-bridge	Inversor monofásico três níveis em ponte completa
$I_{base,j}$	Valor base de corrente do j -ésimo retificador de seis pulsos
I_{cc}	Fonte de corrente contínua
$I_{cc,j}$	Valor médio da corrente de entrada da j -ésima célula
\mathbf{I}_C	Vetor da corrente de saída do conversor multinível
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IGCT	<i>Integrated Gate-Commutated Thyristor</i>
$I_{h,j}$	Valor eficaz da h -ésima harmônica da corrente de entrada do j -ésimo retificador de seis pulsos
$I_{h,P}$	Valor eficaz da h -ésima harmônica da corrente de linha no enrolamento primário do transformador de isolamento
\mathbf{I}_L	Vetor da corrente na carga
I_o	Valor eficaz da corrente de saída normalizada $i_o(t)$

$i_o(t)$	Corrente instantânea de saída normalizada
$i_p(t)$	Corrente instantânea de linha no enrolamento primário do transformador
$i_{s,j}(t)$	Corrente instantânea de linha no j -ésimo enrolamento secundário do transformador
$\hat{i}_{s,j}(t)$	Corrente instantânea de linha no j -ésimo enrolamento secundário do transformador refletida ao primário
\mathbf{I}_S	Vetor da corrente de entrada
k_5	Amplitude da quinta harmônica na tensão da rede pública de energia, expressa como porcentagem da fundamental
K_j	Parâmetro que relaciona V_j com σ_{j-1} ($V_j = K_j \sigma_{j-1}$)
K_{\max}	Valor máximo de K_n para que a célula de maior potência não processe níveis de potência maiores que a quantidade consumida pela carga
k_n	Amplitude da tensão de seqüência negativa na rede pública de energia, expressa como porcentagem da fundamental
L_C	Indutor de interface para a compensação estática de reativos
L_f	Indutor de filtro
$L_{S,j}$	Indutor de entrada do j -ésimo retificador de seis pulsos
M	Número de níveis
m_a	Índice de modulação de amplitude
m_f	Índice de modulação de frequência
m_j	Número de níveis da j -ésima célula
\mathbf{M}_i	Matriz de decomposição associada ao Setor i
m_{\min}	Número mínimo de níveis que o inversor deve sintetizar
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
N	Número de células conectadas em série por fase
N	Estado de condução que resulta em uma tensão de fase de $-V_{cc}/2$ para o inversor com ponto neutro grampeado
\mathbb{N}	Conjunto dos números naturais
n_{\min}	Número mínimo de células H- <i>bridge</i> para sintetizar o número de níveis desejado
n_{\max}	Número máximo de células H- <i>bridge</i> para sintetizar o número de níveis desejado
$N_{p,j}$	Número de espiras do j -ésimo enrolamento primário

$N_{s,j}$	Número de espiras do j -ésimo enrolamento secundário
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i> (Ponto Neutro Grampeado)
o	Ponto neutro
O	Estado de condução que resulta em uma tensão de fase nula para o inversor com ponto neutro grampeado
P	Número de comutações por quarto de ciclo
P	Estado de condução que resulta em uma tensão de fase de $V_{cc}/2$ para o inversor com ponto neutro grampeado
PCC	<i>Point of Common Coupling</i> (Ponto de Acoplamento Comum)
PD	<i>Phase Disposition</i> (Disposição em Fase)
P_j	Potência ativa processada pelo j -ésimo retificador
P_o	Potência nominal processada por fase
POD	<i>Phase Opposition Disposition</i> (Disposição em Oposição de Fases)
p.u.	Quantidade por unidade
PV	<i>Photovoltaic System</i> (Sistema Fotovoltaico)
PWM	<i>Pulsewidth Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
\mathbb{R}	Conjunto dos números reais
$r_j(t)$	Sinal de referência normalizado da j -ésima célula
r_{pico}	Valor de pico de $r_n(t)$
S	Número total de interruptores por fase
$S_1 - S_{24}$	Setores do espaço das tensões de saída do inversor NPC
$S_{1\text{max}}$	Potência aparente fundamental normalizada drenada pela carga com um índice de modulação de amplitude unitário
$S_{1x}, S_{2x}, S_{3x}, S_{4x}$	Interruptores da fase x do inversor com ponto neutro grampeado
$S_{1,j}$	Potência aparente fundamental normalizada da j -ésima célula
$S_{1,o}$	Potência aparente fundamental normalizada de uma fase do inversor multinível
$S_{H,j}$	Potência aparente não-fundamental normalizada da j -ésima célula
$S_{H,o}$	Potência aparente não-fundamental normalizada de uma fase do inversor multinível
S_j	Potência aparente normalizada da j -ésima célula
SMES	<i>Superconducting Magnetic Energy Storage System</i> (Sistema de Armazenamento de Energia através de Bobinas Supercondutoras)

S_o	Potência aparente normalizada de uma fase do inversor multinível
SVC	<i>Static VAR Compensator</i> (Compensador Estático de Reativos)
$\mathbf{T}_{\alpha\beta}$	Transformação linear $\alpha\beta$
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Distorção Harmônica Total)
T_s	Período de amostragem
U	Ação de controle produzida pelo compensador
u_α, u_β	Componente α e componente β do vetor de comando
u_{AF}	Componentes de alta frequência da ação de controle u
u_{BF}	Componentes de baixa frequência da ação de controle u
\mathbf{u}_{cmd}	Vetor de comando no espaço $\alpha\beta$
UPFC	<i>Unified Power Flow Controller</i> (Controlador Unificado de Fluxo de Potência)
$\mathbf{v}^0 - \mathbf{v}^{18}$	Vetores de comutação normalizados do inversor NPC no espaço $\alpha\beta$
V_{1max}	Componente fundamental da tensão de fase de saída com $m_a = 1$
$v_a(t), v_b(t), v_c(t)$	Tensões instantâneas de saída nas fases a, b e c
$v_{ab}(t), v_{bc}(t), v_{ca}(t)$	Tensões instantâneas de saída entre linhas
$V_{base,j}$	Valor base de tensão do j -ésimo retificador de seis pulsos
\mathbf{V}_C	Vetor da tensão de saída do inversor multinível
V_{cc}	Fonte de tensão contínua
$V_{cc,j}$	Valor do barramento CC da j -ésima célula
$V_{h,j}$	Valor eficaz da h -ésima harmônica da tensão de saída normalizada da j -ésima célula $v_j(t)$
$V_{H,j}$	Valor eficaz das harmônicas da tensão de saída normalizada da j -ésima célula $v_j(t)$
$V_{h,o}$	Valor eficaz da h -ésima harmônica da tensão de fase normalizada $v_o(t)$
$V_{H,o}$	Valor eficaz das harmônicas da tensão de fase normalizada $v_o(t)$
V_j	Valor normalizado do degrau de tensão sintetizado pela j -ésima célula
$v_j(t)$	Tensão instantânea de saída normalizada da j -ésima célula
\mathbf{V}_{PCC}	Vetor da tensão no ponto de acoplamento comum
$V_{L,j}$	Valor eficaz da tensão de linha do j -ésimo enrolamento secundário
V_{linha}	Valor eficaz da tensão de linha de saída no índice de modulação de amplitude nominal
$V_{max,j}$	Valor normalizado máximo do degrau de tensão da j -ésima célula

$v_o(t)$	Tensão instantânea de fase normalizada do inversor multinível híbrido
V_P	Valor eficaz da tensão de linha do enrolamento primário
$v_{P,a}(t), v_{P,b}(t), v_{P,c}(t)$	Tensões instantâneas da rede pública de energia nas fases a, b e c
V_{pico}	Máximo valor de tensão sintetizado pelo inversor multinível híbrido
V_{RMS}	Valor eficaz da tensão de fase normalizada $v_o(t)$
$V_{RMS,j}$	Valor eficaz da tensão de saída normalizada da j -ésima célula $v_j(t)$
\mathbf{V}_S	Vetor da tensão da rede pública de energia
$V_{S,j}$	Valor eficaz da tensão de fase do j -ésimo enrolamento secundário
$v_{x,j}(t)$	Tensão instantânea de saída da j -ésima célula da fase x ($x = a, b, c$)
\bar{v}_o	Valor médio da tensão de saída normalizada entre dois níveis adjacentes
\bar{v}_{ref}	Valor médio da tensão de referência normalizada no mesmo intervalo de tempo
$X_{c,j}$	Reatância do capacitor do barramento CC do j -ésimo retificador de seis pulsos
$X_{L,j}$	Reatância do indutor de entrada do j -ésimo retificador de seis pulsos
X_{Lc}	Reatância do indutor de interface L_C
Y	Sinal de saída da planta
$Z_{base,j}$	Valor base de impedância do j -ésimo retificador de seis pulsos

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

Várias topologias de conversores multiníveis têm sido desenvolvidas nos últimos anos, principalmente para aplicações de alta potência em média e alta tensão (maiores que 1000 V) [14], [56], [67], [77], [113], [128], [133]. Isso se deve especialmente à sua capacidade de operar com elevados níveis de tensão e potência utilizando dispositivos com baixos limites de tensão, e também devido à possibilidade de sintetizar formas de onda com reduzido conteúdo harmônico, se comparadas com as formas de onda obtidas com as topologias dois níveis. Nessas topologias multiníveis, a distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion* – THD) das tensões de saída diminui quando o número de níveis aumenta. Entretanto, o número de dispositivos de potência também aumenta, adicionando complexidade e, em muitos casos, custo a todo o sistema.

Por outro lado, conversores multiníveis assimétricos [29], [46], [62], [117], que apresentam ao menos uma célula operando com níveis de tensão diferentes das demais células, têm sido estudados recentemente como uma alternativa para sintetizar formas de onda com um maior número de níveis, sem aumentar o número de dispositivos de potência. Assim, pode-se diminuir o número de células conectadas em série para gerar um determinado número de níveis, ou minimizar a THD das tensões de saída e, conseqüentemente, reduzir ou até mesmo eliminar o filtro de saída para um determinado número de células.

Entre os inversores multiníveis assimétricos, o inversor multinível usando células *H-bridge* (inversor monofásico três níveis em ponte completa) em série foi inicialmente empregado, pois apresenta o menor número de componentes entre as estruturas multiníveis convencionais e porque também não existe o problema de desbalanceamento das tensões dos capacitores que compõem o barramento CC. Nessa topologia, as tensões de saída apresentam um maior número de níveis ao utilizar fontes de tensão distintas nas células conectadas em série. Contudo, os dispositivos de potência das diferentes células *H-bridge*

são submetidos a níveis de tensão distintos, tornando muitas vezes necessária a utilização de dispositivos semicondutores de média e alta tensão em algumas células, que atualmente não têm capacidade para operar com frequências de comutação elevadas.

Devido à isso, Manjrekar e Lipo [64] propuseram um inversor multinível híbrido, onde as células conectadas em série têm as fontes de tensão configuradas em uma progressão geométrica com razão dois ($V_{cc}, 2V_{cc}, 4V_{cc}, \dots, 2^{n-1}V_{cc}$), usam dispositivos de comutação diferentes e também são comandados diferentemente. Essa topologia sintetiza um maior número de níveis com o mesmo número de fontes CC e dispositivos semicondutores do inversor multinível em cascata convencional. Ainda, as vantagens dos diferentes semicondutores são aproveitadas, pois somente os dispositivos da célula de menor potência são comandados em alta frequência, enquanto que os dispositivos das outras células operam em baixa frequência. Mesmo assim, as tensões de saída do inversor multinível são moduladas em alta frequência entre todos os níveis de tensão adjacentes, resultando em um espectro harmônico sem componentes de baixa frequência.

O conceito de conversores multiníveis híbridos também pode ser generalizado para diferentes topologias de células multiníveis e para configurações distintas de níveis de tensão [28], [30], [59], [69], [70]. Em virtude do exposto, os conversores multiníveis compostos de várias células em série, que apresentam valores de tensão, estratégias de modulação, topologias e/ou tecnologias de semicondutores diferentes são chamados de *conversores multiníveis híbridos* alimentados em tensão.

Dessa forma, existe uma grande flexibilidade para escolher entre distintas configurações multiníveis que geram uma forma de onda com o mesmo número de níveis. Essa enorme variedade de arranjos conduz a uma significativa complexidade para determinar adequadamente os principais parâmetros que compõem um conversor multinível híbrido, tais como: número de células conectadas em série, níveis de tensão, frequências de comutação e topologias usadas em cada célula. Mesmo assim, até o início desse trabalho ainda não havia sido apresentada uma detalhada análise comparativa entre diversas topologias de conversores multiníveis híbridos e uma metodologia de projeto generalizada para essa nova classe de conversores.

Para preencher essa lacuna, essa Tese de Doutorado inicialmente realiza uma abordagem unificada para conversores multiníveis híbridos, que inclui uma detalhada análise comparativa entre várias topologias multiníveis híbridas e uma nova metodologia de projeto generalizada para esses conversores. Diferentes configurações de conversores híbridos são propostas a partir dessa nova metodologia de projeto, que dependem das

especificações impostas ao sistema, tais como: minimização do número de interruptores, redução da energia circulante entre as células, topologias adotadas para implementar as fontes de tensão contínua e/ou limites de tensão dos dispositivos semicondutores. Portanto, esse trabalho pode ser usado como uma importante ferramenta para definir um conversor multinível adequado para uma determinada aplicação.

Após definir uma metodologia de projeto para conversores multiníveis híbridos, esse trabalho também propõe um novo arranjo para implementar as fontes de tensão isoladas das células que alimentam um inversor multinível híbrido. Esse novo arranjo é baseado na conexão multipulso de retificadores não controlados que, ao contrário dos conversores multipulso convencionais, processam níveis distintos de potência ativa. Assim, uma nova metodologia de projeto generalizada para o estágio de entrada é proposta nessa Tese de Doutorado, determinando os ângulos de defasagem entre os enrolamentos secundários do transformador de isolamento para eliminar harmônicas dominantes da corrente de entrada, mesmo quando os retificadores processam níveis distintos de potência ativa. Dessa forma, pode-se reduzir a THD da corrente drenada da rede pública de energia.

Entretanto, devido à estratégia de modulação originalmente adotada para inversores multiníveis híbridos [59], as harmônicas dominantes da corrente de entrada seriam eliminadas somente para o ponto nominal de operação. Dessa forma, esse trabalho também investiga o impacto da estratégia de modulação híbrida tanto no conteúdo harmônico das tensões de saída quanto no conteúdo harmônico das correntes de entrada. Após demonstrar o impacto negativo da estratégia de modulação no desempenho harmônico de entrada em alguns pontos de operação, essa Tese também propõe uma nova estratégia de modulação que possibilita, juntamente com uma conexão multipulso assimétrica de retificadores não controlados, reduzir a THD das correntes de entrada em toda faixa de variação do índice de modulação de amplitude (m_a). Com essa nova estratégia mantém-se a capacidade para sintetizar tensões de saída com reduzida distorção harmônica e pode-se eliminar harmônicas indesejadas da corrente de entrada em qualquer ponto de operação.

Além de investigar esses temas, esse trabalho também dedica um capítulo para realizar uma análise qualitativa do desempenho de inversores multiníveis híbridos em sistemas de controle em malha fechada, com o intuito de iniciar uma discussão sobre esse tema abrangente e desafiador. Nessa análise mostra-se que, dependendo da aplicação, as limitações de frequência de algumas células podem ser desrespeitadas, principalmente em regimes transitórios. Então, algumas alternativas são brevemente discutidas para tentar

respeitar as limitações impostas pelo atuador, sem afetar significativamente o desempenho harmônico das tensões de saída.

Pode-se então perceber que essa Tese de Doutorado não aborda somente um tópico isolado relativo a conversores multiníveis híbridos, e sim investiga vários temas que compõem um *sistema multinível híbrido*. Isso se deve principalmente ao fato que esses temas estão intimamente relacionados, de tal forma que uma alteração em qualquer elemento do sistema pode modificar o desempenho do todo. Entre esses temas pode-se citar: variações topológicas, tanto do estágio inversor de saída quanto do estágio retificador de entrada, metodologias de projeto, estratégia de modulação e sistema de controle.

Esse trabalho está organizado da seguinte forma: no Capítulo 2 é apresentada uma visão geral das principais topologias, estratégias de modulação e aplicações de conversores multiníveis mostradas na literatura e utilizadas pelas indústrias. O Capítulo 3 introduz o conceito de conversores multiníveis híbridos, utilizando somente células *H-bridge* em série. Nesse capítulo são mostrados os princípios de operação, a estratégia de modulação adotada, bem como uma comparação entre inversores multiníveis híbridos utilizando diferentes configurações de fontes de tensão. Além disso, esse capítulo também inclui uma nova metodologia de projeto para definir os principais parâmetros de inversores multiníveis híbridos com células *H-bridge* em série. O Capítulo 4 estende a análise realizada no Capítulo 3 para conversores híbridos com células multiníveis CC-CA ou CC-CC conectadas em série, resultando em uma análise comparativa entre vários arranjos multiníveis híbridos e propondo uma nova metodologia de projeto generalizada para conversores multiníveis híbridos. O Capítulo 5 propõe um novo arranjo para a conexão multipulso de retificadores processando níveis distintos de potência ativa e aplica essa estrutura no estágio retificador de entrada de conversores multiníveis híbridos. Em seguida, o Capítulo 6 investiga os impactos da estratégia de modulação de inversores multiníveis híbridos com células *H-bridge* em série, apresentada no Capítulo 3, tanto no conteúdo harmônico das tensões de saída quanto na distribuição de potência entre as células e, conseqüentemente, no conteúdo harmônico das correntes de entrada. Além disso, uma nova estratégia de modulação é proposta para reduzir a THD das correntes de entrada em qualquer ponto de operação, sem afetar o conteúdo harmônico das tensões de saída. Devido as diferentes especificações de tensão e frequência das células, o Capítulo 7 inicia uma discussão sobre a utilização de inversores multiníveis híbridos como atuadores em sistemas de controle em malha fechada. No Capítulo 8 são apresentados diversos resultados experimentais para demonstrar a viabilidade prática das principais propostas

apresentadas nesse trabalho. Finalmente, no Capítulo 9 são descritas as principais contribuições e conclusões obtidas no decorrer do período de doutoramento, bem como algumas sugestões para investigações futuras.

Capítulo 2

CONVERSORES MULTINÍVEIS: UMA VISÃO GERAL

Em aplicações de alta potência, com elevados níveis de tensão e/ou corrente, os conversores tradicionais normalmente fazem uso de dispositivos semicondutores em série e/ou paralelo para superar as limitações impostas pelas especificações desses dispositivos. Essas conexões podem se tornar problemáticas, pois não se garante que os semicondutores estarão submetidos aos mesmos níveis de tensão e corrente. Além dessa dificuldade, conversores de alta potência, que usam semicondutores com elevados limites de tensão e/ou corrente, não têm capacidade para operar com maiores frequências de comutação. Logo, o desempenho harmônico de tais conversores é penalizado.

Por essas razões, conversores multiníveis têm sido usualmente empregados para sintetizar formas de onda de alta tensão ou corrente, utilizando dispositivos de menor potência e com capacidade para operar com maiores frequências de comutação. Ainda, conversores multiníveis também sintetizam formas de onda com reduzido conteúdo harmônico, permitindo a redução do peso/volume dos elementos de filtragem. Conseqüentemente, esses conversores têm atraído a atenção da indústria em várias aplicações, principalmente de média tensão e alta potência, como no acionamento de motores de média tensão.

Assim, este capítulo apresenta uma revisão das principais topologias e estratégias de modulação propostas nos últimos anos para conversores multiníveis. Embora existam inúmeras topologias para esses conversores, a seção 2.1 analisa as características básicas das principais topologias de conversores multiníveis de tensão e de corrente propostas na literatura. A seção 2.2 mostra as principais estratégias de modulação empregadas em diferentes conversores multiníveis e, por fim, a seção 2.3 apresenta algumas aplicações em que são utilizados esses conversores.

2.1. Topologias

As topologias de conversores multiníveis podem ser inicialmente classificadas em dois grandes grupos, denominados:

- a) Conversores multiníveis de tensão;
- b) Conversores multiníveis de corrente.

Os conversores multiníveis de tensão dividem a tensão total entre um determinado número de interruptores efetivamente conectados em série e sintetizam formas de onda de tensão multiníveis com reduzido conteúdo harmônico. Esses conversores têm sido normalmente aplicados em sistemas de alta potência que empregam níveis de tensão elevados para reduzir a corrente do conversor e, conseqüentemente, diminuir as perdas em condução e aumentar a eficiência do sistema. Por outro lado, os conversores multiníveis de corrente dividem a corrente total do conversor entre um determinado número de interruptores efetivamente dispostos em paralelo e diminuem o conteúdo harmônico das formas de onda de corrente.

2.1.a) Conversores multiníveis de tensão

Diversas topologias de conversores multiníveis de tensão têm sido propostas e analisadas recentemente [14], [56], [67], [77], [113], [128], [133]. As principais topologias podem ser inicialmente agrupadas em três classes:

- Configurações multiníveis com diodos de grampeamento;
- Configurações multiníveis com capacitores de grampeamento;
- Configurações multiníveis com células em série.

As principais características, vantagens, desvantagens e aplicações dessas configurações são apresentadas nas próximas seções.

2.1.a.i) Configurações multiníveis com diodos de grampeamento

O conceito de conversor multinível com diodos de grampeamento foi introduzido com a proposta de um inversor três níveis [8], [85], denominado inversor com ponto neutro grampeado (NPC – *Neutral Point Clamped*) e mostrado na Figura 2-1.

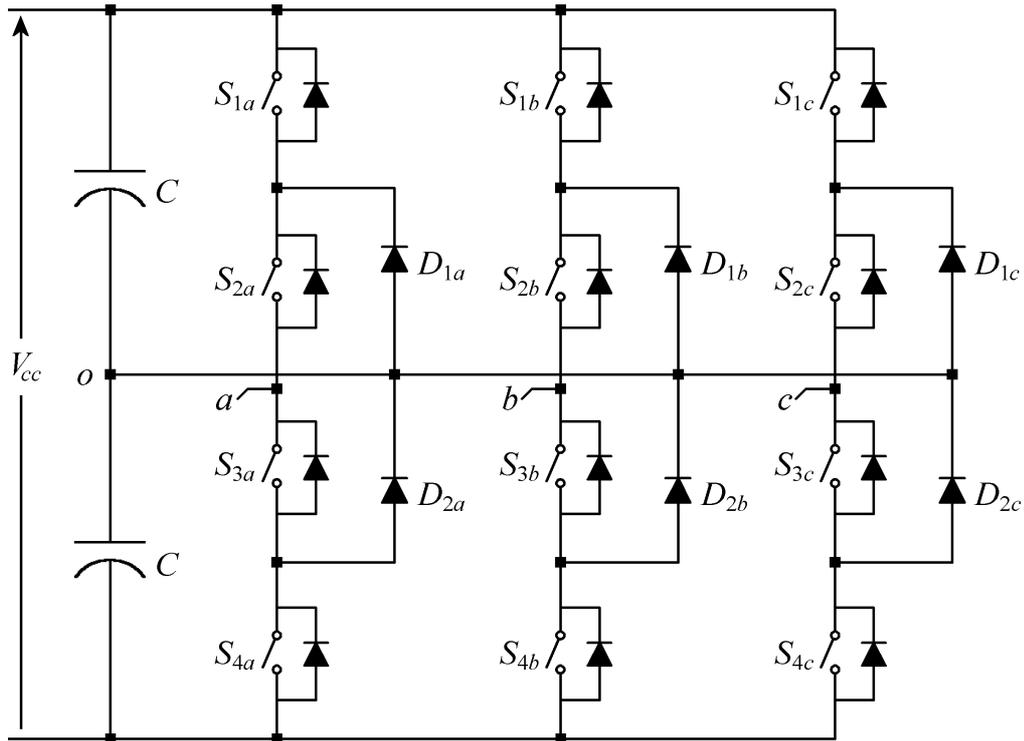


Figura 2-1. Inversor três níveis com diodos de grampeamento (inversor NPC).

Cada perna do inversor NPC possui quatro interruptores (S_{1x} , S_{2x} , S_{3x} e S_{4x}) com diodos em antiparalelo, e dois diodos de grampeamento (D_{1x} e D_{2x}) conectados ao ponto neutro (o) do barramento CC, conforme ilustrado na Figura 2-1. O barramento CC é formado por dois capacitores divisores de tensão, cada um carregado com $V_{cc}/2$.

Com essa configuração, cada perna do inversor possui três possíveis estados de condução (P, O e N), apresentados na Tabela 2-1. O estado de condução P é obtido acionando os dois interruptores superiores, resultando em uma tensão de fase com relação ao ponto neutro do barramento CC igual a $V_{cc}/2$. Para obter uma tensão fase-neutro nula (estado de condução O) deve-se acionar as duas chaves centrais. Dessa forma, o terminal de saída da respectiva fase é grampeado ao ponto neutro do barramento CC através dos diodos de grampeamento. O estado de condução N é obtido acionando os dois interruptores inferiores, resultando em uma tensão fase-neutro de $-V_{cc}/2$.

Tabela 2-1. Possíveis estados de condução e valores da tensão fase-neutro ($x = \{a, b, c\}$).

Símbolo	Estados de condução				Tensão de saída (v_x)
	S_{1x}	S_{2x}	S_{3x}	S_{4x}	
P	1	1	0	0	$V_{cc}/2$
O	0	1	1	0	0
N	0	0	1	1	$-V_{cc}/2$

A Figura 2-2 mostra resultados de simulação de um inversor NPC com modulação por largura de pulso senoidal, com um índice de modulação de amplitude (m_a) de 0,95 e um índice de modulação de frequência (m_f) igual a 31. A Figura 2-2(a) apresenta a forma de onda de uma tensão fase-neutro com três níveis e a Figura 2-2(b) mostra a forma de onda de uma tensão fase-fase (tensão de linha), que possui cinco níveis de tensão distintos.

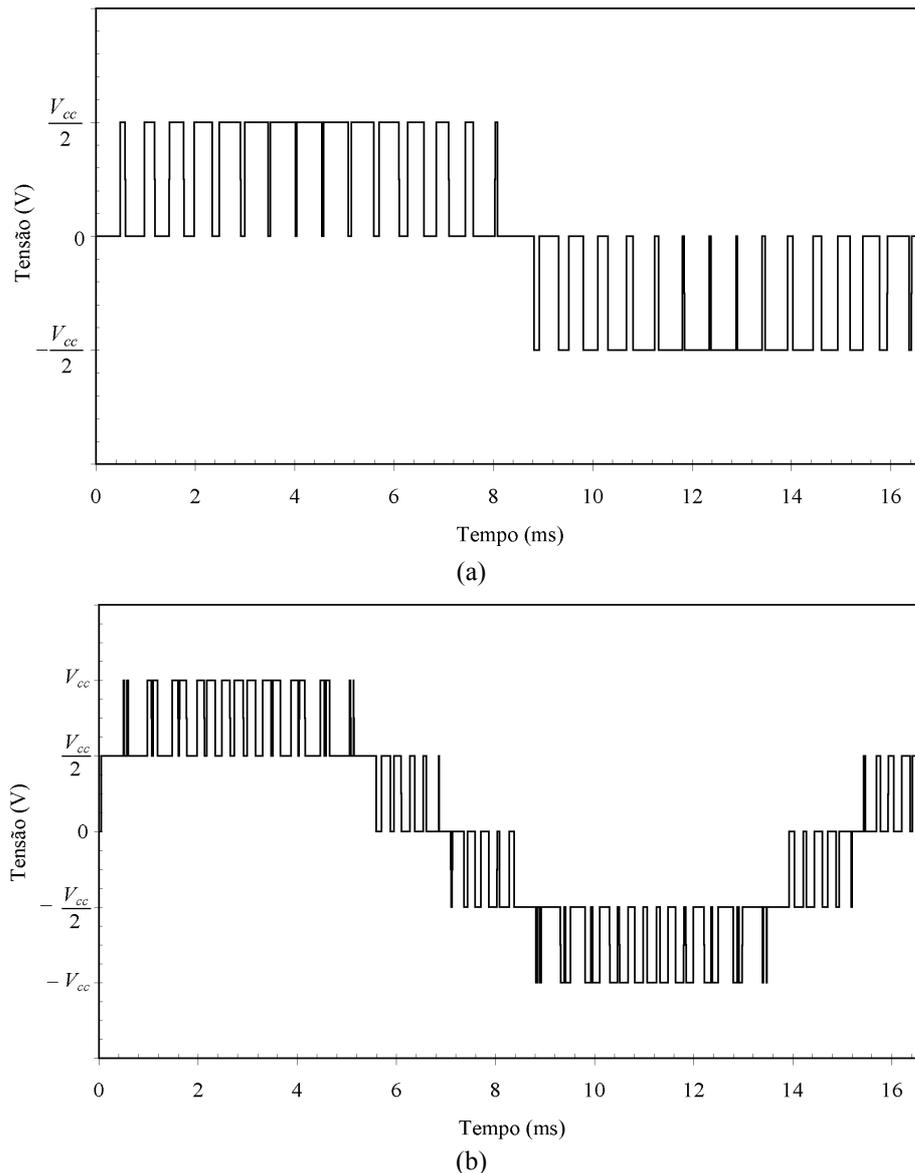


Figura 2-2. Simulação do inversor NPC ($m_a = 0,95$, $m_f = 31$). (a) Tensão de fase. (b) Tensão de linha.

A Figura 2-3 mostra a THD das tensões de linha do inversor NPC, sem utilizar qualquer filtro de saída, com a variação da amplitude das tensões. Pode-se verificar que a THD das formas de onda sintetizadas pelo inversor NPC são menores que a THD das tensões obtidas com o inversor trifásico dois níveis convencional (três pernas três fios) [98], que é capaz de sintetizar tensões de linha com apenas três níveis.

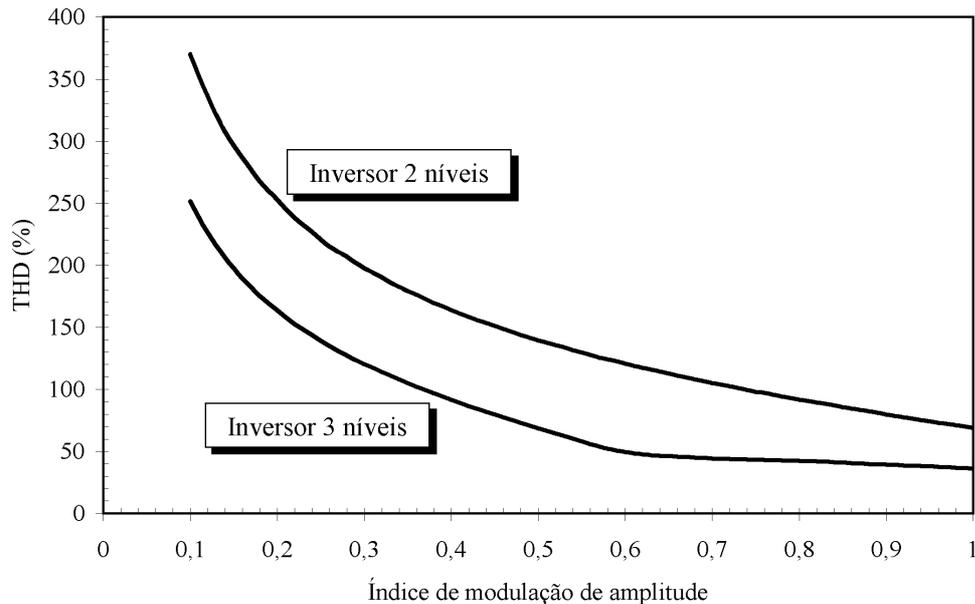


Figura 2-3. THD das tensões de linha sintetizadas pelos inversores dois níveis e três níveis, ambos com modulação por largura de pulso senoidal ($m_f = 31$).

Posteriormente, a topologia do inversor NPC foi generalizada para um maior número de níveis, utilizando o mesmo conceito de grampear níveis de tensão com diodos [9], [25]. A Figura 2-4 mostra um inversor trifásico capaz de sintetizar tensões de fase com m níveis usando diodos de grampeamento. Para uma tensão de entrada V_{cc} , a tensão sobre cada capacitor que compõe o barramento CC é $V_{cc}/(m - 1)$, e a tensão sobre os interruptores é idealmente limitada à tensão de um capacitor.

Algumas vantagens do inversor m níveis com diodos de grampeamento podem ser destacadas ao compararmos essa topologia com um inversor dois níveis, tais como:

- Tensão sobre os interruptores é igual à tensão de um capacitor que compõe o barramento. Assim, elevados níveis de tensão podem ser atingidos sem conectar interruptores em série ou usar transformadores para elevar a tensão.
- Tensões de saída apresentam menor conteúdo harmônico, possibilitando a redução ou a eliminação de filtros passivos.
- Redução da taxa de variação de tensão (dV/dt). Conversores multiníveis com diodos de grampeamento têm sido muito utilizados no acionamento de motores, pois as comutações ocorrem entre níveis menores de tensão. Com isso, as falhas em motores ocasionadas por problemas associados a elevados valores de dV/dt são minimizadas [136].

Entretanto, essa topologia também apresenta algumas limitações:

- Os diodos de grampeamento devem suportar níveis de tensão reversa distintos quando o número de níveis é maior que três. Vários diodos devem ser conectados

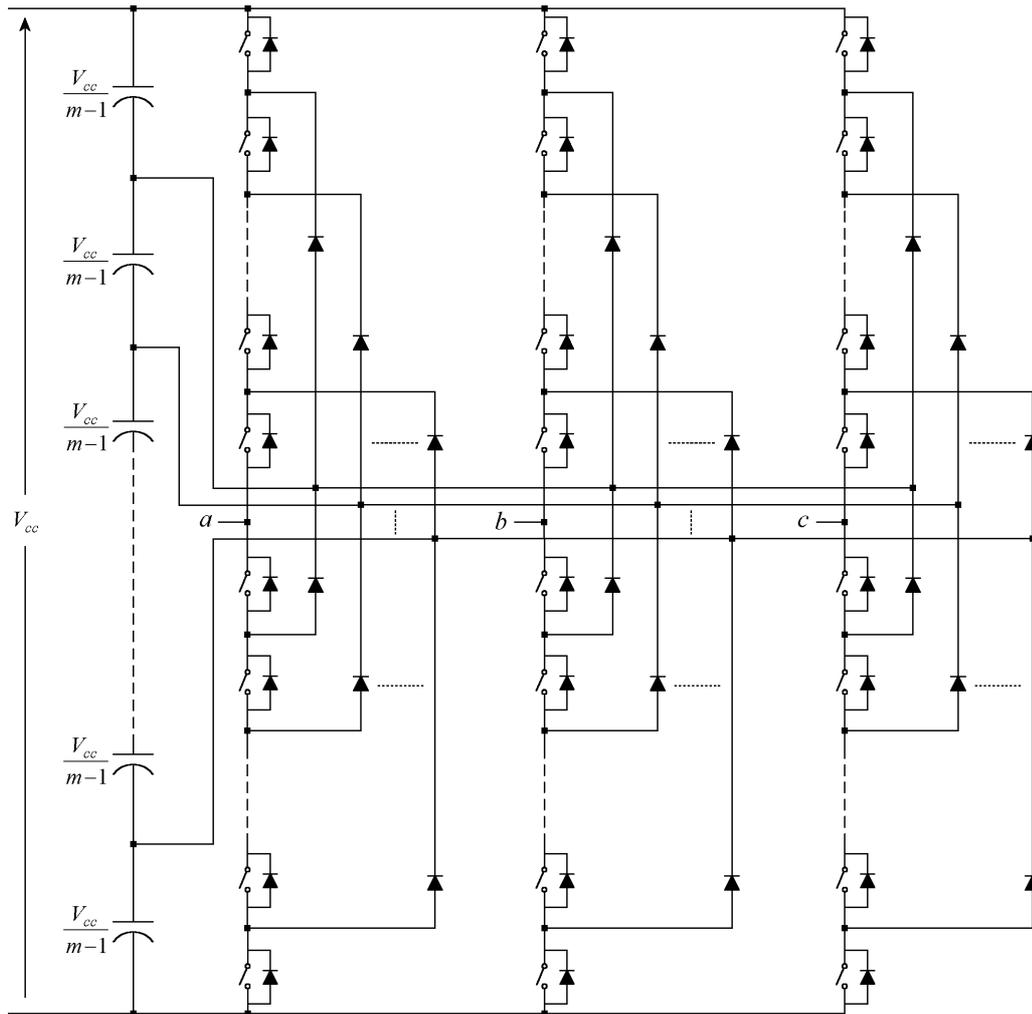


Figura 2-4. Inversor m níveis com diodos de grampeamento.

em série quando o número de níveis aumenta para que todos os diodos de grampeamento possuam a mesma especificação de tensão dos interruptores. Assim, o número de diodos cresce rapidamente e é igual a $3(m-1)(m-2)$.

- Grampeamento indireto dos interruptores internos [129], [142]. Como os interruptores internos não estão diretamente grampeados aos capacitores do barramento, as sobretensões causadas pelas energias armazenadas em indutâncias parasitas podem não ser perfeitamente descarregadas, provocando uma divisão de tensão desigual entre os interruptores.
- Quando o controle da tensão dos capacitores que compõem o barramento CC não é realizado de forma adequada, a tensão sobre os mesmos tende a divergir de seus valores nominais em aplicações com transferência de potência ativa. Logo, diversos autores têm proposto alternativas para controlar o nível de tensão dos capacitores [20], [50], [86], [91], [122], [123], [126].

- Interruptores são submetidos a valores eficazes de corrente diferentes, devido à inexistência de estados de condução redundantes.

Algumas topologias alternativas de conversores multiníveis com diodos de grampeamento têm sido propostas para minimizar alguns desses problemas. Em [142], por exemplo, uma nova configuração de inversor multinível com diodos de grampeamento é apresentada, sem a necessidade de conectar diodos em série e, além disso, um circuito de grampeamento auxiliar é proposto para resolver o problema do grampeamento indireto dos interruptores internos.

2.1.a.ii) Configurações multiníveis com capacitores de grampeamento

Outra topologia, que usa capacitores para grampear a tensão sobre os interruptores, é mostrada na Figura 2-5 e usualmente é chamada de inversor multinível com capacitores de grampeamento [113], inversor multinível com capacitores flutuantes [44], [56] ou inversor multinível com células imbricadas [76], [77].

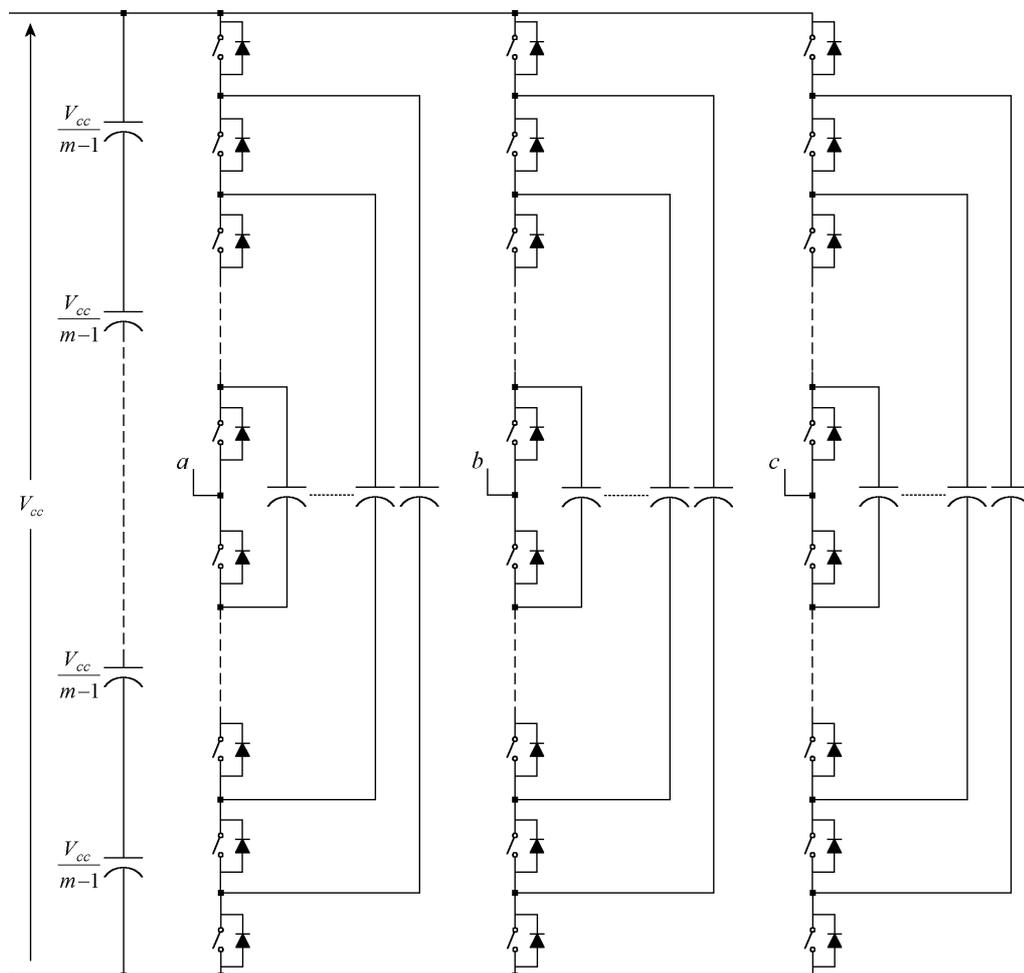


Figura 2-5. Inversor multinível com capacitores de grampeamento.

Ao contrário do inversor multinível com diodos de grampeamento, o inversor com capacitores de grampeamento possui estados de condução redundantes para sintetizar a tensão de fase, ou seja, alguns valores da tensão de fase podem ser sintetizados por mais de um estado de condução [113]. Contudo, além da dificuldade para regular o nível de tensão dos capacitores flutuantes em aplicações com transferência de potência ativa, o maior problema dessa topologia é a utilização de um grande número de capacitores. Para que cada capacitor tenha a mesma especificação de tensão dos interruptores principais deve-se conectar capacitores em série. Assim, são necessários $3(m-1)(m-2)/2$ capacitores de grampeamento, além de $(m-1)$ capacitores para compor o barramento CC.

Uma topologia híbrida, que combina as vantagens das configurações multiníveis com diodos e capacitores de grampeamento, foi investigada em [129]. Com essa topologia, as flutuações de tensão dos capacitores que compõem o barramento são reduzidas e todos os dispositivos semicondutores são submetidos aos mesmos níveis de tensão reversa, mesmo considerando as indutâncias parasitas presentes no circuito. A Figura 2-6 mostra a estrutura de um inversor três níveis utilizando essa combinação de diodos e capacitores de grampeamento.

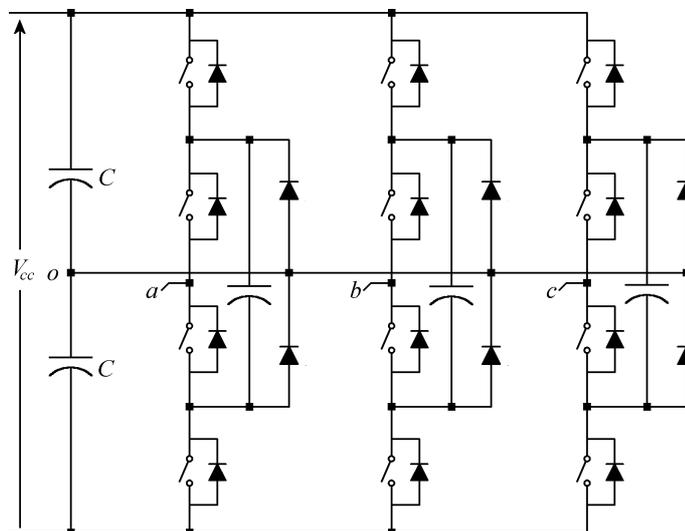


Figura 2-6. Inversor três níveis utilizando diodos e capacitores de grampeamento.

Em [90], um inversor multinível generalizado usando diodos e capacitores de grampeamento também foi proposto. A partir dessa topologia generalizada é possível obter as configurações multiníveis com diodos e com capacitores de grampeamento mostradas na Figura 2-4 e na Figura 2-5, respectivamente, além de outras estruturas que combinam as vantagens dessas duas configurações básicas.

2.1.a.iii) Configurações multiníveis com células conectadas em série

Os conversores multiníveis com células conectadas em série sintetizam formas de onda de tensão multiníveis ao somar as tensões de saída das várias células em série. Normalmente, as células que compõem esses conversores possuem configurações monofásicas ou trifásicas.

A conexão de células monofásicas em série para sintetizar formas de onda de tensão multiníveis foi apresentada pela primeira vez, provavelmente, em 1975 [10]. Nesta patente norte-americana, vários inversores monofásicos em ponte completa convencionais (inversores *H-bridge*) são conectados em série para obter uma tensão de saída com uma forma de onda quase senoidal. Posteriormente, diversos autores também utilizaram essa configuração para sintetizar formas de onda de tensão com vários níveis, tanto em sistemas monofásicos quanto trifásicos [41], [52], [68], [92], [114], [119], [136].

A Figura 2-7 mostra a estrutura simplificada de um inversor multinível trifásico conectado em Y com n células *H-bridge* conectadas em série por fase.

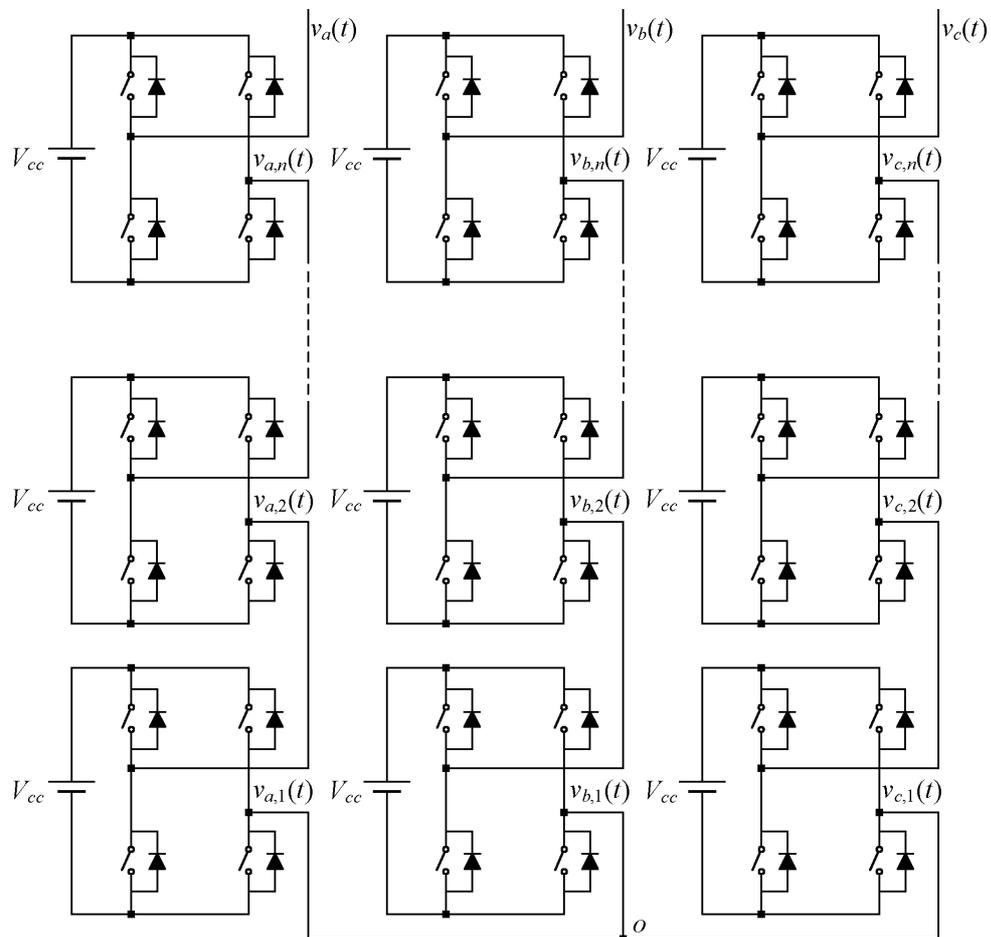


Figura 2-7. Inversor multinível com células *H-bridge* em série.

O inversor multinível com células *H-bridge* em série tem sido usado em aplicações de alta potência, como por exemplo, na compensação estática de reativos [52], devido à sua modularidade, porque não requer a utilização de diodos e capacitores de grampeamento, e também porque não ocorre o problema de desbalanceamento dos capacitores das fontes de tensão. Além disso, de forma similar ao inversor com capacitores de grampeamento, a topologia mostrada na Figura 2-7 possui estados de condução redundantes para sintetizar a tensão de fase. Porém, esse inversor requer a implementação de fontes de tensão isoladas para a sua correta operação, ou seja, para explorar todos os estados de condução e, então, sintetizar o número de níveis desejado sem provocar curtos-circuitos nas fontes de entrada.

Uma tensão de fase é obtida ao somar a tensão de saída de cada célula, por exemplo:

$$v_a(t) = v_{a,1}(t) + v_{a,2}(t) + \dots + v_{a,n}(t). \quad (2-1)$$

Também é possível utilizar células multiníveis ao invés de inversores monofásicos em ponte completa convencionais [28], [30]. Assim, é possível obter o mesmo número de níveis com um número reduzido de fontes isoladas. Como exemplo, a Figura 2-8 ilustra um inversor nove níveis implementado com dois inversores NPC monofásicos em ponte completa em série, ambos operando com os mesmos níveis de tensão [55].

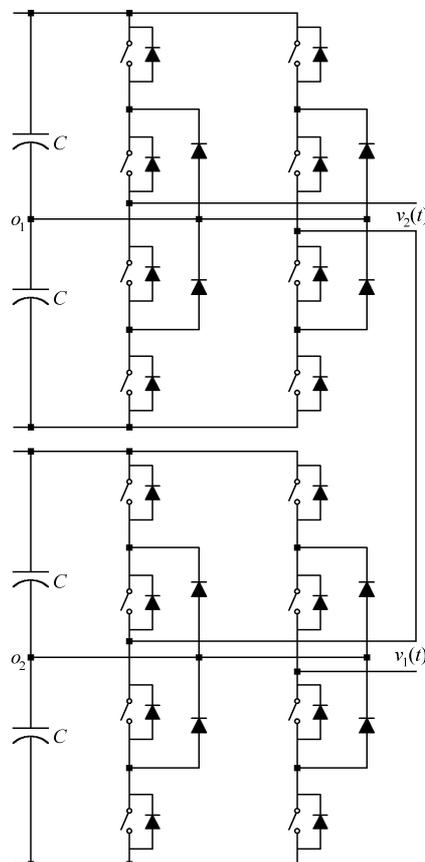


Figura 2-8. Inversor nove níveis com dois inversores NPC monofásicos conectados em série.

A partir da Figura 2-8 pode-se verificar que somente duas fontes de tensão isoladas são necessárias em cada perna do inversor para sintetizar uma tensão fase-neutro com nove níveis. Por outro lado, quatro fontes isoladas são necessárias por fase quando a configuração mostrada na Figura 2-7 é utilizada.

Uma outra configuração que permite que todas as células sejam alimentadas por uma fonte de tensão comum é apresentada na Figura 2-9.

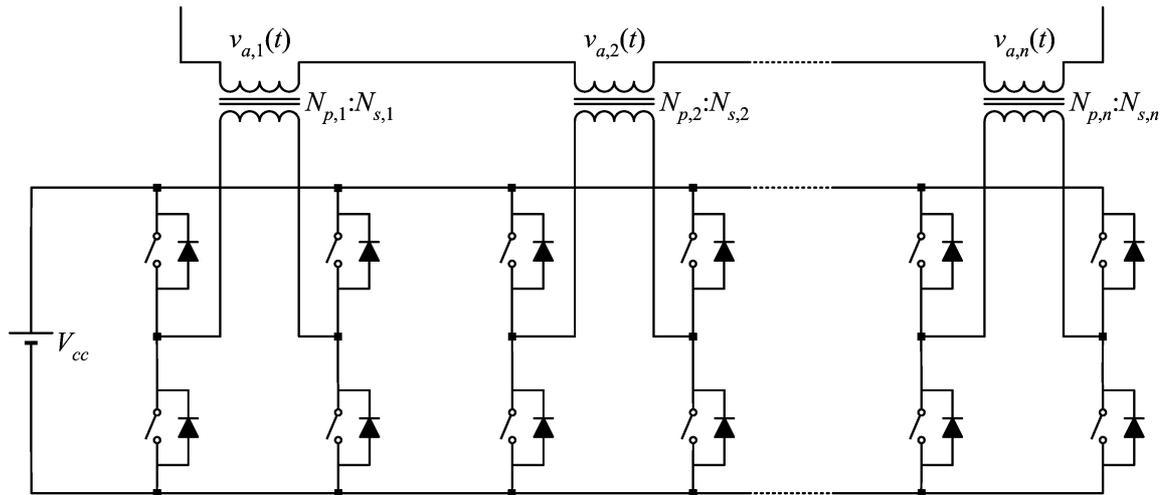


Figura 2-9. Conexão série através de transformadores monofásicos.

Nessa topologia, transformadores monofásicos são conectados na saída de cada célula e os seus enrolamentos secundários são conectados em série para sintetizar uma forma de onda de tensão multinível [16], [31], [116], [135]. Para que essa estrutura opere adequadamente, as tensões de saída de cada célula devem apresentar componentes contínuas de tensão reduzidas, evitando a saturação dos transformadores.

Além dessas configurações, conversores trifásicos de potência também podem ser conectados em série com a utilização de transformadores trifásicos com enrolamentos secundários adequadamente defasados entre si [82]. Assim, as tensões de saída dos conversores trifásicos dois níveis são adicionadas vetorialmente através dos secundários, resultando em uma tensão de saída multinível. Porém, além de não reduzir o número necessário de interruptores para sintetizar um determinado número de níveis, um grande número de transformadores deve ser empregado para sintetizar tensões de saída com um elevado número de níveis.

Outra topologia de inversor multinível usando células simétricas trifásicas dois níveis em série foi proposta em [22]. Essa topologia, mostrada na Figura 2-10, emprega três inversores de tensão trifásicos (três pernas três fios) conectados em série através de um

transformador na saída. Assim, consegue-se sintetizar tensões de linha com sete níveis distintos. Porém, essa topologia requer dezoito interruptores e três fontes de tensão isoladas, enquanto que um inversor multinível com diodos de grameamento requer dezoito interruptores e somente uma fonte de tensão contínua para também sintetizar tensões de linha com sete níveis distintos.

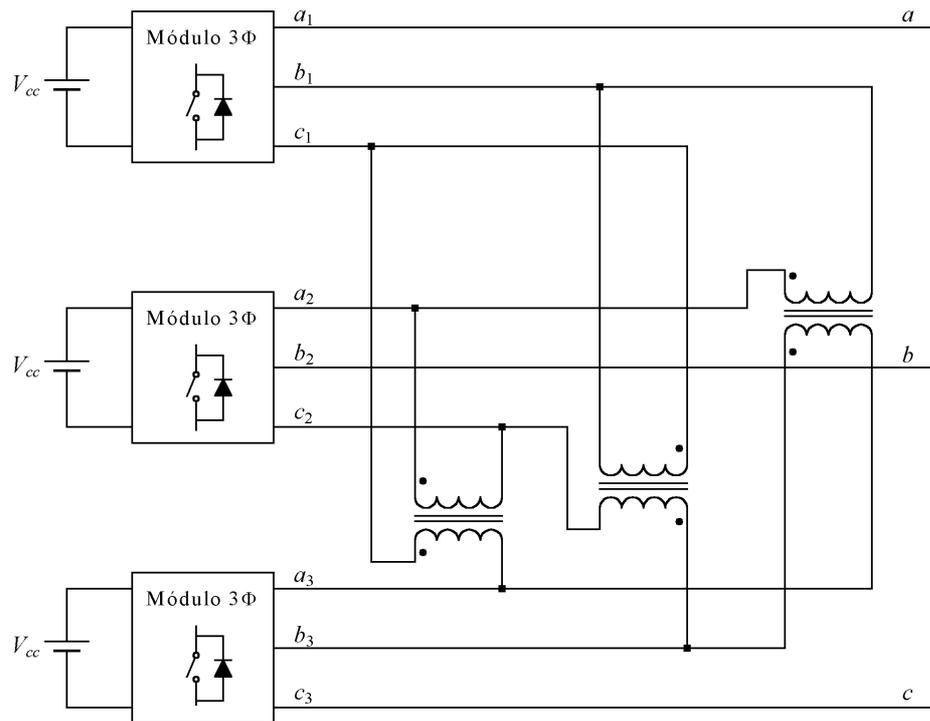


Figura 2-10. Inversor multinível com células simétricas trifásicas conectadas em série.

Além dessas configurações com células simétricas conectadas em série, vários trabalhos têm sido desenvolvidos recentemente utilizando níveis de tensão diferentes para cada célula. Dessa forma, consegue-se aumentar o número de níveis sintetizados pelo conversor, sem aumentar o número de dispositivos de potência [28], [46], [59], [62]-[65], [117]. Essa configuração é comumente chamada de conversor multinível assimétrico e será discutida com profundidade no Capítulo 3 e no Capítulo 4, mostrando diferentes topologias com suas respectivas vantagens e desvantagens.

2.1.a.iv) Comparação entre topologias

A Tabela 2-2 compara o número de componentes usados nas topologias básicas de inversores multiníveis trifásicos: com diodos de grameamento (Figura 2-4), com capacitores de grameamento (Figura 2-5) e com células monofásicas em série (Figura 2-7).

Tabela 2-2. Componentes usados nas topologias básicas de inversores multiníveis trifásicos.

	Diodos de grampeamento	Capacitores de grampeamento	Células em série
Interruptores principais	$6 \times (m-1)$	$6 \times (m-1)$	$6 \times (m-1)$
Diodos principais	$6 \times (m-1)$	$6 \times (m-1)$	$6 \times (m-1)$
Capacitores dos barramentos CC	$(m-1)$	$(m-1)$	$3 \times (m-1)/2$
Diodos de grampeamento	$3 \times (m-1) \times (m-2)$	0	0
Capacitores de grampeamento	0	$3 \times (m-1) \times (m-2)/2$	0

A partir da Tabela 2-2 pode-se constatar que a configuração multinível com células monofásicas conectadas em série apresenta o menor número de componentes entre as estruturas trifásicas analisadas. É importante ressaltar que nessa comparação não estão incluídos os componentes requeridos para implementar as fontes de tensão isoladas, que são necessárias em aplicações com transferência de potência ativa.

2.1.b) Conversores multiníveis de corrente

Até este ponto, todas as topologias apresentadas neste trabalho correspondem a conversores multiníveis de tensão, com capacidade para sintetizar formas de onda com elevados níveis de tensão e com reduzido conteúdo harmônico. Porém, existem aplicações que processam elevados níveis de corrente, tais como sistemas de armazenamento de energia através de bobinas supercondutoras (SMES – *Superconducting Magnetic Energy Storage System*) [53], e/ou necessitam sintetizar formas de onda de corrente com reduzido conteúdo harmônico, como por exemplo conversores pré-reguladores, tornando também interessante a análise de conversores multiníveis de corrente.

Algumas topologias de conversores multiníveis de corrente podem ser diretamente obtidas ao aplicar o princípio da dualidade em alguns conversores multiníveis de tensão. Como exemplo, a Figura 2-11 mostra uma célula genérica multinível de corrente, que pode ser obtida a partir da configuração multinível de tensão com capacitores de grampeamento apresentada na Figura 2-5. Essa estrutura é baseada na conexão em paralelo de células de comutação através de indutores de equilíbrio, sendo originalmente proposta como uma alternativa para promover o paralelismo de interruptores. Além disso, essa topologia também possibilita sintetizar formas de onda de corrente multiníveis ao utilizar uma estratégia de modulação adequada [13].

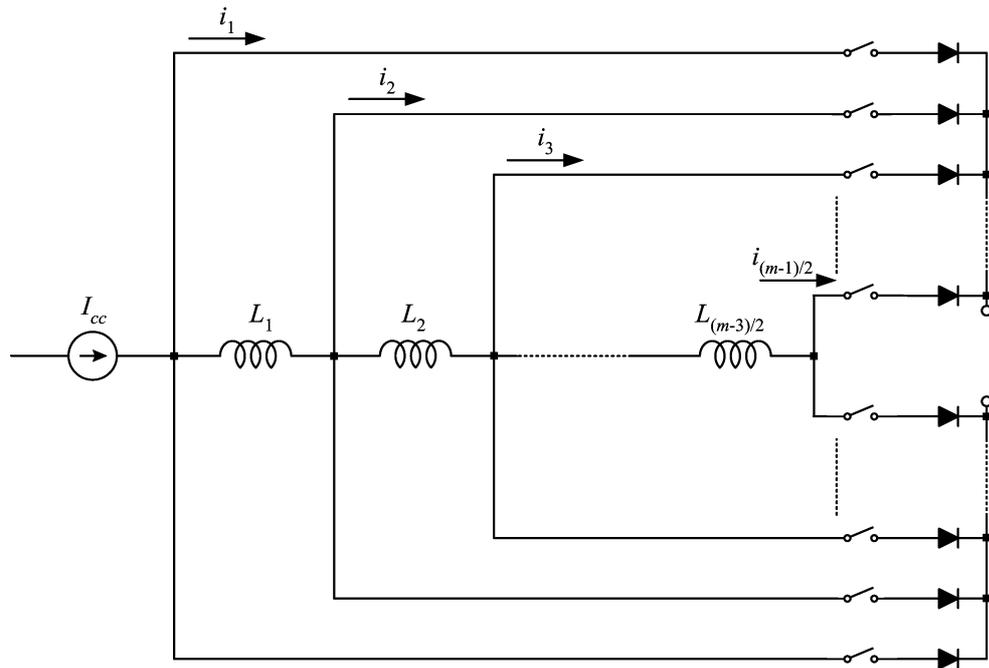


Figura 2-11. Célula genérica m níveis de corrente.

Essa célula genérica pode ser adaptada para gerar conversores capazes de sintetizar formas de onda de corrente com qualquer número de níveis e, além disso, que utilizam dispositivos semicondutores com menores especificações de corrente. A Figura 2-12 ilustra um inversor monofásico que pode sintetizar cinco níveis de corrente [7], obtido a partir da célula apresentada na Figura 2-11. De forma similar, essa célula também pode ser aplicada para obter outros conversores multiníveis de corrente, tais como os conversores *buck* e *boost* multiníveis de corrente [112].

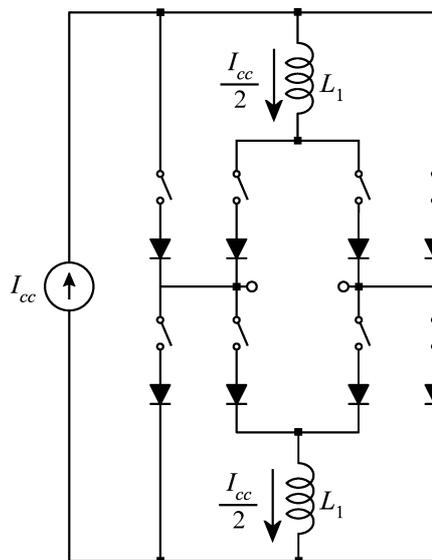


Figura 2-12. Inversor cinco níveis de corrente.

Além da célula genérica mostrada na Figura 2-11, outros conversores multiníveis de corrente também pode ser obtidos a partir do princípio da dualidade. Como exemplo, a Figura 2-13 mostra um inversor multinível de corrente monofásico com n células conectadas em paralelo, obtido a partir do inversor multinível de tensão apresentado na Figura 2-7. Nesta configuração, a corrente de saída $i_o(t)$ corresponde à soma das correntes de saída das células dispostas em paralelo.

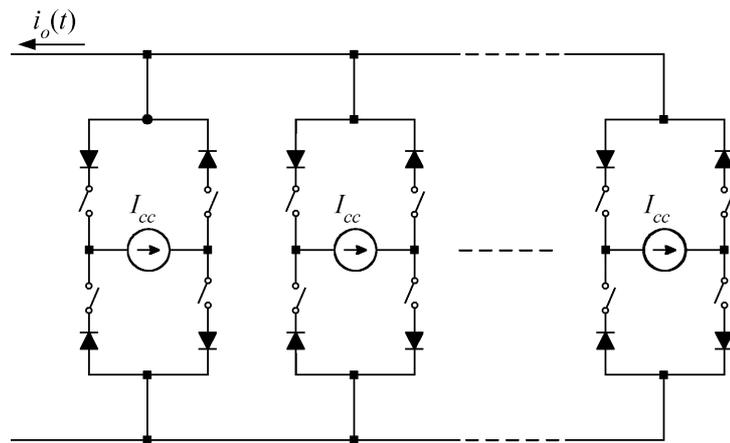


Figura 2-13. Inversor multinível de corrente com células monofásicas em paralelo.

Também é possível conectar inversores de corrente trifásicos em paralelo, conforme ilustrado na Figura 2-14 [47], [144]. Ao contrário dos inversores multiníveis de tensão com células trifásicas em série, para essa configuração não é necessário o uso de transformadores para conectar as células em paralelo, permitindo que o número de níveis sintetizado por esse inversor de corrente seja aumentado facilmente.

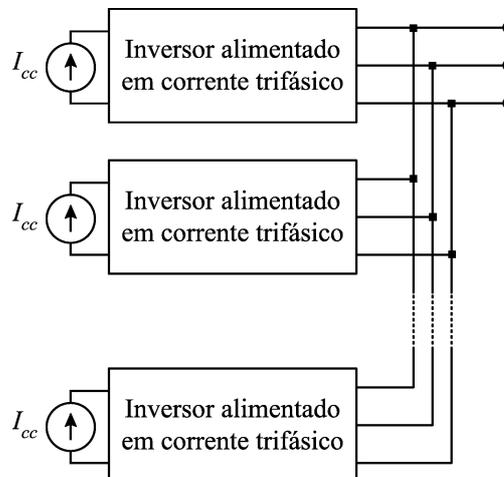


Figura 2-14. Inversor multinível de corrente com células trifásicas em paralelo.

Embora existam algumas configurações multiníveis de corrente, os conversores multiníveis de tensão têm sido normalmente estudados pelos pesquisadores, pois a maioria das aplicações de alta potência emprega níveis elevados de tensão para reduzir a corrente e aumentar a eficiência do sistema. Por esse motivo, esse trabalho irá focar os conversores multiníveis de tensão. Contudo, vários resultados obtidos nesta tese também podem ser aplicados em conversores multiníveis de corrente ao se aplicar o princípio da dualidade.

2.2. Estratégias de modulação

Diversas estratégias de modulação têm sido desenvolvidas e analisadas para conversores multiníveis com o intuito de diminuir o conteúdo harmônico das variáveis de interesse [66], [67], [113], [128], [133]. Entre essas inúmeras estratégias de modulação pode-se destacar:

- a) Síntese de formas de onda multiníveis quase-quadradas;
- b) Eliminação seletiva de harmônicas;
- c) Modulação por largura de pulso senoidal;
- d) Modulação *space vector*.

Nas próximas seções serão apresentadas algumas características, vantagens, desvantagens e variações dessas estratégias de modulação.

2.2.a) Síntese de formas de onda multiníveis quase-quadradas

Métodos que utilizam a síntese de formas de onda quase-quadradas têm sido muito aplicadas em configurações multiníveis [12], [23], [24], [56], [57], [74], [92], [136]. Principalmente, porque os interruptores comutam apenas uma vez em um período da tensão de referência e, portanto, dispositivos semicondutores lentos com elevados limites de tensão e/ou corrente, tais como GTO's (*Gate Turn-Off Thyristor*) e IGCT's (*Integrated Gate-Commutated Thyristor*), podem ser utilizados. Essa estratégia pode ser interpretada como um processo de quantização no qual o sinal de referência é aproximado por níveis discretos [128], como ilustrado na Figura 2-15, que mostra o sinal de referência e a forma de onda quase-quadrada da tensão de saída de um inversor de onze níveis. Além de ser uma estratégia de modulação simples, os instantes de comutação podem ser calculados para obter a componente fundamental desejada e também eliminar algumas componentes harmônicas de baixa frequência [136].

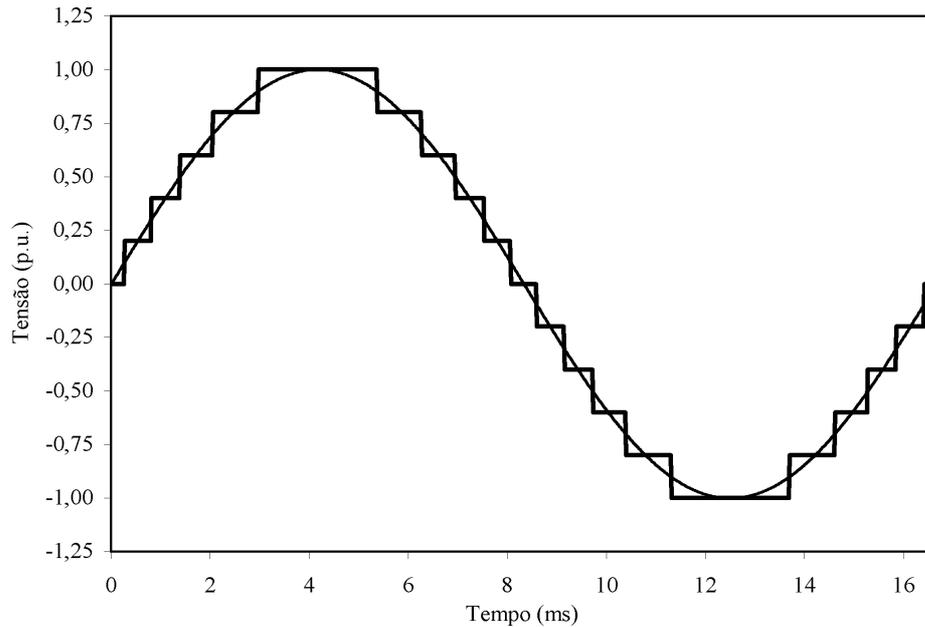


Figura 2-15. Tensão de referência e tensão de saída quase-quadrada de onze níveis.

Contudo, em algumas aplicações, os inversores multiníveis podem operar com valores reduzidos de índice de modulação de amplitude, e alguns níveis do inversor usualmente não são utilizados quando a forma de onda quase-quadrada é sintetizada com a estratégia convencional [57]. Logo, uma variação dessa estratégia de modulação, onde os interruptores continuam comutando somente uma vez durante um período da tensão de referência, é apresentada em [124] para reduzir o conteúdo harmônico da variável de saída em uma ampla faixa de índices de modulação de amplitude.

2.2.b) Eliminação seletiva de harmônicas

As estratégias de modulação para conversores multiníveis baseadas na eliminação seletiva de harmônicas podem ser implementadas de forma similar ao realizado para os conversores dois níveis convencionais [89]. Essa estratégia é também conhecida como modulação por largura de pulso (PWM – *Pulsewidth Modulation*) programada [34].

A Figura 2-16(a) mostra a forma de onda da tensão de fase de um inversor três níveis. Devido à simetria de quarto de onda, essa forma de onda apresenta somente harmônicas ímpares. Então, considerando que esta forma de onda apresenta p comutações por quarto de ciclo, os coeficientes de Fourier da i -ésima harmônica ímpar são dados por [33]:

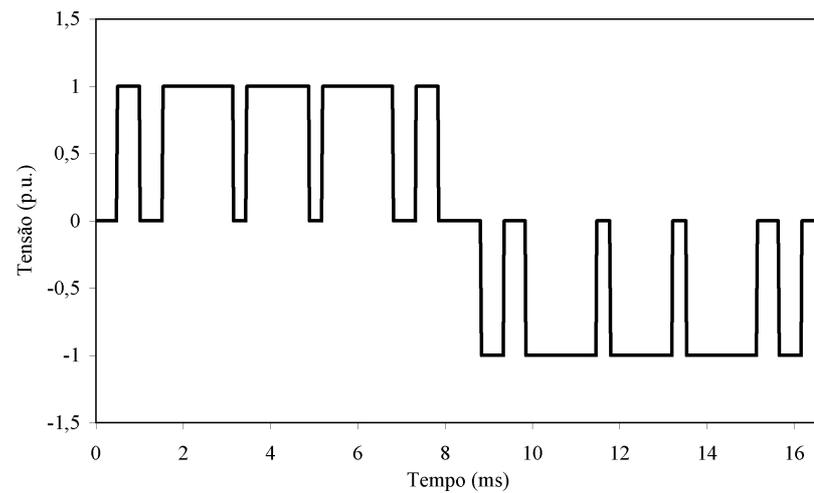
$$a_i = \frac{4}{i\pi} \left[\sum_{k=1}^p (-1)^{k+1} \cos(i\delta_k) \right]. \quad (2-2)$$

A equação (2-2) apresenta p variáveis (δ_1 até δ_p), e um conjunto de ângulos é obtido igualando $p-1$ harmônicas a zero e especificando a amplitude desejada da componente fundamental (a_1). Um conjunto de ângulos satisfazendo o seguinte critério,

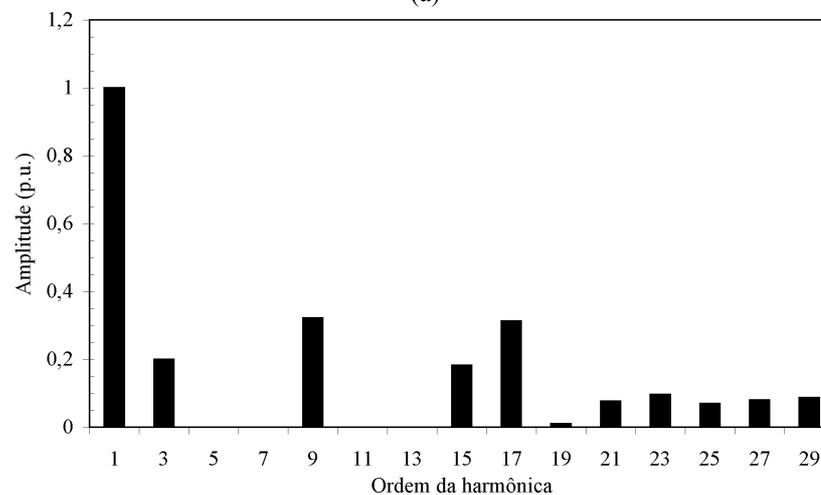
$$\delta_1 < \delta_2 < \delta_3 \dots < \delta_p < \frac{\pi}{2} \quad (2-3)$$

deve ser obtido para diferentes valores de m_a , realizando o controle da tensão de saída com a simultânea eliminação de harmônicas.

Na Figura 2-16(a) existem cinco ângulos de comutação por quarto de ciclo. Assim, é possível eliminar quatro harmônicas pré-determinadas e obter a amplitude desejada da componente fundamental de tensão. Nesse caso, os ângulos de comutação foram calculados para eliminar a 5ª, 7ª, 11ª e 13ª harmônicas e para que a amplitude da componente fundamental da tensão de fase seja 1 p.u., como ilustrado na Figura 2-16(b).



(a)



(b)

Figura 2-16. Eliminação de harmônicas. (a) Tensão de fase de três níveis. (b) Espectro harmônico.

Estratégias de modulação com eliminação seletiva de harmônicas também foram propostas para números de níveis maiores que três [12], [58]. Contudo, como os ângulos de comutação são calculados *a priori* e armazenados em dispositivos de memória, a aplicação dessa estratégia para um maior número de níveis e com vários ângulos de comutação é limitada pela capacidade de armazenamento dos dispositivos de memória.

2.2.c) Modulação por largura de pulso

Técnicas de modulação por largura de pulso têm sido amplamente aplicadas em inversores para minimizar a amplitude das harmônicas de baixa frequência e para controlar a componente fundamental da tensão de saída. Essa estratégia de modulação é baseada na comparação entre um sinal de referência e uma forma de onda triangular, chamada de portadora. Os instantes de cruzamento das duas formas de onda determinam os instantes de comutação dos interruptores [45].

As estratégias PWM aplicadas aos conversores dois níveis convencionais podem ser estendidas aos conversores multiníveis com o aumento do número de portadoras. As estratégias PWM com múltiplas portadoras comparam um único sinal de referência com várias portadoras, e podem ser agrupadas da seguinte forma: estratégias baseadas na disposição das portadoras e estratégias baseadas no deslocamento de fase das portadoras.

2.2.c.i) Estratégias PWM baseadas na disposição das portadoras

A estratégia PWM para conversores multiníveis foi inicialmente desenvolvida em [19]. Para um inversor de m níveis, $m-1$ portadoras com a mesma frequência f_p e a mesma amplitude A_p são dispostas de tal forma que as faixas que elas ocupam são adjacentes. O sinal de referência possui amplitude A_r e frequência f_r , e está centrado no meio do conjunto das portadoras. Quando o sinal de referência é maior que o valor de uma portadora, então o interruptor correspondente a essa portadora é acionado. Por outro lado, quando o sinal de referência é menor que uma portadora, o interruptor relativo a essa portadora é bloqueado.

Usando essas estratégias, o índice de modulação de amplitude (m_a) e o índice de modulação de frequência (m_f) são definidos, respectivamente, como:

$$m_a = \frac{A_r}{(m-1)A_p} \quad (2-4)$$

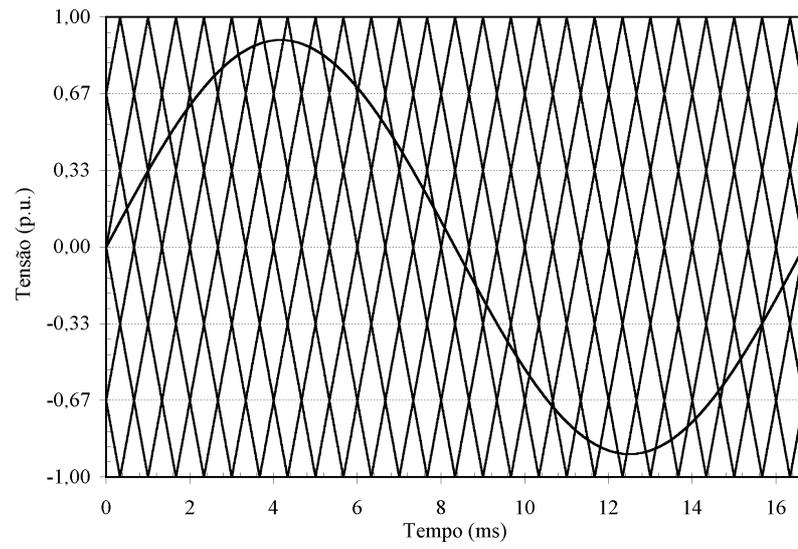
$$m_f = \frac{f_p}{f_r}. \quad (2-5)$$

Três possíveis disposições das portadoras são apresentadas em [19], baseadas em suas relativas polaridades:

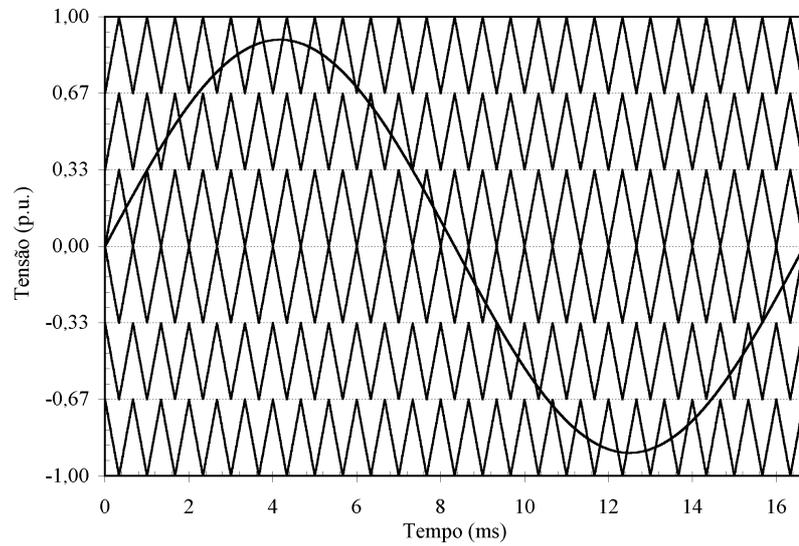
➤ Disposição em oposição de fases alternadas (APOD – *Alternative Phase Opposition Disposition*): cada uma das $m-1$ portadoras está deslocada de 180° das portadoras adjacentes. Como exemplo, a Figura 2-17(a) mostra o sinal de referência e as portadoras dispostas em oposição de fases alternadas para um conversor de sete níveis, com $m_a = 0,9$ e $m_f = 25$. As formas de onda de uma tensão de fase e de uma tensão de linha são apresentadas na Figura 2-18(a) e na Figura 2-18(b), respectivamente. O espectro harmônico das tensões de fase e de linha são mostrados na Figura 2-18(c) e na Figura 2-18(d), respectivamente. Para essa estratégia, as harmônicas mais significativas estão localizadas em bandas laterais em torno da frequência da portadora f_p e não existem harmônicas em f_p . Além disso, a estratégia de modulação APOD garante simetria de quarto de onda para valores pares de m_f , resultando somente em harmônicas ímpares [18].

➤ Disposição em oposição de fases (POD – *Phase Opposition Disposition*): todas as portadoras acima de zero têm a mesma polaridade, mas estão deslocadas de 180° de todas as portadoras que estão abaixo do nível zero, conforme ilustrado na Figura 2-17(b). A Figura 2-19(a) e a Figura 2-19(b) mostram a forma de onda das tensões de fase e de linha, respectivamente, de um inversor de sete níveis com a estratégia de modulação POD, com $m_a = 0,9$ e $m_f = 25$. A Figura 2-19(c) e a Figura 2-19(d) apresentam o espectro harmônico das tensões de fase e de linha, respectivamente. Novamente, as harmônicas mais significativas estão localizadas em torno da frequência da portadora, tanto para a tensão de fase quanto para a tensão de linha. Ainda, a estratégia de modulação POD também garante simetria de quarto de onda para valores pares de m_f [18].

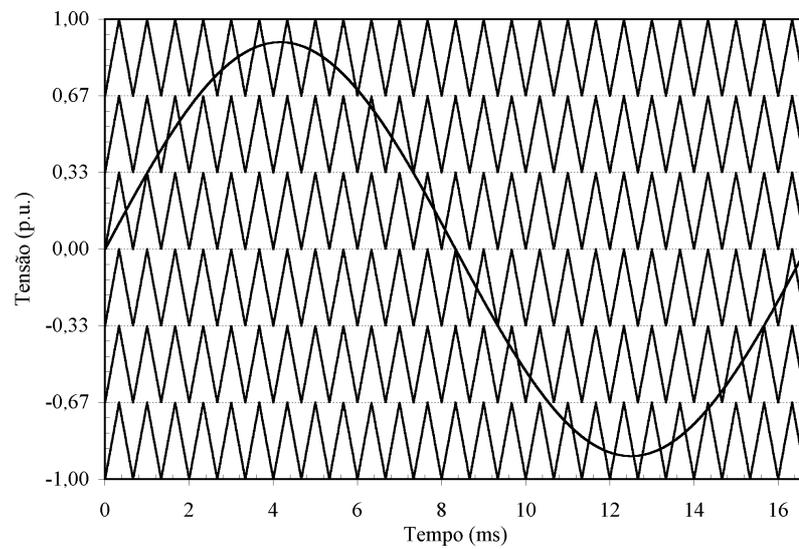
➤ Disposição em fase (PD – *Phase Disposition*): neste caso, todas as portadoras estão dispostas com a mesma polaridade, como mostrado na Figura 2-17(c). As formas de onda de uma tensão de fase e de uma tensão de linha de um inversor de sete níveis com a estratégia de modulação PD são apresentadas na Figura 2-20(a) e na Figura 2-20(b), respectivamente. A Figura 2-20(c) e a Figura 2-20(d) mostram o espectro harmônico das tensões de fase e de linha, respectivamente. Nessa estratégia, a harmônica mais significativa está concentrada na frequência da portadora, contudo essa componente não aparece nas tensões de linha, como ilustrado na Figura 2-20(d). A estratégia de modulação PD garante somente harmônicas ímpares para valores ímpares de m_f [18].



(a)

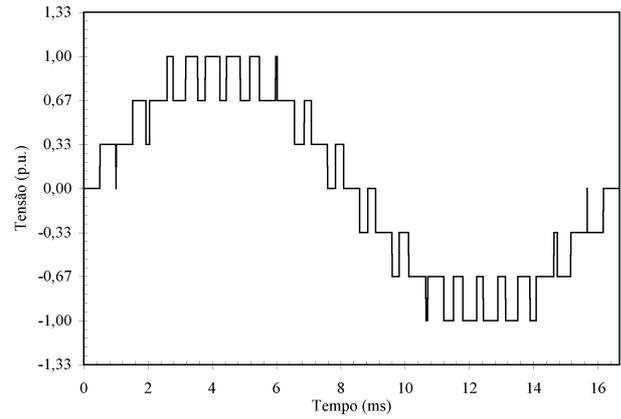


(b)

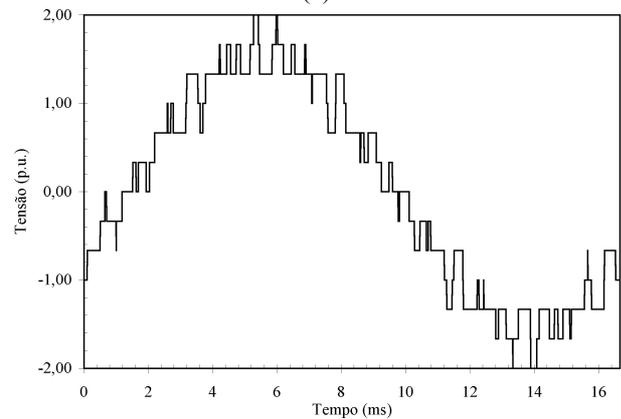


(c)

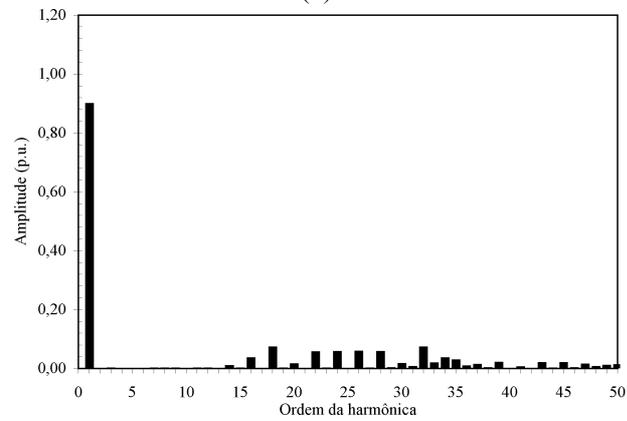
Figura 2-17. Disposição das portadoras ($m = 7$, $m_a = 0,9$ e $m_f = 25$). (a) APOD. (b) POD. (c) PD.



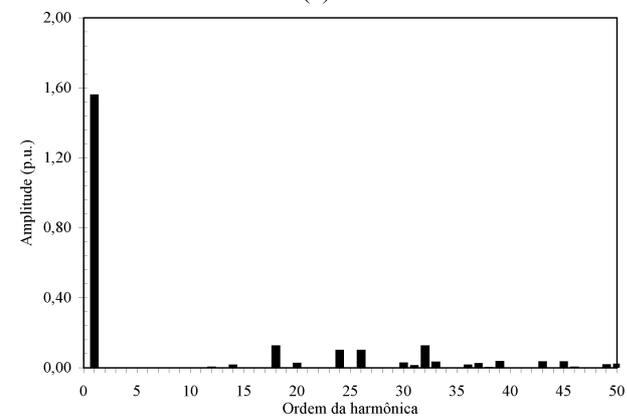
(a)



(b)

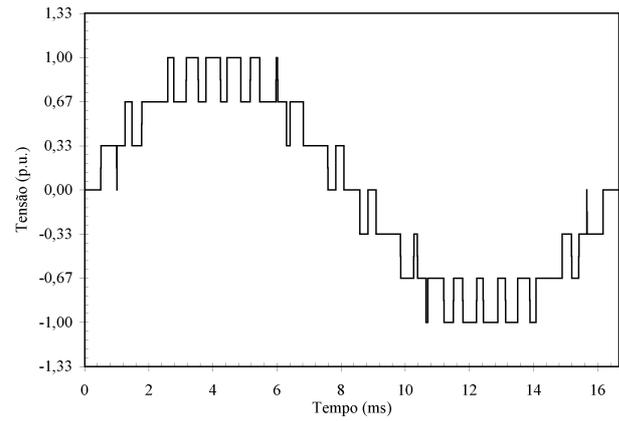


(c)

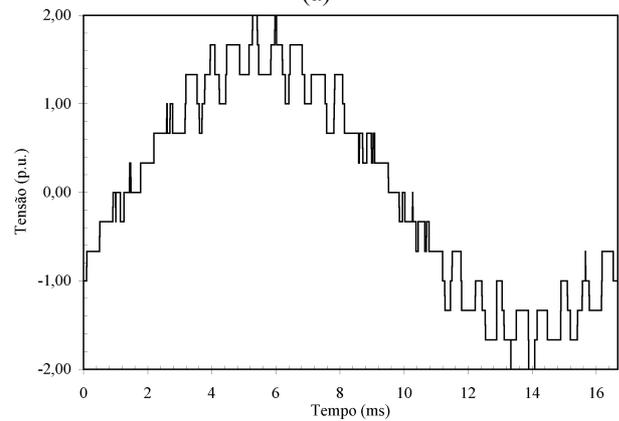


(d)

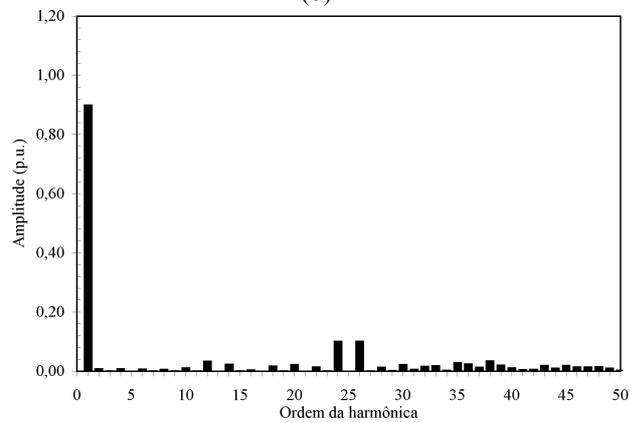
Figura 2-18. Estratégia de modulação APOD ($m = 7$, $m_a = 0,9$ e $m_f = 25$). (a) Tensão de fase. (b) Tensão de linha. (c) Espectro da tensão de fase. (d) Espectro da tensão de linha.



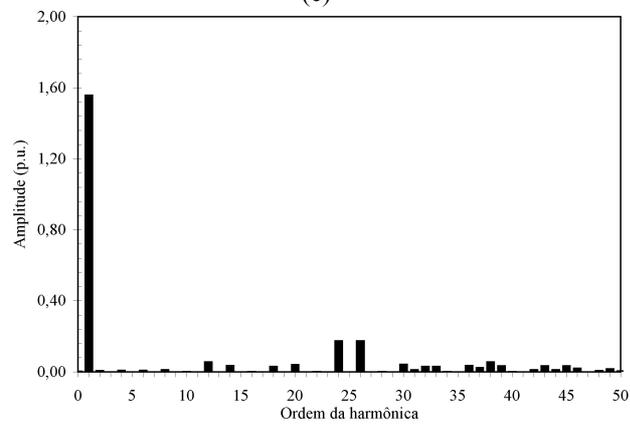
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 2-19. Estratégia de modulação POD ($m = 7$, $m_a = 0,9$ e $m_f = 25$). (a) Tensão de fase. (b) Tensão de linha. (c) Espectro da tensão de fase. (d) Espectro da tensão de linha.

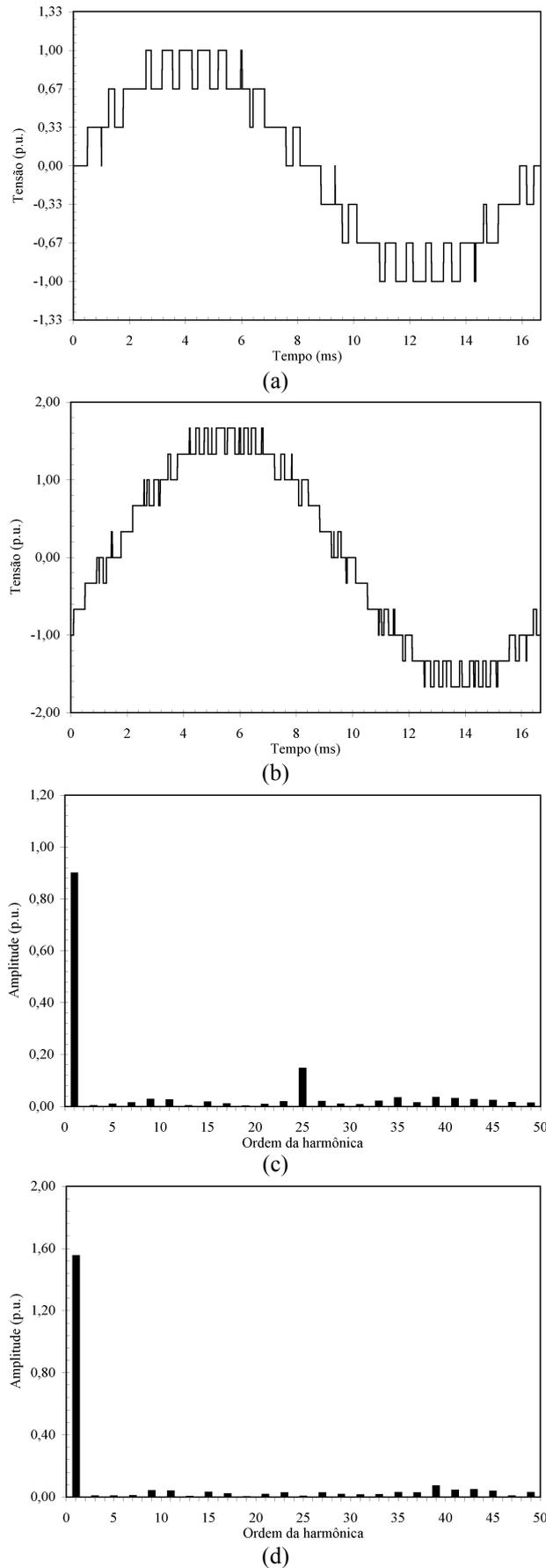


Figura 2-20. Estratégia de modulação PD ($m = 7$, $m_a = 0,9$ e $m_f = 25$). (a) Tensão de fase. (b) Tensão de linha. (c) Espectro da tensão de fase. (d) Espectro da tensão de linha.

Para essas três estratégias de modulação, as harmônicas mais significativas estão sempre localizadas em torno da frequência da portadora f_p , independentemente do número de níveis. Ao se aumentar o número de níveis, as amplitudes das harmônicas em torno da frequência da portadora diminuem, contudo, o espaço existente entre a componente fundamental e a primeira harmônica significativa também diminui [3]. Esse efeito é indesejável, pois as harmônicas que aparecem mais próximas da componente fundamental são mais difíceis de serem filtradas.

Quando o índice de modulação de frequência é elevado não existe diferença significativa no desempenho harmônico dessas três estratégias. Porém, a estratégia de modulação PD sintetiza tensões de linha com menor THD.

2.2.c.ii) Estratégia PWM baseada no deslocamento de fase das múltiplas portadoras

A estratégia PWM baseada no deslocamento de fase das múltiplas portadoras [3], [18], [84] utiliza $m-1$ portadoras com a mesma amplitude (A_p) e deslocadas de $360/(m-1)$ graus entre si, para gerar uma tensão de fase com m níveis. Com essa estratégia, o índice de modulação de amplitude é igual a A_r/A_p .

A Figura 2-21 mostra o sinal de referência e as seis portadoras deslocadas entre si de 60° para um conversor de sete níveis. A Figura 2-22(a) e a Figura 2-22(b) apresentam as tensões de saída sintetizadas pelo conversor ao usar essa estratégia de modulação.

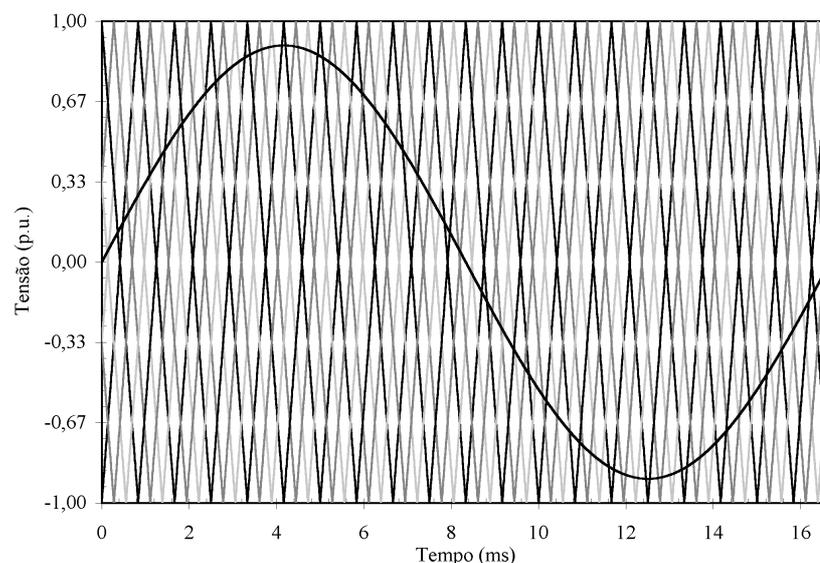
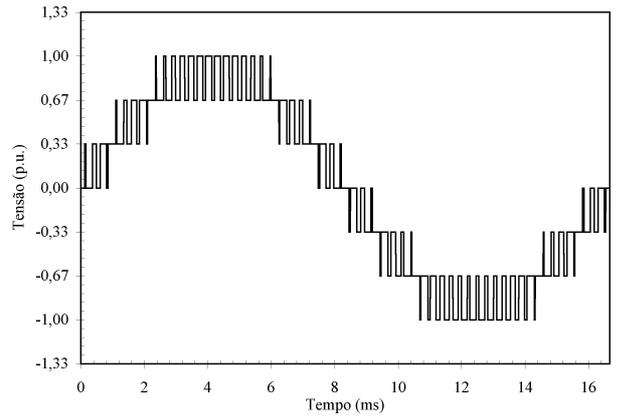
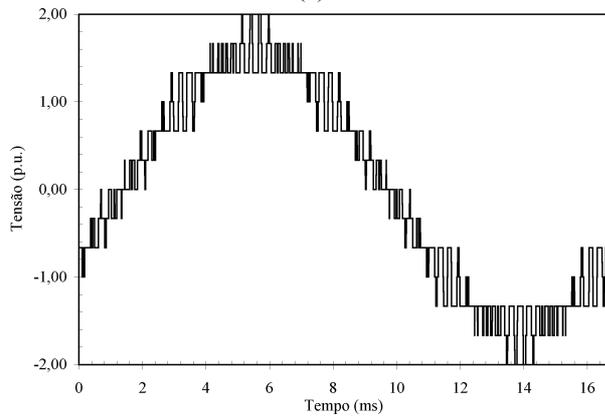


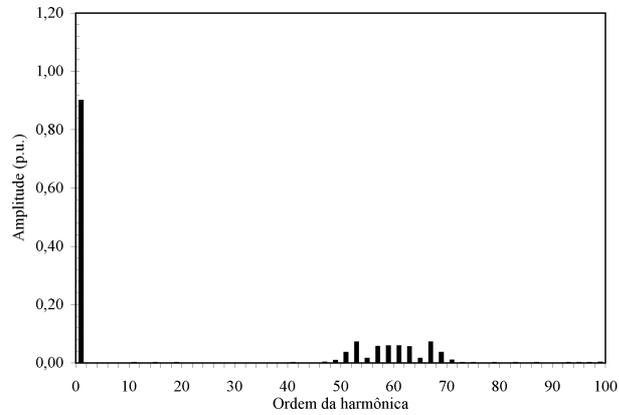
Figura 2-21. PWM baseado no deslocamento de fase das portadoras ($m = 7$, $m_a = 0,9$ e $m_f = 10$).



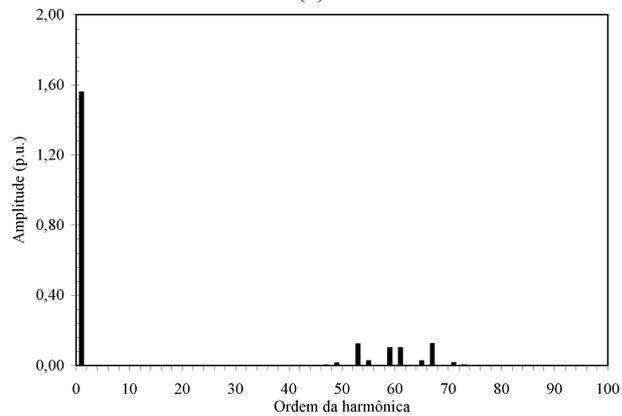
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 2-22. Deslocamento de fase das portadoras ($m = 7$, $m_a = 0,9$ e $m_f = 10$). (a) Tensão de fase. (b) Tensão de linha. (c) Espectro da tensão de fase. (d) Espectro da tensão de linha.

É possível verificar a partir da Figura 2-22(c) e da Figura 2-22(d), que mostram os espectros harmônicos das tensões de fase e de linha, respectivamente, que as harmônicas mais significativas estão em bandas laterais em torno de $6f_p$.

Para um conversor de m níveis, as harmônicas mais significativas estarão localizadas em bandas laterais em torno de $(m-1)f_p$. Portanto, ao contrário das estratégias PWM baseadas na disposição das múltiplas portadoras (APOD, POD e PD), o espaço existente entre a componente fundamental e a harmônica mais significativa cresce com o aumento do número de níveis. Para valores pares de m_f , as formas de onda sintetizadas a partir do deslocamento de fase das múltiplas portadoras apresentam simetria de quarto de onda, resultando somente em harmônicas ímpares [18].

2.2.d) Modulação *space vector*

As técnicas de modulação *space vector* têm sido aplicadas em diferentes topologias de inversores, pois permitem diminuir o número de comutações dos interruptores, e também sintetizar tensões de saída com maiores amplitudes e reduzido conteúdo harmônico. Além disso, a modulação *space vector* pode ser facilmente implementada em microprocessadores.

Cinco etapas podem ser identificadas na implementação de uma modulação *space vector* para inversores de tensão [98]:

- i. Definição dos possíveis vetores de comutação no espaço das tensões de saída do inversor;
- ii. Identificação dos planos de separação dos setores no espaço das tensões de saída do inversor;
- iii. Identificação dos planos limites nesse mesmo espaço;
- iv. Obtenção das matrizes de decomposição;
- v. Definição da seqüência de comutação.

Na primeira etapa é possível usar uma transformação no espaço das tensões de saída do inversor para simplificar a sua representação. Por outro lado, os planos de separação da segunda etapa podem ser utilizados no algoritmo de identificação do setor onde se encontra o vetor das tensões de saída a ser implementado. Os planos limites da terceira etapa definem se um determinado vetor de tensão poderá ser implementado pelo inversor, e, em caso afirmativo, as matrizes de decomposição da quarta etapa possibilitam

obter a duração de cada vetor em um período de amostragem. Por fim, as seqüências de comutação são escolhidas para minimizar uma grandeza adicional, que pode ser: (a) perdas em comutação; (b) THD; e em alguns conversores, (c) o desbalanceamento do ponto neutro do barramento CC.

Em inversores multiníveis, a modulação *space vector* foi inicialmente aplicada ao inversor NPC trifásico, ilustrado na Figura 2-1 [20], [60], [115], [120], [121]. Conforme mencionado anteriormente, cada perna desse inversor possui três possíveis estados de condução (P, O e N), mostrados na Tabela 2-1. Logo, as três pernas do inversor produzem um total de vinte e sete possíveis estados de condução [121].

Aplicando a lei de Kirchhoff das tensões no inversor apresentado na Figura 2-1, conclui-se que v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} são linearmente dependentes. Como resultado, os possíveis vetores de comutação estão sobre um plano no sistema de coordenadas definido por essas tensões, possibilitando a representação em um espaço bidimensional. Com o objetivo de simplificar a representação dos possíveis vetores de comutação pode-se utilizar uma transformação linear de $\mathcal{R}^3 \rightarrow \mathcal{R}^2$. Geralmente, é usada a transformação $\alpha\beta$, dada por:

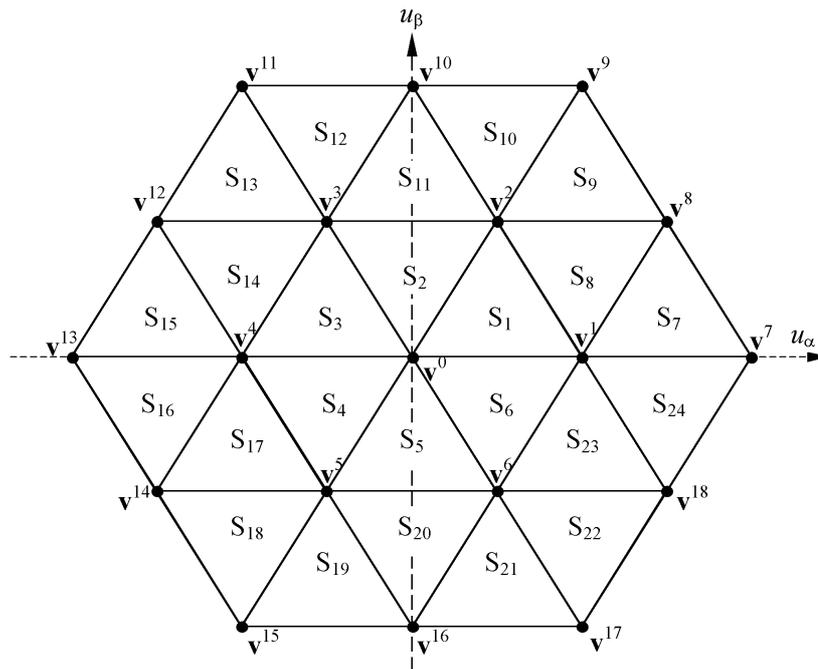
$$\mathbf{T}_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (2-6)$$

Então, utilizando (2-6), pode-se obter os vetores de comutação no espaço $\alpha\beta$, apresentados na Tabela 2-3 e representados na Figura 2-23. Esses vetores estão normalizados em função da tensão sobre um capacitor do barramento CC, isto é, $V_{cc}/2$.

A partir da Tabela 2-3 e da Figura 2-23 é possível verificar que o inversor NPC gera dezenove vetores de comutação diferentes. Nota-se que alguns vetores de comutação podem ser gerados por dois ou três estados de condução diferentes, fornecendo um grau de liberdade adicional que pode ser usado, por exemplo, para controlar a tensão do ponto neutro do barramento CC. Os vetores de comutação podem ser agrupados, de acordo com a sua amplitude, em quatro classes diferentes [120]: (Z) vetor zero (\mathbf{v}^0), obtido com três estados de condução diferentes; (S) vetores de pequena amplitude ($\mathbf{v}^1, \mathbf{v}^2, \mathbf{v}^3, \mathbf{v}^4, \mathbf{v}^5$ e \mathbf{v}^6), que podem ser obtidos com dois estados de condução diferentes; (M) vetores de média amplitude ($\mathbf{v}^8, \mathbf{v}^{10}, \mathbf{v}^{12}, \mathbf{v}^{14}, \mathbf{v}^{16}$ e \mathbf{v}^{18}), que podem ser obtidos a partir de somente um estado de condução, e (L) vetores de grande amplitude ($\mathbf{v}^7, \mathbf{v}^9, \mathbf{v}^{11}, \mathbf{v}^{13}, \mathbf{v}^{15}$ e \mathbf{v}^{17}), que também podem ser obtidos com somente um estado de condução.

Tabela 2-3. Possíveis vetores de comutação no espaço $\alpha\beta$.

Vetores de comutação	$[\alpha \ \beta]^T$	Vetor
NNN – OOO – PPP	$[0 \ 0]$	\mathbf{v}^0
POO – ONN	$[\sqrt{6}/3 \ 0]$	\mathbf{v}^1
PPO – OON	$[\sqrt{6}/6 \ \sqrt{2}/2]$	\mathbf{v}^2
OPO – NON	$[-\sqrt{6}/6 \ \sqrt{2}/2]$	\mathbf{v}^3
OPP – NOO	$[-\sqrt{6}/3 \ 0]$	\mathbf{v}^4
OOP – NNO	$[-\sqrt{6}/6 \ -\sqrt{2}/2]$	\mathbf{v}^5
POP – ONO	$[\sqrt{6}/6 \ -\sqrt{2}/2]$	\mathbf{v}^6
PNN	$[2\sqrt{6}/3 \ 0]$	\mathbf{v}^7
PON	$[\sqrt{6}/2 \ \sqrt{2}/2]$	\mathbf{v}^8
PPN	$[\sqrt{6}/3 \ \sqrt{2}]$	\mathbf{v}^9
OPN	$[0 \ \sqrt{2}]$	\mathbf{v}^{10}
NPN	$[-\sqrt{6}/3 \ \sqrt{2}]$	\mathbf{v}^{11}
NPO	$[-\sqrt{6}/2 \ \sqrt{2}/2]$	\mathbf{v}^{12}
NPP	$[-2\sqrt{6}/3 \ 0]$	\mathbf{v}^{13}
NOP	$[-\sqrt{6}/2 \ -\sqrt{2}/2]$	\mathbf{v}^{14}
NNP	$[-\sqrt{6}/3 \ -\sqrt{2}]$	\mathbf{v}^{15}
ONP	$[0 \ -\sqrt{2}]$	\mathbf{v}^{16}
PNP	$[\sqrt{6}/3 \ -\sqrt{2}]$	\mathbf{v}^{17}
PNO	$[\sqrt{6}/2 \ -\sqrt{2}/2]$	\mathbf{v}^{18}

**Figura 2-23. Espaço das tensões de saída do inversor NPC trifásico em coordenadas $\alpha\beta$.**

Uma vez identificado o setor em que o vetor de comando \mathbf{u}_{cmd} se localiza, utilizando, por exemplo, os planos de separação entre os setores [98], deve-se obter a duração de cada vetor em um período de amostragem T_s . Sem perda de generalidade, considera-se que o vetor de comando \mathbf{u}_{cmd} está no Setor 1 (S_1). Os vetores de comutação usados são \mathbf{v}^0 , \mathbf{v}^1 e \mathbf{v}^2 , e as correspondentes durações de cada vetor são Δt_0 , Δt_1 , e Δt_2 , respectivamente. Assim, tem-se que:

$$\mathbf{v}^0 \Delta t_0 + \mathbf{v}^1 \Delta t_1 + \mathbf{v}^2 \Delta t_2 = \mathbf{u}_{cmd} T_s \quad (2-7)$$

onde $\Delta t_0 + \Delta t_1 + \Delta t_2 = T_s$.

Reescrevendo (2-7) na forma matricial, é possível obter as durações dos vetores:

$$\begin{bmatrix} \Delta t_0 \\ \Delta t_1 \\ \Delta t_2 \end{bmatrix} = \mathbf{M}_1 \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ 1 \end{bmatrix} T_s \quad \therefore \quad \mathbf{M}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{v}^0 & \mathbf{v}^1 & \mathbf{v}^2 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \quad (2-8)$$

onde u_α e u_β são as componentes do vetor de comando e \mathbf{M}_1 é a matriz de decomposição associada, neste caso, ao Setor 1.

Por fim, a escolha da seqüência de comutação para um determinado setor deve minimizar o número de comutações dos interruptores, bem como reduzir a THD das tensões de saída. No caso do inversor NPC, ainda existe o problema do desbalanceamento das tensões dos capacitores que compõem o barramento CC.

Algumas das classes de vetores definidas anteriormente (Z, S, M, L) afetam o nível de tensão dos capacitores do barramento. Além do vetor \mathbf{v}^0 (classe Z), os vetores da classe L não têm efeito sobre o desbalanceamento da tensão sobre os capacitores, pois a carga não está conectada entre o ponto neutro e o terminal superior/inferior do barramento, como mostrado na Figura 2-24(a) e na Figura 2-24(b). Já os vetores da classe M afetam a tensão do ponto neutro, como pode ser verificado na Figura 2-24(c). Contudo, cada vetor da classe M tem somente um correspondente estado de condução e, portanto, o controle da tensão do ponto neutro não pode ser realizado a partir desses vetores. Por outro lado, os vetores da classe S têm dois diferentes estados de condução cada um e também afetam a tensão do ponto neutro. Um desses estados conecta a carga entre o ponto neutro e o ponto superior do barramento CC (Figura 2-24(d) e Figura 2-24(e)), e o outro estado conecta a carga entre o ponto neutro e o ponto inferior (Figura 2-24(f) e Figura 2-24(g)).

Como existem vetores de comutação que afetam de forma distinta a tensão do ponto neutro, uma possível solução é estabelecer uma seqüência de comutação para que os

capacitores sejam carregados ou descarregados adequadamente [115], [121]. Outra solução consiste em distribuir de forma adequada os vetores de comutação redundantes [140]. Ambas estratégias são baseadas no nível de tensão do ponto neutro e no sentido da corrente nos capacitores.

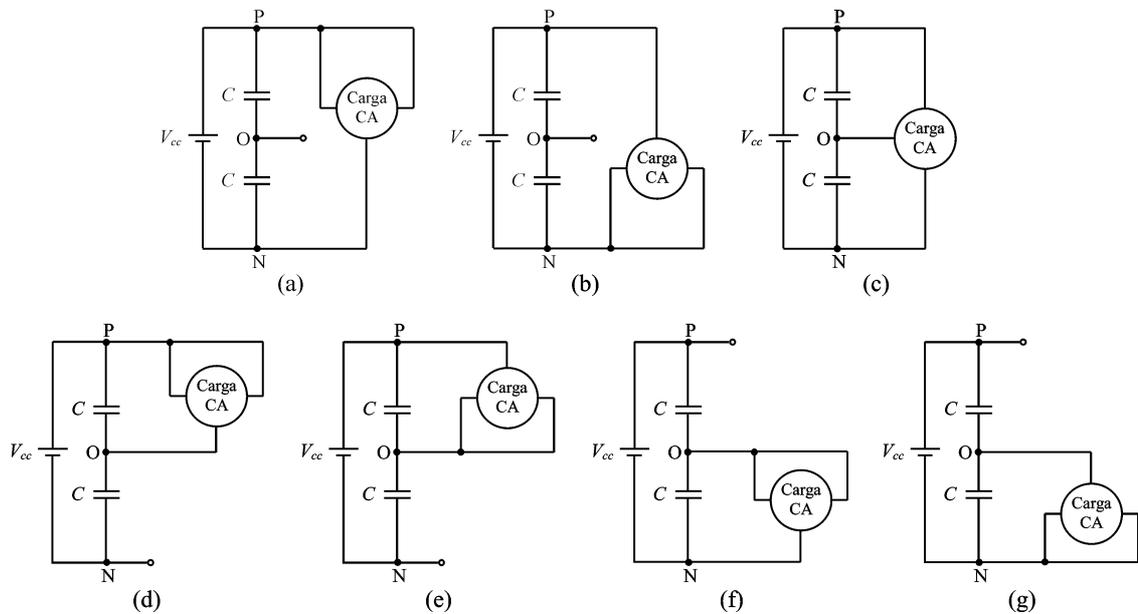


Figura 2-24. Conexão da carga para diferentes estados de condução.

Estratégias de modulação *space vector* também já foram propostas para inversores com um maior número de níveis [21], [72], [122]. Porém, essa estratégia ainda não é muito explorada em conversores com elevado número de níveis, devido, principalmente, ao aumento significativo do esforço computacional. Com intuito de minimizar esse problema, uma transformação linear é proposta em [21] para reduzir o esforço computacional associado à identificação dos setores e ao cálculo das durações dos vetores de comutação para inversores multiníveis.

2.3. Aplicações de conversores multiníveis

Em aplicações de baixa tensão é possível empregar conversores dois níveis convencionais com dispositivos semicondutores rápidos, tais como IGBT's (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) e MOSFET's (*Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*). Esses dispositivos podem ser controlados em alta frequência, sintetizando formas de onda "aproximadamente sinusoidais" com filtros passivos de reduzido custo, peso e volume.

Entretanto, com a atual tecnologia de dispositivos semicondutores, conversores dois níveis convencionais que empregam dispositivos semicondutores rápidos normalmente não

são utilizados para sintetizar maiores níveis de tensão. Essa limitação provém da reduzida capacidade de bloqueio de tensão de tais dispositivos. Para maiores níveis de tensão, dispositivos semicondutores lentos, tais como GTO's, e com maior capacidade de bloqueio de tensão podem ser utilizados. Como esses dispositivos não podem comutar em alta frequência, a redução do conteúdo harmônico das variáveis de interesse é realizada através de filtros de elevado peso e volume.

Assim, conversores multiníveis têm sido normalmente utilizados em aplicações de média/alta tensão e alta potência, para sintetizar formas de onda de tensão e/ou corrente com reduzido conteúdo harmônico. Entre diversas aplicações pode-se citar:

- Compensador estático de reativos;
- Filtro ativo de potência;
- Acionamento de motores de indução.

Ainda, devido à capacidade de sintetizar formas de onda com reduzido conteúdo harmônico, mesmo empregando baixas frequências de comutação e/ou filtros reduzidos, os conversores multiníveis também têm sido aplicados em alguns sistemas de baixa potência, mas com necessidade de operar com alta eficiência, tais como sistemas fotovoltaicos.

Nas próximas seções serão apresentadas algumas características e topologias usadas em cada uma dessas aplicações.

2.3.a) Compensador estático de reativos

Nas aplicações em que conversores processam somente potência reativa, as fontes de tensão contínuas podem ser implementadas com capacitores. Por exemplo, quando um conversor drena somente potência reativa fundamental [49], as formas de onda da tensão de fase e da corrente de linha senoidais estão defasadas em 90° , e a carga e descarga dos capacitores que compõem o barramento pode ser balanceada. Esse conversor é chamado de compensador estático de reativos (*Static VAR Compensator – SVC*) quando utilizado na compensação de potência reativa fundamental [26], [46], [56], [81], [82], [92], [93].

Um conversor multinível de tensão permite conectar o compensador estático diretamente em sistemas de alta tensão sem usar transformadores para elevar a sua tensão de saída. A Figura 2-25 mostra um esquema simplificado de um inversor multinível conectado diretamente em um sistema de potência para a compensação de potência reativa fundamental.

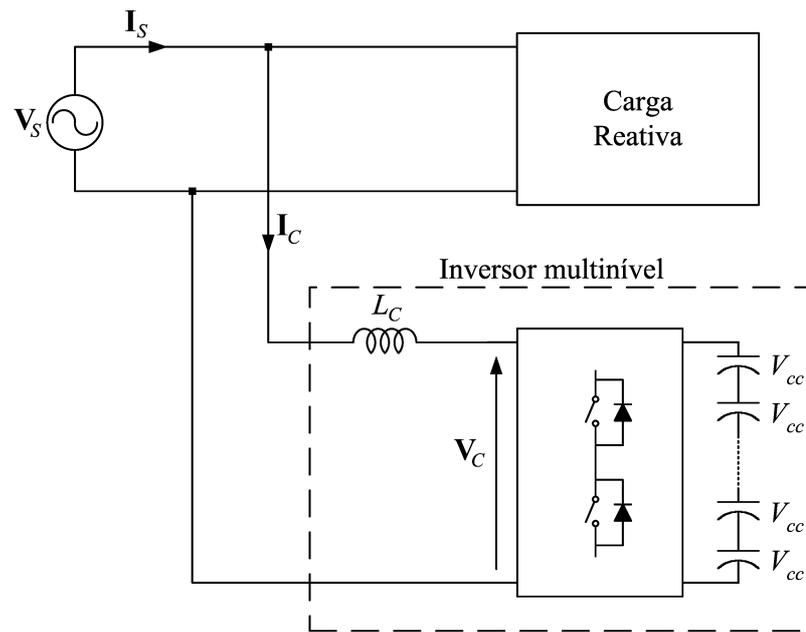


Figura 2-25. Diagrama esquemático de um inversor multinível conectado a um sistema de potência para compensação estática de reativos.

Neste caso, a relação entre o vetor da tensão de alimentação, V_S , e o vetor da tensão de saída do inversor multinível, V_C , é dada por:

$$V_S = V_C + jI_C X_{L_C} \quad (2-9)$$

onde I_C é o vetor da corrente de saída do inversor, e X_{L_C} é a reatância do indutor L_C . A Figura 2-26 apresenta o diagrama fasorial da tensão de alimentação, da tensão e da corrente de saída do inversor multinível.

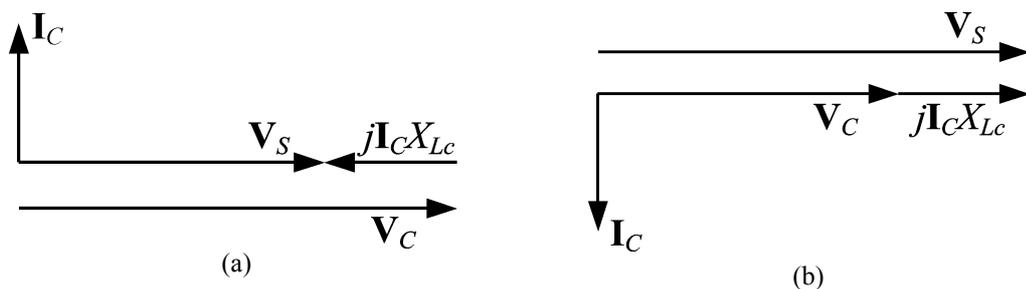


Figura 2-26. Diagrama fasorial ilustrando a relação entre as tensões de alimentação e de saída do inversor multinível. (a) Corrente em avanço. (b) Corrente em atraso.

Pode-se perceber que a tensão de saída do inversor multinível está em fase com a tensão de alimentação do sistema. Sob essa condição, a potência reativa é controlada pela amplitude da tensão de saída do inversor multinível. A Figura 2-26(a) indica que se a tensão de saída do inversor multinível tem uma amplitude maior que a tensão de

alimentação obtém-se uma corrente reativa em avanço (90°). Ao contrário, a Figura 2-26(b) mostra que se a tensão de saída do inversor é menor que a tensão de alimentação obtém-se uma corrente reativa em atraso (-90°).

2.3.b) Filtro ativo de potência

Cargas não lineares resultam em um fluxo de harmônicas de corrente nos sistemas de potência, podendo degradar a qualidade da energia fornecida e afetar o funcionamento de equipamentos mais sensíveis [48]. Assim, filtros ativos de potência têm sido desenvolvidos para eliminar as harmônicas de corrente geradas por essas cargas não lineares e, conseqüentemente, fornecer energia de alta qualidade no ponto de conexão comum (PCC – *Point of Common Coupling*) de um sistema de potência [5], [80], [139].

Por outro lado, devido aos elevados níveis de tensão dos sistemas de potência, inversores multiníveis também têm sido utilizados como filtros ativos de potência. Dessa forma, consegue-se conectar o filtro ativo diretamente no sistema de potência sem empregar qualquer transformador [2], [94].

Um filtro ativo de potência pode ser conectado em série com a fonte de alimentação, conforme ilustrado na Figura 2-27, ou pode ser conectado no PCC em paralelo com o sistema, como mostrado na Figura 2-28.

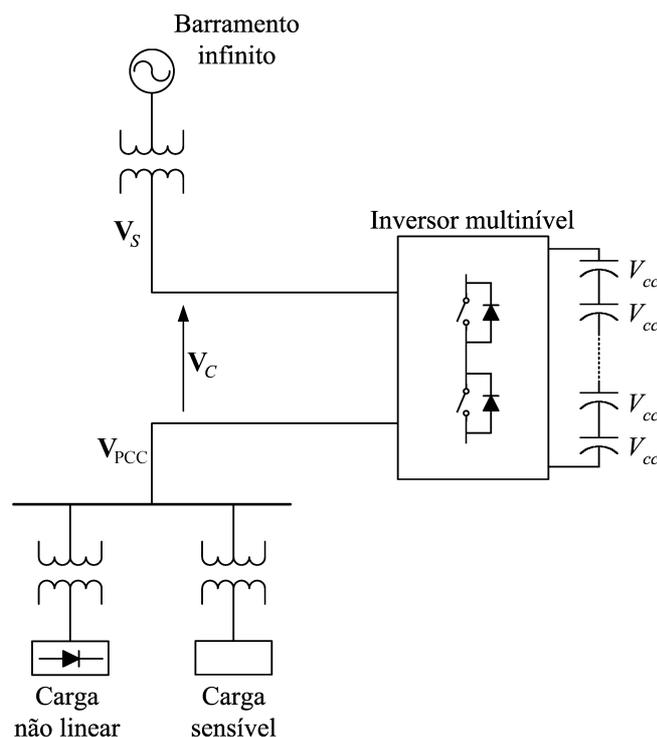


Figura 2-27. Diagrama unifilar de um filtro ativo série implementado com inversor multinível.

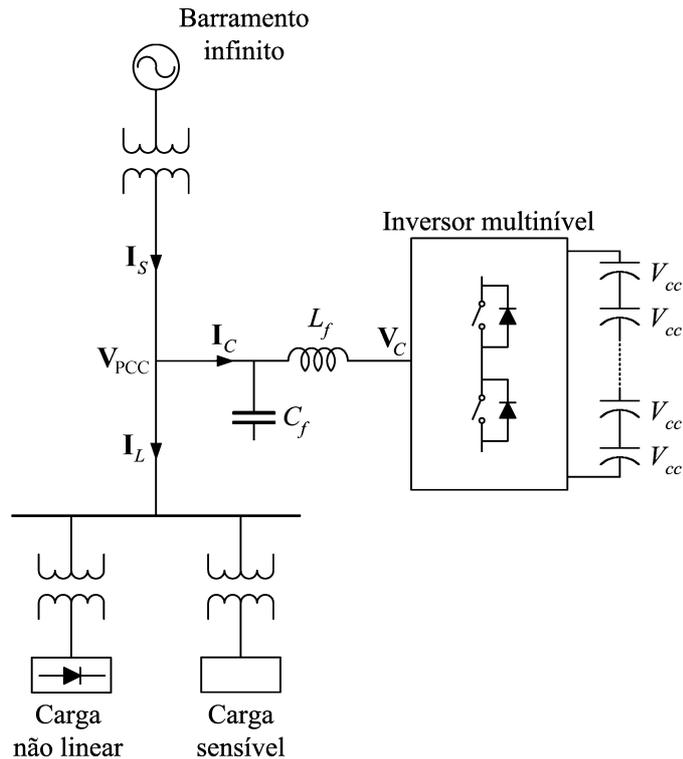


Figura 2-28. Diagrama unifilar de um filtro ativo paralelo implementado com inversor multinível.

O filtro ativo série representado na Figura 2-27 pode ser controlado, por exemplo, para sintetizar uma tensão de saída que ao ser somada com a tensão da fonte de alimentação, faz com que a carga tenha uma tensão equilibrada e com amplitude constante. Já o filtro ativo paralelo, apresentado na Figura 2-28, pode ser controlado para compensar as componentes harmônicas e a componente reativa da corrente na carga. Na compensação paralela o filtro ativo atua como uma fonte de corrente alternada, gerando uma corrente que ao ser somada com a corrente na carga, faz com que a corrente que flui através da fonte de alimentação tenha distorção reduzida e em fase com a respectiva tensão de fase.

Além de utilizar isoladamente os filtros ativos série e paralelo representados na Figura 2-27 e na Figura 2-28, respectivamente, é possível obter uma topologia que combina as duas configurações básicas de filtros ativos, conforme ilustrado na Figura 2-29. Essa nova configuração, que combina as características dos filtros ativos série e paralelo, é comumente denominada de controlador unificado de fluxo de potência (UPFC – *Unified Power Flow Controller*) [24], [126], [137], [141].

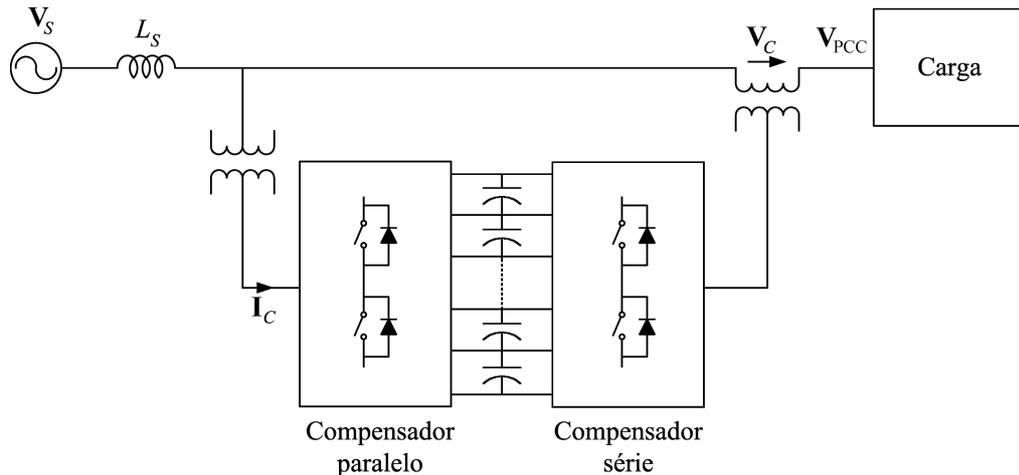


Figura 2-29. Diagrama unifilar de um UPFC baseado em inversores multiníveis.

O inversor série é controlado para produzir uma tensão na linha e, então, regular a tensão na carga. Dessa forma, o inversor série poderá processar potência ativa e reativa. A potência ativa processada pelo inversor série é fornecida pela energia armazenada no barramento CC existente entre os dois inversores. Conseqüentemente, o inversor paralelo deve ser controlado para manter as tensões dos capacitores que compõem o barramento. Além disso, esse inversor também pode ser controlado para reduzir as componentes harmônicas da corrente que flui pela fonte de alimentação.

2.3.c) Acionamento de motores de indução

O acionamento de motores de indução é usualmente realizado por um sistema, como ilustrado na Figura 2-30, que emprega um retificador com diodos para converter a tensão alternada da rede pública de energia em um nível de tensão contínuo, e um inversor PWM que converte a tensão contínua em uma tensão com frequência e amplitude variáveis para controlar a velocidade do motor [79]. Assim, o sistema usado no acionamento de motores de indução é comumente chamado de ASD (*Adjustable-Speed Drive*).

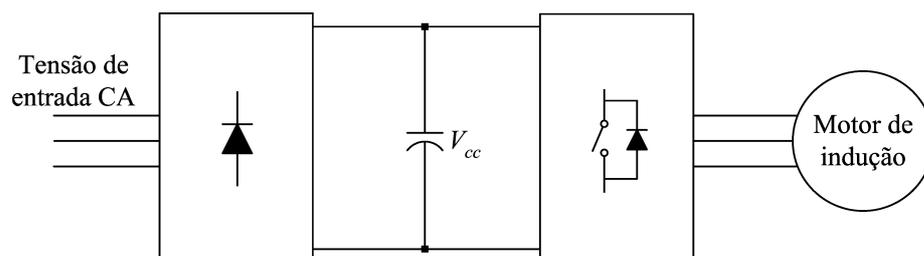


Figura 2-30. Acionamento de motor de indução através de um ASD.

Entretanto, além da corrente drenada pelo retificador apresentar uma elevada distorção harmônica, alguns problemas surgem com a utilização desse conversor no acionamento de motores de indução de média e alta tensão. Algumas falhas em motores têm sido documentadas pela indústria como resultado das elevadas taxas de variação de tensão (dV/dt) de alguns ASD's, que produzem uma tensão de modo comum entre os enrolamentos do motor e que podem provocar, por exemplo, a ruptura da isolação entre esses enrolamentos [136]. Nos últimos anos, esses problemas se tornaram mais significativos, pois, com a disponibilidade de dispositivos semicondutores mais rápidos, os ASD's usam maiores frequências de comutação. Assim, a tensão de modo comum produzida pelos elevados valores de dV/dt é aplicada várias vezes entre os enrolamentos do motor em cada ciclo da rede pública de energia.

Portanto, conversores multiníveis têm sido utilizados no acionamento de motores de média tensão com o intuito de minimizar esses problemas, pois os dispositivos semicondutores são submetidos a menores níveis de tensão e, conseqüentemente, a taxa de variação de tensão é menor [22], [41], [42], [67], [74], [87], [119]-[123], [131], [136]. Ainda, os ASD's que utilizam conversores multiníveis sintetizam formas de onda com reduzido conteúdo harmônico e também apresentam elevada eficiência, pois usualmente operam com reduzida frequência de comutação.

Além de vários institutos de pesquisas analisarem a aplicação de conversores multiníveis como ASD's, diversas indústrias estão atualmente aplicando configurações multiníveis no acionamento de motores de indução, tais como:

- **General Electric:** usa conversores multiníveis com diodos de grampeamento e IGBT's para o acionamento de motores de média tensão (2,4 kV, 3,3 kV e 4,2 kV) e alta potência (150 kW à 4 MW) [37];
- **ABB:** emprega conversores multiníveis com diodos de grampeamento e IGCT's no acionamento de motores de média tensão (2,3 kV à 6,6 kV) e alta potência (315 kW à 27 MW) [1];
- **Alstom:** aplica conversores multiníveis com capacitores de grampeamento para o acionamento de motores de média tensão (2,3 kV à 13,8 kV) e alta potência (300 kW à 8 MW) [6];
- **Robicon:** utiliza conversores multiníveis com células *H-bridge* em série para o acionamento de motores de média tensão (2,3 kV à 13,8 kV) e alta potência (300 kW à 75 MW) [41], [42], [111].

Dessas estruturas, a configuração que utiliza células *H-bridge* em série é particularmente interessante, pois esse ASD possui uma estrutura modular, ou seja, pode ser aplicado em diferentes níveis de tensão simplesmente adicionando ou retirando células em série sem precisar modificar completamente a especificação de todos os dispositivos de potência. Além disso, como ilustrado na Tabela 2-2, essa configuração apresenta o menor número de componentes entre os conversores multiníveis convencionais.

A Figura 2-31 mostra a configuração multinível implementada pela indústria Robicon para o acionamento de motores de indução de 2300 V [42].

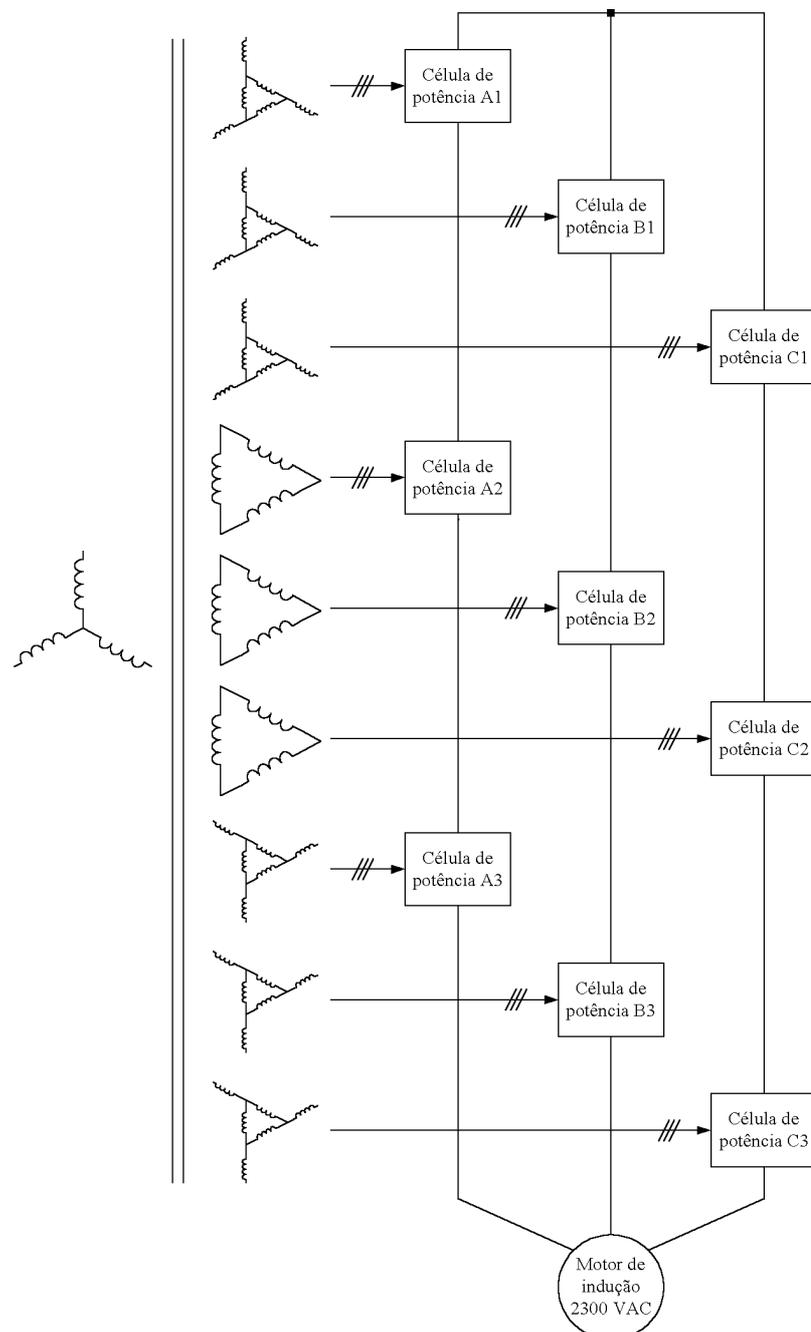


Figura 2-31. ASD fabricado pela Robicon para o acionamento de motores de 2300 V_{CA}.

Cada fase do motor é acionada por três células de potência em série. Os grupos de células são conectados em Y, com o ponto neutro flutuante. Cada célula é alimentada por um enrolamento secundário proveniente de um único transformador isolador. Os nove secundários são dimensionados para a mesma potência, ou seja, um nono da potência total. A configuração da Figura 2-31 pode ser estendida para quatro células por fase para um ASD de 3300 V e cinco células para um ASD de 4160 V.

A Figura 2-32 mostra a topologia usada em cada célula de potência, com um simples retificador de seis pulsos na entrada da célula. O lado CC do retificador é conectado ao banco de capacitores, que mantém a tensão do barramento CC praticamente constante para o correto funcionamento do inversor em ponte completa monofásico. Já o lado CA de entrada é alimentado diretamente por um enrolamento secundário do transformador.

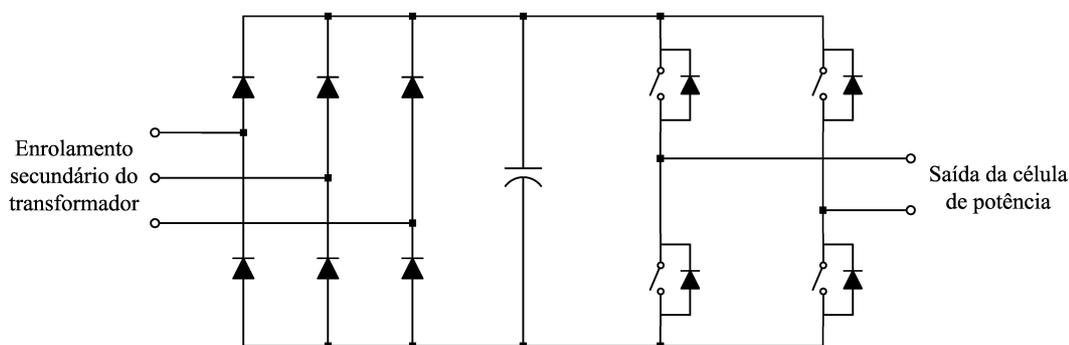


Figura 2-32. Célula de potência utilizando um retificador não controlado de seis pulsos.

Mas, devido ao fato que ocorre transferência de potência ativa da rede pública de energia para a carga, deve-se ter uma atenção especial para as harmônicas de corrente injetadas na rede. Além de não possibilitar a regeneração de energia, o retificador de seis pulsos mostrado na Figura 2-32 possui uma corrente de entrada com significativa distorção harmônica. Como as células processam a mesma quantidade de potência, os enrolamentos secundários que fornecem energia para as células de uma mesma fase são defasados entre si para eliminar algumas harmônicas de baixa frequência da corrente de entrada e, assim, minimizar a sua distorção harmônica [88], [109], [118]. Para os ASD's de 2,3 kV (três células em série) a defasagem é de 20°, para os ASD's de 3,3 kV (quatro células em série) é de 15°, e a defasagem é de 12° para os ASD's de 4,16 kV (cinco células em série). Essa defasagem cancela as harmônicas dominantes da corrente de entrada, tornando as correntes drenadas da rede pública de energia “aproximadamente sinusoidais”.

Outra alternativa para minimizar a THD da corrente de entrada, sem utilizar configurações multipulso, e que ainda permite a regeneração de energia para a rede pública é

a utilização de retificadores controlados [4], [114], tanto na configuração monofásica quanto trifásica, como mostrado na Figura 2-33 e na Figura 2-34, respectivamente.

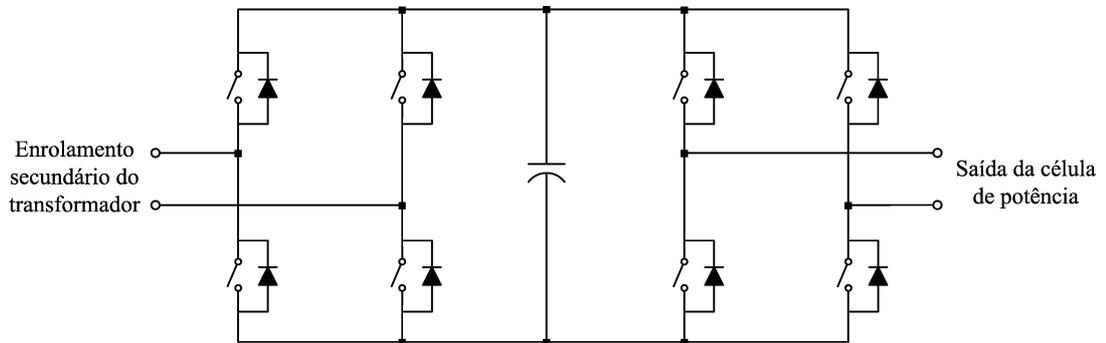


Figura 2-33. Célula de potência utilizando um retificador controlado monofásico.

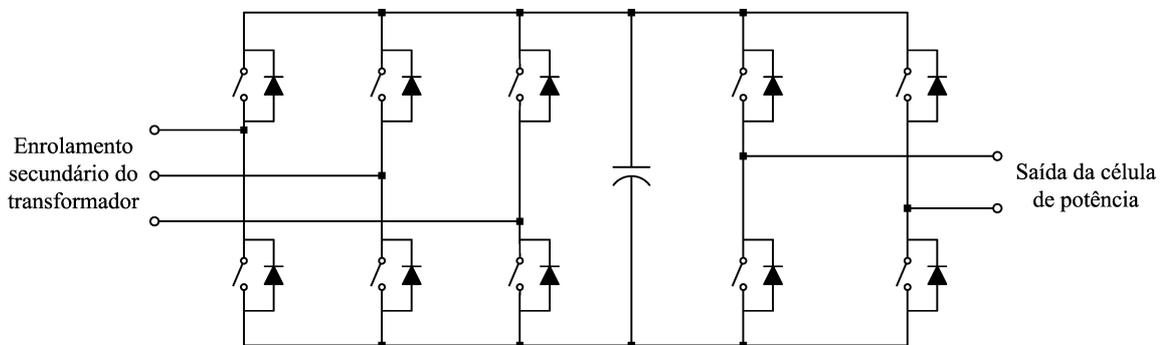


Figura 2-34. Célula de potência utilizando um retificador controlado trifásico.

Com essas configurações pode-se regular a tensão média do barramento CC e, além disso, controlar o fator de potência e minimizar a THD da corrente de entrada de cada célula. Embora o retificador controlado monofásico tenha um menor número de interruptores, se comparado com o retificador trifásico mostrado na Figura 2-34, essa configuração impõe restrições quanto ao número de células em série para eliminar inter-harmônicas na corrente de entrada [113], [114]. Nas células de potência mostradas na Figura 2-33 e na Figura 2-34, os dispositivos semicondutores dos retificadores devem ser projetados para a potência nominal de cada célula. Ainda, para se sintetizar correntes de entrada com baixa THD seria necessário comutar os interruptores em frequências maiores que a frequência fundamental, diminuindo a eficiência do conversor.

Uma topologia alternativa, que usa um retificador controlado trifásico em paralelo com um retificador não controlado, é apresentada em [43] e ilustrada na Figura 2-35. Nessa configuração, o retificador controlado opera como um filtro ativo para minimizar as harmônicas de corrente produzidas pelo retificador de seis pulsos. Nessa topologia, apesar

de possuir um maior número de componentes por célula, os dispositivos semicondutores do retificador controlado de cada célula podem ser projetados para uma menor potência.

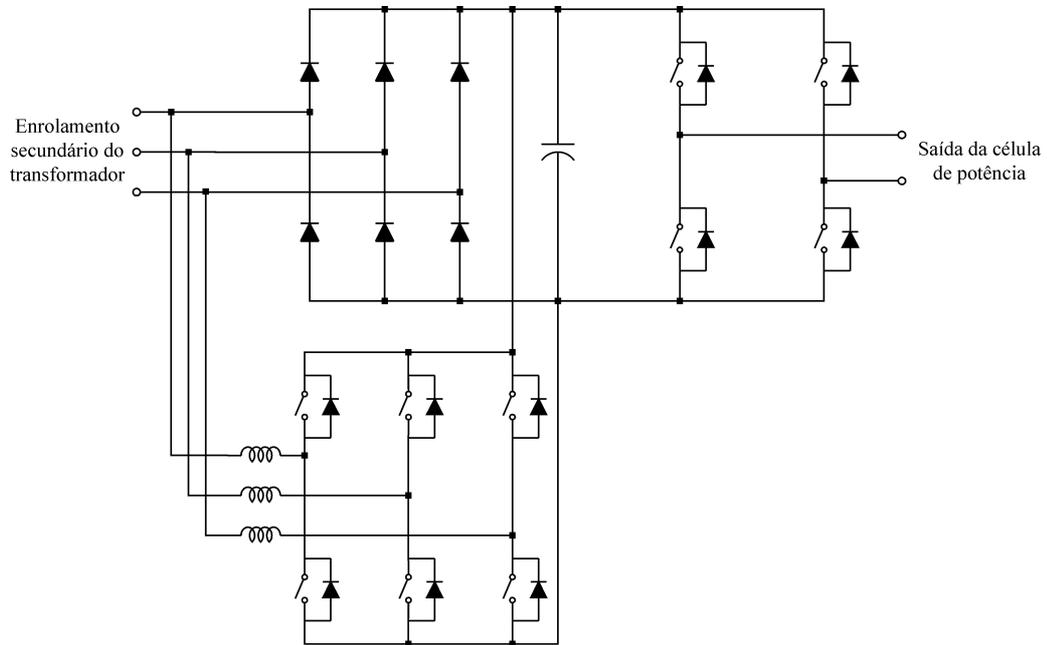


Figura 2-35. Célula de potência usando um retificador controlado de menor potência em paralelo.

Outra estrutura usada para a implementação das fontes de tensão contínua foi proposta em [65] e é ilustrada na Figura 2-36. Este retificador, denominado pelos autores de retificador multinível híbrido, utiliza um retificador não controlado para a célula de maior potência e um retificador controlado monofásico para a célula de menor potência. Assim, o retificador controlado, além de regular a tensão do barramento CC da célula de menor potência, é responsável pela redução da THD da corrente de entrada.

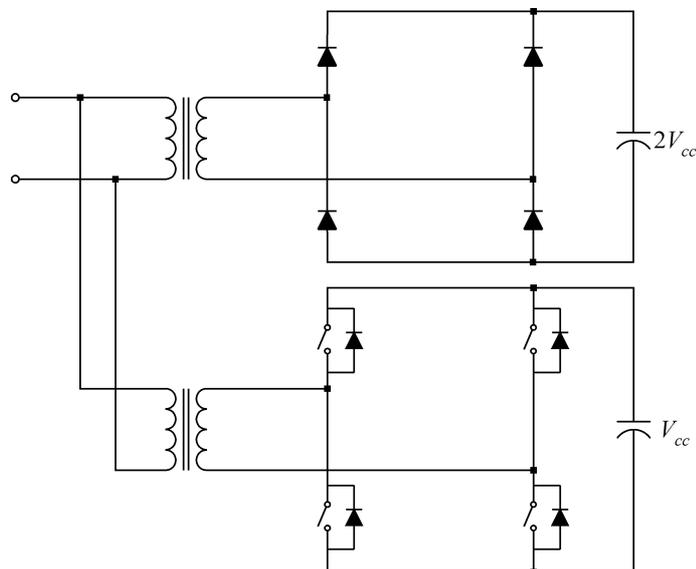


Figura 2-36. Diagrama esquemático de uma fase do retificador híbrido.

2.3.d) Sistemas fotovoltaicos

Devido ao crescimento da demanda por energia elétrica, escassez de oferta em determinadas regiões e restrições econômicas e ambientais à expansão do sistema, os sistemas fotovoltaicos (PV – *Photovoltaic systems*) constituem uma importante opção para o fornecimento de energia elétrica tanto nas áreas rurais quanto nos grandes centros urbanos [15].

A Figura 2-37 mostra um diagrama de blocos simplificado de um sistema fotovoltaico utilizado para fornecer energia para cargas CA e que também pode estar conectado na rede pública de energia. Assim, a rede pública pode receber a energia excedente gerada pelos módulos fotovoltaicos, ou fornecer energia para a carga toda vez que os módulos fotovoltaicos não produzirem energia suficiente para alimentar a carga.

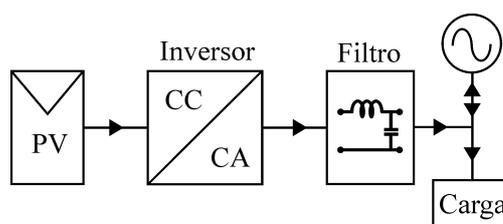


Figura 2-37. Diagrama de blocos simplificado de um sistema fotovoltaico.

Esse sistema de condicionamento de energia deve realizar a conversão de energia, normalmente, da forma contínua para alternada na frequência adequada, controlar o fluxo de potência entre os módulos e a carga/rede pública, e também manter o sistema operando no ponto da máxima potência gerada pelos módulos fotovoltaicos. Além disso, o sistema deve apresentar uma elevada eficiência para gerar a energia consumida pela carga com o menor número possível de módulos fotovoltaicos e, conseqüentemente, reduzir o custo total de instalação.

Desse modo, mesmo sendo uma aplicação que envolve menores níveis de potência, diferentes configurações de conversores multiníveis têm sido aplicadas tanto em sistemas fotovoltaicos autônomos quanto conectados na rede pública de energia para realizar as funções mencionadas acima e para também maximizar a eficiência e minimizar o peso, volume e custo de todo sistema. Ao sintetizar uma tensão de saída com vários níveis e com reduzido conteúdo harmônico pode-se diminuir a frequência de comutação e, portanto, aumentar a eficiência do conversor, sem penalizar o tamanho do filtro de saída. Além dessa importante característica, os conversores multiníveis são particularmente interessantes em

aplicações fotovoltaicas devido à estrutura modular dos painéis solares, que facilita a obtenção de vários níveis de tensão no barramento CC.

Entre as diversas topologias de conversores multiníveis aplicadas em sistemas fotovoltaicos pode-se citar o inversor NPC meia-ponte monofásico [16], o inversor multinível com células *H-bridge* conectadas em série [17] e também o inversor multinível com conexão série através de transformadores monofásicos [135]. Outro conversor multinível aplicado em sistemas fotovoltaicos conectados na rede pública de energia é ilustrado na Figura 2-38, utilizando n conversores *buck* em série, ao invés de inversores em ponte completa, juntamente com um estágio inversor operando na frequência fundamental da tensão de saída [16], [36].

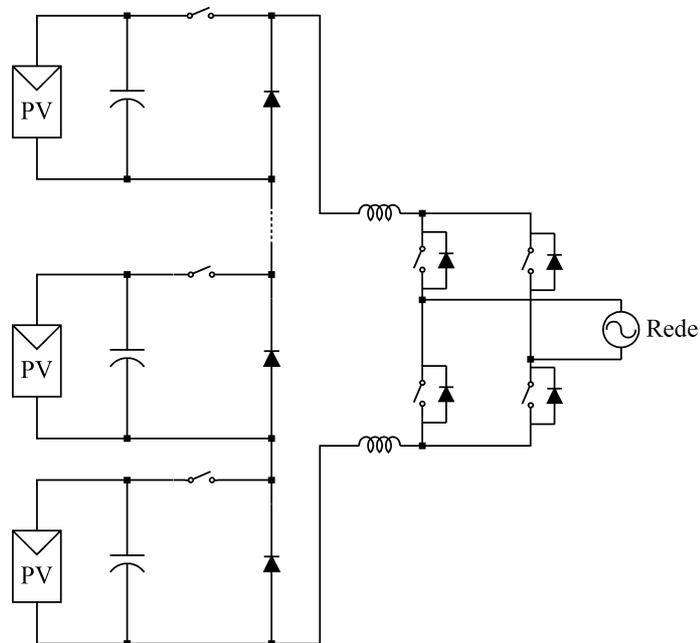


Figura 2-38. Sistema fotovoltaico utilizando conversores *buck* conectados em série.

Uma vez que os módulos fotovoltaicos não drenam corrente da rede pública de energia, pode-se conectar conversores *buck* em série ao invés de outros conversores bidirecionais em corrente. Assim, somente um interruptor é empregado para cada célula, reduzindo significativamente o número de interruptores necessários para sintetizar um determinado número de níveis.

2.4. Conclusões

Nesse capítulo foi apresentada uma visão geral das principais topologias, estratégias de modulação e aplicações de conversores multiníveis.

Na seção 2.1 foram descritas várias topologias de conversores multiníveis de tensão e de corrente. Com a utilização desses conversores é possível atingir elevados níveis de tensão e/ou corrente sem conectar dispositivos semicondutores em série e/ou paralelo. Além disso, a distorção harmônica das variáveis de interesse diminui com o acréscimo do número de níveis.

A seção 2.2 apresentou algumas estratégias de modulação amplamente aplicadas aos conversores multiníveis descritos na seção 2.1, tanto em baixa frequência (síntese de formas de onda quase-quadradas e eliminação seletiva de harmônicas) quanto em alta frequência (modulação por largura de pulso e modulação *space vector*).

Finalmente, na seção 2.3 foram analisadas algumas aplicações em que, atualmente, são aplicados conversores multiníveis. Dentre essas aplicações, convém ressaltar que várias indústrias realizam o acionamento de motores de indução de média tensão e alta potência empregando diferentes configurações de conversores multiníveis. Devido ao fato que a maioria das aplicações de alta potência emprega níveis elevados de tensão para reduzir a corrente e aumentar a eficiência do sistema, esse trabalho irá focar os conversores multiníveis de tensão. Contudo, vários resultados obtidos nessa Tese também podem ser aplicados em conversores multiníveis de corrente ao se aplicar o princípio da dualidade.

Capítulo 3

INVERSORES MULTINÍVEIS HÍBRIDOS COM CÉLULAS H-BRIDGE EM SÉRIE

No Capítulo 2 foi apresentada uma visão geral das principais topologias, estratégias de modulação e aplicações de conversores multiníveis. Nesse capítulo, a Tabela 2-2 mostrou que o inversor multinível com células *H-bridge* em série utiliza o menor número de dispositivos de potência entre as topologias convencionais de inversores multiníveis. Além disso, essa configuração possui uma estrutura modular, que permite aplicá-la em diferentes níveis de tensão simplesmente adicionando ou retirando células em série. Entretanto, várias células devem ser conectadas em série para sintetizar um maior número de níveis.

Por outro lado, um conversor também pode sintetizar um maior número de níveis ao empregar células com níveis distintos de fontes de tensão. Conversores multiníveis que apresentam ao menos uma célula com valores de tensão diferentes das demais células têm sido chamados de *conversores multiníveis assimétricos*. Esses conversores têm recebido crescente atenção, pois é possível diminuir o número de células em série para um determinado número de níveis, ou minimizar a THD das tensões de saída e, portanto, reduzir ou até mesmo eliminar filtros de saída para um determinado número de células [28]–[31], [46], [62], [69], [78], [117]. Porém, os dispositivos semicondutores das diferentes células são submetidos a níveis de tensão e potência distintos.

Estratégias de modulação híbridas podem ser usadas para superar esse problema, a fim de que as células com os maiores níveis de tensão e, portanto, de maior potência operem em baixa frequência e vice-versa. Assim, tecnologias distintas de semicondutores podem ser usadas em sinergismo, aproveitando as vantagens de cada dispositivo. Em virtude do exposto, os conversores multiníveis compostos de várias células em série, que apresentam valores de tensão, estratégias de modulação, topologias e/ou tecnologias de semicondutores diferentes são chamados de *conversores multiníveis híbridos* [38], [54], [59],

[64], [65], [83], [100], [127], [138]. Esses conversores podem sintetizar formas de onda de alta tensão e com reduzido conteúdo harmônico, mesmo quando somente a célula de menor potência opera em alta frequência [59].

Embora topologias distintas de células CC-CA e CC-CC possam ser conectadas em série, este capítulo apresenta uma análise detalhada de inversores multiníveis híbridos empregando somente células *H-bridge* em série. Mesmo assim, inúmeras configurações podem ser obtidas e, até início deste trabalho, nenhuma metodologia de projeto detalhada havia sido apresentada na literatura para definir o número de células conectadas em série, os valores das fontes de tensão e também a frequência de comutação da célula de menor potência. Para preencher essa lacuna, uma nova metodologia de projeto para inversores multiníveis híbridos com células *H-bridge* em série é proposta nesse capítulo.

Assim, os princípios de operação dos conversores multiníveis híbridos são primeiramente discutidos na seção 3.1, usando somente células *H-bridge* em série. Logo após, a seção 3.2 aborda a estratégia de modulação usada para controlar esta topologia híbrida. Já a seção 3.3 realiza uma comparação entre diferentes configurações de inversores multiníveis híbridos com células *H-bridge* em série, analisando o número de níveis, o desempenho harmônico e também como a potência é distribuída entre as células que compõem o conversor. Na seção 3.4 é apresentada uma nova metodologia de projeto para definir os principais parâmetros dessa estrutura e, por fim, na seção 3.5 são mostrados exemplos de projeto e resultados de simulação para validar a metodologia proposta.

3.1. Princípios de operação

A Figura 3-1 mostra novamente a estrutura de um inversor multinível trifásico com n células *H-bridge* conectadas em série em cada fase que compõe o sistema. Então, uma tensão fase-neutro é obtida ao somar a tensão de saída de cada célula, por exemplo:

$$v_a(t) = v_{a,1}(t) + v_{a,2}(t) + \dots + v_{a,n}(t). \quad (3-1)$$

Quando as fontes de tensão de todas as células *H-bridge* possuem a mesma amplitude (V_{cc}), uma tensão fase-neutro pode assumir qualquer valor pertencente ao conjunto $\{-nV_{cc}, -(n-1)V_{cc}, \dots, -V_{cc}, 0, V_{cc}, \dots, (n-1)V_{cc}, nV_{cc}\}$, pois cada célula pode sintetizar três níveis de tensão, $-V_{cc}$, 0 e V_{cc} . Portanto, o número de níveis que o inversor da Figura 3-1 pode sintetizar quando todas as fontes possuem a mesma amplitude é:

$$m = 1 + 2n. \quad (3-2)$$

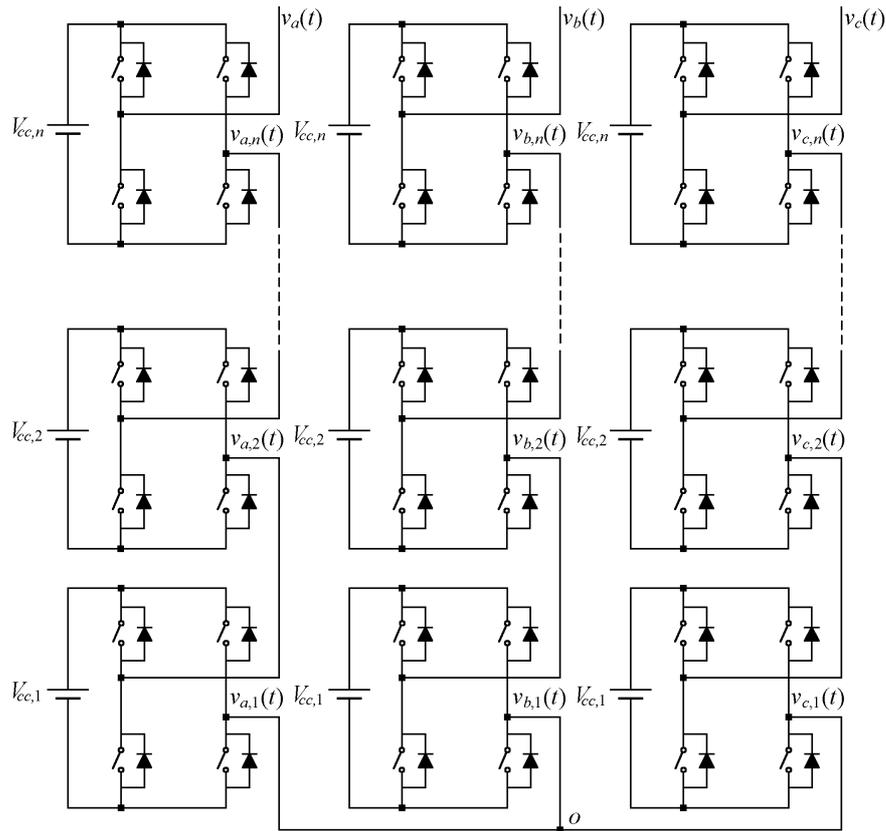


Figura 3-1. Inversor multinível com células H-bridge conectadas em série.

De acordo com (3-2), para sintetizar um maior número de níveis seria necessário adicionar mais células H-bridge em série, aumentando o número de dispositivos de potência. Por outro lado, o inversor ilustrado na Figura 3-1 também pode sintetizar um maior número de níveis ao usar fontes de tensão com amplitudes diferentes. Nesses casos, quando ao menos uma fonte de tensão possuir uma amplitude diferente das demais fontes, esse inversor pode ser chamado de inversor multinível assimétrico [29], [62], [117].

Cada célula H-bridge do inversor assimétrico mostrado na Figura 3-1 pode sintetizar três níveis de tensão, $-V_{cc,j}$, 0 e $V_{cc,j}$, onde $V_{cc,j}$ é a amplitude da fonte da j -ésima célula e também corresponde à diferença de tensão entre níveis adjacentes da sua tensão de saída. Considera-se que as três fases do inversor assimétrico possuem a mesma estrutura e que as fontes estão arranjadas em uma forma crescente:

$$V_{cc,1} \leq V_{cc,2} \leq V_{cc,3} \leq \dots \leq V_{cc,n}. \quad (3-3)$$

Além disso, a fonte de tensão da primeira célula, que é a menor fonte de todas as células, é definida como valor base de tensão para a normalização das variáveis envolvidas no inversor. Logo, o valor normalizado da fonte de tensão da j -ésima célula é dado por:

$$V_j = \frac{V_{cc,j}}{V_{cc,1}}, \quad j = 1, 2, \dots, n. \quad (3-4)$$

Quando as fontes de tensão de todas as células *H-bridge* possuem a mesma amplitude é possível verificar que a diferença entre quaisquer níveis de tensão adjacentes é igual a V_{cc} , ou seja, todos os níveis estão igualmente espaçados. Dessa forma, pode-se empregar uma das estratégias de modulação apresentadas na seção 2.2 para sintetizar formas de onda de tensão com reduzido conteúdo harmônico. Contudo, no caso de inversores multiníveis assimétricos, as fontes de tensão de todas as células devem ser corretamente definidas para que o espaçamento entre todos os níveis de tensão adjacentes seja igual.

Primeiramente, todas as fontes de tensão devem possuir uma amplitude múltipla da menor fonte, ou seja, os valores normalizados de todas as fontes de tensão devem ser números naturais (números reais inteiros positivos):

$$V_j \in \mathbb{N}, \quad j = 1, 2, \dots, n. \quad (3-5)$$

No momento que o valor normalizado de ao menos uma fonte de tensão não pertencer ao conjunto dos números naturais, a diferença entre quaisquer níveis adjacentes não se manterá constante e, portanto, todos os níveis não estarão igualmente espaçados. Para ilustrar essa característica, a Figura 3-2 apresenta os níveis positivos de tensão que podem ser sintetizados utilizando três células *H-bridge* em série com as seguintes fontes: $V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 2$ p.u. e $V_3 = 4,5$ p.u. Ao analisar a Figura 3-2 verifica-se que não é possível sintetizar uma tensão de fase com todos os níveis igualmente espaçados, pois a fonte da terceira célula não pertence ao conjunto dos números naturais.

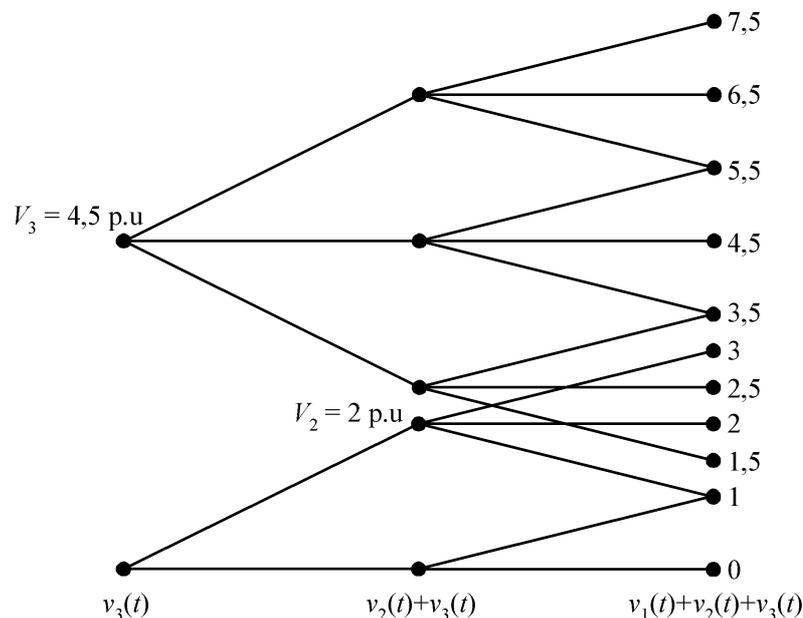


Figura 3-2. Níveis positivos de tensão sintetizados com $V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 2$ p.u. e $V_3 = 4,5$ p.u.

Por outro lado, a Figura 3-3 mostra os níveis positivos de tensão que podem ser sintetizados por três células H-bridge conectadas em série com fontes de tensão V_1 , V_2 e V_3 , que respeitam a restrição (3-5).

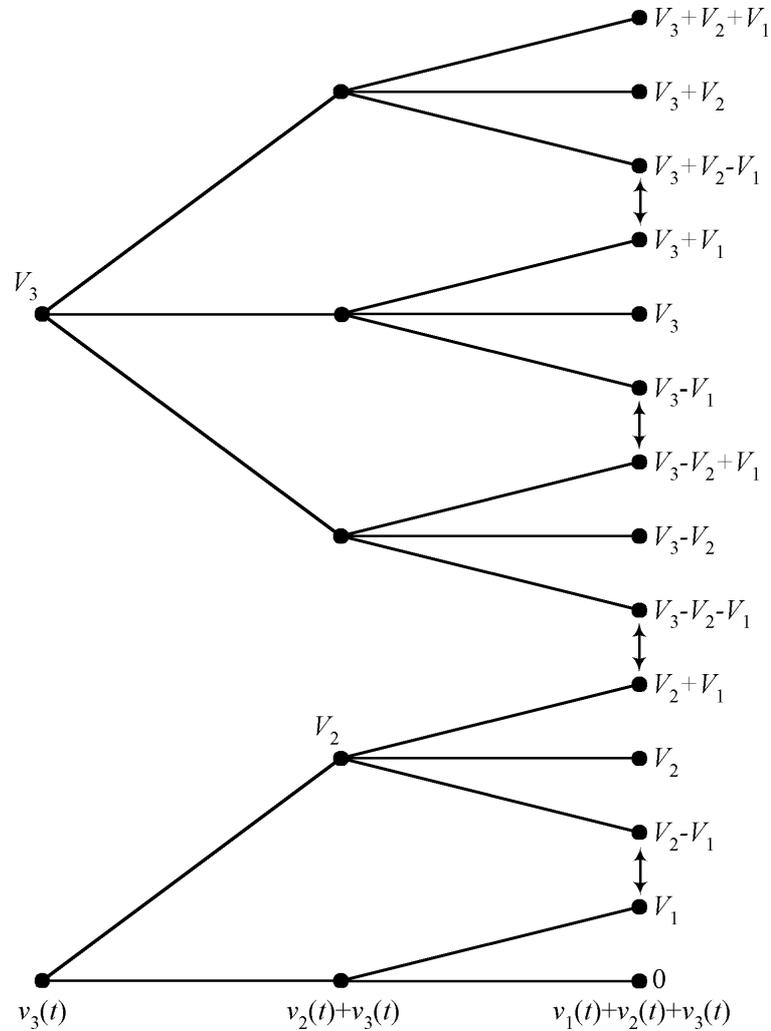


Figura 3-3. Valores limites das fontes para sintetizar níveis de tensão igualmente espaçados.

Para que esses níveis estejam igualmente espaçados, as seguintes condições podem ser obtidas a partir da Figura 3-3 e devem ser respeitadas:

$$\begin{aligned} V_2 &= V_1 + 2V_1 \\ V_3 &= V_1 + 2(V_1 + V_2) \end{aligned} \quad (3-6)$$

Essa condição pode ser estendida para a fonte de tensão da j -ésima célula, ou seja:

$$V_j = V_1 + 2 \sum_{k=1}^{j-1} V_k, \quad j = 2, 3, \dots, n. \quad (3-7)$$

onde V_k é o valor normalizado da fonte de tensão da célula k .

Conseqüentemente, considerando que $V_1 = 1$ p.u., os valores normalizados de todas as fontes devem satisfazer a seguinte restrição para sintetizar formas de onda com níveis de tensão igualmente espaçados [62]:

$$V_j \leq 1 + 2 \sum_{k=1}^{j-1} V_k, \quad j = 2, 3, \dots, n. \quad (3-8)$$

Quando a fonte de tensão da j -ésima célula não respeitar a restrição (3-8), alguns níveis não poderão ser sintetizados e, portanto, todos os níveis de tensão não estarão igualmente espaçados. Como exemplo, a Figura 3-4 mostra os possíveis níveis positivos de tensão sintetizados por três células *H-bridge* conectadas em série com as seguintes fontes: $V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 3$ p.u. e $V_3 = 10$ p.u.

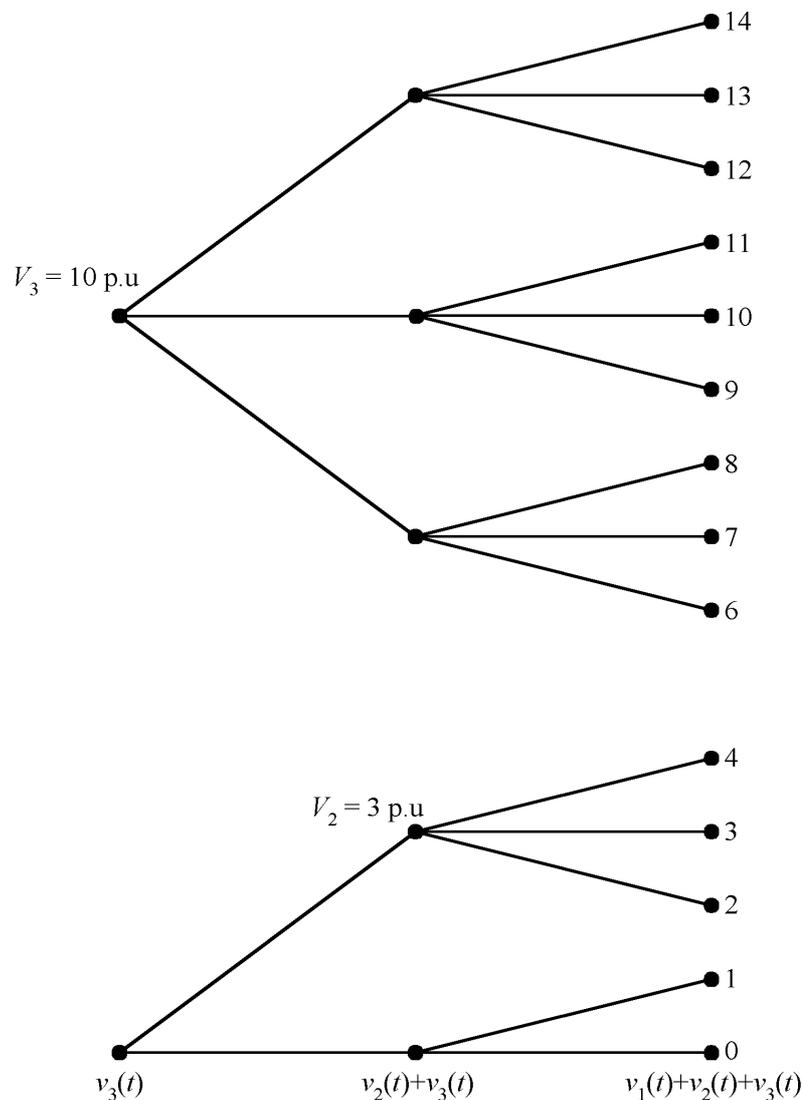


Figura 3-4. Níveis positivos de tensão sintetizados com $V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 3$ p.u. e $V_3 = 10$ p.u.

Como o valor normalizado da fonte de entrada da terceira célula não satisfaz a restrição (3-8), pode-se perceber claramente que é impossível sintetizar o nível de tensão correspondente a 5 p.u., aumentando o conteúdo harmônico das tensões de saída do inversor multinível.

Assim, quando as restrições (3-5) e (3-8) são respeitadas, uma tensão de fase do inversor multinível assimétrico pode assumir qualquer valor normalizado pertencente ao conjunto $\{-\sigma_n, -(\sigma_n - 1), \dots, -1, 0, 1, \dots, (\sigma_n - 1), \sigma_n\}$, sendo:

$$\sigma_n = \sum_{j=1}^n V_j \quad (3-9)$$

o máximo nível normalizado de tensão sintetizado por uma fase do inversor multinível.

Logo, o número de níveis que um inversor multinível assimétrico tem capacidade de sintetizar pode ser dado por:

$$m = 1 + 2\sigma_n. \quad (3-10)$$

De acordo com (3-2), (3-9) e (3-10), os inversores multiníveis assimétricos podem sintetizar um maior número de níveis com um mesmo número de células *H-bridge* conectadas em série. Ainda, o mesmo número de níveis pode ser obtido com distintas combinações de fontes de tensão e/ou quantidades de células em série, desde que σ_n permaneça o mesmo.

Contudo, como são utilizadas fontes de tensão com amplitudes diferentes, os dispositivos de potência das diferentes células são submetidos a níveis distintos de tensão. Então, muitas vezes torna-se necessário empregar dispositivos com capacidade para bloquear altos níveis de tensão, tais como tiristores, GTO's e IGCT's, nas células com uma fonte de valor elevado. Entretanto, sabe-se que esses dispositivos não operam adequadamente com frequências de comutação elevadas [11], [79]. Por outro lado, dispositivos rápidos, tais como IGBT's e MOSFET's, normalmente não operam com níveis elevados de tensão.

Assim, inversores multiníveis híbridos foram propostos em [64] para aplicações de alta potência, combinando dispositivos semicondutores rápidos com outros capazes de operar com elevados níveis de tensão. Portanto, a estratégia de modulação adotada para controlar esses inversores deve respeitar as características dos semicondutores escolhidos para a implementação prática.

3.2. Estratégia de modulação

As estratégias de modulação apresentadas na seção 2.2 também podem ser aplicadas em conversores multiníveis híbridos [61]. Por exemplo, quando os valores normalizados de todas as fontes respeitam as restrições (3-5) e (3-8), é possível sintetizar uma forma de onda com níveis de tensão igualmente espaçados usando a estratégia de síntese de formas de onda multiníveis quase-quadradas (*quasi-square-wave*), exposta na seção 2.2.a. Com essa estratégia de modulação, os interruptores operam em baixa frequência, mas as tensões de saída resultantes também apresentam harmônicas de baixa frequência.

Por outro lado, as técnicas PWM convencionais apresentadas na seção 2.2.c podem ser aplicadas para afastar as componentes harmônicas das tensões de saída da frequência fundamental. Todavia, essas técnicas não são adequadas para inversores multiníveis híbridos, pois não consideram as características dos semicondutores definidos para a implementação. Com isso, os dispositivos lentos das células *H-bridge* com as maiores fontes de tensão teriam que operar em alta frequência.

Portanto, com o intuito de eliminar esse problema, em [59] é proposta uma estratégia de modulação híbrida que associa a síntese de formas de onda quase-quadradas para as células de maior potência juntamente com modulação por largura de pulso em alta frequência para a célula de menor potência. Assim, os dispositivos semicondutores da célula *H-bridge* com a maior fonte de tensão (maior potência) são acionados na frequência fundamental da tensão de saída, e os dispositivos semicondutores rápidos da célula com a menor fonte (menor potência) operam em frequências maiores. Os dispositivos semicondutores das demais células de maior potência comutam em uma frequência efetiva igual a um valor múltiplo da frequência fundamental, que depende diretamente das amplitudes das fontes de tensão e da posição da célula na estrutura.

A Figura 3-5 mostra um esquema simplificado da estratégia de modulação apresentada em [59] para inversores multiníveis híbridos com células *H-bridge* conectadas em série. Essa figura mostra que o sinal de referência do inversor multinível também é o sinal de referência da célula n , que possui a maior fonte de tensão. Esse sinal é comparado com os níveis de tensão Ψ_n e $-\Psi_n$. Como ilustrado na Figura 3-5, quando o sinal de referência é maior que Ψ_n , a saída da célula de maior potência deve ser igual a V_n . Quando o sinal de referência é menor que $-\Psi_n$, a saída dessa célula é igual a $-V_n$. Por outro lado, quando nenhuma destas condições é satisfeita a saída da célula é igual a zero.

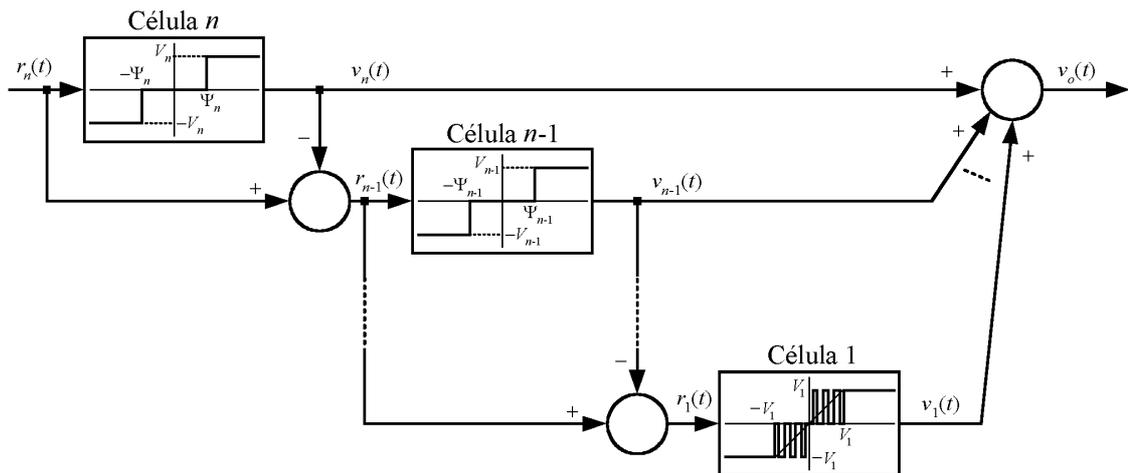


Figura 3-5. Estratégia de modulação para inversores híbridos com células H-bridge em série.

O sinal de referência da j -ésima célula é a diferença entre o sinal de referência e a tensão de saída da célula $j+1$, ou seja, corresponde à tensão que as células de maior potência não tiveram capacidade de sintetizar. Tal como para a célula n , a tensão de saída da j -ésima célula é gerada a partir da comparação entre o seu sinal de referência e Ψ_j .

Para não afetar o conteúdo harmônico das tensões de saída do inversor multinível híbrido, a saída da j -ésima célula H-bridge deve ser igual a V_j quando o seu sinal de referência é maior que a soma das fontes de tensão das $j-1$ primeiras células (σ_{j-1}), uma vez que estas células não têm capacidade para sintetizar uma tensão maior do que σ_{j-1} . Diante disso, os níveis de comparação Ψ_j empregados na estratégia de modulação original são dados por:

$$\Psi_j = \sigma_{j-1}, \quad j = 2, 3, \dots, n. \quad (3-11)$$

Embora outros níveis de comparação menores que σ_{j-1} possam ser empregados para algumas configurações de fontes de tensão, a utilização desses níveis de comparação não penaliza o conteúdo harmônico das tensões de saída para qualquer configuração que satisfaça as restrições impostas para a definição das fontes. No Capítulo 6 será demonstrada a faixa de variação permissível dos níveis de comparação, e também será investigado o impacto de diferentes níveis de comparação no conteúdo harmônico das tensões de saída e das correntes drenadas da rede pública de energia em aplicações com transferência de potência ativa.

Por fim, o sinal de referência da primeira célula, que processa menores níveis de potência, é comparado com uma forma de onda triangular de amplitude V_1 e frequência f_1 , resultando em uma tensão de saída modulada em alta frequência. Então, a tensão de saída

em alta frequência dessa célula *H-bridge* é somada com as tensões de saída em baixa frequência das outras células que compõem a mesma fase. Porém, as amplitudes de todas as fontes devem ser corretamente determinadas para que as tensões de fase e de linha sejam moduladas por largura de pulso entre todos os níveis de tensão adjacentes ao usar a estratégia de modulação ilustrada na Figura 3-5.

Com essa estratégia de modulação, *não* é suficiente que os valores normalizados de todas as fontes respeitem somente a restrição (3-8) para sintetizar uma forma de onda modulada em alta frequência entre quaisquer níveis de tensão adjacentes. Para exemplificar essa afirmação, a Figura 3-6 apresenta os possíveis níveis positivos de tensão sintetizados por três células *H-bridge* em série com as fontes $V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 3$ p.u. e $V_3 = 9$ p.u., que são os valores limites que satisfazem a restrição (3-8).

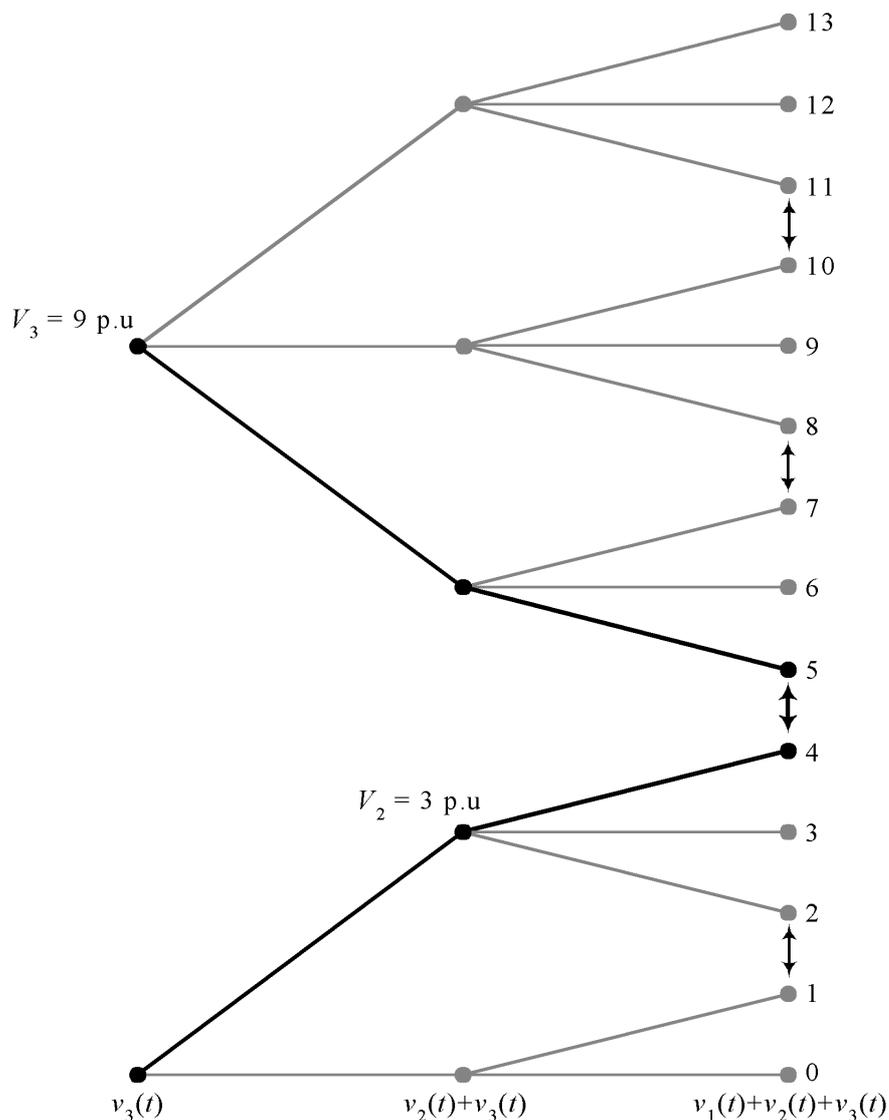


Figura 3-6. Níveis positivos de tensão sintetizados com $V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 3$ p.u. e $V_3 = 9$ p.u.

Com essa configuração de fontes, a Figura 3-6 e a Tabela 3-1 mostram que todas as células *H-bridge* devem operar em alta frequência entre 4 p.u. e 5 p.u. para que a tensão de fase seja modulada em alta frequência durante esse intervalo. Além disso, a primeira e a segunda células também devem operar em alta frequência entre 1 p.u. e 2 p.u., 7 p.u. e 8 p.u., e também entre 10 p.u. e 11 p.u., para que a tensão de fase seja modulada em alta frequência durante esses intervalos.

Tabela 3-1. Saída PWM entre quaisquer níveis adjacentes ($V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 3$ p.u. e $V_3 = 9$ p.u.).

Saída (p.u.)	Célula 3 (p.u.)	Célula 2 (p.u.)	Célula 1 (p.u.)
0 a 1	0	0	$0 \leftrightarrow 1^{(1)}$
1 a 2	0	$0 \leftrightarrow 3$	$1 \leftrightarrow -1$
2 a 3	0	3	$-1 \leftrightarrow 0$
3 a 4	0	3	$0 \leftrightarrow 1$
4 a 5	$0 \leftrightarrow 9$	$3 \leftrightarrow -3$	$1 \leftrightarrow -1$
5 a 6	9	-3	$-1 \leftrightarrow 0$
6 a 7	9	-3	$0 \leftrightarrow 1$
7 a 8	9	$-3 \leftrightarrow 0$	$1 \leftrightarrow -1$
8 a 9	9	0	$-1 \leftrightarrow 0$
9 a 10	9	0	$0 \leftrightarrow 1$
10 a 11	9	$0 \leftrightarrow 3$	$1 \leftrightarrow -1$
11 a 12	9	3	$-1 \leftrightarrow 0$
12 a 13	9	3	$0 \leftrightarrow 1$

(1) $a \leftrightarrow b$: Comutações em alta frequência entre a e b .

Por outro lado, a Figura 3-7 mostra os níveis positivos de tensão que podem ser sintetizados por três células *H-bridge* em série com fontes de tensão cujos valores normalizados são V_1 , V_2 e V_3 , que possibilitam sintetizar tensões de saída moduladas em alta frequência entre quaisquer níveis adjacentes quando somente a célula com a menor fonte opera em alta frequência. As seguintes condições são obtidas a partir da Figura 3-7 e devem ser respeitadas:

$$\begin{aligned} V_2 &= 2V_1 \\ V_3 &= 2(V_1 + V_2) \end{aligned} \quad (3-12)$$

Essas condições podem ser facilmente estendidas para o valor normalizado da fonte de tensão da j -ésima célula, ou seja:

$$V_j = 2 \sum_{k=1}^{j-1} V_k, \quad j = 2, 3, \dots, n. \quad (3-13)$$

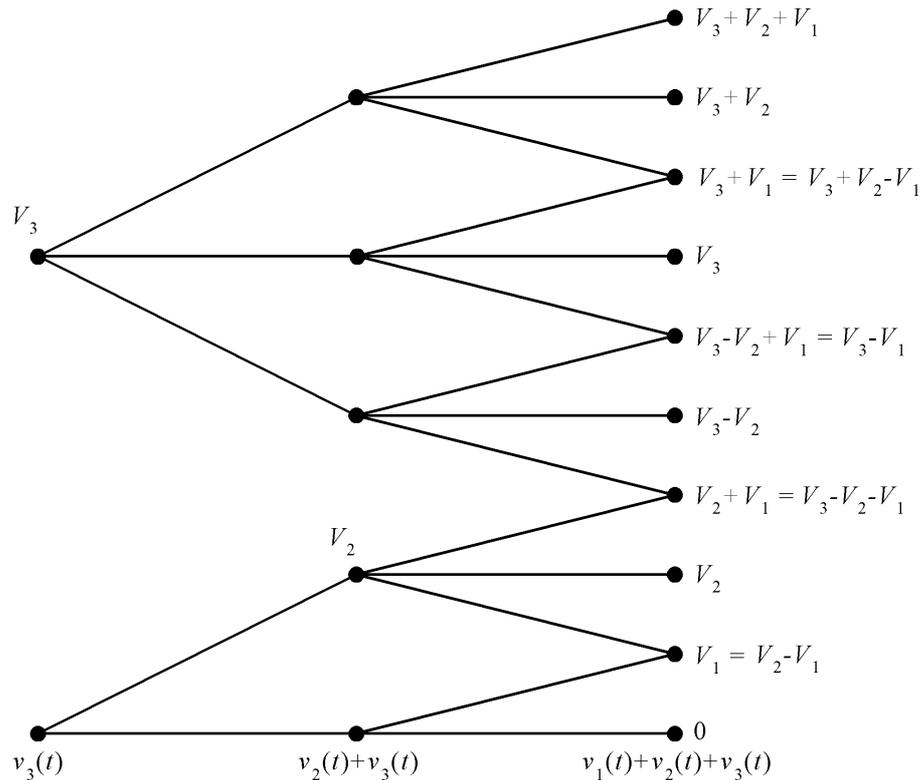


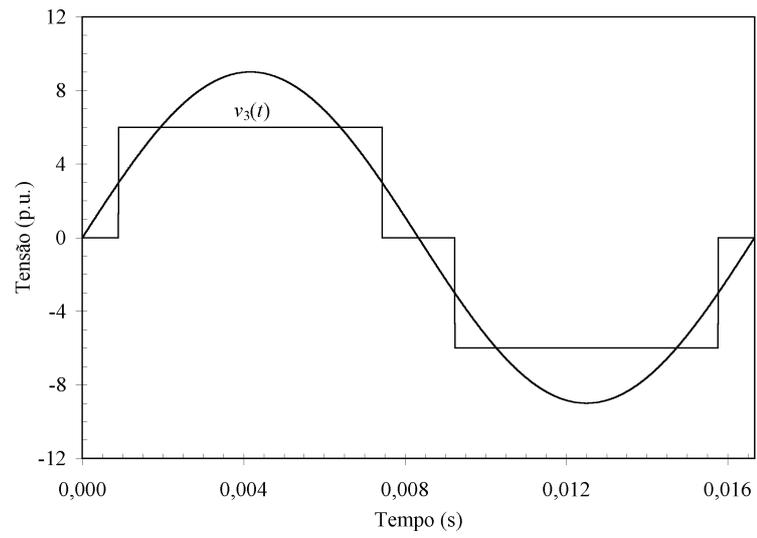
Figura 3-7. Valores limites das fontes para sintetizar uma tensão de fase modulada em alta frequência entre quaisquer níveis adjacentes, usando a estratégia de modulação da Figura 3-5.

Conseqüentemente, os valores normalizados das fontes de tensão devem respeitar a seguinte restrição:

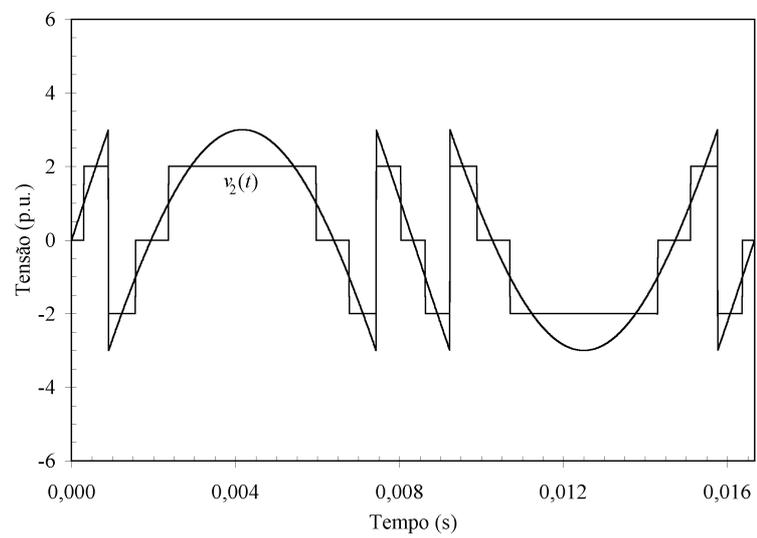
$$V_j \leq 2 \sum_{k=1}^{j-1} V_k, \quad j = 2, 3, \dots, n. \quad (3-14)$$

De acordo com (3-14), a configuração de fontes que resulta no maior número de níveis igualmente espaçados e que possibilita sintetizar tensões de saída moduladas em alta frequência entre quaisquer níveis de tensão adjacentes com a estratégia de modulação mostrada na Figura 3-5 é: $V_{cc}, 2V_{cc}, 6V_{cc}, 18V_{cc}, \dots, 2 \cdot 3^{n-2} V_{cc}$.

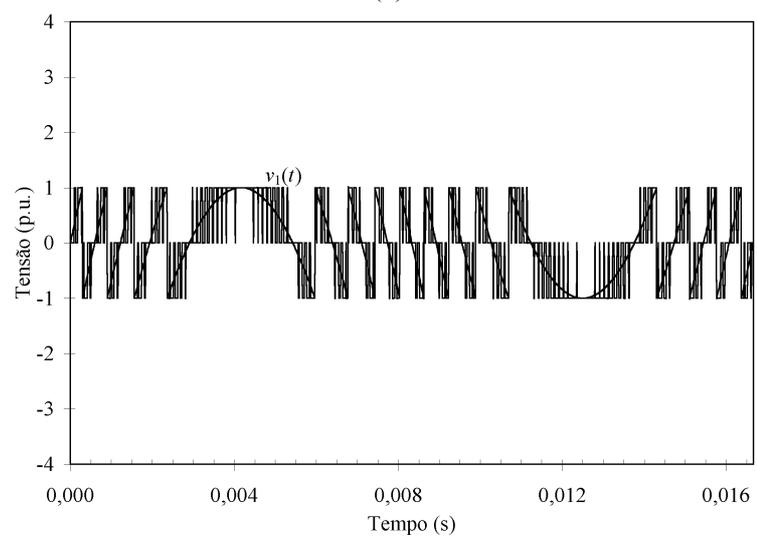
A Figura 3-8 mostra as tensões de referência e de saída de três células *H-bridge* com essa configuração de fontes, ou seja, $V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 2$ p.u. e $V_3 = 6$ p.u. As tensões de saída da terceira e da segunda células são moduladas em baixa frequência, como ilustrado na Figura 3-8(a) e na Figura 3-8(b), respectivamente, pois os seus sinais de referência são comparados com níveis de tensão constantes. Por outro lado, a tensão de referência da primeira célula, gerada pela diferença entre a tensão de referência e de saída da segunda célula, é comparada com uma forma de onda triangular, resultando em uma tensão modulada em alta frequência, como mostrado na Figura 3-8(c).



(a)



(b)



(c)

Figura 3-8. Tensão de saída e de referência das células *H-bridge* de um inversor híbrido com fontes $V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 2$ p.u. e $V_3 = 6$ p.u. ($m_a = 1$, $m_f = 151$). (a) Célula 3. (b) Célula 2. (c) Célula 1.

A Figura 3-9 mostra que a tensão de fase com dezenove níveis distintos é modulada em alta frequência entre todos os níveis adjacentes. Portanto, o conteúdo harmônico dessa forma de onda é semelhante ao apresentado pelas tensões sintetizadas com estratégias PWM baseadas na disposição das portadoras, analisadas na seção 2.2.c.i.

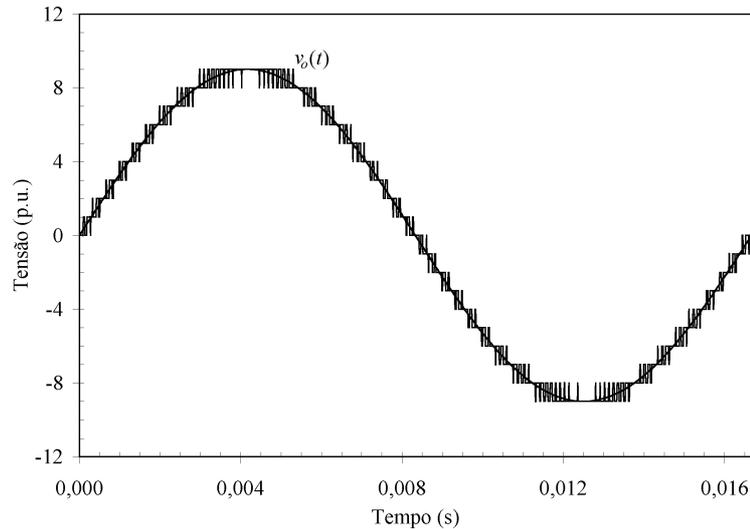


Figura 3-9. Tensão de fase do inversor multinível híbrido com fontes de tensão $V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 2$ p.u. e $V_3 = 6$ p.u. ($m_a = 1$, $m_f = 151$).

Assim, para qualquer configuração de fontes que satisfaça a restrição (3-14), as harmônicas da tensão de saída estarão concentradas em torno das frequências múltiplas da frequência de comutação da célula de menor potência. Logo, com esta topologia híbrida, o conteúdo harmônico das tensões de saída do inversor multinível depende da estratégia de modulação da célula com a menor fonte, enquanto que o processamento de energia depende basicamente da célula com a maior fonte.

Com o intuito de analisar nas próximas seções o desempenho de diferentes configurações de inversores multiníveis híbridos, o índice de modulação de frequência m_f do inversor pode ser definido por:

$$m_f = \frac{f_1}{f_r} \quad (3-15)$$

sendo f_r a frequência fundamental do sinal de referência.

Já o índice de modulação de amplitude m_a é definido por:

$$m_a = \frac{r_{\text{pico}}}{\sigma_n} \quad (3-16)$$

sendo r_{pico} o valor de pico do sinal de referência normalizado.

3.3. Comparação entre diferentes configurações de fontes de tensão

Usualmente, um determinado número de níveis pode ser obtido a partir de distintas configurações de fontes de tensão. Dentre essas diversas possibilidades, esta seção mostra uma comparação entre alguns inversores multiníveis híbridos seguidamente analisados na literatura, mais especificamente entre os inversores com as seguintes configurações [100]:

- Fontes de tensão com valores iguais. Essa configuração de fontes será aqui chamada de configuração *unária*.
- Fontes de tensão com valores obtidos a partir de uma progressão geométrica com razão igual a dois. Essa configuração de fontes será denominada configuração *binária*.
- Fontes de tensão com valores obtidos a partir de uma progressão geométrica com razão igual a três. De forma similar, essa configuração de fontes de tensão será chamada de configuração *trinária*.

Nesta seção será analisado o número de níveis, o desempenho harmônico e também como a potência é distribuída entre as células H-*bridge* que compõem esses inversores multiníveis híbridos.

3.3.a) Número de níveis

É possível demonstrar a partir de (3-8)–(3-10) que um inversor multinível sintetiza o número máximo de níveis para uma determinada quantidade de células H-*bridge* quando as fontes de tensão estão configuradas em uma progressão geométrica com razão igual a três, ou seja:

$$V_j = 3^{j-1}, \quad j = 1, 2, \dots, n. \quad (3-17)$$

O número de níveis do inversor multinível trinário com n células em série pode então ser obtido a partir de (3-9) e (3-10), e é dado por:

$$m = 3^n. \quad (3-18)$$

Uma vez que cada fase de qualquer inversor multinível com células H-*bridge* em série possui 3^n possíveis estados de condução, a configuração trinária não apresenta nenhum estado redundante para sintetizar a tensão de fase, ou seja, cada nível da tensão de fase pode ser sintetizado por apenas uma combinação de interruptores.

Por outro lado, o número de níveis é dado pela equação (3-2) quando as fontes de tensão apresentam a mesma amplitude. Quando as fontes estão configuradas em uma forma binária o número de níveis pode ser dado por [46]:

$$m = 2^{n+1} - 1. \quad (3-19)$$

Portanto, o inversor multinível trinário é capaz de sintetizar um maior número de níveis com o mesmo número de células *H-bridge*, como ilustrado na Figura 3-10.

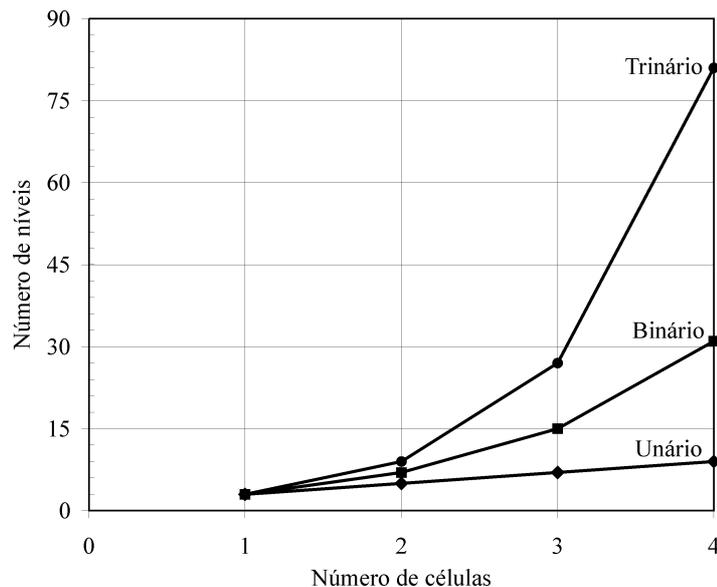


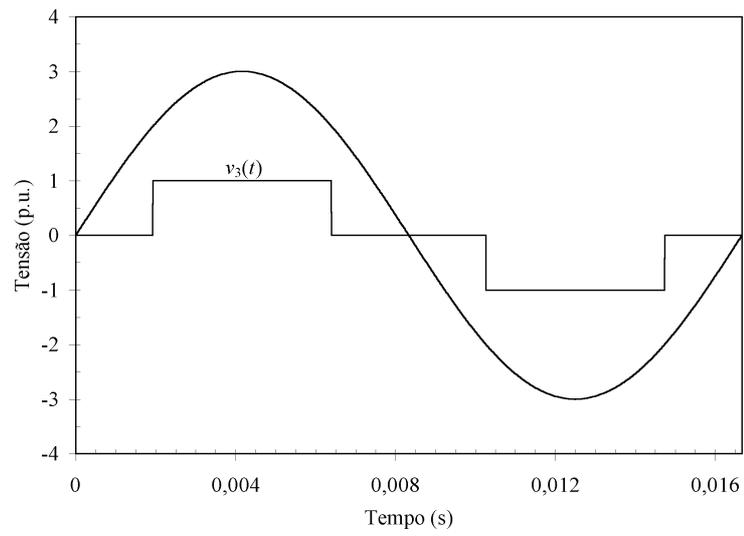
Figura 3-10. Número de níveis sintetizado por diferentes configurações de tensão.

Por exemplo, ao usar três células *H-bridge* em série com as fontes configuradas na forma trinária (V_{cc} , $3V_{cc}$ e $9V_{cc}$) é possível sintetizar vinte e sete níveis distintos na tensão de fase, enquanto que com as fontes configuradas na razão 2:1 é possível obter quinze níveis de tensão, e com fontes iguais é possível sintetizar apenas sete níveis.

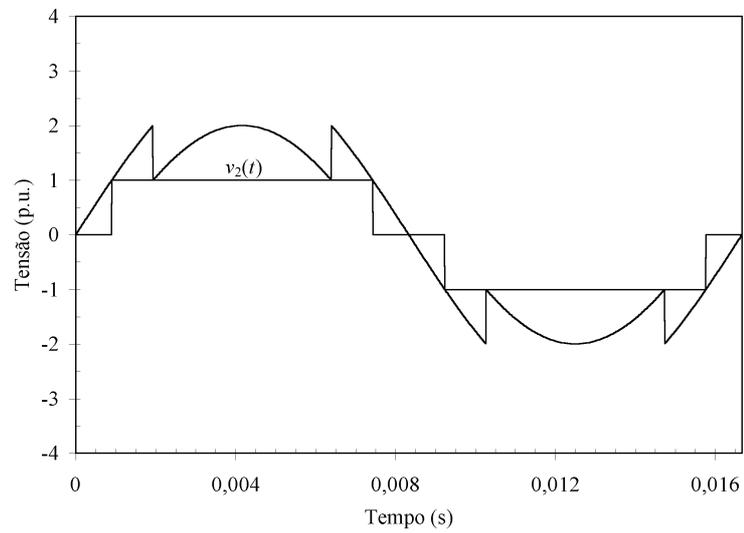
3.3.b) Desempenho harmônico

Os valores normalizados das fontes de tensão de todas as células *H-bridge* devem satisfazer as restrições (3-5) e (3-8) para sintetizar tensões de saída com todos os níveis igualmente espaçados. Por outro lado, quando a estratégia de modulação ilustrada na Figura 3-5 é aplicada em inversores multiníveis híbridos e a restrição (3-14) é respeitada, as tensões de saída são moduladas em alta frequência entre quaisquer níveis adjacentes.

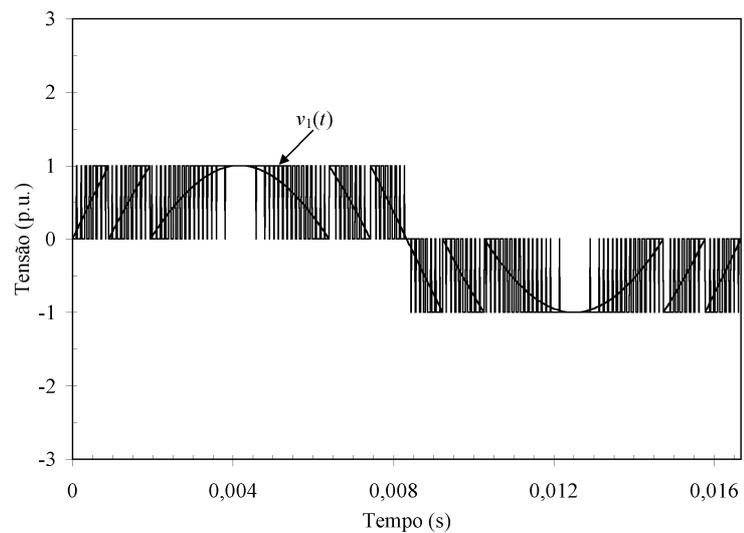
Para ilustrar essas características, a Figura 3-11 mostra as formas de onda da tensão de saída e de referência das três células *H-bridge* que compõem uma fase de um inversor multinível híbrido unário, com $m_a = 1$ e $m_f = 151$.



(a)



(b)



(c)

Figura 3-11. Tensão de saída e de referência das células H-bridge de um inversor multinível híbrido unário ($m_a = 1$, $m_f = 151$). (a) Célula 3. (b) Célula 2. (c) Célula 1.

A Figura 3-11(a) e a Figura 3-11(b) apresentam as formas de onda da tensão de saída e de referência da terceira e da segunda células, respectivamente, que operam em baixa frequência. A Figura 3-11(c) mostra o sinal de referência e a tensão de saída modulada em alta frequência da primeira célula.

A Figura 3-12 apresenta a forma de onda de uma tensão de fase do inversor multinível híbrido unário. Como todas as fontes de tensão do inversor multinível híbrido unário possuem o mesmo valor e , conseqüentemente, satisfazem a restrição (3-14), pode-se observar que a tensão de fase com sete níveis distintos é modulada em alta frequência entre todos os níveis adjacentes, mesmo que somente os interruptores de uma célula *H-bridge* são comutados em alta frequência, como pode ser observado na Figura 3-11.

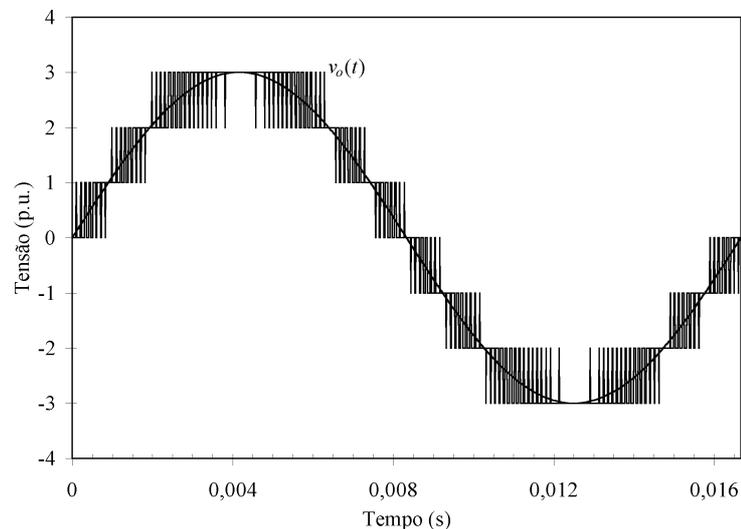
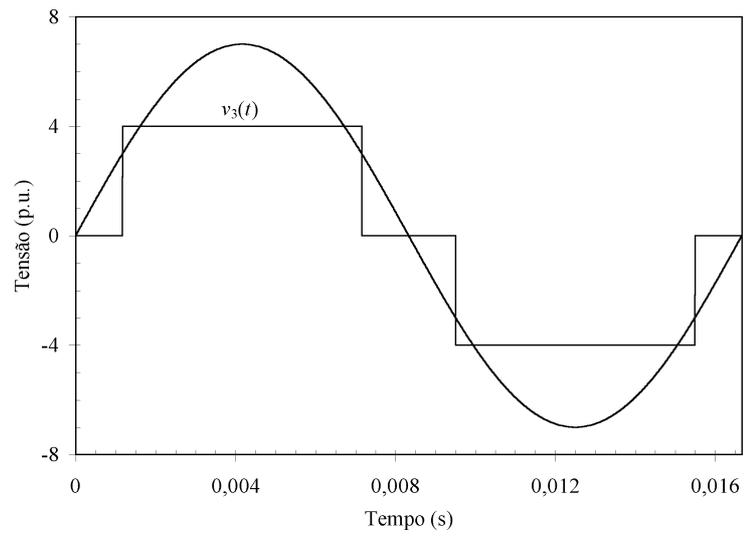
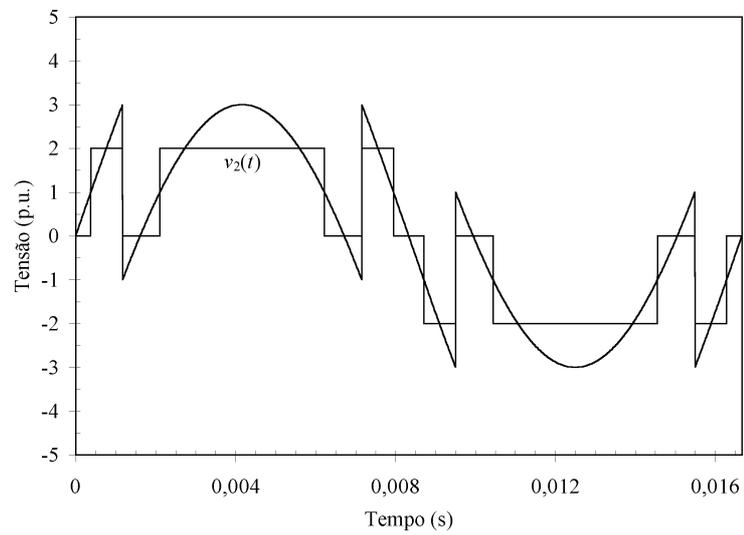


Figura 3-12. Tensão de fase de um inversor multinível híbrido unário com três células *H-bridge* conectadas em série ($m_a = 1$, $m_f = 151$).

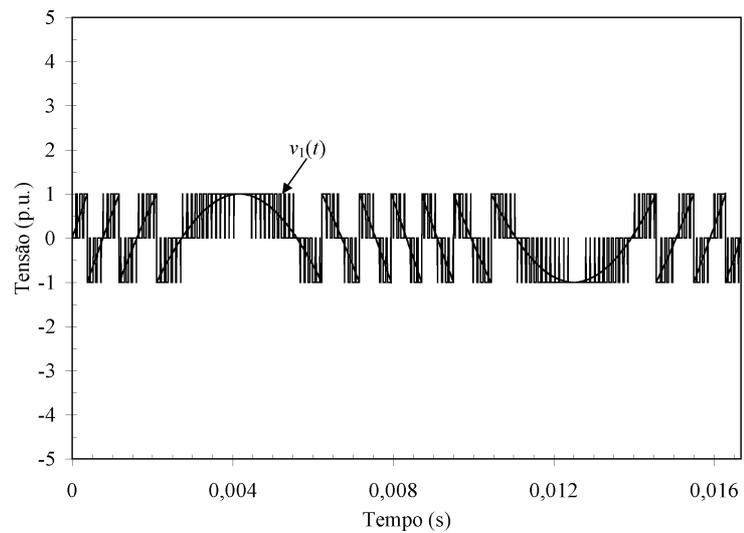
Já a Figura 3-13 apresenta as tensões de saída e de referência das três células *H-bridge* que compõem uma fase de um inversor multinível híbrido binário, também com $m_a = 1$ e $m_f = 151$. A Figura 3-13(a) e a Figura 3-13(b) ilustram a tensão de saída e de referência da terceira célula (maior fonte de tensão/maior potência) e da segunda célula, respectivamente, que operam em baixa frequência. Os interruptores da célula de maior potência comutam apenas duas vezes em um período do sinal de referência, enquanto que os interruptores da segunda célula comutam seis vezes nesse mesmo período. A Figura 3-13(c) mostra o sinal de referência e a tensão de saída modulada em alta frequência da célula com a menor fonte de tensão.



(a)



(b)



(c)

Figura 3-13. Tensão de saída e de referência das células H-bridge de um inversor híbrido binário ($m_a = 1$, $m_f = 151$). (a) Célula 3 (maior potência). (b) Célula 2. (c) Célula 1 (menor potência).

A tensão de fase com quinze níveis distintos é mostrada na Figura 3-14, juntamente com a tensão de referência. Similarmente ao inversor multinível híbrido unário, as fontes de tensão do inversor multinível híbrido binário respeitam a restrição imposta em (3-14), resultando em uma tensão de fase modulada em alta frequência entre todos os níveis adjacentes.

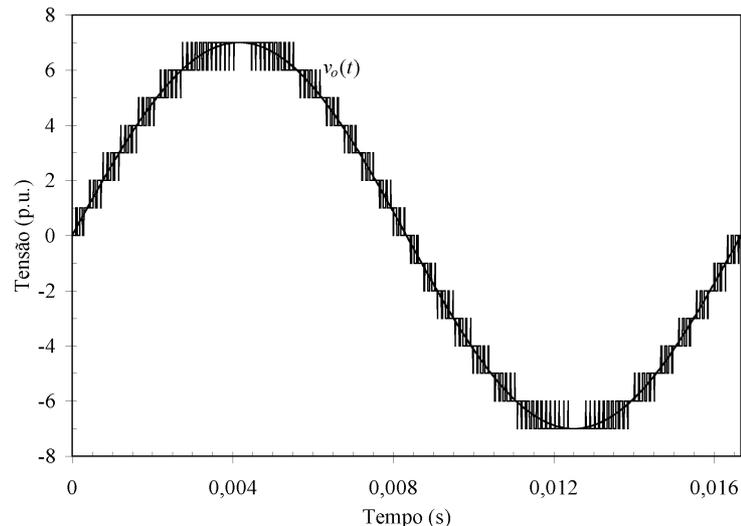
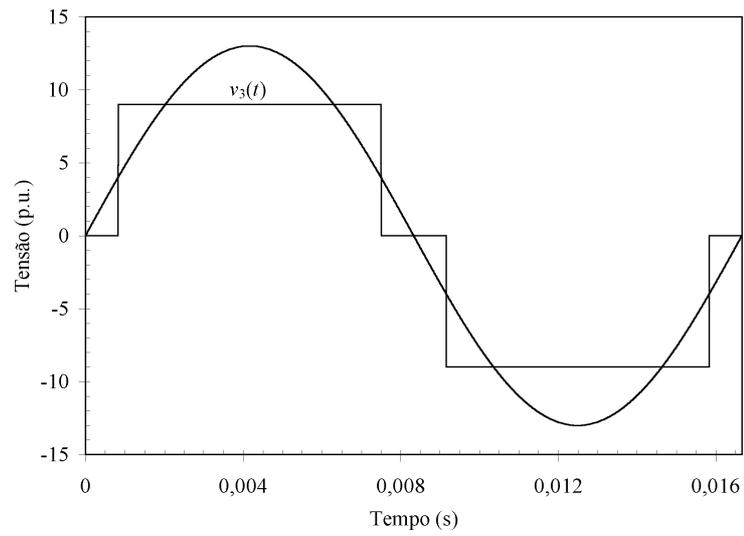


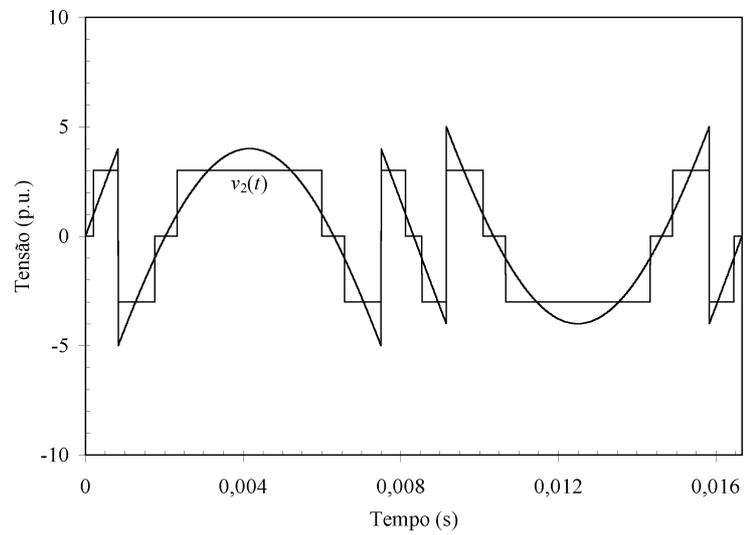
Figura 3-14. Tensão de fase de um inversor multinível híbrido binário com três células H-bridge conectadas em série ($m_a = 1$, $m_f = 151$).

Finalmente, a Figura 3-15 mostra as tensões de referência e de saída das três células H-bridge que compõem uma fase de um inversor multinível híbrido trinário. As tensões de saída e de referência da terceira célula (maior fonte de tensão/maior potência) e da segunda célula, que operam em baixa frequência, são ilustradas na Figura 3-15(a) e na Figura 3-15(b), respectivamente. Nessa configuração, os interruptores da célula de maior potência também comutam apenas duas vezes em um período do sinal de referência, enquanto que os interruptores da segunda célula comutam dez vezes nesse período. Já a Figura 3-15(c) mostra o sinal de referência e a tensão de saída modulada em alta frequência da célula de menor potência.

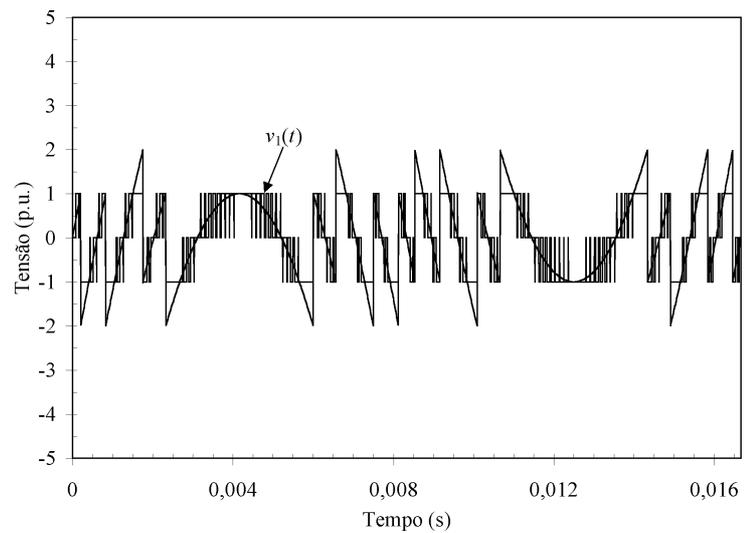
A Figura 3-16 apresenta a forma de onda da tensão de fase com vinte e sete níveis distintos, sintetizada com apenas três células H-bridge em série. Como os valores normalizados de duas fontes (V_2 e V_3) são maiores que a restrição (3-14), as tensões de saída não podem ser moduladas em alta frequência entre todos os níveis adjacentes quando se restringem as frequências de comutação nas células de maior potência. Então, quando as fontes de tensão são configuradas em uma forma trinária, a tensão de fase apresenta componentes harmônicas em baixa frequência, como pode ser visualizado na Figura 3-17.



(a)



(b)



(c)

Figura 3-15. Tensão de saída e de referência das células H-bridge de um inversor híbrido trinário ($m_a = 1$, $m_f = 151$). (a) Célula 3 (maior potência). (b) Célula 2. (c) Célula 1 (menor potência).

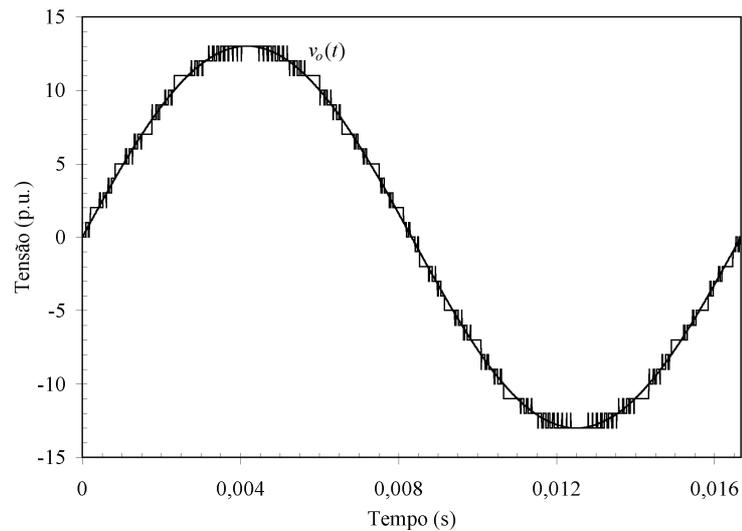


Figura 3-16. Tensão de fase de um inversor multinível híbrido trinário com três células *H-bridge* conectadas em série ($m_a = 1$, $m_f = 151$).

A Figura 3-17 também mostra que as harmônicas de tensão estão concentradas em torno da frequência de comutação da célula de menor potência quando as fontes são iguais e quando estão configuradas em uma forma binária. Então, embora a THD da tensão de fase sintetizada com o inversor multinível híbrido trinário seja menor que a THD obtida com os arranjos unário e binário, como ilustra a Figura 3-18, o desempenho harmônico do inversor multinível híbrido trinário é penalizado ao usar a estratégia de modulação híbrida representada na Figura 3-5.

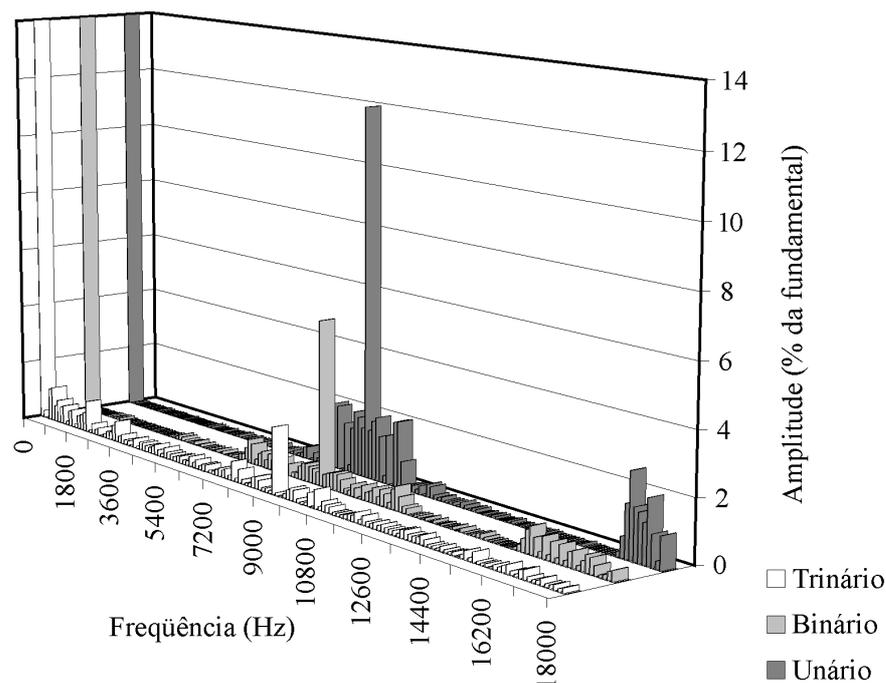


Figura 3-17. Conteúdo harmônico de uma tensão de fase ($m_a = 1$, $m_f = 151$).

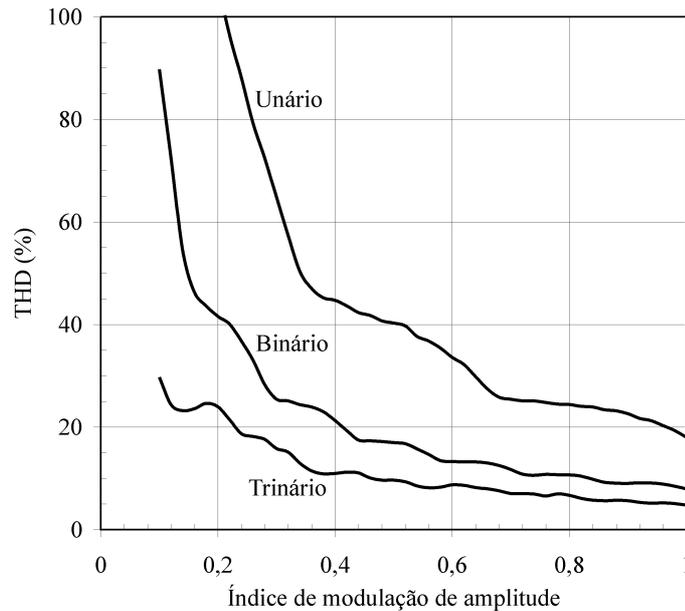


Figura 3-18. THD das tensão de fase ($m_f = 151$).

Para ilustrar essa penalização, o impacto das harmônicas de baixa freqüência pode ser investigado através de índices como o fator de distorção de primeira ordem (DF1 – *First Order Distortion Factor*), que avalia o desempenho de estratégias PWM com filtros que fornecem uma atenuação aproximadamente proporcional a ordem de cada harmônica [3]. A Figura 3-19 mostra o DF1 das tensões de fase sintetizadas por cada inversor multinível híbrido. A tensão de fase sintetizada pelo inversor multinível híbrido trinário apresenta um maior valor de DF1, pois seu espectro harmônico possui componentes de baixa freqüência, que apresentam uma menor atenuação.

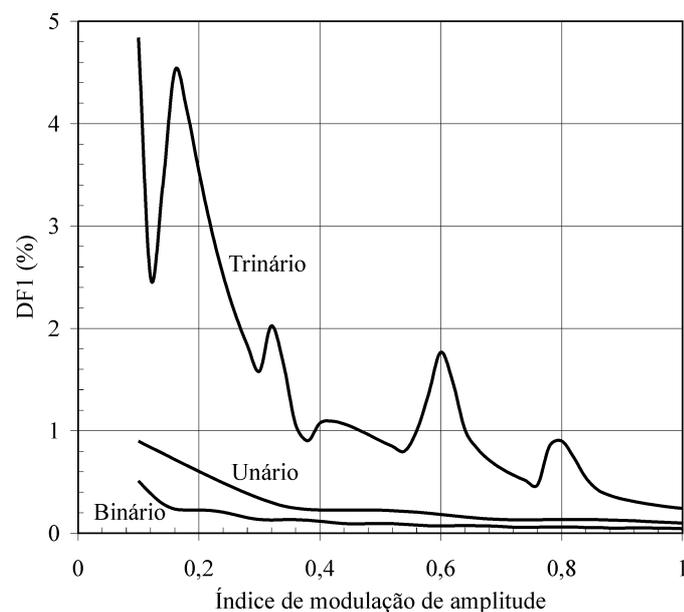


Figura 3-19. DF1 das tensão de fase ($m_f = 151$).

3.3.c) Distribuição de potência

Uma fase de um inversor multinível com células conectadas em série é representada na Figura 3-20, onde $v_j(t)$ ($j = 1, 2, \dots, n$) corresponde à tensão de saída normalizada de cada célula, $i_o(t)$ é a corrente de saída normalizada e $v_o(t)$ é uma tensão de fase normalizada do inversor multinível.

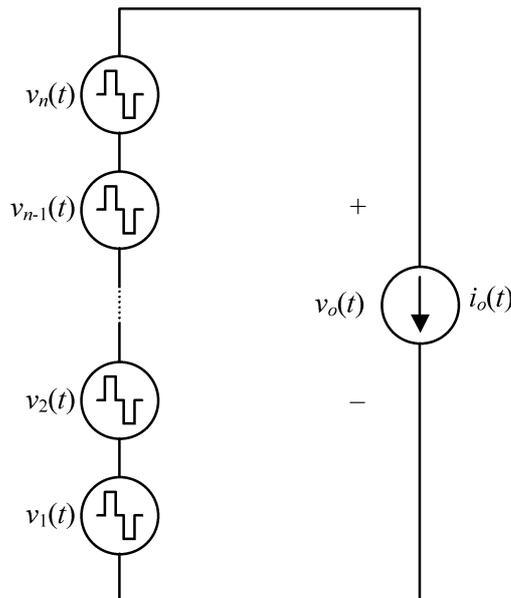


Figura 3-20. Representação de uma fase de um inversor multinível com células em série.

Considerando que a corrente de saída é senoidal, então a corrente de saída normalizada pode ser representada por:

$$i_o(t) = \sqrt{2} I_o \sin(\omega t + \beta_1) \quad (3-20)$$

onde β_1 é o ângulo de fase e I_o é o valor eficaz da corrente de saída normalizada.

Ainda, uma tensão de fase normalizada do inversor multinível pode ser dada por:

$$v_o(t) = \sqrt{2} \sum_{h=1}^{\infty} V_{h,o} \sin(h\omega t + \alpha_{h,o}) \quad (3-21)$$

onde $V_{h,o}$ é o valor eficaz e $\alpha_{h,o}$ é o ângulo de fase da h -ésima harmônica da tensão de fase normalizada.

Assim, a potência aparente normalizada de uma fase do inversor multinível pode ser dada pela soma de duas componentes:

$$S_o^2 = (V_{RMS} I_o)^2 = S_{1,o}^2 + S_{H,o}^2 \quad (3-22)$$

onde:

$$V_{RMS} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} (V_{h,o})^2} \quad (3-23)$$

$$S_{1,o} = V_{1,o} I_o \quad (3-24)$$

$$S_{H,o} = V_{H,o} I_o \quad (3-25)$$

$$V_{H,o}^2 = \sum_{h=2}^{\infty} (V_{h,o})^2 \quad (3-26)$$

Aqui, $S_{1,o}$ é chamada de *potência aparente fundamental*, e $S_{H,o}$ pode ser chamada de *potência aparente não-fundamental*, ou mais especificamente, de *potência de distorção de tensão* [32], [49].

Por outro lado, a tensão de saída normalizada da j -ésima célula H-*bridge* pode ser representada por:

$$v_j(t) = \sqrt{2} \sum_{h=1}^{\infty} V_{h,j} \text{sen}(h\omega t + \alpha_{h,j}) \quad (3-27)$$

onde $V_{h,j}$ é o valor eficaz normalizado e $\alpha_{h,j}$ é o ângulo de fase da h -ésima harmônica da tensão de saída da j -ésima célula H-*bridge*.

Logo, a potência aparente normalizada processada por cada célula é dada por:

$$S_j^2 = (V_{RMS,j} I_o)^2 = S_{1,j}^2 + S_{H,j}^2 \quad (3-28)$$

onde $V_{RMS,j}$ é o valor eficaz normalizado da tensão de saída da j -ésima célula e:

$$S_{1,j} = V_{1,j} I_o \quad (3-29)$$

$$S_{H,j} = V_{H,j} I_o \quad (3-30)$$

$$V_{H,j}^2 = \sum_{h=2}^{\infty} (V_{h,j})^2 \quad (3-31)$$

A análise dos níveis de potência processados por cada célula é de particular importância para aplicações com transferência de potência ativa, tais como sistemas para acionamento de motores, pois a distribuição de potência entre as células afeta diretamente a implementação das fontes de tensão contínua [65]. Uma vez que a maior parte da potência ativa que flui por esses sistemas é potência ativa fundamental e que o ângulo de fase entre as tensões de saída das células e a corrente na carga é o mesmo para todas as

células, torna-se importante analisar a quantidade da potência aparente fundamental processada por cada célula, especialmente pela célula com a maior fonte de tensão e que, usualmente, processa os maiores níveis de potência.

De acordo com (3-27), a tensão de saída normalizada da célula *H-bridge* de maior potência, mostrada na Figura 3-21, pode ser dada por:

$$v_n(t) = \sqrt{2} \sum_{h=1}^{\infty} V_{h,n} \text{sen}(h\omega t + \alpha_{h,n}) \quad (3-32)$$

onde [33]:

$$V_{h,n} = \frac{2\sqrt{2}V_n}{h\pi} \cos(h\gamma) \quad (3-33)$$

e γ é o ângulo de comutação dos interruptores da célula *H-bridge* de maior potência.

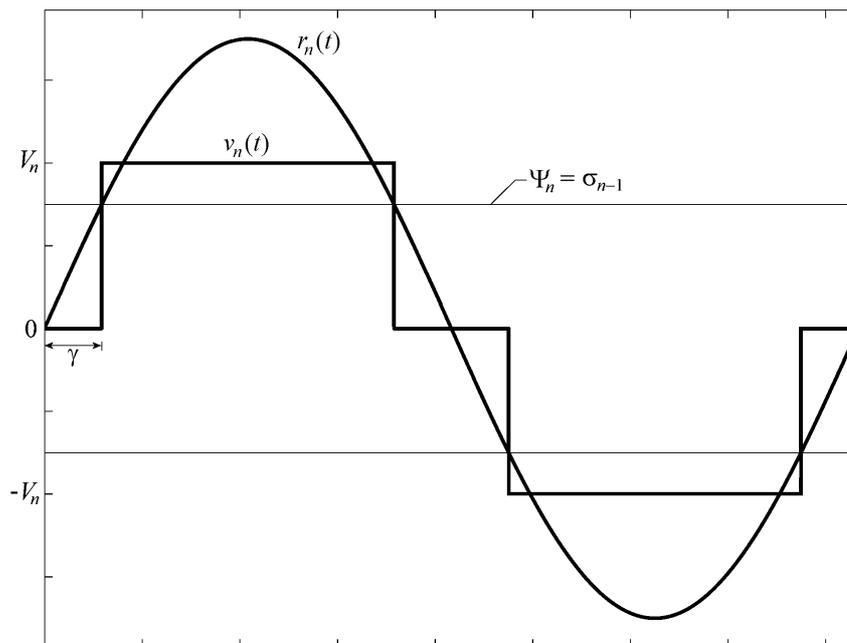


Figura 3-21. Sinal de referência e tensão de saída da célula de maior potência.

Considerando que o sinal de referência normalizado $r_n(t)$ é definido como:

$$r_n(t) = m_a \sigma_n \text{sen}(\omega t) \quad (3-34)$$

então, usando a estratégia de modulação apresentada na Figura 3-5 e (3-11), o ângulo de comutação γ pode ser obtido com a seguinte equação:

$$\gamma = \text{sen}^{-1} \left(\frac{\sigma_{n-1}}{m_a \sigma_n} \right). \quad (3-35)$$

Logo, o valor eficaz normalizado da componente fundamental de tensão sintetizada pela célula de maior potência pode ser obtido através de (3-33) e (3-35):

$$V_{1,n} = \frac{2\sqrt{2} V_n}{\pi} \cos \left(\text{sen}^{-1} \left(\frac{\sigma_{n-1}}{m_a \sigma_n} \right) \right). \quad (3-36)$$

Por exemplo, quando as fontes de tensão estão configuradas em uma forma binária, então (3-36) torna-se:

$$V_{1,n} = \frac{2^n \sqrt{2}}{\pi} \cos \left(\text{sen}^{-1} \left(\frac{\sum_{j=1}^{n-1} 2^{j-1}}{m_a \sum_{j=1}^n 2^{j-1}} \right) \right). \quad (3-37)$$

Assim, de acordo com (3-29), o valor normalizado da potência aparente fundamental processada pela célula de maior potência, quando as fontes estão configuradas em uma progressão geométrica com razão igual a dois, é:

$$S_{1,n} = \frac{2^n \sqrt{2} I_o}{\pi} \cos \left(\text{sen}^{-1} \left(\frac{\sum_{j=1}^{n-1} 2^{j-1}}{m_a \sum_{j=1}^n 2^{j-1}} \right) \right). \quad (3-38)$$

Quando as fontes de tensão estão configuradas em uma forma trinária, o valor normalizado da potência aparente fundamental processada pela célula de maior potência é:

$$S_{1,n} = \frac{3^{n-1} 2\sqrt{2} I_o}{\pi} \cos \left(\text{sen}^{-1} \left(\frac{\sum_{j=1}^{n-1} 3^{j-1}}{m_a \sum_{j=1}^n 3^{j-1}} \right) \right). \quad (3-39)$$

A Figura 3-22 e a Figura 3-23 mostram a razão da potência aparente fundamental processada na célula H-*bridge* de maior potência pela potência drenada por uma carga linear com índice de modulação de amplitude unitário ($S_{1\max} = \sigma_n I_o / \sqrt{2}$), para diferentes quantidades de células H-*bridge* em série. A Figura 3-22 ilustra a potência aparente fundamental processada pela célula com a maior fonte de tensão de um inversor multinível híbrido binário. A partir desse gráfico pode-se concluir que a célula com a maior fonte de tensão processa níveis de potência maiores do que a quantidade drenada pela carga quando duas células são conectadas em série. Entretanto, quando o número de células H-*bridge* em série aumenta, a célula com a maior fonte de tensão processa uma menor quantidade

percentual de potência, sem exceder a potência aparente fundamental drenada pela carga. A Figura 3-23 mostra a potência aparente fundamental processada pela célula com a maior fonte de tensão de um inversor híbrido trinário. Nesse caso, a célula com a maior fonte de tensão invariavelmente processa níveis de potência aparente fundamental maiores do que a quantidade drenada pela carga, independente do número de células em série. Esse nível excessivo de potência deve ser regenerado para a fonte de entrada pelas outras células, resultando em uma energia circulante entre as mesmas.

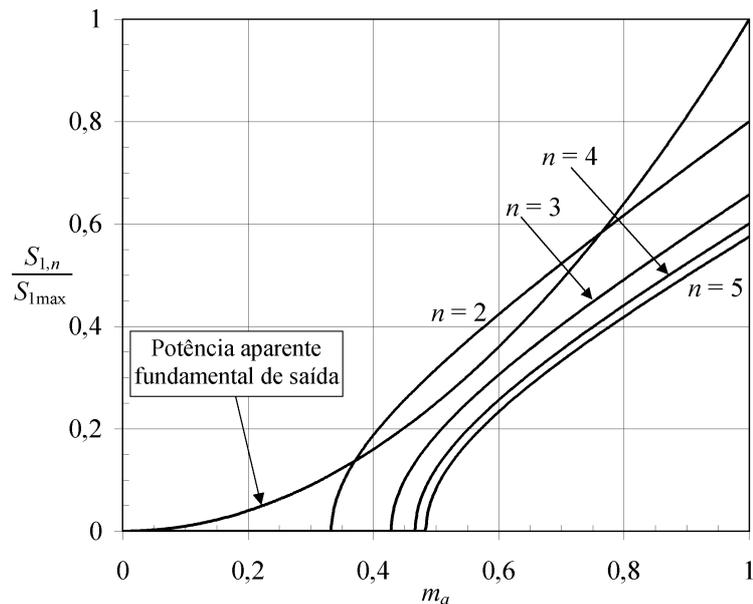


Figura 3-22. Valor normalizado da potência aparente fundamental processada pela célula de maior potência de inversores multiníveis híbridos binários.

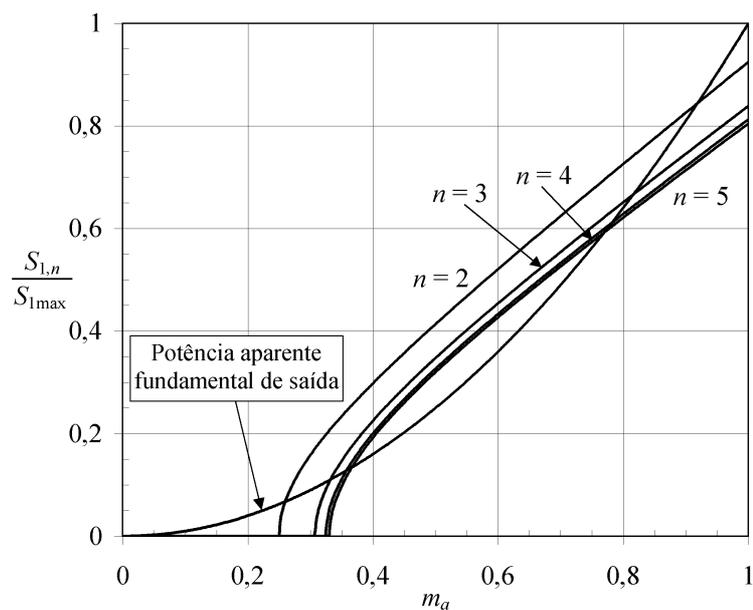


Figura 3-23. Valor normalizado da potência aparente fundamental processada pela célula de maior potência de inversores multiníveis híbridos trinários.

3.4. Metodologia de projeto

Na seção anterior foi realizada uma comparação entre algumas configurações de inversores multiníveis híbridos com células *H-bridge* em série. Diversos outros arranjos podem ser usados, apenas variando o número de células em série e os níveis de tensão de cada célula. Logo, essa seção propõe uma nova metodologia de projeto para definir os principais parâmetros de inversores híbridos com células *H-bridge* em série [99], [102].

3.4.a) Número de níveis

A especificação da máxima THD das tensões de saída pode ser usada para definir o número de níveis que um inversor multinível deve ser capaz de sintetizar. A THD das tensões de saída é um índice adequado para a definição do número de níveis, pois seu valor praticamente independe do índice de modulação de frequência do inversor multinível.

Na Figura 3-24 é ilustrada a THD das tensões de saída do inversor multinível em função do número de níveis, considerando um índice de modulação de amplitude unitário ($m_a = 1$) e que nenhum filtro é usado para eliminar harmônicas de alta frequência. Esse gráfico foi obtido com uma estratégia de modulação com múltiplas portadoras dispostas em fase (Seção 2.2.c.i). Com essa disposição das portadoras, a harmônica mais significativa está concentrada na frequência da portadora, porém, essa harmônica não aparece nas tensões de linha [3], [73]. Assim, as tensões de linha apresentam uma menor THD.

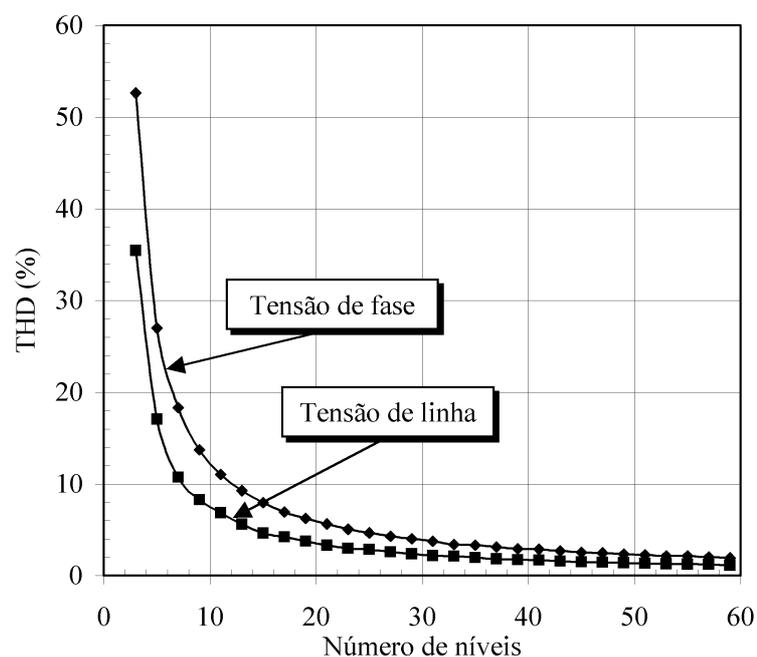


Figura 3-24. Taxa de distorção harmônica x Número de níveis ($m_a = 1$).

Então, com a especificação da THD das tensões de fase ou de linha do inversor multinível sem nenhum filtro de saída pode-se definir o número de níveis que o inversor deve ser capaz de sintetizar a partir da Figura 3-24.

3.4.b) Número mínimo (n_{\min}) e máximo (n_{\max}) de células H-bridge conectadas em série

Embora o número de níveis possa ser determinado com a especificação da THD das tensões de saída, existem inúmeras possibilidades para obter o mesmo número de níveis. O número necessário de células H-bridge em série para gerar um determinado número de níveis será mínimo (n_{\min}) quando:

$$V_j = 2 \sum_{k=1}^{j-1} V_k, \quad j = 2, 3, \dots, n. \quad (3-40)$$

Quando os valores normalizados das fontes são obtidos a partir de (3-40), é possível demonstrar que o maior nível normalizado de tensão sintetizado por uma fase do inversor multinível híbrido é dado por:

$$\sigma_n = 3^{n_{\min}-1}. \quad (3-41)$$

Logo,

$$n_{\min} = 1 + \log_3 \sigma_n \quad (3-42)$$

ou ainda:

$$n_{\min} = \text{ceil} \left[1 + \log_3 \left(\frac{m-1}{2} \right) \right] \quad (3-43)$$

onde $\text{ceil}[\dots]$ é uma relação que transforma seu argumento, pertencente ao conjunto dos números reais, para o número natural imediatamente superior. Com essa quantidade mínima de células H-bridge é possível sintetizar tensões de saída com o número de níveis desejado e, empregando a estratégia de modulação ilustrada na Figura 3-5, moduladas em alta frequência entre quaisquer níveis de tensão adjacentes.

Por outro lado, o número de células H-bridge que devem ser conectadas em série para sintetizar um determinado número de níveis será máximo (n_{\max}) quando todas as fontes de tensão possuírem a mesma amplitude, ou seja:

$$V_j = 1 \text{ p.u.}, \quad j = 1, 2, \dots, n. \quad (3-44)$$

Quando os valores de todas as fontes são iguais pode-se concluir que o máximo nível normalizado de tensão sintetizado por uma fase do inversor multinível híbrido é:

$$\sigma_n = n_{\max}. \quad (3-45)$$

Conseqüentemente, de acordo com (3-10), obtém-se que:

$$n_{\max} = \frac{m-1}{2}. \quad (3-46)$$

Logo, o número de células H-*bridge* que devem ser conectadas em série estará entre esses limites, isto é:

$$n_{\min} \leq n \leq n_{\max}. \quad (3-47)$$

A Figura 3-25 mostra o número mínimo e máximo de células H-*bridge* que podem ser conectadas em série para sintetizar uma tensão de fase com m níveis. Pode-se observar claramente que uma tensão de fase multinível pode ser sintetizada com diferentes combinações de células conectadas em série, principalmente à medida que o número de níveis aumenta. Assim, o projetista pode escolher entre distintas configurações de fontes de tensão para sintetizar uma forma de onda com o mesmo número de níveis.

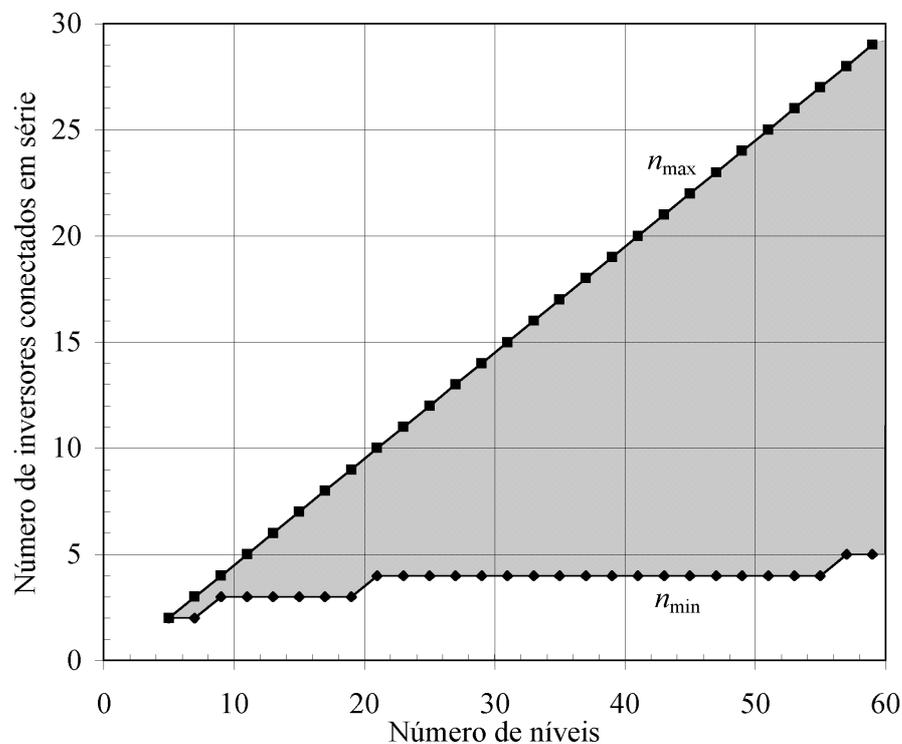


Figura 3-25. Número mínimo e máximo de células H-*bridge*.

3.4.c) Fonte de tensão da célula de maior potência

A célula *H-bridge* que opera com os maiores níveis de tensão, usando dispositivos semicondutores lentos de média e alta tensão operando na frequência fundamental da tensão de saída, deve processar a maior quantidade possível de potência. Por outro lado, a célula com a menor fonte, que utiliza dispositivos de baixa tensão e alta velocidade, deve melhorar o desempenho harmônico do inversor multinível híbrido. Contudo, o nível de potência processado pela célula com a maior fonte de tensão não deveria ser maior que a quantidade drenada pela carga para que a energia circulante entre as células fosse minimizada. Dessa forma, é importante verificar o valor máximo da fonte de tensão da célula *H-bridge* de maior potência, tal que essa célula processe a máxima potência aparente fundamental, sem exceder a quantidade drenada pela carga.

Para que o nível de potência aparente fundamental processado pela célula de maior potência (n -ésima célula) seja menor que a quantidade drenada pela carga, pode-se demonstrar, usando (3-24) e (3-29), que:

$$V_{1,n} \leq V_{1,o}. \quad (3-48)$$

Mas, de acordo com (3-14), pode-se assumir que:

$$V_n = K_n \sum_{k=1}^{n-1} V_k, \quad K_n \leq 2. \quad (3-49)$$

Dessa forma, é possível demonstrar, substituindo (3-49) em (3-36), que o valor eficaz normalizado da componente fundamental da tensão de saída da célula de maior potência é dado por:

$$V_{1,n} = \frac{2\sqrt{2}K_n \sigma_n}{\pi(1+K_n)} \cos \left[\text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{m_a(1+K_n)} \right) \right]. \quad (3-50)$$

A Figura 3-26 mostra a razão da componente fundamental da tensão sintetizada pela célula de maior potência pela componente fundamental da tensão de saída com índice de modulação de amplitude unitário ($V_{1\text{max}}$), para diferentes valores de K_n . Quando a máxima fonte permitida é utilizada ($K_n = 2$) pode-se observar que a célula de maior potência sintetiza uma componente fundamental de tensão excessiva para valores de m_a entre 0,37 e 0,77, resultando em uma energia circulante entre as células *H-bridge*.

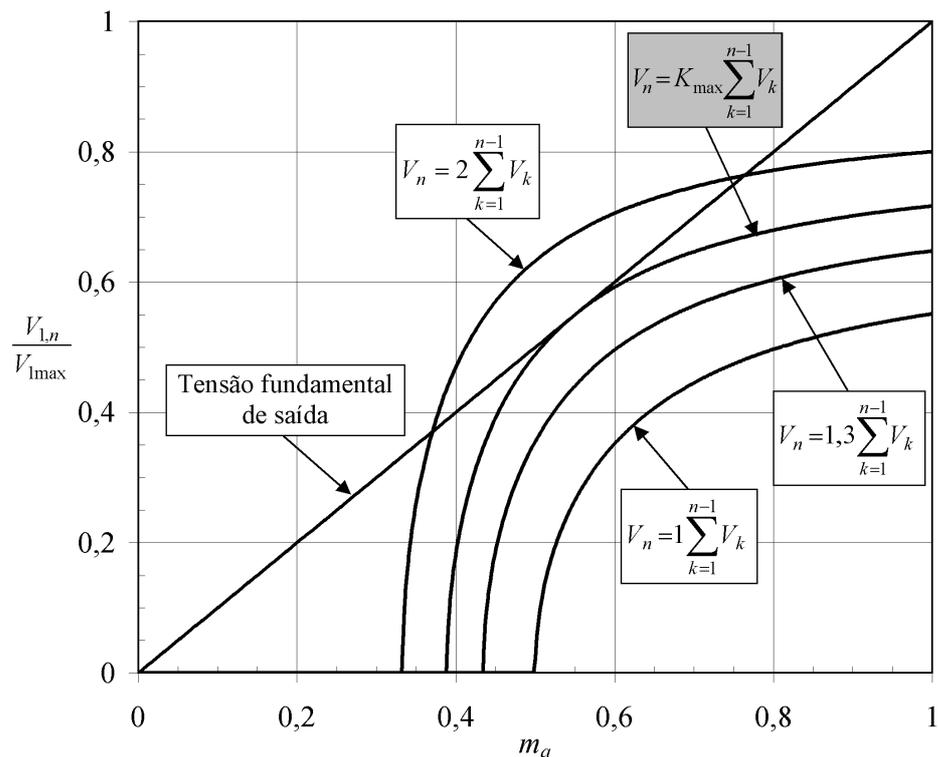


Figura 3-26. Componente fundamental de tensão sintetizada pela célula de maior potência para diferentes valores de fontes de entrada.

Além disso, a partir da Figura 3-26 pode-se observar também que a célula de maior potência sintetiza a máxima componente fundamental de tensão, sem exceder a componente fundamental da tensão de saída para qualquer valor de m_a , quando:

$$V_n = K_{\max} \sum_{k=1}^{n-1} V_k . \quad (3-51)$$

A Figura 3-27 ilustra que para se obter o valor do parâmetro K_{\max} deve-se igualar a componente fundamental da tensão sintetizada pela célula de maior potência com a componente fundamental da tensão de fase. Ainda, a derivada dessas curvas é igual no ponto em que as mesmas se encontram (ponto x). Resolvendo esse sistema de equações é possível demonstrar que o parâmetro K_{\max} e o índice de modulação de amplitude no ponto que as duas curvas se encontram são dados, respectivamente, por:

$$K_{\max} = \frac{\pi}{2} \quad (3-52)$$

$$m_a = \frac{2\sqrt{2}}{(\pi+2)} . \quad (3-53)$$

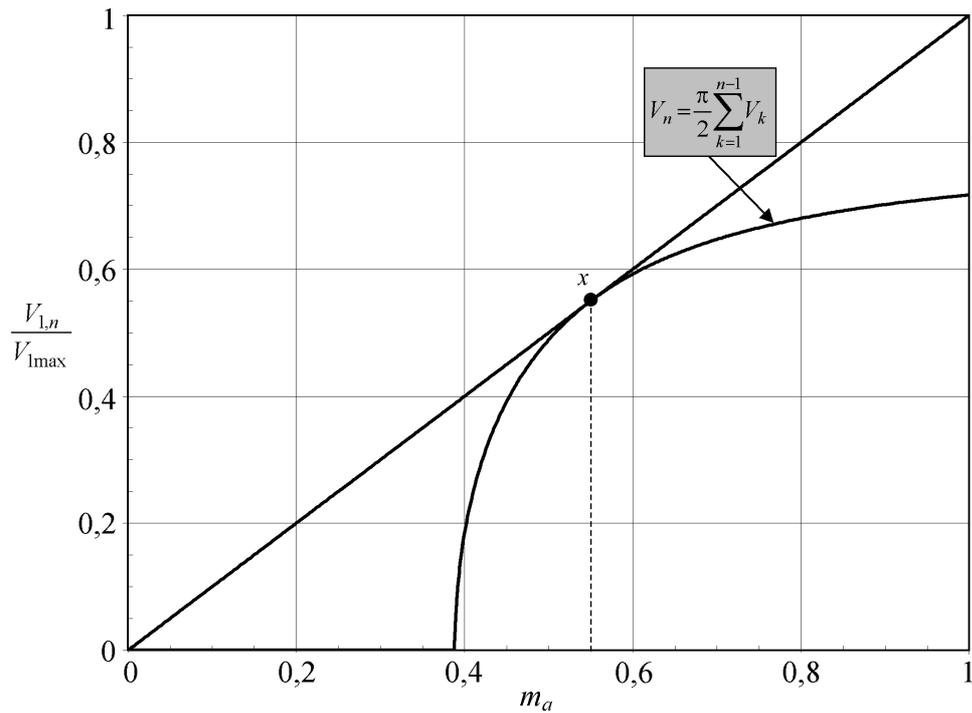


Figura 3-27. Obtenção do parâmetro K_{\max} .

Conseqüentemente, a célula de maior potência sintetiza a máxima componente fundamental de tensão, sem ultrapassar a componente fundamental da tensão de fase para qualquer valor de m_a , quando:

$$V_n = \frac{\pi}{2} \sum_{k=1}^{n-1} V_k \quad (3-54)$$

Então, usando (3-5), (3-9) e (3-10) obtém-se o valor normalizado da fonte de entrada da célula de maior potência em função do número de níveis desejado:

$$V_n = \text{floor} \left[\frac{\pi}{(\pi+2)} \frac{(m-1)}{2} \right] \quad (3-55)$$

onde $\text{floor}[\dots]$ é uma relação que transforma seu argumento, pertencente ao conjunto dos números reais, para o número natural imediatamente inferior.

A Figura 3-28 mostra o valor normalizado da fonte de tensão da célula n , obtido com (3-55), em função do número de níveis do inversor multinível híbrido. Quando a célula de maior potência possuir uma fonte de tensão com um valor normalizado obtido a partir da Figura 3-28, então essa célula processará a máxima quantidade de potência, sem exceder a potência aparente fundamental drenada pela carga para qualquer valor de índice de modulação de amplitude ($0 \leq m_a \leq 1$).

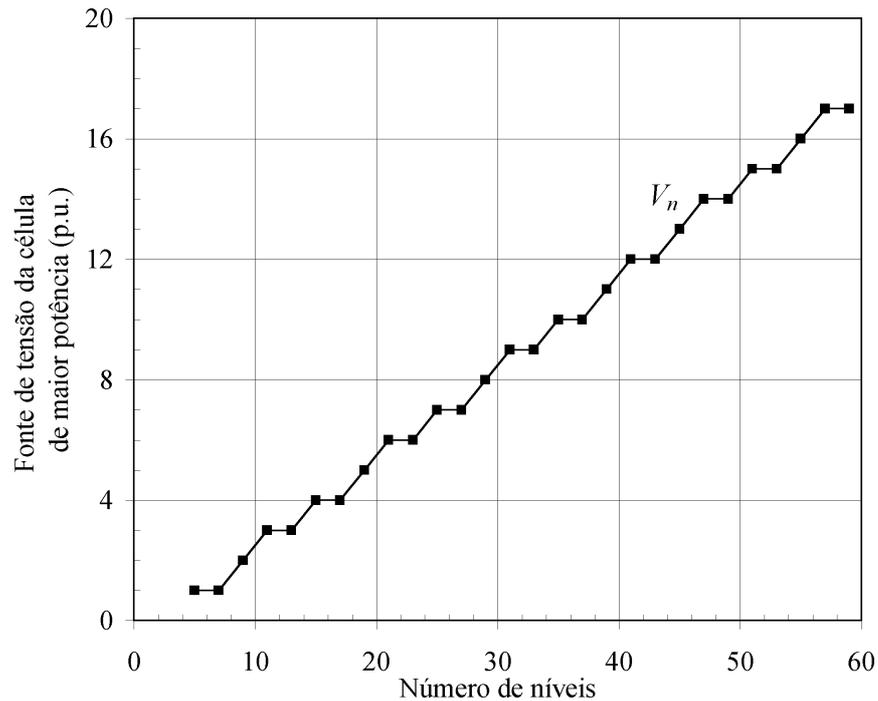


Figura 3-28. Valor normalizado da fonte de tensão da célula H-bridge de maior potência.

Porém, uma maior fonte de tensão poderia ser talvez utilizada quando a faixa de variação de m_a é menor. A Figura 3-29 mostra a relação existente entre o parâmetro K_{\max} e m_a . Para valores de m_a entre 0,37 e 0,77 o valor de K_{\max} varia entre $\pi/2$ e 2. Já para valores de m_a menores que 0,37 e maiores que 0,77 o valor de K_{\max} é limitado em 2 (3-14).

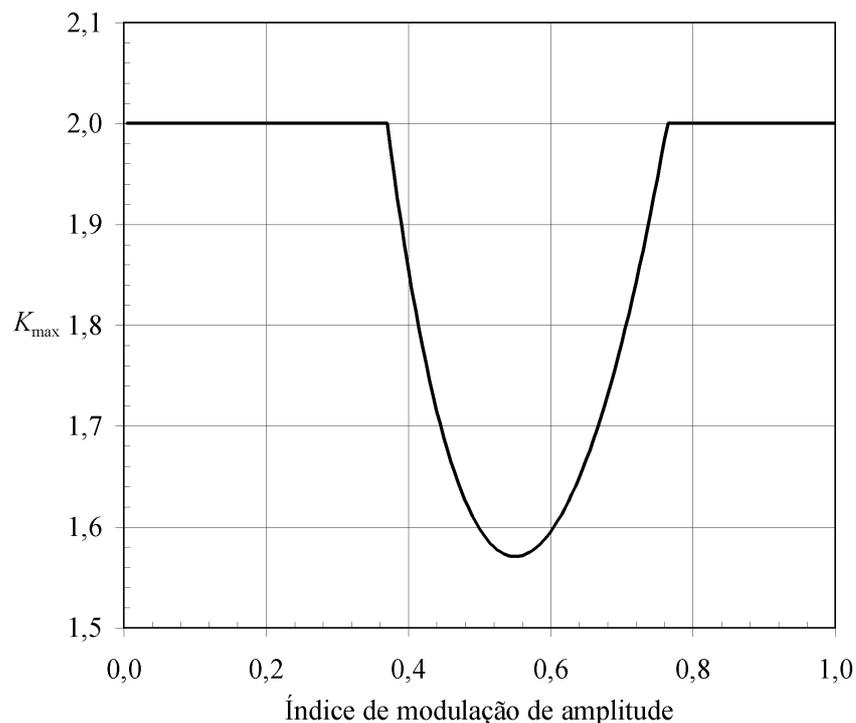


Figura 3-29. Parâmetro K_{\max} em função do índice de modulação de amplitude.

Logo, considerando a faixa especificada de índices de modulação de amplitude, pode-se obter o valor mínimo de K_{\max} que garante que o nível de potência aparente fundamental processado por essa célula não será maior que a quantidade drenada pela carga. Assim, usando (3-5), (3-9) e (3-10), pode-se obter o valor normalizado da fonte de tensão da célula de maior potência em função do parâmetro K_{\max} e do número de níveis desejado:

$$V_n = \text{floor} \left[\frac{K_{\max}}{1 + K_{\max}} \frac{m-1}{2} \right]. \quad (3-56)$$

3.4.d) Fontes de tensão das células de menor potência

Com a escolha apropriada do valor normalizado da fonte de tensão da célula de maior potência garante-se que essa célula não processará uma potência aparente fundamental maior do que a quantidade drenada pela carga. Depois disso, o número de células em série pode ser definido, por exemplo, para que seja o número mínimo capaz de sintetizar a quantidade de níveis desejada. Assim, mesmo quando alguma célula de menor potência processar níveis de potência maiores do que a quantidade drenada pela carga, isso ocorrerá para valores reduzidos de m_a e o seu valor não será significativo se comparado com a potência nominal processada pela célula de maior potência.

Então, considerando que os valores normalizados de todas as fontes de tensão, com exceção da fonte da célula de maior potência, são obtidos com (3-40) (número mínimo de células), o somatório dos valores normalizados dessas fontes é:

$$\sigma_{n-1} = 3^{n-2}. \quad (3-57)$$

Como $\sigma_n = V_n + \sigma_{n-1}$ é possível demonstrar que:

$$n = \text{ceil} \left[2 + \log_3 \left(\frac{m-1}{2} - V_n \right) \right]. \quad (3-58)$$

A Figura 3-30 relaciona o número de células *H-bridge* em série, obtido ao usar (3-55) e (3-58), com o número de níveis do inversor híbrido. Com esse número de células é possível sintetizar o número de níveis desejado, sem que a célula com a maior fonte de tensão processe uma potência aparente fundamental excessiva. Ainda, é possível modular as formas de onda das tensões de saída em alta frequência entre todos níveis adjacentes, comutando em alta frequência somente os interruptores da célula de menor potência.

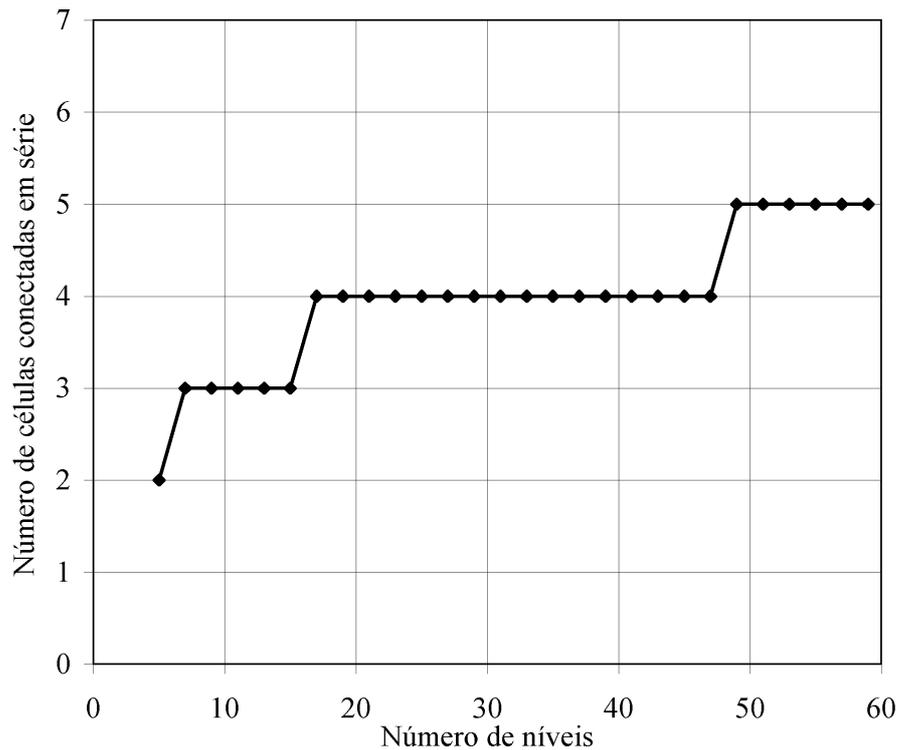


Figura 3-30. Número mínimo de células H-*bridge* conectadas em série quando a célula com a maior fonte de tensão não processa potência aparente fundamental em excesso.

Além da célula com a maior fonte de tensão não processar níveis de potência maiores do que a quantidade consumida pela carga, as células H-*bridge* restantes também devem ser projetadas para que não processem uma quantidade de potência aparente fundamental excessiva ou para que esse excesso seja minimizado. De forma similar ao demonstrado para a célula de maior potência, pode-se verificar que a j -ésima célula H-*bridge* não processará uma potência aparente fundamental excessiva quando o valor normalizado da sua fonte de tensão satisfazer a seguinte restrição:

$$V_j = \frac{\pi}{2} \sum_{k=1}^{j-1} V_k. \quad (3-59)$$

Além disso, considerando que os valores normalizados das fontes de tensão das células de menor potência (célula 1 até $j-1$) são determinados com (3-40), pode-se demonstrar que o maior nível normalizado de tensão sintetizado pelas j primeiras células seria dado por:

$$\sigma_j = \frac{\pi + 2}{2} (3^{j-2}). \quad (3-60)$$

Contudo, o valor necessário para σ_j é:

$$\sigma_j = \left(\sigma_n - \sum_{i=j+1}^n V_i \right). \quad (3-61)$$

Assim, quando o valor necessário do somatório das fontes de tensões normalizadas das j primeiras células é menor ou igual que (3-60), a j -ésima célula não precisará processar níveis de potência excessivos. Por outro lado, quando o somatório das tensões necessário para as células restantes é maior que (3-60), a j -ésima célula precisará processar níveis de potência maiores do que a quantidade consumida pela carga. Então, o valor da fonte de tensão da j -ésima célula pode ser obtido por:

$$V_j = \begin{cases} \text{floor}\left(\frac{\pi}{\pi+2}\sigma_j\right) & \text{se } \left(\sigma_n - \sum_{i=j+1}^n V_i\right) \leq \frac{\pi+2}{2}(3^{j-2}) \\ \text{ceil}\left(\frac{\pi}{\pi+2}\sigma_j\right) & \text{se } \left(\sigma_n - \sum_{i=j+1}^n V_i\right) > \frac{\pi+2}{2}(3^{j-2}) \end{cases}. \quad (3-62)$$

A Figura 3-31 apresenta os valores normalizados das fontes de tensão das células, obtidos a partir de (3-62), em função do número de níveis do inversor híbrido.

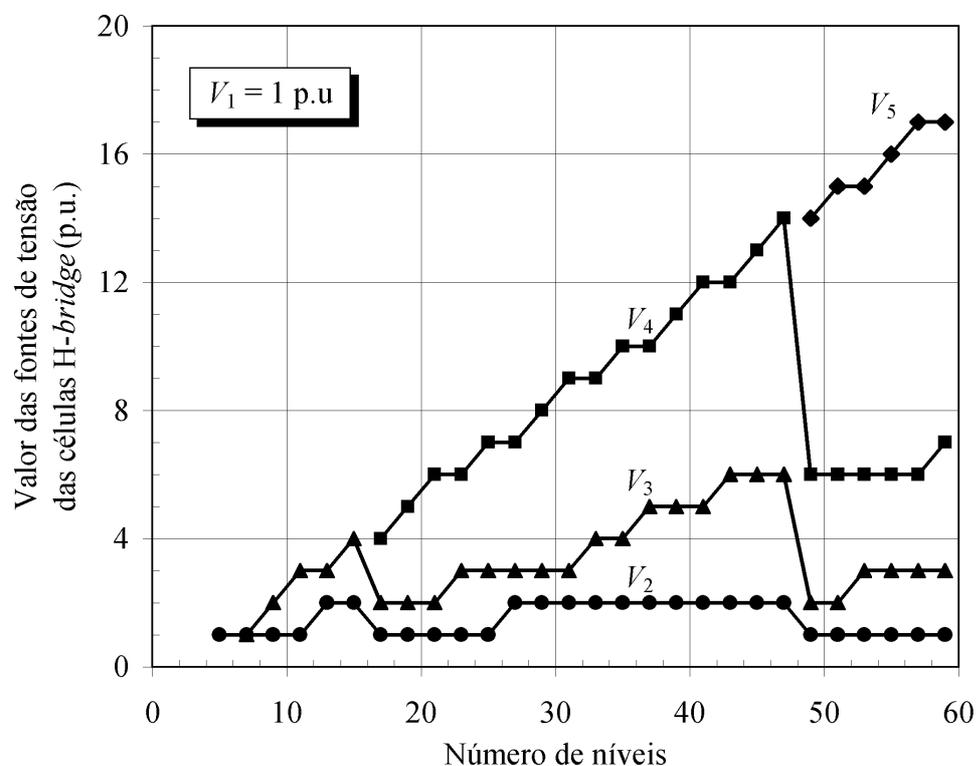


Figura 3-31. Valores normalizados das fontes de tensão das células H-bridge.

Ao determinar os valores das fontes de tensão das células *H-bridge* a partir da Figura 3-31 garante-se que a célula com a maior fonte, e com dispositivos semicondutores operando na frequência fundamental da saída, processa a máxima potência aparente fundamental sem exceder a quantidade drenada pela carga. Além disso, com essa configuração de fontes pode-se sintetizar um grande número de níveis com um número reduzido de células *H-bridge* em série, como mostra a Figura 3-30. Porém, algumas células de menor potência podem ter que sintetizar componentes fundamentais de tensão negativas para alguns valores de m_a . Em termos de potência ativa, que é representada pela componente fundamental de corrente em fase com a fundamental de tensão, essas células então estariam fornecendo energia para a fonte de entrada.

Todavia, em algumas aplicações com transferência de potência ativa, as fontes são implementadas com retificadores unidirecionais, que não permitem o fluxo de energia da fonte de tensão contínua para a fonte de entrada alternada. Dessa forma, a Figura 3-32 apresenta os valores normalizados das fontes de tensão que asseguram que nenhuma célula *H-bridge* necessitará sintetizar uma componente fundamental de tensão negativa para qualquer valor de m_a . Os valores normalizados das fontes de tensão foram calculados para diversos números de níveis, usando um algoritmo desenvolvido no programa matemático Mathcad[®].

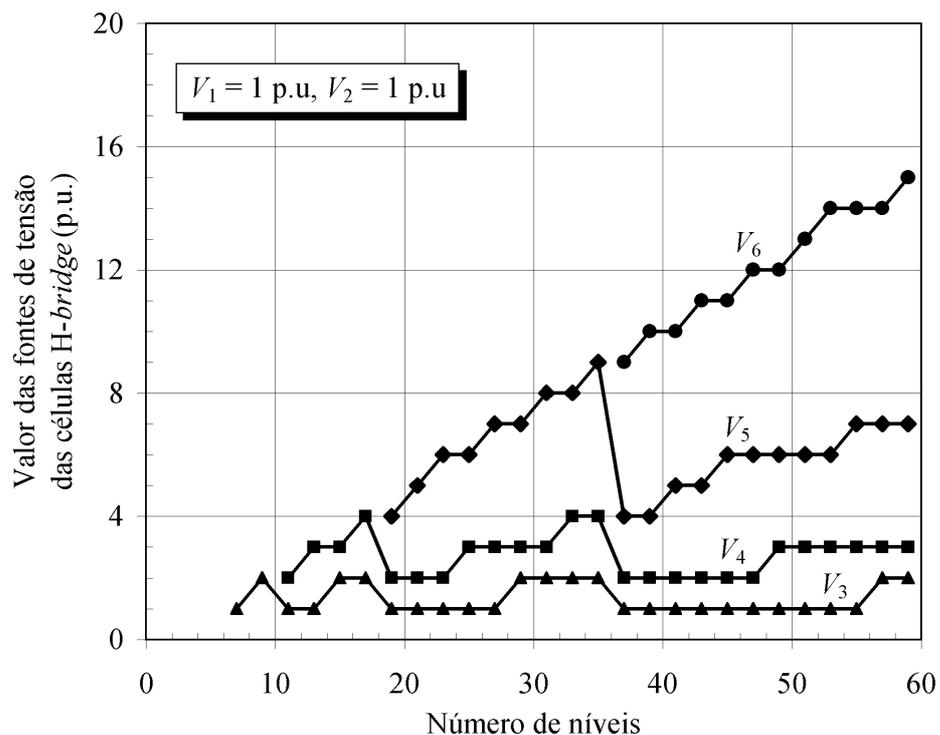


Figura 3-32. Valores normalizados das fontes de tensão das células *H-bridge* que garantem que nenhuma célula processará uma componente fundamental de tensão negativa.

Ao usar a configuração de fontes ilustrada na Figura 3-32, as células com as maiores fontes de tensão processarão a máxima quantidade possível de potência sem que nenhuma célula *H-bridge* sintetize uma componente fundamental de tensão negativa. Porém, os níveis de potência processados pelas células com as maiores fontes de tensão são menores do que os níveis processados quando as fontes são determinadas a partir da Figura 3-31. A Figura 3-33 mostra que a quantidade de células conectadas em série para sintetizar o mesmo número de níveis é maior do que o número de células mostrado na Figura 3-30.

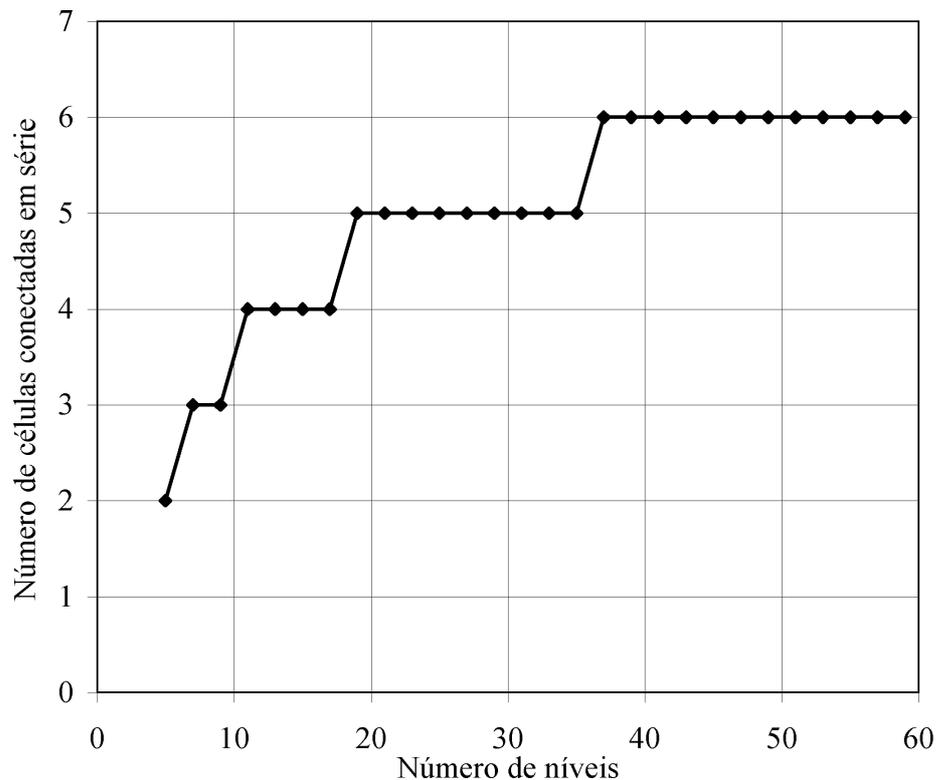


Figura 3-33. Número mínimo de células *H-bridge* para que nenhuma célula processe uma componente fundamental de tensão negativa.

Já em [65], a fonte de tensão da célula de menor potência é implementada com um retificador controlado, que permite o fluxo bidirecional de energia. Nesse caso, a célula com a menor fonte de tensão poderia sintetizar uma componente fundamental de tensão negativa. Então, a Figura 3-34 mostra os valores normalizados das fontes de tensão em função do número de níveis do inversor híbrido, tal que as células de maior potência novamente processem a máxima quantidade possível de potência e que somente a célula com a menor fonte necessite sintetizar uma componente fundamental de tensão negativa para alguns valores de m_a . Por fim, a Figura 3-35 mostra o número de células em série em função do número de níveis, usando a configuração de fontes da Figura 3-34.

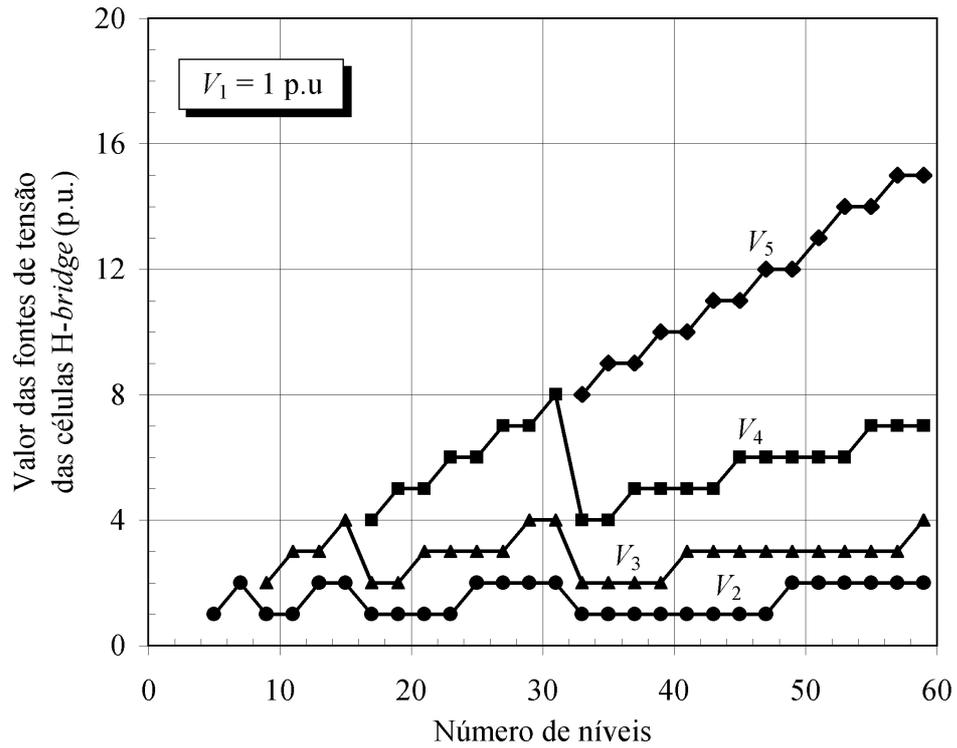


Figura 3-34. Valores normalizados das fontes de tensão das células H-bridge que garantem que somente a célula de menor potência processará uma componente fundamental de tensão negativa.

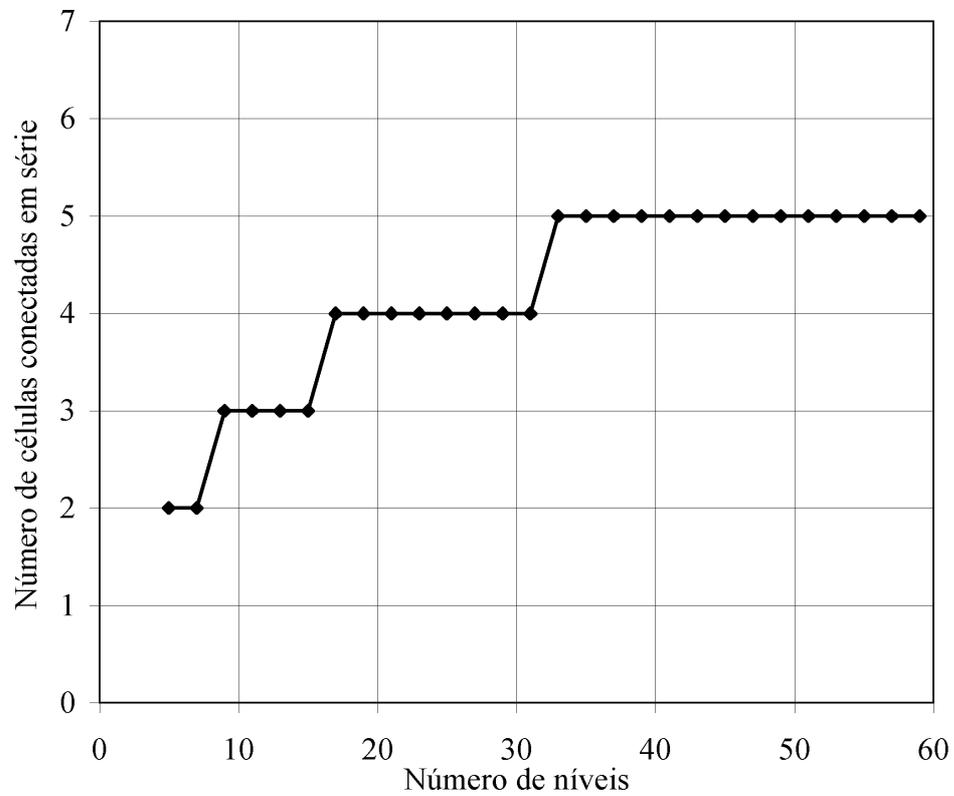


Figura 3-35. Número mínimo de células H-bridge para que somente a célula de menor potência processe uma componente fundamental de tensão negativa.

Ao comparar a Figura 3-35 com a Figura 3-33 conclui-se que pode-se conectar menos células em série para obter o mesmo número de níveis quando a fonte de tensão da primeira célula suporta um fluxo bidirecional de energia.

3.4.e) Freqüência de comutação da célula com a menor fonte de tensão

A célula *H-bridge* de menor potência é a única que sintetiza uma tensão de saída modulada em alta freqüência, que, ao ser adicionada com as tensões de saída das células de maior potência, melhora o desempenho harmônico do inversor multinível híbrido.

Entre várias estratégias de modulação apresentadas na literatura para o inversor *H-bridge*, optou-se por utilizar a estratégia mostrada na Figura 3-36, que usa duas portadoras em alta freqüência dispostas em fase. Ao somar a tensão de saída da célula de menor potência com a tensão de saída das outras células, a tensão de fase apresentará um espectro harmônico semelhante ao espectro de uma tensão de fase multinível sintetizada com a estratégia de modulação PD. Como descrito na seção 2.2, uma significativa quantidade de energia concentra-se na freqüência da portadora ao usar essa estratégia. Porém, essa harmônica é cancelada nas tensões de linha. Portanto, essas tensões apresentam uma menor THD ao aplicar essa estratégia de modulação na célula de menor potência. Com essa estratégia, o índice de modulação de freqüência dessa célula deve ser ímpar para que somente harmônicas de ordem ímpar estejam presentes nas tensões de saída do inversor multinível híbrido.

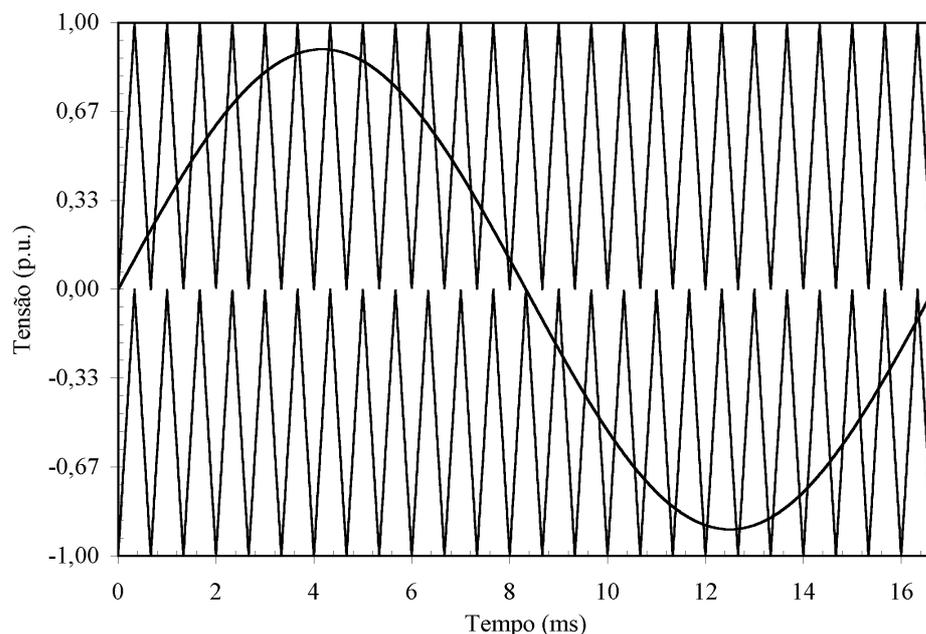


Figura 3-36. Estratégia de modulação usada na célula de menor potência ($m_a = 0,9$ e $m_f = 25$).

Ao empregar modulação por largura de pulso, deseja-se controlar o valor médio da variável de interesse em um intervalo de tempo. No caso de inversores multiníveis, a frequência de comutação do inversor pode ser determinada para que o erro existente entre o valor médio da tensão de saída entre níveis de tensão adjacentes (\bar{v}_o) e o valor médio da tensão de referência nesse mesmo intervalo de tempo (\bar{v}_{ref}) seja mínimo.

Então, definindo que o erro percentual entre o valor médio da tensão de referência e o valor médio da tensão de fase entre dois níveis adjacentes é dado por:

$$e_{med} = \frac{\bar{v}_{ref} - \bar{v}_o}{\sigma_n} 100 (\%). \quad (3-63)$$

O índice de modulação de frequência mínimo da célula de menor potência, que garante que o erro percentual entre quaisquer níveis de tensão adjacentes é menor que o valor especificado, é mostrado na Figura 3-37 em função do número de níveis.

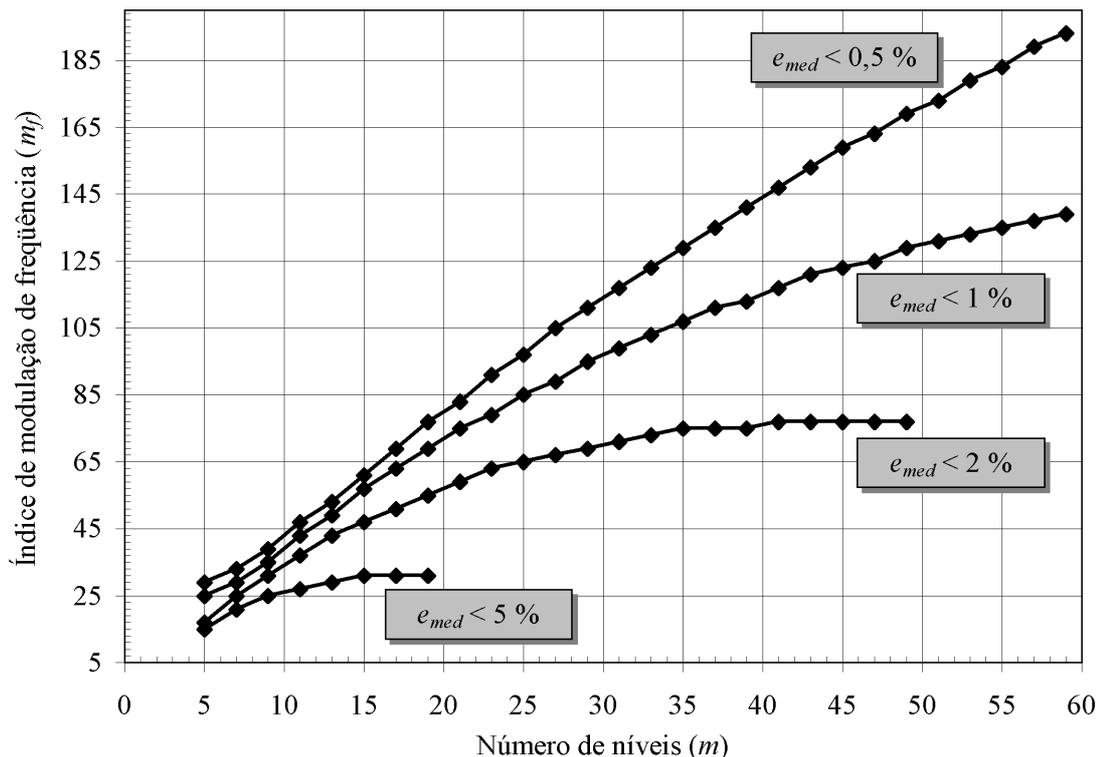


Figura 3-37. Frequência de comutação da célula de menor potência.

Para ilustrar o impacto da frequência de comutação da célula de menor potência no conteúdo harmônico das tensões de saída, a Figura 3-38 mostra a THD e o fator de distorção de primeira ordem (DF1) de uma tensão de fase com 25 níveis distintos, ao variar os valores de m_a e de m_f . Embora a THD não dependa de m_f , como mostra a Figura 3-38(a),

os valores de DF1 dependem do valor de m_f , como pode ser visto na Figura 3-38(b). É possível constatar que para valores de m_f menores que 100 ocorre um aumento significativo nos valores de DF1, pois essas frequências de comutação não produzem diversos pulsos de tensão entre todos os níveis adjacentes, resultando em harmônicas de baixa frequência e aumentando o erro existente entre o valor médio da tensão de saída entre níveis adjacentes e o valor médio do sinal de referência no mesmo intervalo.

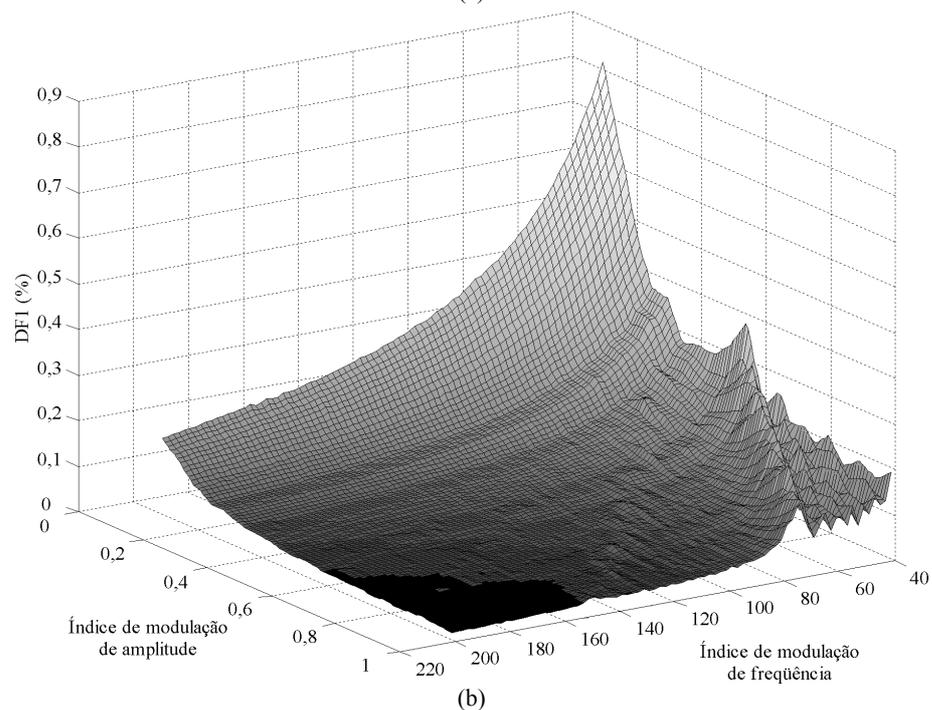
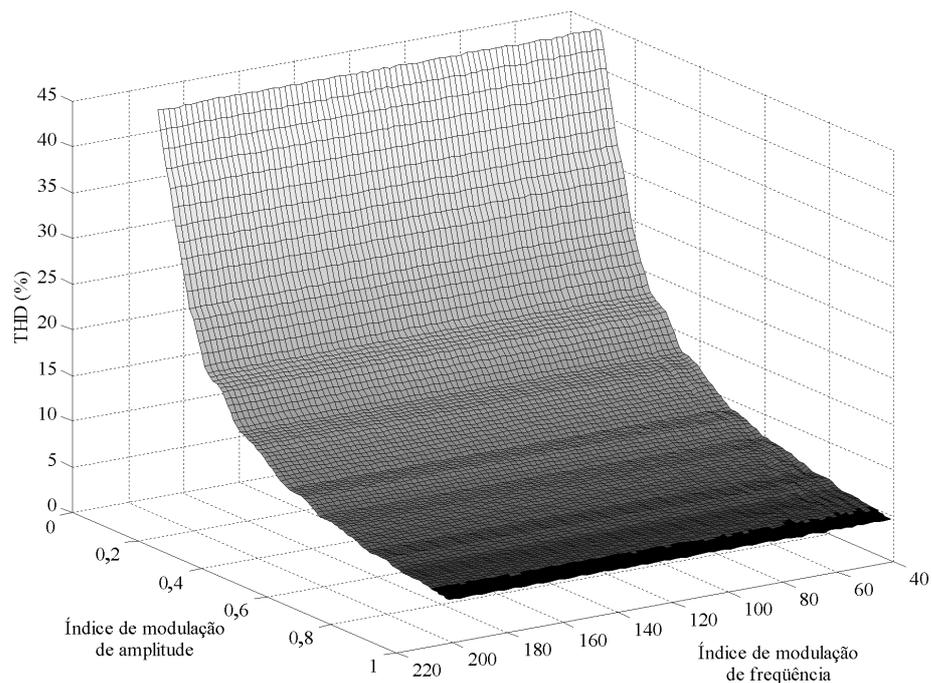


Figura 3-38. Análise harmônica de uma tensão de fase com 25 níveis. (a) THD. (b) DF1.

3.5. Exemplos de projeto

Nos exemplos de projeto apresentados nesta seção considera-se que a THD da tensão de linha de saída, sem qualquer filtro para eliminar harmônicas de alta frequência, deve ser menor que 5% quando $m_a = 1$. A partir da Figura 3-24 pode-se observar que a THD da tensão de linha ficará em torno de 5% quando o inversor multinível sintetizar quinze níveis de tensão distintos. O índice de modulação de frequência da célula de menor potência depende somente do número de níveis e pode então ser obtido da Figura 3-37. Ao considerar, por exemplo, que o erro existente entre o valor médio da tensão de referência e o valor médio da tensão de saída deve ser menor que 0,5 % entre quaisquer níveis de tensão adjacentes, conclui-se que m_f deve ser maior que sessenta e um (61).

No primeiro exemplo considera-se que as fontes de tensão são implementadas com retificadores unidirecionais. Logo, os valores normalizados das fontes são obtidos com a Figura 3-32. Já no segundo exemplo de projeto, a fonte de tensão da célula de menor potência é implementada com um retificador controlado, que suporta um fluxo bidirecional de energia. Assim, os valores normalizados das fontes são determinados com a Figura 3-34.

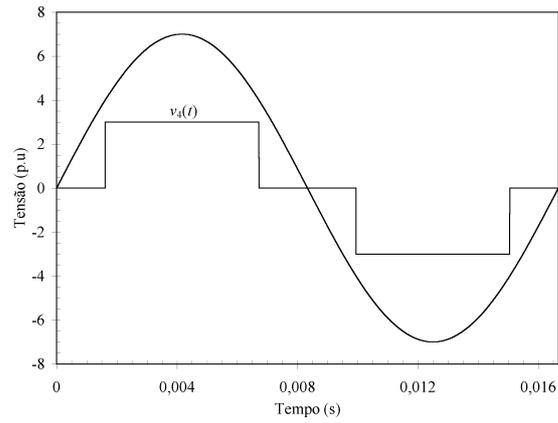
3.5.a) Primeiro exemplo

A Tabela 3-2 apresenta os parâmetros do inversor híbrido com quinze níveis obtidos a partir da metodologia de projeto proposta. Com esses parâmetros, as fontes de entrada podem ser implementadas com retificadores unidirecionais.

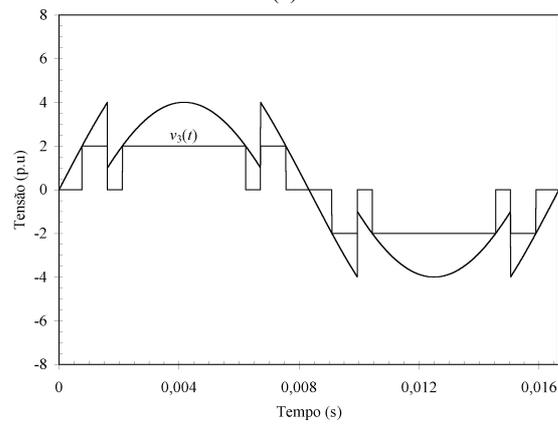
Tabela 3-2. Parâmetros do inversor híbrido de quinze níveis. Nenhuma célula sintetiza componente fundamental de tensão negativa.

Parâmetro	Valor	
Número de níveis (m)	15	
Número de células em série (n)	4	
Fontes de tensão normalizadas (V_j)	$V_1 = 1$ p.u.	$V_3 = 2$ p.u.
	$V_2 = 1$ p.u.	$V_4 = 3$ p.u.
Índice de modulação de frequência (m_f)	61	

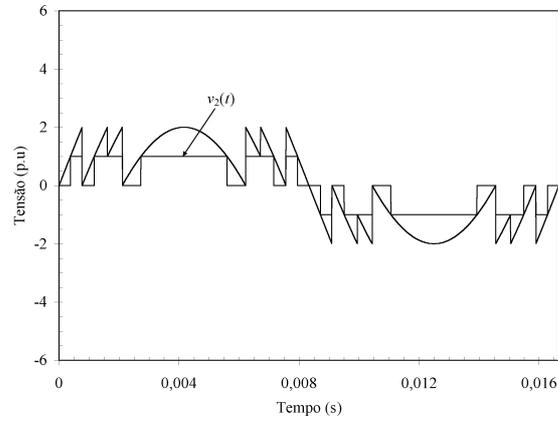
Logo, a partir dos dados apresentados na Tabela 3-2 realizou-se a simulação de um inversor multinível híbrido para validar a metodologia de projeto proposta nesse trabalho. Na Figura 3-39 são mostradas as formas de onda da tensão de saída e de referência de cada célula *H-bridge* que compõe uma fase do inversor multinível, usando $m_a = 1$.



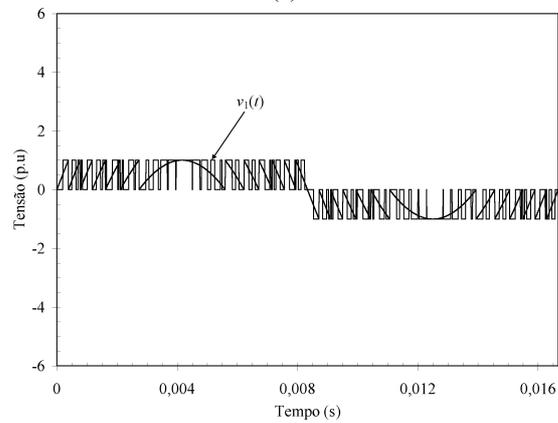
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 3-39. Tensão de referência e de saída das células H-bridge ($m_a = 1$, $m_f = 61$). (a) Célula 4 (maior potência). (b) Célula 3. (c) Célula 2. (d) Célula 1 (menor potência).

A partir da Figura 3-39(a) é possível verificar que a célula com a maior fonte de tensão opera na frequência fundamental da tensão de saída, enquanto que o inversor com a menor fonte (Figura 3-39(d)) opera em alta frequência. A segunda e a terceira células também operam em baixa frequência, porém, os interruptores comutam mais de duas vezes em cada ciclo da rede.

A Figura 3-40(a) apresenta o sinal de referência e a tensão de fase obtida ao somar as tensões de saída das quatro células *H-bridge* em série. Já a Figura 3-40(b) mostra a forma de onda de uma tensão de linha com THD em torno de 5%.

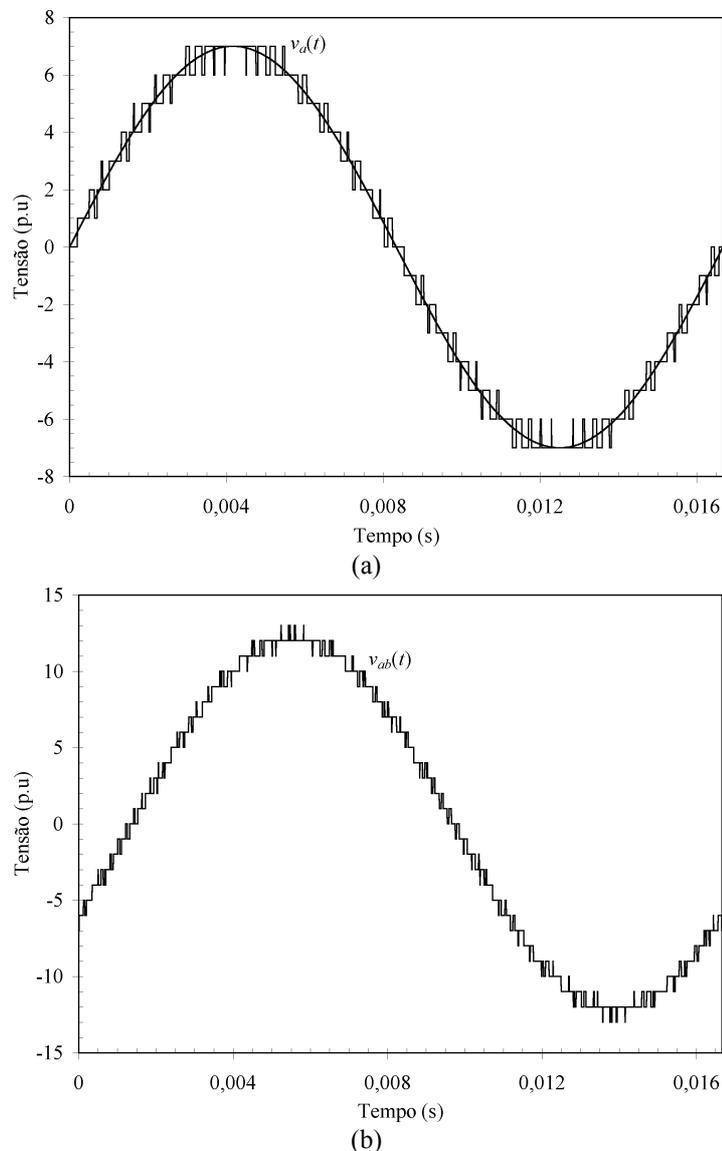


Figura 3-40. Tensões de saída do inversor multinível híbrido ($m_a = 1$, $m_f = 61$). (a) Tensão de referência e de fase. (b) Tensão de linha.

A Figura 3-41 ilustra a componente fundamental de tensão sintetizada pelas células *H-bridge* em toda faixa de variação de m_a ($0 \leq m_a \leq 1$). Pode-se comprovar que a quarta

célula sintetiza uma tensão de saída com a maior componente fundamental em torno do ponto nominal de operação e que nenhuma célula sintetiza uma componente fundamental de tensão negativa.

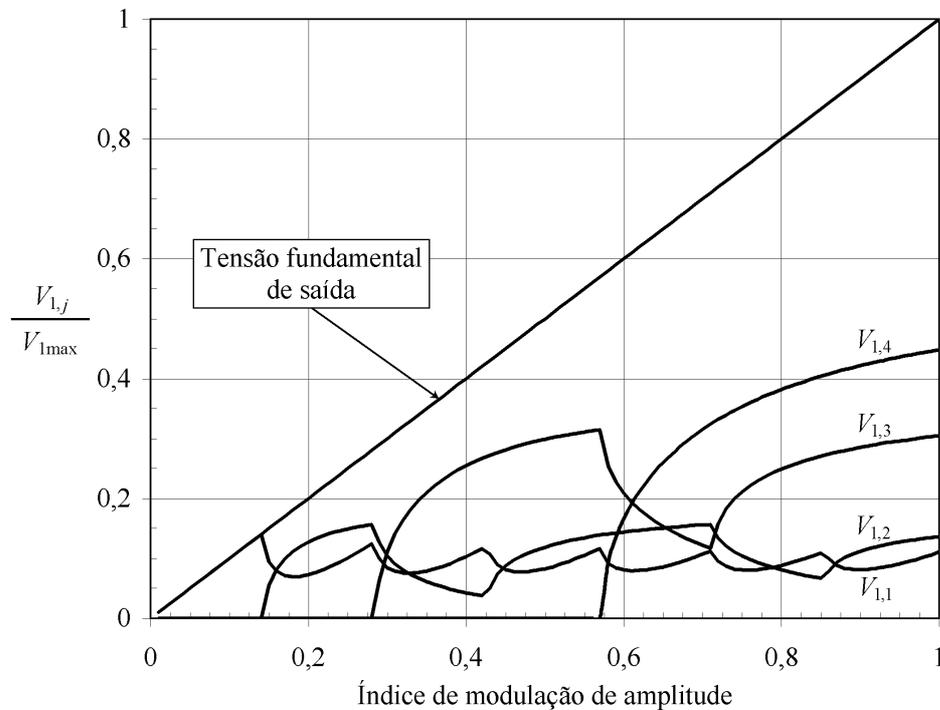


Figura 3-41. Componente fundamental de tensão sintetizada pelas células H-bridge com as fontes de tensão da Tabela 3-2.

3.5.b) Segundo exemplo

Como mencionado anteriormente, neste exemplo considera-se que a fonte de tensão da célula de menor potência é implementada com um retificador controlado que suporta um fluxo bidirecional de energia. Então, a Tabela 3-3 mostra os parâmetros de um inversor híbrido com quinze níveis, obtidos a partir da metodologia de projeto proposta.

Tabela 3-3. Parâmetros do inversor híbrido de quinze níveis. Primeira célula pode sintetizar componente fundamental de tensão negativa.

PARÂMETRO	VALOR
Número de níveis (m)	15
Número de inversores em série (n)	3
Fontes de tensão normalizadas (V_j)	$V_1 = 1$ p.u.
	$V_2 = 2$ p.u.
	$V_3 = 4$ p.u.
Índice de modulação de frequência (m_f)	61

Os valores normalizados das fontes são obtidos com a Figura 3-34, garantindo que somente a célula de menor potência sintetizará uma componente fundamental de tensão negativa para alguns valores de m_a . Para esse número de níveis pode-se verificar que os valores obtidos a partir da Figura 3-31 são iguais aos determinados com a Figura 3-34. Assim, com essa configuração, a célula de maior potência também processa a maior quantidade possível de potência aparente fundamental sem exceder a potência de saída.

A Figura 3-42 apresenta as formas de onda da tensão de saída e de referência de cada célula H-*bridge*, usando os parâmetros mostrados na Tabela 3-3.

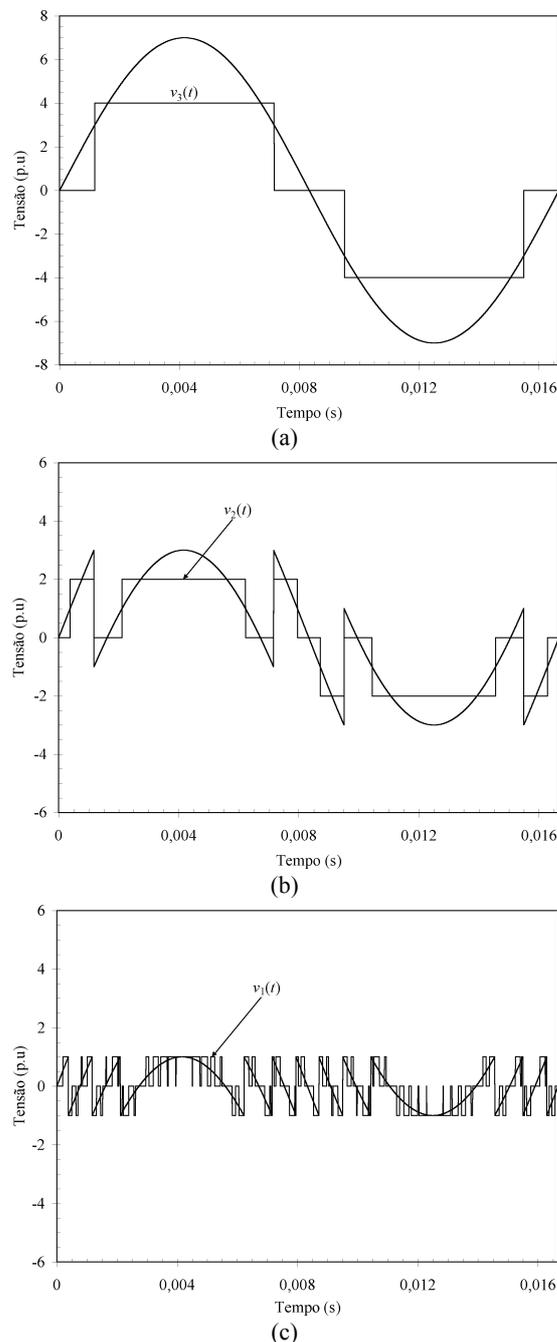


Figura 3-42. Tensão de referência e de saída das células H-*bridge* ($m_a = 1$, $m_f = 61$). (a) Célula 3 (maior potência). (b) Célula 2. (c) Célula 1 (menor potência).

Novamente, observa-se a partir da Figura 3-42(a) que os interruptores da célula com a maior fonte de tensão comutam na frequência fundamental da saída, enquanto que a tensão de saída da célula de menor potência (Figura 3-42(c)) é modulada em alta frequência. Os interruptores da segunda célula também comutam em baixa frequência, todavia, com uma frequência maior que a frequência fundamental de saída.

A Figura 3-43(a) apresenta o sinal de referência e a tensão de fase obtida ao somar as tensões de saída das três células *H-bridge* em série, e a Figura 3-43(b) mostra a forma de onda de uma tensão de linha. As formas de onda da tensão de fase e de linha obtidas nesse exemplo são iguais às formas de onda obtidas no primeiro exemplo, mesmo utilizando configurações distintas de fontes de tensão.

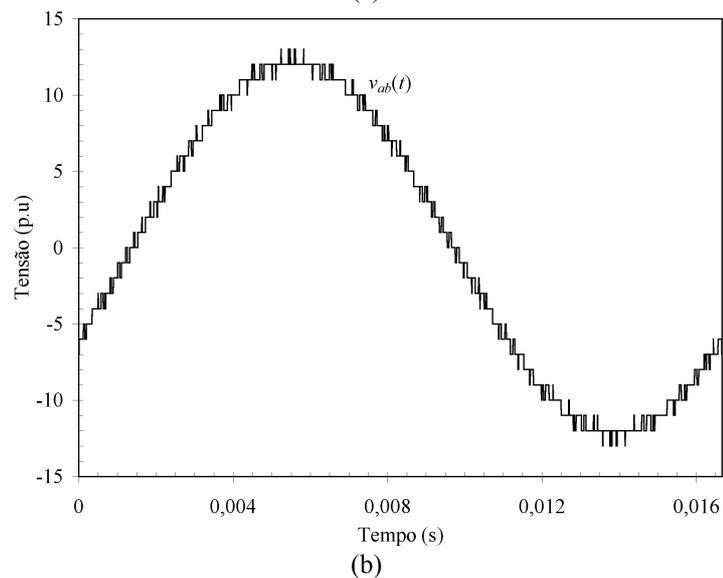
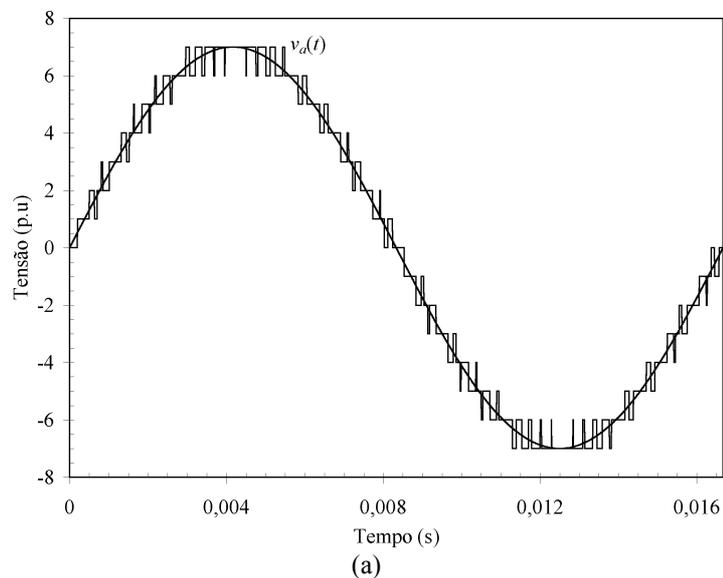


Figura 3-43. Tensões de saída do inversor multinível híbrido ($m_a = 1$, $m_f = 61$). (a) Tensão de referência e de fase. (b) Tensão de linha.

A Figura 3-44 mostra a componente fundamental de tensão sintetizada pelas células *H-bridge* em toda faixa de variação de m_a ($0 \leq m_a \leq 1$). Com essa configuração de fontes, pode-se observar que a terceira célula sintetiza a maior componente fundamental e que a primeira célula deve sintetizar uma tensão de saída com componente fundamental negativa para alguns valores de índice de modulação de amplitude (área sombreada).

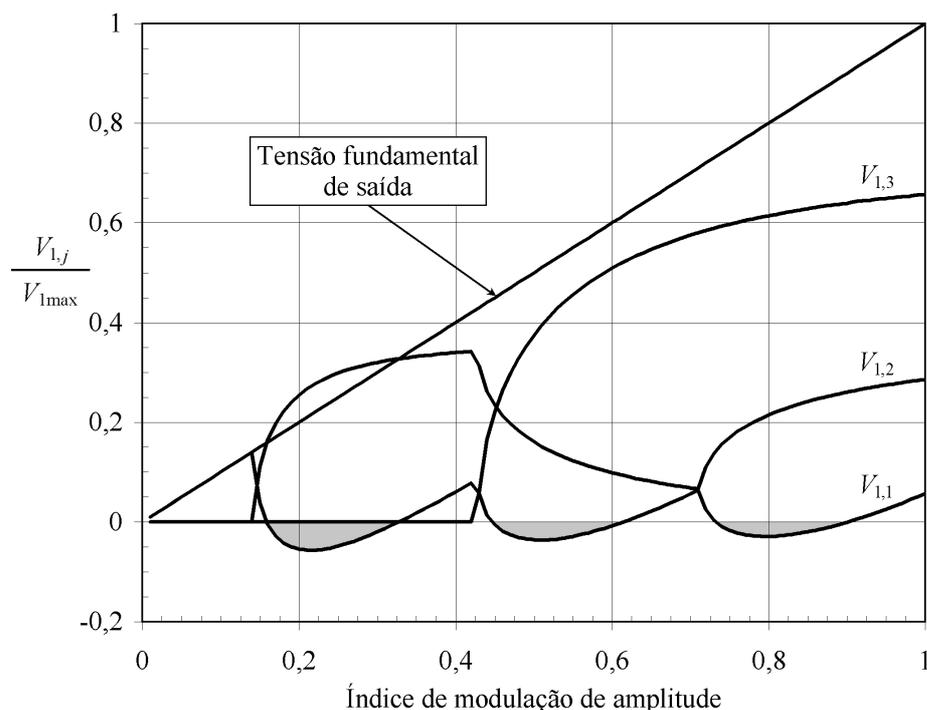


Figura 3-44. Componente fundamental de tensão sintetizada pelas células *H-bridge* com as fontes de tensão da Tabela 3-3.

3.6. Conclusões

Os princípios básicos de operação dos conversores multiníveis híbridos foram investigados neste capítulo, empregando somente células *H-bridge* em série. Os conversores multiníveis híbridos permitem a utilização adequada de diferentes tecnologias de semicondutores, pois as células com as maiores fontes de tensão operam em baixa frequência e somente a célula com a menor fonte de tensão opera em alta frequência.

Ao usar fontes de tensão com valores distintos, é possível reduzir o número de células em série para um número específico de níveis, ou diminuir a distorção harmônica da tensão de saída e, portanto, reduzir ou até mesmo eliminar qualquer filtro de saída para um determinado número de células. Contudo, esse capítulo mostrou que algumas restrições devem ser respeitadas na determinação das fontes de tensão das células *H-bridge*, para

garantir que o inversor multinível híbrido possa sintetizar formas de onda de tensão moduladas em alta frequência entre todos os níveis igualmente espaçados. Também foi demonstrado que a configuração de fontes de tensão que satisfaz essas restrições e que resulta no maior número de níveis é $V_{cc}, 2V_{cc}, 6V_{cc}, 18V_{cc}, \dots, 2 \cdot 3^{n-2} V_{cc}$. Contudo, além do número de níveis, outros fatores também devem ser analisados para determinar os níveis de tensão de cada célula. Assim, uma detalhada comparação entre algumas configurações de inversores multiníveis híbridos usualmente abordadas na literatura foi também apresentada nesse capítulo, analisando o número de níveis sintetizado, o desempenho harmônico e também como a potência é distribuída entre as células *H-bridge* que compõem essas configurações.

Uma vez que inúmeras configurações de inversores multiníveis híbridos podem ser utilizadas, mesmo usando somente células *H-bridge* em série, verificou-se a necessidade de desenvolver uma metodologia de projeto adequada para definir os principais parâmetros de conversores híbridos. Logo, esse capítulo propôs uma nova metodologia de projeto para inversores multiníveis híbridos com células *H-bridge* conectadas em série. Com a metodologia de projeto proposta pode-se definir o número de células em série e o valor normalizado da fonte de tensão de cada célula *H-bridge*. A frequência de comutação da célula de menor potência também é definida com o intuito de minimizar o erro existente entre o valor médio da tensão de referência e o valor médio da tensão de saída entre quaisquer níveis de tensão adjacentes.

Os valores normalizados das fontes de tensão são obtidos, inicialmente, com o intuito de minimizar a energia circulante entre as células *H-bridge* e para que as células com as maiores fontes de tensão, que operam em baixa frequência, processem a maior quantidade possível de potência. Além disso, diferentes configurações de fontes de tensão são determinadas para aplicações com transferência de potência ativa, com base no estágio de entrada do inversor multinível híbrido.

Embora esse capítulo tenha considerado somente células *H-bridge* conectadas em série, no Capítulo 2 foi ilustrado que também é possível conectar células multiníveis em série. Dessa forma, o Capítulo 4 irá estender essa análise para células multiníveis CC-CA e também CC-CC.

Capítulo 4

CONVERSORES MULTINÍVEIS HÍBRIDOS: UMA ABORDAGEM UNIFICADA

O inversor multinível com células *H-bridge* conectadas em série foi utilizado no Capítulo 3 para introduzir o conceito de conversores multiníveis híbridos alimentados em tensão. Esse conceito tem recebido uma atenção especial nos últimos anos, pois pode ser empregado para sintetizar formas de onda de média e alta tensão com reduzido conteúdo harmônico e com poucas células conectadas em série. Além disso, os conversores multiníveis híbridos permitem a utilização adequada de diferentes tecnologias de semicondutores, uma vez que as células com as maiores fontes de tensão operam em baixa frequência e somente a célula com a menor fonte opera em alta frequência.

Baseado nesses princípios, o conceito de conversores multiníveis híbridos também pode ser generalizado para outras topologias de células multiníveis, tanto CC-CC quanto CC-CA. Entretanto, uma detalhada abordagem unificada para conversores multiníveis híbridos, contendo análises comparativas entre várias configurações e uma metodologia de projeto generalizada para definir os principais parâmetros dessas topologias, ainda não foi mostrada. Logo, para preencher essa lacuna, esse capítulo estende a análise realizada no Capítulo 3 para conversores híbridos com células multiníveis CC-CA ou CC-CC conectadas em série. Posteriormente, uma estratégia de modulação generalizada para conversores multiníveis híbridos é apresentada e analisada detalhadamente na seção 4.2. Diversas considerações de projeto são propostas na seção 4.3, resultando em uma nova metodologia de projeto para definir os principais parâmetros de um conversor multinível híbrido. Essa seção também apresenta uma detalhada análise comparativa entre vários arranjos multiníveis híbridos para conhecer as limitações e também explorar todas as vantagens desses conversores. Por fim, a seção 4.4 apresenta exemplos de projeto de conversores multiníveis híbridos para ilustrar a metodologia proposta.

4.1. Princípios de operação de conversores multiníveis híbridos

A Figura 4-1 mostra a estrutura generalizada de uma fase de um inversor multinível com n células CC-CA conectadas em série.

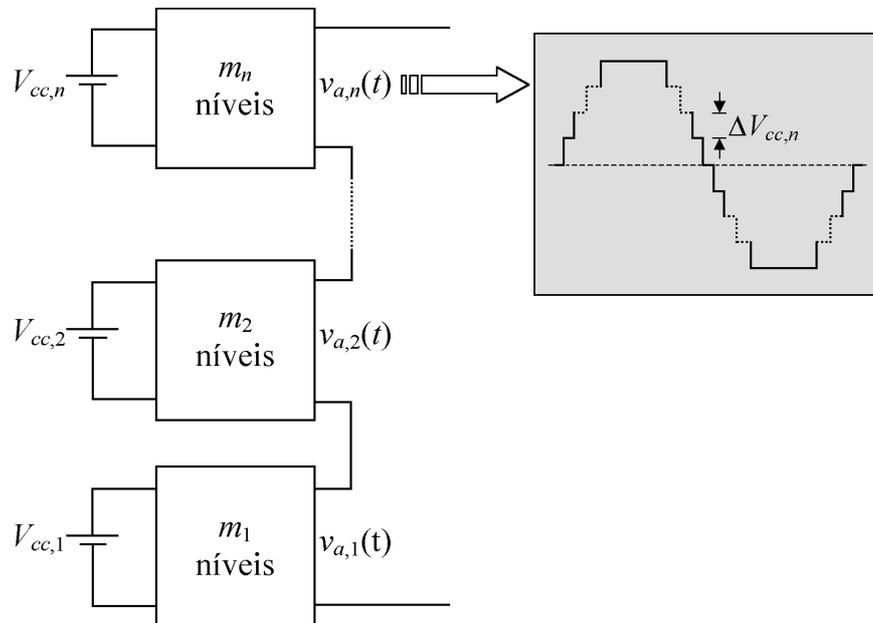


Figura 4-1. Estrutura generalizada de uma fase de um inversor multinível com n células multiníveis conectadas em série.

Inicialmente, considera-se que todas as células são capazes de sintetizar formas de onda com seus níveis de tensão igualmente espaçados. Assim, a saída da j -ésima célula, com m_j níveis de tensão igualmente espaçados com $\Delta V_{cc,j}$, pode assumir qualquer valor pertencente ao conjunto:

$$v_{x,j}(t) = \left\{ -\frac{(m_j-1)}{2} \Delta V_{cc,j}, -\left[\frac{(m_j-1)}{2} - 1 \right] \Delta V_{cc,j}, \dots, \left[\frac{(m_j-1)}{2} - 1 \right] \Delta V_{cc,j}, \frac{(m_j-1)}{2} \Delta V_{cc,j} \right\} \quad (4-1)$$

sendo $j = 1, 2, \dots, n$ e $x = a, b, c$.

Na seção 2.1 verificou-se que várias topologias de células CC-CA monofásicas podem ser conectadas em série para sintetizar tensões de saída multiníveis. A Figura 4-2 mostra algumas topologias de células CC-CA, tanto em ponte completa quanto em meia-ponte. Células em ponte completa são normalmente empregadas em conexões série de conversores, pois apresentam um menor número de componentes e uma menor tensão de barramento, quando comparadas com células em meia-ponte que sintetizam o mesmo número de níveis, como ilustrado na Figura 4-2(b) e (c) para células três níveis.

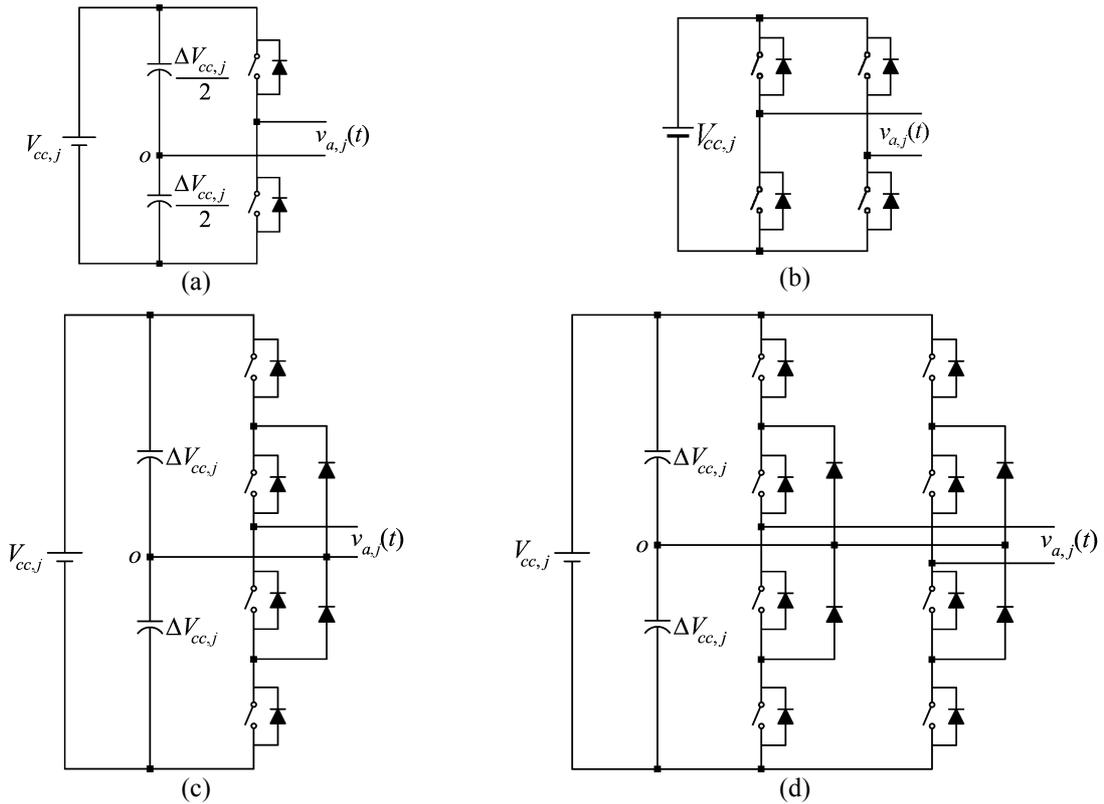


Figura 4-2. Células CC-CA. (a) Dois níveis. (b) Três níveis em ponte completa (H-bridge). (c) Três níveis em meia-ponte. (d) Cinco níveis em ponte completa.

Para uma célula em ponte completa capaz de sintetizar m_j níveis distintos, a amplitude da tensão do barramento CC pode ser obtida por:

$$V_{cc,j} = \frac{(m_j - 1)\Delta V_{cc,j}}{2}, \quad m_j = 3, 5, 7, \dots \quad (4-2)$$

enquanto que para células em meia-ponte tem-se que:

$$V_{cc,j} = (m_j - 1)\Delta V_{cc,j}, \quad m_j = 2, 3, 4, \dots \quad (4-3)$$

Por outro lado, células em ponte completa não são capazes de sintetizar formas de onda com número par de níveis. Embora cada configuração apresente vantagens e desvantagens, a abordagem unificada apresentada nessa seção independe do arranjo adotado para sintetizar um determinado número de níveis. Uma metodologia de projeto para escolher o número de níveis adequado para cada célula será discutida na seção 4.3.

Quando todas as células multiníveis sintetizam formas de onda com a mesma diferença de tensão entre níveis adjacentes (ΔV_{cc}), as tensões de saída do inversor multinível híbrido também apresentarão todos os níveis igualmente espaçados e podem assumir qualquer valor pertencente ao conjunto:

$$v_x(t) = \left\{ -\left(\sum_{j=1}^n \frac{m_j - 1}{2}\right) \Delta V_{cc}, -\left[\left(\sum_{j=1}^n \frac{m_j - 1}{2}\right) - 1\right] \Delta V_{cc}, \dots, \left[\left(\sum_{j=1}^n \frac{m_j - 1}{2}\right) - 1\right] \Delta V_{cc}, \left(\sum_{j=1}^n \frac{m_j - 1}{2}\right) \Delta V_{cc} \right\}. \quad (4-4)$$

Uma vez que os elementos desse conjunto constituem uma progressão aritmética com razão ΔV_{cc} , pode-se demonstrar que o número de níveis que o inversor da Figura 4-1 pode sintetizar quando as células operam com os mesmos degraus de tensão é:

$$m = 1 + \sum_{j=1}^n (m_j - 1). \quad (4-5)$$

Assim, para sintetizar uma forma de onda de tensão com um maior número de níveis seria necessário adicionar mais células em série e/ou aumentar o número de níveis sintetizado por cada célula. Por outro lado, de forma similar ao demonstrado no Capítulo 3 para células *H-bridge*, também pode-se aumentar o número de níveis quando a tensão de saída sintetizada por uma célula apresenta degraus de tensão com amplitude diferente dos degraus sintetizados pelas demais células. Com isso, o inversor multinível da Figura 4-1 pode ser chamado de inversor multinível assimétrico.

Para realizar a abordagem unificada de conversores multiníveis híbridos, as células em série são arranjadas em uma forma crescente, de tal forma que a primeira célula sintetiza uma tensão de saída com a menor diferença de tensão entre níveis adjacentes e a célula n apresenta os maiores degraus de tensão. Logo:

$$\Delta V_{cc,1} \leq \Delta V_{cc,2} \leq \dots \leq \Delta V_{cc,n-1} \leq \Delta V_{cc,n}. \quad (4-6)$$

Ainda, o menor degrau de tensão $\Delta V_{cc,1}$, que também corresponderá à diferença entre níveis adjacentes das tensões de saída do inversor multinível híbrido, é definido como valor base de tensão para a normalização. Então, o valor normalizado dos degraus de tensão sintetizados pela j -ésima célula é:

$$V_j = \frac{\Delta V_{cc,j}}{\Delta V_{cc,1}}, \quad j = 1, 2, \dots, n. \quad (4-7)$$

Como ilustrado no capítulo anterior para células *H-bridge* em série, os valores normalizados dos degraus de tensão sintetizados por todas as células devem ser números naturais (números reais inteiros positivos), ou seja:

$$V_j \in \mathbb{N}, \quad j = 1, 2, \dots, n. \quad (4-8)$$

Além dessa restrição, deve-se também obter o máximo degrau de tensão que pode ser sintetizado pela célula j para que a saída apresente todos os níveis igualmente espaçados. A Figura 4-3 mostra os níveis de tensão sintetizados por duas células multiníveis em série.

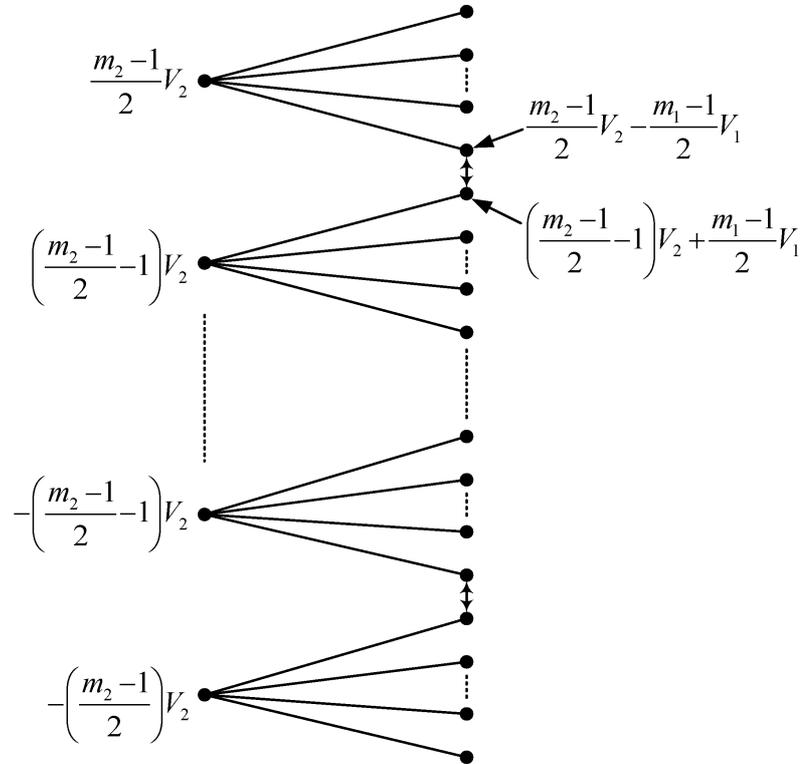


Figura 4-3. Valores limites dos degraus de tensão para sintetizar uma tensão de fase com níveis igualmente espaçados.

Para que a tensão de saída sintetizada a partir da soma dessas duas células apresente todos os níveis de tensão igualmente espaçados com V_1 , a seguinte condição pode ser obtida da Figura 4-3 e deve ser respeitada:

$$V_2 \leq V_1 + (m_1 - 1)V_1. \quad (4-9)$$

Essa condição pode ser estendida para a j -ésima célula, obtendo a seguinte expressão ao considerar que $V_1 = 1$ p.u. [69]:

$$V_j \leq 1 + \sum_{k=1}^{j-1} (m_k - 1)V_k \quad (4-10)$$

onde m_k é o número de níveis sintetizado pela k -ésima célula e V_k corresponde ao valor normalizado dos degraus de tensão uniformes sintetizados por essa célula.

Essa restrição pode ser reescrita da seguinte forma:

$$V_j \leq 1 + 2\sigma_{j-1} \quad (4-11)$$

onde σ_{j-1} corresponde ao máximo nível de tensão sintetizado pelas $j-1$ primeiras células, dado por:

$$\sigma_{j-1} = \sum_{k=1}^{j-1} \frac{(m_k - 1)V_k}{2}. \quad (4-12)$$

A Tabela 4-1 mostra os valores limites de V_j , obtidos com (4-10), para obter níveis de tensão igualmente espaçados quando todas as células sintetizam tensões de saída com o mesmo número de níveis. Quando uma célula sintetizar um número de níveis diferente das demais, deve-se utilizar a equação (4-10) para encontrar os valores limites de V_j .

Tabela 4-1. Valores limites de V_j para sintetizar níveis igualmente espaçados.

Células	V_j (p.u.)
2 níveis	1, 2, 4, ..., 2^{n-1}
3 níveis	1, 3, 9, ..., 3^{n-1}
4 níveis	1, 4, 16, ..., 4^{n-1}
5 níveis	1, 5, 25, ..., 5^{n-1}
⋮	⋮
m_j níveis	1, m_j , m_j^2 , ..., m_j^{n-1}

Assim, quando as restrições (4-8) e (4-10) são respeitadas, uma tensão de fase do inversor assimétrico pode assumir qualquer valor normalizado pertencente ao conjunto:

$$v_x(t) = \{-\sigma_n, -(\sigma_n - 1), -(\sigma_n - 2), \dots, (\sigma_n - 2), (\sigma_n - 1), \sigma_n\} \quad (4-13)$$

sendo σ_n o máximo nível de tensão sintetizado pelo inversor multinível assimétrico.

Uma vez que os elementos desse conjunto constituem uma progressão aritmética, é possível demonstrar que o número de níveis que um inversor multinível assimétrico com n células em série tem capacidade de sintetizar pode ser dado por:

$$m = 1 + 2\sigma_n \quad (4-14)$$

ou, reescrevendo:

$$m = 1 + \sum_{j=1}^n (m_j - 1)V_j. \quad (4-15)$$

De acordo com (4-5) e (4-15), os inversores multiníveis assimétricos podem sintetizar um maior número de níveis com um mesmo número de células em série. Ainda, o mesmo número de níveis pode ser obtido com combinações distintas de fontes de tensão, quantidades de células em série e/ou topologias, desde que σ_n permaneça o mesmo.

4.1.a) Células CC-CC conectadas em série

O conceito de conversores multiníveis híbridos também pode ser aplicado com células CC-CC em série, tais como as células *buck* mostradas na Figura 4-4.

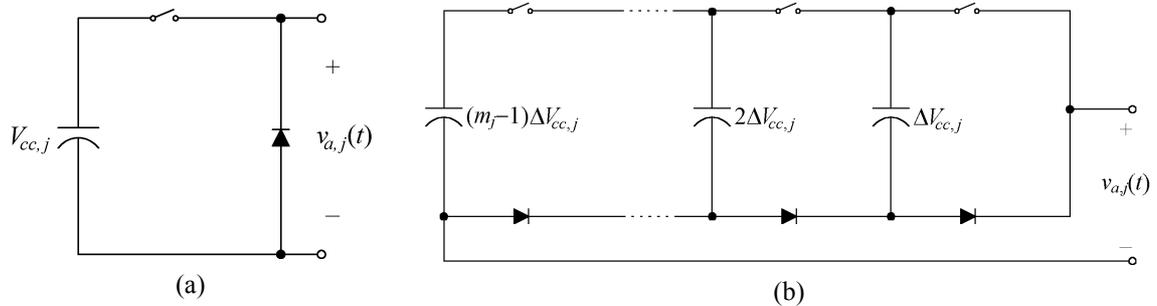


Figura 4-4. Células *buck*. (a) Dois níveis. (b) m_j níveis.

Nesse caso, a tensão de saída da j -ésima célula, com m_j níveis de tensão igualmente espaçados com $\Delta V_{cc,j}$, pode assumir qualquer valor pertencente ao conjunto:

$$v_{x,j}(t) = \{0, \Delta V_{cc,j}, 2\Delta V_{cc,j}, \dots, (m_j - 1)\Delta V_{cc,j}\}. \quad (4-16)$$

As equações (4-6)–(4-8) são também válidas quando células CC-CC são conectadas em série. Além disso, a restrição (4-10) e a equação (4-15) também se aplicam para células CC-CC, pois dependem somente do número de níveis e dos degraus de tensão sintetizados pelas células, independentemente de sua função. Entretanto, de acordo com (4-16), o maior nível de tensão sintetizado pelas $j-1$ primeiras células é dado por:

$$\sigma_{j-1} = \sum_{k=1}^{j-1} (m_k - 1)V_k. \quad (4-17)$$

Logo, para células CC-CC, as equações (4-11) e (4-14) tornam-se, respectivamente:

$$V_j \leq 1 + \sigma_{j-1} \quad (4-18)$$

$$m = 1 + \sigma_n. \quad (4-19)$$

4.2. Estratégia de modulação generalizada

Uma estratégia de modulação para inversores multiníveis híbridos foi apresentada no Capítulo 3 para células *H-bridge* em série, onde somente a célula de menor potência opera com PWM, pois opera com os menores níveis de tensão. As demais células, que

operam com maiores níveis de tensão e podem empregar dispositivos semicondutores de média e alta tensão, são moduladas em baixa frequência. Essa mesma estratégia pode ser generalizada para células multiníveis CC-CC e CC-CA, como ilustrado na Figura 4-5, que apresenta um diagrama de blocos simplificado da estratégia de modulação generalizada.

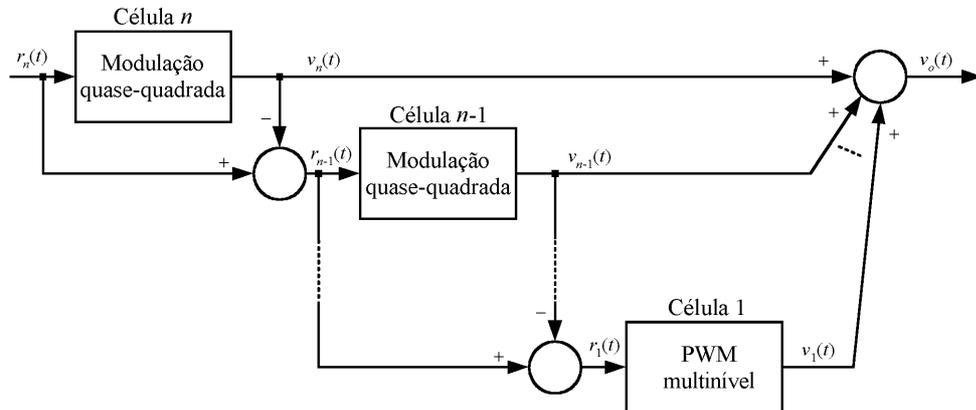


Figura 4-5. Estratégia de modulação híbrida generalizada.

Como descrito na seção 3.2, o sinal de referência do inversor multinível também é o sinal de referência da célula n . Esse sinal é comparado com uma determinada quantidade de níveis de tensão constantes, que dependem do número de níveis sintetizado pela célula.

Para células CC-CA que sintetizam números ímpares de níveis, o sinal de referência da célula n é comparado com $(m_n - 1)/2$ níveis de tensão, como mostrado na Figura 4-6(a). Para que as $n-1$ primeiras células tenham capacidade de sintetizar o sinal de referência $r_{n-1}(t)$, o k -ésimo nível de comparação da n -ésima célula é dado por:

$$\Psi_{n,k} = \sigma_{n-1} + (k-1)V_n, \quad k = 1, \dots, (m_n - 1)/2. \quad (4-20)$$

Tal como discutido no capítulo anterior para células H-*bridge*, outros níveis de comparação poderiam ser empregados para algumas configurações. Porém, o uso desses níveis de comparação não penaliza o conteúdo harmônico das tensões de saída para qualquer configuração que satisfaça as restrições impostas para a definição dos degraus de tensão.

Quando um sinal de referência positivo é maior do que k níveis de comparação, a saída da célula de maior potência deve ser igual a kV_n , como ilustrado na Figura 4-6(a). Além disso, para células CC-CA, quando um sinal de referência negativo é menor do que o valor negativo de k níveis de comparação, a saída desta célula deve ser igual a $-kV_n$. Essa estratégia de modulação em baixa frequência também pode ser aplicada para células CC-CC multiníveis, usando $(m_n - 1)$ níveis de comparação. Porém, como não é possível sintetizar níveis negativos de tensão, não ocorre a comparação com valores negativos.

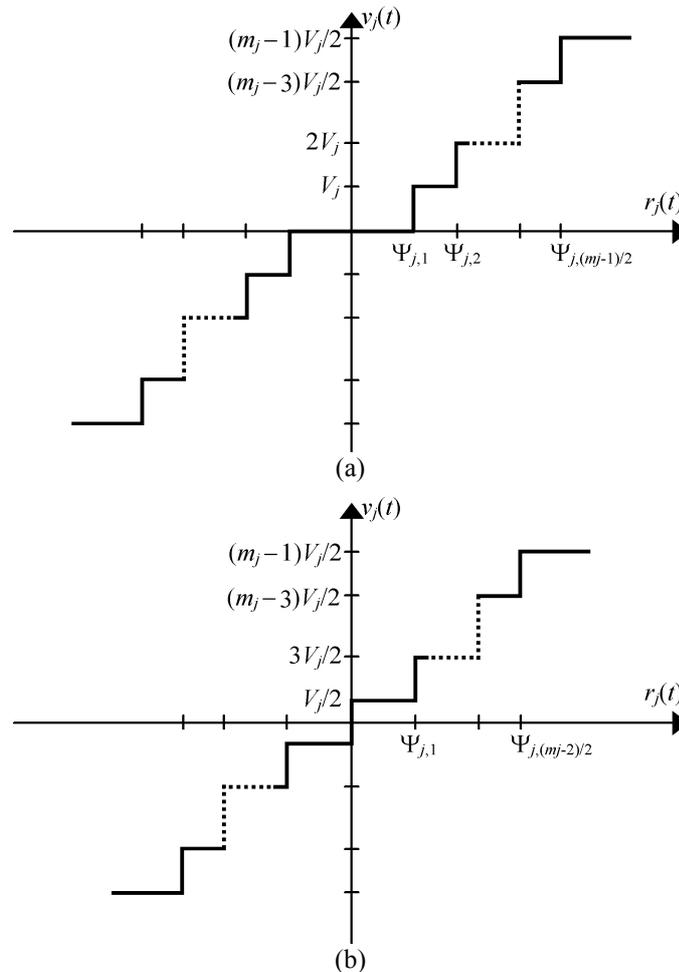


Figura 4-6. Modulação quase-quadrada para células CC-CA multiníveis.
 (a) Número ímpar de níveis. (b) Número par de níveis.

Por outro lado, para células CC-CA que sintetizam números pares de níveis, o sinal de referência da célula n é comparado com $(m_n - 2)/2$ níveis de tensão, como ilustrado na Figura 4-6(b), sendo o k -ésimo nível de comparação da n -ésima célula dado por:

$$\Psi_{n,k} = \sigma_{n-1} + (2k-1)\frac{V_n}{2}, \quad k = 1, \dots, (m_n - 2)/2. \quad (4-21)$$

Como não é possível sintetizar o nível zero de tensão, a saída dessa célula será igual a $V_n/2$ quando o sinal de referência é maior do que zero e menor que o primeiro nível de comparação. Então, para células CC-CA de dois níveis, a tensão será igual a $V_n/2$ quando o sinal de referência é positivo e igual a $-V_n/2$ quando o sinal de referência é negativo.

Após encontrar os sinais de comando dos interruptores das células de maior potência, o sinal de referência da j -ésima célula é a diferença entre a referência e a tensão de saída da célula $j + 1$. Esse sinal de referência, que corresponde à tensão que as células de maior potência não tiveram capacidade de sintetizar, é comparado com vários níveis de comparação tal como apresentado para a célula de maior potência. Por fim, o sinal de

referência da primeira célula é comparado com sinais triangulares de alta frequência com amplitude V_1 , empregando uma das estratégias PWM analisadas na seção 2.2.c. Nesse trabalho, optou-se por usar uma estratégia de modulação PD para a célula de menor potência, pois resulta em tensões de linha com menor THD, como mostrado na Figura 2-20.

Embora somente a célula de menor potência seja modulada por largura de pulso, a tensão de fase também pode ser modulada em alta frequência entre quaisquer níveis adjacentes quando os degraus de tensão das células são corretamente determinados. A Figura 4-7 apresenta alguns níveis de tensão sintetizados por duas células multiníveis em série cujos degraus uniformes de tensão são V_1 e V_2 , que possibilitam sintetizar tensões de saída moduladas em alta frequência entre quaisquer níveis adjacentes ao empregar a estratégia de modulação da Figura 4-5.

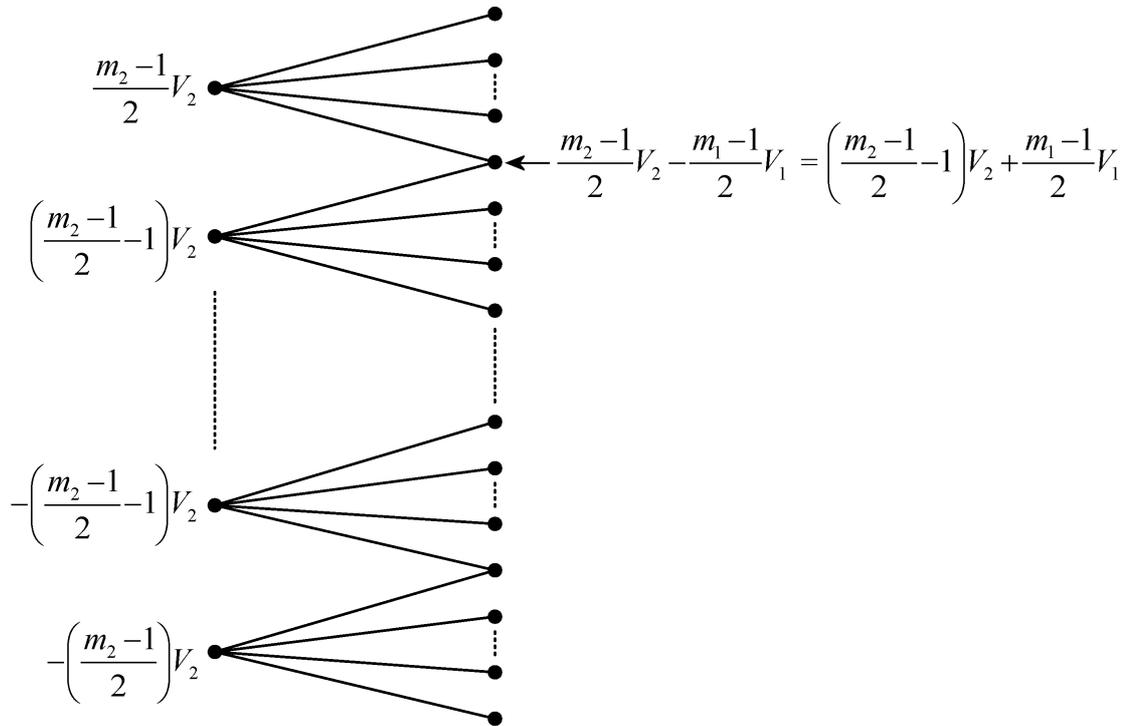


Figura 4-7. Valores limites dos degraus de tensão para sintetizar uma tensão de fase modulada em alta frequência entre quaisquer níveis de tensão adjacentes.

A seguinte condição pode ser obtida da Figura 4-7 e deve ser respeitada:

$$V_2 \leq (m_1 - 1)V_1. \quad (4-22)$$

Essa condição pode ser estendida para a j -ésima célula [69], dada por:

$$V_j \leq \sum_{k=1}^{j-1} (m_k - 1)V_k. \quad (4-23)$$

E também pode ser reescrita da seguinte forma para células CC-CA:

$$V_j \leq 2\sigma_{j-1}. \quad (4-24)$$

Por outro lado, usando (4-17) para células CC-CC, a restrição (4-23) torna-se:

$$V_j \leq \sigma_{j-1}. \quad (4-25)$$

A Tabela 4-2 mostra os valores limites de V_j , obtidos com (4-23), para obter tensões moduladas em alta frequência entre todos os níveis adjacentes quando todas as células em série sintetizam tensões de saída com o mesmo número de níveis.

Tabela 4-2. Valores limites de V_j para sintetizar tensões moduladas em alta frequência.

Células	V_j (p.u.)
2 níveis	1, 1, 2, ..., $1 \times 2^{n-2}$
3 níveis	1, 2, 6, ..., $2 \times 3^{n-2}$
4 níveis	1, 3, 12, ..., $3 \times 4^{n-2}$
5 níveis	1, 4, 20, ..., $4 \times 5^{n-2}$
⋮	⋮
m_j níveis	$1, (m_j - 1), (m_j - 1)m_j, \dots, (m_j - 1)m_j^{n-2}$

Ao comparar a Tabela 4-2 com a Tabela 4-1 pode-se verificar que os valores limites de V_j para sintetizar tensões de saída moduladas em alta frequência são menores do que os obtidos com (4-10). Quando (4-23) é satisfeita para todas as células, as harmônicas da tensão de saída estarão concentradas em torno das frequências múltiplas da frequência de comutação da célula de menor potência, tanto para células CC-CA quanto CC-CC.

Para exemplificar o princípio generalizado de operação dos conversores multiníveis híbridos e a imensa variedade de configurações que podem ser adotadas, a Figura 4-8 mostra três topologias distintas de inversores híbridos. A Figura 4-8(a) apresenta um inversor multinível com três células dois níveis em série e a Figura 4-8(b) mostra outro inversor empregando duas células cinco níveis em série. Além disso, a Figura 4-8(c) apresenta um inversor multinível usando células com dois, três e cinco níveis conectadas em série, ilustrando a possibilidade de conectar topologias distintas em série.

A Figura 4-9 apresenta as tensões de saída das células dois níveis que compõem o inversor multinível híbrido ilustrado na Figura 4-8(a), quando $V_1 = V_2 = 1$ p.u. e $V_3 = 2$ p.u. A forma de onda da tensão de fase, com cinco níveis distintos e modulada em alta frequência entre todos os níveis adjacentes, é mostrada na Figura 4-10.

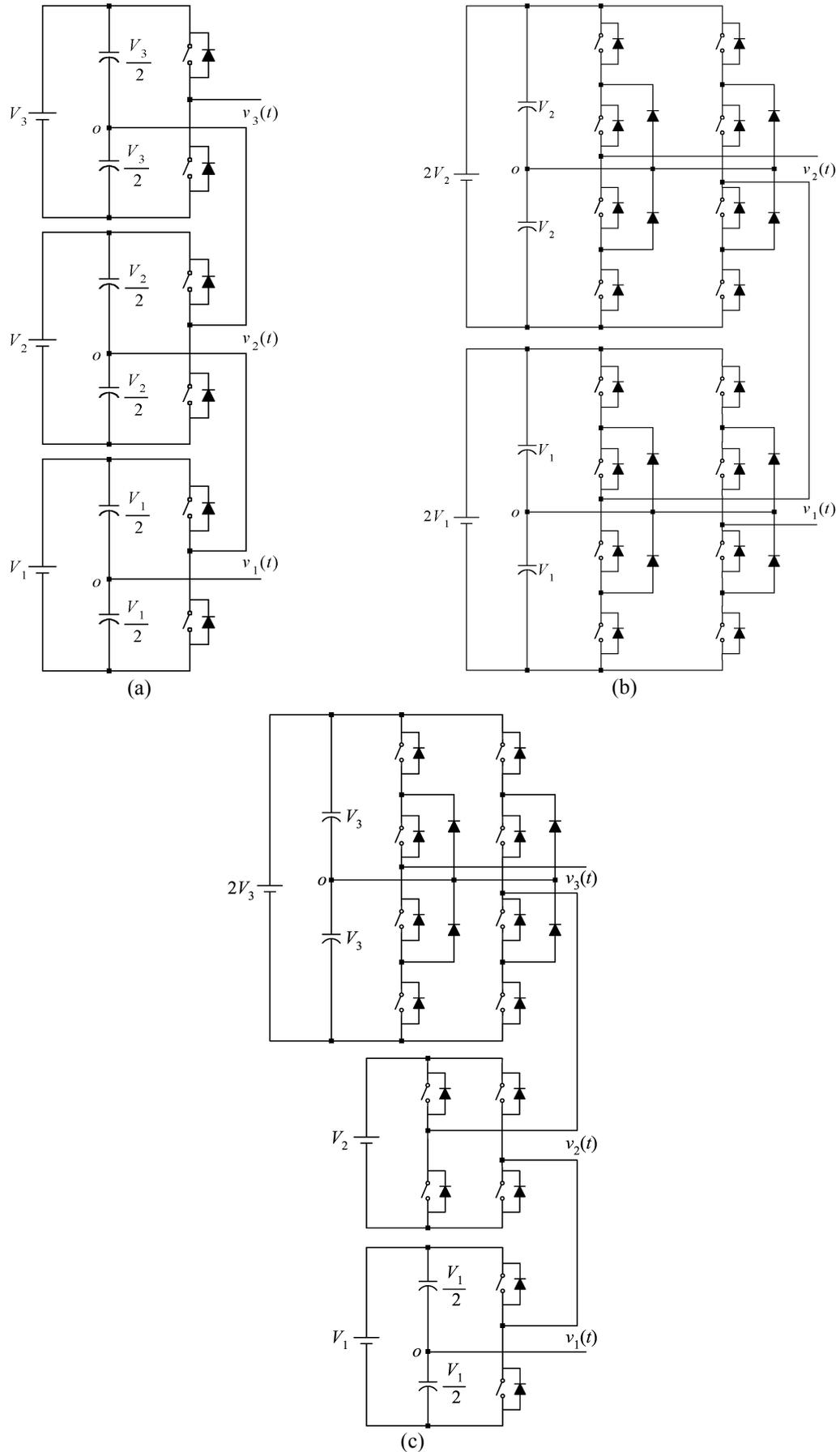


Figura 4-8. Configurações de inversores multiníveis híbridos. (a) Células dois níveis em série. (b) Células cinco níveis em série. (c) Células distintas em série.

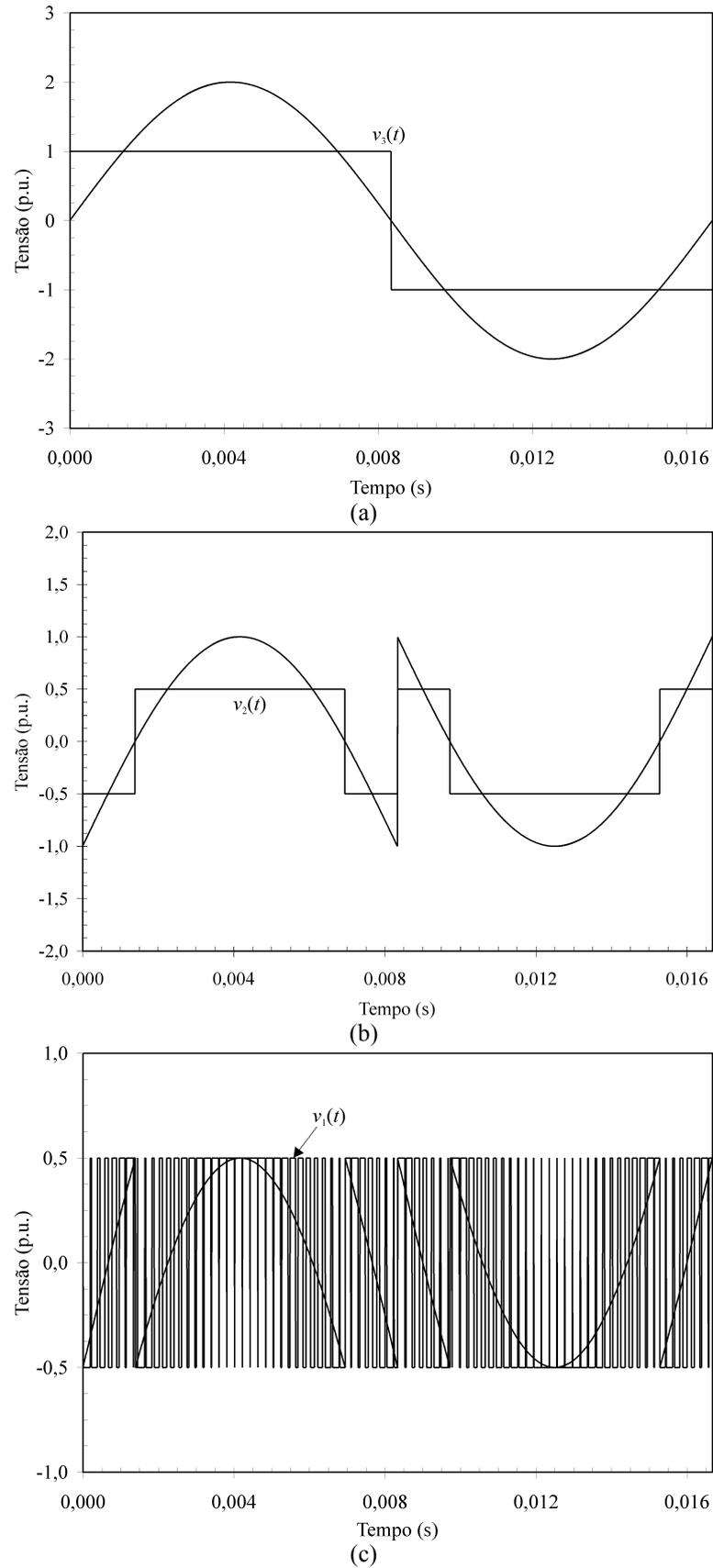


Figura 4-9. Inversor híbrido com três células dois níveis em série: tensão de saída e de referência das células ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 2$ p.u., $m_a = 1$, $m_f = 81$). (a) Célula 3. (b) Célula 2. (c) Célula 1.

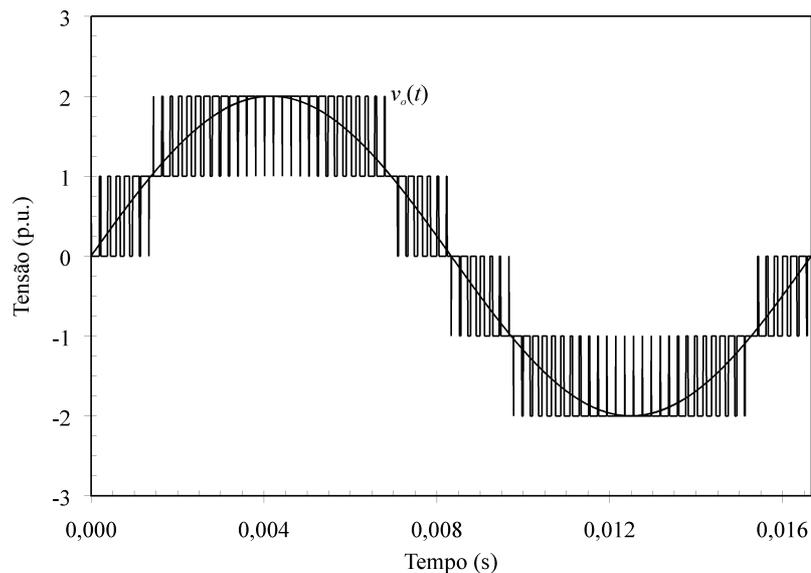


Figura 4-10. Inversor multinível híbrido com três células dois níveis conectadas em série: tensão de fase ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 2$ p.u., $m_a = 1$, $m_f = 81$).

Já a Figura 4-11 apresenta as formas de onda dos sinais de referência e das tensões de saída das duas células cinco níveis que compõem o inversor multinível representado na Figura 4-8(b), quando $V_1 = 1$ p.u. e $V_2 = 4$ p.u. É possível observar que a segunda célula, que opera com os maiores níveis de tensão e, portanto, processa maiores níveis de potência, é modulada em baixa frequência enquanto a primeira célula opera em alta frequência. Mesmo assim, como os degraus de tensão sintetizados por cada célula correspondem aos valores limites que satisfazem a restrição (4-23), a tensão de fase com vinte e um níveis distintos é modulada em alta frequência entre quaisquer níveis de tensão adjacentes, como ilustrado na Figura 4-12.

Por fim, a Figura 4-13 mostra os sinais de referência e as tensões de saída das três células que compõem uma fase do inversor multinível híbrido ilustrado na Figura 4-8(c). A primeira célula sintetiza dois níveis com diferença de tensão igual a 1 p.u., a segunda célula sintetiza três níveis com degraus de tensão de 1 p.u. e a terceira célula sintetiza cinco níveis com degraus de tensão de 3 p.u. Nessa configuração, somente os interruptores da célula de dois níveis operam em alta frequência, enquanto que os interruptores da célula de cinco níveis, que processam os maiores níveis de potência, operam na frequência fundamental. Entretanto, como V_1 , V_2 e V_3 satisfazem (4-23), a tensão de fase com dezesseis níveis distintos é modulada em alta frequência entre quaisquer níveis adjacentes, como mostrado na Figura 4-14.

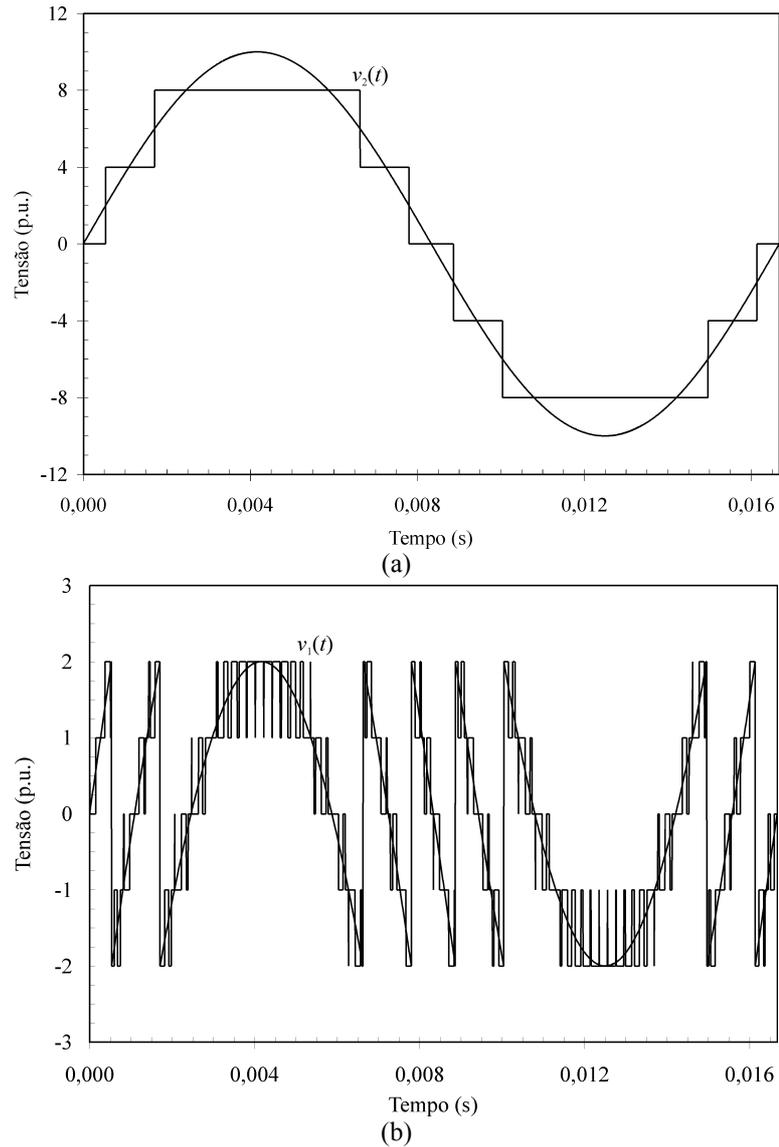


Figura 4-11. Inversor híbrido com duas células cinco níveis em série: tensão de saída e de referência das células ($V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 4$ p.u., $m_a = 1$, $m_f = 81$). (a) Célula 2. (b) Célula 1.

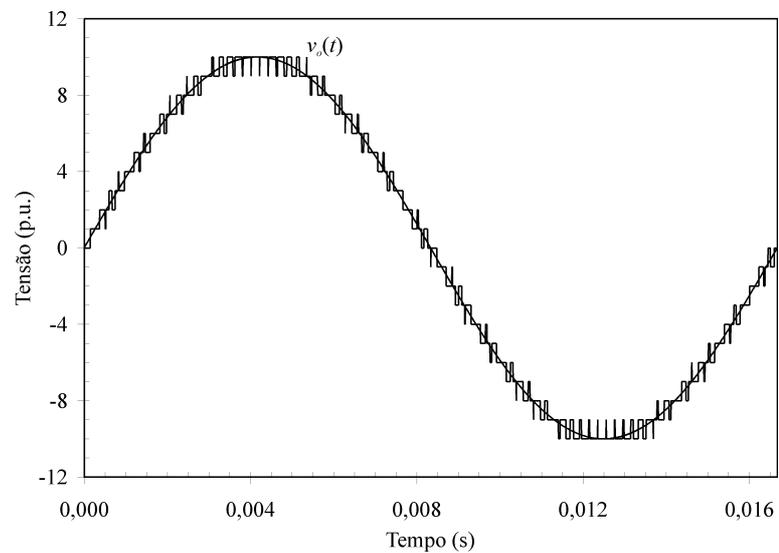


Figura 4-12. Inversor multinível híbrido com duas células cinco níveis conectadas em série: tensão de fase ($V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 4$ p.u., $m_a = 1$, $m_f = 81$).

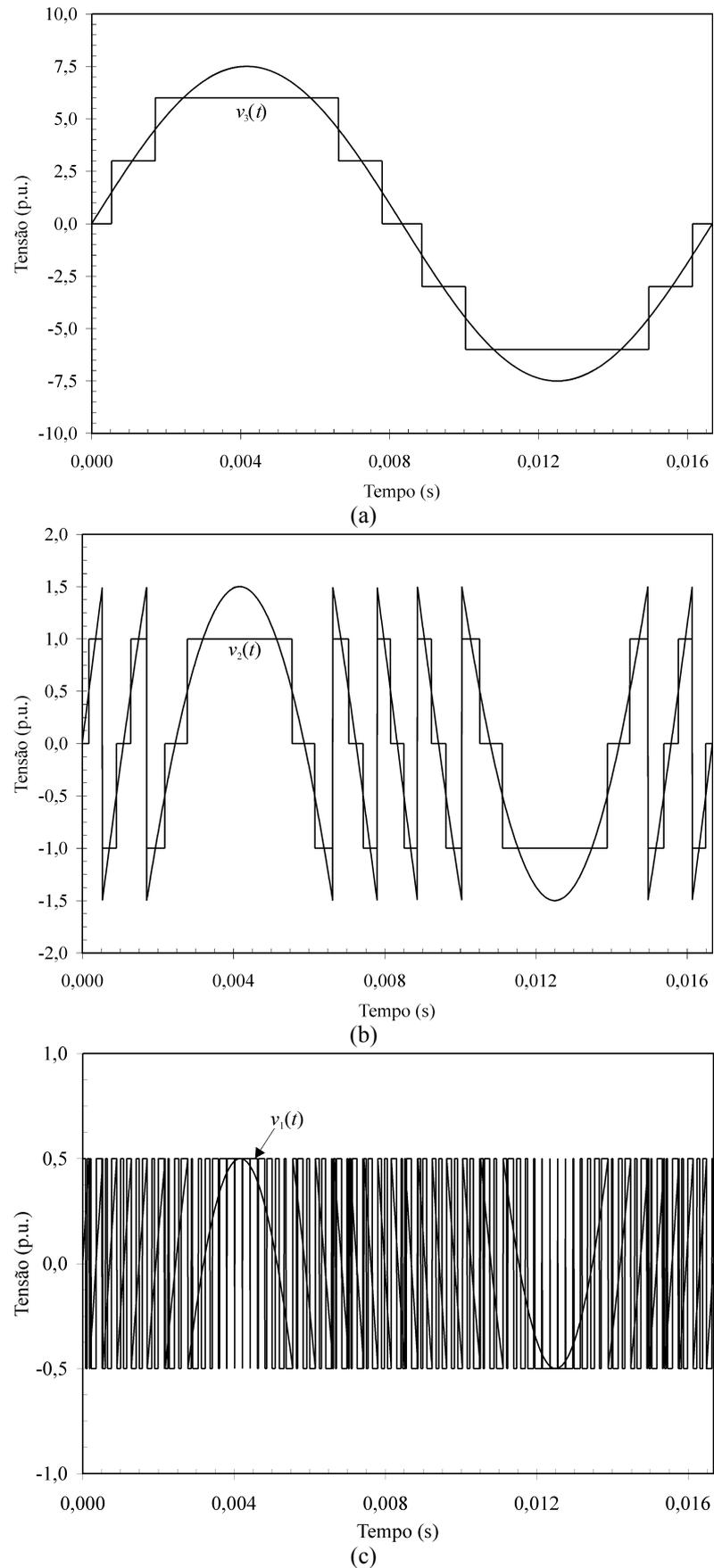


Figura 4-13. Inversor híbrido com três células distintas em série: tensão de saída e de referência das células ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 3$ p.u., $m_a = 1$, $m_f = 81$). (a) Célula 3. (b) Célula 2. (c) Célula 1.

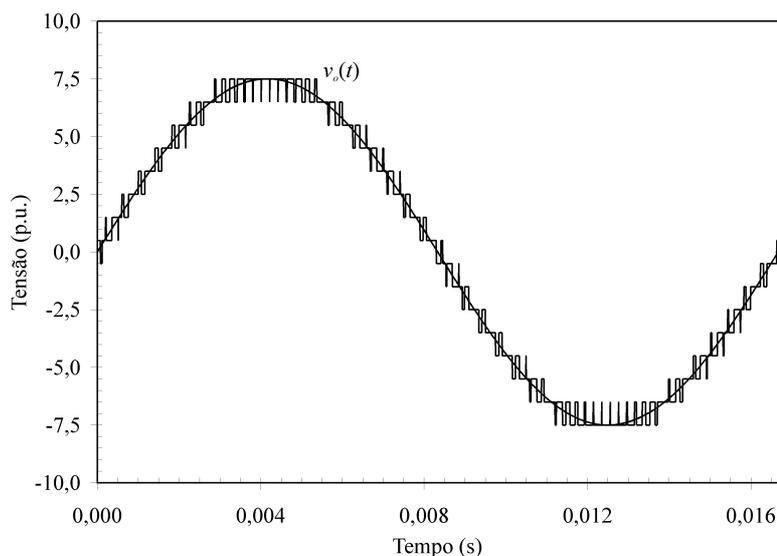


Figura 4-14. Inversor multinível híbrido com três células distintas conectadas em série: tensão de fase ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 3$ p.u., $m_a = 1$, $m_f = 81$).

Esses exemplos demonstram a enorme variedade de arranjos que podem ser empregados para obter um determinado número de níveis. Com isso, torna-se imprescindível desenvolver uma metodologia de projeto generalizada para definir o número de células conectadas em série, os níveis de tensão e também as topologias empregadas em cada célula.

4.3. Metodologia de projeto generalizada

Em qualquer sistema, a escolha da topologia adequada depende de diversos fatores, tais como custo, eficiência e componentes disponíveis para implementação. Assim, essa seção realiza uma análise detalhada entre topologias distintas de conversores multiníveis híbridos, e propõe uma metodologia de projeto para minimizar o número de interruptores. Outras considerações de projeto são também incluídas para reduzir a energia circulante entre as células, e também abordando a forma de implementação das fontes de tensão contínua e a disponibilidade de semicondutores para a implementação.

4.3.a) Minimização do número de interruptores

De acordo com (4-15), é possível maximizar o número de níveis sintetizado por um conversor multinível híbrido, sem acrescentar outros dispositivos de potência, utilizando os maiores valores permitidos para V_j . Para não penalizar o conteúdo harmônico das tensões de saída, os valores máximos de V_j podem ser obtidos de (4-23) e são dados por:

$$V_j = \sum_{k=1}^{j-1} (m_k - 1) V_k . \quad (4-26)$$

A Tabela 4-2 mostrou os valores limites de V_j quando todas as células sintetizam o mesmo número de níveis m_j . Nesse caso, como os valores limites de V_j variam de acordo com uma progressão geométrica com razão m_j , é possível demonstrar que o máximo número de níveis de uma tensão de fase é dado por:

$$m = 1 + (m_j - 1)m_j^{n-1}. \quad (4-27)$$

Considerando que todos os dispositivos empregados em uma dada célula são submetidos aos mesmos níveis de tensão e que todas as células CC-CA sintetizam o mesmo número de níveis, o número total de interruptores por fase (S) é:

$$S = 2(m_j - 1)n. \quad (4-28)$$

Logo, pode-se relacionar o número máximo de níveis sintetizado por um inversor com o número total de interruptores por fase. Como exemplo, a Figura 4-15 mostra o número máximo de níveis sintetizado por inversores multiníveis híbridos, usando somente células com dois, três ou cinco níveis, em função do número de interruptores por fase.

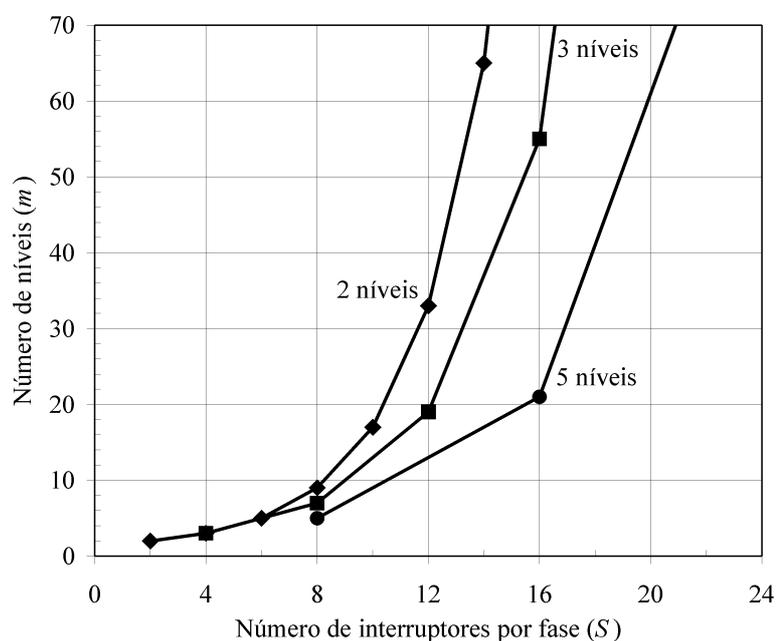


Figura 4-15. Número de interruptores por fase versus número máximo de níveis.

De acordo com essa figura pode-se concluir que uma configuração usando somente células dois níveis sintetizará um maior número de níveis para um dado número de interruptores. Por outro lado, pode-se também dizer que essa configuração sintetizará um determinado número de níveis com o número mínimo de interruptores. Qualquer outra configuração, empregando somente células com um maior número de níveis ou usando

células distintas, necessitará um número maior de interruptores, ou no mínimo igual, que o inversor multinível com células dois níveis conectadas em série.

Dessa forma, após definir o número de níveis que o inversor deve ser capaz de sintetizar, a Figura 4-15 mostra o número mínimo de interruptores por fase e, portanto, o número de células dois níveis em série para satisfazer essa especificação. Os valores dos degraus de tensão sintetizados por cada célula podem ser obtidos da Tabela 4-2. Como os valores dos degraus de tensão das duas primeiras células dois níveis são iguais a 1 p.u., pode-se ainda substituir essas células por uma única célula de três níveis. Assim, consegue-se reduzir o número de fontes isoladas sem afetar o número de interruptores.

4.3.b) Redução da energia circulante

No Capítulo 3 foi demonstrado que, dependendo dos níveis de tensão das células *H-bridge*, pode existir uma energia circulante entre as células CC-CA em série. Essa energia aumenta as perdas do sistema, tornando necessário a eliminação ou a minimização dessa energia circulante. Por outro lado, células CC-CC não têm capacidade para sintetizar níveis negativos de tensão e, conseqüentemente, não existe energia circulante entre as células CC-CC em série. Assim, os níveis de tensão das células CC-CC podem ser obtidos a partir do limite superior da restrição (4-25), minimizando o número de interruptores.

A Figura 4-16 ilustra as componentes fundamentais das tensões sintetizadas por quatro células CC-CA dois níveis em série, usando $V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 2$ p.u. e $V_4 = 4$ p.u.

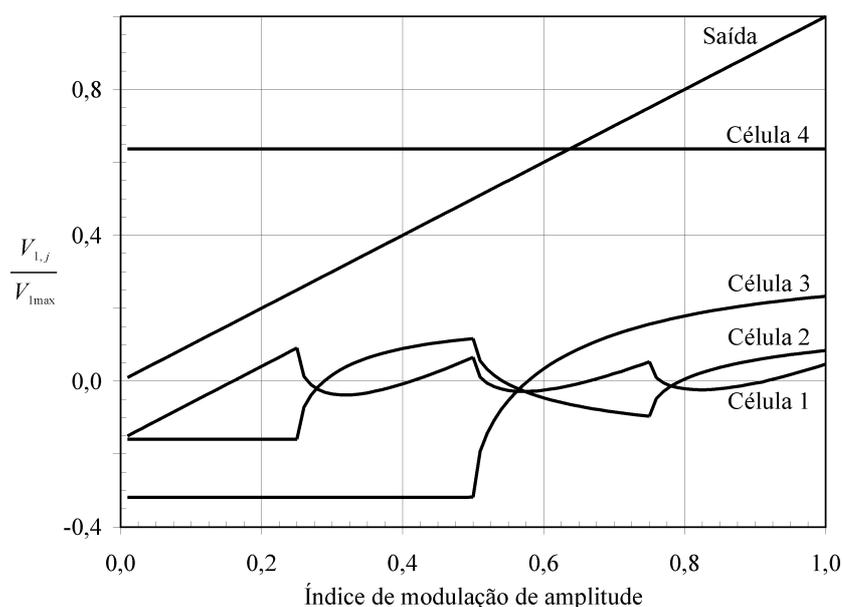


Figura 4-16. Componentes fundamentais das tensões sintetizadas por quatro células dois níveis com valores limites de V_j .

Com essa configuração, obtida na metodologia de projeto proposta na seção anterior, consegue-se sintetizar uma tensão de fase modulada em alta frequência e com nove níveis distintos, empregando apenas oito interruptores por fase. Contudo, pode-se perceber que a quarta célula sintetiza uma componente fundamental de tensão maior do que a fundamental de saída para valores reduzidos de m_a . Em termos de potência ativa, essa célula CC-CA processa níveis de potência maiores do que a quantidade drenada pela carga. Esse nível excessivo de potência deve ser regenerado para a fonte de entrada pelas outras células, resultando em uma energia circulante entre as mesmas.

Portanto, como a n -ésima célula processa os maiores níveis de potência, a potência processada por essa célula não deve ser maior que a quantidade drenada pela carga, de modo que a energia circulante entre as células CC-CA seja reduzida sem afetar expressivamente o número de níveis sintetizado com um determinado número de interruptores. Assim, de forma similar ao desenvolvido no Capítulo 3, deve-se verificar o valor máximo dos degraus de tensão sintetizados pela célula CC-CA de maior potência (V_n), tal que essa célula processe a máxima potência aparente fundamental sem exceder a quantidade de potência consumida pela carga.

De acordo com (4-24) pode-se considerar que:

$$V_n = K_n \sigma_{n-1}, \quad K_n \leq 2. \quad (4-29)$$

Assim, a Figura 4-17 apresenta a componente fundamental da tensão sintetizada pela célula de maior potência para valores distintos de K_n , e conseqüentemente de V_n , e também usando topologias distintas para essa célula.

Como a tensão de saída de uma célula dois níveis é igual a $V_n/2$ quando o sinal de referência é positivo e $-V_n/2$ quando a referência é negativa, a fundamental da tensão de saída permanece constante para qualquer valor de m_a , como mostra a Figura 4-17(a) para valores distintos de K_n . Logo, quando uma célula dois níveis é empregada como a célula de maior potência, ela sintetiza uma fundamental de tensão maior que a fundamental da tensão de saída para uma faixa de valores de m_a , independentemente do valor de K_n . Essa mesma conclusão pode ser obtida para qualquer célula que sintetiza um número par de níveis, como ilustra a Figura 4-17(c) para uma célula quatro níveis, pois a mesma sintetizará somente dois níveis de tensão para valores reduzidos de m_a . Embora essa componente fundamental excessiva seja reduzida com o acréscimo do número de níveis, células que sintetizam números pares de níveis não poderiam ser empregadas quando se deseja reduzir a energia circulante em todos os pontos de operação.

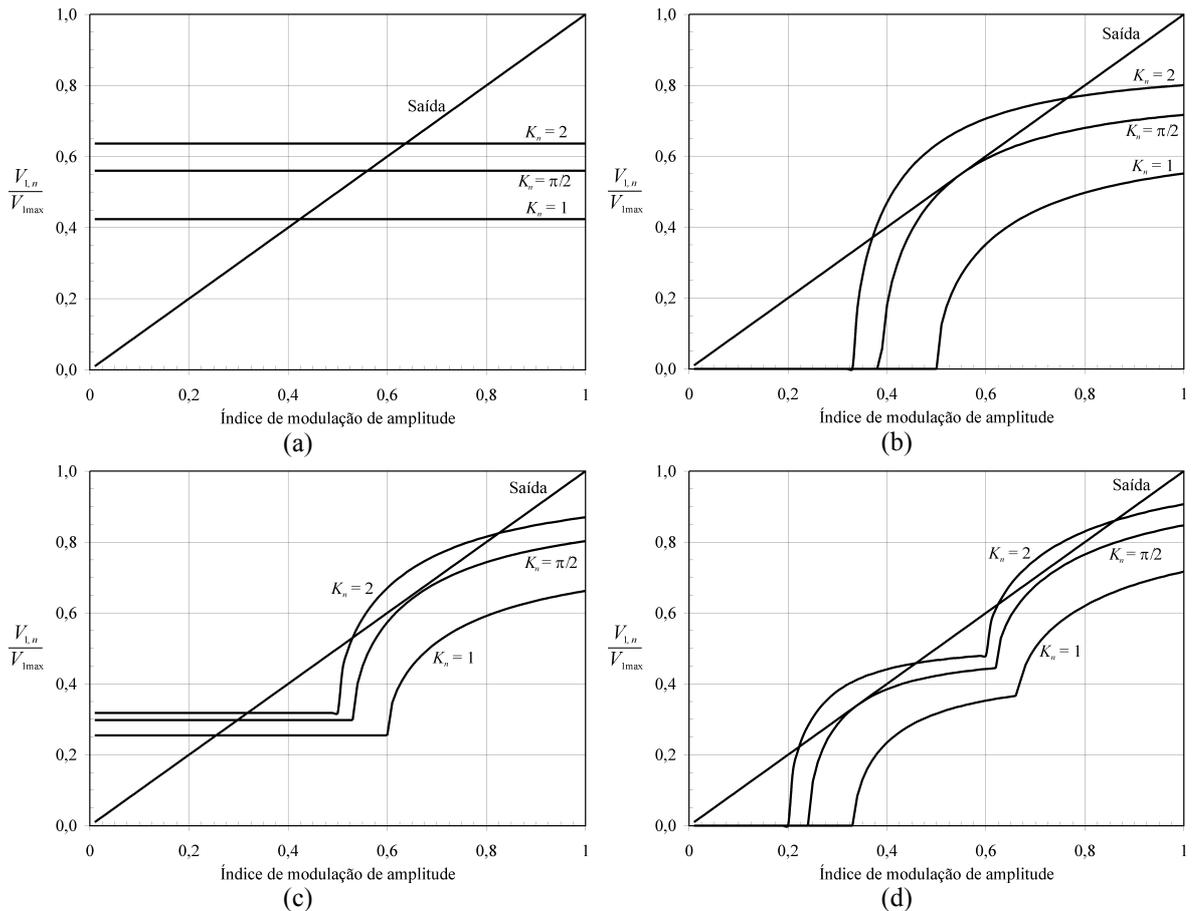


Figura 4-17. Fundamental de tensão sintetizada pela célula de maior potência com valores distintos de V_n .
(a) Célula dois níveis. (b) Célula três níveis. (c) Célula quatro níveis. (d) Célula cinco níveis.

Por outro lado, a Figura 4-17(b) e a Figura 4-17(d) mostram que uma célula de maior potência de três ou cinco níveis, respectivamente, sintetiza a máxima componente fundamental de tensão, sem exceder a fundamental da tensão de saída para qualquer índice de modulação de amplitude, quando $K_n = \pi/2$. Dessa forma, a célula de maior potência deve sintetizar um número ímpar de níveis e o valor normalizado dos seus degraus de tensão deve satisfazer a seguinte restrição para reduzir a energia circulante entre as células:

$$V_n \leq \frac{\pi}{2} \sigma_{n-1}. \quad (4-30)$$

As demais células, que também sintetizarão números ímpares de níveis, podem usar os valores limites dos níveis de tensão, obtidos com (4-24). Com isso, as células de menor potência poderão processar níveis de potência maiores do que a quantidade drenada pela carga, mas o valor da potência excessiva não será significativo se comparado com a quantidade de potência processada pela n -ésima célula.

Considerando que todas as células sintetizam números ímpares de níveis e que o valor normalizado dos degraus de tensão da célula de maior potência satisfaz (4-30),

novamente pode-se relacionar o número máximo de níveis sintetizado por um inversor multinível com o número total de interruptores por fase. A Figura 4-18 ilustra o número de níveis sintetizado por inversores multiníveis híbridos, usando somente células com três, cinco ou sete níveis, em função do número de interruptores empregado por fase.

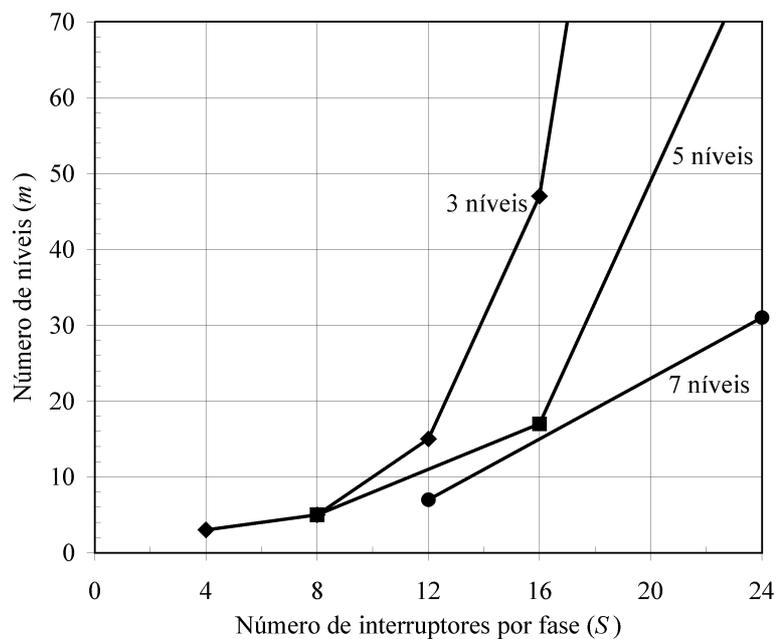


Figura 4-18. Redução da energia circulante entre as células: número de interruptores por fase versus número máximo de níveis.

De acordo com essa figura, percebe-se que um maior número de níveis pode ser sintetizado ao usar somente células três níveis em série, quando se deseja que a célula de maior potência não processe níveis de potência maiores do que a quantidade drenada pela carga. Qualquer outra combinação de células capazes de sintetizar números ímpares de níveis irá resultar em um menor número de níveis. Para ilustrar isso, a Tabela 4-3 apresenta uma comparação entre dois inversores multiníveis híbridos, ambos com doze interruptores por fase e satisfazendo as restrições impostas para reduzir a energia circulante entre as células.

Tabela 4-3. Comparação entre duas configurações híbridas com energia circulante reduzida.

Parâmetros	Configuração 1	Configuração 2
Número de células	3	2
Topologias	Todas as células 3 níveis	Célula 1 (5 níveis) Célula 2 (3 níveis)
Degaus de tensão	$V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 2$ p.u., $V_3 = 4$ p.u.	$V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 3$ p.u.
Número de níveis	15	11

Conforme esperado, a topologia que emprega uma célula cinco níveis em série com uma célula três níveis sintetiza um número de níveis menor que o obtido com o inversor que usa somente células três níveis. Como a célula cinco níveis pode ser representada por duas células três níveis simétricas em série, os valores dos degraus de tensão da célula de menor potência não apresentam a máxima assimetria permissível e, conseqüentemente, o número de níveis das tensões de saída é menor.

Como o uso de somente células três níveis em série resulta em um maior número de níveis, pode-se usar a metodologia de projeto proposta na seção 3.4 para obter os principais parâmetros de inversores multiníveis híbridos com energia circulante reduzida.

4.3.c) Forma de implementação das fontes de tensão contínua

As topologias adotadas para implementar as fontes de tensão contínua de cada célula em aplicações com transferência de potência ativa também afetam a determinação dos parâmetros de um inversor multinível híbrido. Para exemplificar essa afirmação, duas configurações de retificadores serão adotadas nessa análise:

- Fontes de todas as células implementadas com retificadores unidirecionais;
- O retificador da célula de menor potência é substituído por um retificador bidirecional.

4.3.c.i) Retificadores unidirecionais

Quando as fontes de tensão de todas as células são implementadas com retificadores unidirecionais, tais como retificadores não controlados, nenhuma célula permite o fluxo de energia da carga para a fonte de tensão alternada de entrada. Portanto, nenhuma célula pode sintetizar componentes fundamentais negativas de tensão para qualquer índice de modulação de amplitude no modo motorização ($0 \leq m_a \leq 1$), ou seja:

$$V_{1,j} \geq 0, \quad j = 1, 2, \dots, n. \quad (4-31)$$

Para que essa restrição seja satisfeita deve-se garantir, inicialmente, que nenhuma célula sintetize uma componente fundamental de tensão maior que a fundamental da tensão de saída. Logo, todas as células devem sintetizar números ímpares de níveis.

Além disso, os valores dos degraus de tensão de todas as células devem ser corretamente determinados. Como o valor normalizado do degrau de tensão da primeira

célula é definido como 1 p.u., deve-se encontrar o valor limite do degrau de tensão da segunda célula que garante que a célula de menor potência não sintetizará uma componente fundamental negativa de tensão quando somente essas duas células estiverem operando. Posteriormente, deve-se obter o valor limite de V_3 que garante que as duas primeiras células não sintetizarão uma componente fundamental negativa de tensão quando essas três células estiverem operando. Esse princípio é estendido até a n -ésima célula, obtendo o número máximo de níveis que pode ser sintetizado quando retificadores unidirecionais são empregados no estágio retificador de entrada.

A Tabela 4-4 apresenta o número máximo de níveis que pode ser sintetizado nessa situação, usando somente células de três, cinco ou sete níveis em série. De acordo com esses resultados, um maior número de níveis pode ser sintetizado usando somente células três níveis em série. Porém, o mesmo número de níveis pode ser sintetizado com células cinco níveis quando oito ou dezesseis interruptores são empregados por fase.

Tabela 4-4. Comparação entre configurações multiníveis híbridas que permitem o uso de retificadores unidirecionais em todas as células.

Interruptores por fase	Células três níveis		Células cinco níveis		Células sete níveis	
	m	Topologia	m	Topologia	m	Topologia
8	5	2 células ($V_1 = V_2 = 1$ pu)	5	1 célula ($V_1 = 1$ pu)	–	–
12	9	3 células ($V_1 = V_2 = 1$ pu, $V_3 = 2$ pu)	–	–	7	1 célula ($V_1 = 1$ pu)
16	17	4 células ($V_1 = V_2 = 1$ pu, $V_3 = 2$ pu, $V_4 = 4$ pu)	17	2 células ($V_1 = 1$ pu, $V_2 = 3$ pu)	–	–
20	35	5 células ($V_1 = V_2 = 1$ pu, $V_3 = 2$ pu, $V_4 = 4$ pu, $V_5 = 9$ pu)	–	–	–	–
24	73	6 células ($V_1 = V_2 = 1$ pu, $V_3 = 2$ pu, $V_4 = 4$ pu, $V_5 = 9$ pu, $V_6 = 19$ pu)	53	3 células ($V_1 = 1$ pu, $V_2 = 3$ pu, $V_3 = 9$ pu)	31	2 células ($V_1 = 1$ pu, $V_2 = 4$ pu)

Em todas as configurações com células três níveis, as duas primeiras células operam com os mesmos níveis de tensão. Logo, é possível empregar uma única célula cinco níveis, sem penalizar a relação entre o número de níveis e de interruptores.

Assim, a Figura 4-19 mostra resultados de simulação de um inversor híbrido composto por uma célula cinco níveis de menor potência em série com uma célula três níveis que sintetiza uma tensão de saída com níveis igualmente espaçados com 3 p.u. Com essa topologia, é possível obter onze níveis de tensão sem regenerar energia para qualquer

valor de m_a , como ilustrado na Figura 4-20(a). Por outro lado, usando células três níveis com $V_1 = V_2 = 1$ p.u. e $V_3 = 3$ p.u. para sintetizar os mesmos onze níveis, a Figura 4-20(b) mostra que a célula de menor potência deve suportar um fluxo bidirecional de energia para uma faixa de valores de m_a . Logo, mesmo apresentando o mesmo número de dispositivos e sintetizando o mesmo número de níveis, essa última configuração não pode ser empregada quando as fontes de tensão são implementadas com retificadores unidirecionais.

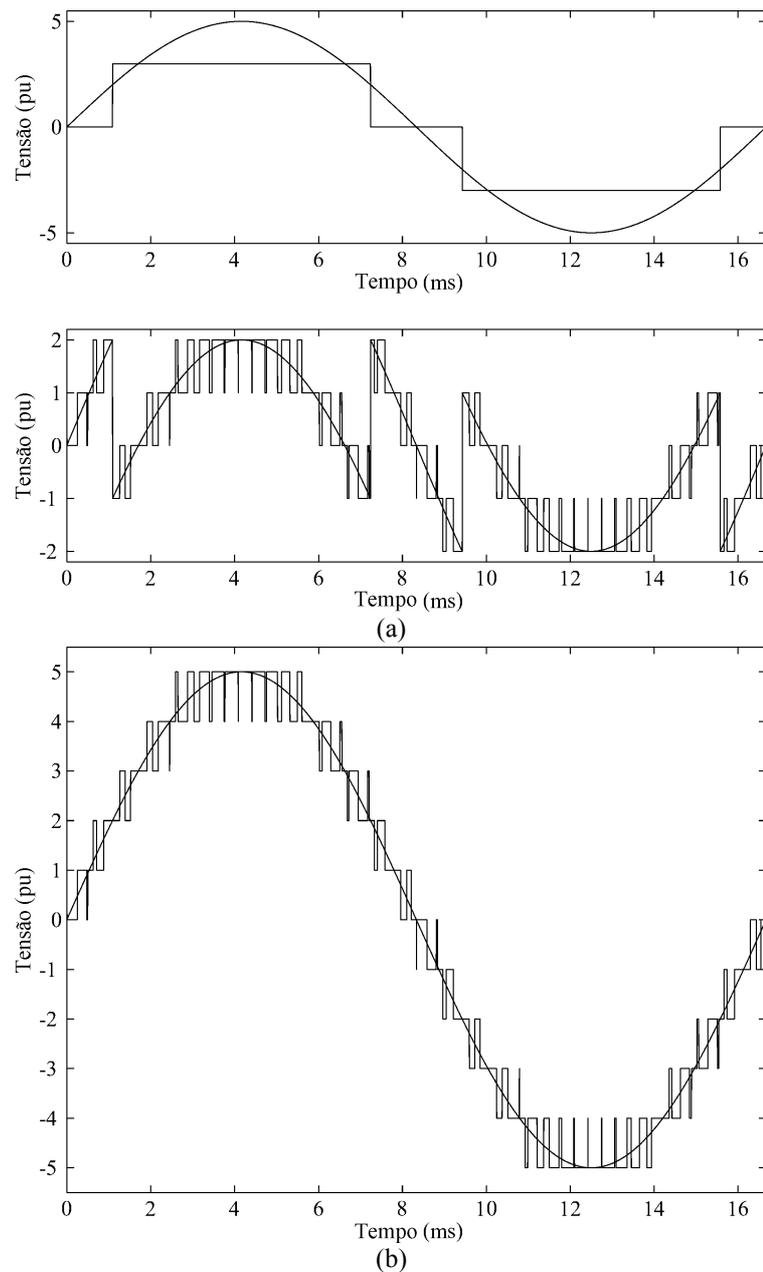


Figura 4-19. Inversor híbrido de 11 níveis composto por uma célula cinco níveis ($V_1 = 1$ p.u.) em série com uma célula três níveis ($V_2 = 3$ p.u.). (a) Referência e tensão de saída das células em série. (b) Referência e tensão de fase de saída.

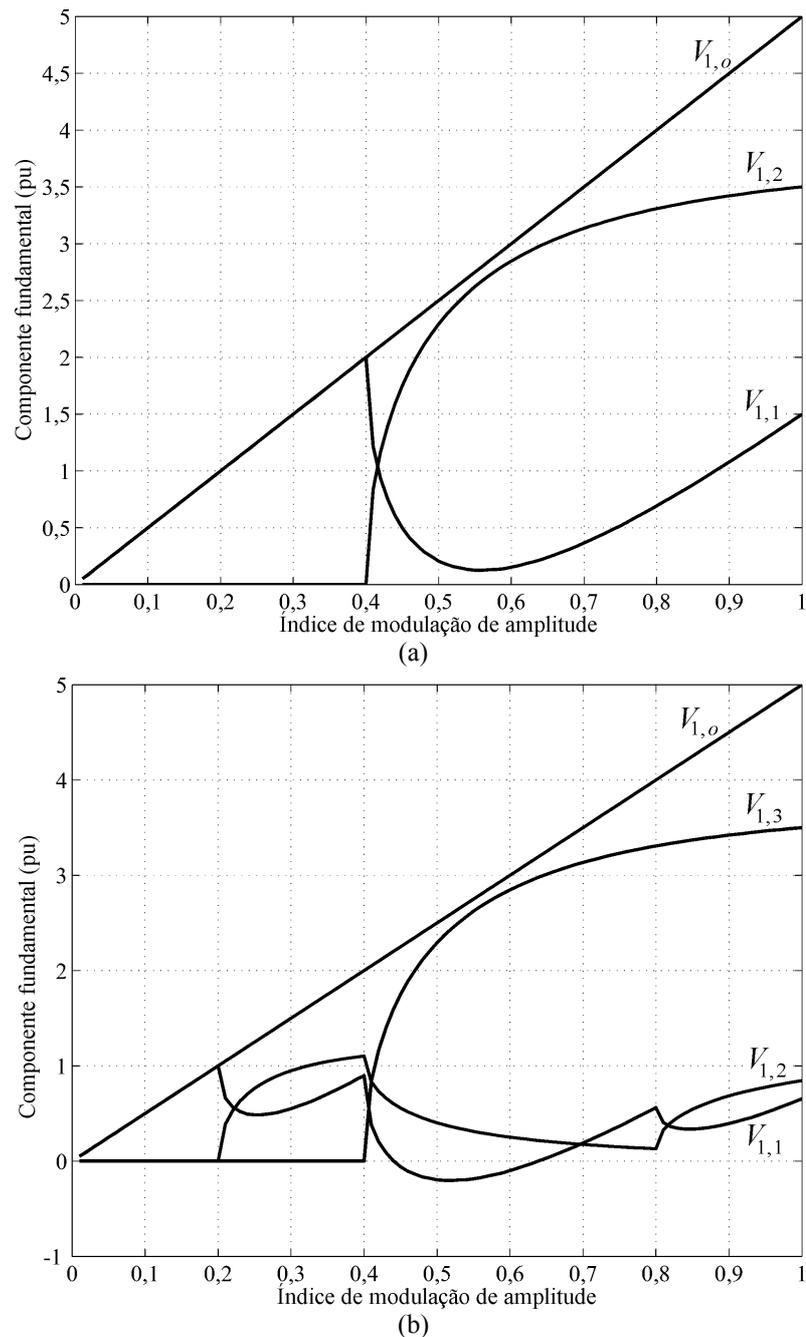


Figura 4-20. Componentes fundamentais. (a) Inversor híbrido de 11 níveis composto por uma célula cinco níveis ($V_1 = 1$ p.u.) e uma célula três níveis ($V_2 = 3$ p.u.). (b) Inversor híbrido de 11 níveis composto por três células de 3 níveis ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 3$ p.u.).

Ao aumentar o número de interruptores por fase, a configuração que utiliza um inversor de cinco níveis para a célula de menor potência e as demais células de três níveis também sintetizará um maior número de níveis quando comparado com as estruturas que utilizam somente células três níveis. A Tabela 4-5 mostra o número máximo de níveis sintetizado com essa configuração em função do número de interruptores por fase, quando se deseja usar retificadores com diodos no estágio de entrada.

Tabela 4-5. Inversores multiníveis híbridos que permitem o uso de retificadores unidirecionais em todas as células, usando uma célula de menor potência de cinco níveis e as demais células de três níveis.

Interruptores por fase	Número de células	Degraus de tensão	Número de níveis
12	2	$V_1 = 1 \text{ p.u.}, V_2 = 3 \text{ p.u.}$	11
16	3	$V_1 = 1 \text{ p.u.}, V_2 = 3 \text{ p.u.}, V_3 = 6 \text{ p.u.}$	23
20	4	$V_1 = 1 \text{ p.u.}, V_2 = 3 \text{ p.u.}, V_3 = 6 \text{ p.u.}, V_4 = 12 \text{ p.u.}$	47
24	5	$V_1 = 1 \text{ p.u.}, V_2 = 3 \text{ p.u.}, V_3 = 6 \text{ p.u.}, V_4 = 12 \text{ p.u.}, V_5 = 26 \text{ p.u.}$	99

Comparando a Tabela 4-5 com a Tabela 4-4 percebe-se claramente o acréscimo de número de níveis, mesmo usando o mesmo número de interruptores. Portanto, a partir do número mínimo de níveis desejado e da Tabela 4-5 pode-se definir os parâmetros de um inversor multinível híbrido que possibilita a implementação de retificadores unidirecionais.

4.3.c.ii) Célula de menor potência com retificador bidirecional

Outra configuração usada para a implementação das fontes de tensão contínua foi proposta em [65] e denominada de retificador multinível híbrido. Essa configuração, ilustrada na Figura 2-36, usa um retificador não controlado para a célula de maior potência e um retificador controlado monofásico para a célula de menor potência, atuando como filtro ativo para reduzir a THD da corrente de entrada. Como esse retificador permite o fluxo bidirecional de energia, a célula com a menor fonte de tensão pode sintetizar uma componente fundamental de tensão negativa.

Logo, a restrição (4-31) pode ser relaxada para a primeira célula, tornando-se:

$$V_{1,j} \geq 0, \quad j = 2, 3, \dots, n. \quad (4-32)$$

Como a primeira célula pode sintetizar uma componente fundamental negativa, o valor normalizado do degrau de tensão da segunda célula pode ser o valor limite que satisfaz a restrição (4-24). Por outro lado, deve-se obter o valor limite de V_3 que garante que somente a primeira célula sintetizará uma componente fundamental negativa de tensão quando essas três células estiverem operando. Esse princípio é estendido até a n -ésima célula, obtendo o número máximo de níveis que pode ser sintetizado quando retificadores unidirecionais são empregados para as células de maior potência e um retificador bidirecional é usado somente na célula que opera em alta frequência.

Utilizando esse princípio, a Figura 4-21 apresenta o número máximo de níveis sintetizado por inversores multiníveis híbridos, usando somente células com três, cinco ou sete níveis, em função do número de interruptores empregado por fase.

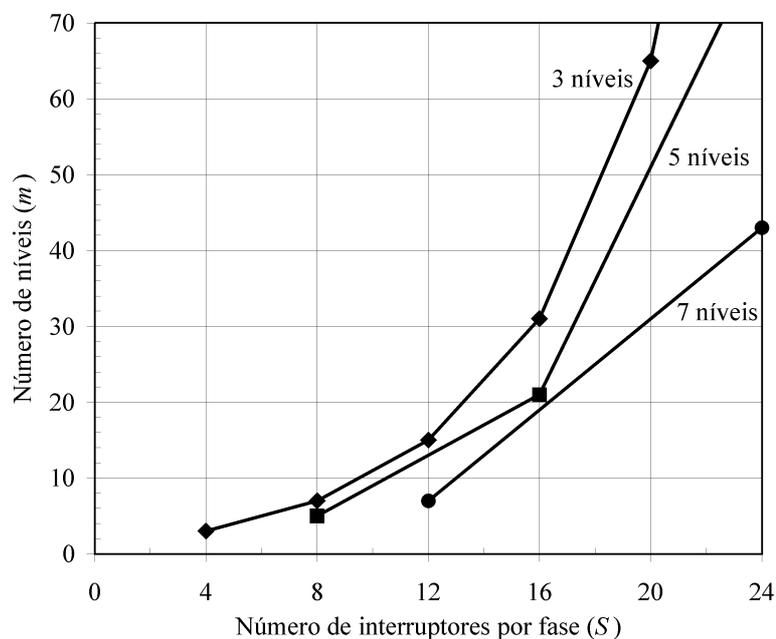


Figura 4-21. Célula de menor potência com retificador bidirecional: número de interruptores por fase versus número máximo de níveis.

Novamente, percebe-se que um maior número de níveis pode ser sintetizado ao usar somente células três níveis em série. Qualquer outra combinação de células multiníveis resultará em um menor número de níveis, pois qualquer célula simétrica que sintetiza um maior número ímpar de níveis pode ser visualizada como várias células três níveis operando com os mesmos valores de tensão e que, portanto, sintetizam um menor número de níveis. Portanto, como a utilização de somente células três níveis em série resulta em um maior número de níveis, pode-se empregar a Figura 3-34 para determinar os valores de tensão de todas as células.

4.3.d) Disponibilidade de semicondutores para a implementação

Com a definição das topologias de inversores multiníveis que empregam o menor número de interruptores para diferentes especificações, pode-se empregar o algoritmo apresentado na Tabela 4-6 para determinar os principais parâmetros de um inversor multinível híbrido. Essa metodologia de projeto pode ser utilizada quando não existem restrições para a escolha dos dispositivos de potência, mais especificamente dos semicondutores, usados nas células conectadas em série.

Tabela 4-6. Metodologia de projeto I: qualquer tecnologia de interruptores.

1. De acordo com a especificação da THD das tensões de saída do inversor multinível híbrido, determina-se o número mínimo de níveis (m_{\min}) que o inversor deve sintetizar com a Figura 3-24.
2. Em função do número mínimo de níveis, obtido no passo anterior, e de características específicas da aplicação determina-se a configuração que sintetiza o número de níveis desejado com o menor número de interruptores.
3. Com a definição da configuração e do número mínimo de interruptores, determina-se o número de células em série e os valores limites de degraus de tensão que sintetizam o maior número de níveis com esse número de interruptores. Com a definição do número de níveis pode-se obter a frequência de comutação da célula de menor potência com a Figura 3-37.
4. A partir da amplitude da tensão de saída, do índice de modulação de amplitude nominal e dos parâmetros obtidos no passo anterior especificam-se os dispositivos de potência de cada célula.

Essa metodologia emprega toda a análise realizada nesse capítulo para determinar, no passo 2, a configuração que sintetiza o número de níveis desejado com o menor número de interruptores. Por fim, as tecnologias dos interruptores são definidas no passo 4, em função da amplitude da tensão de saída e dos degraus de tensão sintetizados pelas células em série, que são obtidos no terceiro passo.

Por outro lado, podem ocorrer situações em que as tecnologias dos interruptores usados em uma ou mais células já estão definidas por outros fatores, tais como eficiência, custo e disponibilidade no mercado. Logo, pode existir uma limitação dos degraus de tensão sintetizados por algumas células. Com isso, outra metodologia de projeto é proposta na Tabela 4-7, considerando também a especificação de tensão dos interruptores empregados em cada célula.

Ao definir as tecnologias dos interruptores de uma ou mais células, os degraus de tensão sintetizados pelas mesmas não podem ultrapassar um valor normalizado máximo, calculado no passo 3. Esse valor máximo depende da amplitude da tensão de saída, do índice de modulação de amplitude, do número de níveis e, por fim, do tipo de interruptor. Assim, a topologia determinada nos passos 4 e 5 pode resultar em níveis de tensão maiores que os valores permitidos para algumas células. Nessas situações, deve-se reduzir os degraus de tensão sintetizados por essas células e, quando o número de níveis resultante é menor que o número de níveis mínimo, até mesmo aumentar o número de células conectadas em série, como detalhado na Tabela 4-7. Nesse caso, convém incluir uma célula com a mesma topologia da célula de maior potência, pois dessa forma não se modifica a estrutura básica do conversor, que foi originalmente escolhido para sintetizar um maior número de níveis com um determinado número de interruptores.

Tabela 4-7. Metodologia de projeto II: avaliação da disponibilidade de interruptores.

1. De acordo com a especificação da THD das tensões de saída do inversor multinível híbrido, determina-se o número mínimo de níveis (m_{\min}) que o inversor deve sintetizar com a Figura 3-24.
2. A partir da amplitude da tensão de saída, do índice de modulação de amplitude nominal e do número de níveis, determina-se o degrau de tensão sintetizado pela célula de menor potência, que também corresponde à diferença entre níveis adjacentes das tensões de saída:

$$\Delta V_{cc,l}(m) = \frac{2}{(m-1)} V_{\text{pico}}, \quad m \geq m_{\min}.$$

3. Em função do valor base ($\Delta V_{cc,l}$) e dos limites de tensão dos interruptores, obtém-se os valores normalizados máximos dos degraus de tensão de todas as células ($V_{\max,j}$).
4. Em função do número mínimo de níveis e de características específicas da aplicação determina-se a configuração que sintetiza o número de níveis desejado com o menor número de interruptores.
5. Com a definição da configuração, determina-se o número de células em série e os valores limites dos degraus de tensão que sintetizam o maior número de níveis com esse número de células.
6. Deve-se comparar os valores dos degraus de tensão determinados no passo 5 com os valores normalizados máximos obtidos no passo 3. Duas situações podem ocorrer:
 - a. Os valores dos degraus de tensão obtidos no passo 5 são menores que os valores calculados no passo 3. Logo, pode-se usar os interruptores especificados para cada célula. Como nenhuma alteração precisa ser realizada, pode-se avançar para o passo 8 e finalizar o projeto;
 - b. O valor de um ou mais degraus de tensão obtidos no passo 5 são maiores que os calculados no item 3. Nessa situação, deve-se avançar para o próximo passo, pois é necessário alterar a configuração obtida nos passos 4 e 5.
7. Decrementa-se os valores dos degraus de tensão que são maiores que os valores normalizados máximos, até tornarem-se iguais. Novamente, duas situações podem ocorrer:
 - a. O número de níveis resultante é maior ou igual que o número mínimo de níveis. Então, pode-se avançar ao próximo passo e finalizar o projeto;
 - b. O número de níveis resultante é menor que o número mínimo de níveis. Nesse caso, deve-se adicionar outra célula em série, com a mesma configuração da célula de maior potência, e retornar ao passo 5.
8. Após definir o número de células, os valores dos degraus de tensão que não ultrapassam as especificações dos interruptores de cada célula e o número de níveis resultante (maior ou igual ao número mínimo de níveis obtido no primeiro item), pode-se definir a frequência de comutação da célula de menor potência com a Figura 3-37 e os tipos de interruptores em cada célula.

A próxima seção apresenta alguns exemplos de projeto utilizando as metodologias de projeto generalizadas propostas nessa seção.

4.4. Exemplos de projeto

Essa seção apresenta dois exemplos de projeto de um inversor multinível híbrido para o acionamento de motores de indução de 4,16 kV, com um índice de modulação de amplitude nominal de 0,95. Além disso, considera-se que todas as fontes de tensão

contínua devem ser implementadas com retificadores unidirecionais e que a THD da tensão de linha de saída, sem qualquer filtro para eliminar harmônicas de alta frequência, deve ser menor que 10%.

4.4.a) Primeiro exemplo

Nesse primeiro exemplo não se restringem os tipos de interruptores usados nas células. Logo, será empregada a metodologia de projeto ilustrada na Tabela 4-6.

No primeiro passo, deve-se determinar o número mínimo de níveis que o inversor deve sintetizar em função da especificação da THD das tensões de saída. Dessa forma, de acordo com a Figura 3-24, o inversor multinível deve ser capaz de sintetizar tensões de fase com no mínimo nove níveis distintos para que a THD da tensão de linha seja menor que 10% em torno do ponto nominal de operação.

No segundo e terceiro passos, deve-se encontrar um arranjo que sintetiza o número de níveis desejado com o menor número de interruptores. De acordo com a Tabela 4-4, é possível obter nove níveis distintos ao usar três células de três níveis com $V_1 = V_2 = 1$ p.u. e $V_3 = 2$ p.u. Contudo, é possível sintetizar até onze níveis de tensão com doze interruptores por fase, quando a célula de menor potência é de cinco níveis, como mostra a Tabela 4-5. Nessa configuração, tem-se que $V_1 = 1$ p.u. e $V_2 = 3$ p.u. A frequência de comutação dos interruptores que compõem a célula de menor potência é determinada a partir da Figura 3-37. Considerando um erro menor ou igual a 0,5%, o índice de modulação de frequência da célula de cinco níveis de menor potência deve ser maior que 47.

Para definir o tipo de interruptor empregado em cada célula, deve-se calcular o máximo valor de tensão que deve ser sintetizado pelo inversor multinível híbrido:

$$V_{\text{pico}} = \frac{V_{\text{linha}} \sqrt{2}}{m_a \sqrt{3}} \quad (4-33)$$

sendo V_{linha} o valor eficaz da tensão de linha de saída no índice de modulação de amplitude nominal.

Nesse exemplo, $V_{\text{linha}} = 4,16$ kV, $m_a = 0,95$ e, portanto, $V_{\text{pico}} \approx 3600$ V. Assim, é possível obter o valor base de tensão, como ilustrado na Figura 4-22, e conseqüentemente, os degraus de tensão em cada célula. Da Figura 4-22 verifica-se que $\Delta V_{cc,1} \approx 720$ V para onze níveis de tensão e, então:

$$\Delta V_{cc,2} = 3\Delta V_{cc,1} \Rightarrow \Delta V_{cc,2} \approx 2160 \text{ V} . \quad (4-34)$$

Assim, os interruptores empregados na célula de maior potência devem suportar esse nível de tensão, tais como IGBT's de 3300 V. Os interruptores da célula de menor potência podem ser, por exemplo, IGBT's de 1200 V [35].

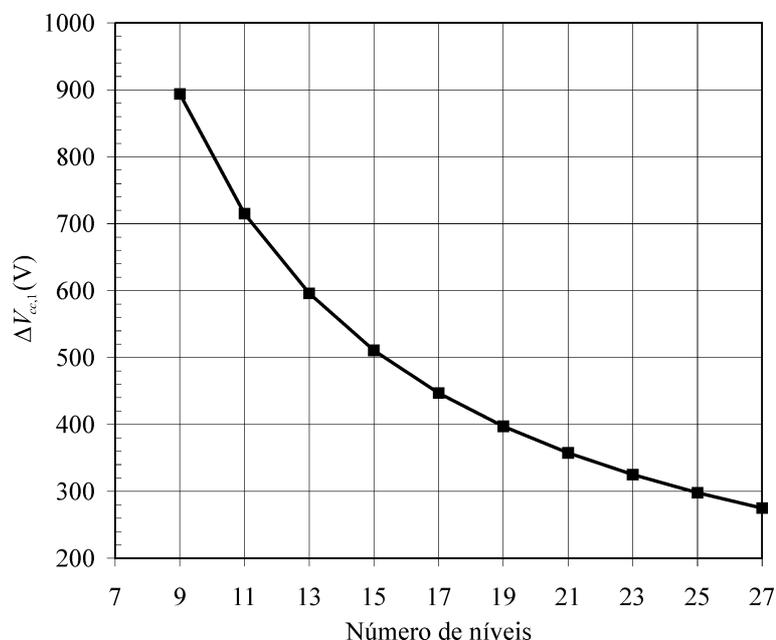


Figura 4-22. Valor base de tensão *versus* número de níveis.

A Tabela 4-8 apresenta os parâmetros do inversor multinível híbrido obtidos com essa metodologia de projeto, usando somente células três níveis em série e também empregando uma topologia de cinco níveis para a célula de menor potência.

Tabela 4-8. Parâmetros do inversor multinível híbrido: metodologia de projeto I.

Parâmetros	Células três níveis	Célula cinco níveis de menor potência + células três níveis
Número de interruptores	12	12
Número de níveis	9	11
Índice de modulação de frequência	41	47
Degaus normalizados de tensão	$V_1 = 1$ p.u. $V_2 = 1$ p.u. $V_3 = 2$ p.u.	$V_1 = 1$ p.u. $V_2 = 3$ p.u.
Degaus de tensão	$\Delta V_{cc,1} = 900$ V $\Delta V_{cc,2} = 900$ V $\Delta V_{cc,3} = 1800$ V	$\Delta V_{cc,1} = 720$ V $\Delta V_{cc,2} = 2160$ V
Tipos de interruptores	8 interruptores de 1200 V 4 interruptores de 3300 V	8 interruptores de 1200 V 4 interruptores de 3300 V

4.4.b) Segundo exemplo

Nesse segundo exemplo, assume-se que não podem ser utilizados interruptores com especificação de tensão maior que 1700 V. Assim, será utilizada a metodologia de projeto ilustrada na Tabela 4-7.

Sabe-se que o inversor multinível deve ser capaz de sintetizar tensões de fase com no mínimo nove níveis distintos para que a THD da tensão de linha seja menor que 10% em torno do ponto nominal de operação. Além disso, o degrau de tensão sintetizado pela célula de menor potência é mostrado na Figura 4-22 em função do número de níveis.

No terceiro passo, deve-se determinar os valores normalizados máximos dos degraus de tensão de todas as células ($V_{\max,j}$) para não ultrapassar a especificação de tensão dos interruptores. A Figura 4-23 apresenta os valores normalizados máximos dos degraus de tensão, assumindo que a especificação de tensão dos interruptores (1700 V) é no mínimo 30% maior do que os degraus de tensão sintetizados pelas células.

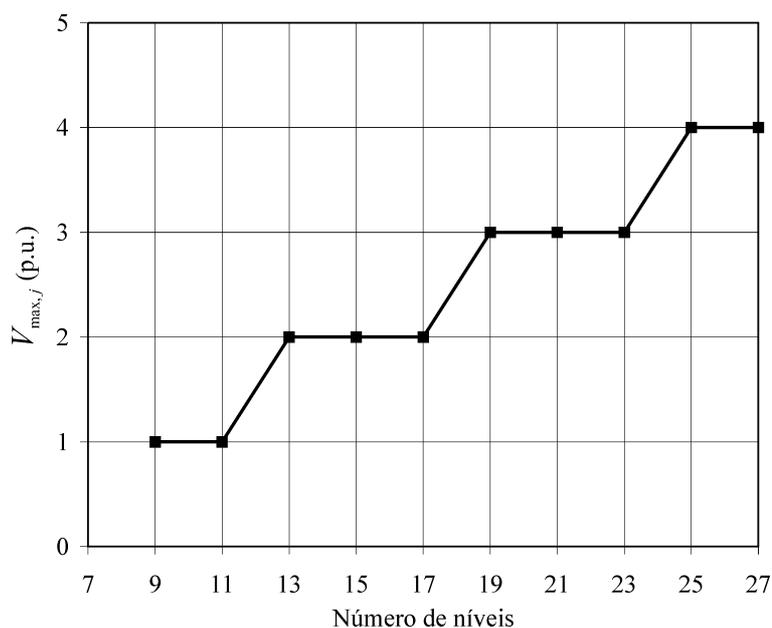


Figura 4-23. Valores normalizados máximos dos degraus de tensão *versus* número de níveis.

Do primeiro exemplo, sabe-se que é possível obter até onze níveis de tensão com doze interruptores por fase, quando a célula de menor potência é de cinco níveis e, assim, $V_1 = 1$ p.u. e $V_2 = 3$ p.u. Porém, com onze níveis de tensão, o máximo valor normalizado deve ser 1 p.u., como mostrado na Figura 4-23. De acordo com o sétimo passo da metodologia de projeto, deve-se reduzir o valor de V_2 até 1 p.u. para tornar possível a utilização de interruptores de 1700 V. Entretanto, o número de níveis resultante é menor do

que o número mínimo de níveis e , portanto, deve-se adicionar outra célula de três níveis em série e retornar para o quinto passo da metodologia de projeto.

Agora, têm-se duas células três níveis em série com uma célula cinco níveis de menor potência. De acordo com a Tabela 4-5, os valores limites dos degraus de tensão são $V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 3$ p.u. e $V_3 = 6$ p.u., resultando em vinte e três níveis. Novamente, os valores normalizados dos degraus de tensão sintetizados por algumas células são maiores que o máximo valor normalizado (3 p.u.). Ao diminuir o valor de V_3 , o número de níveis sintetizado também diminui, alterando o valor de $V_{\max, j}$ para 2 p.u. Assim, para não ultrapassar a especificação de tensão dos interruptores tem-se que $V_2 = V_3 = 2$ p.u., resultando em treze níveis distintos de tensão. Como as duas células três níveis operam com os mesmos níveis de tensão, pode-se substituir as mesmas por uma única célula de cinco níveis, reduzindo o número de fontes de tensão isoladas.

Considerando um erro entre os valores médios da tensão de referência e da tensão de saída menor ou igual a 0,5%, o índice de modulação de frequência da célula de menor potência deve ser igual a 53. Além disso, como $\Delta V_{cc,1} \approx 600$ V, os interruptores da célula de menor potência podem ser IGBT's de 1200 V enquanto que os interruptores da célula de maior potência são IGBT's de 1700 V. A Tabela 4-9 apresenta os parâmetros do inversor multinível híbrido obtidos com essa metodologia de projeto, usando duas células de cinco níveis em série.

Tabela 4-9. Parâmetros do inversor multinível híbrido: metodologia de projeto II.

Parâmetros	Células cinco níveis
Número de interruptores	16
Número de níveis	13
Índice de modulação de frequência	53
Degraus normalizados de tensão	$V_1 = 1$ p.u. $V_2 = 2$ p.u.
Degraus de tensão	$\Delta V_{cc,1} = 600$ V $\Delta V_{cc,2} = 1200$ V
Tipos de interruptores	8 interruptores de 1200 V 8 interruptores de 1700 V

4.5. Conclusões

Esse capítulo apresentou uma abordagem generalizada sobre conversores multiníveis híbridos, que depende do número de níveis e dos níveis de tensão empregados

em cada célula e independe da função, CC-CC ou CC-CA, e da topologia das mesmas. Uma detalhada análise comparativa e uma estratégia de modulação generalizada foram apresentadas para demonstrar as características comuns entre várias topologias de conversores multiníveis híbridos.

Além disso, devido à enorme flexibilidade e complexidade para projetar essas estruturas híbridas, esse capítulo também propôs diversas considerações de projeto e definiu topologias híbridas adequadas para diferentes aplicações. Baseado na definição dessas topologias, duas metodologias de projeto generalizadas foram propostas para determinar os principais parâmetros de um conversor multinível híbrido. Essa metodologia pode ser empregada tanto para conversores com células CC-CA quanto com células CC-CC. Por fim, exemplos de projeto de um inversor multinível híbrido aplicado no acionamento de um motor de indução de 4,16 kV foram apresentados para demonstrar as metodologias de projeto.

Dessa forma, acredita-se que a abordagem unificada proposta nesse capítulo pode ser utilizada como uma ferramenta generalizada para a análise e o projeto de conversores multiníveis híbridos para aplicações distintas, tornando menos complexa a aplicação prática e a avaliação dessa nova classe de conversores multiníveis.

Capítulo 5

ESTÁGIO RETIFICADOR DE ENTRADA PARA APLICAÇÕES COM TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA ATIVA

Os capítulos anteriores apresentaram uma análise detalhada de conversores multiníveis híbridos com células conectadas em série, investigando variações topológicas, a estratégia de modulação e também propondo uma nova metodologia de projeto generalizada para esses conversores. Como esses conversores empregam várias células em série para sintetizar formas de onda com diversos níveis de tensão, as fontes de tensão contínua que fornecem energia para cada célula devem ser isoladas entre si para a sua correta operação. Essas fontes podem ser implementadas com capacitores em aplicações com somente transferência de potência reativa, pois o valor médio da tensão sobre o capacitor se mantém constante. Porém, em aplicações com transferência de potência ativa, como no acionamento de motores, as células devem ser conectadas em sistemas fornecedores de energia, tais como baterias [136] ou na rede pública de energia [42], [114], [132].

Uma das alternativas mais simples para obter uma fonte de tensão contínua a partir da rede pública de energia é utilizar um retificador não controlado de seis pulsos, como mostrado na Figura 5-1.

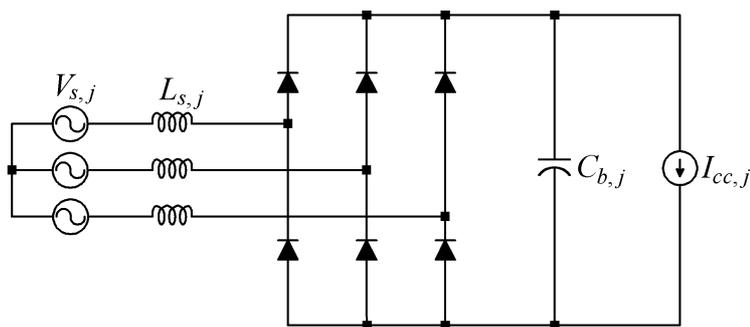


Figura 5-1. Circuito equivalente do j -ésimo retificador não controlado de seis pulsos.

Esse retificador é basicamente composto por uma ponte trifásica de diodos e um capacitor de filtro, empregado para reduzir as ondulações de tensão no barramento CC. Porém, devido à esse capacitor, a corrente drenada da rede pública apresenta uma elevada distorção harmônica quando a indutância de entrada não é suficientemente grande para minimizar as harmônicas de corrente [27], [40], [110].

Entretanto, como existe a necessidade de empregar um transformador de isolamento com vários secundários para implementar as fontes de tensão isoladas, é possível reduzir as harmônicas dominantes da corrente de entrada através de configurações multipulso de retificadores [88], [109], [118], [125], [143]. Essas configurações usam enrolamentos secundários adequadamente defasados entre si para que as harmônicas de corrente geradas por um retificador possam ser canceladas pelas harmônicas produzidas pelos demais retificadores. Logo, um determinado número de harmônicas, que depende do número de conversores, pode ser eliminado da corrente drenada da rede pública de energia.

Todavia, ao determinar os ângulos de defasagem entre os secundários através da metodologia de projeto convencional, aqui chamada de *metodologia de projeto simétrica*, essas harmônicas de corrente são eliminadas somente quando os níveis de potência ativa processados por todas as células e as impedâncias dos retificadores (indutores de entrada e capacitores do barramento CC) são iguais. Portanto, para conversores multiníveis híbridos, onde as células usualmente processam níveis distintos de potência ativa, as correntes drenadas da rede pública apresentarão componentes harmônicas indesejadas ao utilizar ângulos de defasagem simétricos entre os secundários [63].

Para contornar esse problema, este capítulo propõe um novo arranjo para a conexão multipulso de retificadores processando níveis distintos de potência ativa [104], [106]. Portanto, esse arranjo é particularmente adequado para implementar as fontes de tensão contínua de inversores multiníveis híbridos aplicados no acionamento de motores de média tensão, como ilustrado na Figura 5-2. Uma nova metodologia de projeto, chamada de *metodologia de projeto assimétrica*, é proposta para calcular os ângulos de defasagem entre os secundários do transformador de isolamento, mesmo quando os níveis de potência ativa processados pelas células são diferentes. Os ângulos de defasagem são calculados para minimizar, ou até mesmo eliminar, harmônicas dominantes de baixa frequência da corrente de entrada, em particular a quinta harmônica, pois essa harmônica apresenta uma amplitude consideravelmente maior que as demais [27], [40], [110].

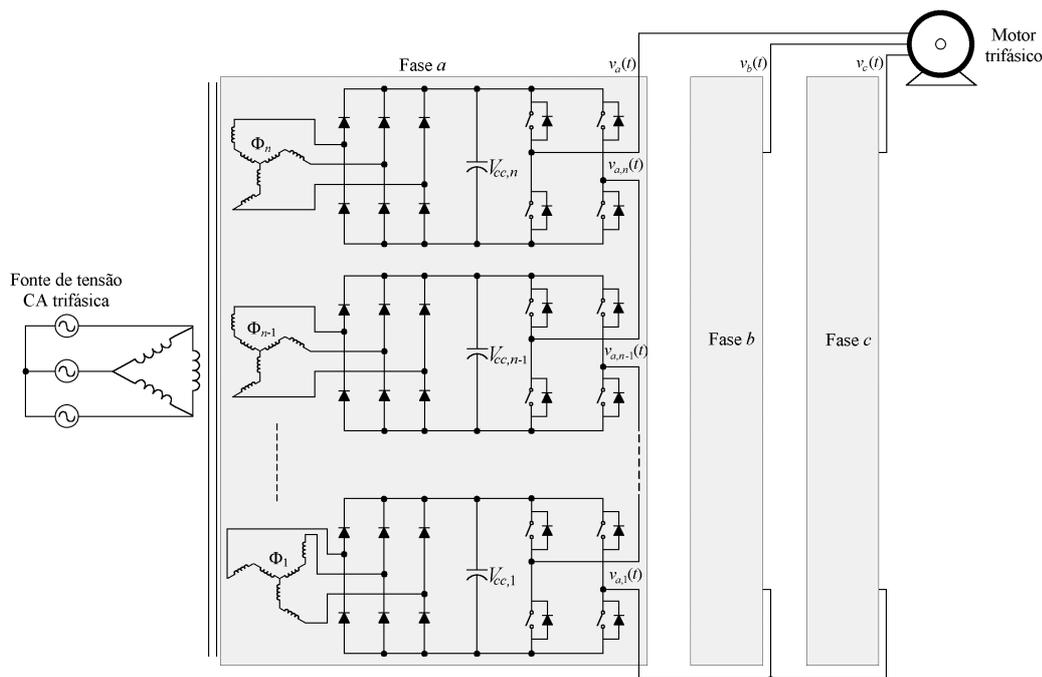


Figura 5-2. Sistema multinível híbrido proposto para acionamento de motores de média tensão (Fases B e C apresentam a mesma configuração da fase A).

Na seção 5.1 é inicialmente realizada uma análise harmônica de retificadores não controlados de seis pulsos. Os princípios básicos de operação dos conversores multipulso são investigados na seção 5.2, utilizando a metodologia de projeto simétrica. Posteriormente, na seção 5.3 é proposta uma metodologia de projeto assimétrica para a obtenção dos ângulos de defasagem entre os enrolamentos secundários do transformador. Por fim, a seção 5.4 analisa o desempenho harmônico de diferentes configurações multipulso, quando empregadas no estágio retificador de entrada de um conversor multinível híbrido. Essa seção também analisa o conteúdo harmônico das correntes de entrada quando a fonte de tensão trifásica está desequilibrada e distorcida.

5.1. Análise do retificador não controlado de seis pulsos

Para analisar o conteúdo harmônico das correntes drenadas pelo j -ésimo retificador de um arranjo multipulso com n retificadores ($j = 1, 2, \dots, n$), supõe-se inicialmente que a fonte de alimentação trifásica é equilibrada, representada por uma tensão de fase com valor eficaz $V_{s,j}$ e indutância interna $L_{s,j}$, como ilustrado na Figura 5-1. Considerando que esse retificador compõe o estágio de entrada de um sistema para acionamento de motores de alta potência, as resistências série equivalentes são pequenas e, portanto, são desprezadas nesta análise. Além disso, o filtro de saída do retificador é composto apenas por um capacitor $C_{b,j}$, pois a inclusão de uma indutância de filtro no lado CC aumentaria o peso,

volume e custo de cada retificador. O valor finito do capacitor $C_{b,j}$ resulta em uma tensão contínua $V_{cc,j}$ com ondulações, afetando as componentes harmônicas da corrente de entrada. Por fim, uma fonte de corrente contínua $I_{cc,j}$ é usada no circuito equivalente para modelar a carga do retificador não controlado.

Ainda, é conveniente representar todas as variáveis e parâmetros dos retificadores em função de valores base para que os resultados obtidos na análise harmônica sejam independentes dos valores de tensão e corrente envolvidos no sistema. Assim, o valor eficaz da tensão de fase é definido como valor base de tensão e a componente fundamental da corrente de linha de entrada como valor base de corrente do estágio de entrada, ou seja:

$$V_{base,j} = V_{s,j} \quad \text{e} \quad I_{base,j} = I_{1,j} = \frac{V_{cc,j} I_{cc,j}}{3V_{s,j} \cos \varphi_{1,j}} \quad (5-1)$$

sendo $\varphi_{1,j}$ o ângulo de defasagem entre as componentes fundamentais da tensão de fase e da sua respectiva corrente de linha.

Assumindo que $\varphi_{1,j}$ é aproximadamente igual a zero e, portanto, $\cos \varphi_{1,j}$ é aproximadamente igual a unidade [40] e, além disso, considerando um retificador não controlado ideal (capacitância infinita e indutância nula) tem-se que:

$$I_{base,j} = I_{1,j} \approx \frac{\sqrt{6} I_{cc,j}}{3}. \quad (5-2)$$

Então, após definir os valores base de tensão e corrente, é possível encontrar o valor base de impedância e, posteriormente, os valores percentuais da reatância de entrada ($X_{L,j}$) e da reatância do capacitor que compõe o barramento CC ($X_{c,j}$):

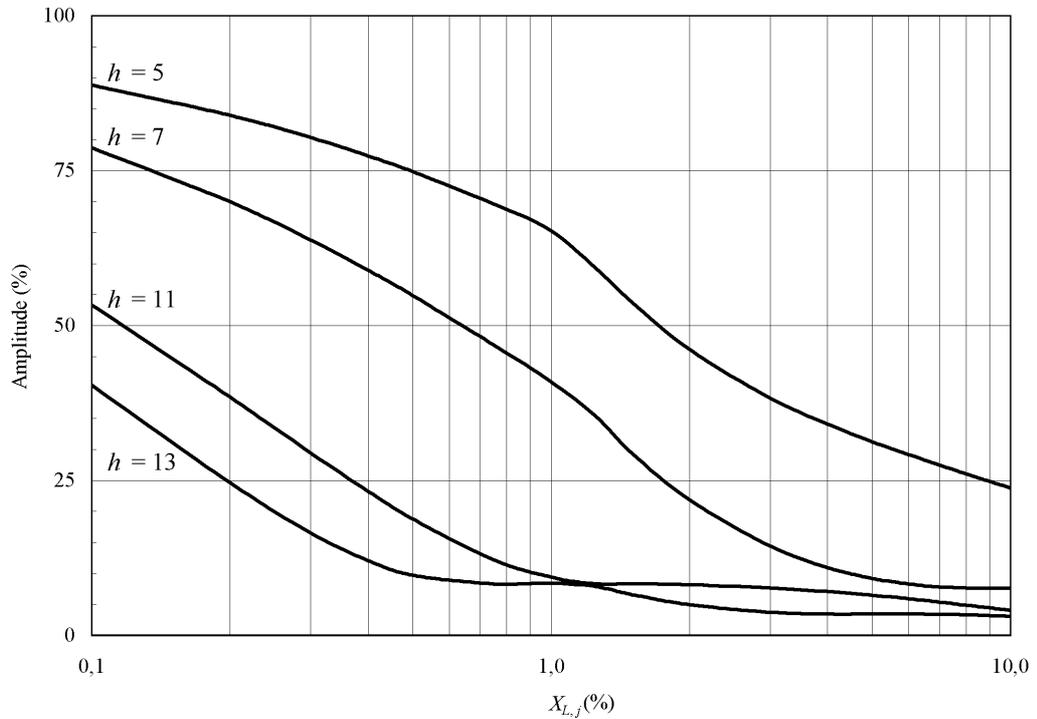
$$Z_{base,j} = \frac{V_{base,j}}{I_{base,j}} \quad (5-3)$$

$$X_{L,j} = 2\pi f L_{s,j} \rightarrow X_{L,j} (\%) = \frac{X_{L,j}}{Z_{base,j}} 100 \quad (5-4)$$

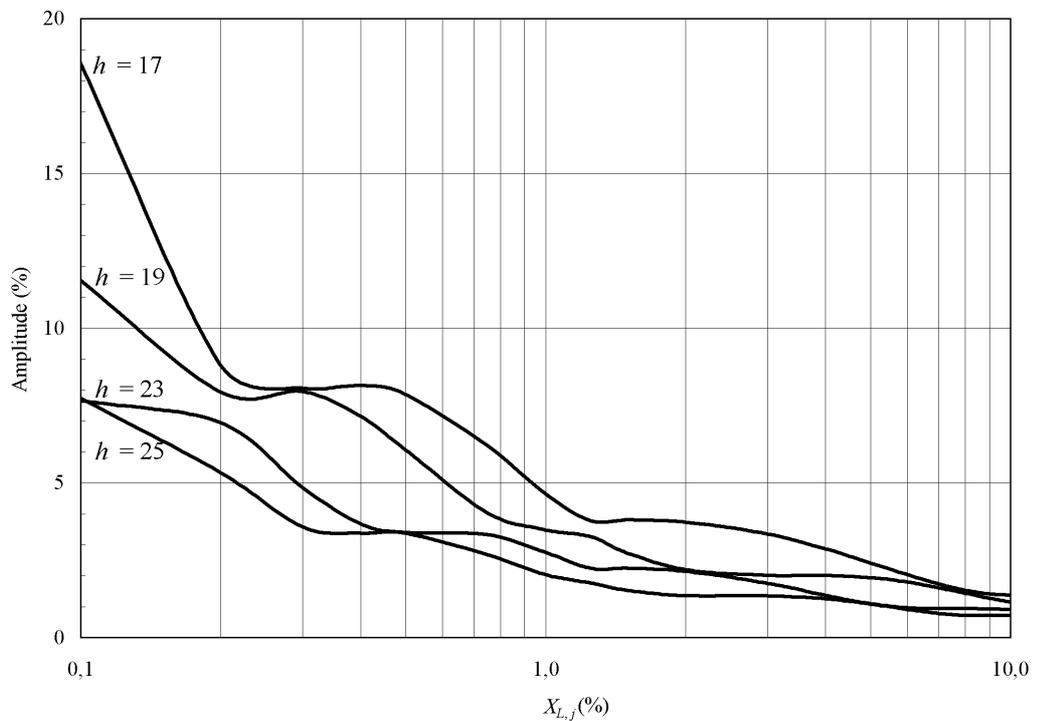
$$X_{c,j} = \frac{1}{2\pi f C_{b,j}} \rightarrow X_{c,j} (\%) = \frac{X_{c,j}}{Z_{base,j}} 100. \quad (5-5)$$

Assim, após normalizar as variáveis de interesse e considerando as hipóteses apresentadas inicialmente nessa seção, o retificador representado na Figura 5-1 foi simulado com o objetivo de analisar as principais características dessa topologia.

As amplitudes das harmônicas da corrente de entrada $I_{h,j}$, referidas à fundamental $I_{1,j}$ ($i_{h,j} = I_{h,j}/I_{1,j}$), são apresentadas na Figura 5-3 para diferentes valores da reatância de entrada. A Figura 5-3(a) mostra as amplitudes das harmônicas de ordem 5, 7, 11 e 13, enquanto que a Figura 5-3(b) apresenta as harmônicas de ordem 17, 19, 23 e 25.



(a)



(b)

Figura 5-3. Amplitudes percentuais das harmônicas da corrente de entrada ($X_{c,j} = 5\%$).
(a) $h = 5, 7, 11, 13$. (b) $h = 17, 19, 23, 25$.

A Figura 5-3 ilustra que as harmônicas de corrente diminuem sensivelmente para valores maiores de $X_{L,j}$. Contudo, com exceção da quinta e da sétima harmônicas, essa redução não é significativa para valores de $X_{L,j}$ maiores que 2%. A Figura 5-3 também mostra claramente que a quinta e a sétima harmônicas apresentam as maiores amplitudes. Assim, pode-se concluir que a THD da corrente de entrada é afetada predominantemente por essas duas harmônicas. Logo, tanto a quinta quanto a sétima harmônicas deveriam ser eliminadas ou ao menos minimizadas para reduzir a THD da corrente de entrada.

Como a quinta harmônica da corrente de entrada possui as maiores amplitudes, a Figura 5-4 mostra a amplitude percentual da quinta harmônica $i_{5,j}$ com a variação das reatâncias de entrada e do capacitor do barramento CC. De acordo com esse gráfico, a quinta harmônica apresenta maiores amplitudes para valores elevados da reatância do capacitor, ou seja, com valores menores de capacitâncias. Porém, esse efeito praticamente desaparece quando a reatância de entrada é maior que 5%.

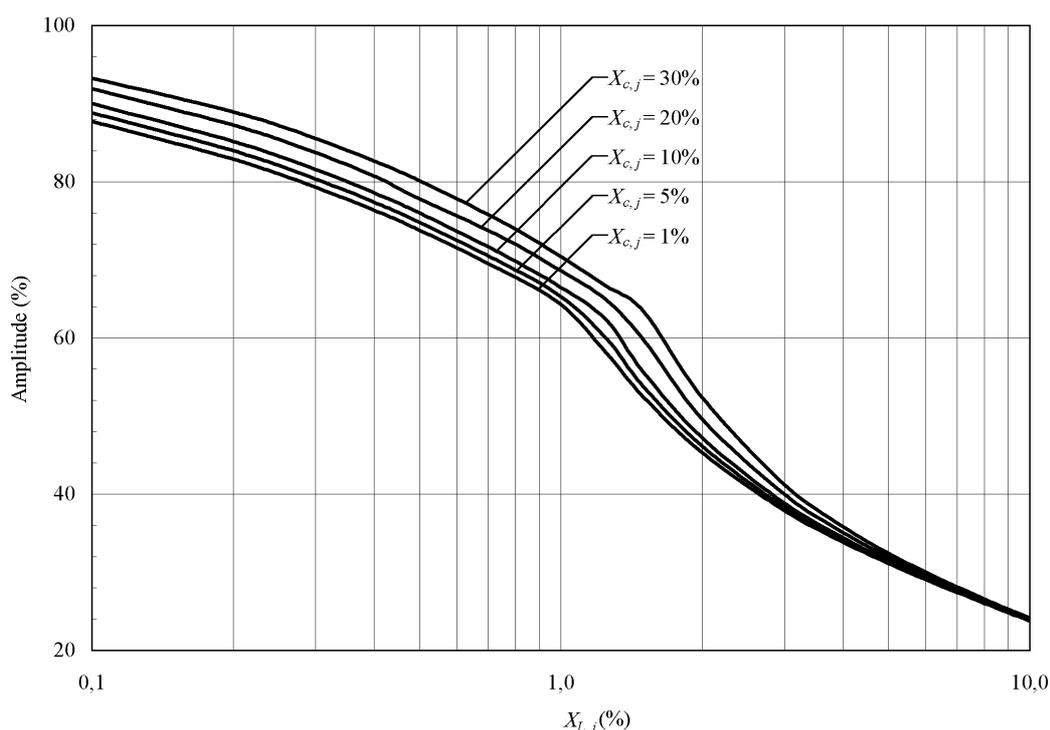


Figura 5-4. Amplitude percentual da quinta harmônica da corrente de entrada.

Além da determinação das amplitudes das harmônicas, o conhecimento dos respectivos ângulos de fase também pode ser necessário para eliminar essas harmônicas com conexões multipulso de retificadores. Dessa forma, a Figura 5-5 mostra a defasagem $\varphi_{5,j}$ existente entre a tensão de fase e a quinta harmônica da respectiva corrente de linha, variando as reatâncias de entrada e do capacitor do barramento CC.

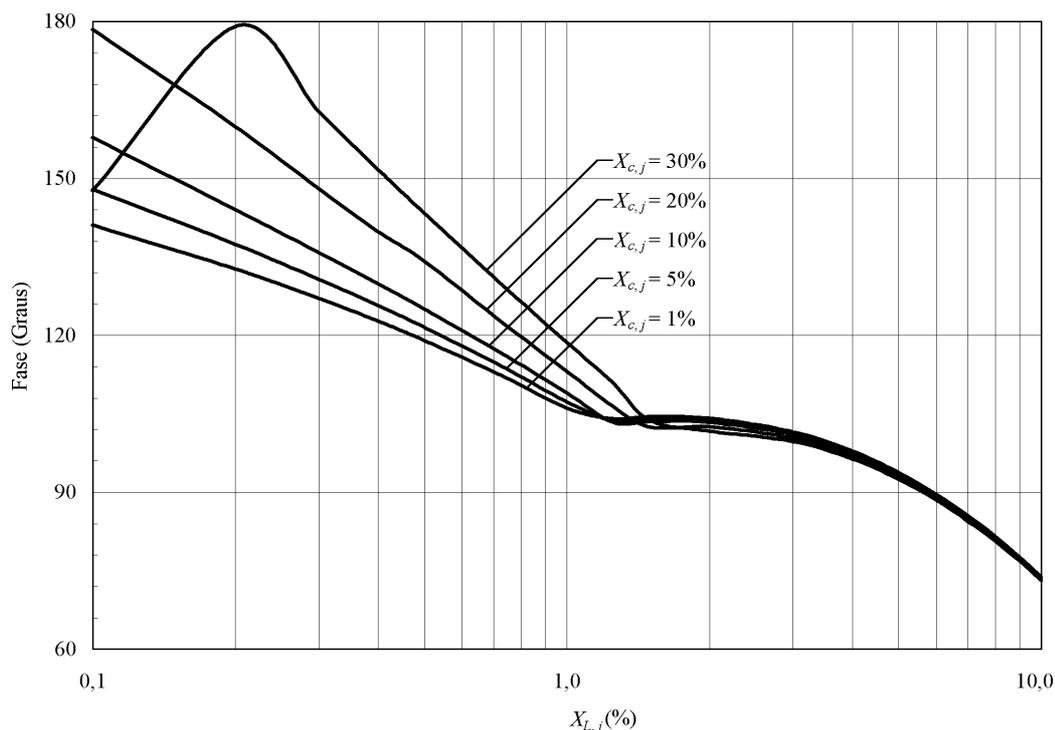


Figura 5-5. Ângulo de fase da quinta harmônica da corrente de entrada.

De acordo com esse gráfico, a quinta harmônica da corrente de entrada apresenta maiores ângulos de fase para menores valores de capacitância. Novamente, esse efeito é minimizado para valores elevados da indutância de entrada.

Por outro lado, a Figura 5-6 mostra o valor médio da tensão contínua na saída do retificador, referido ao valor de pico da tensão de linha, novamente com a variação das reatâncias de entrada e do capacitor que compõe o barramento CC. Claramente percebe-se que, devido à queda de tensão sobre o indutor $L_{s,j}$, o valor médio da tensão do barramento diminui com o aumento da reatância de entrada. Além disso, quando $X_{L,j}$ é menor que 2%, o valor médio da tensão de saída do retificador aumenta com valores maiores de $X_{c,j}$. Contudo, a Figura 5-6 também mostra que a reatância $X_{c,j}$ não influencia o valor médio da tensão de saída para valores elevados de $X_{L,j}$.

Por fim, a Figura 5-7 mostra a amplitude das ondulações de baixa frequência sobre a tensão de saída do retificador, referida ao seu valor médio, em função da reatância do capacitor e da reatância de entrada. Conforme esperado, a amplitude das ondulações diminui ao utilizar capacitores maiores (valores menores de $X_{c,j}$). Além disso, a amplitude das ondulações também diminui significativamente quando o valor da reatância de entrada aumenta.

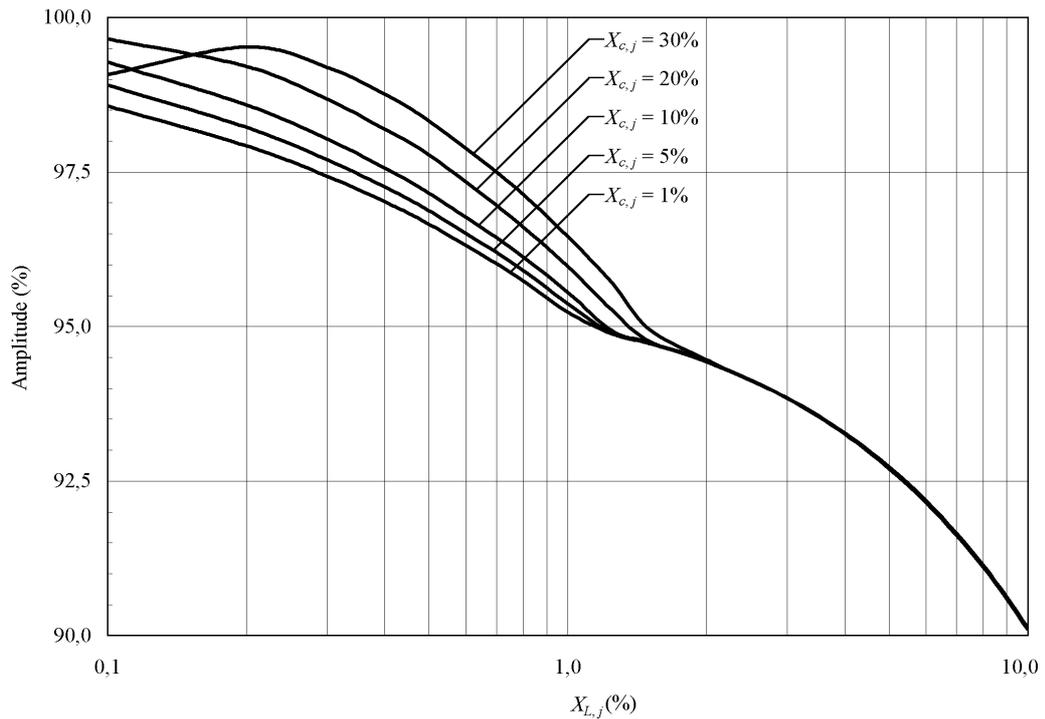


Figura 5-6. Valor médio da tensão contínua na saída do retificador não controlado de seis pulsos.

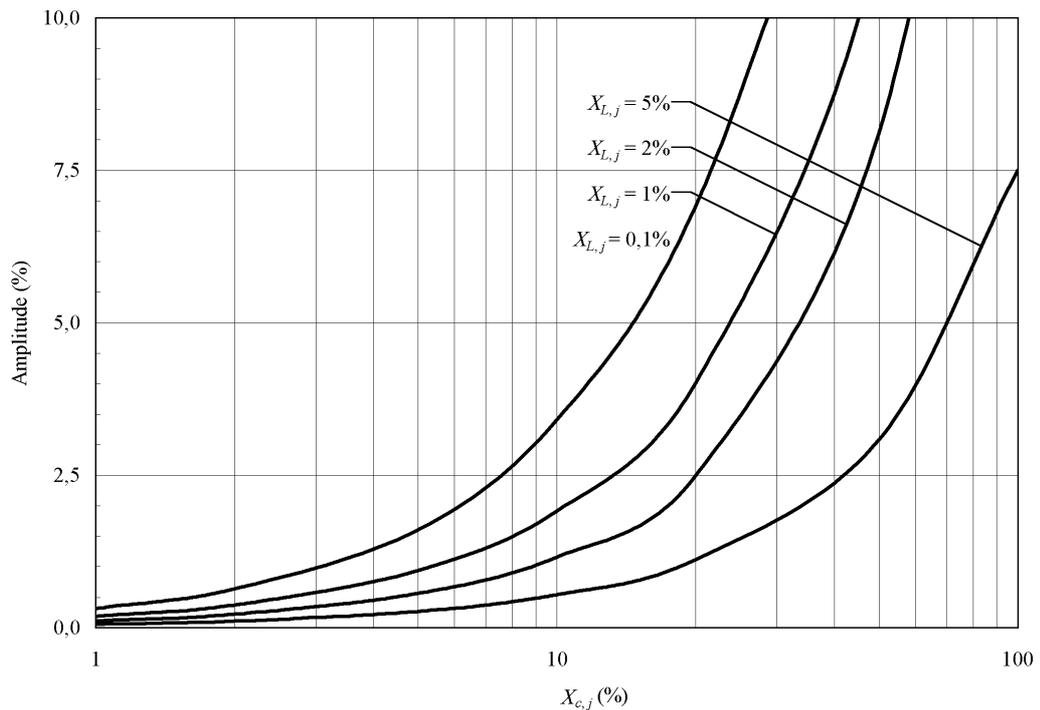


Figura 5-7. Amplitude das ondulações sobre a tensão de saída do retificador não controlado.

A partir da análise apresentada nessa seção pode-se estimar o conteúdo harmônico das correntes de entrada, mais especificamente da quinta harmônica, para diferentes valores das reatâncias de entrada e do capacitor que compõe o barramento CC. Estes resultados podem ser utilizados para analisar de uma forma generalizada a conexão multipulso de retificadores.

5.2. Conexão multipulso de retificadores: Metodologia de projeto simétrica

Retificadores não controlados têm sido amplamente utilizados no estágio de entrada de ASD's de média tensão [1], [6], [22], [37], [41], [42], pois possuem uma estrutura simples e um menor custo, quando comparados com retificadores controlados [43], [114], [136]. Todavia, além de não permitir o fluxo de energia da carga para a fonte de tensão alternada, na seção 5.1 foi demonstrado que as correntes de entrada de retificadores não controlados de seis pulsos apresentam uma elevada THD.

Porém, como um transformador deve ser utilizado para implementar as fontes de tensão isoladas, é possível eliminar as harmônicas dominantes da corrente de entrada através de configurações multipulso de retificadores [88], [109], [118], [125], [143], nas quais os retificadores são alimentados por enrolamentos secundários adequadamente defasados entre si. Com os ângulos de defasagem adequados entre os secundários do transformador, as harmônicas de corrente geradas por um retificador de seis pulsos podem ser canceladas pelas harmônicas produzidas pelos demais retificadores. Portanto, além de isolar galvanicamente as fontes de tensão contínua das células em série e proporcionar a adequação de tensão entre a fonte alternada de entrada e as fontes de tensão das diferentes células, o transformador pode ser usado para minimizar o conteúdo harmônico da corrente de entrada e também para reduzir a tensão de modo comum sobre os terminais do motor [107].

A Figura 5-8 mostra o circuito equivalente do estágio retificador de entrada de um inversor multinível com n células conectadas em série por fase. Considerando que o inversor multinível alimenta uma carga trifásica equilibrada e que os capacitores que compõem os barramentos CC são suficientemente grandes para absorver a segunda harmônica de corrente gerada pelos inversores monofásicos, a j -ésima célula pode ser considerada uma fonte de corrente contínua $I_{cc,j}$ (seção A.2 do Apêndice) [63]. O transformador de isolamento possui um primário e n secundários que fornecem energia para as células que compõem uma fase do inversor multinível. Logo, o transformador possui um total de $3n$ secundários para alimentar as três fases do inversor multinível trifásico ilustrado na Figura 5-2. Embora outras configurações de transformadores também possam ser utilizadas, esse transformador de isolamento possui o primário conectado em delta e os secundários conectados em estrela (conexões Y e zig-zag) [88], [118]. Também é importante enfatizar que, devido ao fato que cada célula pode apresentar especificações diferentes de tensão e corrente, cada retificador tem seus próprios valores base de tensão ($V_{base,j}$) e corrente ($I_{base,j}$).

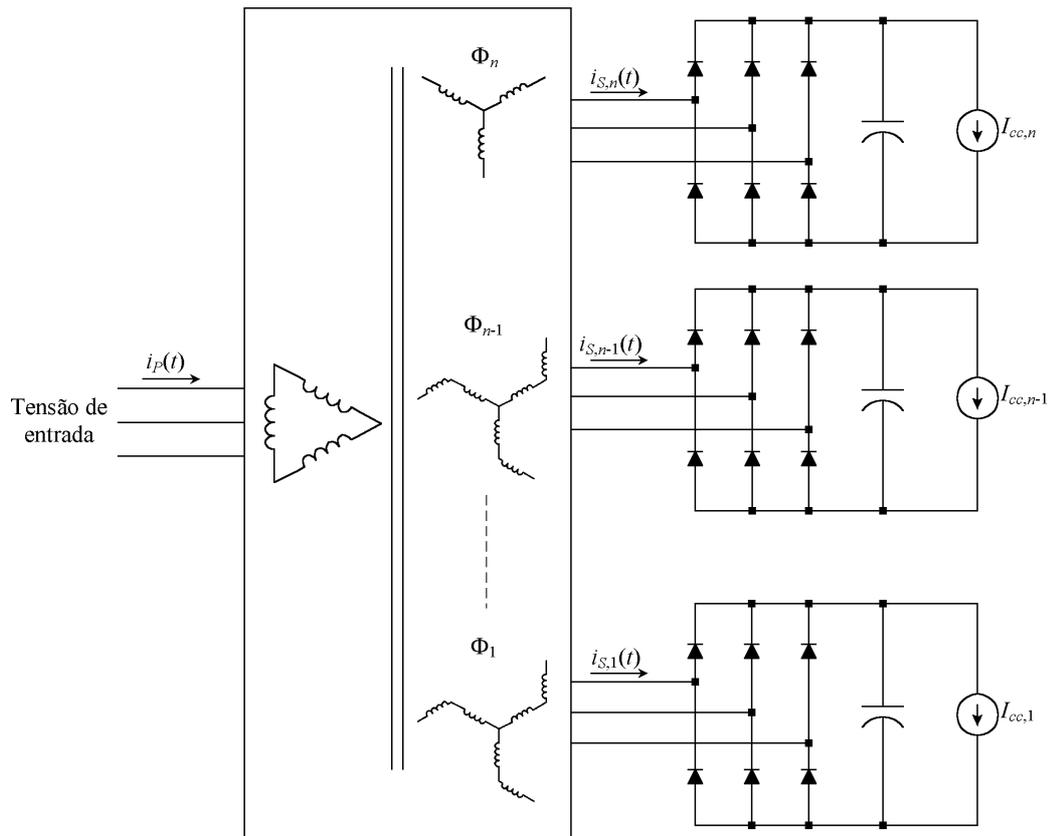


Figura 5-8. Diagrama simplificado do estágio de entrada de um inversor multinível com n células conectadas em série por fase.

Como as correntes drenadas pelos retificadores apresentam uma elevada THD, os enrolamentos secundários que fornecem energia para uma fase do inversor multinível são projetados para que suas tensões de saída estejam defasadas entre si, possibilitando a eliminação de determinadas harmônicas da corrente de linha no primário $i_p(t)$.

Uma corrente de linha no j -ésimo secundário pode ser expressa como:

$$i_{S,j}(t) = \sum_{h=1,5,7,\dots}^{\infty} \sqrt{2} I_{h,j} \text{sen} \left[h(\omega t + \Phi_j) + \varphi_{h,j} \right] \quad (5-6)$$

onde Φ_j é o ângulo entre as tensões de linha do j -ésimo secundário e do primário, e $I_{h,j}$ e $\varphi_{h,j}$ são, respectivamente, o valor eficaz e a fase (considerando $\Phi_j = 0^\circ$) da h -ésima harmônica da corrente drenada pelo j -ésimo retificador.

A respectiva corrente de linha no primário desse transformador é dada por:

$$i_p(t) = \sum_{j=1,2,\dots}^n \hat{i}_{S,j}(t) \quad (5-7)$$

sendo $\hat{i}_{S,j}(t)$ a corrente de linha do j -ésimo secundário refletida ao primário.

Todas as componentes de seqüência positiva ($I_{1,j}, I_{7,j}, I_{13,j}, \dots$) da corrente de linha no primário do transformador estão *atrasadas* por um ângulo Φ_j de suas correspondentes componentes de seqüência positiva no secundário do transformador. Por outro lado, as componentes de seqüência negativa ($I_{5,j}, I_{11,j}, I_{17,j}, \dots$) da corrente de linha no primário estão *adiantadas* com um ângulo Φ_j de suas correspondentes componentes de seqüência negativa no secundário [88], [143]. Assim, a corrente de linha do j -ésimo enrolamento secundário refletida ao primário pode ser representada por:

$$\hat{i}_{s,j}(t) = \frac{\sqrt{2}V_{L,j}}{V_P} \left[\sum_{h=1,7,\dots}^{\infty} I_{h,j} \text{sen} \left[h(\omega t + \Phi_j) - \Phi_j + \varphi_{h,j} \right] + \sum_{h=5,11,\dots}^{\infty} I_{h,j} \text{sen} \left[h(\omega t + \Phi_j) + \Phi_j + \varphi_{h,j} \right] \right] \quad (5-8)$$

onde V_P e $V_{L,j}$ são os valores eficazes da tensão de linha no primário e no j -ésimo enrolamento secundário, respectivamente.

Logo, a corrente no enrolamento primário do transformador pode ser dada por:

$$i_p(t) = \sum_{j=1,2,\dots}^n \frac{\sqrt{2}V_{L,j}}{V_P} \left[\begin{aligned} & I_{1,j} \text{sen}(\omega t + \varphi_{1,j}) + \sum_{h=5,11,\dots}^{\infty} I_{h,j} \text{sen} \left[h(\omega t + \Phi_j) + \Phi_j + \varphi_{h,j} \right] + \\ & + \sum_{h=7,13,\dots}^{\infty} I_{h,j} \text{sen} \left[h(\omega t + \Phi_j) - \Phi_j + \varphi_{h,j} \right] \end{aligned} \right]. \quad (5-9)$$

As componentes harmônicas de seqüência negativa e positiva, respectivamente, da corrente de linha no primário podem ser representadas em uma forma fasorial, ou seja:

$$I_{h,P} \angle \varphi_{h,P} = \sum_{j=1,2,\dots}^n \frac{V_{L,j}}{V_P} I_{h,j} \angle \left[(h+1)\Phi_j + \varphi_{h,j} \right], \quad h = 5, 11, \dots \quad (5-10)$$

$$I_{h,P} \angle \varphi_{h,P} = \sum_{j=1,2,\dots}^n \frac{V_{L,j}}{V_P} I_{h,j} \angle \left[(h-1)\Phi_j + \varphi_{h,j} \right], \quad h = 7, 13, \dots \quad (5-11)$$

De acordo com (5-10) e (5-11), pode-se claramente observar que as harmônicas da corrente no primário dependem dos ângulos de fase introduzidos pelo transformador.

Considerando, inicialmente, que as impedâncias e os níveis de potência processados por todos os retificadores são iguais, a amplitude e a fase das harmônicas de corrente produzidas por todos os retificadores são iguais, ou seja:

$$V_{L,1}I_{h,1} = V_{L,2}I_{h,2} = \dots = V_{L,n}I_{h,n} \quad (5-12)$$

$$\varphi_{h,1} = \varphi_{h,2} = \dots = \varphi_{h,n} \quad (5-13)$$

para qualquer harmônica das correntes de entrada.

Como um exemplo desse caso particular, a Figura 5-9(a) mostra um diagrama vetorial representando a quinta harmônica produzida por cada um dos três retificadores que compõem esse conversor multipulso.

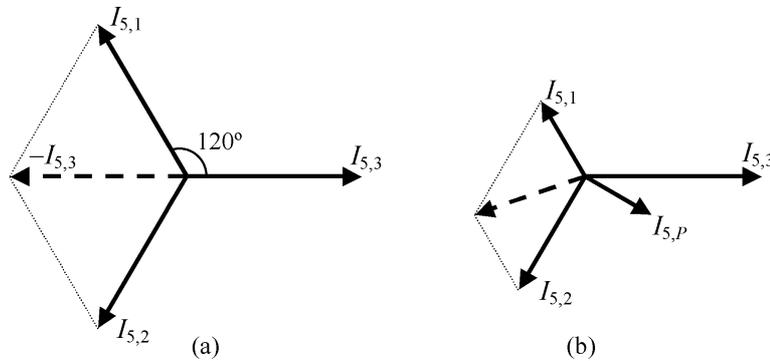


Figura 5-9. Diagrama vetorial da quinta harmônica para uma conexão multipulso simétrica com três retificadores ($V_{L,j} = V_P$). (a) Níveis de potência iguais. (b) Níveis de potência diferentes.

A partir desse diagrama não é difícil compreender que a soma desses três vetores é igual a zero quando os três vetores de mesma amplitude estão simetricamente defasados entre si em 120° . Entretanto, de acordo com (5-10), um transformador com ângulo de defasagem Φ_j move a quinta harmônica com um ângulo $6\Phi_j$. Assim, é possível concluir que os enrolamentos secundários devem estar defasados em 20° . Com essa defasagem, a quinta harmônica gerada por um retificador é suprida pelos outros dois retificadores, eliminando a quinta harmônica da corrente de entrada.

Como as componentes de seqüência positiva e negativa giram em sentidos opostos, a sétima harmônica também se move com um ângulo $6\Phi_j$, e também é cancelada ao utilizar uma defasagem de 20° . Além disso, o conteúdo harmônico da corrente de entrada inclui somente harmônicas de ordem $18k \pm 1$ ($k = 1, 2, \dots$) ao empregar três retificadores. As demais harmônicas características geradas pelos retificadores são canceladas, pois também são simetricamente defasadas entre si em 120° .

Então, a partir de (5-10)–(5-13) é possível estender essa análise para n retificadores e demonstrar que o ângulo de defasagem ($\Delta\Phi$) entre os enrolamentos secundários para cancelar as harmônicas dominantes da corrente de entrada pode ser obtido por:

$$\Delta\Phi = \frac{60}{n} \text{ (graus)}. \quad (5-14)$$

O conteúdo harmônico da corrente de entrada somente irá apresentar harmônicas de ordem $6nk \pm 1$ ($k = 1, 2, \dots$) ao usar essa defasagem entre enrolamentos secundários que processam os mesmos níveis de potência.

A Tabela 5-1 mostra os valores de $\Delta\Phi$ para diferentes valores de n e também indica quais harmônicas de baixa frequência da corrente de entrada são canceladas quando as impedâncias dos retificadores e a potência ativa processada por todas as células são iguais.

Tabela 5-1. Ângulo de defasagem e harmônicas dominantes canceladas.

Número de retificadores	Defasagem	Ordem das harmônicas canceladas
2	30°	5, 7
3	20°	5, 7, 11, 13
4	15°	5, 7, 11, 13, 17, 19
5	12°	5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25
6	10°	5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29, 31

De acordo com a Tabela 5-1, um maior número de harmônicas da corrente de entrada pode ser eliminado ao aumentar o número de retificadores no estágio de entrada. Além disso, também se verifica que as harmônicas são canceladas em pares, pois as componentes de seqüência positiva e negativa deslocam-se em sentidos opostos.

A Figura 5-10 apresenta resultados de simulação de uma conexão multipulso com três retificadores, que processam os mesmos níveis de potência ativa e possuem as mesmas impedâncias. As defasagens entre os enrolamentos secundários foram obtidas a partir de (5-14), tal que: $\Phi_1 = 20^\circ$, $\Phi_2 = -20^\circ$ e $\Phi_3 = 0^\circ$. A Figura 5-10(a) mostra as correntes de entrada dos três retificadores não controlados. Embora as correntes drenadas por cada retificador apresentem uma elevada distorção harmônica, a Figura 5-10(b) ilustra que a corrente de linha no enrolamento primário do transformador possui uma reduzida distorção (THD = 6%), mesmo com impedâncias de entrada reduzidas ($X_{L,j} = 1\%$). A alta qualidade da corrente drenada da rede pública de energia provém das defasagens entre os enrolamentos secundários, que eliminam a 5ª, 7ª, 11ª e 13ª harmônicas, como pode ser visualizado na Figura 5-10(c).

Já a Figura 5-11 mostra resultados de simulação de uma conexão multipulso com três retificadores processando níveis distintos de potência ativa, mas mantendo os mesmos ângulos de defasagem simétricos entre os enrolamentos secundários, como ilustrado no diagrama vetorial da Figura 5-9(b). Como as harmônicas têm amplitudes diferentes, as harmônicas dominantes das correntes de entrada (Figura 5-11(b)) não são canceladas, como pode ser verificado na Figura 5-11(c), resultando em uma corrente de entrada com maior THD (16,2%).

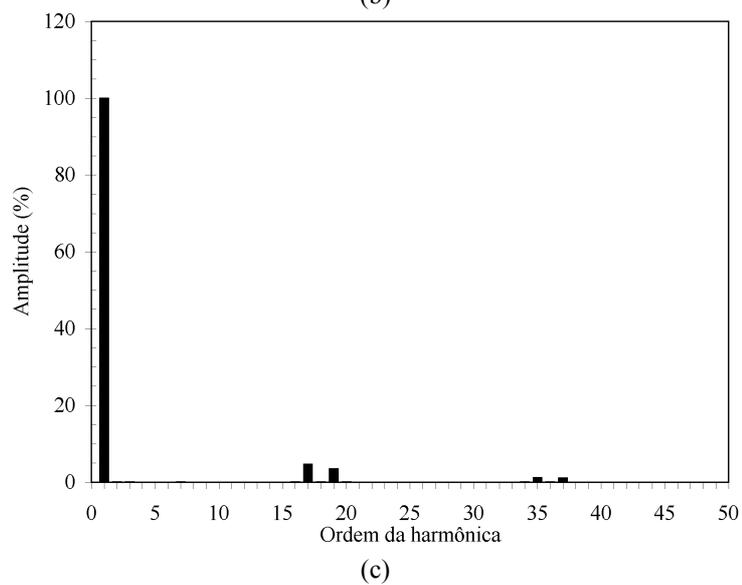
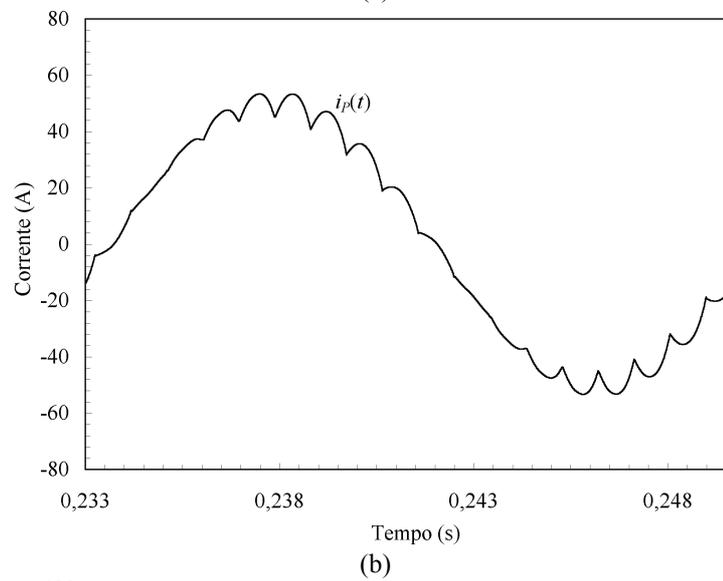
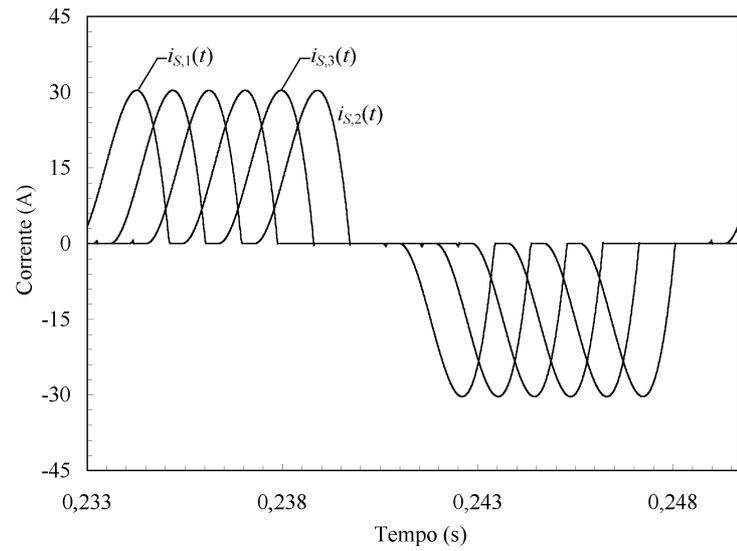
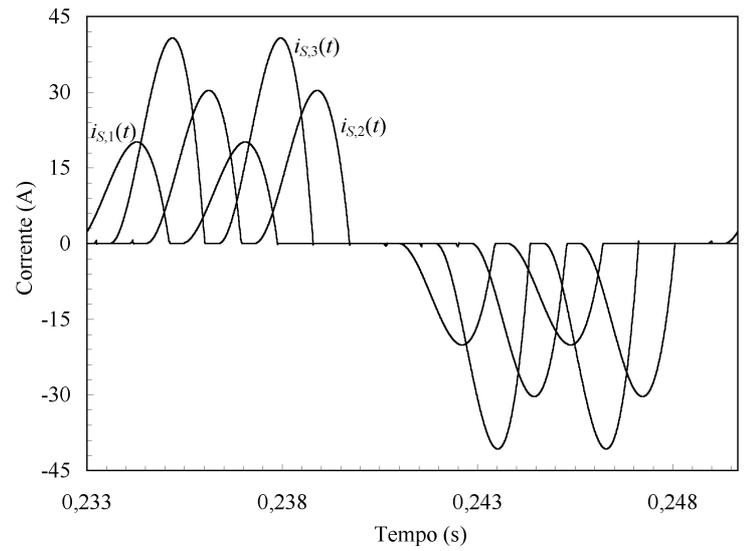
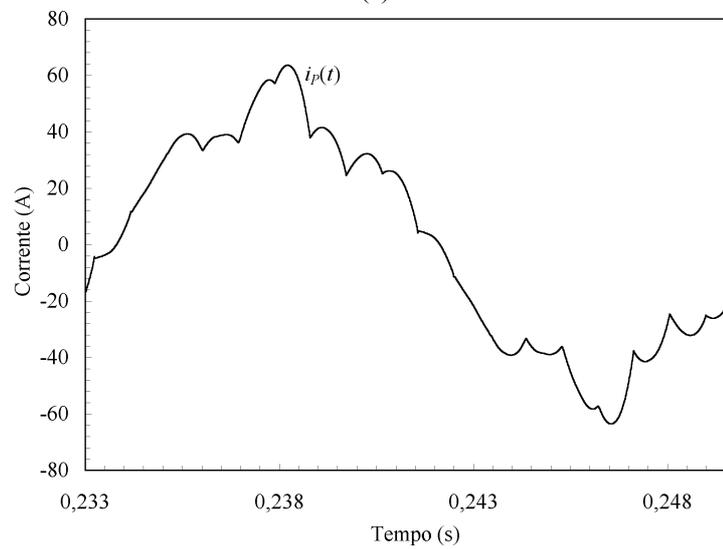


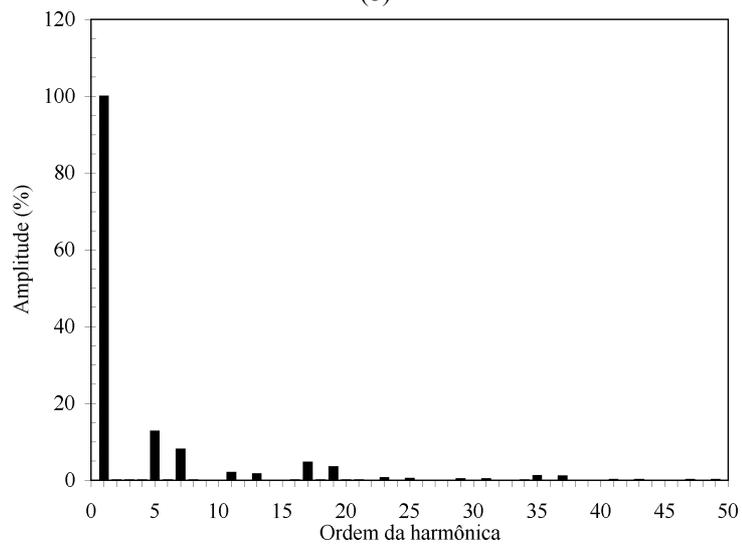
Figura 5-10. Conexão multipulso simétrica de retificadores processando níveis iguais de potência ($X_{c,j} = 5\%$, $X_{L,j} = 1\%$, $V_P = V_{L,j}$, $I_{cc,j} = 15$ A). (a) Correntes nos secundários. (b) Corrente de entrada. (c) Espectro harmônico da corrente de entrada.



(a)



(b)



(c)

Figura 5-11. Conexão multipulso simétrica de retificadores processando níveis distintos de potência ativa ($X_{c,j} = 5\%$, $X_{L,j} = 1\%$, $V_P = V_{L,j}$, $I_{cc,1} = 10$ A, $I_{cc,2} = 15$ A, $I_{cc,3} = 20$ A). (a) Correntes nos secundários. (b) Corrente de entrada. (c) Espectro harmônico da corrente de entrada.

Uma alternativa para melhorar o desempenho harmônico do ponto de vista da rede pública de energia foi apresentada em [63] quando os retificadores processam níveis distintos de potência ativa. Essa alternativa emprega retificadores em paralelo e/ou em série para cada célula da saída, como mostrado na Figura 5-12, para que todos os retificadores processem os mesmos níveis de potência. Conseqüentemente, é possível cancelar as harmônicas dominantes da corrente de entrada, mesmo mantendo os ângulos simétricos calculados com (5-14). Entretanto, vários retificadores devem ser utilizados quando as células processam níveis muito distintos de potência ativa, aumentando o custo de todo sistema.

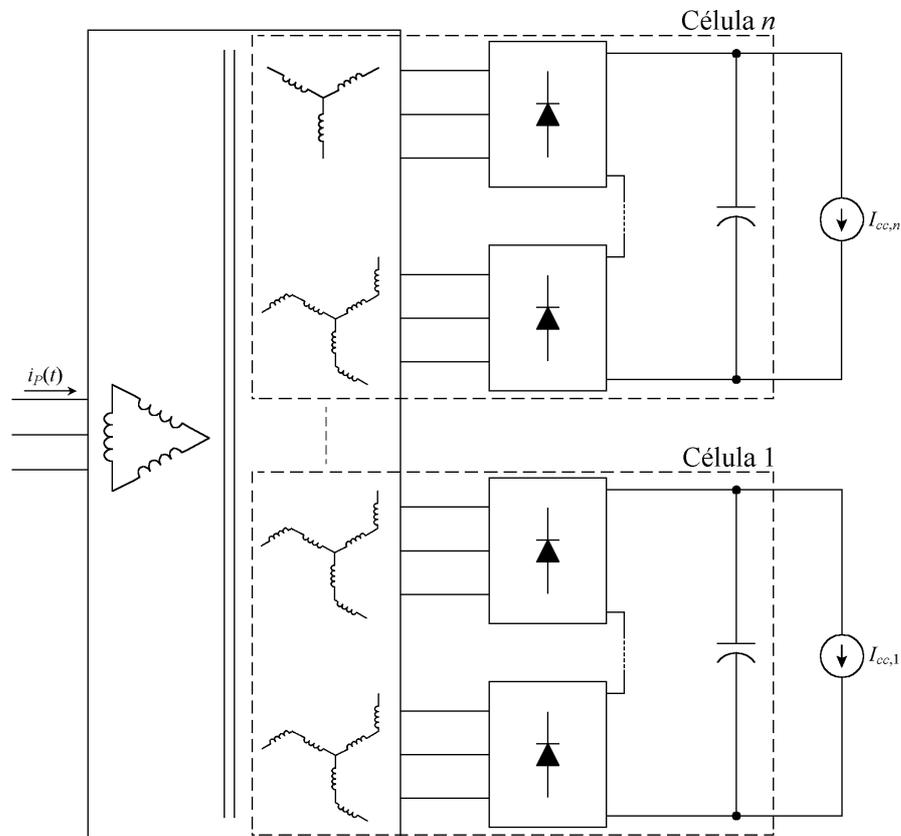


Figura 5-12. Diagrama do estágio de entrada com retificadores processando níveis iguais de potência.

Outra alternativa consiste em modificar os ângulos de defasagem entre os secundários para reduzir a THD da corrente de entrada sem aumentar o número de retificadores. Para atingir esse objetivo, uma nova metodologia de projeto é desenvolvida na próxima seção para calcular os ângulos de defasagem, considerando os níveis de potência ativa processados por cada retificador.

5.3. Conexão multipulso de retificadores: Metodologia de projeto assimétrica

Na seção anterior foi demonstrado que, utilizando os ângulos de defasagem calculados através de (5-14), as harmônicas dominantes das correntes de entrada são eliminadas somente quando a potência ativa processada por todos os retificadores e suas impedâncias são iguais. Por outro lado, os ângulos de defasagem entre os enrolamentos secundários podem ser calculados para eliminar harmônicas indesejadas das correntes de entrada, mesmo quando os retificadores processam níveis distintos de potência ativa.

Como a quinta harmônica normalmente apresenta a maior amplitude, seria desejável eliminá-la também nessa condição. De acordo com (5-10), a quinta harmônica pode ser representada na forma fasorial:

$$I_{5,P} \underline{\left| \varphi_{5,P} \right.} = \sum_{j=1,2,\dots}^n \frac{V_{L,j}}{V_P} I_{5,j} \underline{\left| 6\Phi_j + \varphi_{5,j} \right.} \quad (5-15)$$

Considerando que Φ_n é o ângulo de referência, ou seja, $\Phi_n = 0^\circ$, tem-se que:

$$I_{5,P} \underline{\left| \Delta\varphi_{5,P} \right.} = \frac{V_{L,1}}{V_P} I_{5,1} \underline{\left| 6\Delta\Phi_1 + \varphi_{5,1} \right.} + \frac{V_{L,2}}{V_P} I_{5,2} \underline{\left| 6\Delta\Phi_2 + \varphi_{5,2} \right.} + \dots + \frac{V_{L,n}}{V_P} I_{5,n} \underline{\left| \varphi_{5,n} \right.} \quad (5-16)$$

Logo, a amplitude da quinta harmônica pode ser obtida da seguinte forma:

$$I_{5,P} = \sqrt{\left[\frac{V_{L,1}}{V_P} I_{5,1} \cos(6\Delta\Phi_1 + \varphi_{5,1}) + \frac{V_{L,2}}{V_P} I_{5,2} \cos(6\Delta\Phi_2 + \varphi_{5,2}) + \dots + \frac{V_{L,n}}{V_P} I_{5,n} \cos(\varphi_{5,n}) \right]^2 + \left[\frac{V_{L,1}}{V_P} I_{5,1} \sin(6\Delta\Phi_1 + \varphi_{5,1}) + \frac{V_{L,2}}{V_P} I_{5,2} \sin(6\Delta\Phi_2 + \varphi_{5,2}) + \dots + \frac{V_{L,n}}{V_P} I_{5,n} \sin(\varphi_{5,n}) \right]^2} \quad (5-17)$$

A partir de (5-17) é possível verificar que a amplitude da quinta harmônica da corrente de entrada depende dos ângulos de defasagem, ou seja:

$$I_{5,P} = f(\Delta\Phi_1, \Delta\Phi_2, \dots, \Delta\Phi_{n-1}). \quad (5-18)$$

Então, considerando que a função representada em (5-18) possui ao menos um ponto de mínimo, as seguintes condições devem ser satisfeitas para se obter os ângulos de defasagem que resultam no valor mínimo de $I_{5,P}$ [39], [75]:

$$\frac{\partial f}{\partial \Delta\Phi_1} = \frac{\partial f}{\partial \Delta\Phi_2} = \dots = \frac{\partial f}{\partial \Delta\Phi_{n-1}} = 0 \quad (5-19)$$

$$\frac{\partial^2 f}{\partial \Delta\Phi_1^2} > 0 \left(\text{ou } \frac{\partial^2 f}{\partial \Delta\Phi_2^2} > 0 \text{ ou } \dots \text{ ou } \frac{\partial^2 f}{\partial \Delta\Phi_{n-1}^2} > 0 \right). \quad (5-20)$$

O ponto mínimo global é aquele que apresenta o maior valor da derivada segunda entre os pontos que satisfazem as restrições (5-19) e (5-20). Assim, a partir dos valores das tensões de linha dos secundários e da amplitude e da fase da quinta harmônica das correntes de entrada dos retificadores, que podem ser obtidas da Figura 5-4 e da Figura 5-5, é possível calcular os ângulos de defasagem entre os enrolamentos secundários, usando (5-17), (5-19) e (5-20) para minimizar ou, em muitos casos, eliminar a quinta harmônica da corrente drenada da rede pública de energia. Dependendo do número de retificadores e dos níveis de potência ativa processados pelos mesmos, podem existir várias soluções para eliminar a harmônica indesejada. Quando existem diversas soluções, aumenta-se a possibilidade de encontrar um conjunto de ângulos para, além de eliminar a harmônica indesejada, também reduzir a THD e/ou minimizar outras harmônicas dominantes.

A Figura 5-13 representa a amplitude da quinta harmônica da corrente de entrada de uma conexão multipulso com três retificadores com as mesmas impedâncias e processando a mesma potência ativa, variando os ângulos de defasagem entre os enrolamentos secundários da primeira e da segunda células ($\Phi_3 = 0^\circ$).

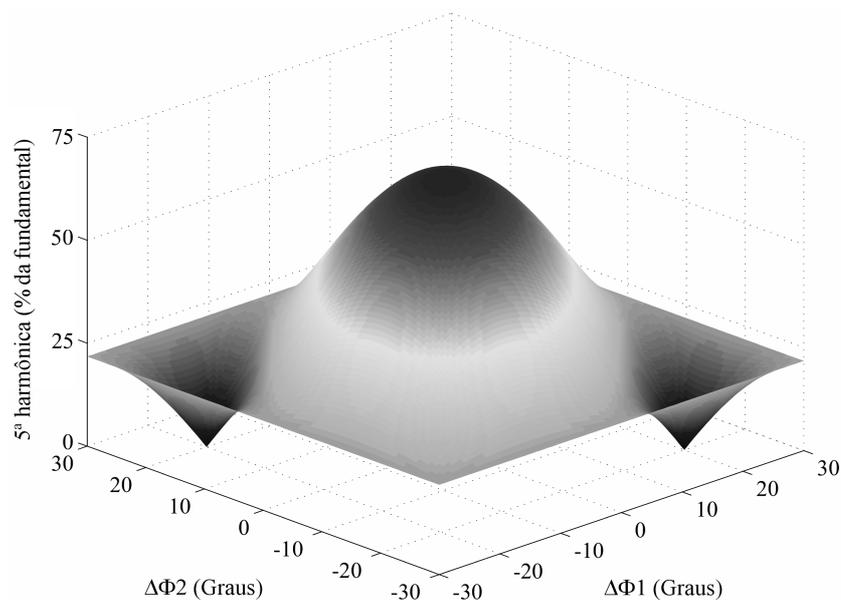


Figura 5-13. Amplitude da quinta harmônica da corrente de entrada *versus* ângulos de defasagem: níveis de potência ativa e impedâncias iguais.

Essa figura ilustra claramente a dependência entre a amplitude da quinta harmônica da corrente de entrada e os ângulos de defasagem entre os enrolamentos secundários do transformador de isolamento. A Figura 5-13 também mostra que a quinta harmônica possui pontos de mínimo quando $\Delta\Phi_1 = -20^\circ$ e $\Delta\Phi_2 = +20^\circ$ ou quando $\Delta\Phi_1 = +20^\circ$ e $\Delta\Phi_2 = -20^\circ$. Com esses conjuntos de ângulos, a quinta harmônica da corrente de entrada é eliminada. Esses ângulos de defasagem coincidem com os valores calculados com a metodologia de projeto simétrica, pois as impedâncias e os níveis de potência ativa processados pelos retificadores são iguais.

A Figura 5-14 mostra uma análise harmônica da corrente no primário, variando os ângulos de defasagem entre os secundários de uma conexão multipulso de três retificadores com as mesmas impedâncias percentuais e processando níveis distintos de potência ativa. Neste exemplo, quando a potência ativa processada pelo segundo retificador é 50% maior que o nível de potência processado pelo primeiro e a potência ativa processada pelo terceiro retificador é o dobro da potência processada pelo primeiro retificador, a amplitude da quinta harmônica da corrente de entrada possui pontos de mínimo quando $\Delta\Phi_1 = -22,2^\circ$ e $\Delta\Phi_2 = +25,2^\circ$, ou $\Delta\Phi_1 = +22,2^\circ$ e $\Delta\Phi_2 = -25,2^\circ$, como pode ser visto na Figura 5-14(a). A Figura 5-15(b) mostra que a quinta harmônica é cancelada ao utilizar um desses conjuntos de ângulos. Como mencionado anteriormente, as harmônicas de corrente são canceladas aos pares quando todos os retificadores possuem os mesmos valores normalizados de impedância e, portanto, a sétima harmônica também é cancelada. Por outro lado, é possível observar a partir da Figura 5-14(b) que a décima primeira harmônica não é eliminada com esses conjuntos de ângulos e, ainda, possui uma amplitude maior (5,1% da fundamental) do que aquela obtida com ângulos de defasagem simétricos (2,3% da fundamental). Entretanto, como a quinta e sétima harmônicas apresentam as maiores amplitudes, a THD da corrente de entrada, cuja forma de onda é apresentada na Figura 5-15(a), apresenta seu valor mínimo (8,8%) quando essas duas harmônicas são eliminadas, como pode ser verificado na Figura 5-14(c). Já com os ângulos de defasagem simétricos, a THD da corrente de entrada mostrada na Figura 5-11(b) é 16,2%.

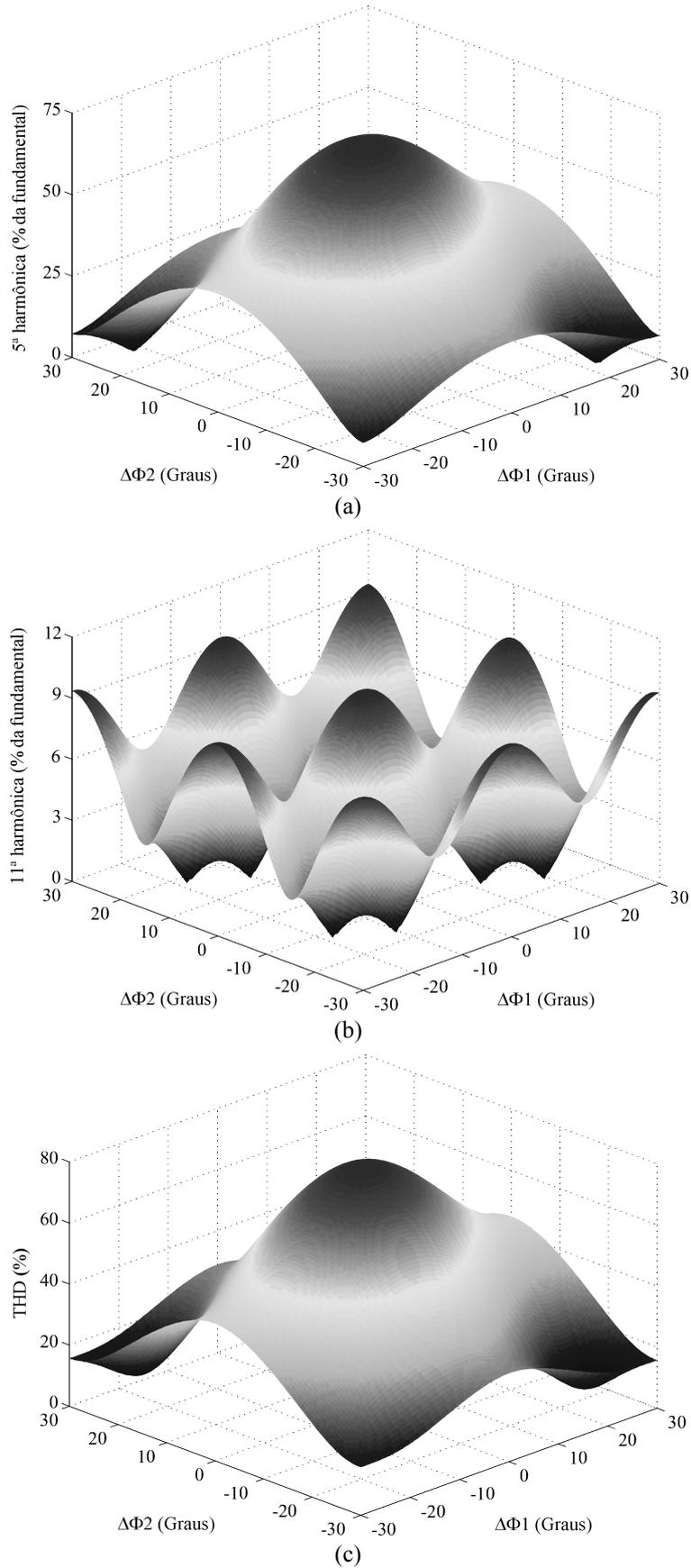


Figura 5-14. Análise harmônica versus ângulos de defasagem: níveis de potência diferentes ($P_2 = 1,5P_1$ e $P_3 = 2P_1$). (a) Amplitude da 5ª harmônica. (b) Amplitude da 11ª harmônica. (c) THD.

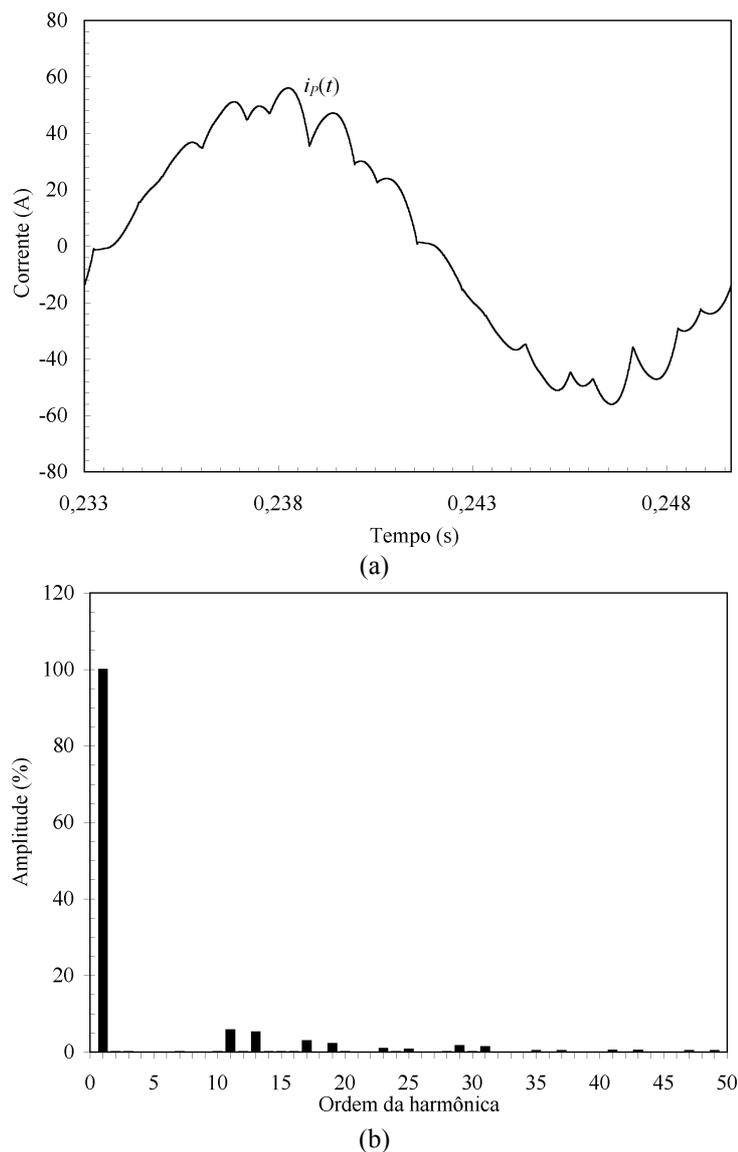


Figura 5-15. Conexão multipulso assimétrica de retificadores processando níveis distintos de potência ativa ($X_{c,j} = 5\%$, $X_{L,j} = 1\%$, $V_P = V_{L,j}$, $I_{cc,1} = 10$ A, $I_{cc,2} = 15$ A, $I_{cc,3} = 20$ A, $\Delta\Phi_1 = -22,2^\circ$ e $\Delta\Phi_2 = +25,2^\circ$).
(a) Corrente de entrada. (b) Espectro harmônico da corrente de entrada.

Existem algumas aplicações em que não é possível eliminar a quinta harmônica da corrente de entrada, pois a quinta harmônica produzida por um retificador é maior que a harmônica de mesma ordem produzida por todos os demais retificadores. Novamente, a Figura 5-16 mostra a amplitude da quinta harmônica da corrente de entrada de uma conexão multipulso com três células, variando os ângulos de defasagem entre os enrolamentos secundários da primeira e da segunda células. Porém, nesse exemplo, a potência ativa processada pelo terceiro retificador é maior que a soma das potências processadas pelos outros dois. Embora existam pontos de mínimo quando $\Delta\Phi_1 = \pm 30^\circ$ e $\Delta\Phi_2 = \pm 30^\circ$, a Figura 5-16 demonstra que a quinta harmônica não é eliminada

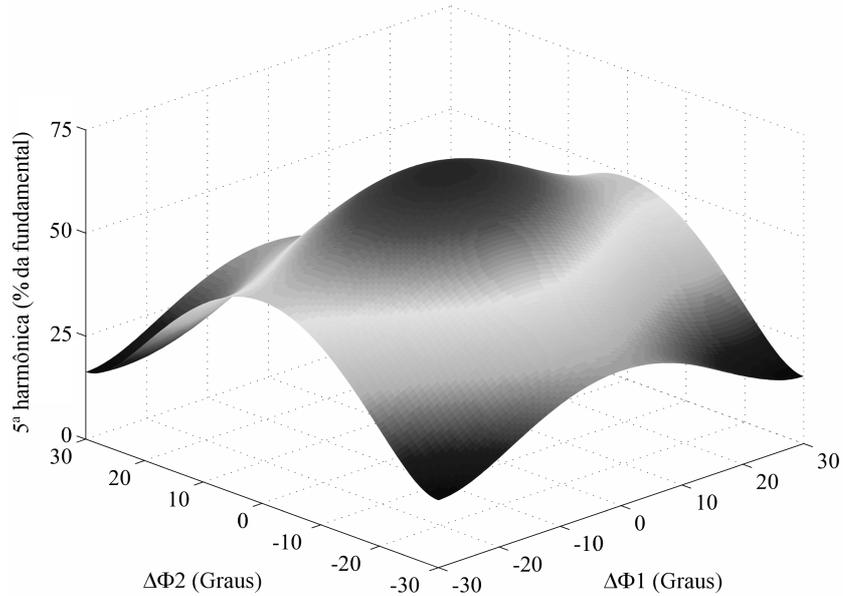


Figura 5-16. Amplitude da quinta harmônica da corrente de entrada *versus* ângulos de defasagem: níveis de potência ativa diferentes ($P_2 = 2P_1$ e $P_3 = 5P_1$).

Nessas aplicações, uma solução alternativa para eliminar a quinta harmônica é conectar dois retificadores em paralelo ou em série somente para a célula de maior potência, como mostra a Figura 5-17.

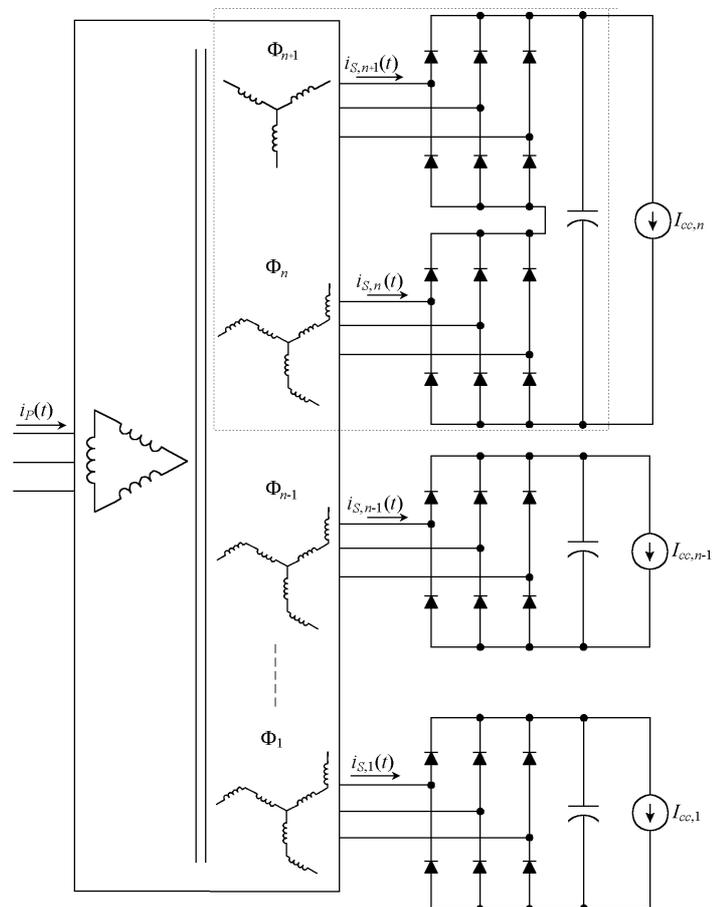


Figura 5-17. Conexão multipulso com dois retificadores em série para a célula de maior potência.

Com essa configuração, cada um dos dois retificadores da célula de maior potência processará a metade da potência dessa célula e, portanto, nenhum retificador processará uma potência ativa maior do que 50% da potência ativa de saída.

Com essa configuração alternativa, quando a potência ativa do segundo retificador é o dobro da potência do primeiro e a potência ativa processada pelo terceiro retificador é cinco vezes maior que a potência do primeiro, é possível cancelar a quinta harmônica da corrente de entrada quando $\Delta\Phi_1 = +13,1^\circ$, $\Delta\Phi_2 = -16,9^\circ$ e $\Delta\Phi_3 = +26,1^\circ$, resultando em uma forma de onda de corrente com reduzido conteúdo harmônico (THD = 4,9%), como pode ser visualizado na Figura 5-18.

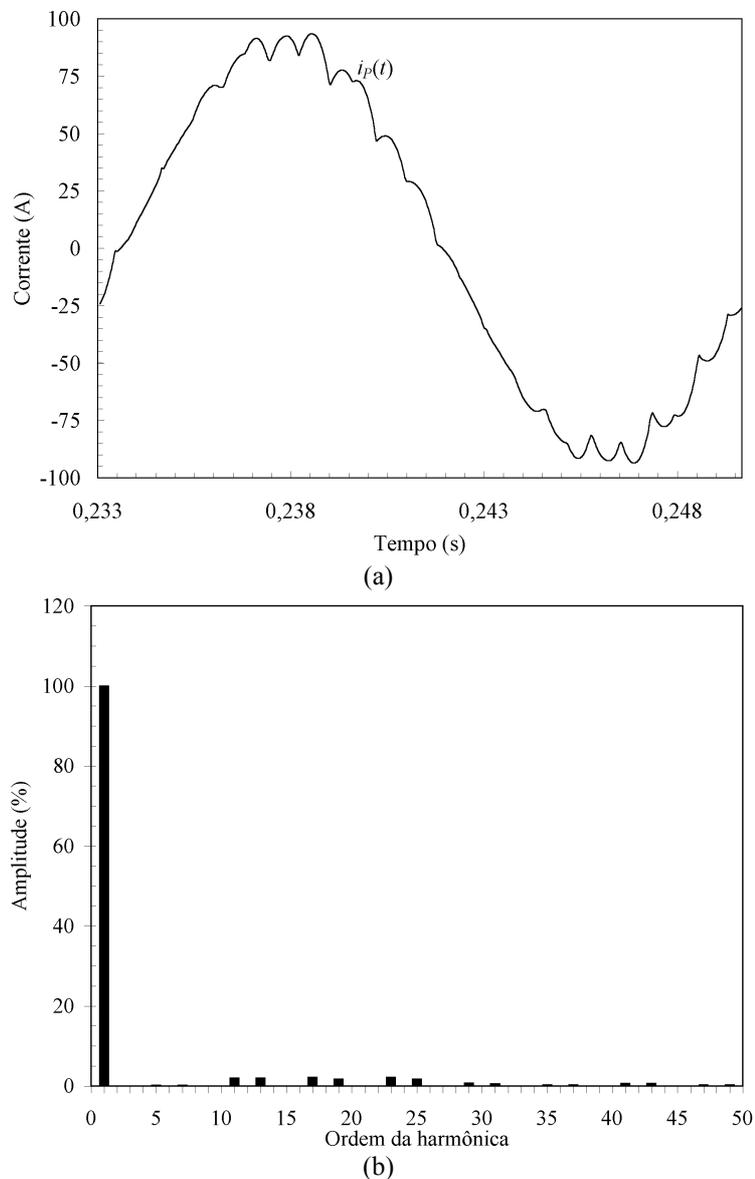


Figura 5-18. Conexão multipulso assimétrica de retificadores: célula de maior potência com dois retificadores ($X_{c,j} = 5\%$, $X_{L,j} = 1\%$, $V_P = V_{L,j}$, $I_{cc,1} = 10\text{A}$, $I_{cc,2} = 20\text{A}$, $I_{cc,3} = 50\text{A}$, $\Delta\Phi_1 = +13,1^\circ$, $\Delta\Phi_2 = -16,9^\circ$ e $\Delta\Phi_3 = +26,1^\circ$). (a) Corrente de entrada. (b) Espectro harmônico.

Então, como a metodologia de projeto proposta nessa seção calcula os ângulos de defasagem entre os enrolamentos secundários do transformador mesmo com retificadores processando níveis distintos de potência ativa, pode-se concluir que essa metodologia também pode ser aplicada ao estágio retificador de entrada de inversores multiníveis híbridos.

5.4. Conexão multipulso assimétrica de retificadores aplicada em conversores multiníveis híbridos

Um inversor multinível híbrido composto somente de células *H-bridge* em série será utilizado nesta seção para investigar o desempenho da conexão multipulso assimétrica de retificadores quando aplicada no estágio retificador de entrada de conversores multiníveis híbridos. Entretanto, outras topologias de conversores multiníveis híbridos também podem empregar uma conexão multipulso assimétrica de retificadores para implementar as fontes de tensão isoladas e, simultaneamente, reduzir a distorção harmônica das correntes de entrada.

No Capítulo 3 foi demonstrado que a definição do número de células conectadas em série e dos valores das fontes de tensão contínua deve considerar como essas fontes são implementadas. Considerando que todas as fontes serão implementadas com retificadores não controlados, então não é possível regenerar energia da carga para a fonte alternada de entrada. Para esse caso, a Figura 3-32 apresentou os valores normalizados das fontes que garantem que todas as células *H-bridge* do inversor híbrido não sintetizam componentes fundamentais de tensão negativas para qualquer valor de m_a no modo motorização, também sem penalizar o conteúdo harmônico das tensões de saída.

De acordo com a Figura 3-32, com três células *H-bridge* em série é possível sintetizar tensões fase-neutro com nove níveis ao utilizar $V_1 = V_2 = 1$ p.u. e $V_3 = 2$ p.u. Além disso, as tensões de linha apresentam até dezessete níveis distintos, resultando em uma THD menor de 10% para um índice de modulação de amplitude unitário, sem empregar qualquer filtro de saída. Conseqüentemente, devido a isso e também ao fato que nenhuma célula irá regenerar energia em qualquer ponto de operação, essa configuração foi utilizada para obter os resultados de simulação relacionados à conexão multipulso assimétrica de retificadores. Os principais parâmetros do sistema proposto são ilustrados na Tabela 5-2.

Tabela 5-2. Parâmetros do inversor híbrido de nove níveis com conexão multipulso assimétrica de retificadores.

Tensão de entrada	$V_P = 380 \text{ V}_{\text{RMS}}$ (tensão de linha)
Frequência de entrada	$f = 60 \text{ Hz}$
Componente fundamental da tensão de saída	$V_{1,o} = 220 \text{ V}_{\text{RMS}}$
Potência nominal de cada fase	$P_o = 1 \text{ kW}$
Fontes de tensão CC	$V_{cc,1} = 85 \text{ V}$, $V_{cc,2} = 85 \text{ V}$, $V_{cc,3} = 170 \text{ V}$
Reatâncias dos retificadores	$X_{L,j} (\%) = 1 \%$, $X_{C,j} (\%) = 5 \%$

Com esses níveis de tensão e com a estratégia de modulação híbrida apresentada na Figura 3-5, a terceira célula processa 63,7% da potência ativa total de uma fase (P_o) enquanto que a segunda célula processa 23% e a primeira célula *H-bridge* processa 13,3% de P_o no ponto nominal de operação ($m_a = 0,91$), quando $\Psi_3 = 1,51$ p.u. e $\Psi_2 = 0,91$ p.u. O impacto de diferentes níveis de comparação Ψ_j na distribuição de potência entre as células e também no conteúdo harmônico das correntes de entrada será investigado detalhadamente no próximo capítulo, justificando a escolha dos níveis de comparação mencionados acima.

Nesse caso, como a célula com a maior fonte de tensão processa um nível de potência maior que as outras duas células juntas, não seria possível eliminar a quinta harmônica da corrente de entrada ao utilizar a configuração representada na Figura 5-8. A quinta harmônica da corrente no primário pode ser somente minimizada quando, por exemplo, $\Delta\Phi_1 = 30^\circ$ e $\Delta\Phi_2 = -30^\circ$, como ilustrado na Tabela 5-3.

Tabela 5-3. Ângulos de defasagem.

Números de retificadores	Potências dos retificadores	Ângulos simétricos	Ângulos assimétricos
3	$P_1 = 133\text{W}$ $P_2 = 230\text{W}$ $P_3 = 637\text{W}$	$\Delta\Phi_1 = 20^\circ$ $\Delta\Phi_2 = -20^\circ$ $\Delta\Phi_3 = 0^\circ$	$\Delta\Phi_1 = 30^\circ$ $\Delta\Phi_2 = -30^\circ$ $\Delta\Phi_3 = 0^\circ$
4 ⁽¹⁾	$P_1 = 133\text{W}$ $P_2 = 230\text{W}$ $P_3 = 318,5\text{W}$ $P_4 = 318,5\text{W}$	$\Delta\Phi_1 = 15^\circ$ $\Delta\Phi_2 = -15^\circ$ $\Delta\Phi_3 = 30^\circ$ $\Delta\Phi_4 = 0^\circ$	$\Delta\Phi_1 = 13,9^\circ$ $\Delta\Phi_2 = -16,3^\circ$ $\Delta\Phi_3 = 27,1^\circ$ $\Delta\Phi_4 = 0^\circ$
5 ⁽²⁾	$P_1 = 133\text{W}$ $P_2 = 230\text{W}$ $P_3 = 213,3\text{W}$ $P_4 = 213,3\text{W}$ $P_5 = 213,3\text{W}$	$\Delta\Phi_1 = 12^\circ$ $\Delta\Phi_2 = -12^\circ$ $\Delta\Phi_3 = 24^\circ$ $\Delta\Phi_4 = -24^\circ$ $\Delta\Phi_5 = 0^\circ$	$\Delta\Phi_1 = 11,8^\circ$ $\Delta\Phi_2 = -11,6^\circ$ $\Delta\Phi_3 = 21,7^\circ$ $\Delta\Phi_4 = -26,6^\circ$ $\Delta\Phi_5 = 0^\circ$

(1) Dois retificadores conectados em série na célula de maior potência.

(2) Três retificadores conectados em série na célula de maior potência.

Essa tabela mostra os ângulos de defasagem entre os enrolamentos secundários para configurações multipulso distintas. Os ângulos simétricos são calculados a partir de (5-14) e os ângulos assimétricos são obtidos para minimizar, ou até mesmo eliminar, a quinta harmônica das correntes de entrada.

Então, a Figura 5-19(a) apresenta uma corrente de linha (THD = 24,1%) drenada da rede pública de energia e sua respectiva tensão fase-neutro, quando os enrolamentos secundários estão defasados entre si para minimizar a quinta harmônica.

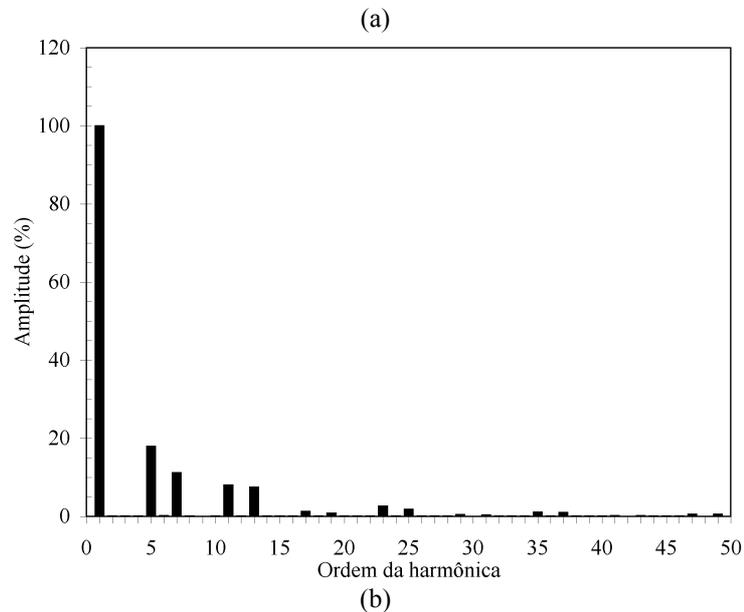
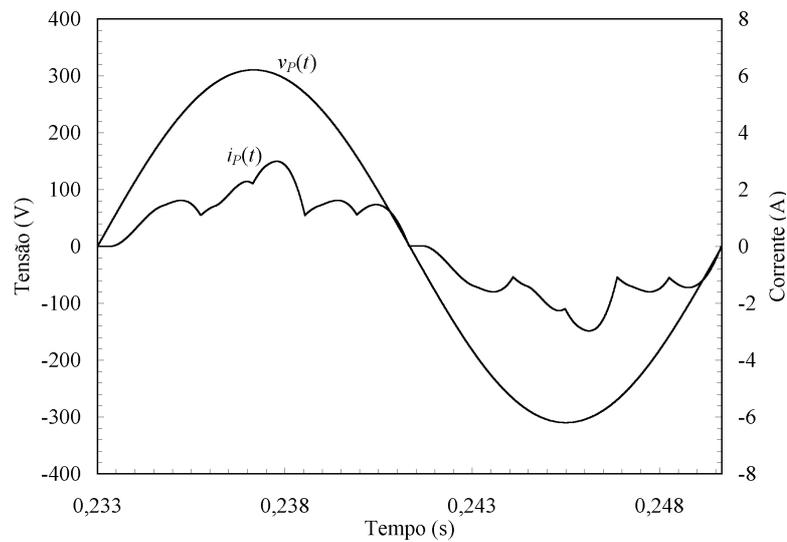


Figura 5-19. Resultados de simulação: *minimização* da quinta harmônica com conexão multipulso de retificadores aplicada em um inversor híbrido de nove níveis ($\Delta\Phi_1 = 30^\circ$, $\Delta\Phi_2 = -30^\circ$, $\Delta\Phi_3 = 0^\circ$).
(a) Corrente e tensão de entrada. (b) Espectro harmônico da corrente de entrada.

Como discutido na seção anterior, uma alternativa para eliminar a quinta harmônica é conectar dois retificadores em série para a célula de maior potência, como mostrado na

Figura 5-20. Cada um desses dois retificadores irá processar a metade da potência (31,85%) e, portanto, torna-se possível eliminar a quinta harmônica das correntes de entrada. Então, a partir dos níveis de potência ativa processados por cada retificador e utilizando (5-17), (5-19) e (5-20), pode-se demonstrar que um conjunto de ângulos de defasagem entre os enrolamentos secundários para eliminar a quinta harmônica da corrente de entrada é dado por: $\Delta\Phi_1 = 13,9^\circ$, $\Delta\Phi_2 = -16,3^\circ$ e $\Delta\Phi_3 = 27,1^\circ$.

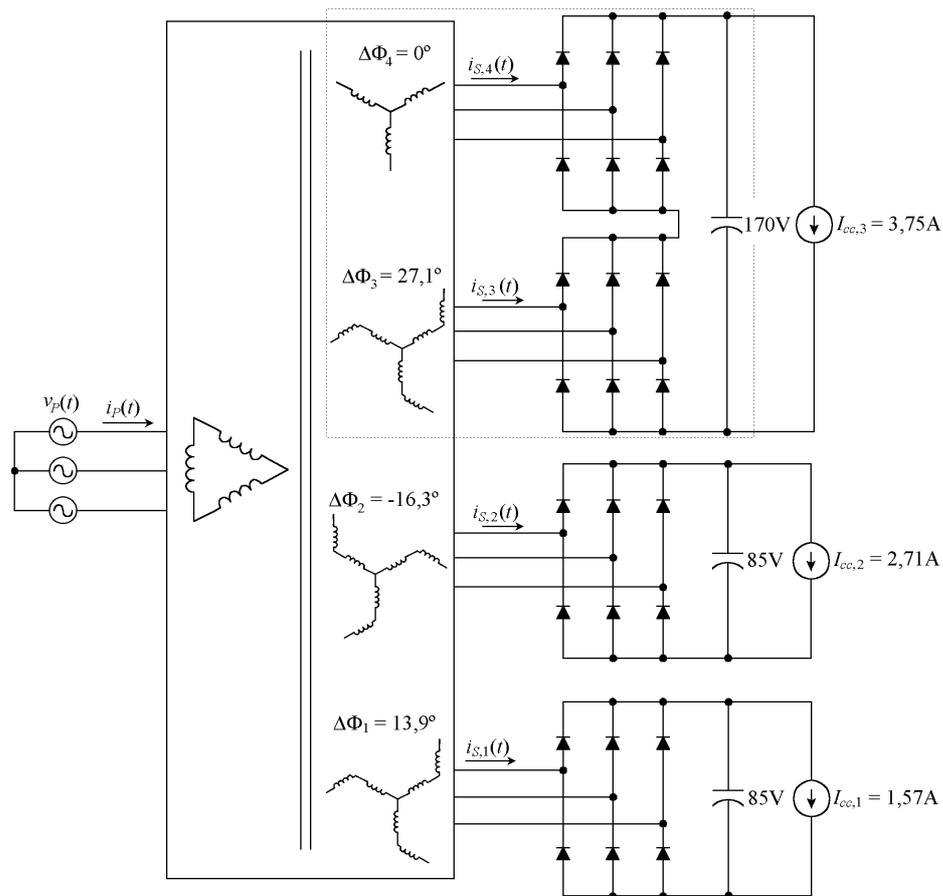


Figura 5-20. Diagrama simplificado do estágio retificador de entrada proposto.

A Figura 5-21(a) apresenta uma tensão fase-neutro de entrada e sua respectiva corrente de linha (THD = 5,2%) quando dois retificadores são conectados em série para a célula de maior potência. Os secundários estão desfasados entre si para eliminar a quinta harmônica, mesmo com os retificadores processando níveis distintos de potência ativa. A Figura 5-21(b) mostra que a quinta harmônica é eliminada com esse conjunto de ângulos de defasagem, resultando em uma forma de onda de corrente com reduzida distorção harmônica e que satisfaz as recomendações da norma IEEE 519-1992 [48], considerando os valores reduzidos das impedâncias de entrada.

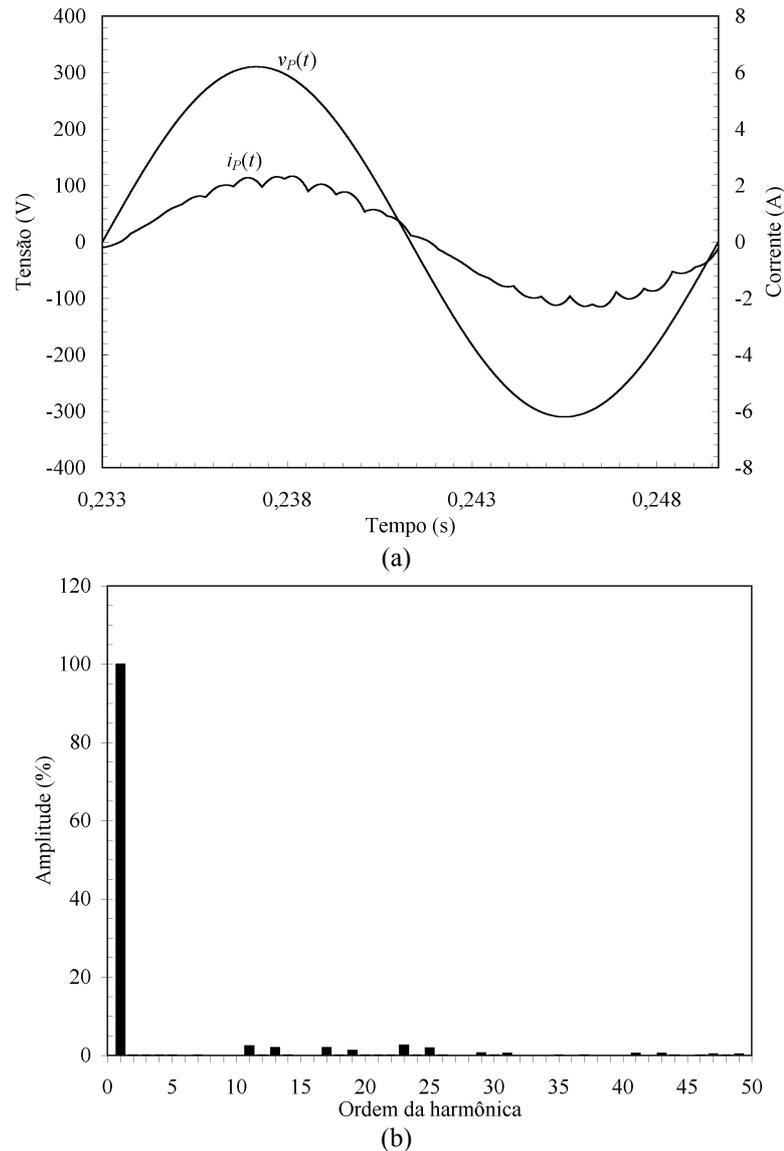


Figura 5-21. Resultados de simulação: eliminação da quinta harmônica com conexão multipulso de retificadores aplicada em um inversor híbrido de nove níveis ($\Delta\Phi_1 = 13,9^\circ$, $\Delta\Phi_2 = -16,3^\circ$, $\Delta\Phi_3 = 27,1^\circ$, $\Delta\Phi_4 = 0^\circ$). (a) Corrente e tensão de entrada. (b) Espectro harmônico da corrente de entrada.

A Tabela 5-4 compara a THD das correntes de entrada para configurações multipulso distintas, empregando três, quatro ou até cinco retificadores não controlados e também utilizando conjuntos de ângulos diferentes.

Tabela 5-4. THD da corrente de entrada com fonte de tensão ideal.

Número de retificadores	Sem defasagem	Ângulos simétricos	Ângulos assimétricos
3	81,3%	36,5%	24,1%
4	81,3%	9,3%	5,2%
5	81,3%	7,7%	3,7%

Essa tabela mostra que o conteúdo harmônico da corrente de entrada é reduzido significativamente ao utilizar enrolamentos secundários defasados entre si. Essa redução é ainda maior quando um maior número de retificadores é usado para diminuir a assimetria de potência entre os retificadores, e quando os ângulos de defasagem são calculados para minimizar, ou cancelar, a quinta harmônica das correntes no primário do transformador. Contudo, a THD diminui somente de 5,2% para 3,7% quando três retificadores são usados na célula de maior potência, aumentando o custo e a complexidade do sistema sem melhorar expressivamente o desempenho harmônico.

5.4.a) Fonte de tensão trifásica desequilibrada e distorcida

Até agora, as análises foram realizadas sob a hipótese de uma fonte de alimentação equilibrada, como afirmado na seção 5.1. Porém, essa hipótese não é necessariamente verdadeira em algumas situações práticas. Por exemplo, não é incomum existir um desequilíbrio e/ou uma distorção harmônica na fonte de alimentação trifásica [108]. Portanto, uma fonte de tensão trifásica com desequilíbrio de tensão (tensão de seqüência negativa) e também apresentando uma quinta harmônica é definida em (5-21) para avaliar o desempenho harmônico de configurações multipulso sob uma condição prática:

$$\begin{aligned} v_{P,a}(t) &= V_f \operatorname{sen}(\omega t) + k_n V_f \operatorname{sen}(\omega t) + k_5 V_f \operatorname{sen}(5\omega t + \alpha_5) \\ v_{P,b}(t) &= V_f \operatorname{sen}(\omega t - 2\pi/3) + k_n V_f \operatorname{sen}(\omega t + 2\pi/3) + k_5 V_f \operatorname{sen}(5\omega t + 2\pi/3 + \alpha_5) \\ v_{P,c}(t) &= V_f \operatorname{sen}(\omega t + 2\pi/3) + k_n V_f \operatorname{sen}(\omega t - 2\pi/3) + k_5 V_f \operatorname{sen}(5\omega t - 2\pi/3 + \alpha_5) \end{aligned} \quad (5-21)$$

onde as amplitudes da tensão de seqüência negativa e da quinta harmônica são representadas como porcentagens, k_n e k_5 , respectivamente, da componente fundamental V_f , e α_5 representa o atraso de fase da quinta harmônica, que afeta o desempenho harmônico de retificadores de seis pulsos [88]. Por outro lado, o desempenho harmônico dos retificadores é praticamente independente do ângulo de fase da tensão de seqüência negativa e, portanto, esse ângulo não é considerado nessa análise.

A Figura 5-22(a) mostra uma corrente de linha no primário (THD = 13%) drenada pela configuração multipulso da Figura 5-20, com uma fonte de tensão trifásica com desequilíbrio de tensão de 0,35% e uma quinta harmônica de 1%, representando a fonte de tensão disponível no laboratório. A Figura 5-22(b) apresenta o espectro harmônico dessa corrente, ilustrando que o desequilíbrio e a distorção na tensão de entrada causam um aumento significativo na terceira, quinta e sétima harmônicas da corrente de entrada.

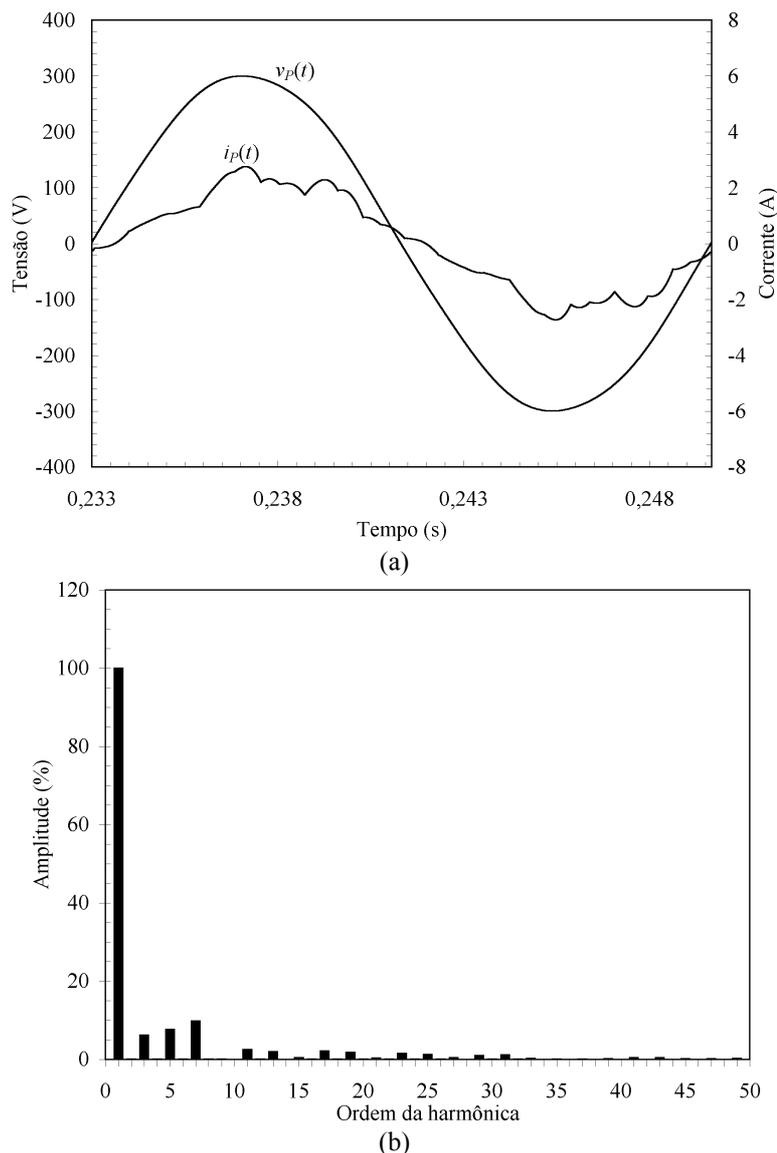


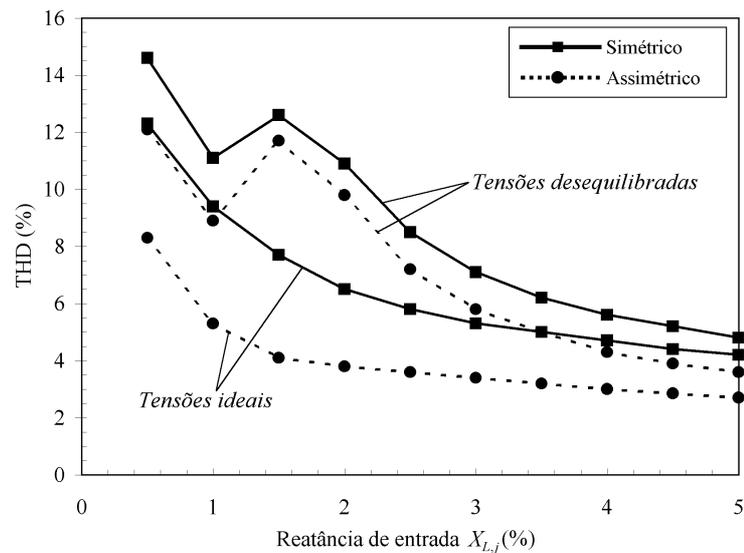
Figura 5-22. Resultados de simulação: efeitos do desequilíbrio e da quinta harmônica na tensão de entrada em uma conexão multipulso ($k_n = 0,0035$, $k_5 = 0,01$, $\alpha_5 = 180^\circ$). (a) Corrente e tensão de entrada. (b) Espectro harmônico da corrente de entrada.

Embora o desempenho harmônico de entrada seja penalizado com essa fonte de tensão desequilibrada e distorcida, a configuração assimétrica ainda apresenta um desempenho superior quando comparado com a estrutura simétrica, como pode ser observado na Tabela 5-5.

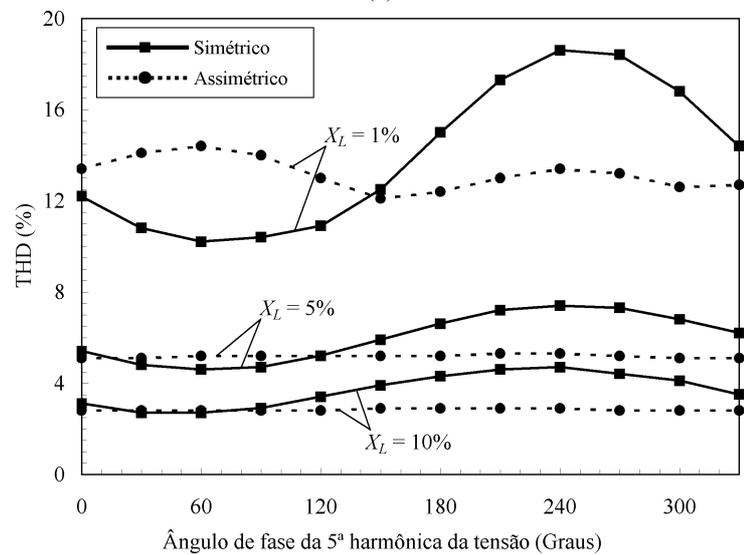
Tabela 5-5. THD da corrente de entrada com fonte de tensão real ($k_n = 0,0035$, $k_5 = 0,01$, $\alpha_5 = 180^\circ$).

Número de retificadores	Sem defasagem	Ângulos simétricos	Ângulos assimétricos
3	75,1%	30,6%	20,8%
4	75,1%	15,8%	13%
5	75,1%	15,8%	11,9%

A Figura 5-23(a) compara a THD da corrente drenada pela configuração multipulso da Figura 5-20 com uma fonte de tensão trifásica ideal e também incluindo uma tensão de seqüência negativa de 0,35% para uma faixa de valores da reatância de entrada, usando os parâmetros da Tabela 5-2 e da Tabela 5-3. Além disso, a Figura 5-23(b) mostra a THD obtida com os arranjos simétrico e assimétrico ao também incluir uma quinta harmônica de 1% na tensão de entrada.



(a)



(b)

Figura 5-23. Comparação de desempenho entre as configurações multipulso simétrica e assimétrica aplicadas em um inversor híbrido de nove níveis. (a) Efeitos do desequilíbrio de tensão ($k_n = 0,0035$). (b) Efeitos do desequilíbrio ($k_n = 0,0035$) e da quinta harmônica de tensão ($k_5 = 0,01$).

De acordo com a Figura 5-23(a), a conexão multipulso proposta apresenta um melhor desempenho ao considerar os efeitos de uma fonte de tensão trifásica desequilibrada. Por outro lado, a Figura 5-23(b) mostra que o ângulo de fase da quinta harmônica na

tensão de entrada pode conduzir a uma situação onde a configuração simétrica resulta em uma menor THD do que a obtida com enrolamentos secundários assimetricamente defasados entre si. Porém, esses efeitos negativos no desempenho harmônico tornam-se menos importantes para valores maiores da reatância de entrada. Para valores maiores de reatância, o arranjo assimétrico apresenta um melhor desempenho para quase todo ângulo de fase da quinta harmônica. Outra alternativa para minimizar os efeitos de uma fonte de tensão trifásica desequilibrada e distorcida é a inclusão de filtros no lado CC do retificador [88]. Contudo, essa alternativa aumenta o volume, o peso e o custo de toda estrutura.

5.5. Conclusões

Como as fontes de tensão contínua de um inversor multinível híbrido com células em série devem ser isoladas entre si para a sua correta operação, um transformador deve ser utilizado para implementar as fontes de tensão isoladas. Assim, o conteúdo harmônico das correntes de entrada pode ser reduzido através de conexões multipulso de retificadores, que usam a defasagem entre os enrolamentos secundários do transformador para cancelar harmônicas indesejadas de corrente.

Contudo, na seção 5.2 foi demonstrado que, ao determinar os ângulos de defasagem através da metodologia de projeto simétrica, essas componentes harmônicas são eliminadas somente quando os níveis de potência processados e as impedâncias existentes nos retificadores são iguais. Dessa forma, em inversores multiníveis híbridos, onde as células usualmente processam níveis distintos de potência ativa, as correntes drenadas da fonte de alimentação apresentam algumas harmônicas indesejadas ao empregar a metodologia de projeto simétrica. Uma alternativa para minimizar esse problema é conectar alguns retificadores em série e/ou paralelo para reduzir a diferença entre os níveis de potência processados pelos enrolamentos secundários. Entretanto, vários retificadores seriam necessários para cargas muito assimétricas, aumentando consideravelmente a complexidade e o custo do sistema.

Para contornar esta dificuldade, uma metodologia de projeto assimétrica foi proposta na seção 5.3 para determinar os ângulos de defasagem entre os enrolamentos secundários do transformador, mesmo quando os níveis de potência ativa processados pelos retificadores são diferentes. Portanto, essa metodologia pode ser empregada para calcular os ângulos de defasagem entre os enrolamentos secundários que fornecem energia para as células em série de inversores multiníveis híbridos. Um conjunto de ângulos é

obtido para minimizar, ou até mesmo eliminar, harmônicas indesejadas de baixa frequência, em particular a quinta harmônica, uma vez que essa harmônica apresenta uma amplitude consideravelmente maior que as outras componentes.

Por fim, o desempenho harmônico de diferentes conexões multipulso de retificadores, quando aplicadas no estágio de entrada de um inversor multinível híbrido capaz de sintetizar nove níveis de tensão distintos, foi analisado na seção 5.4. O arranjo multipulso proposto reduz a THD da corrente de entrada e, conseqüentemente, aumenta o fator de potência de entrada sem a inclusão de retificadores controlados e também sem aumentar a complexidade e o custo do estágio retificador de entrada, quando comparado com um retificador multipulso simétrico. O Capítulo 8 irá apresentar resultados experimentais que comprovam o bom desempenho da configuração proposta.

Capítulo 6

IMPACTO DA MODULAÇÃO NO CONTEÚDO HARMÔNICO DAS TENSÕES DE SAÍDA E CORRENTES DE ENTRADA

Um novo arranjo para a conexão multipulso de retificadores não controlados, que também pode ser implementado quando os retificadores processam níveis distintos de potência ativa, foi proposto no Capítulo 5. Nesse capítulo foi demonstrado que esse novo arranjo é particularmente adequado para implementar as fontes de tensão isoladas de inversores multiníveis híbridos em aplicações com transferência de potência ativa, pois reduz o conteúdo harmônico das correntes de entrada quando comparado com uma configuração multipulso simétrica. Porém, devido à estratégia de modulação originalmente adotada para inversores multiníveis híbridos com células *H-bridge* em série [59], o Capítulo 6 irá mostrar que a harmônica dominante da corrente de entrada é eliminada somente para o ponto nominal de operação, prejudicando o desempenho do harmônico do ponto de vista da rede pública de energia em outros pontos.

Por consequência, este capítulo irá investigar os princípios de operação e os impactos da estratégia de modulação de inversores multiníveis híbridos com células *H-bridge* em série, apresentada no Capítulo 3, tanto no conteúdo harmônico das tensões de saída quanto na distribuição de potência entre as células e, consequentemente, no conteúdo harmônico das correntes de entrada. Após essas análises, na seção 6.2 é proposta uma nova estratégia de modulação para inversores multiníveis híbridos que possibilita, juntamente com uma conexão multipulso assimétrica de retificadores, reduzir a THD das correntes de entrada em toda faixa de variação do índice de modulação de amplitude. Com essa nova estratégia mantém-se a capacidade para sintetizar tensões de saída com reduzida distorção harmônica e torna-se possível eliminar harmônicas dominantes da corrente de entrada em qualquer ponto de operação [105].

6.1. Impacto da estratégia de modulação no conteúdo harmônico das tensões de saída

A Figura 6-1 mostra novamente um diagrama de blocos da estratégia de modulação utilizada para inversores multiníveis híbridos com células *H-bridge* em série.

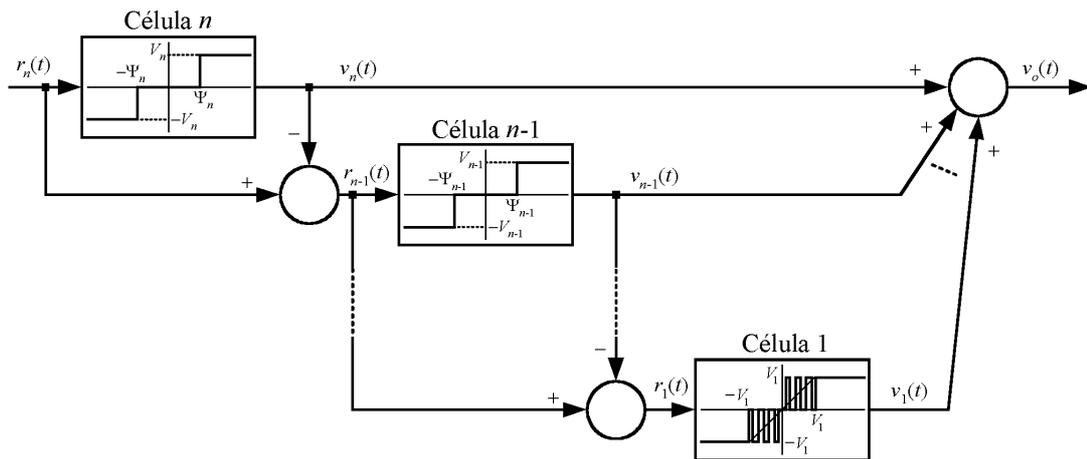


Figura 6-1. Estratégia de modulação para inversores multiníveis híbridos.

Conforme mencionado no Capítulo 3, o sinal de referência do inversor multinível também é o sinal de referência da célula n , que possui a maior fonte de tensão. Esse sinal é comparado com os níveis de tensão Ψ_n e $-\Psi_n$, como ilustrado na Figura 6-1. O sinal de referência da j -ésima célula $r_j(t)$ é a diferença entre o sinal de referência e a tensão de saída da célula $j+1$, ou seja, corresponde à tensão que as células de maior potência não tiveram capacidade de sintetizar. Logo, esse sinal de referência, que é comparado com Ψ_j e $-\Psi_j$, contém informação dos conteúdos harmônicos das tensões de saída de todas as células de maior potência. Finalmente, o sinal de referência da célula de menor potência é comparado com um sinal triangular de alta frequência, resultando em uma tensão de saída modulada por largura de pulso.

Em um inversor PWM convencional, a amplitude do seu sinal de referência deve ser menor que o valor da fonte de tensão contínua para que o sistema não opere na região de sobremodulação. Nessa região, a tensão de saída sintetizada pelo inversor PWM apresenta harmônicas indesejadas de baixa frequência e a amplitude da componente fundamental não varia linearmente com o índice de modulação de amplitude [79]. Portanto, a região de sobremodulação é normalmente evitada ao empregar estratégias PWM.

Esse mesmo princípio também pode ser aplicado em inversores multiníveis híbridos. Neste caso, para evitar a região de sobremodulação, o valor absoluto do sinal de referência $r_n(t)$ deve ser menor que a soma de todas as fontes de tensão contínua, isto é:

$$-\sigma_n \leq r_n(t) \leq \sigma_n. \quad (6-1)$$

Quando essa restrição é satisfeita, garante-se que o arranjo formado pelas n células em série tem capacidade para sintetizar essa tensão de referência sem operar na região de sobremodulação. Entretanto, essa restrição não garante que as $n-1$ primeiras células terão capacidade para sintetizar o sinal de referência $r_{n-1}(t)$.

De acordo com a Figura 6-1, o sinal de referência $r_j(t)$ é obtido a partir da diferença entre o sinal de referência e a tensão de saída da célula $j+1$. Logo, o sinal de referência $r_j(t)$ deve ser sintetizado somente pelas j primeiras células e, portanto, deve ser menor que a soma das fontes de tensão dessas células (σ_j) para que as mesmas tenham capacidade de sintetizar essa tensão na região linear de operação, ou seja:

$$-\sigma_j \leq r_j(t) \leq \sigma_j, \quad j = 1, 2, \dots, n. \quad (6-2)$$

Portanto, essa condição deve ser respeitada em todas as células para que a tensão de saída do inversor multinível híbrido não apresente harmônicas indesejadas de baixa frequência e para que a amplitude da componente fundamental varie linearmente com m_a .

Considerando que a restrição (6-1) é respeitada, deve-se inicialmente garantir que o sinal de referência $r_{n-1}(t)$ não seja maior que σ_{n-1} . Para isso, é necessário que a tensão de saída da célula n seja alterada para V_n quando a sua tensão de referência ultrapassar σ_{n-1} , automaticamente reduzindo o sinal de referência $r_{n-1}(t)$. Logo, a partir da Figura 6-1 pode-se demonstrar que:

$$\Psi_n \leq \sigma_{n-1}. \quad (6-3)$$

Essa condição pode ser facilmente estendida para as outras células, pois a saída da j -ésima célula também deve ser igual a V_j quando o sinal de referência dessa célula é maior que a soma das fontes de tensão das primeiras $j-1$ células. Dessa forma, os níveis de comparação das células de baixa frequência devem satisfazer a seguinte restrição:

$$\Psi_j \leq \sigma_{j-1}, \quad j = 2, 3, \dots, n. \quad (6-4)$$

Quando essa restrição não é satisfeita, o sinal de referência da célula $j-1$ torna-se maior que σ_{j-1} , e as primeiras $j-1$ células não têm capacidade para sintetizar esse nível de

tensão. Para ilustrar isso, a Figura 6-2 mostra a estratégia de modulação de um inversor multinível híbrido binário com três células conectadas em série ($V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 2$ p.u. e $V_3 = 4$ p.u.), quando $\Psi_3 = 4$ p.u. Como o nível de comparação Ψ_3 é maior que 3 p.u., correspondente à soma das fontes de tensão V_1 e V_2 , o sinal de referência $r_2(t)$ torna-se maior que σ_2 em alguns intervalos de tempo, distorcendo a forma de onda da tensão de saída e, portanto, afetando o conteúdo harmônico dessa tensão.

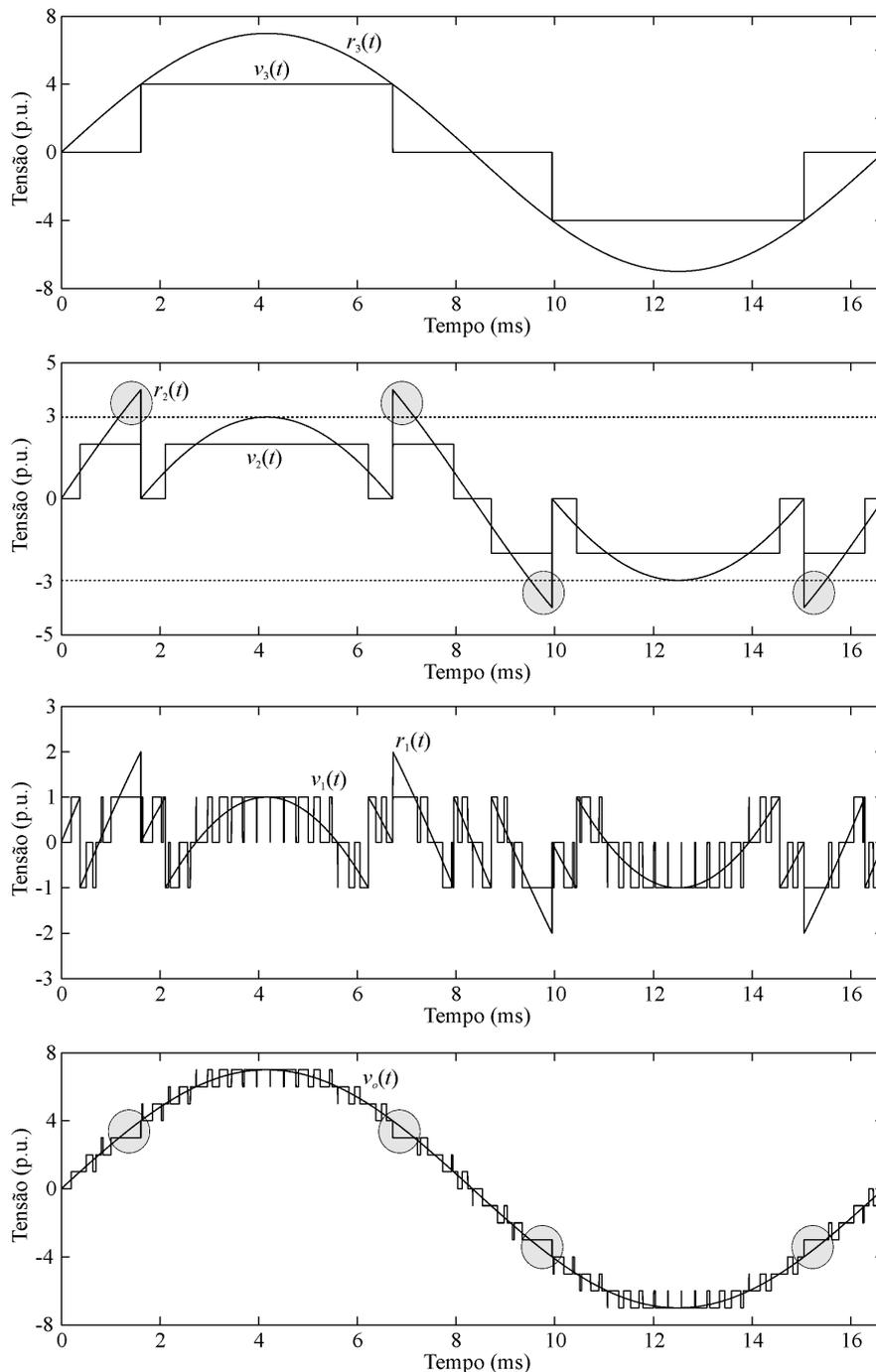


Figura 6-2. Estratégia de modulação do inversor multinível híbrido binário com três células H-bridge em série ($m_a = 1$, $m_f = 61$, $\Psi_2 = 1$ p.u. e $\Psi_3 = 4$ p.u.).

Por outro lado, mesmo respeitando a condição imposta em (6-3), também deve-se garantir que o sinal de referência da célula $n-1$ não seja menor que $-\sigma_{n-1}$. Para satisfazer essa restrição, a tensão de saída da n -ésima célula pode ser alterada para V_n somente quando a sua tensão de referência ultrapassar o valor $V_n - \sigma_{n-1}$. Assim, o sinal de referência $r_{n-1}(t)$, que é a diferença entre a tensão de referência ($V_n - \sigma_{n-1}$) e de saída (V_n), não se tornará menor que $-\sigma_{n-1}$. Dessa forma, com o auxílio da Figura 6-1 pode-se demonstrar que:

$$\Psi_n \geq V_n - \sigma_{n-1}. \quad (6-5)$$

Essa condição também pode ser estendida para as outras células, pois a tensão de saída da j -ésima célula também pode ser alterada para V_j apenas quando seu sinal de referência ultrapassar o valor $V_j - \sigma_{j-1}$. Então, os níveis de comparação das células de baixa frequência devem satisfazer a seguinte restrição para que a tensão de referência da célula $j-1$ não possua amplitudes menores que $-\sigma_{j-1}$:

$$\Psi_j \geq V_j - \sigma_{j-1}, \quad j = 2, 3, \dots, n. \quad (6-6)$$

A Figura 6-3 novamente apresenta as formas de onda das tensões de saída e de referência do inversor multinível híbrido binário com três células conectadas em série, agora quando $\Psi_3 = 0$. Como o nível de comparação Ψ_3 é menor que 1 p.u., correspondente à diferença entre V_3 e σ_2 , a tensão de referência $r_2(t)$ torna-se menor que $-\sigma_2$ em alguns intervalos de tempo do semiciclo positivo (ou maior que σ_2 no semiciclo negativo), distorcendo a forma de onda da tensão de saída nas passagens por zero.

Portanto, de acordo com (6-4) e (6-6), os níveis de comparação Ψ_j podem variar no interior da seguinte faixa, sem prejudicar o conteúdo harmônico das tensões de saída:

$$V_j - \sigma_{j-1} \leq \Psi_j \leq \sigma_{j-1}, \quad j = 2, 3, \dots, n \quad (6-7)$$

onde, nas configurações em que $V_j - \sigma_{j-1}$ é menor que zero, o limite inferior dessa restrição é fixado em zero para evitar uma indeterminação na geração das tensões de saída das células.

De acordo com (3-49) tem-se também que:

$$(K_j - 1)\sigma_{j-1} \leq \Psi_j \leq \sigma_{j-1}, \quad j = 2, 3, \dots, n \quad (6-8)$$

sendo:

$$V_j = K_j \sigma_{j-1}, \quad \frac{V_{j-1}}{\sigma_{j-1}} \leq K_j \leq 2. \quad (6-9)$$

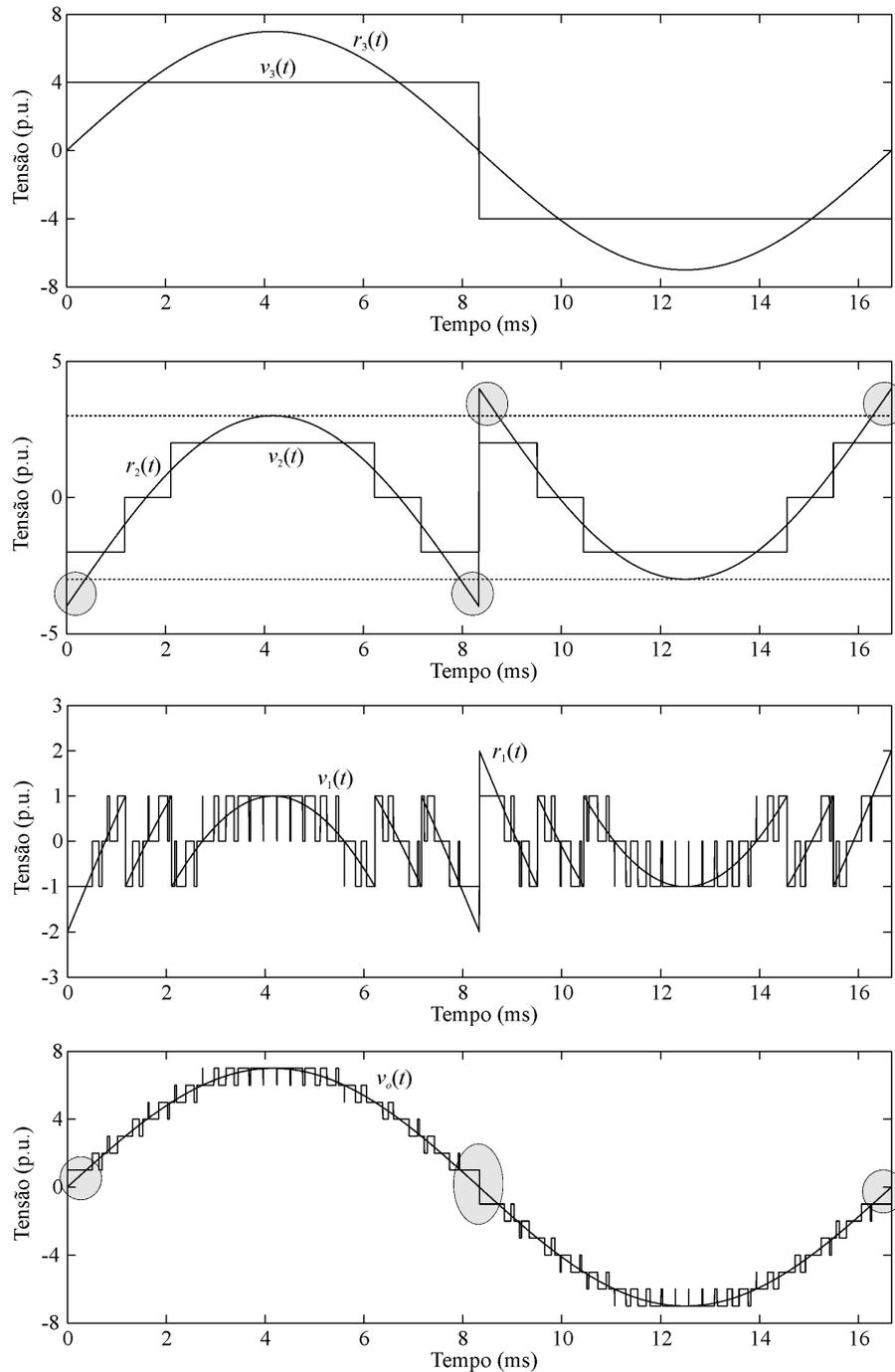


Figura 6-3. Estratégia de modulação do inversor multinível híbrido binário com três células H-bridge em série ($m_a = 1$, $m_f = 61$, $\Psi_2 = 1$ p.u. e $\Psi_3 = 0$).

De acordo com a restrição (6-8) percebe-se que o seu limite superior é sempre igual a σ_{j-1} e que o limite inferior depende diretamente da configuração de fontes de tensão empregada no inversor multinível híbrido. Quando as fontes apresentam a máxima assimetria permitida ($V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 2$ p.u., $V_3 = 6$ p.u., ..., $V_n = 2\sigma_{j-1}$), ou seja, quando $K_j = 2$, não existe flexibilidade na escolha dos níveis de comparação e, então, $\Psi_j = \sigma_{j-1}$. Portanto, esses níveis de comparação, $\Psi_j = \sigma_{j-1}$, podem ser utilizados em qualquer inversor

multinível híbrido com células *H-bridge* cujas fontes satisfazem a restrição (3-14) ($K_j \leq 2$), sem penalizar o conteúdo harmônico das tensões de saída do inversor. Devido a isso, esses níveis de comparação têm sido normalmente usados na estratégia de modulação híbrida com qualquer configuração de fontes de tensão.

Como exemplo, a Figura 6-4 mostra a estratégia de modulação do inversor híbrido binário com três células em série e com $\Psi_3 = 3$ p.u., que é o limite superior da restrição (6-8).

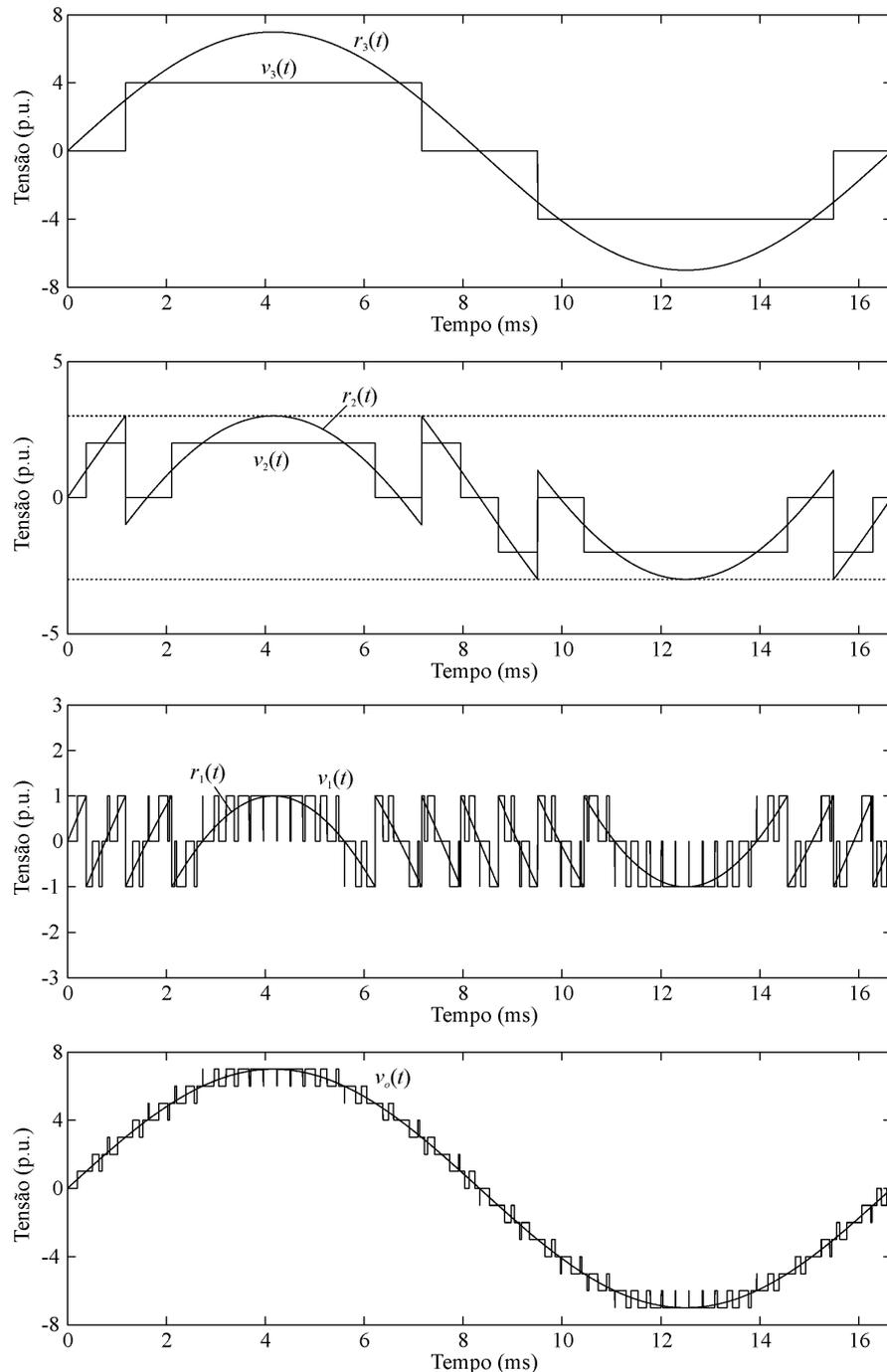


Figura 6-4. Estratégia de modulação do inversor multinível híbrido binário com três células *H-bridge* em série ($m_a = 1$, $m_f = 61$, $\Psi_2 = 1$ p.u. e $\Psi_3 = 3$ p.u.).

Nesse exemplo, como o nível de comparação Ψ_3 satisfaz a restrição (6-8), o sinal de referência $r_2(t)$ está no interior do intervalo especificado por (6-2) e, então, pode ser sintetizado pelas duas células de menor potência. Além disso, o nível de comparação Ψ_2 também satisfaz a restrição (6-8), resultando em um sinal de referência que pode ser sintetizado pela célula de menor potência. Conseqüentemente, a tensão de fase obtida com essa estratégia de modulação não apresenta distorções indesejadas.

A Tabela 6-1 mostra as faixas permitidas de variação dos níveis de comparação Ψ_2 e Ψ_3 para todas as configurações de inversores multiníveis híbridos com três células *H-bridge* em série. Pode-se claramente perceber a diminuição das faixas de níveis de comparação que não prejudicam o conteúdo harmônico ao aumentar a assimetria entre as fontes de tensão, resultando em níveis de comparação únicos quando se usa a configuração de fontes que sintetiza o maior número de níveis ($V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 2$ p.u. e $V_3 = 6$ p.u.).

Tabela 6-1. Níveis de comparação para inversores híbridos com três células *H-bridge* em série.

V_1 (p.u.)	V_2 (p.u.)	V_3 (p.u.)	Ψ_2 (p.u.)	Ψ_3 (p.u.)
1	1	1	[0 ... 1] ⁽¹⁾	[0 ... 2]
1	1	2	[0 ... 1]	[0 ... 2]
1	1	3	[0 ... 1]	[1 ... 2]
1	1	4	[0 ... 1]	2
1	2	2	1	[0 ... 3]
1	2	3	1	[0 ... 3]
1	2	4	1	[1 ... 3]
1	2	5	1	[2 ... 3]
1	2	6	1	3

(1) [$a \dots b$]: Intervalo contínuo de valores entre os limites a e b .

A utilização de níveis de comparação diferentes dos apresentados na Tabela 6-1 penaliza o conteúdo harmônico das tensões de saída sintetizadas por esses inversores multiníveis híbridos, pois introduz harmônicas indesejadas de baixa frequência. O impacto dessas harmônicas de baixa frequência nas tensões de saída pode ser quantificado, por exemplo, através do fator de distorção de primeira ordem (DF1). Para ilustrar essa penalização, a Figura 6-5 apresenta o DF1 das tensões de fase sintetizadas por configurações distintas de inversores multiníveis híbridos, variando os níveis de comparação Ψ_2 e Ψ_3 .

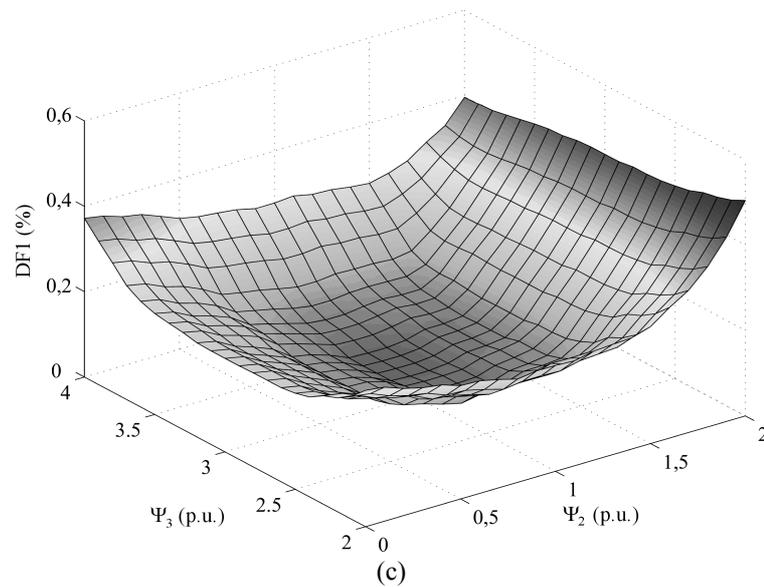
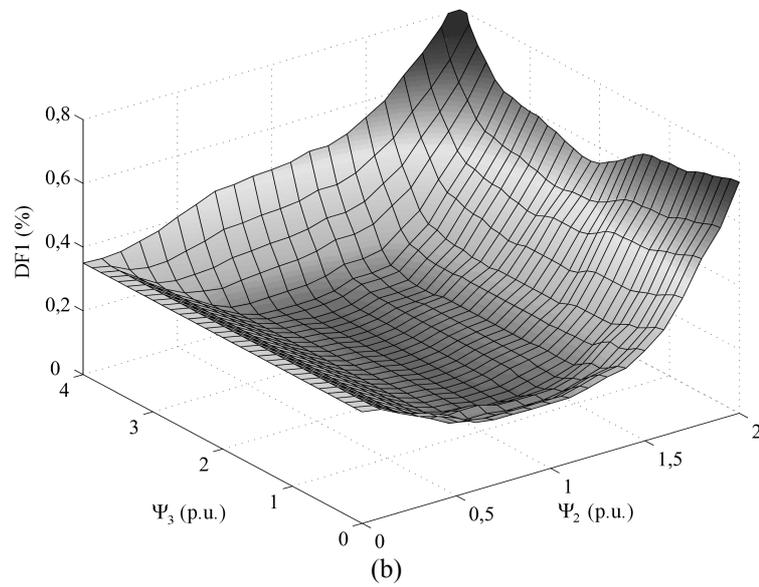
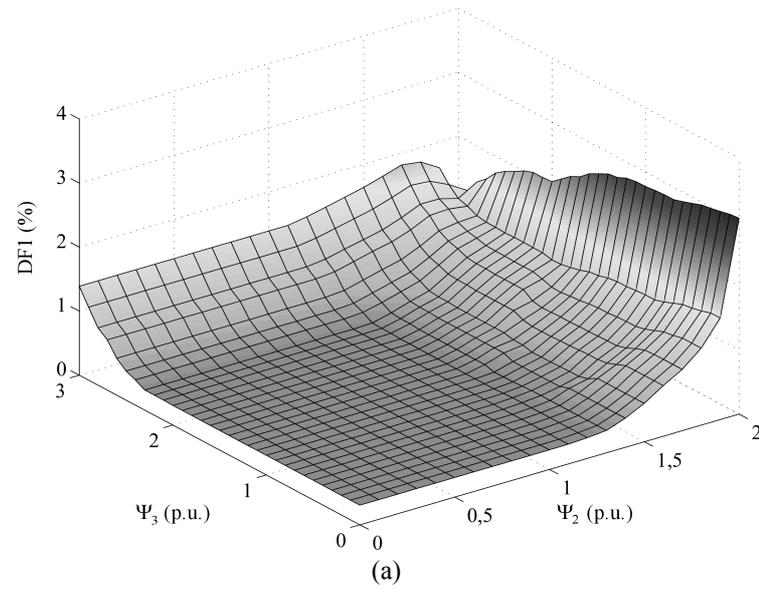


Figura 6-5. DF1 versus níveis de comparação ($m_a = 1$). (a) $V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 1$ p.u. e $V_3 = 2$ p.u. ($m_f = 41$). (b) $V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 2$ p.u. e $V_3 = 4$ p.u. ($m_f = 61$). (c) $V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 2$ p.u. e $V_3 = 6$ p.u. ($m_f = 77$).

A Figura 6-5(a) apresenta o DF1 da tensão de fase sintetizada pelo inversor híbrido de nove níveis com as fontes de tensão $V_1 = V_2 = 1$ p.u. e $V_3 = 2$ p.u. A tensão de fase sintetizada por esse inversor apresenta os menores valores de DF1 quando $0 \leq \Psi_2 \leq 1$ p.u. e $0 \leq \Psi_3 \leq 2$ p.u., que são os níveis de comparação que atendem a restrição (6-8). O DF1 aumenta para outros níveis de comparação, pois harmônicas de baixa frequência são introduzidas no conteúdo harmônico da tensão de fase. A Figura 6-5(b) mostra o DF1 da tensão de fase obtida pelo inversor multinível híbrido binário com três células *H-bridge* em série. Nessa configuração, os menores valores de DF1 são obtidos quando $\Psi_2 = 1$ p.u. e 1 p.u. $\leq \Psi_3 \leq 3$ p.u., que são os níveis de comparação que não prejudicam o conteúdo harmônico das tensões de saída, como ilustrado na Tabela 6-1. Por fim, a Figura 6-5(c) ilustra o DF1 da tensão de fase sintetizada pelo inversor híbrido de dezenove níveis com as fontes $V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 2$ p.u. e $V_3 = 6$ p.u. Como pode ser verificado nessa figura, o valor mínimo de DF1 é obtido em um único ponto, quando $\Psi_2 = 1$ p.u. e $\Psi_3 = 3$ p.u., que são os únicos níveis de comparação que satisfazem a restrição (6-8). Quaisquer outros valores de Ψ_2 e Ψ_3 resultam em harmônicas de baixa frequência, aumentando o DF1 da tensão de fase.

6.2. Impacto da estratégia de modulação no conteúdo harmônico das correntes de entrada

A estratégia de modulação originalmente apresentada por Lipo e Manjrekar [59] utiliza níveis de comparação constantes e iguais a $\Psi_j = \sigma_{j-1}$ ($j = 2, 3, \dots, n$) para qualquer ponto de operação. Contudo, as componentes fundamentais das tensões de saída sintetizadas pelas células variam de uma forma não linear com a mudança do ponto de operação ao empregar os mesmos níveis de comparação para qualquer valor de m_a .

Para ilustrar essa característica, a Figura 6-6 até a Figura 6-9 mostram as tensões de saída sintetizadas pelas três células *H-bridge* que compõem o inversor híbrido de nove níveis com as fontes $V_1 = V_2 = 1$ p.u. e $V_3 = 2$ p.u., empregado no capítulo anterior para investigar o desempenho da conexão multipulso assimétrica de retificadores, e suas respectivas componentes fundamentais ao utilizar níveis de comparação iguais a $\Psi_j = \sigma_{j-1}$ ($j = 2, 3$) para qualquer valor de m_a . A Figura 6-6 e a Figura 6-7 apresentam as tensões de saída com índices de modulação de amplitude iguais a 0,3 e 0,5, respectivamente, enquanto que a Figura 6-8 e a Figura 6-9 mostram as tensões sintetizadas pelas células quando m_a é igual a 0,7 e 0,91 (ponto nominal de operação), respectivamente.

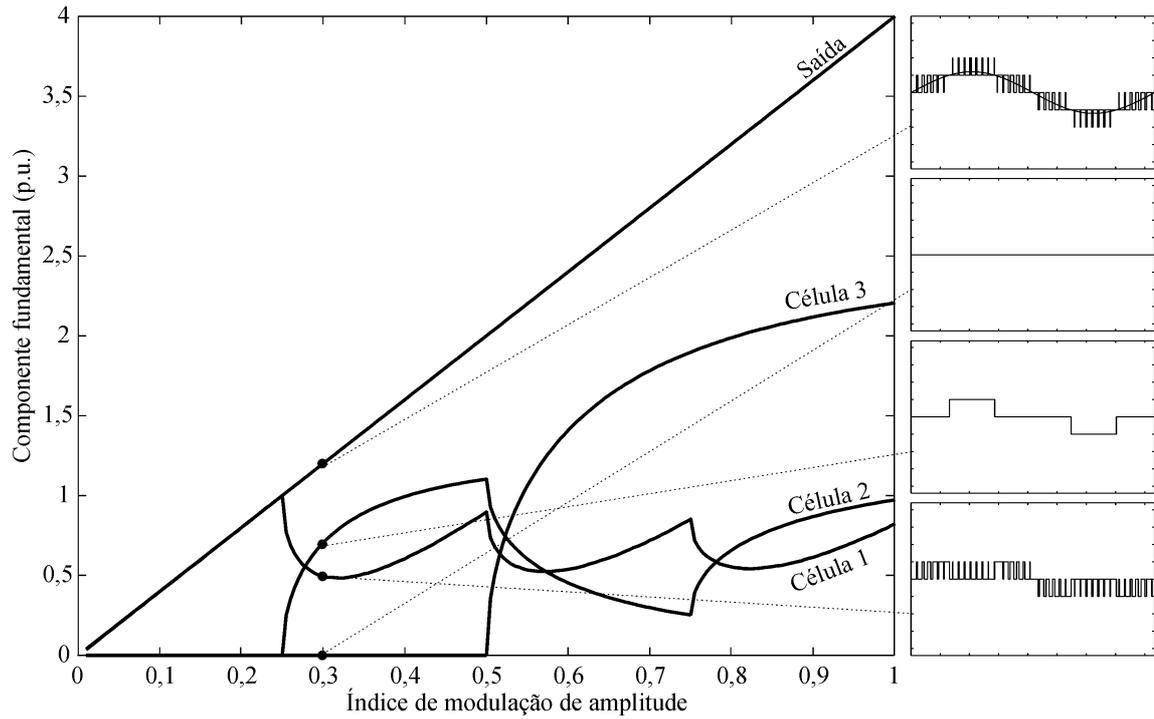


Figura 6-6. Estratégia de modulação original com níveis de comparação $\Psi_2 = 1$ p.u. e $\Psi_3 = 2$ p.u. ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 2$ p.u., $m_f = 41$): tensões de saída para $m_a = 0,3$.

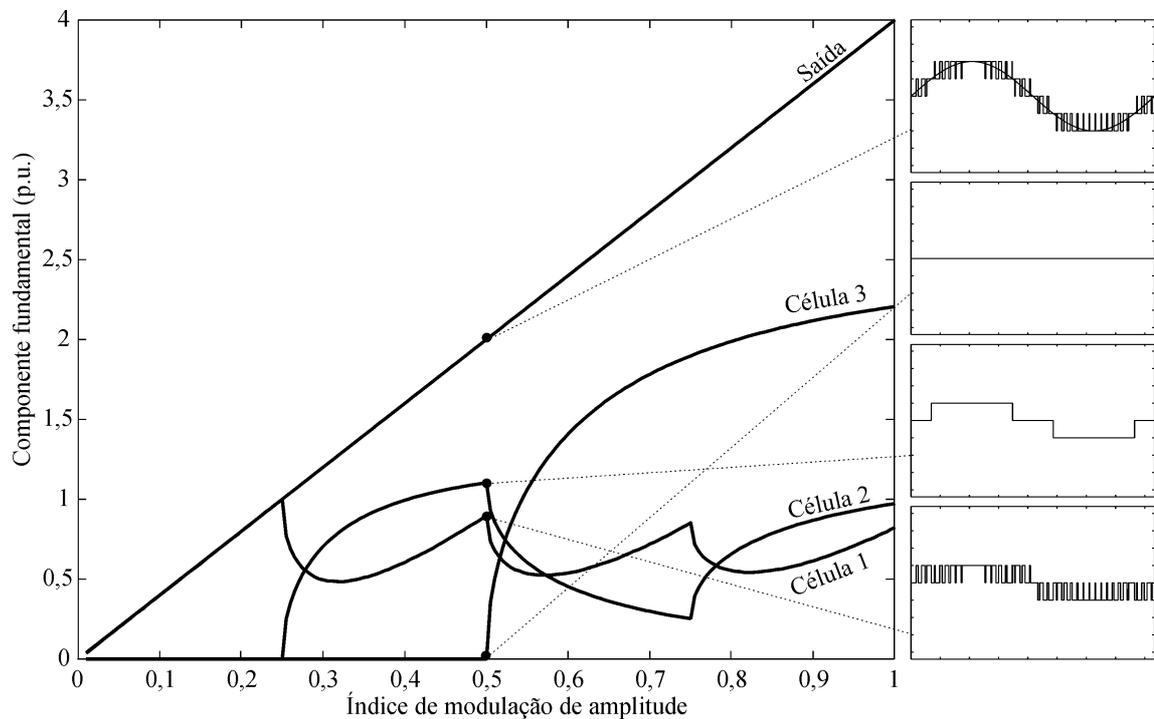


Figura 6-7. Estratégia de modulação original com níveis de comparação $\Psi_2 = 1$ p.u. e $\Psi_3 = 2$ p.u. ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 2$ p.u., $m_f = 41$): tensões de saída para $m_a = 0,5$.

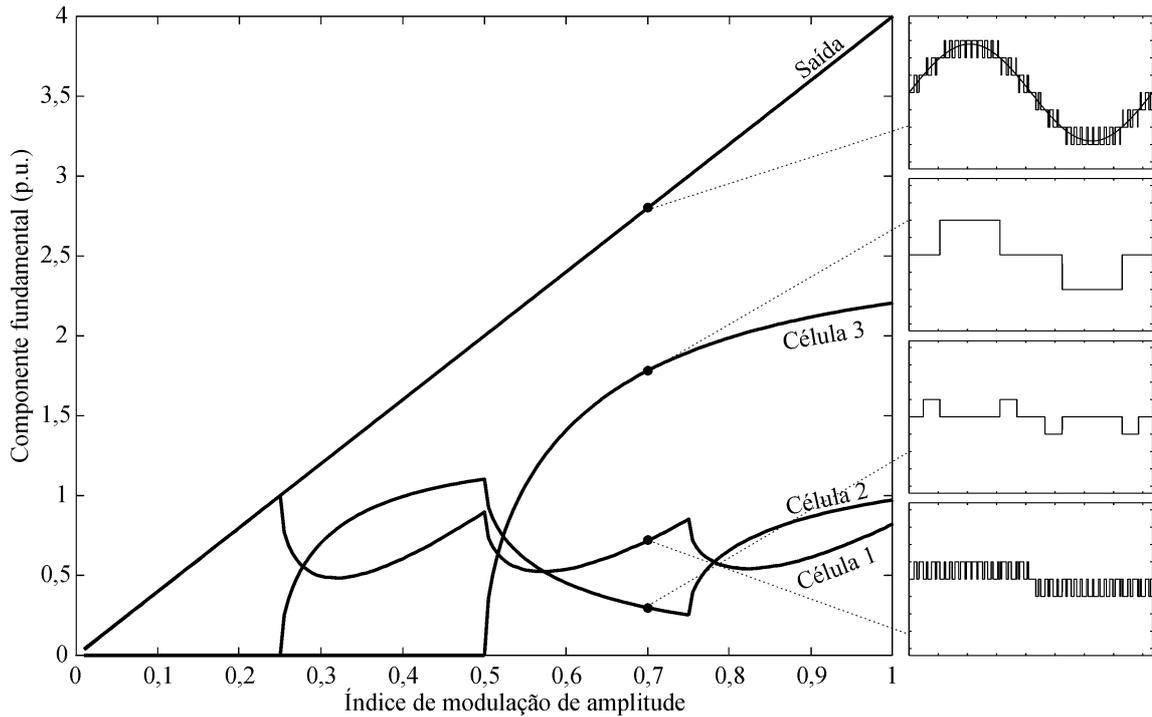


Figura 6-8. Estratégia de modulação original com níveis de comparação $\Psi_2 = 1$ p.u. e $\Psi_3 = 2$ p.u. ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 2$ p.u., $m_f = 41$): tensões de saída para $m_a = 0,7$.

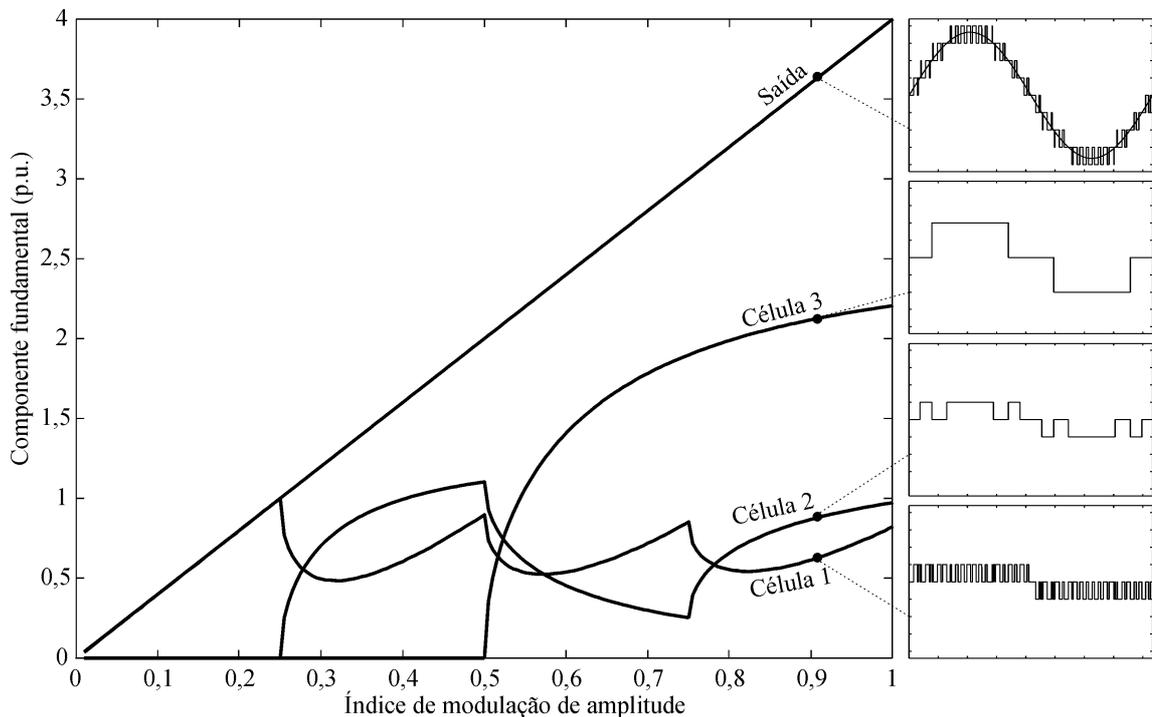


Figura 6-9. Estratégia de modulação original com níveis de comparação $\Psi_2 = 1$ p.u. e $\Psi_3 = 2$ p.u. ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 2$ p.u., $m_f = 41$): tensões de saída para $m_a = 0,91$.

Devido ao fato que as componentes fundamentais de tensão variam não linearmente com a mudança de m_a e que a mesma corrente flui por todas as células em série, os níveis percentuais de potência ativa processados pelas células, em relação à potência de saída do

inversor, variam de acordo com o ponto de operação. Dessa forma, como os ângulos de defasagem entre os secundários são calculados em função dos níveis percentuais de potência ativa processados pelos retificadores, a quinta harmônica da corrente de entrada é eliminada somente no ponto nominal de operação quando os mesmos níveis de comparação são empregados para todos os valores de m_a .

Entretanto, na seção 6.1 foi demonstrado que os níveis de comparação (Ψ_j) podem variar dentro de uma faixa especificada (6-8), sem prejudicar o conteúdo harmônico das tensões de saída do inversor multinível híbrido. Além do impacto no conteúdo harmônico das tensões de saída, os níveis de comparação também afetam a amplitude da componente fundamental da tensão sintetizada por cada célula e, conseqüentemente, o nível de potência processado pelas mesmas. Como exemplo, a Figura 6-10 apresenta as formas de onda da tensão de referência e de saída da célula H-*bridge* de maior potência de um inversor multinível híbrido. Claramente se verifica que a largura do pulso da tensão de saída aumenta com a diminuição do nível de comparação Ψ_n , influenciando a componente fundamental da tensão sintetizada por essa célula.

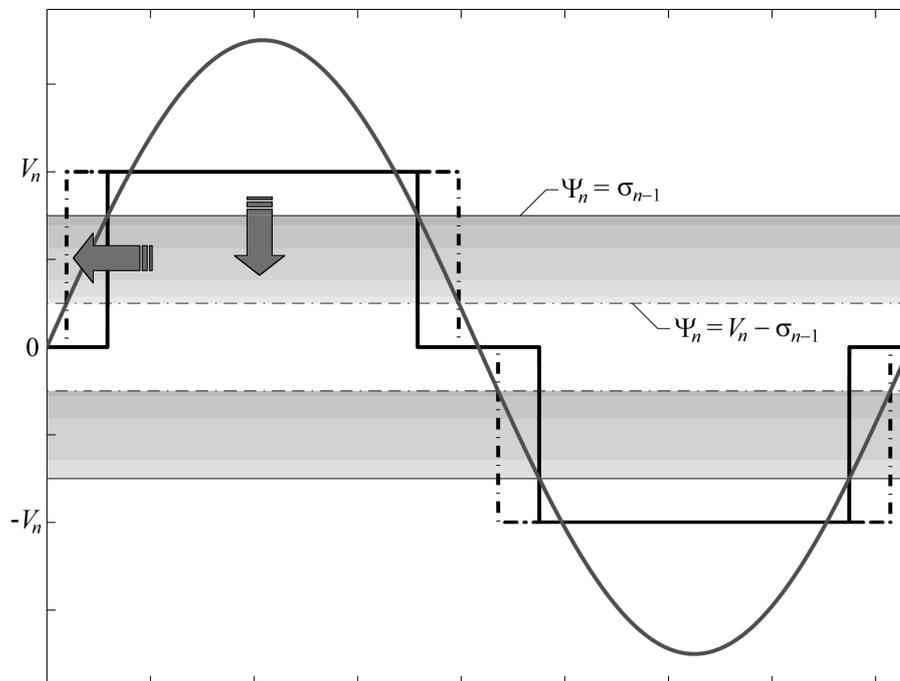


Figura 6-10. Impacto de Ψ_n na estratégia de modulação da célula de maior potência.

A Figura 6-11 mostra o impacto de diferentes níveis de comparação na componente fundamental da tensão sintetizada pela célula de maior potência do inversor híbrido de nove níveis com fontes de tensão $V_1 = V_2 = 1$ p.u. e $V_3 = 2$ p.u.

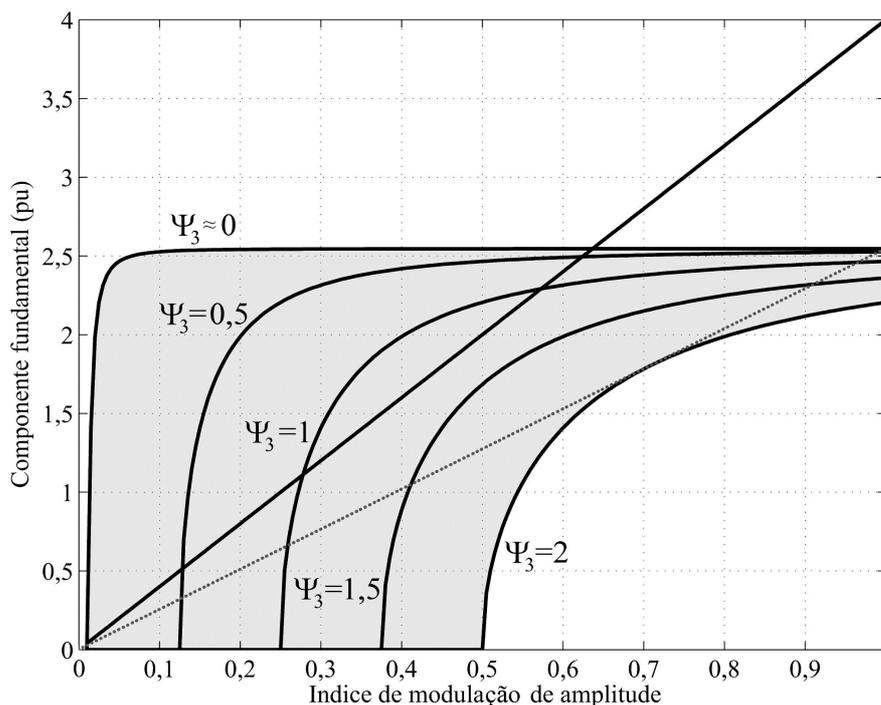


Figura 6-11. Componente fundamental da tensão de saída da célula de maior potência para diferentes níveis de comparação ($V_1 = V_2 = 1$ p.u. e $V_3 = 2$ p.u.).

Conforme esperado, a célula de maior potência sintetiza menores componentes fundamentais de tensão para maiores níveis de comparação, resultando em menores amplitudes quando $\Psi_3 = \sigma_2$ (2 p.u.). O uso inadequado de outros níveis de comparação pode resultar em um processamento excessivo de energia e, portanto, as outras células deveriam regenerar essa energia, mesmo empregando essa configuração de fontes que foi originalmente determinada para implementar o estágio de entrada com retificadores unidirecionais. Logo, com a possibilidade de empregar diversos níveis de comparação que não afetam o conteúdo harmônico das tensões de saída, outras configurações de conversores multiníveis híbridos podem ser obtidas, além daquelas definidas com a metodologia de projeto proposta no Capítulo 4. Entretanto, de forma similar ao desenvolvido na metodologia proposta, deve-se analisar a distribuição de potência entre as células e também como suas fontes de tensão serão implementadas.

A Figura 6-11 também mostra que a célula de maior potência pode sintetizar qualquer componente fundamental de tensão no interior da área sombreada, apenas variando o nível de comparação Ψ_3 . Assim, uma nova estratégia de modulação é proposta nesse capítulo para eliminar harmônicas indesejadas da corrente de entrada em qualquer ponto, baseada na variação dos níveis de comparação da estratégia de modulação em função do valor de m_a . Os níveis de comparação podem ser calculados em cada ponto para garantir que as componentes fundamentais das tensões de saída das células variem linearmente com

a mudança de m_a , tal como a linha pontilhada da Figura 6-11, e, conseqüentemente, para que os níveis percentuais de potência ativa processados pelas células se mantenham constantes.

De acordo com a Figura 6-11, é necessário que o nível de comparação Ψ_n varie desde zero até o seu valor máximo para que a componente fundamental da tensão de saída da célula de maior potência possa variar linearmente em toda faixa de operação. Com isso, usando (6-8), tem-se que:

$$K_n \leq 1 \quad (6-10)$$

ou seja:

$$V_n \leq \sigma_{n-1}. \quad (6-11)$$

De forma similar, para que as componentes fundamentais das tensões sintetizadas pelas demais células variem linearmente com m_a , também é necessário que seus respectivos níveis de comparação Ψ_j variem desde zero até o seu valor máximo. Logo, obtém-se a seguinte restrição:

$$V_j \leq \sigma_{j-1}, \quad j = 2, 3, \dots, n. \quad (6-12)$$

O inversor híbrido de nove níveis com fontes $V_1 = V_2 = 1$ p.u. e $V_3 = 2$ p.u. satisfaz (6-12). Logo, a Figura 6-12 mostra um conjunto de níveis de comparação, calculados *a priori* através de um programa desenvolvido no Mathcad[®], que podem ser usados para que as componentes fundamentais das tensões de saída das células variem linearmente.

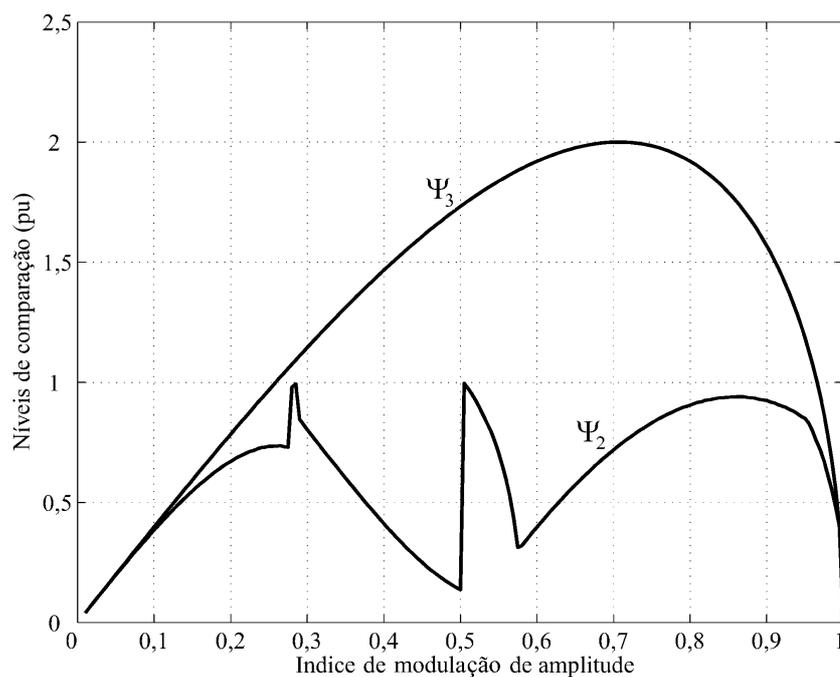


Figura 6-12. Níveis de comparação para síntese linear das tensões ($V_1 = V_2 = 1$ p.u. e $V_3 = 2$ p.u.).

Então, a Figura 6-13 até a Figura 6-16 apresentam as tensões de saída sintetizadas pelas três células *H-bridge* que compõem esse inversor híbrido de nove níveis e suas respectivas componentes fundamentais, ao utilizar agora os níveis de comparação ilustrados na Figura 6-12 para os diferentes pontos de operação.

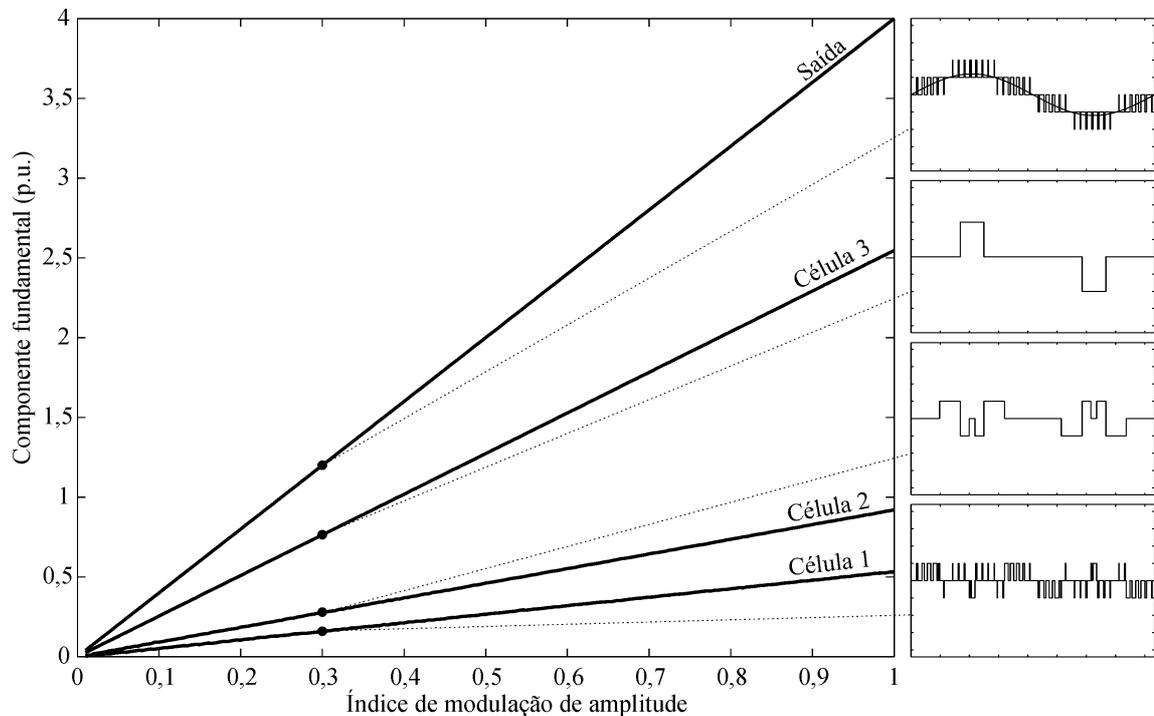


Figura 6-13. Estratégia de modulação proposta com níveis de comparação mostrados na Figura 6-12 ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 2$ p.u., $m_f = 41$, $\Psi_2 = 0,8$ p.u. e $\Psi_3 = 1,14$ p.u.): tensões de saída para $m_a = 0,3$.

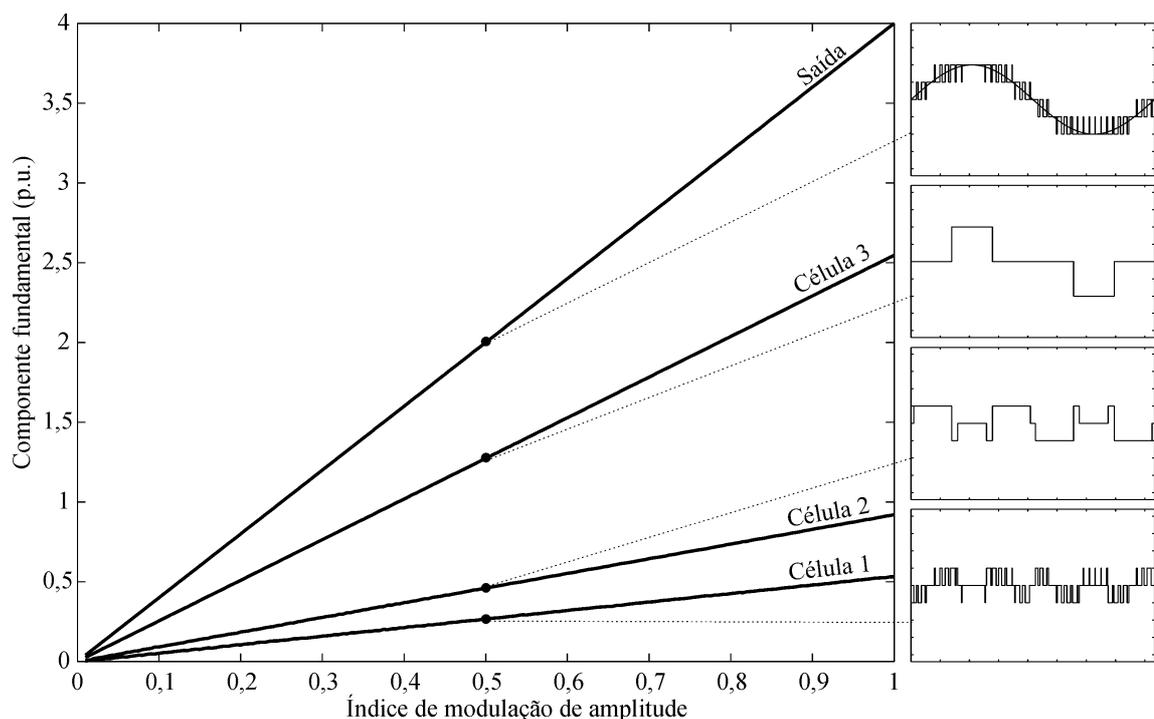


Figura 6-14. Estratégia de modulação proposta com níveis de comparação mostrados na Figura 6-12 ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 2$ p.u., $m_f = 41$, $\Psi_2 = 0,14$ p.u. e $\Psi_3 = 1,73$ p.u.): tensões de saída para $m_a = 0,5$.

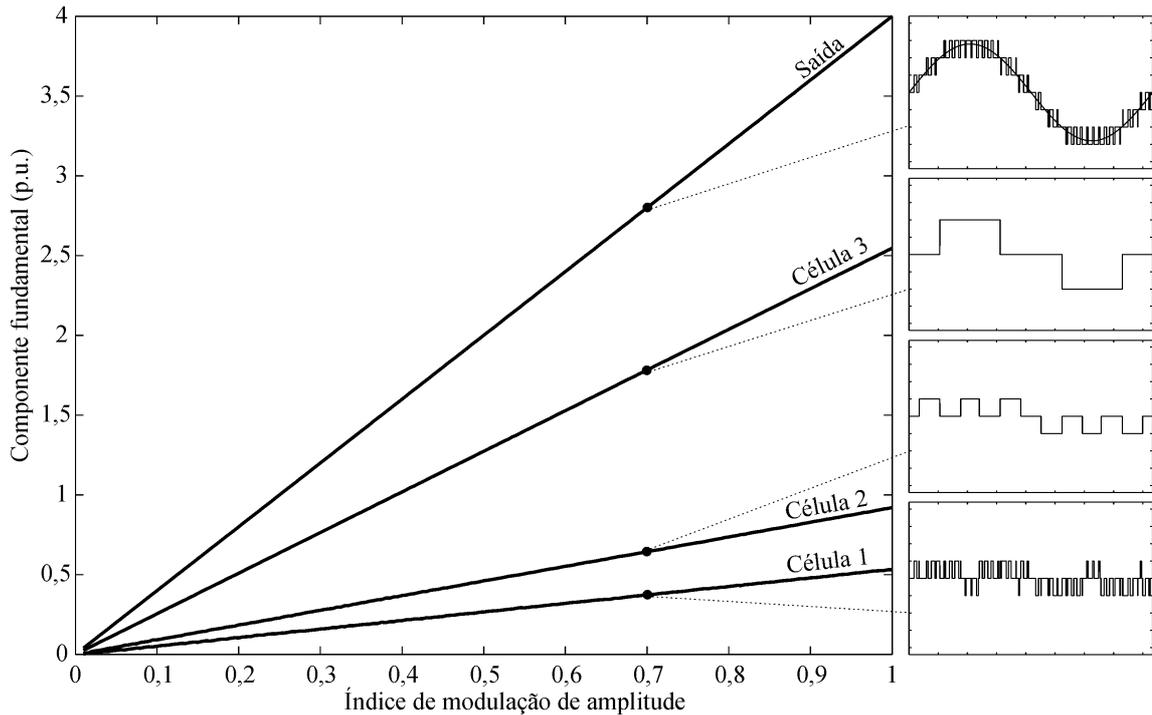


Figura 6-15. Estratégia de modulação proposta com níveis de comparação mostrados na Figura 6-12 ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 2$ p.u., $m_f = 41$, $\Psi_2 = 0,72$ p.u. e $\Psi_3 = 2$ p.u.): tensões de saída para $m_a = 0,7$.

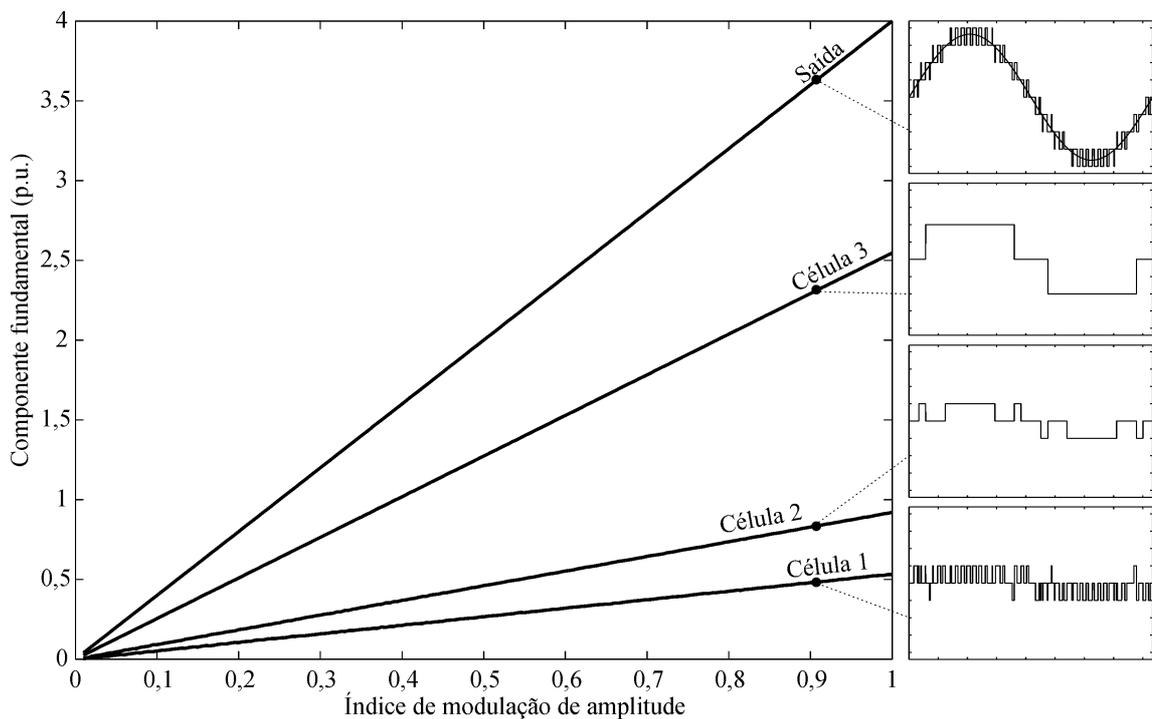


Figura 6-16. Estratégia de modulação proposta com níveis de comparação mostrados na Figura 6-12 ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 2$ p.u., $m_f = 41$, $\Psi_2 = 0,91$ p.u. e $\Psi_3 = 1,51$ p.u.): tensões de saída para $m_a = 0,91$.

Ao contrário do apresentado na Figura 6-6 até a Figura 6-9, a Figura 6-13 até a Figura 6-16 mostram que todas as células estão operando nesses pontos quando a nova estratégia de modulação é utilizada. Logo, garante-se que os níveis percentuais de potência processados pelas células não variam de acordo com o ponto de operação. Para esse

inversor híbrido de nove níveis, a célula de maior potência processa 63,7% da potência ativa total de uma fase (P_o) enquanto que a segunda célula processa 23% e a primeira célula H-*bridge* processa 13,3% de P_o em toda faixa de operação. Uma vez que as defasagens entre os enrolamentos secundários do transformador empregado na seção 5.4 foram calculadas para esses níveis de potência, o arranjo multipulso ilustrado na Figura 5-20 pode ser empregado para eliminar a quinta harmônica das correntes de entrada do conversor híbrido de nove níveis para qualquer valor de m_a .

Além da Figura 5-21, que demonstra que a quinta harmônica da corrente de entrada é eliminada no ponto nominal de operação, a Figura 6-17, a Figura 6-18 e a Figura 6-19 mostram a corrente de entrada para m_a igual a 0,3, 0,5 e 0,7, respectivamente, e empregando na saída do inversor multinível uma fonte de corrente trifásica senoidal com amplitude variando linearmente com m_a . A partir dessas figuras pode-se verificar claramente a eliminação da quinta e da sétima harmônicas nesses pontos de operação.

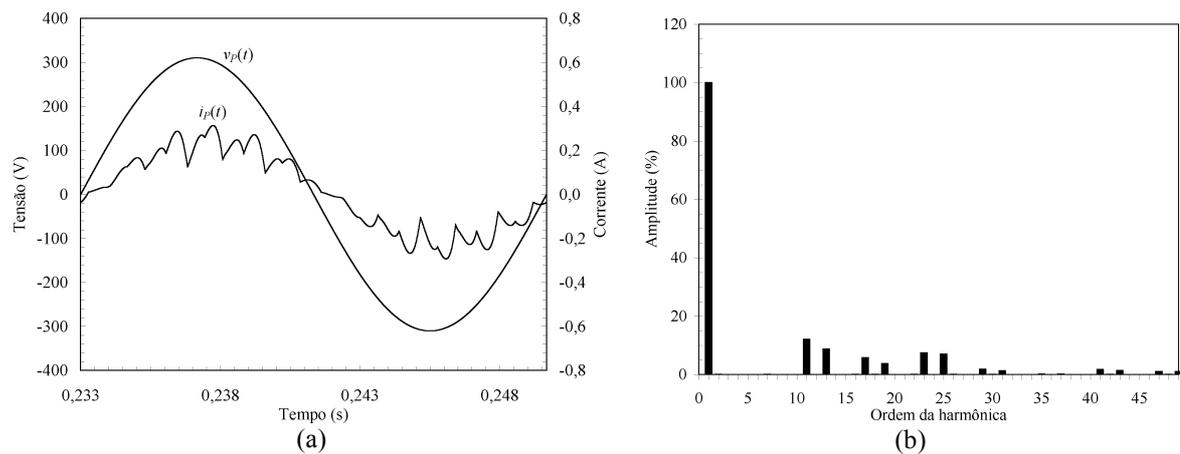


Figura 6-17. Resultados de simulação: eliminação da quinta harmônica com $m_a = 0,3$ ($\Delta\Phi_1 = 13,9^\circ$, $\Delta\Phi_2 = -16,3^\circ$, $\Delta\Phi_3 = 27,1^\circ$, $\Delta\Phi_4 = 0^\circ$). (a) Corrente e tensão de entrada. (b) Espectro harmônico.

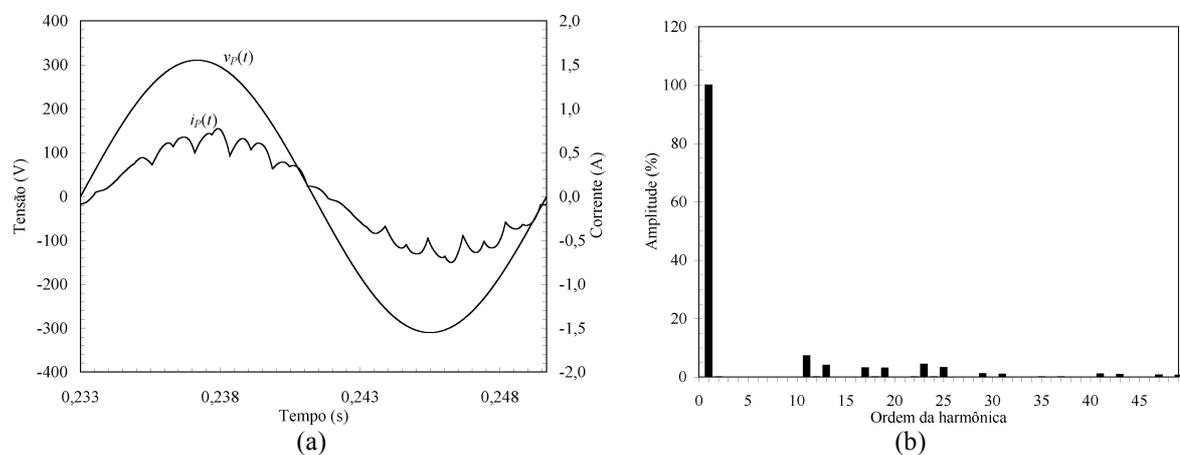


Figura 6-18. Resultados de simulação: eliminação da quinta harmônica com $m_a = 0,5$ ($\Delta\Phi_1 = 13,9^\circ$, $\Delta\Phi_2 = -16,3^\circ$, $\Delta\Phi_3 = 27,1^\circ$, $\Delta\Phi_4 = 0^\circ$). (a) Corrente e tensão de entrada. (b) Espectro harmônico.

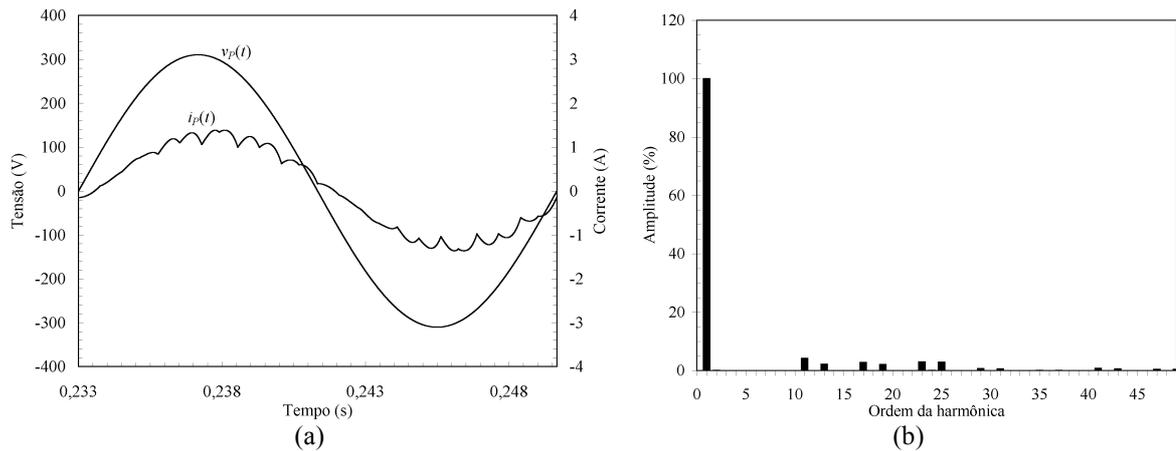


Figura 6-19. Resultados de simulação: eliminação da quinta harmônica com $m_a = 0,7$ ($\Delta\Phi_1 = 13,9^\circ$, $\Delta\Phi_2 = -16,3^\circ$, $\Delta\Phi_3 = 27,1^\circ$, $\Delta\Phi_4 = 0^\circ$). (a) Corrente e tensão de entrada. (b) Espectro harmônico.

Ao usar os mesmos níveis de comparação para todos os valores de m_a , a configuração multipulso assimétrica apresenta um melhor desempenho harmônico em torno do ponto nominal de operação, como ilustrado na Figura 6-20. Porém, o desempenho harmônico de entrada é prejudicado para outros pontos de operação, pois os níveis percentuais de potência ativa processados pelas células variam significativamente, aumentando a quinta harmônica da corrente de entrada nesses pontos. Por outro lado, com a estratégia de modulação proposta pode-se eliminar a quinta harmônica e reduzir a THD da corrente de entrada em toda faixa de operação, como mostrado na Figura 6-21, ao utilizar ângulos de defasagem assimétricos entre os secundários.

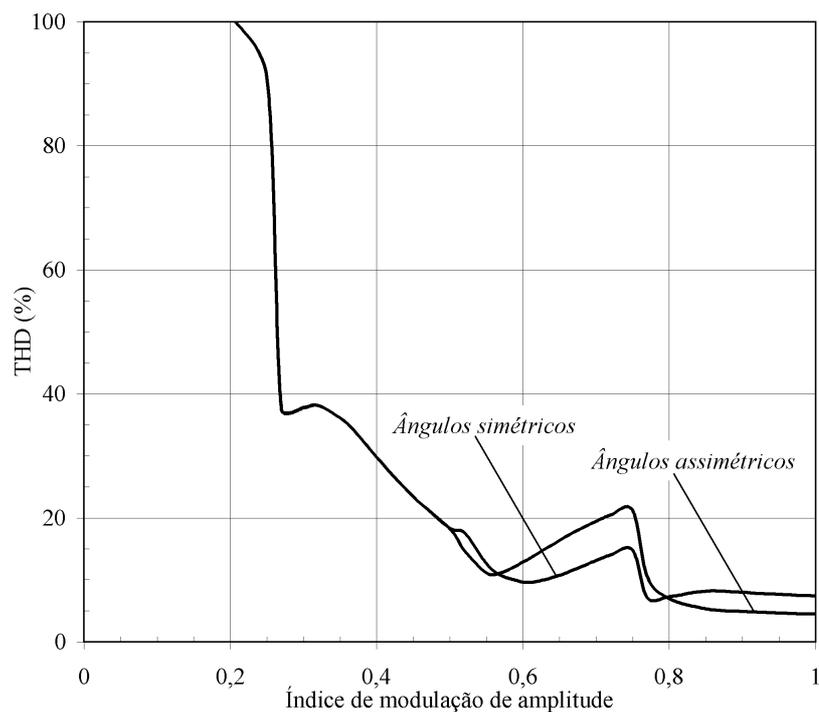


Figura 6-20. Distorção harmônica da corrente de entrada com a estratégia de modulação original.

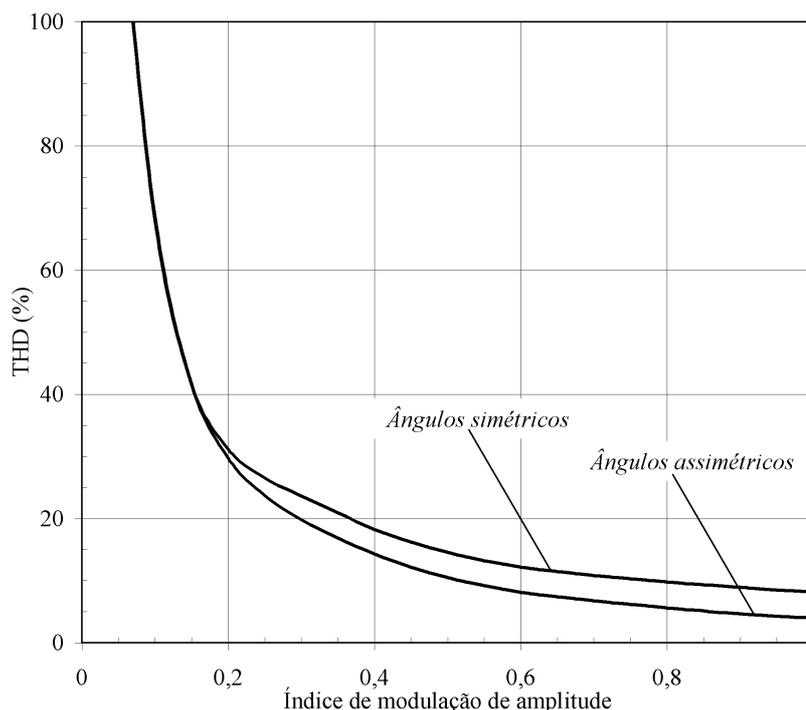


Figura 6-21. Distorção harmônica da corrente de entrada com a estratégia de modulação proposta.

6.3. Conclusões

Esse capítulo inicialmente apresentou uma análise detalhada dos princípios de operação da estratégia de modulação híbrida adotada para comandar inversores multiníveis com células *H-bridge* em série, e o impacto dessa estratégia no conteúdo harmônico das tensões de saída do inversor multinível. Convém ressaltar que essa análise pode ser estendida para células multiníveis conectadas em série.

Posteriormente, esse capítulo analisou o impacto da estratégia de modulação na distribuição de potência entre as células, e propôs uma nova estratégia de modulação que possibilitou, juntamente com uma conexão multipulso assimétrica de retificadores, reduzir a THD das correntes de entrada para qualquer ponto de operação, mas especialmente para valores reduzidos de m_a . Com essa nova estratégia, os níveis de comparação empregados para comandar as células de maior potência foram calculados em cada ponto de operação para que as componentes fundamentais das tensões sintetizadas pelas células variassem linearmente com a mudança de m_a . Assim, além de manter a capacidade para sintetizar tensões de saída com reduzida distorção harmônica, essa nova estratégia tornou possível a eliminação da quinta harmônica da corrente de entrada em toda faixa de operação, mesmo quando as células processam níveis distintos de potência ativa, ao utilizar uma configuração multipulso assimétrica de retificadores não controlados.

Capítulo 7

ANÁLISE QUALITATIVA DO DESEMPENHO DE INVERSORES MULTINÍVEIS HÍBRIDOS EM SISTEMAS DE CONTROLE EM MALHA FECHADA

Diversos temas referentes a conversores multiníveis híbridos foram abordados nos capítulos anteriores, incluindo variações topológicas, metodologias de projeto, implementação das fontes de entrada para aplicações com transferência de potência ativa, análise da estratégia de modulação e seu impacto no conteúdo harmônico das tensões de saída e das correntes de entrada, entre outros.

Além desses assuntos, a necessidade de atender especificações cada vez mais rigorosas em diversas aplicações torna também imprescindível a abordagem de sistemas de controle realimentados. Nesse sentido, a análise de sistemas em malha fechada usando inversores multiníveis híbridos como atuadores é de particular interesse, pois essas topologias usam várias células com diferentes limitações de potência e frequência. Devido à esse fator, até o início desse trabalho ainda não existiam referências na literatura que abordassem esse tema.

Com o intuito de iniciar a discussão sobre esse tema abrangente e desafiador, esse capítulo apresenta uma análise qualitativa de sistemas de controle em malha fechada que empregam inversores multiníveis híbridos como atuadores. Inicialmente, na seção 7.1 é realizada uma breve descrição de sistemas de controle em malha fechada. A seção 7.2 investiga a utilização de inversores multiníveis híbridos como atuadores em sistemas realimentados. Essa seção mostra que, dependendo da aplicação, as limitações de frequência de algumas células podem ser desrespeitadas, principalmente em regimes transitórios. Assim, a seção 7.3 apresenta algumas alternativas para respeitar as limitações impostas pelo atuador, e também analisa os efeitos dessas alternativas no desempenho harmônico das tensões de saída.

7.1. Descrição básica de sistemas de controle em malha fechada

Um sistema de controle em malha aberta utiliza um *atuador* para controlar diretamente o processo, comumente chamado de *planta*, sem usar retroação da saída e/ou dos estados da planta, como representado na Figura 7-1.



Figura 7-1. Sistema em malha aberta.

O atuador é um dispositivo que produz o sinal destinado a agir sobre a planta. Independentemente do que ocorrer no sistema, o sinal de entrada do atuador é sempre igual à referência. Logo, o sistema pode apresentar uma resposta insatisfatória para determinados distúrbios aplicados na planta, uma vez que o atuador não recebe nenhuma informação relativa ao comportamento do sistema.

Por outro lado, um sistema de controle em malha fechada realiza a medição da saída e/ou dos estados da planta. Esses sinais são estimados e/ou medidos através de sensores e enviados a um *compensador*, como ilustrado na Figura 7-2, que gera o sinal de controle que deveria ser sintetizado pelo atuador.

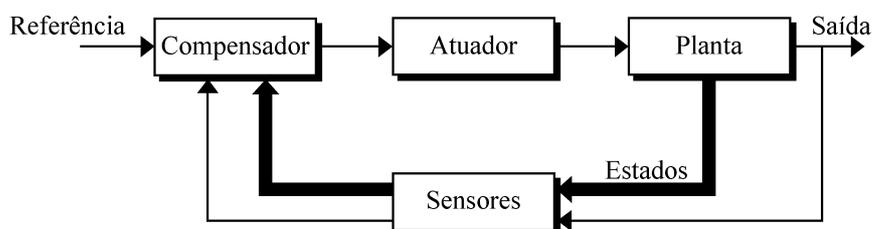


Figura 7-2. Sistema em malha fechada.

Ao contrário dos sistemas em malha aberta, o sinal de referência não é enviado diretamente ao atuador. O sinal de referência, juntamente com os sinais medidos, é primeiramente processado por um compensador. Dessa forma, o atuador recebe informações da planta para tentar atender as especificações impostas ao sistema. Essas especificações podem envolver, por exemplo, as seguintes características:

- Minimização de erros em regime permanente;
- Insensibilidade a mudanças paramétricas;
- Rejeição de distúrbios;
- Rápida resposta transitória.

Assim, diversas técnicas de controle com realimentação em tempo real têm sido desenvolvidas para diferentes aplicações para satisfazer essas especificações.

Com relação ao desempenho em regime permanente, o princípio do modelo interno estabelece que o sinal de saída de um sistema em malha fechada acompanha o sinal de referência com erro em regime permanente nulo quando a função que gera a referência está incluída no sistema realimentado estável. Como exemplo, sabe-se que a função de transferência $1/s$ deve ser incluída no sistema em malha fechada para eliminar o erro em regime permanente para uma entrada do tipo degrau unitário. Por outro lado, existem várias aplicações, tais como em inversores PWM, em que os sinais de referência a serem seguidos e os distúrbios que devem ser rejeitados são sinais periódicos com harmônicas de uma frequência fundamental comum. Para estas aplicações, um gerador de sinais periódicos deve ser incluído no sistema, tal como ocorre com *controladores repetitivos* [101].

Também se deseja que as características do sistema de controle permaneçam praticamente inalteradas com a variação dos parâmetros do sistema, uma vez que, geralmente, qualquer sistema de controle contém parâmetros que variam com a potência, temperatura, pressão, umidade, envelhecimento, entre outros. Naturalmente, as características do sistema são uma função desses parâmetros e, portanto, qualquer variação paramétrica pode afetar o desempenho de todo sistema. Logo, o uso de compensadores com pequena sensibilidade a variações paramétricas e dinâmicas não modeladas torna-se indispensável em diversas aplicações.

Ainda, a capacidade de rejeitar distúrbios com uma rápida resposta transitória está intimamente ligada ao valor da banda passante do sistema em malha fechada. Quanto maior a sua banda passante, o sistema terá capacidade para sintetizar componentes harmônicas de maior frequência e, conseqüentemente, responder rapidamente a distúrbios. Por outro lado, o sistema não pode sintetizar sinais em alta frequência quando possui uma banda passante reduzida, resultando em respostas transitórias lentas. Normalmente, a escolha de banda passante recai no menor valor para atingir as especificações de resposta transitória, uma vez que o aumento na banda passante do sistema usualmente resulta em uma diminuição da margem de estabilidade.

Usualmente, os compensadores são projetados a partir de modelos lineares da planta, empregando alguma técnica de controle linear. Contudo, os atuadores apresentam limitações físicas que introduzem não-linearidades ao sistema de controle. Em sistemas eletrônicos de potência, o atuador pode ser um conversor estático de potência que apresenta limitações de tensão, potência e/ou frequência de comutação. Essas limitações

dificultam a operação do sistema de controle, principalmente durante a partida, desligamento e grandes distúrbios, quando essas não-linearidades não são incluídas na análise. Devido à esse fato, algumas alternativas têm sido desenvolvidas em diferentes aplicações da Eletrônica de Potência para reduzir o impacto dessas limitações, tais como algoritmos de limitação da ação integral [95] e filtros para reduzir a banda passante de controladores [130].

7.2. Limitações físicas do atuador

Várias aplicações utilizam múltiplos conversores/subsistemas, ao invés de um único conversor, para implementar diversas funções, aumentar a confiabilidade e/ou a capacidade de tensão/potência de todo sistema. Esses conversores também apresentam limitações de tensão, potência e frequência de comutação, mas as restrições de um conversor podem ser diferentes dos outros, como ocorre com inversores multiníveis híbridos com várias células em série. Conforme detalhado nos capítulos anteriores, as células de maior potência operam em baixa frequência e somente a célula de menor potência opera com modulação por largura de pulso em alta frequência.

Até agora, todas as análises foram realizadas sob a hipótese que um sinal senoidal é usado para controlar o inversor multinível híbrido. Entretanto, sabe-se que o sinal de saída do compensador pode ser não senoidal, decomposto em sinais de diferentes amplitudes e frequências, que irão depender dos espectros harmônicos dos sinais de entrada do controlador, da estrutura e da banda passante do compensador. Dependendo da forma de onda do sinal de controle enviado ao atuador, as componentes de alta frequência podem resultar em um aumento do número de comutações das células de alta potência e baixa frequência, como ilustrado na Figura 7-3 para um inversor híbrido de nove níveis, com $V_1 = V_2 = 1$ p.u. e $V_3 = 2$ p.u.

O sinal de controle não senoidal corresponde à ação de controle produzida por um sistema digital em malha fechada, operando com uma frequência de amostragem de 4,8 kHz e empregando um controlador digital capaz de rejeitar distúrbios periódicos até 2,4 kHz, na tentativa de reduzir as distorções provocadas por um distúrbio de carga. A Figura 7-3(a) e a Figura 7-3(b) ilustram que, dependendo da amplitude do distúrbio e do instante em que o mesmo ocorrer, as células de maior potência devem operar com uma maior frequência de comutação para sintetizar o sinal de controle desejado, com a estratégia de modulação apresentada na Figura 6-1.

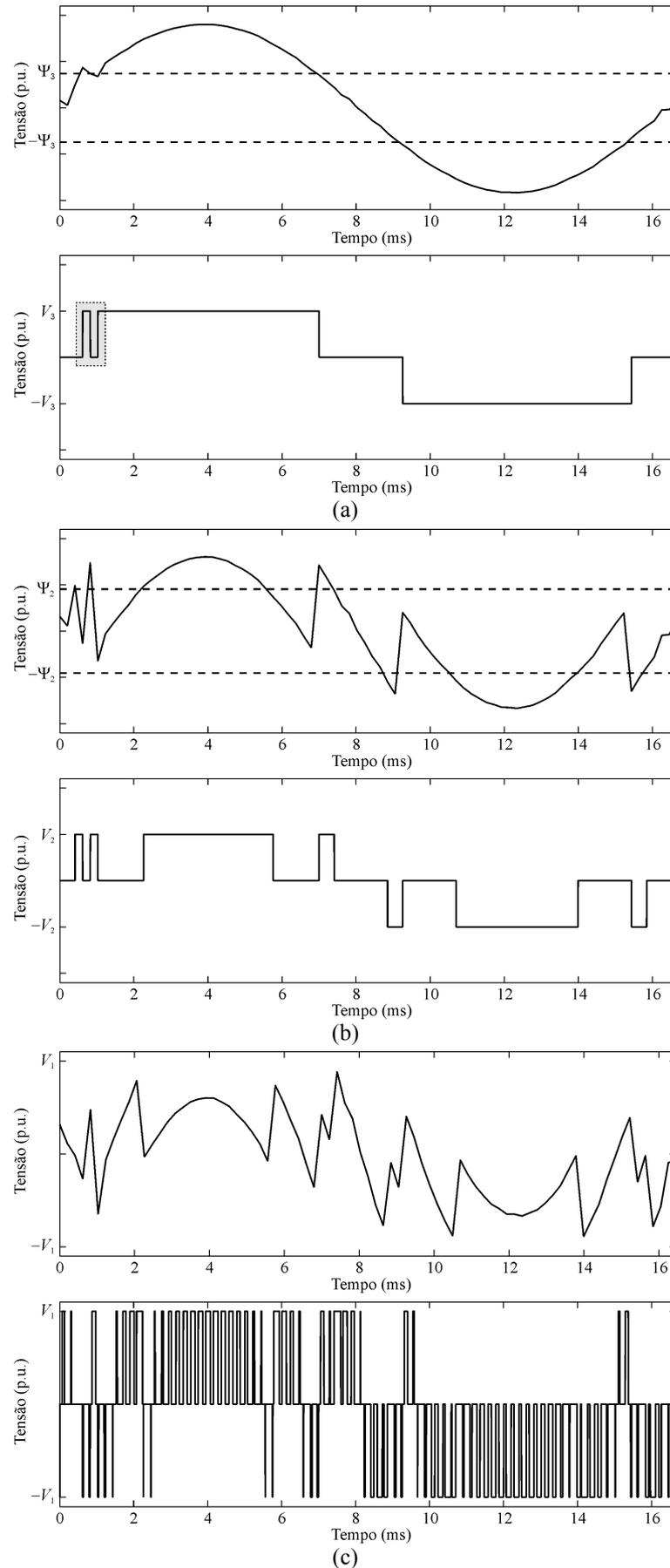


Figura 7-3. Sinal de referência (superior) e tensão de saída (inferior) das células em série, com um sinal de controle não senoidal ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 2$ p.u.). (a) Célula 3. (b) Célula 2. (c) Célula 1.

A Figura 7-4 mostra uma ampliação da área sombreada da Figura 7-3(a). Quando a ação de controle excede o nível de comparação Ψ_3 , o valor da tensão de saída da célula de maior potência muda de zero para V_3 (2 p.u.). Entretanto, após a ocorrência do distúrbio, a ação de controle torna-se menor que o nível de comparação, e o valor da tensão de saída troca de V_3 para zero. Logo após, a ação de controle torna-se maior que Ψ_3 novamente e provoca a terceira comutação em aproximadamente 0,4 ms, demonstrando que o sistema em malha fechada tem capacidade para sintetizar uma ação de controle com componentes harmônicas de aproximadamente 2,5 kHz. A Figura 7-5 apresenta a forma de onda da tensão de fase, que sintetiza a ação de controle desejada para reduzir os efeitos do distúrbio aplicado na planta.

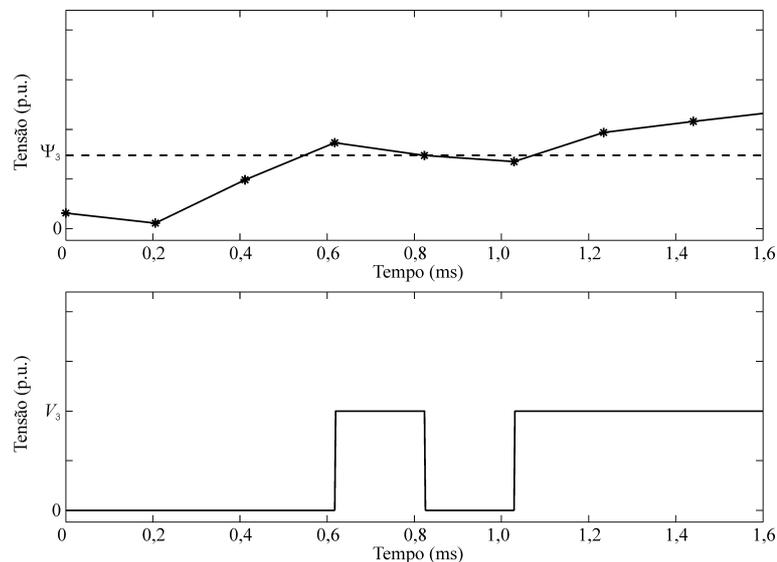


Figura 7-4. Ampliação da Figura 7-3(a).

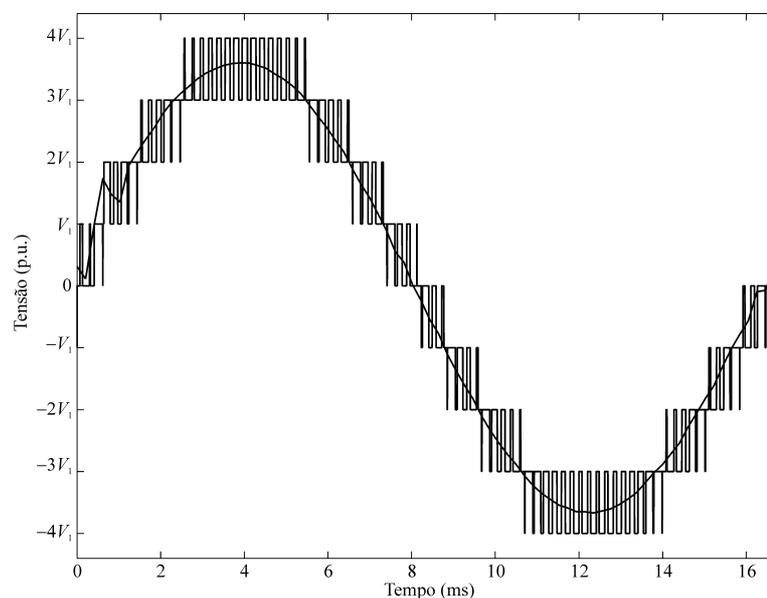


Figura 7-5. Tensão de saída do inversor híbrido de nove níveis com um sinal de referência não senoidal.

Embora os interruptores das células de maior potência comutem somente mais duas vezes nessa situação, o período de comutação pode ser muito pequeno. Dependendo da aplicação, os níveis de tensão e potência processados por algumas células exigem a utilização de dispositivos semicondutores de alta tensão e corrente, tais como os interruptores mostrados na Figura 7-6.

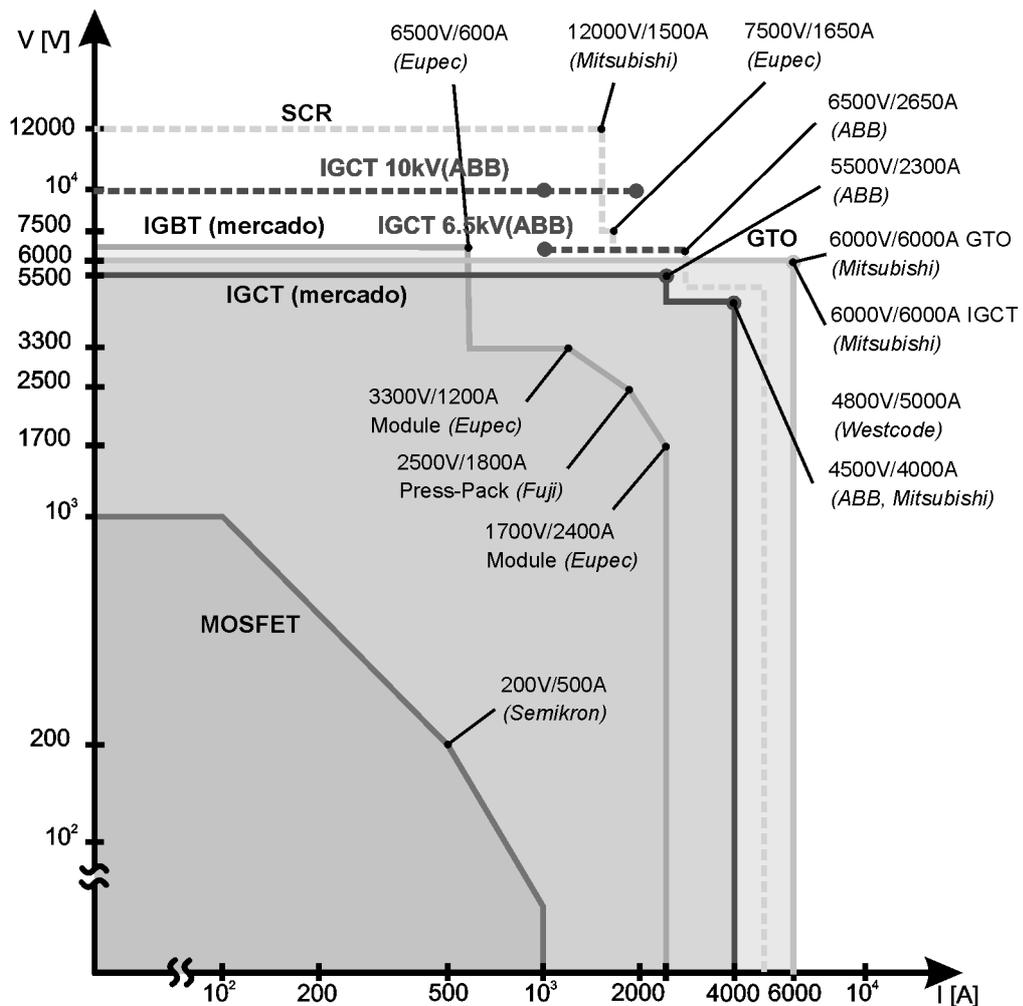


Figura 7-6. Interruptores de média/alta tensão e alta potência (Fonte: [11]).

Sabe-se que a máxima frequência de comutação de um dispositivo semicondutor está intimamente ligada com a sua capacidade de processamento de potência. A relação existente entre o nível de potência processado por um interruptor e sua frequência de comutação pode ser aproximada por uma lei inversamente proporcional [51], [97], como ilustrado na Figura 7-7 para algumas tecnologias de interruptores. Portanto, essa operação em alta frequência pode prejudicar o desempenho ou até mesmo danificar os dispositivos semicondutores das células de maior potência.

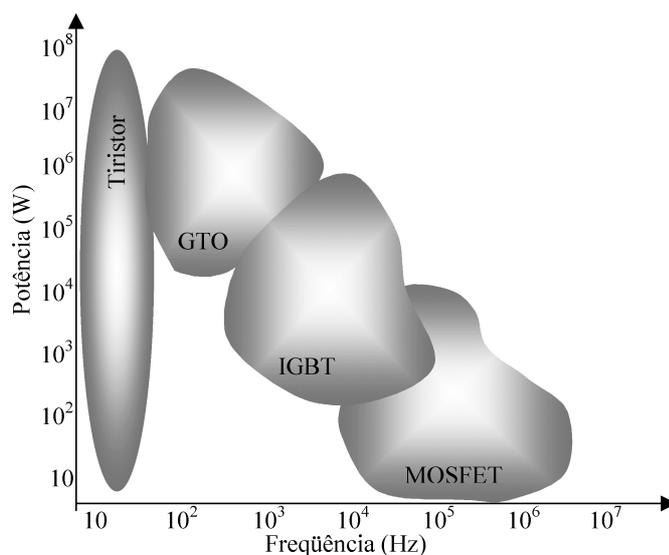


Figura 7-7. Relações de potência e frequência de diferentes tecnologias de interruptores.

Além da questão sobre a capacidade de um interruptor de alta potência comutar na frequência desejada, as perdas por comutação e, conseqüentemente, a temperatura sobre esse dispositivo irá aumentar quando ocorrer um aumento do número de comutações por um longo período de tempo. Assim, o sistema de refrigeração desse semiconductor deveria ser projetado para dissipar essa potência adicional resultante do aumento do número de comutações, causando um sobredimensionamento do sistema de refrigeração em condições normais de operação.

Devido a isso, torna-se interessante avaliar alternativas para reduzir, ou até mesmo evitar, o número de comutações adicionais nas células de maior potência, mas sem afetar significativamente o conteúdo harmônico das tensões de saída.

7.3. Alternativas para superar as limitações do atuador

Uma simples alternativa para superar as limitações de potência e frequência do atuador é projetar compensadores que resultem em sistemas em malha fechada com banda passante menor que as limitações de frequência dos dispositivos semicondutores mais lentos empregados no inversor multinível híbrido. Entretanto, essa alternativa pode levar a uma resposta dinâmica muito lenta para certas aplicações.

Outra proposta consiste em incluir um filtro passa-baixas após o compensador, como mostrado na Figura 7-8(a). Assim, o sinal de referência das células de maior potência é uma ação de controle que apresenta somente componentes de baixa frequência (u_{BF}), enquanto que a ação de controle em alta frequência (u_{AF}) deve ser sintetizada somente pela

célula modulada por largura de pulso, como ilustrado na Figura 7-8(b). Essa alternativa pode satisfazer as limitações de frequência impostas pelos interruptores das células de maior potência. Contudo, ela pode levar a desempenhos insatisfatórios tanto em regime permanente quanto em transitórios quando o filtro não é adequadamente projetado.

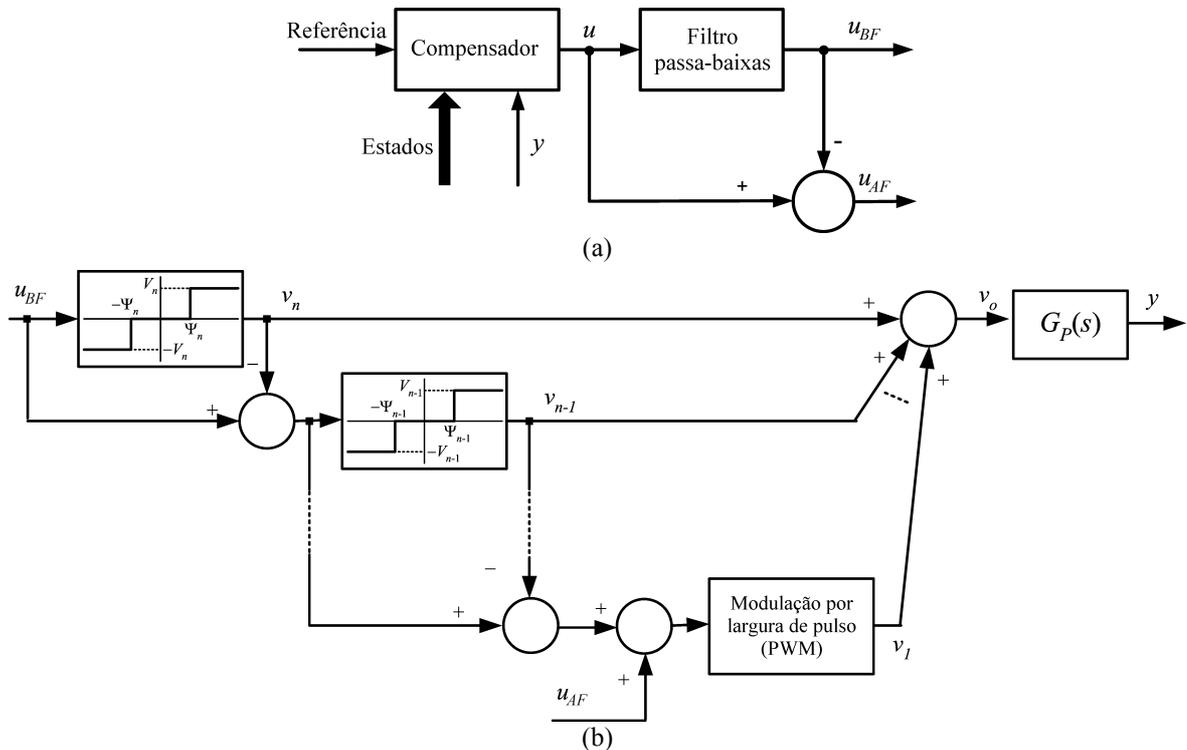


Figura 7-8. Inclusão de um filtro passa-baixas na malha de controle. (a) Diagrama de blocos do compensador. (b) Diagrama de blocos do atuador e da planta.

Outra alternativa proposta nesse capítulo para evitar comutações indesejadas consiste em incluir um algoritmo na estratégia de modulação para bloquear as comutações adicionais, resultantes de uma ação de controle não senoidal. Porém, dependendo da configuração adotada para o inversor multinível híbrido e do distúrbio aplicado na planta, essa opção pode prejudicar a resposta transitória do sistema realimentado. Logo, deve-se verificar em quais casos é realmente necessário incluir esse algoritmo de bloqueio.

Em um primeiro momento, a banda passante do sistema em malha fechada deve ser determinada. Essa banda passante deve ser obtida a partir das especificações de desempenho dinâmico para uma dada aplicação. Uma vez definida a banda passante, deve-se analisar quais interruptores são usados nas células conectadas em série. Considerando que existem células usando dispositivos semicondutores lentos, que não têm capacidade para operar em uma frequência de comutação na ordem da banda passante, essas células devem ser submetidas ao algoritmo de bloqueio de comutações.

A Figura 7-9 mostra o princípio básico de operação desse algoritmo de bloqueio. Sabe-se que a tensão de saída de uma célula de baixa frequência muda de valor toda vez que o seu sinal de referência transpõe o nível de comparação empregado em sua estratégia de modulação. Porém, dependendo da forma de onda do sinal não senoidal de referência, podem ocorrer diversas comutações em um pequeno intervalo, como pôde ser verificado nas formas de onda apresentadas na Figura 7-3 e agora também na Figura 7-9(a). Então, após ocorrer uma mudança de estado na tensão de saída de uma célula de baixa frequência, o algoritmo de bloqueio de comutações dessa célula impede que uma nova comutação aconteça em um período de tempo pré-estabelecido, mesmo que o sinal de referência cruze com o nível de comparação, como ilustra a Figura 7-9(b).

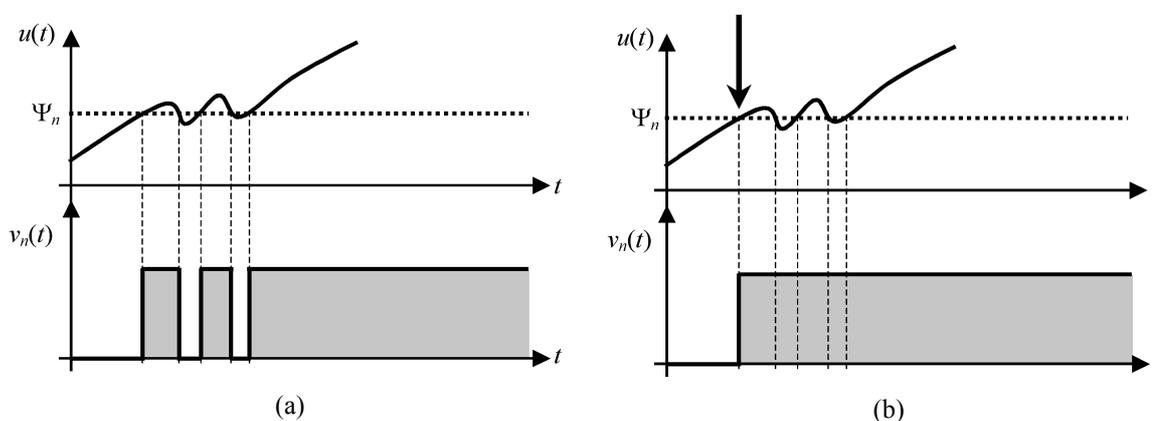


Figura 7-9. Estratégia de modulação de uma célula de baixa frequência com referência não senoidal. (a) Sem algoritmo de bloqueio. (b) Com algoritmo de bloqueio.

Embora nessa ilustração o algoritmo de bloqueio impeça novas comutações logo na primeira mudança de estado da tensão de saída, muitas vezes não existem restrições que impeçam um pequeno número de comutações adicionais. Essas comutações adicionais aumentarão as perdas por comutação e, conseqüentemente, a temperatura dos interruptores. Assim, o algoritmo de bloqueio também pode utilizar, por exemplo, informações de sensores de temperatura para determinar quando deverá impedir novas comutações. Além disso, convém ressaltar que as células em série podem ter algoritmos de bloqueio distintos, de tal forma que impeçam comutações por períodos de tempo distintos e também permitam números diferentes de comutações adicionais.

A Figura 7-10 mostra resultados de simulação com o mesmo sinal de referência não senoidal e o mesmo inversor híbrido de nove níveis usado para obter os resultados apresentados na Figura 7-3. Entretanto, algoritmos de bloqueio de comutações são incluídos nessa simulação nas estratégias de modulação das células de baixa frequência.

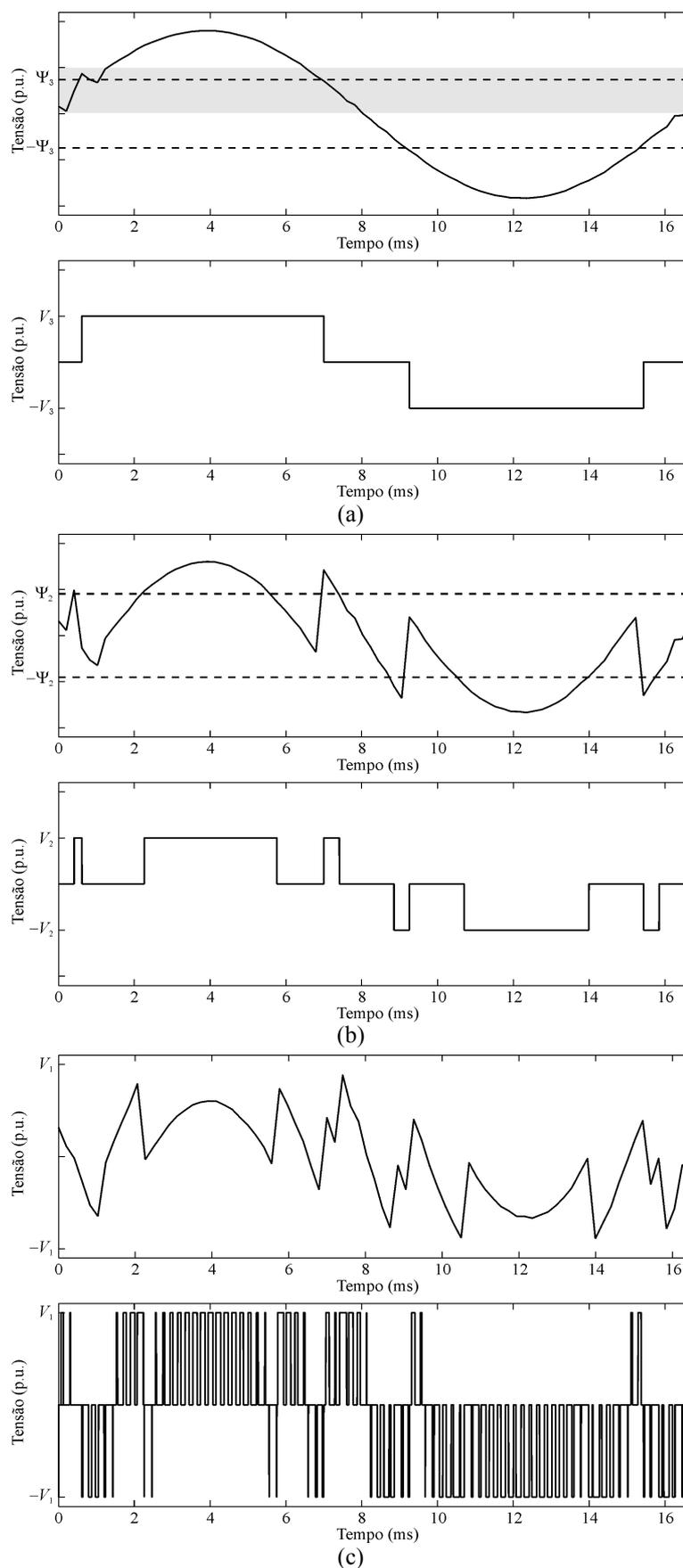


Figura 7-10. Inclusão de algoritmos de bloqueio: sinal de referência (superior) e tensão de saída (inferior) das células em série com um sinal de controle não senoidal ($V_1 = V_2 = 1$ p.u., $V_3 = 2$ p.u.). (a) Célula 3. (b) Célula 2. (c) Célula 1.

A Figura 7-11, que mostra uma ampliação da Figura 7-10(a), mostra que o algoritmo de bloqueio usado na célula de maior potência verifica quando a ação de controle ultrapassa o nível de comparação Ψ_3 e, depois, impede qualquer comutação dos interruptores dessa célula durante um período de tempo que depende da tecnologia dos semicondutores.

A área sombreada da Figura 7-10(a) representa a faixa em que Ψ_3 pode variar (6-7) sem afetar a THD da tensão de fase de saída. Portanto, quando a ação de controle está no interior dessa área, a tensão de saída dessa célula pode ser zero ou V_3 (2 p.u.), pois as outras duas células de menor potência têm capacidade para sintetizar essa ação de controle. Devido à isso, para esse caso o inversor multinível híbrido sintetiza a ação de controle desejada para rejeitar o distúrbio, mesmo com o algoritmo de bloqueio, como se verifica na Figura 7-12, cuja forma de onda da tensão de saída é idêntica à apresentada na Figura 7-5.

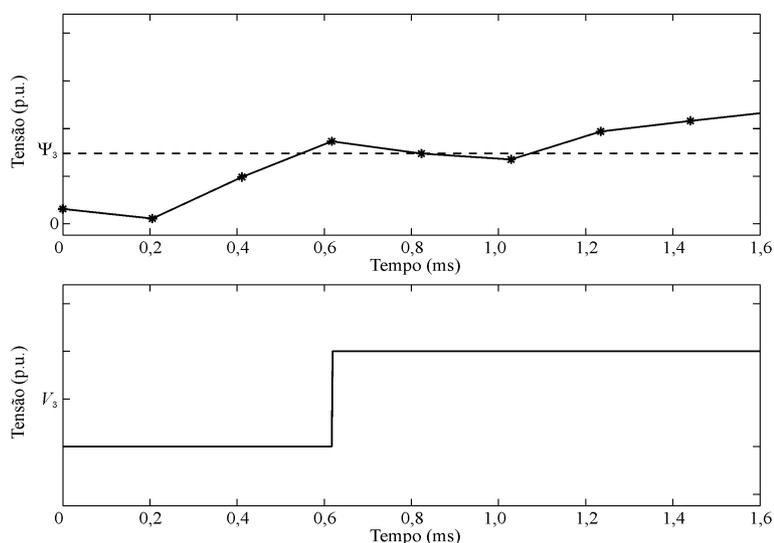


Figura 7-11. Inclusão de algoritmos de bloqueio: ampliação da Figura 7-10(a).

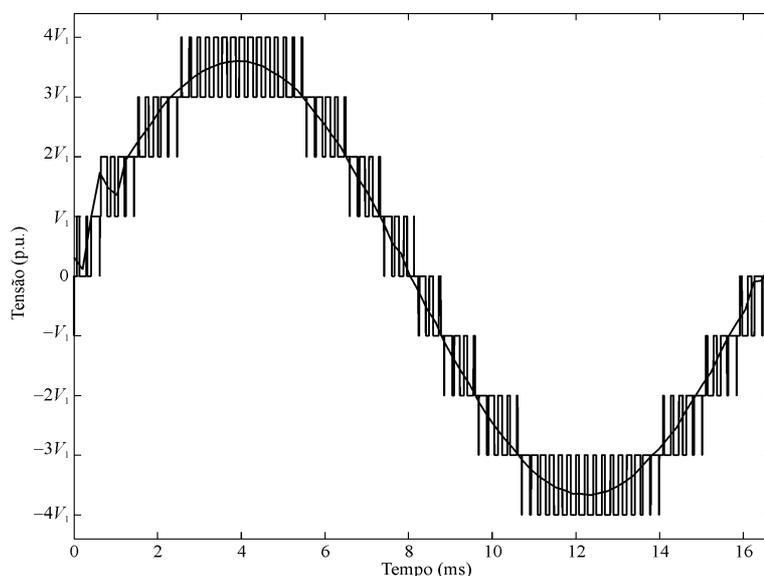


Figura 7-12. Inclusão de algoritmos de bloqueio: tensão de saída do inversor híbrido de nove níveis com um sinal de referência não senoidal.

Por outro lado, dependendo da amplitude do distúrbio e do ponto onde o mesmo ocorrer, e também da configuração adotada para o inversor multinível híbrido, a introdução de algoritmos de bloqueio de comutações adicionais pode impedir que o atuador sintetize a ação de controle desejada. Como exemplo, a Figura 7-13 apresenta as formas de onda das tensões de saída das três células *H-bridge* que compõem um inversor híbrido de dezenove níveis, com $V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 2$ p.u. e $V_3 = 6$ p.u., ao utilizar um sinal de controle não senoidal para reduzir um distúrbio ocorrido na planta.

De acordo com a Figura 7-13(a), percebe-se que a distorção no sinal de controle, decorrente do distúrbio na planta, não requer a operação do algoritmo de bloqueio da terceira célula, pois não ocorrem múltiplos cruzamentos entre o nível de comparação Ψ_3 e o sinal de controle em um pequeno intervalo de tempo. Já na Figura 7-13(b) pode-se verificar que a distorção no sinal de controle, que ocorre em torno de 2 ms, produz três cruzamentos entre o nível de comparação Ψ_2 e o sinal de referência dessa célula e, portanto, resultaria em três comutações em um pequeno período de tempo. Considerando que o sistema não suportaria essas comutações adicionais nesse intervalo de tempo, optou-se por usar um algoritmo de bloqueio para impedir essas comutações. Porém, com essa configuração de fontes, o nível de comparação Ψ_2 deve ser igual a 1 p.u. (6-7) para não prejudicar o conteúdo harmônico da tensão de fase. Assim, a tensão de saída dessa célula deveria ser igual a zero quando a ação de controle é menor que 1 p.u., o que não ocorre durante a operação do algoritmo de bloqueio. Com isso, a célula de menor potência e de alta frequência não tem capacidade para sintetizar o seu sinal de referência durante o distúrbio, como mostra a Figura 7-13(c). Como resultado, esse atuador não tem capacidade para sintetizar o sinal de controle desejado para minimizar o distúrbio, como pode-se observar na Figura 7-14.

Dessa forma, essa alternativa para superar as limitações de frequência das células em série deve ser detalhadamente investigada para encontrar suas vantagens, limitações e também quantificar o seu impacto na resposta dinâmica da planta.

7.4. Conclusões

Esse capítulo apresentou uma breve análise qualitativa de sistemas de controle em malha fechada que empregam inversores multiníveis híbridos como atuadores. O principal objetivo desse capítulo é iniciar uma discussão sobre um tema ainda inexplorado, que trata do impacto do uso de múltiplos conversores, com diferentes limitações de tensão, potência e frequência, no desempenho de um sistema realimentado.

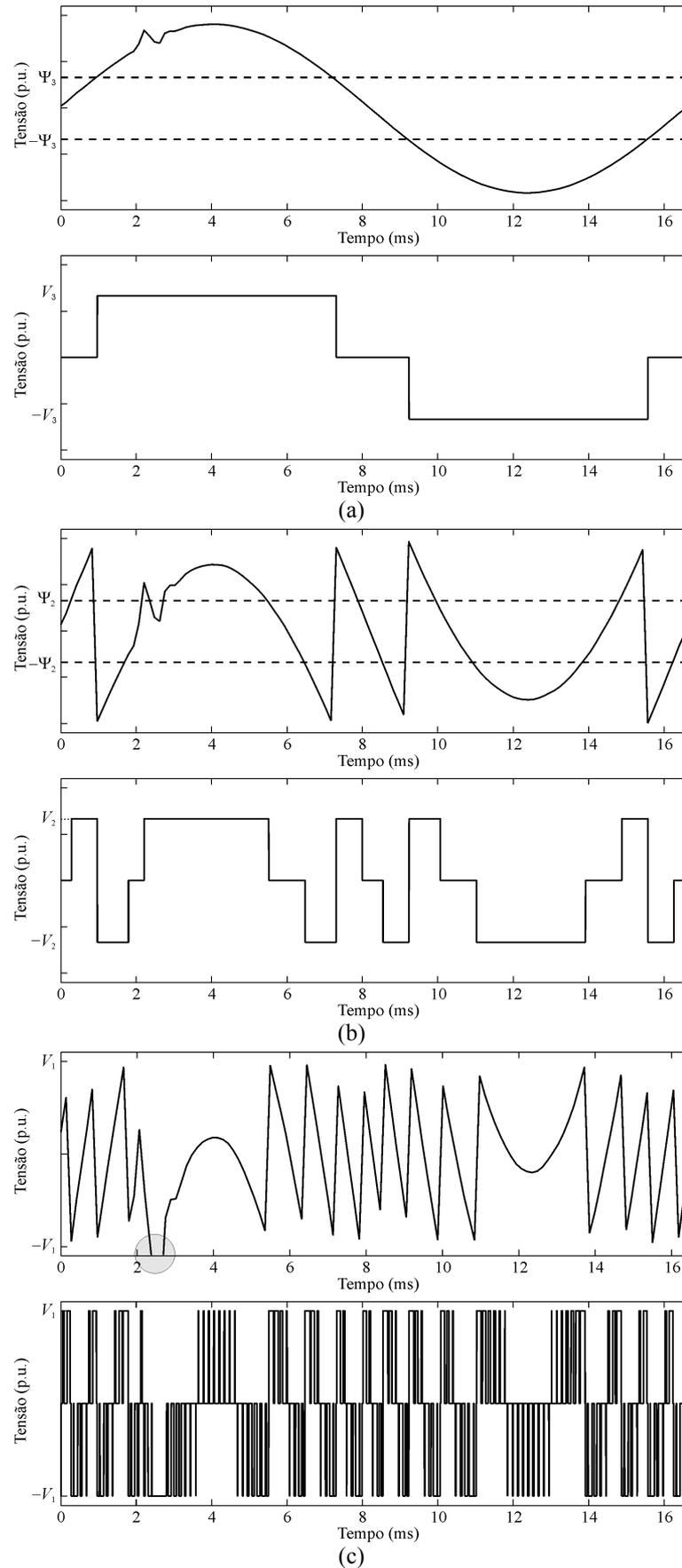


Figura 7-13. Inclusão de algoritmos de bloqueio: sinal de referência (superior) e tensão de saída (inferior) das células em série com um sinal de controle não senoidal ($V_1 = 1$ p.u., $V_2 = 2$ p.u., $V_3 = 6$ p.u.). (a) Célula 3. (b) Célula 2. (c) Célula 1.

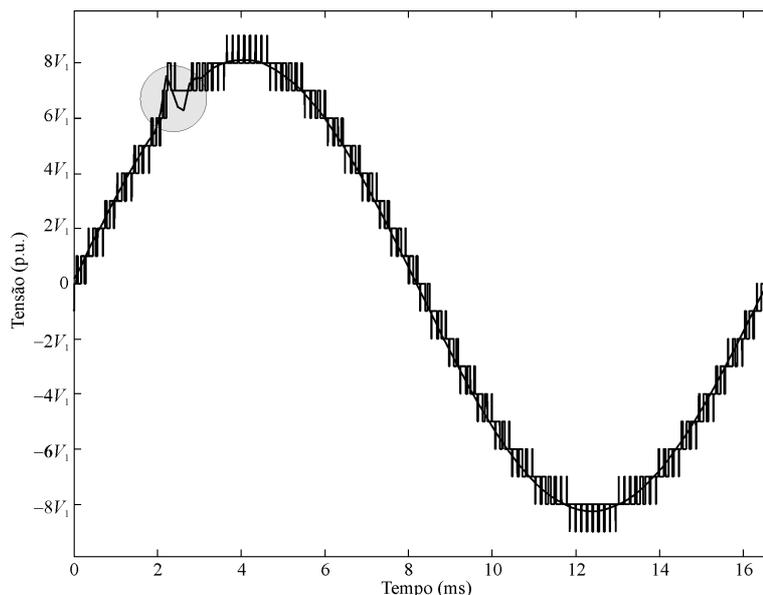


Figura 7-14. Inclusão de algoritmos de bloqueio: tensão de saída do inversor híbrido de dezoito níveis com um sinal de referência não senoidal.

Na seção 7.2 foi mostrado que, dependendo da forma de onda do sinal de controle enviado ao atuador, as componentes de alta frequência do sinal de controle podem resultar em um aumento do número de comutações das células de alta potência em um pequeno intervalo de tempo. Essa operação em alta frequência pode prejudicar o desempenho ou até mesmo danificar os dispositivos semicondutores das células de maior potência. Além disso, as perdas por comutação e, conseqüentemente, a temperatura sobre esses dispositivos irá aumentar quando ocorrer um aumento do número de comutações por um longo período de tempo. Assim, o sistema de refrigeração desse semicondutor deveria ser projetado para dissipar essa potência adicional resultante do aumento de número de comutações, acarretando em um sobredimensionamento do sistema de refrigeração em condições normais de operação.

Devido a isso, esse capítulo propôs algumas alternativas para reduzir, ou até mesmo evitar, o número de comutações adicionais nas células de maior potência, mas também analisando qualitativamente os efeitos dessas alternativas no desempenho do atuador. Assim, essas e outras opções merecem ser detalhadamente investigadas e comparadas para encontrar as vantagens, limitações e quantificar o impacto dessas alternativas no desempenho em regime permanente e transitório de sistemas em malha fechada.

Capítulo 8

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo em escala de potência reduzida foi construído em laboratório para demonstrar os princípios básicos de operação de conversores multiníveis híbridos e também a viabilidade prática das principais propostas apresentadas nos capítulos anteriores.

Na seção 8.1 são mostrados resultados experimentais referentes ao estágio inversor de saída, empregando duas configurações distintas de inversores multiníveis híbridos que foram analisadas no Capítulo 3 e no Capítulo 4, e também comparando as estratégias de modulação analisadas no Capítulo 6 em diferentes pontos de operação. A seção 8.2 apresenta resultados experimentais referentes ao estágio retificador de entrada, utilizando uma conexão multipulso assimétrica de retificadores não controlados, para validar os resultados ilustrados no Capítulo 5.

8.1. Estágio de saída: Inversores multiníveis híbridos

Inicialmente, foi construído um protótipo de uma fase de um inversor híbrido de nove níveis composto por três células *H-bridge* conectadas em série, como ilustra o esquema simplificado da Figura 8-1. As fontes de tensão contínua das três células, cujos valores médios são $V_{cc,1} = V_{cc,2} = 85 \text{ V}$ e $V_{cc,3} = 170 \text{ V}$ ($V_1 = V_2 = 1 \text{ p.u.}$ e $V_3 = 2 \text{ p.u.}$), são implementadas com quatro retificadores não controlados alimentados com enrolamentos secundários isolados provenientes de um único transformador. Os sinais de comando dos interruptores são gerados através do DSP TMS320F241 da Texas Instruments [134], sendo que a frequência de comutação da célula de menor potência é 2460 Hz ($m_f = 41$). Uma análise detalhada da construção desse protótipo é apresentada no Apêndice.

A Figura 8-2 até a Figura 8-5 mostram as formas de onda das tensões de saída das células e da tensão de fase para valores distintos de m_a , ao usar a estratégia de modulação original com $\Psi_2 = 1 \text{ p.u.}$ e $\Psi_3 = 2 \text{ p.u.}$ para qualquer ponto de operação.

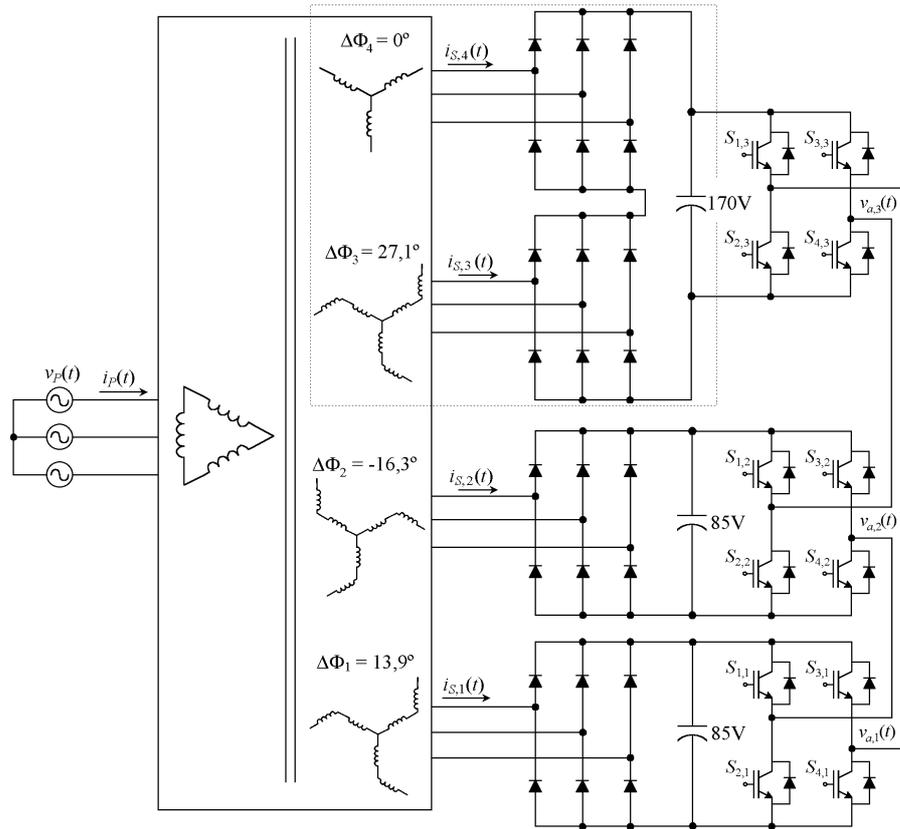


Figura 8-1. Esquema simplificado do protótipo de nove níveis implementado.

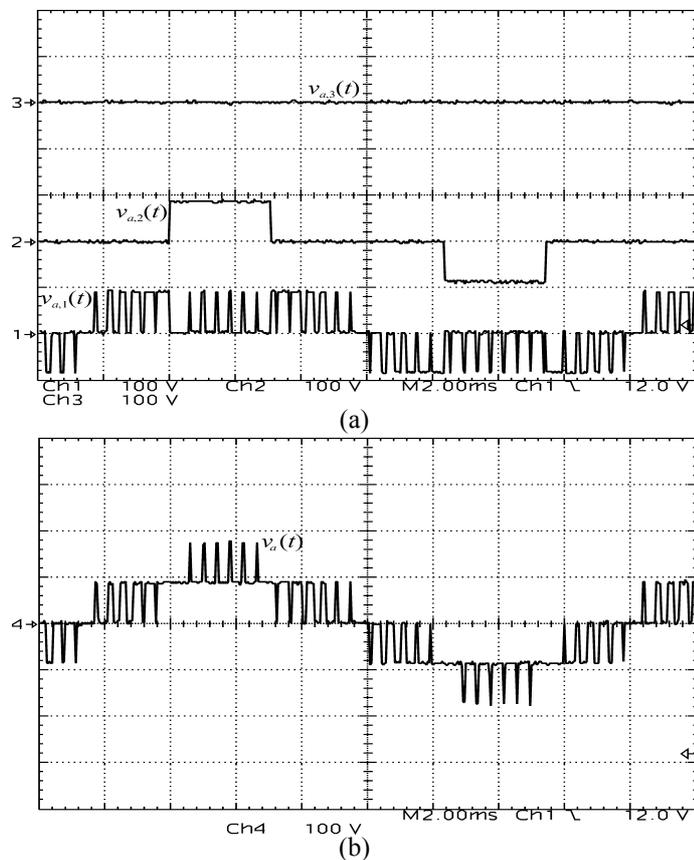
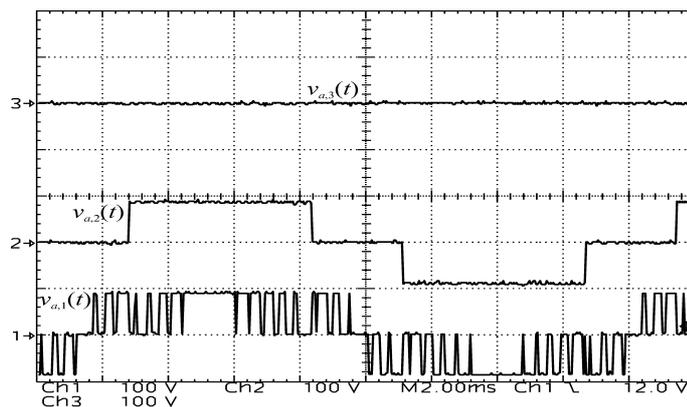
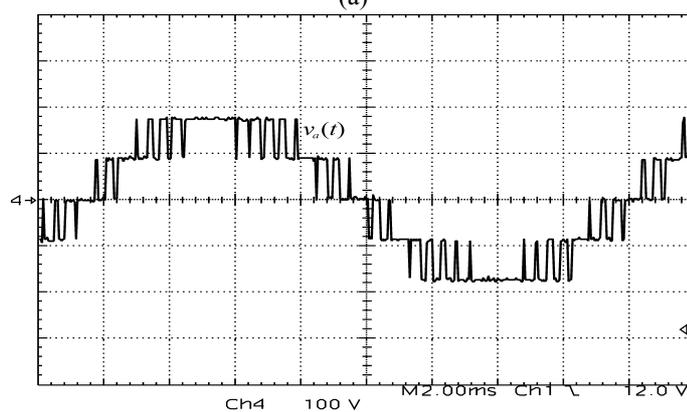


Figura 8-2. Resultados experimentais para $m_a = 0,3$: modulação original com níveis de comparação $\Psi_2 = 1$ p.u. e $\Psi_3 = 2$ p.u. (a) Saída das células. (b) Tensão de fase.

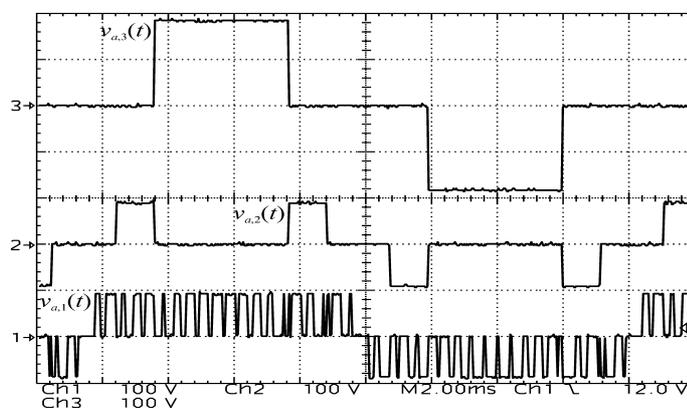


(a)

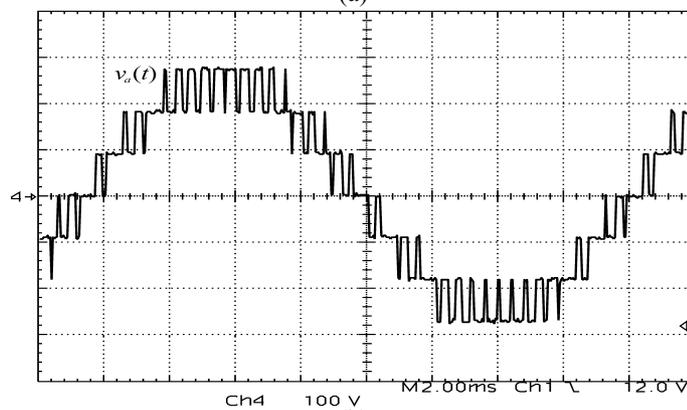


(b)

Figura 8-3. Resultados experimentais para $m_a = 0,5$: modulação original com níveis de comparação $\Psi_2 = 1$ p.u. e $\Psi_3 = 2$ p.u. (a) Saída das células. (b) Tensão de fase.



(a)



(b)

Figura 8-4. Resultados experimentais para $m_a = 0,7$: modulação original com níveis de comparação $\Psi_2 = 1$ p.u. e $\Psi_3 = 2$ p.u. (a) Saída das células. (b) Tensão de fase.

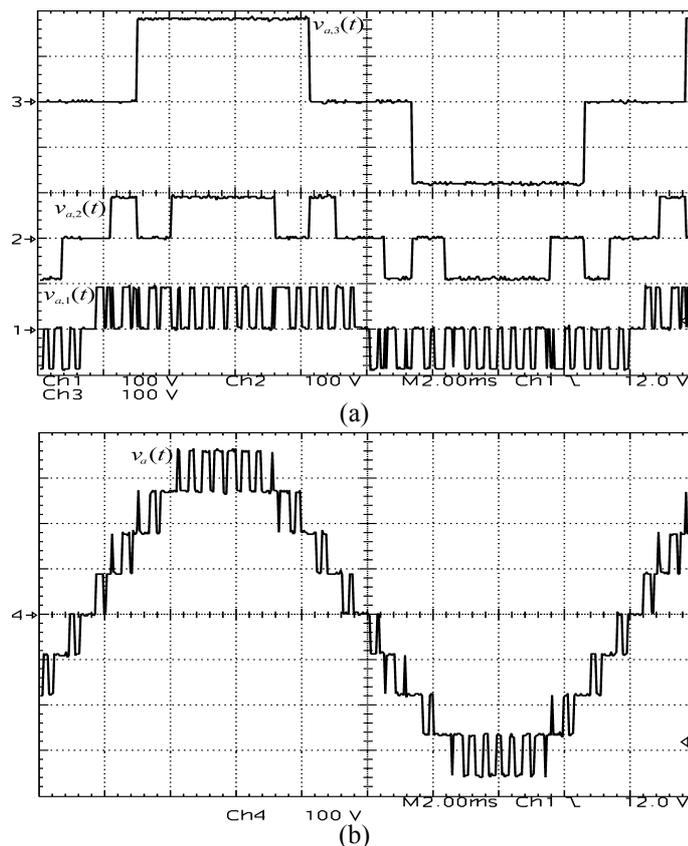


Figura 8-5. Resultados experimentais para $m_a = 0,91$: modulação original com níveis de comparação $\Psi_2 = 1$ p.u. e $\Psi_3 = 2$ p.u. (a) Saída das células. (b) Tensão de fase.

A partir dessas figuras percebe-se que a terceira célula opera somente para valores elevados de m_a ($m_a > 0,5$), ilustrando claramente que as componentes fundamentais das tensões sintetizadas pelas células não variam linearmente com essa estratégia de modulação, como mostra a Figura 8-6.

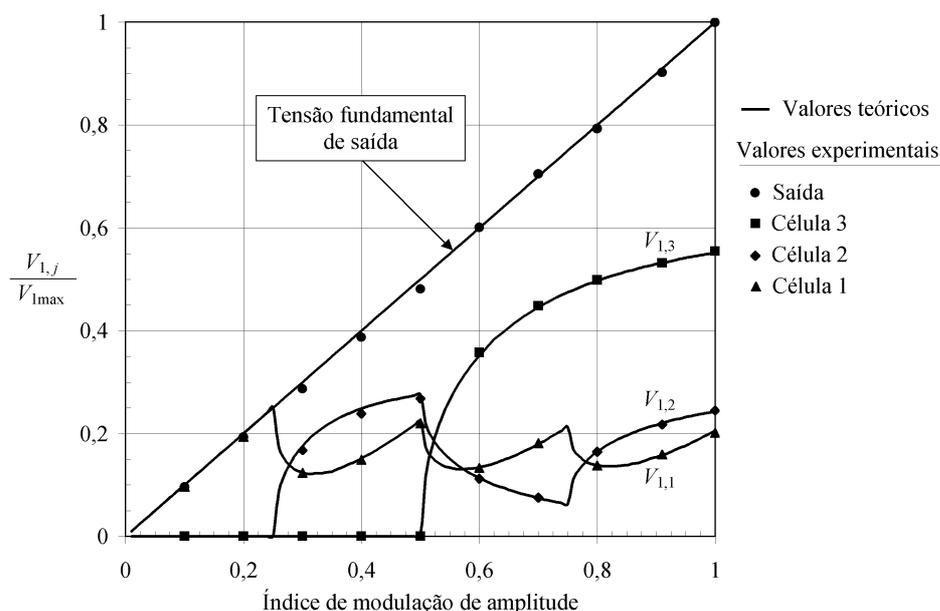


Figura 8-6. Resultados experimentais: componentes fundamentais de tensão ao usar a estratégia de modulação original.

Por outro lado, a Figura 8-7 até a Figura 8-10 mostram a tensão de saída do inversor multinível híbrido e as tensões sintetizadas pelas três células ao usar a estratégia de modulação proposta, ou seja, variando os níveis de comparação em função de m_a . Os níveis de comparação são obtidos da Figura 6-12 para que as componentes fundamentais das tensões sintetizadas por todas as células variem linearmente, como pode ser observado na Figura 8-11. Então, com essa estratégia de modulação verifica-se que todas as células estão operando em qualquer ponto de operação, mesmo para valores reduzidos de m_a .

Embora as células operem diferentemente com as duas estratégias de modulação, a tensão de fase sintetizada pelo inversor híbrido possui as mesmas formas de onda, pois os níveis de comparação usados nas células de baixa frequência respeitam a restrição (6-7). Por outro lado, foi demonstrado no Capítulo 6 que o conteúdo harmônico das tensões de saída é penalizado quando esses níveis de comparação não satisfazem (6-7). Para ilustrar isso, a Figura 8-12 mostra as tensões obtidas no ponto nominal de operação, usando $\Psi_2 = 1,5$ p.u. e $\Psi_3 = 2$ p.u. Como Ψ_2 deveria ser menor que 1 p.u., a célula de alta frequência não é capaz de sintetizar o sinal desejado durante intervalos de tempo, resultando em harmônicas de baixa frequência que elevam o DF1 da tensão de fase de 0,53% (Figura 8-10(b)) para 0,71%.

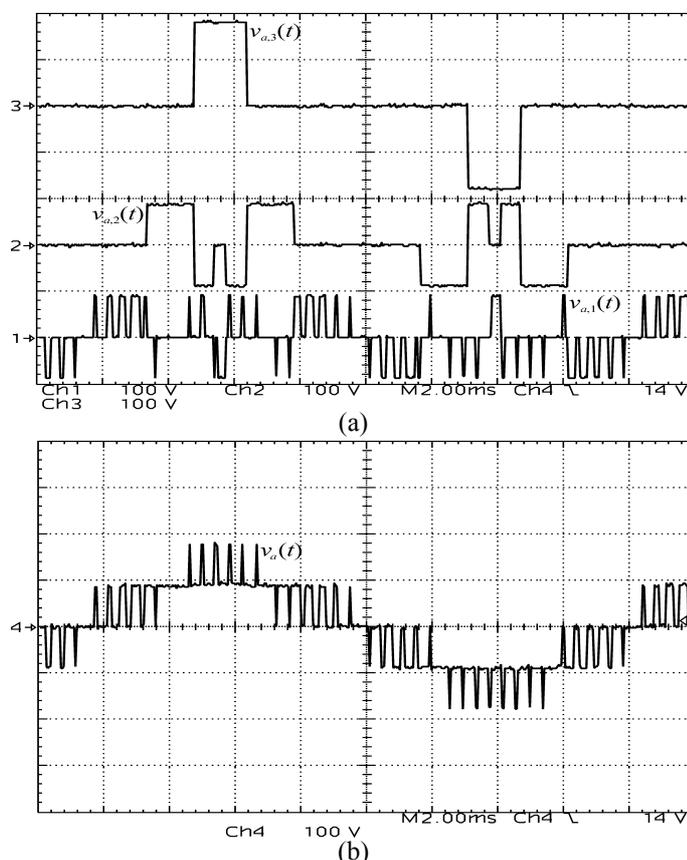
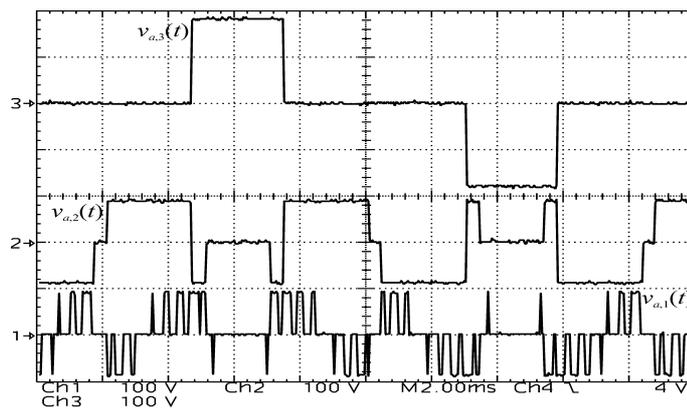
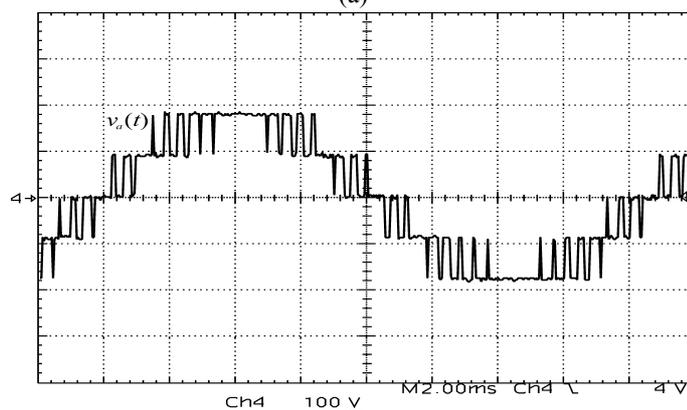


Figura 8-7. Resultados experimentais para $m_a = 0,3$: modulação proposta com níveis de comparação da Figura 6-12 ($\Psi_2 = 0,8$ p.u. e $\Psi_3 = 1,14$ p.u.). (a) Saída das células. (b) Tensão de fase.

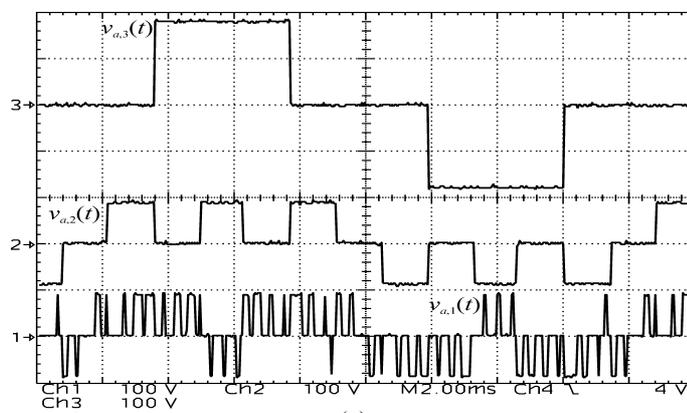


(a)

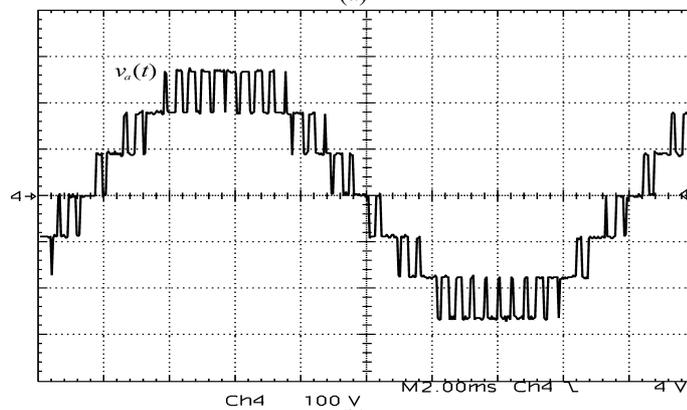


(b)

Figura 8-8. Resultados experimentais para $m_a = 0,5$: modulação proposta com níveis de comparação da Figura 6-12 ($\Psi_2 = 0,14$ p.u. e $\Psi_3 = 1,73$ p.u.). (a) Saída das células. (b) Tensão de fase.



(a)



(b)

Figura 8-9. Resultados experimentais para $m_a = 0,7$: modulação proposta com níveis de comparação da Figura 6-12 ($\Psi_2 = 0,72$ p.u. e $\Psi_3 = 2$ p.u.). (a) Saída das células. (b) Tensão de fase.

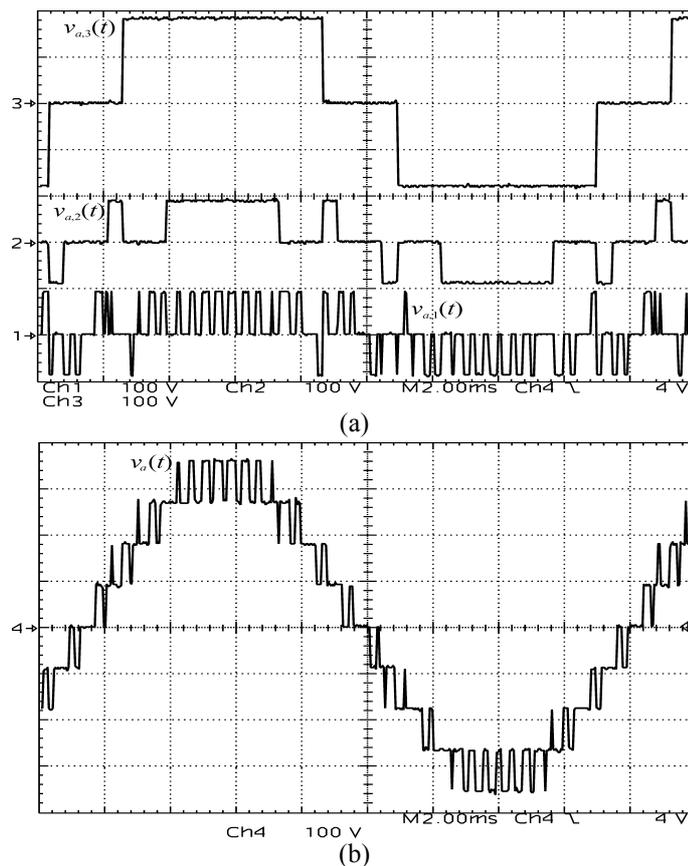


Figura 8-10. Resultados experimentais para $m_a = 0,91$: modulação proposta com níveis de comparação da Figura 6-12 ($\Psi_2 = 0,91$ p.u. e $\Psi_3 = 1,51$ p.u.). (a) Saída das células. (b) Tensão de fase.

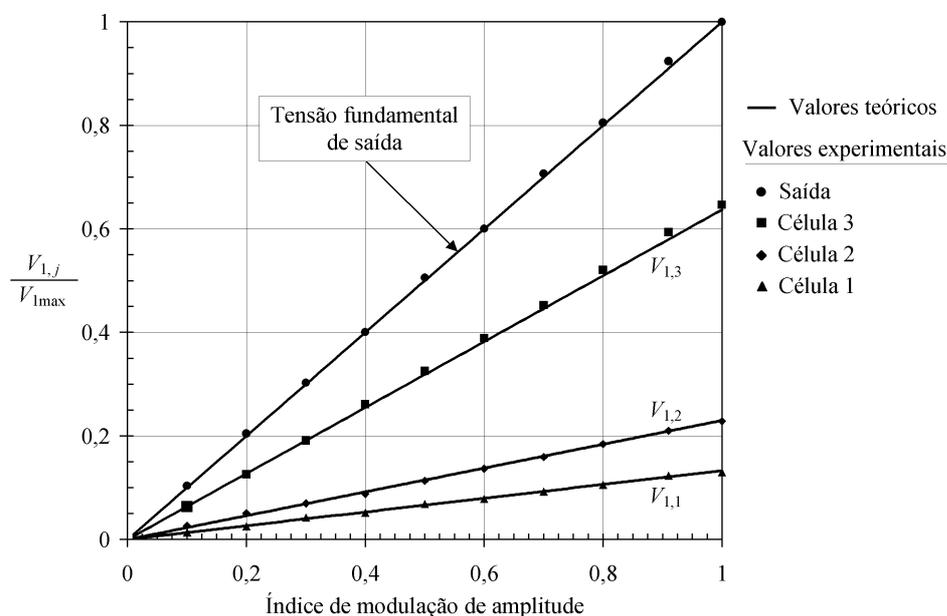


Figura 8-11. Resultados experimentais: componentes fundamentais de tensão ao usar a estratégia de modulação proposta.

Já a Figura 8-13 apresenta as tensões de saída das células e a tensão de saída no ponto nominal de operação, usando $\Psi_2 = 1$ p.u. e $\Psi_3 = 3$ p.u. De forma similar ao caso anterior, componentes de baixa frequência surgem no espectro harmônico da tensão de saída pois Ψ_3 é maior que 2 p.u., aumentando o DF1 da tensão de saída para 2,16%.

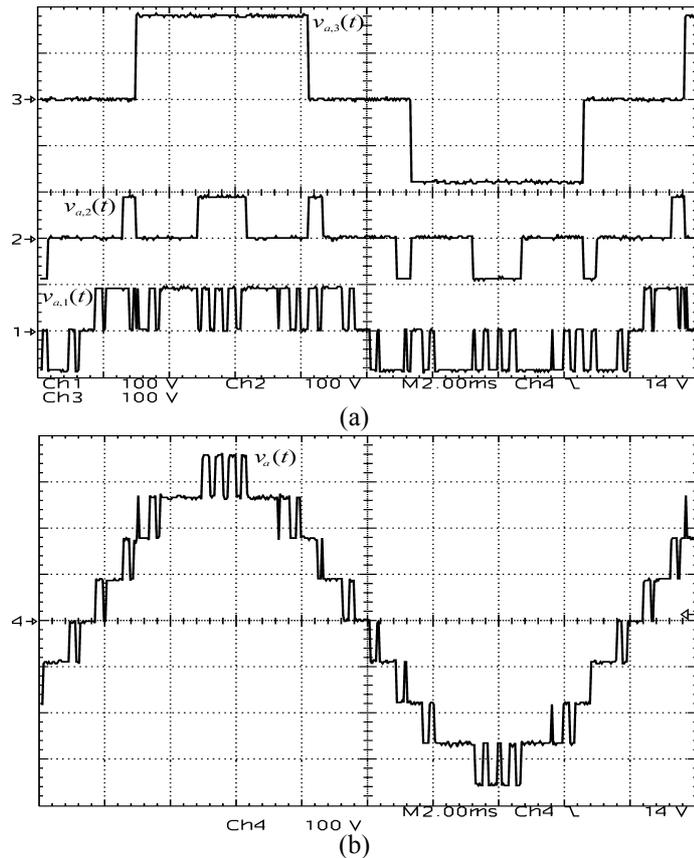


Figura 8-12. Resultados experimentais para $m_a = 0,91$: utilização de níveis de comparação inadequados ($\Psi_2 = 1,5$ p.u. e $\Psi_3 = 2$ p.u.). (a) Saída das células. (b) Tensão de fase.

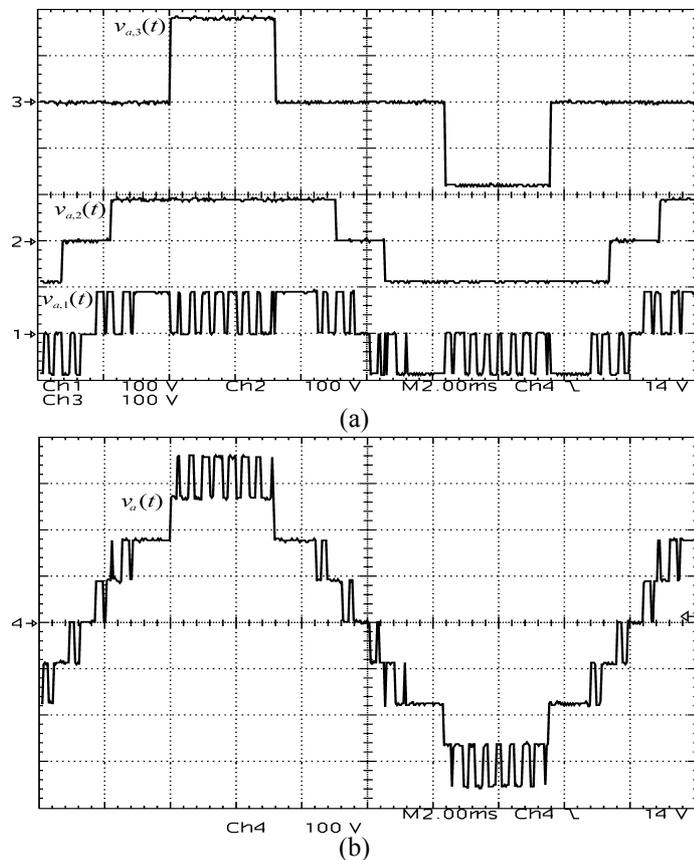


Figura 8-13. Resultados experimentais para $m_a = 0,91$: utilização de níveis de comparação inadequados ($\Psi_2 = 1$ p.u. e $\Psi_3 = 3$ p.u.). (a) Saída das células. (b) Tensão de fase.

Além do conversor ilustrado na Figura 8-1, também foram obtidos resultados experimentais de um inversor híbrido de onze níveis, composto por uma célula de cinco níveis operando em alta frequência em série com uma célula de três níveis operando com maiores níveis de tensão, como mostrado na Figura 8-14(a). Para sintetizar uma tensão de saída de $220 \text{ V}_{\text{RMS}}$ ($@ m_a = 0,91$) com onze níveis distintos, tem-se que $\Delta V_{cc,1} = 68 \text{ V}$ e $\Delta V_{cc,2} = 204 \text{ V}$. A Figura 8-14(b) apresenta as formas de onda das tensões de saída das células e a Figura 8-14(c) mostra a tensão de fase com onze níveis sintetizada pelo inversor híbrido.

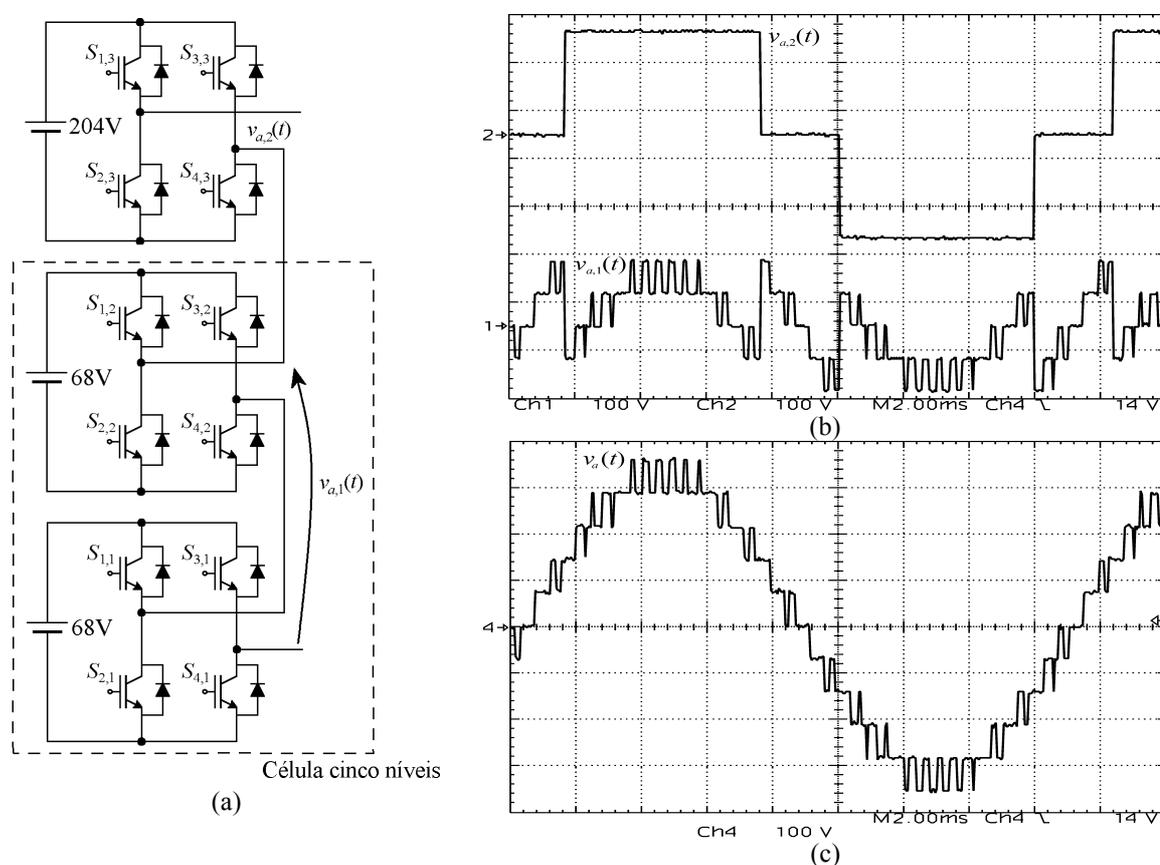


Figura 8-14. Resultados experimentais de um inversor híbrido de onze níveis composto por uma célula cinco níveis ($V_1 = 1 \text{ p.u.}$, $m_f = 41$) em série com uma célula três níveis ($V_2 = 3 \text{ p.u.}$, $\Psi_2 = 2 \text{ p.u.}$).
(a) Esquema simplificado do protótipo. (b) Saída das células. (c) Tensão de fase.

De forma similar à topologia representada na Figura 8-1, as fontes de tensão contínua das células que compõem esse inversor híbrido de onze níveis também podem ser implementadas com retificadores unidirecionais. Porém, essa configuração pode sintetizar um maior número de níveis, mesmo utilizando o mesmo número de interruptores, reduzindo a THD da tensão de fase de 16,3% (Figura 8-10(b)) para 12,8%.

8.2. Estágio de entrada: Conexão multipulso assimétrica de retificadores

Uma carga linear monofásica, composta de um filtro passa-baixas de segunda ordem e uma carga resistiva, foi conectada na saída do inversor híbrido de nove níveis representado na Figura 8-1. A Figura 8-15(a) apresenta as formas de onda da corrente e da tensão (THD = 17,1%) de saída do inversor híbrido de nove níveis, e a Figura 8-15(b) mostra as formas de onda das correntes de linha no primário do transformador de isolamento. Devido ao fato que somente uma fase do inversor multinível híbrido está operando pode-se verificar que as formas de onda das correntes drenadas da rede pública de energia estão significativamente desequilibradas e distorcidas, ilustrando que as harmônicas dominantes da corrente de entrada não são canceladas para essa condição de carga desequilibrada. Porém, ao aumentar o valor dos capacitores que compõem os barramentos CC e/ou as indutâncias de entrada dos retificadores ocorre uma diminuição da THD e do desequilíbrio entre as correntes no primário, aproximando-se ao desempenho harmônico do sistema trifásico equilibrado.

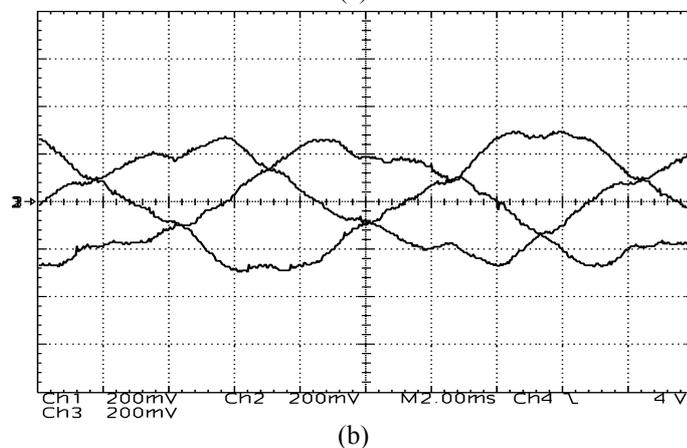
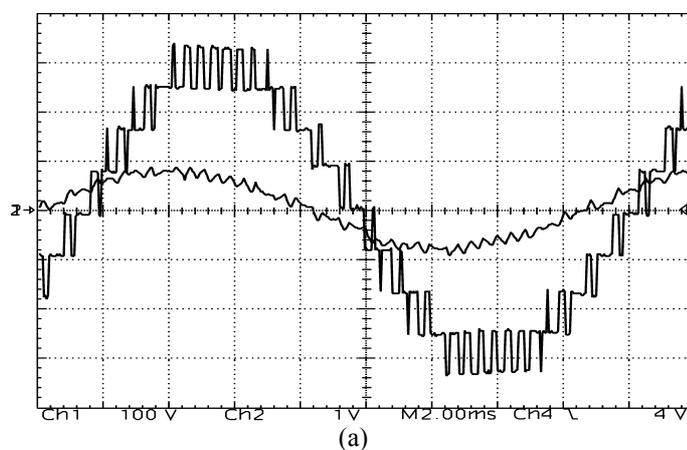
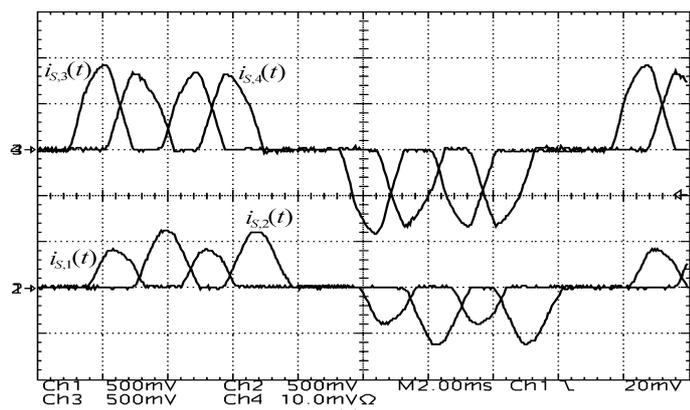


Figura 8-15. Resultados experimentais do sistema híbrido de nove níveis sob carga. (a) Tensão e corrente de saída (10 A/div) do inversor. (b) Correntes de linha no primário (2 A/div).

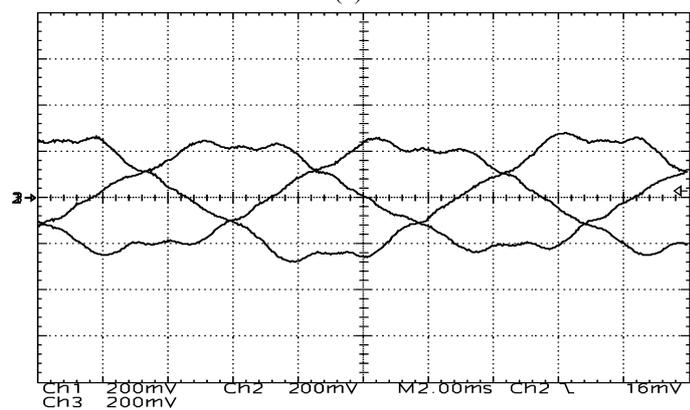
Então, para demonstrar o desempenho do estágio retificador de entrada sob condições equilibradas de carga, as células *H-bridge* que compõem uma fase do inversor híbrido de nove níveis da Figura 8-1 foram substituídas por cargas resistivas que processarão níveis de potência distintos, mas equivalentes aos níveis que seriam processados pelas respectivas células no ponto nominal de operação. Dessa forma, obtém-se um desempenho harmônico equivalente ao obtido quando as três fases do inversor multinível híbrido estiverem operando de forma equilibrada (seção A.2 do Apêndice). Assim, um diagrama simplificado do protótipo implementado é apresentado na Figura 5-20 e os parâmetros do sistema são os mesmos usados na obtenção dos resultados de simulação (Tabela 5-2 e Tabela 5-3), onde os secundários do transformador estão defasados entre si para eliminar a quinta harmônica das correntes entrada.

Inicialmente, a Figura 8-16 mostra resultados experimentais ao conectar o sistema na fonte de tensão trifásica proveniente da rede pública de energia. A Figura 8-16(a) apresenta as correntes das “linhas *a*” em todos os secundários, ilustrando que os retificadores processam níveis distintos de potência ativa. A Figura 8-16(b) mostra as correntes de linha no primário e a Figura 8-16(c) apresenta a corrente na “linha *a*” do primário (THD = 8,7%) com sua respectiva tensão de fase. Como as tensões da rede pública são desequilibradas e também possuem uma quinta harmônica, o espectro harmônico da corrente de entrada tem componentes indesejadas, como demonstrado na Figura 8-16(d) e analisado na seção 5.4.a. Também é importante observar que, devido aos menores níveis de potência do protótipo, as resistências parasitas do circuito diminuem a THD da corrente de entrada.

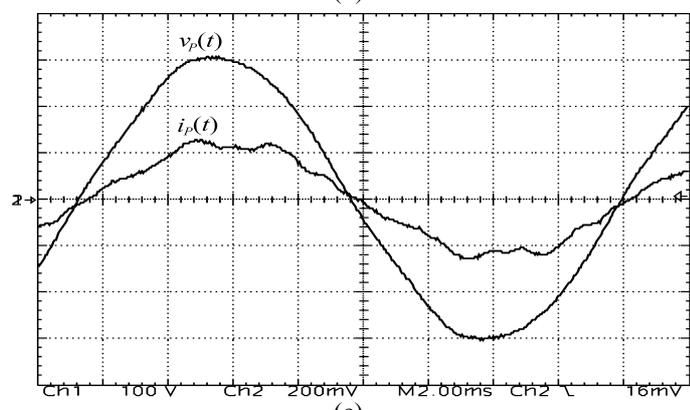
Por outro lado, a Figura 8-17 apresenta resultados experimentais ao conectar o mesma configuração multipulso em uma fonte de tensão trifásica proveniente de um gerador síncrono, para verificar o desempenho harmônico de entrada com uma fonte de tensão trifásica equilibrada e sem distorções. A Figura 8-17(a) mostra as correntes defasadas entre si das “linhas *a*” de todos os secundários, e a Figura 8-17(b) apresenta as correntes de linha no primário. A Figura 8-17(c) ilustra a corrente da “linha *a*” no primário (THD = 4,2%) com a forma de onda da sua respectiva tensão de fase, indicando um fator de potência próximo da unidade (FP = 0,99). Nesse caso, é possível verificar a partir da Figura 8-17(d) que a terceira, quinta e sétimas harmônicas foram largamente reduzidas. Além disso, também se observa que a quinta harmônica é praticamente eliminada ao usar os ângulos de defasagem calculados com a metodologia de projeto proposta. Os resultados experimentais mostram que o arranjo proposto satisfaz a norma IEEE 519-1992 [48].



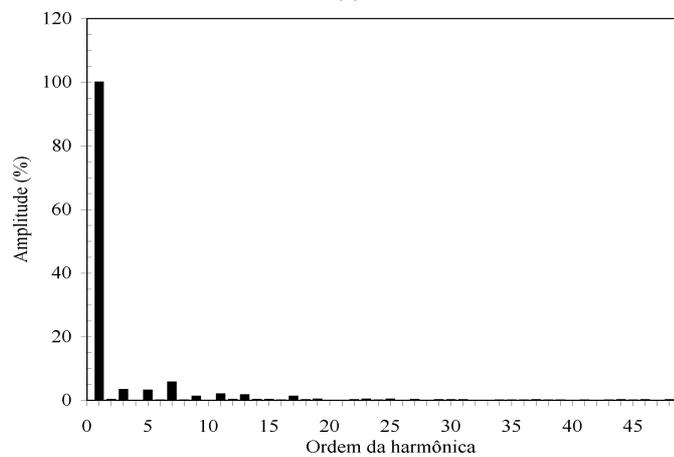
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 8-16. Resultados experimentais com conexão na rede pública. (a) Correntes na “linha a” dos secundários (5 A/div). (b) Correntes de linha no primário (2 A/div). (c) Corrente na “linha a” do primário (2 A/div) e respectiva tensão de fase. (d) Espectro harmônico da corrente na “linha a” do primário.

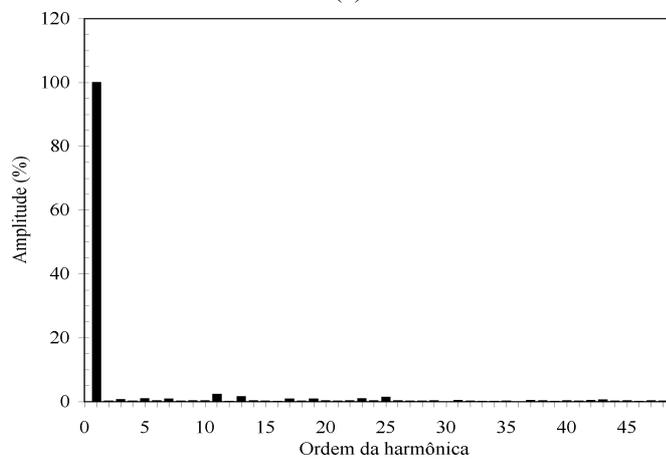
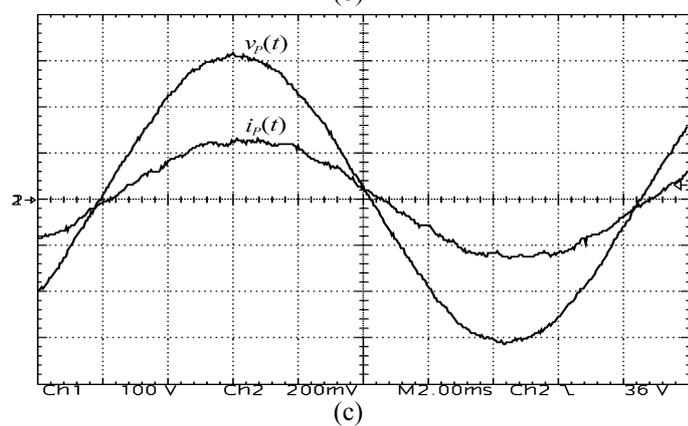
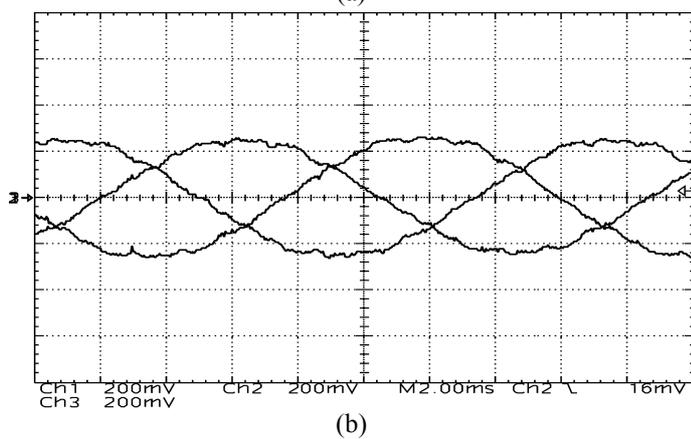
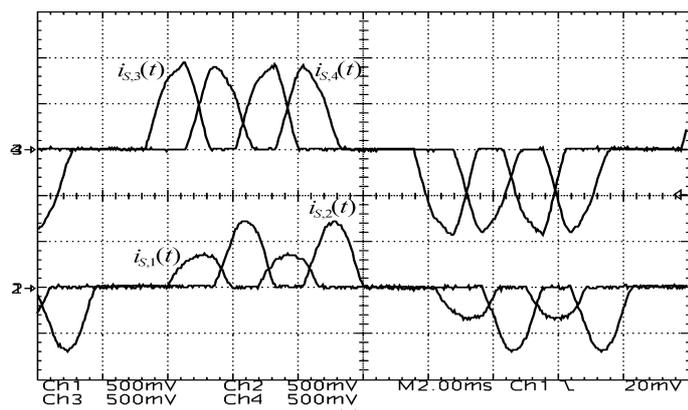


Figura 8-17. Resultados experimentais com conexão em um gerador CA. (a) Correntes na “linha a” dos secundários (5 A/div). (b) Correntes de linha no primário (2 A/div). (c) Corrente na “linha a” do primário (2 A/div) e respectiva tensão de fase. (d) Espectro harmônico da corrente na “linha a” do primário.

8.3. Conclusões

Esse capítulo apresentou resultados experimentais de um sistema multinível híbrido em uma escala de potência reduzida. Os resultados obtidos tanto para o estágio de saída quanto para o estágio de entrada estão de acordo com as análises e resultados de simulação mostrados nos capítulos anteriores, demonstrando a viabilidade prática das propostas apresentadas nessa Tese.

Tanto a estratégia de modulação original quanto a estratégia proposta foram implementadas em um inversor híbrido de nove níveis, evidenciando que a estratégia de modulação proposta modifica a forma de processamento de energia das células em série sem afetar o conteúdo harmônico da tensão sintetizada pelo inversor multinível híbrido. Também foram obtidos resultados experimentais de um inversor híbrido de onze níveis utilizando configurações distintas de células em série, demonstrando a imensa flexibilidade existente para o projeto desses conversores.

Além desses resultados, esse capítulo também apresentou resultados experimentais referentes ao estágio retificador de entrada, que emprega uma conexão multipulso assimétrica de retificadores não controlados. O protótipo foi inicialmente conectado na rede pública de energia, demonstrando claramente o impacto negativo de uma fonte de tensão desequilibrada e distorcida no conteúdo harmônico das correntes de entrada. Por fim, o sistema foi conectado aos terminais de um gerador síncrono, comprovando que a quinta harmônica pode ser eliminada das correntes de entrada do sistema trifásico equilibrado, mesmo quando os retificadores processam níveis distintos de potência ativa, ao usar ângulos de defasagem adequados entre os secundários do transformador de isolamento.

Capítulo 9

CONCLUSÕES GERAIS

A análise e o desenvolvimento de conversores multiníveis híbridos ocorre simultaneamente ao estudo de conversores multiníveis assimétricos, que usam células conectadas em série e operando com níveis distintos de tensão para obter um maior número de níveis e reduzir a THD das tensões de saída. Como os dispositivos de potência de células diferentes são submetidos a níveis distintos de tensão, torna-se muitas vezes apropriado o uso de tecnologias distintas de semicondutores e, portanto, de estratégias de modulação híbridas para sintetizar formas de onda moduladas em alta frequência. Essas estratégias de modulação híbridas devem respeitar os limites de frequência dos dispositivos semicondutores de alta tensão, que usualmente não permitem a operação em alta frequência, e devem aproveitar a capacidade para operar em alta frequência dos dispositivos semicondutores de baixa tensão.

Logo, pode-se definir como conversor multinível híbrido alimentado em tensão como qualquer conversor formado por várias células em série, que apresentam níveis de tensão, estratégias de modulação, topologias e/ou tecnologias de semicondutores diferentes. Esses conversores podem apresentar elevada eficiência e sintetizar formas de onda de alta tensão e moduladas em alta frequência entre quaisquer níveis adjacentes, mesmo quando somente a célula de menor potência opera em alta frequência. Por outro lado, os conversores multiníveis híbridos não possuem a mesma modularidade que caracteriza os conversores multiníveis em cascata convencionais.

A principal motivação para a realização desse trabalho se deve ao fato que o conceito de conversores multiníveis híbridos pode ser generalizado para diferentes topologias de células multiníveis e para configurações distintas de níveis de tensão. Assim, existe uma grande flexibilidade para escolher entre arranjos diferentes que geram uma forma de onda com o mesmo número de níveis. Essa grande variedade de configurações conduz a uma significativa complexidade para determinar adequadamente os principais

parâmetros que compõem um conversor multinível híbrido. Mesmo assim, até o início desse trabalho ainda não havia sido apresentada uma detalhada análise comparativa entre diversas topologias de conversores multiníveis híbridos e uma metodologia de projeto generalizada para essa nova classe de conversores.

Portanto, para preencher essa e outras lacunas referentes a esse novo conceito introduzido na Eletrônica de Potência, este trabalho apresentou algumas contribuições ao estudo de sistemas multiníveis híbridos, investigando vários temas que compõem esse sistema, tais como: variações topológicas do estágio inversor de saída e do estágio retificador de entrada, metodologias de projeto, estratégia de modulação e sistema de controle. Esses assuntos foram abordados nos diversos capítulos que compõem essa Tese de Doutorado, também mostrando o impacto de cada tópico no desempenho de todo sistema.

Em um primeiro momento, o Capítulo 2 apresentou uma descrição geral das principais topologias, estratégias de modulação e aplicações de conversores multiníveis mostradas na literatura e usadas na indústria. O conceito de conversores multiníveis híbridos foi introduzido no Capítulo 3, usando somente células *H-bridge* conectadas em série para ilustrar as características básicas de operação desses conversores. Esse capítulo também incluiu uma detalhada comparação entre algumas configurações de inversores multiníveis híbridos usualmente abordadas na literatura, analisando o número de níveis sintetizado, o desempenho harmônico e também como a potência é distribuída entre as células *H-bridge* que compõem essas configurações. Além disso, esse capítulo propôs uma nova metodologia de projeto para inversores multiníveis híbridos com células *H-bridge* conectadas em série. Com essa metodologia de projeto, que até então não havia sido apresentada na literatura, consegue-se definir os principais parâmetros de um inversor multinível híbrido, tais como: número de células *H-bridge* em série, valor normalizado da fonte de tensão de cada célula e frequência de comutação da célula de menor potência.

O Capítulo 4 estendeu a análise realizada no Capítulo 3 para conversores híbridos com células multiníveis em série. Uma abordagem unificada para conversores multiníveis híbridos foi inicialmente apresentada, que depende do número de níveis e dos níveis de tensão empregados em cada célula e independe da função, CC-CC ou CC-CA, e da topologia das mesmas. Ainda, uma análise comparativa entre várias topologias multiníveis híbridas e uma nova metodologia de projeto generalizada foram propostas nesse capítulo para reduzir a complexidade existente na definição dos principais parâmetros desses conversores. Diferentes configurações de conversores híbridos foram propostas a partir dessa nova metodologia de projeto, dependendo das especificações impostas ao sistema,

tais como: minimização do número de interruptores, redução da energia circulante entre as células, topologias adotadas para implementar as fontes de tensão contínua e/ou limites de tensão dos semicondutores. Então, esse trabalho pode ser adotado como uma importante ferramenta para definir um conversor multinível híbrido adequado para uma dada aplicação.

Após investigar o estágio inversor de saída de sistemas multiníveis híbridos, o Capítulo 5 propôs um novo arranjo para implementar as fontes de tensão isoladas das células que compõem um inversor multinível híbrido e, usualmente, processam níveis distintos de potência ativa. Esse novo arranjo é baseado na conexão multipulso de retificadores não controlados que, ao contrário dos conversores multipulso convencionais, processam níveis distintos de potência ativa. Assim, uma nova metodologia de projeto generalizada foi proposta nesse capítulo para determinar os ângulos de defasagem entre os secundários do transformador de isolamento que eliminam harmônicas indesejadas da corrente de entrada quando os retificadores apresentam especificações de potência diferentes. Esse capítulo também demonstrou que, ao usar ângulos de defasagens calculados com a metodologia de projeto proposta, consegue-se reduzir a THD da corrente de entrada e, portanto, aumentar o fator de potência. De acordo com os resultados apresentados, o arranjo proposto para implementar as fontes de tensão de um inversor híbrido de nove níveis diminuiu a THD da corrente de entrada para 5,2% no ponto nominal de operação, reduzindo aproximadamente pela metade a THD obtida com a configuração multipulso simétrica sob condições ideais.

Porém, os níveis percentuais de potência ativa processados pelas células variariam de acordo com o ponto de operação ao usar a estratégia de modulação originalmente adotada para inversores multiníveis híbridos. Logo, as harmônicas dominantes da corrente de entrada seriam eliminadas somente para o ponto nominal de operação. Devido a isso, também se investigou com maiores detalhes a estratégia de modulação adotada para comandar inversores multiníveis híbridos. O Capítulo 6 analisou primeiramente o impacto da estratégia de modulação híbrida no conteúdo harmônico das tensões de saída, na distribuição de potência entre as células em série e, portanto, no conteúdo harmônico das correntes de entrada. Após demonstrar o impacto negativo dessa estratégia no desempenho harmônico de entrada em alguns pontos de operação, esse capítulo também propôs uma nova estratégia de modulação em que os níveis de comparação empregados nas células de baixa frequência são calculados em cada ponto de operação para que os níveis percentuais de potência ativa processados por todas as células se mantenham constantes. Assim, com essa nova estratégia manteve-se a capacidade para sintetizar tensões de saída com reduzida distorção harmônica e tornou-se possível eliminar harmônicas dominantes da corrente de

entrada em qualquer ponto operação com um arranjo multipulso assimétrico. Além disso, para pequenos valores de m_a , a THD da corrente de entrada foi reduzida significativamente ao usar a estratégia de modulação proposta, independentemente do arranjo multipulso adotado (simétrico ou assimétrico). Por exemplo, quando $m_a = 0,2$, pode-se verificar na Figura 6-20 e na Figura 6-21 que a THD da corrente de entrada foi reduzida de 100% com a estratégia de modulação original para em torno de 30% com a estratégia proposta.

Além desses temas, o Capítulo 7 realizou uma análise qualitativa de sistemas de controle em malha fechada que utilizam inversores multiníveis híbridos como atuadores. O principal objetivo desse capítulo é iniciar uma discussão sobre um tema ainda inexplorado, que trata do impacto do uso de múltiplos conversores, com diferentes limitações de tensão, potência e frequência, no desempenho de um sistema realimentado. Esse capítulo mostrou que, dependendo da forma de onda do sinal de controle enviado ao atuador, as limitações de frequência de algumas células podem ser desrespeitadas. Algumas alternativas foram brevemente discutidas para tentar respeitar as limitações impostas pelo atuador, sem afetar expressivamente a THD das tensões de saída.

Por fim, o Capítulo 8 apresentou diversos resultados experimentais, tanto do estágio inversor de saída quanto do estágio retificador de entrada, que demonstraram a viabilidade prática de algumas propostas dessa Tese de Doutorado.

Conforme mencionado anteriormente, pode-se verificar que esse trabalho investigou diversos temas que compõem um sistema multinível híbrido, tentando analisar o impacto de cada parte no desempenho de todo sistema. Portanto, como se trata de um tema recente, esse trabalho pode ser utilizado como uma importante ferramenta para análise, projeto e desenvolvimento de aplicações usando conversores multiníveis híbridos.

Como sugestões para trabalhos futuros, dando prosseguimento ao estudo apresentado nesse trabalho, pode-se citar:

- Comparação detalhada entre conversores multiníveis híbridos e topologias multiníveis convencionais para diferentes aplicações;
- Implementação de um sistema multinível híbrido trifásico, usando níveis de tensão e potência adequados para a aplicação;
- Análise de estágios de entrada com retificadores bidirecionais;
- Desenvolvimento de novas topologias e estratégias de modulação híbridas, bem como de técnicas de controle para aplicações que usam conversores multiníveis híbridos como atuadores.

REFERÊNCIAS

- [1] ABB. **Drive^{IT} ACS 1000: Medium voltage AC drives for speed and torque control of 315-5000 kW asynchronous motors.** Suíça, 2002;
- [2] ABURTO, V., SCHNEIDER, M., MORÁN, L., DIXON, J. An active power filter implemented with a three-level NPC voltage-source inverter. **IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)**, p. 1121–1126, 1997;
- [3] AGELIDIS, V. G., CALAIS, M. Application specific harmonic performance evaluation of multicarrier PWM techniques. **IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)**, p. 172–178, 1998;
- [4] AIELLO, M. F., HAMMOND, P. W., RASTOGI, M. Modular multi-level adjustable supply with parallel connected active inputs. **U. S. Patent 6 301 130**, 2001;
- [5] AKAGI, H., NABAE, A., ATOH, S. Control strategy of active power filters using multiple voltage-source PWM converters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. IA-22, n. 3, p. 460–465, maio/junho 1986;
- [6] ALSTOM. **Multilevel technology with ALSPA VDM6000.** França, 2000;
- [7] ANTUNES, F. L. M., BRAGA, H. A. C., BARBI, I. Application of a generalized current multilevel cell to current-source inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 46, n. 1, p. 31–38, fevereiro 1999;
- [8] BAKER, R. H. Switching circuit. **U. S. Patent 4 210 826**, 1980;
- [9] _____. Bridge converter circuit. **U. S. Patent 4 270 163**, 1981;
- [10] BAKER, R. H., BANNISTER, L. H. Electric power converter. **U. S. Patent 3 867 643**, 1975;
- [11] BERNET, S. Recent developments of high power converters for industry and traction applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 15, n. 6, p. 1102–1117, novembro 2000;
- [12] BHAGWAT, P. M., STEFANOVIC, V. R. Generalized structure of a multilevel PWM inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. IA-19, n. 6, p. 1057–1069, novembro/dezembro 1983;

- [13] BRAGA, H. A. C., BARBI, I. A new technique for parallel connection of commutation cells: Analysis, design and experimentation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 12, n. 2, p. 387–395, março 1997;
- [14] _____. Conversores estáticos multiníveis – Uma revisão. **Revista Controle & Automação**, vol. 11, n. 1, p. 20–28, janeiro-abril 2000;
- [15] BRASIL. Agência Nacional de Energia Elétrica. **Atlas de energia elétrica do Brasil**. Brasília, 2002. 153 p.
- [16] CALAIS, AGELIDIS, V. G. Multilevel converters for single-phase grid connected photovoltaic systems – An overview. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**, p. 224–229, 1998;
- [17] CALAIS, AGELIDIS, V. G., BORLE, L. J., DYMOND, M. S. A transformerless five level cascaded inverter based single phase photovoltaic system. **IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)**, p. 1173–1178, 2000;
- [18] CALAIS, M., BORLE, L. J., AGELIDIS, V. G. Analysis of multicarrier PWM methods for a single-phase five level inverter. **IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)**, p. 1351–1356, 2001;
- [19] CARRARA, G., GARDELLA, S., MARCHESONI, M., SALUTARI, R., SCIUTTO, G. A new multilevel PWM method: A theoretical analysis. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 7, n. 3, p. 497–505, julho 1992;
- [20] CELANOVIC, N., BOROYEVICH, D. A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters. **IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, p. 535–541, 1999;
- [21] _____. A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 37, n. 2, p. 637–641, março/abril 2001;
- [22] CENGELCI, E., SULISTIJO, S. U., WOO, B. O., ENJETI, P., TEODORESCU, R., BLAABJERG, F. A new medium voltage PWM inverter topology for adjustable speed drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 35, n. 3, p. 628–637, maio/junho 1999;
- [23] CHEN, Y., OOI, B.-T. STATCOM based on multimodules of multilevel converters under multiple regulation feedback control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 14, n. 5, p. 959–965, setembro 1999;
- [24] CHEN, Y., MWINYIWIWA, B., WOLANSKI, Z., OOI, B.-T. Unified power flow controller (UPFC) based on chopper stabilized diode-clamped multilevel converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 15, n. 2, p. 258–267, março 2000;
- [25] CHOI, N. S., CHO, J. G., CHO, G. H. A general circuit topology of multilevel inverter. **IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)**, p. 96–103, 1991;

- [26] _____. Modeling and analysis of a static Var compensator using multilevel voltage source inverter. **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)**, p. 901–908, 1993;
- [27] CONWAY, G. A., JONES, K. I. Harmonic currents produced by variable speed drives with uncontrolled rectifier inputs. **IEE Colloquium on Three Phase LV Industrial Supplies: Harmonic Pollution and Recent Developments in Remedies**, p. 4/1–4/5, 1993;
- [28] CORZINE, K., FAMILIANT, Y. A new cascaded multilevel H-bridge drive. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 17, n. 1, p. 125–131, janeiro 2002;
- [29] DAMIANO, A., MARCHESONI, M., MARONGIU, I., TAFFONE, A. Optimization of harmonic performances in multilevel converter structures. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**, p. 341–346, 1997;
- [30] DING, K., ZUN, Y.-P., WANG, Z., WU, Z.-C., ZHANG, Y. A novel hybrid diode-clamp cascade multilevel converter for high power application. **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)**, p. 820–827, 2004;
- [31] DIXON, J., MORÁN, L. Multilevel inverter, based on multi-stage connection of three-level converters, scaled in power of three. **IEEE Annual Conference of the Industrial Electronics Society (IECON)**, p. 886–891, 2002;
- [32] EMANUEL, A. E. Powers in nonsinusoidal situations: A review of definitions and physical meaning. **IEEE Transactions on Power Delivery**, vol. 5, n. 7, p. 1377–1389, julho 1990;
- [33] ENJETI, P. N., JAKKLI, R. Optimal control strategies for neutral point clamped (NPC) inverter topology. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 28, n. 3, p. 558–566, maio/junho 1992;
- [34] ENJETI, P. N., ZIOGAS, P. D., LINDSAY, J. F. Programmed PWM Techniques to Eliminate Harmonics: A Critical Evaluation. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 26, n. 2, p. 302–316, março/abril 1990;
- [35] EUPEC. **Power semiconductors Data – CD**. Estados Unidos, 2003;
- [36] FREY, R. B. Pulse step modulator and transformer. **U. S. Patent 5 710 520**, 1998;
- [37] GENERAL ELECTRIC. **A new family of MV drives for a new century**. Estados Unidos, 2002;
- [38] GOPALARATHNAM, T., MANJREKAR, M. D., STEIMER, P. K. Investigations on a unified controller for a practical hybrid multilevel power converter. **IEEE Applied Power Electronics Conf. And Exposition (APEC)**, p. 1024–1030, 2002;
- [39] GRANVILLE, W. A., SMITH, P. F., LONGLEY, W. R. **Elementos de cálculo diferencial e integral**. Editora Científica, Quarta edição 1965;

- [40] GRÖTZBACH, M., REDMANN, R. Line current harmonics of VSI-fed adjustable-speed drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 36, n. 2, p. 683–690, março/abril 2000;
- [41] HAMMOND, P. W. Medium voltage PWM drive and method. **U. S. Patent 5 625 545**, 1997;
- [42] _____. A new approach to enhance power quality for medium voltage AC drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 33, n. 1, p. 202–208, janeiro/fevereiro 1997;
- [43] _____. Four-quadrant AC-AC drive and method. **U. S. Patent 6 166 513**, 2000;
- [44] HOCHGRAF, C., LASSETER, R., DIVAN, D., LIPO, T. A. Comparison of multilevel inverters for static var compensation. **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)**, p. 921–928, 1994;
- [45] HOLTZ, J. Pulsewidth modulation – A survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 39, n. 6, p. 410–420, dezembro 1992;
- [46] HOSSEINI, S. H., MATHUR, R. M. A binary multi-level voltage-source inverter for static var generation. **IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering**, p. 427–430, 1997;
- [47] IMAIE, K., TSUKAMOTO, O., NAGAI, Y. Control strategies for multiple parallel current-source converters of SMES system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 15, n. 2, p. 377–385, março 2000;
- [48] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, THE. **IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems: IEEE Std. 519-1992**. IEEE Standards Board, 1992;
- [49] IEEE WORKING GROUP ON NONSINUSOIDAL SITUATIONS: EFFECTS ON METER PERFORMANCE AND DEFINITIONS OF POWER. Practical definitions for power in systems with nonsinusoidal waveforms and unbalanced loads: A discussion. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 11, n. 1, p. 79–101, jan. 1996;
- [50] ISHIDA, T., MATSUSE, K., SUGITA, K., HUANG, L., SASAGAWA, K. DC voltage control strategy for a five-level converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 15, n. 3, p. 508–515, maio 2000;
- [51] JAECKLIN, A. A. Future devices and modules for power electronic applications. **European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE)**, p. 1–8, 1993;
- [52] JOOS, G., HUANG, X., OOI, B. T. Direct-coupled multilevel cascaded series Var compensators. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 35, n. 5, p. 1156–1163, setembro/outubro 1998;
- [53] KARASIK, V., DIXON, K., WEBER, C., BATCHELDER, B., CAMPBELL, G., RIBEIRO, P. SMES for power utility applications: A review of technical and cost considerations. **IEEE Transactions on Applied Superconductivity**, vol. 9, n. 2, p. 541–546, junho 1999;

- [54] KHERSONKY, Y., LEE, R. H. Step switched PWM sine generator. **U. S. Patent 6 556 461**, 2003;
- [55] KUMAR, M. R. P., KIM, J. M. S. Current control of a hybrid multilevel switching converter. **Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth Conference**, p. 346–352, 1996;
- [56] LAI, J.-S., PENG, F. Z. Multilevel converters – A new breed of power converters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 32, n. 3, p. 509–517, maio/junho 1996;
- [57] LAI, Y.-S., SHYU, F.-S. Investigations into the performance of multilevel PWM methods at low modulation indices. **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)**, p. 603–610, 2001;
- [58] LI, L., CZARKOWSKI, D., LIU, Y., PILLAY, P. Multilevel selective harmonic elimination PWM technique in series-connected voltage inverters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 36, n. 1, p. 160–170, jan./fev. 2000;
- [59] LIPO, T. A., MANJREKAR, M. D. Hybrid topology for multilevel power conversion. **U. S. Patent 6 005 788**, 1999;
- [60] LIU, H. L., CHOI, N. S., CHO, G. H. DSP based space vector PWM for three-level inverter with DC-link voltage balancing. **IEEE Annual Conference of the Industrial Electronics Society (IECON)**, p. 197–203, 1991;
- [61] LUND, R., MANJREKAR, M. D., STEIMER, P., LIPO, T. Control strategies for a hybrid seven-level inverter. **European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)**, CD-ROM, 1999;
- [62] MANGUELLE, J. S., MARIETHOZ, S., VEENSTRA, M., RUFER, A. A generalized design principle of a uniform step asymmetrical multilevel converter for high power conversion. **European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)**, CD-ROM, 2001;
- [63] MANGUELLE, J. S., RUFER, A. Multilevel inverter for power system applications: Highlighting asymmetric design effects from a supply network point of view. **IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering**, p. 435–440, 2003;
- [64] MANJREKAR, M. D., LIPO, T. A. A hybrid multilevel inverter topology for drive applications. **IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, p. 523–529, 1998;
- [65] MANJREKAR, M. D., STEIMER, P. K., LIPO, T. A. Hybrid multilevel power conversion system: A competitive solution for high-power applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 36, n. 3, p. 834–841, maio/junho 2000;
- [66] MANJREKAR, M. D., VENKATARAMANAN, G. Advanced topologies and modulation strategies for multilevel inverters. **IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)**, p. 1013–1018, 1996;

- [67] MARCHESONI, M., MAZZUCHELLI, M. Multilevel converters for high power AC drives: A review. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**, p. 38–43, 1993;
- [68] MARCHESONI, M., MAZZUCHELLI, M., TENCONI, S. A non conventional power converter for plasma stabilization. **IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)**, p. 122–129, 1988;
- [69] MARIETHOZ, S., RUFER, A. Design and control of asymmetrical multi-level inverters. **IEEE Annual Conference of the Industrial Electronics Society (IECON)**, p. 840–845, 2002;
- [70] _____. New configurations for the three-phase asymmetrical multilevel inverter. **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)**, p. 828–835, 2004;
- [71] MARTIGNONI, A. **Transformadores**. Editora Globo, 1969;
- [72] McGRATH, B. P., HOLMES, D. G., LIPO, T. A. Optimized space vector switching sequences for multilevel inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 18, n. 6, p. 1293–1301, novembro 2003;
- [73] McGRATH, B. P., HOLMES, D. G., MANJREKAR, M. D., LIPO, T. A. An improved modulation strategy for a hybrid multilevel inverter. **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)**, p. 2086–2093, 2000;
- [74] MENZIES, R. W., STEIMER, P., STEINKE, J. K. Five-level GTO inverters for large induction motor drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 30, n. 4, p. 938–944, julho/agosto 1994;
- [75] MERINO, P. M. **Curso de cálculo diferencial**. Editora Mestre Jou, 1964;
- [76] MEYNARD, T. A., FOCH, H. Multi-level conversion: High voltage choppers and voltage-source inverters. **IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)**, p. 397–403, 1992;
- [77] _____. Multilevel converters and derived topologies for high power conversion. **IEEE Annual Conf. of the Industrial Electronics Society (IECON)**, p. 21–26, 1995;
- [78] MIRANDA, H., CÁRDENAS, V., PÉREZ, J., NÚÑEZ, C. A hybrid multilevel inverter for shunt active filter using space-vector control. **IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)**, p. 3541–3546, 2004;
- [79] MOHAN, N., UNDELAND, T. M., ROBBINS, W. P. **Power electronics: Converters, applications, and design**. IEEE Press, Segunda edição 1995;
- [80] MORÁN, L., MAHOMAR, J., DIXON, J. Filtros activos de potencia para compensar sistemas industriales en media tension. **IEEE Industry Applications Conference (INDUSCON)**, p. 78–97, 2000;
- [81] MORÁN, L., ZIOGAS, P. D., JOOS, G. A solid-state high-performance reactive-power compensator. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 29, n. 5, p. 969–978, setembro/outubro 1993;

- [82] MORI, S., MATSUNO, K., TAKEDA, M., SETO, M. Development of a large static Var generator using self-commutated inverters for improving power system stability. **IEEE Transaction on Power Systems**, vol. 8, n. 1, p. 371–377, fevereiro 1993;
- [83] MUELLER, O. M., GRAN, R. J. Reducing switching losses in series connected bridge inverters and amplifiers. **U. S. Patent 5 734 565**, 1998;
- [84] MWINYIWIWA, B., WOLANSKI, ZBIGNIEW, OOI, B.-T. Microprocessor-implemented SPWM for multiconverters with phase-shifted triangle carriers. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 34, n. 3, p. 487–494, maio/junho 1998;
- [85] NABAE, A., TAKAHASHI, I., AKAGI, H. A new neutral-point-clamped PWM inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. IA-17, n. 5, p. 518–523, setembro/outubro 1981;
- [86] NEWTON, C., SUMNER, M. Neutral point control for multi-level inverters: theory, design and operational limitations. **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)**, p. 1336–1343, 1997;
- [87] NEWTON, C., SUMNER, M., ALEXANDER, T. Multilevel converters: A real solution to high voltage drives? **IEE Colloquium on Update on New Power Electronic Techniques**, p. 3/1–3/5, 1997;
- [88] PAICE, D. A. **Power electronic converter harmonics: Multipulse methods for clean power**. IEEE Press, 1996;
- [89] PATEL, H. S., HOFT, R. G. Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I – Harmonic elimination. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 9, n. 3, p. 310–317, maio/junho 1973;
- [90] PENG, F. Z. A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 37, n. 2, p. 611–618, março/abril 2001;
- [91] PENG, F. Z., LAI, J.-S., MCKEEVER, J. W., VANCOEVERING, J. A multilevel voltage-source converter system with balanced DC voltages. **IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)**, p. 1144–1150, 1995;
- [92] _____. A multilevel voltage-source inverter with separate DC sources for static Var generation. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 32, n. 5, p. 1130–1138, setembro/outubro 1996;
- [93] _____. Dynamic performance and control of a static Var generator using cascade multilevel inverters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 33, n. 3, p. 748–755, maio/junho 1997;
- [94] _____. A power line conditioner using cascade multilevel inverters for distribution systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 34, n. 6, p. 1293–1298, novembro/dezembro 1998;

- [95] PENG, Y., VRANCIC, D., HANUS, R. Anti-windup, bumpless, and conditioned transfer techniques for PID controllers. **IEEE Transactions on Control Systems**, vol. 16, n. 4, p. 48–57, agosto 1996;
- [96] PÉREZ, M. A., ESPINOZA, J. R., RODRÍGUEZ, J., LEZANA, P. Regenerative medium-voltage AC drive based on a multi-cell arrangement with minimum energy storage requirements. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**, p. 857–862, 2002;
- [97] POWEREX POWER SEMICONDUCTORS. **Introduction to power device applications**. Estados Unidos, 2000;
- [98] RECH, C., BOTTERÓN, F., SCHUCH, L., CAMARGO, R. F., HEY, H. L., GRÜNDLING, H. A., PINHEIRO, J. R., PINHEIRO, H. Space vector modulation for voltage-source inverters: A unified approach. **IEEE Annual Conference of the Industrial Electronics Society (IECON)**, p. 23–29, 2002;
- [99] RECH, C., PINHEIRO, H., GRÜNDLING, H. A., HEY, H. L., PINHEIRO, J. R. A generalized design methodology for hybrid multilevel inverters. **IEEE Annual Conference of the Industrial Electronics Society (IECON)**, p. 834–839, 2002;
- [100] _____. Analysis and comparison of hybrid multilevel voltage source inverters. **IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)**, p. 491–496, 2002;
- [101] _____. Comparison of digital control techniques with repetitive integral action for low cost PWM inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 18, n. 1, p. 401–410, janeiro 2003;
- [102] _____. Uma metodologia de projeto generalizada para inversores multiníveis híbridos. **Revista Controle & Automação**, vol. 15, n. 2, p. 190–201, maio-agosto 2004;
- [103] RECH, C., PINHEIRO, J. R. Uma abordagem unificada para conversores multiníveis híbridos: Inversores e *choppers*. **Congresso Brasileiro de Automática (CBA)**, CD-ROM, 2004;
- [104] _____. Line current harmonics reduction in hybrid multilevel converters using phase-shifting transformers. **IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)**, p. 2565–2571, 2004;
- [105] _____. Impact of hybrid multilevel modulation strategy on input and output harmonic performances. **IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, 2005, CD-ROM;
- [106] _____. Line current harmonics reduction in multipulse connection of asymmetrically loaded rectifiers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 52, n. 3, junho 2005;
- [107] RENDUSARA, D. A., CENGELCI, E., ENJETI, P. N., STEFANOVIC, V. R., GRAY, J. W. Analysis of common mode voltage – “neutral shift” in medium voltage PWM adjustable speed drive (MV-ASD) systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 15, n. 6, p. 1124–1133, novembro 2000;

- [108] RENDUSARA, D. A., VON JOUANNE, A., ENJETI, P. N., PAICE, D. A. Design considerations for 12-pulse diode rectifier systems operating under voltage unbalance and pre-existing distortion with some corrective measures. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 32, n. 6, p. 1293–1303, novembro/dezembro 1996;
- [109] REZEK, A. J. J., ABREU, J. P. G., SILVA, V. F., VICENTE, J. M. E., CORTEZ, J. A., VICENTINI, O. H. S., SÁ, A. C., IZIDORA, A. A. S., MISKULIN, M. S. Melhoria do fator de potência através do aumento do número de pulsos de conversores Graetz comutados pela rede: Modelagem e resultados experimentais. **Revista Eletrônica de Potência**, vol. 7, n. 1, p. 39–45, novembro 2002;
- [110] RICE, D. E. A detailed analysis of six-pulse converter harmonic currents. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 30, n. 2, p. 294–304, março/abril 1994;
- [111] ROBICON. **Perfect harmony series: ID-PWM AC medium voltage variable frequency drives**. Estados Unidos, 1994;
- [112] RODRIGUES, M. C. B., TEIXEIRA, E. C., BRAGA, H. A. C. A current five-level boost inverter applied to a grid-connected photovoltaic system. **Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP)**, p. 1019–1024, 2003;
- [113] RODRÍGUEZ, J., LAI, J.-S., PENG, F. Z. Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 49, n. 4, p. 724–738, agosto 2002;
- [114] RODRÍGUEZ, J., MORÁN, L., PONTT, J., HERNÁNDEZ, J. L., SILVA, L., SILVA, C., LEZANA, P. High-voltage multilevel converter with regeneration capability. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 49, n. 4, p. 839–846, agosto 2002;
- [115] ROJAS, R., OHNISHI, T., SUZUKI, T. An improved voltage vector control method for neutral-point-clamped inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 10, n. 6, p. 666–672, novembro 1995;
- [116] RUFER, A. An aid in the teaching of multilevel inverters for high power applications. **IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)**, p. 347–352, 1995;
- [117] RUFER, A., VEENSTRA, M., GOPAKUMAR, K. Asymmetric multilevel converter for high resolution voltage phasor generation. **European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)**, CD-ROM, 1999;
- [118] SCHAEFFER, J. **Rectifier circuits: Theory and design**. Wiley-Interscience, 1965;
- [119] SCHIBLI, N. P., NGUYEN, T., RUFER, A. C. A three-phase multilevel converter for high-power induction motors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 13, n. 5, p. 978–986, setembro 1998;
- [120] SEIXAS, P. F., MENDES, M. A. S., DONOSO-GARCIA, P., LIMA, A. M. N. A space vector PWM method for three-level voltage source inverters. **IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, p. 549–555, 2000;

- [121] SEO, J. H., CHOI, C. H., HYUN, D. S. A new simplified space-vector PWM method for three-level inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 16, n. 4, p. 545–550, julho 2001;
- [122] SINHA, G., LIPO, T. A. A four-level rectifier-inverter system for drive applications. **IEEE Industry Applications Magazine**, p. 66–74, jan./fev. 1998;
- [123] _____. A four-level inverter based drive with a passive front end. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 15, n. 2, p. 285–294, março 2000;
- [124] SIRISUKPRASERT, S., LAI, J.-S., LIU, T.-H. Optimum harmonic reduction with a wide range of modulation indexes for multilevel converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 49, n. 4, p. 875–881, agosto 2002;
- [125] SKIBINSKI, G. L., GUSKOV, N., ZHOU, D. Cost effective multi-pulse transformer solutions for harmonic mitigation in AC drives. **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)**, p. 1488–1497, 2003;
- [126] SOTO-SANCHEZ, D. E., GREEN, T. C. Voltage balance and control in a multi-level unified power flow controller. **IEEE Transactions on Power Delivery**, vol. 16, n. 4, p. 732–738, outubro 2001;
- [127] STEIMER, P. K., MANJREKAR, M. D. Practical medium voltage converter topologies for high power applications. **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)**, p. 1723–1730, 2001;
- [128] SUH, B.-S., SINHA, G., MANJREKAR, M. D., LIPO, T. A. Multilevel power conversion – An overview of topologies and modulation strategies. **International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipments**, p. AD-11–AD-24, 1998;
- [129] SUH, B.-S., HYUN, D.-S. A new N -level high voltage inversion system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 44, n. 1, p. 107–115, fevereiro 1997;
- [130] SUN, J., BASS, R. M. Modeling and practical design issues for average current control. **IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, p. 980–986, 1999;
- [131] TENCONI, S. M., CARPITA, M., BACIGALUPO, C., CALI, R. Multilevel voltage source converters for medium voltage adjustable speed drives. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**, p. 91–98, 1995;
- [132] TEODORESCU, R., BLAABJERG, F., PEDERSEN, J. K., CENGELCI, E., ENJETI, P. Multilevel inverter by cascading industrial VSI. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 49, n. 4, p. 832–838, agosto 2002;
- [133] TEODORESCU, R., BLAABJERG, F., PEDERSEN, J. K., CENGELCI, E., SULISTIJO, S. U., WOO, B. O., ENJETI, P. Multilevel converters – A survey. **European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE)**, CD-ROM, 1999;
- [134] TEXAS INSTRUMENTS. **TMS 320F243, TMS320F241 DSP controllers**. Estados Unidos, 1999;

- [135] THOMAS, G. H. Power inverter for generating voltage regulated sine wave replica. **U. S. Patent 5 373 433**, 1994;
- [136] TOLBERT, L. M., PENG, F. Z., HABETLER, T. G. Multilevel converters for large electric drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 35, n. 1, p. 36–44, janeiro/fevereiro 1999;
- [137] _____. A multilevel converter-based universal power conditioner. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 36, n. 2, p. 596–603, março/abril 2000;
- [138] WANG, Y., LI, H., SHI, X., XU, B. A novel carrier-based PWM strategy for hybrid multilevel inverters. **IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)**, p. 4233–4237, 2004;
- [139] WATANABE, E. H., AREDES, M. Teoria de potência e reativa instantânea e aplicações – Filtros ativos e FACTS. **Mini-cursos do XII Congresso Brasileiro de Automática**, p. 81–122, 1998;
- [140] WEI, L., WU, Y., LI, C., WANG, H., LI, S. A novel space vector control of three-level PWM converter. **IEEE Power Electronics and Drive Systems Conference (PEDS)**, p. 745–750, 1999;
- [141] XU, L., AGELIDIS, V. G. Flying capacitor multilevel PWM converter based UPFC. **IEE Proc. – Electric Power Applications**, vol. 149, n. 4, p. 304–310, julho 2002;
- [142] YUAN, X., BARBI, I. Fundamentals of a new diode clamping multilevel inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 15, n. 4, p. 711–718, julho 2000;
- [143] ZHANG, M. L., WU, B., XIAO, Y., DEWINTER, F. A., SOTUDEH, R. A multilevel buck converter based rectifier with sinusoidal inputs and unity power factor for medium voltage (4160-7200 V) applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 17, n. 6, p. 853–863, novembro 2002;
- [144] ZHANG, Z.-C., OOI, B.-T. Multimodular current-source SPWM converters for superconducting a magnetic energy storage system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 8, n. 3, p. 250–256, julho 1993;

Apêndice

PROTÓTIPO IMPLEMENTADO

Um protótipo em escala de potência reduzida foi construído em laboratório para demonstrar, na prática, os princípios de operação de conversores multiníveis híbridos e a viabilidade técnica das principais propostas apresentadas nessa Tese. A Figura A-1 mostra um esquema do protótipo implementado e a Figura A-2 apresenta uma fotografia do mesmo.

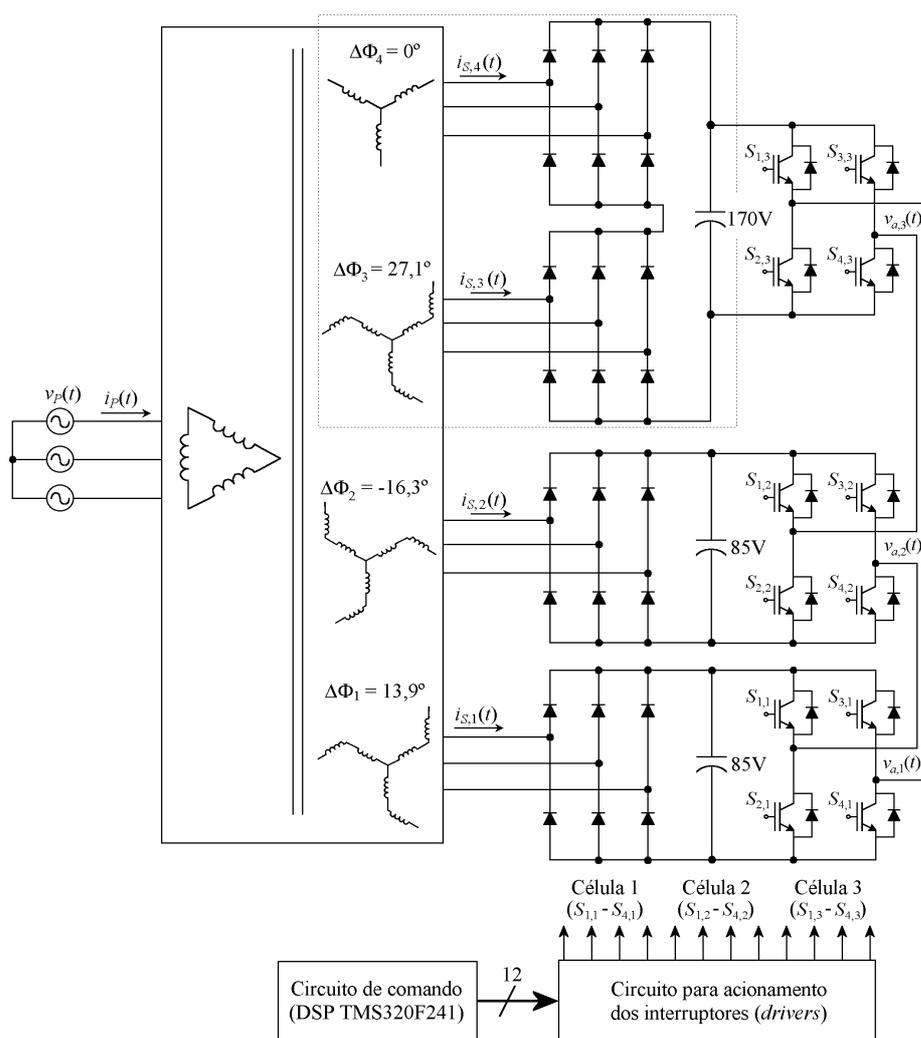


Figura A-1. Esquema do protótipo implementado.

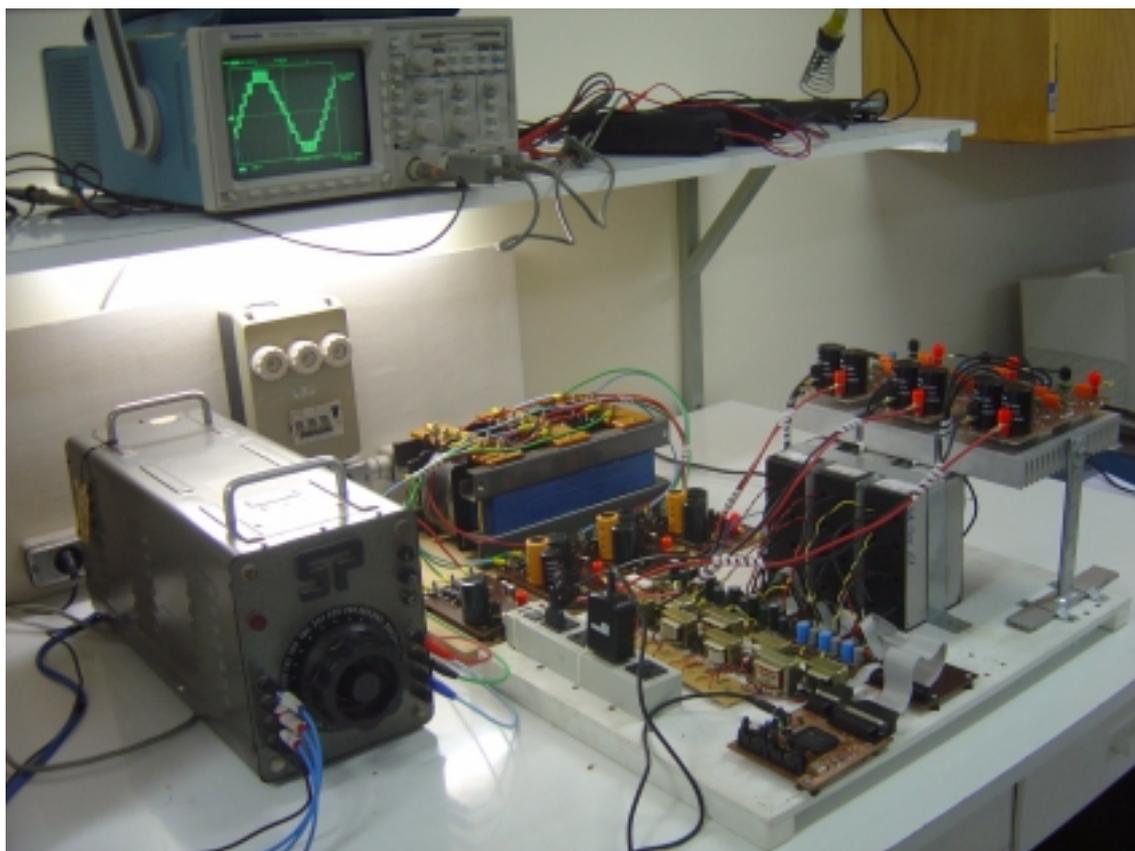


Figura A-2. Fotografia do protótipo implementado.

Nas próximas seções desse apêndice serão brevemente descritos os principais elementos do protótipo implementado.

A.1. Transformador de isolação

O inversor multinível híbrido empregado para a obtenção dos resultados experimentais possui três células *H-bridge* em série. Portanto, o transformador de isolação deveria apresentar ao menos três enrolamentos secundários para alimentar as três células que compõem uma fase do inversor multinível híbrido.

Contudo, usando os parâmetros apresentados na Tabela 5-2 e a nova estratégia de modulação proposta no Capítulo 6 verificou-se que a terceira célula processa 63,7% da potência ativa de saída em qualquer ponto de operação. Dessa forma, torna-se necessário empregar dois retificadores em série ou em paralelo para a célula de maior potência, resultando em um transformador de isolação com quatro enrolamentos secundários para alimentar as três células que compõem uma fase do inversor. A Figura A-3 apresenta um diagrama simplificado do transformador de isolação, lembrando que os ângulos de defasagem entre os secundários foram calculados no Capítulo 5.

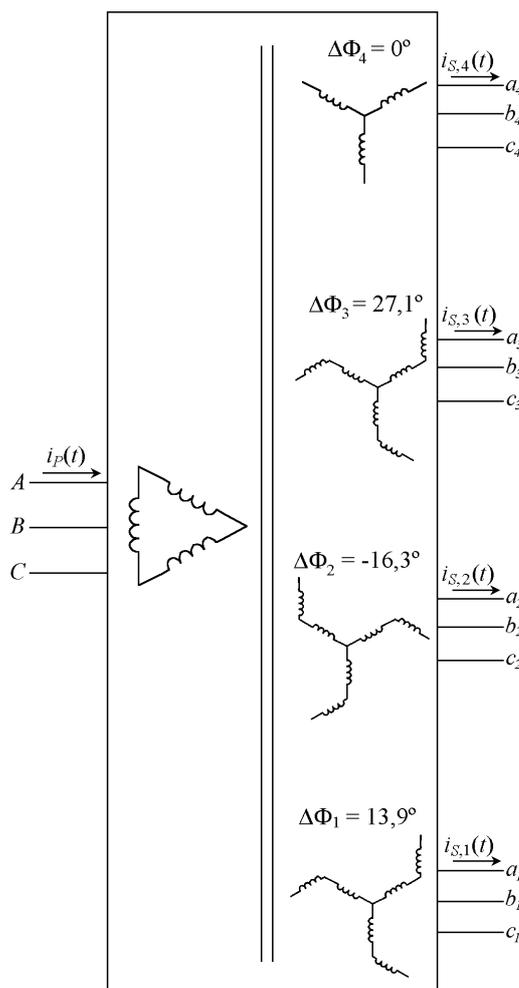


Figura A-3. Diagrama simplificado do transformador de isolamento.

Como mostra essa figura, esse transformador possui o primário conectado em delta e os quatro secundários apresentam conexões do tipo estrela (Y ou zig-zag). Para realizar o projeto desse transformador deve-se conhecer os níveis de tensão aplicados aos enrolamentos primários e as tensões de saída desejadas nos secundários. Além disso, deve-se saber os níveis de potência processados em cada fase.

Como o primário está conectado em delta, a tensão aplicada aos seus enrolamentos (V_p) é 380 V. Por outro lado, a tensão de fase nos secundários depende dos níveis de tensão contínua empregados em cada célula. Como dois retificadores são conectados em série para implementar a fonte de tensão da célula de maior potência, a tensão fase-neutro de todos os secundários é igual e pode ser obtida com a seguinte equação:

$$V_{s,j} = V_s = \frac{V_{cc,j}}{\sqrt{6}} \Rightarrow V_s = \frac{85\text{V}}{\sqrt{6}} \Rightarrow V_s = 34,7\text{V} . \quad (\text{A-1})$$

Os níveis nominais de potência aparente processados pelo primário e pelos quatro secundários foram obtidos através de simulação e são dados por:

$$\begin{aligned} S_{\text{pri}} &= 1030 \text{ VA} \\ S_{\text{sec},4} &= 370 \text{ VA} \\ S_{\text{sec},3} &= 370 \text{ VA} \\ S_{\text{sec},2} &= 270 \text{ VA} \\ S_{\text{sec},1} &= 160 \text{ VA.} \end{aligned} \quad (\text{A-2})$$

Para o cálculo das seções dos condutores, considera-se que cada fase processa um terço da potência. Com isso, as correntes em cada enrolamento secundário são dadas por:

$$I_{s,j} = \frac{S_{\text{sec},j}}{3V_{s,j}} \quad (\text{A}). \quad (\text{A-3})$$

Para calcular a corrente nos enrolamentos primários é preciso considerar as perdas no transformador, que foram desprezadas na simulação. Definindo que o transformador apresenta 10% de perdas [71], tem-se que:

$$I_p = \frac{1,1S_{\text{pri}}}{3V_p} \quad (\text{A}). \quad (\text{A-4})$$

Para determinar a seção dos condutores (A) fixou-se a densidade de corrente (d) em 3 A/mm² [71]. Fixada a densidade de corrente, calcula-se a seção dos condutores através das relações conhecidas:

$$A_p = \frac{I_p}{d} \quad \text{e} \quad A_{s,j} = \frac{I_{s,j}}{d} \quad (\text{A}). \quad (\text{A-5})$$

Na Tabela A-1 são apresentadas as especificações de tensão, potência aparente e corrente, juntamente com a seção dos condutores.

Tabela A-1. Seção dos condutores.

	Tensão de fase	Potência aparente	Corrente nos enrolamentos	Seção dos condutores	Condutor
Primário	380 V	1030 VA	0,99 A	0,33 mm ²	AWG #21
Secundário 4	34,7 V	370 VA	3,55 A	1,18 mm ²	AWG #16
Secundário 3	34,7 V	370 VA	3,55 A	1,18 mm ²	AWG #16
Secundário 2	34,7 V	270 VA	2,59 A	0,86 mm ²	AWG #17
Secundário 1	34,7 V	160 VA	1,54 A	0,51 mm ²	AWG #20

Antes de definir o número de espiras do primário e dos secundários, deve-se determinar a seção magnética e, conseqüentemente, a seção geométrica do núcleo. Para

calcular a seção magnética do núcleo é preciso considerar o tipo de lâminas e o número de circuitos que o transformador possui. Para lâminas padronizadas, uma equação simplificada para determinar a seção magnética é mostrada a seguir:

$$A_m = 7,5 \sqrt{\frac{S_{\text{equiv}}}{f}} \quad (\text{cm}^2) \quad (\text{A-6})$$

onde S_{equiv} é o valor médio entre a potência aparente processada no primário e a soma das potências aparentes processadas nos secundários, e f é a frequência da tensão de entrada.

A seção geométrica pode ser obtida acrescentando-se 10% da área definida como seção magnética, pois entre uma lâmina e a outra existe material isolante que não contribui na formação do fluxo [71]. Assim sendo:

$$A_g = 1,1A_m \quad (\text{cm}^2). \quad (\text{A-7})$$

Construtivamente, é vantajoso que a forma do núcleo seja próxima da forma quadrada, por isso a largura (a) da coluna central do núcleo e o comprimento (b) do laminado são obtidos, respectivamente, por:

$$a \approx \sqrt{A_g} \quad \text{e} \quad b = \frac{A_g}{a} \quad (\text{cm}). \quad (\text{A-8})$$

Então, utilizando essas três últimas equações, obteve-se que:

$$a = 5 \text{ cm} \quad \text{e} \quad b = 4,5 \text{ cm} \quad (\text{A-9})$$

resultando em uma seção geométrica de $22,5 \text{ cm}^2$ e uma seção magnética de $20,45 \text{ cm}^2$.

Agora, de posse da seção magnética do núcleo e sabendo que a frequência da tensão de entrada é 60 Hz, pode-se calcular o número de espiras dos enrolamentos primários com a seguinte equação [71]:

$$N_p = V_p \frac{33,5}{A_m} \Rightarrow N_p = 623 \text{ espiras} . \quad (\text{A-10})$$

Para o cálculo das espiras secundárias utiliza-se a relação entre a tensão sobre os enrolamentos secundários e a tensão sobre os enrolamentos primários. Contudo, convém acrescentar de 10% o resultado, para compensar a queda de tensão existente no transformador.

Assim, o número de espiras dos enrolamentos que compõem o quarto secundário, conectado em Y, pode ser obtido diretamente por:

$$N_{s,4} = 1,1N_p \frac{V_{s,4}}{V_p} \Rightarrow N_{s,4} = 63 \text{ espiras} . \quad (\text{A-11})$$

Já para os outros secundários deve-se considerar que os mesmos estão conectados em zig-zag. Em um transformador trifásico com conexão zig-zag, cada fase compõe-se de dois enrolamentos, dispostos sobre duas colunas distintas, conectados em série e com sentido contrário um com respeito à outro, como mostrado na Figura A-4.

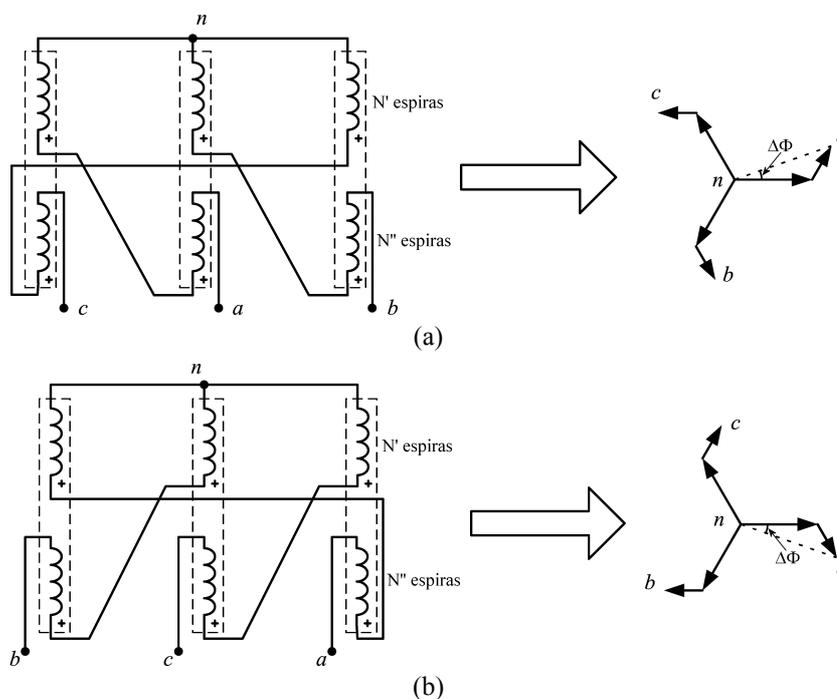


Figura A-4. Conexão zig-zag de enrolamentos trifásicos.

De acordo com a Figura A-4, pode-se verificar que as tensões de saída desses secundários estarão defasadas das tensões do quarto secundário, que está conectado em Y. Essa defasagem pode ser positiva ou negativa, como mostram a Figura A-4(a) e a Figura A-4(b), respectivamente, dependendo das conexões entre os enrolamentos secundários. Além disso, o ângulo de defasagem depende das amplitudes dos vetores e, portanto, do número de espiras dos dois enrolamentos que compõem cada fase. O número de espiras de cada enrolamento pode ser calculado a partir da soma vetorial ilustrada na Figura A-4, onde, por exemplo, a tensão da fase *a* é dada por:

$$\vec{V}_{s,j}^a = \frac{N'}{N_p} \vec{V}_p^a - \frac{N''}{N_p} \vec{V}_p^b \quad (\text{A-12})$$

$$\vec{V}_{s,j}^a = \frac{N'}{N_p} \vec{V}_p^a - \frac{N''}{N_p} \vec{V}_p^c \quad (\text{A-13})$$

para ângulos de defasagem positivo e negativo, respectivamente.

Decompondo essas equações vetoriais em coordenadas cartesianas e acrescentando 10% ao valor da tensão de saída, é possível obter um sistema de equações para calcular $N'_{s,j}$ e $N''_{s,j}$. Para ângulos de defasagem positivos tem-se que:

$$1,1V_{s,j} \cos(\Delta\Phi_j) = \left(N'_{s,j} + \frac{N''_{s,j}}{2} \right) \frac{V_p}{N_p} \quad (\text{A-14})$$

$$1,1V_{s,j} \text{sen}(\Delta\Phi_j) = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{N''_{s,j} V_p}{N_p}. \quad (\text{A-15})$$

Por outro lado, para ângulos de defasagem negativos obtém-se:

$$1,1V_{s,j} \cos(\Delta\Phi_j) = \left(N'_{s,j} + \frac{N''_{s,j}}{2} \right) \frac{V_p}{N_p} \quad (\text{A-16})$$

$$1,1V_{s,j} \text{sen}(\Delta\Phi_j) = -\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{N''_{s,j} V_p}{N_p}. \quad (\text{A-17})$$

Ao usar essas equações é possível calcular os números de espiras dos enrolamentos que compõem cada secundário, como mostrado na Tabela A-2, que também apresenta os ângulos de defasagem calculados no Capítulo 5 para cada secundário.

Tabela A-2. Número de espiras dos enrolamentos secundários.

	Conexão	Defasagem	$N'_{s,j}$	$N''_{s,j}$
Secundário 4	Y	0°	63	0
Secundário 3	Zig-zag	27,08°	39	33
Secundário 2	Zig-zag	-16,27°	50	20
Secundário 1	Zig-zag	13,87°	52	17

Assim, a Figura A-5 apresenta um esquema das conexões existentes entre os enrolamentos do transformador de isolamento, ilustrando o números de espiras e o condutor empregado em cada enrolamento.

Após definir os números de espiras e os condutores de todos os enrolamentos, deve-se calcular a largura (L_j) e a altura da janela (H_j). Para isso, deve-se determinar a seção do cobre empregado em uma coluna do núcleo:

$$A_{cu} = N_p A_p + \sum_{j=1}^4 (N'_{s,j} + N''_{s,j}) A_{s,j} \Rightarrow A_{cu} = 540,96 \text{ mm}^2. \quad (\text{A-18})$$

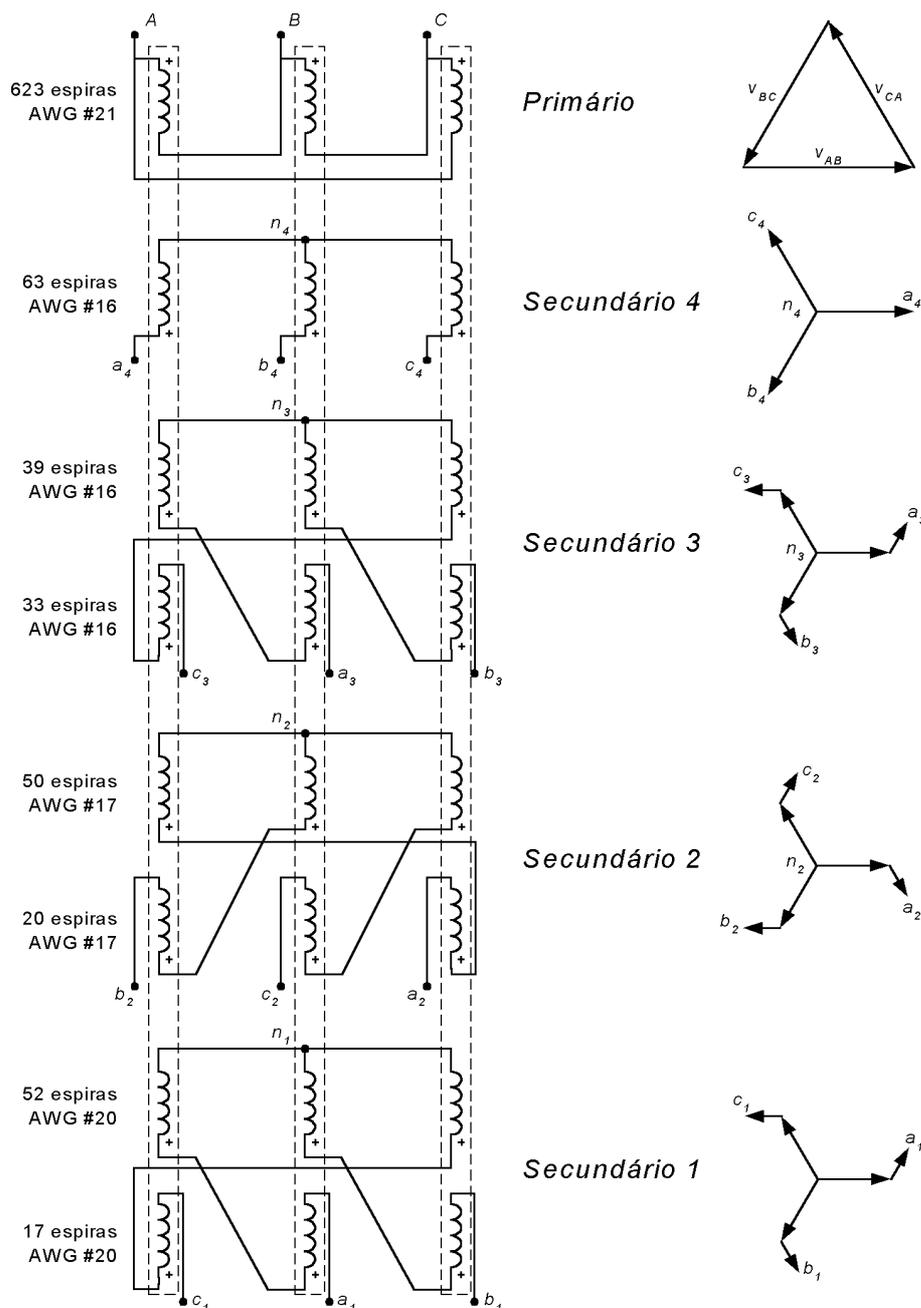


Figura A-5. Conexão entre os enrolamentos do transformador de isolamento.

Em cada janela devem ficar as bobinas de dois transformadores monofásicos adjacentes, por isso a seção total do cobre em uma janela é $2A_{cu}$. Para se ter certeza de que as duas bobinas ficarão suficientemente distanciadas, fixa-se a área da janela como [71]:

$$A_j = 2A_{cu} \cdot 3,5 \Rightarrow A_j = 3786,72 \text{ mm}^2. \quad (\text{A-19})$$

Fixando-se a largura da janela aproximadamente igual ao valor de a , calcula-se a altura da janela com a relação:

$$L_j = 50 \text{ mm}, \quad H_j = \frac{A_j}{L_j} \Rightarrow H_j \approx 80 \text{ mm}. \quad (\text{A-20})$$

Com isso, define-se todas as dimensões do núcleo, como ilustrado na Figura A-6.

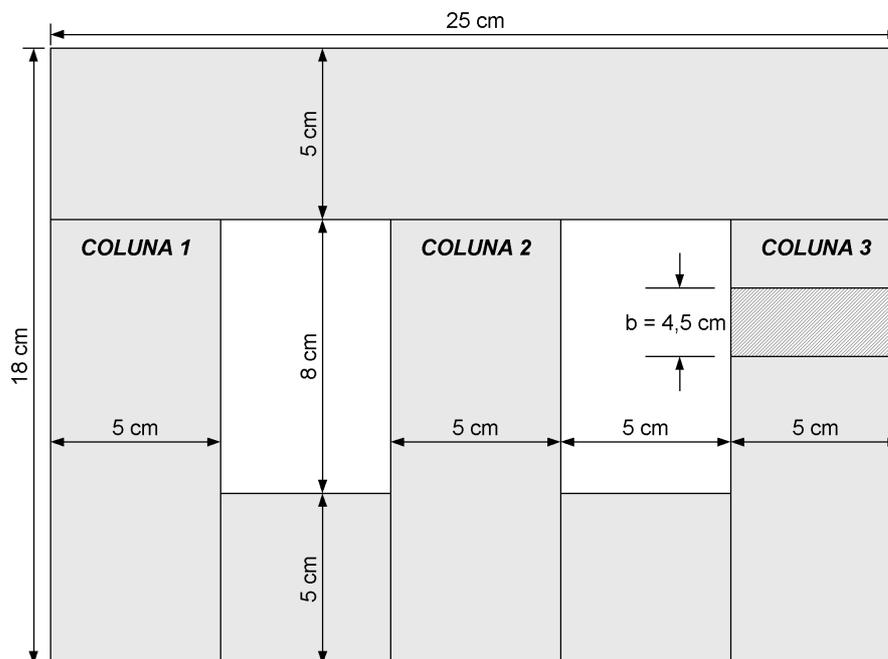


Figura A-6. Dimensões do núcleo.

A.2. Retificadores não controlados de seis pulsos

Embora os retificadores não controlados apresentem especificações distintas de potência, os quatro retificadores de seis pulsos usados no protótipo para obter as fontes de tensão contínua empregam diodos lentos de 800 V e 6 A. A única diferença entre os quatro retificadores corresponde aos capacitores que compõem os respectivos barramentos CC.

Uma vez que inversores monofásicos são conectados aos barramentos CC, os capacitores eletrolíticos que compõem os barramentos das células devem ser suficientemente grandes para absorver a segunda harmônica de corrente gerada por esses inversores e, assim, não prejudicar o cancelamento de harmônicas realizado pelo conversor multipulso [96]. Para isso, a soma das correntes da mesma linha das j -ésimas células de potência das fases a , b e c do sistema multinível equilibrado deve ser igual a mesma corrente de linha drenada por uma célula de potência equivalente com uma fonte de corrente constante como carga do retificador não controlado, como representado na Figura A-7. Então, o sistema multinível híbrido ilustrado na Figura 5-2 pode ser representado por um circuito equivalente, mostrado na Figura 5-8, em que as células em série são substituídas por fontes de corrente contínua para a análise do desempenho do estágio retificador de entrada.

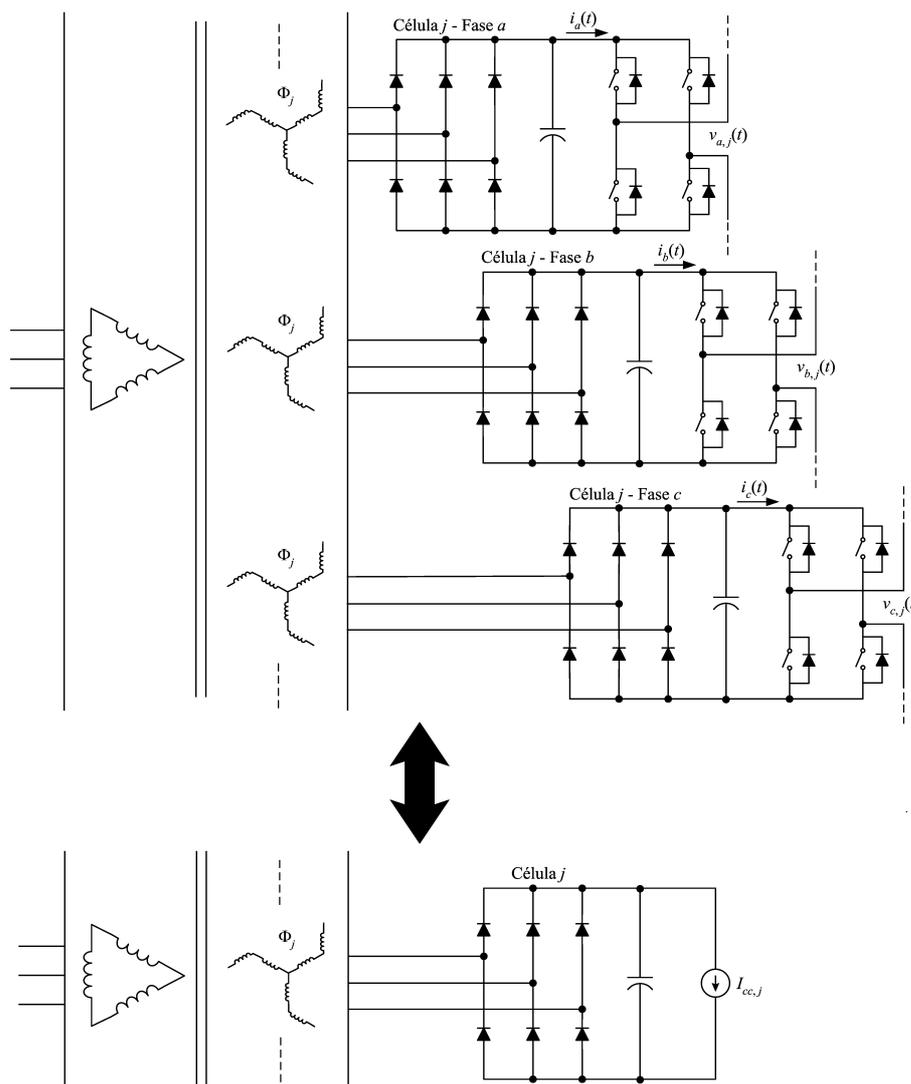


Figura A-7. Obtenção do circuito equivalente para análise do estágio retificador de entrada.

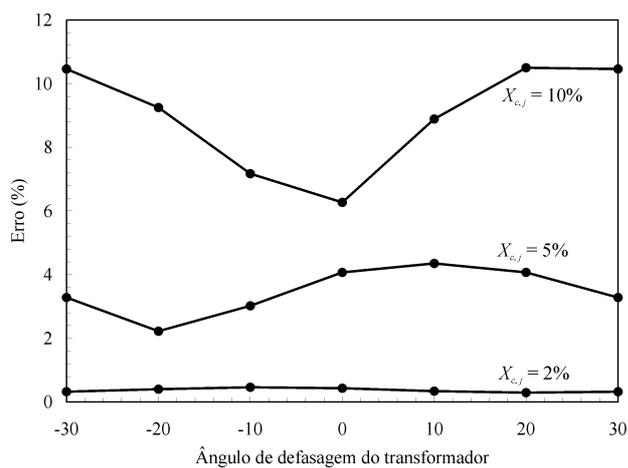
Dessa forma, realizou-se uma análise do conteúdo harmônico da soma das correntes da mesma linha das j -ésimas células de potência de um sistema multinível equilibrado, como ilustra a Figura A-7, usando as seguintes fontes de corrente como cargas dos retificadores:

$$\begin{aligned}
 i_a(t) &= |I \operatorname{sen}(\omega t)| \\
 i_b(t) &= |I \operatorname{sen}(\omega t - 120^\circ)| \\
 i_c(t) &= |I \operatorname{sen}(\omega t + 120^\circ)|
 \end{aligned} \tag{A-21}$$

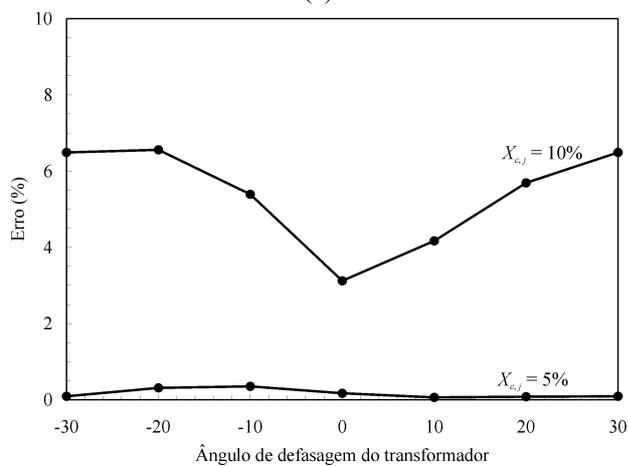
que apresentam uma elevada segunda harmônica de corrente e podem representar a corrente de entrada de um inversor monofásico.

A análise do conteúdo harmônico da soma das correntes foi realizada para vários valores de indutância de entrada e de capacitância do barramento CC, e os seus resultados foram comparados com os apresentados na seção 5.1 para uma célula de potência equivalente com fonte de corrente constante conectada ao barramento CC. A Figura A-8

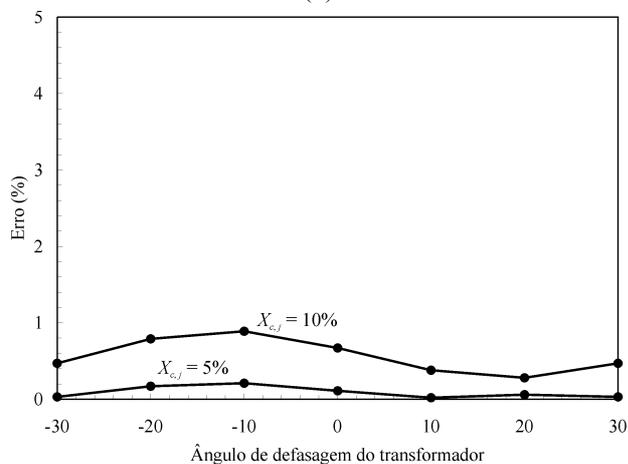
mostra o erro percentual entre as amplitudes da quinta harmônica das correntes de entrada existentes nos dois circuitos, para diversos valores de $X_{L,j}$, $X_{c,j}$ e de ângulos de defasagem entre os enrolamentos primário e secundário. Pode-se verificar que o erro existente entre o circuito real e o circuito equivalente diminui sensivelmente com o aumento da indutância de entrada e da capacitância do barramento (diminuição da reatância do barramento).



(a)



(b)



(c)

Figura A-8. Erro de modelagem ao considerar uma fonte de corrente constante conectada no barramento CC. (a) $X_{L,j} = 1\%$. (b) $X_{L,j} = 2\%$. (c) $X_{L,j} = 5\%$.

Baseado nisso, as reatâncias dos capacitores que compõem os barramentos CC foram definidas em 5%, resultando em erros menores que 5% quando $X_{L,j} = 1\%$. Assim, a Tabela A-3 apresenta os valores dos capacitores eletrolíticos, calculados a partir das equações (5-1), (5-2), (5-3) e (5-5).

Tabela A-3. Capacitores dos barramentos CC ($V_{s,j} = 34,7$ V).

	$I_{cc,j}$ (A)	$C_{b,j}$ (μ F)
Retificador 4	3,75	4400
Retificador 3	3,75	4400
Retificador 2	2,71	3300
Retificador 1	1,57	2000

A.3. Células H-bridge

Embora as três células H-bridge representadas na Figura A-1 também apresentem especificações distintas de tensão e corrente, todas elas foram implementadas utilizando os módulos de IGBT's SK45GB063 da Semikron, mostrado na Figura A-9(a). Esse módulo é composto por dois IGBT's de 600V e 30A (@80°C), com diodos em anti-paralelo, conectados em série, como ilustrado na Figura A-9(b). Dessa forma, dois módulos SK45GB063 foram usados para cada célula H-bridge.

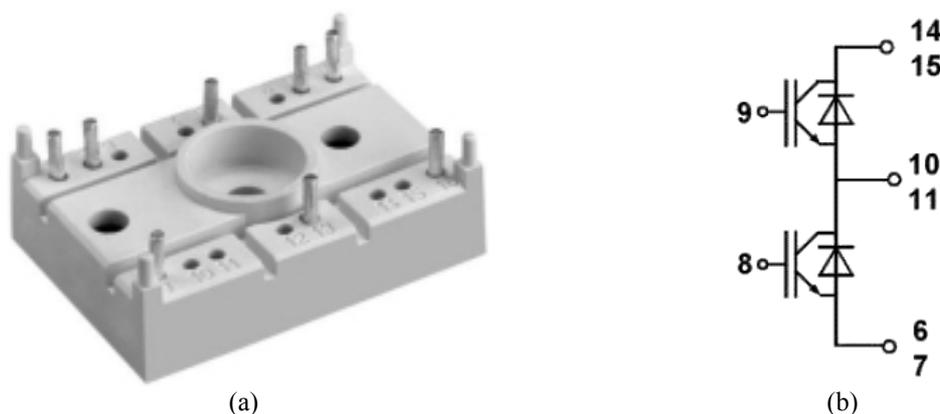


Figura A-9. Módulo de IGBT's SK45GB063. (a) Encapsulamento. (b) Pinagem.

A.4. Circuito de comando (DSP TMS320F241)

O circuito de comando deve gerar os sinais de gatilho que, após serem amplificados pelos circuitos de acionamento, serão enviados aos doze IGBT's que compõem as três células H-bridge em série. Diversas funções devem ser realizadas pelo circuito de comando,

entre elas: geração do sinal senoidal de referência, lógica híbrida de comando e geração de tempo morto entre sinais de gatilho complementares enviados para os interruptores do mesmo braço de uma célula *H-bridge*. Dessa forma, torna-se interessante utilizar um processador digital de sinais (DSP) de baixo custo para implementar todas essas funções em um único dispositivo, reduzindo significativamente o circuito eletrônico de comando.

Entre diversos microcontroladores e DSP's disponíveis no mercado, optou-se pela utilização do DSP TMS320F241 da Texas Instruments. Esse DSP de 68 pinos, como mostra a Figura A-10, é membro da família '24X de controladores DSP (*DSP controllers*) de baixo custo, ponto-fixa e 16 bits. Essa família é otimizada para aplicações de controle digital em tempo real de motores, pois incluem diversos periféricos úteis para essas aplicações. Entre esses periféricos pode-se citar um módulo gerenciador de eventos, que possui contadores de propósito geral e saídas PWM, e também um conversor analógico-digital de 10 bits e com 8 canais de entrada, cujo tempo de conversão é menor que 1 μ s.

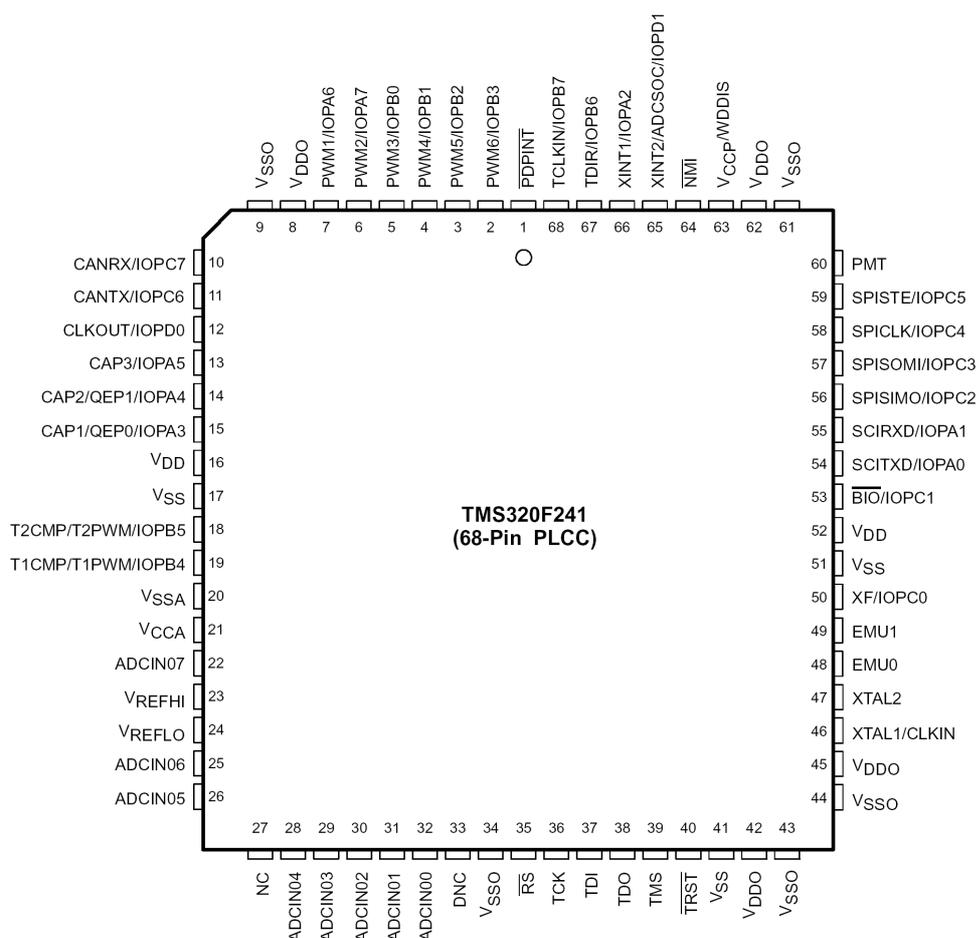


Figura A-10. Pinagem do DSP TMS320F241. Fonte: [134].

Dois contadores de propósito geral são utilizados para realizar todas as atividades referentes ao circuito de comando nesse DSP. Um contador (*Timer 1*) é responsável pela geração da forma de onda triangular da célula de menor potência, cuja frequência de comutação é 2460 Hz. O outro contador (*Timer 2*) gera a base de tempo utilizada para a atualização dos sinais de comando dos interruptores. A atualização dos sinais de comando ocorre em 46,74 kHz, ou seja, os sinais de comando de todos interruptores são atualizados dezoito vezes em cada período da portadora triangular da célula de alta frequência.

A Figura A-11 apresenta um fluxograma simplificado do programa desenvolvido em *assembly* para gerar os sinais de comando de todos os interruptores. Após a definição das variáveis empregadas no programa, o sinal de referência senoidal é armazenado em uma tabela na memória de programa (memória FLASH). Apenas meio-ciclo do sinal de referência é armazenado para reduzir o espaço de memória ocupado pela tabela, resultando em 390 endereços de memória ocupados.

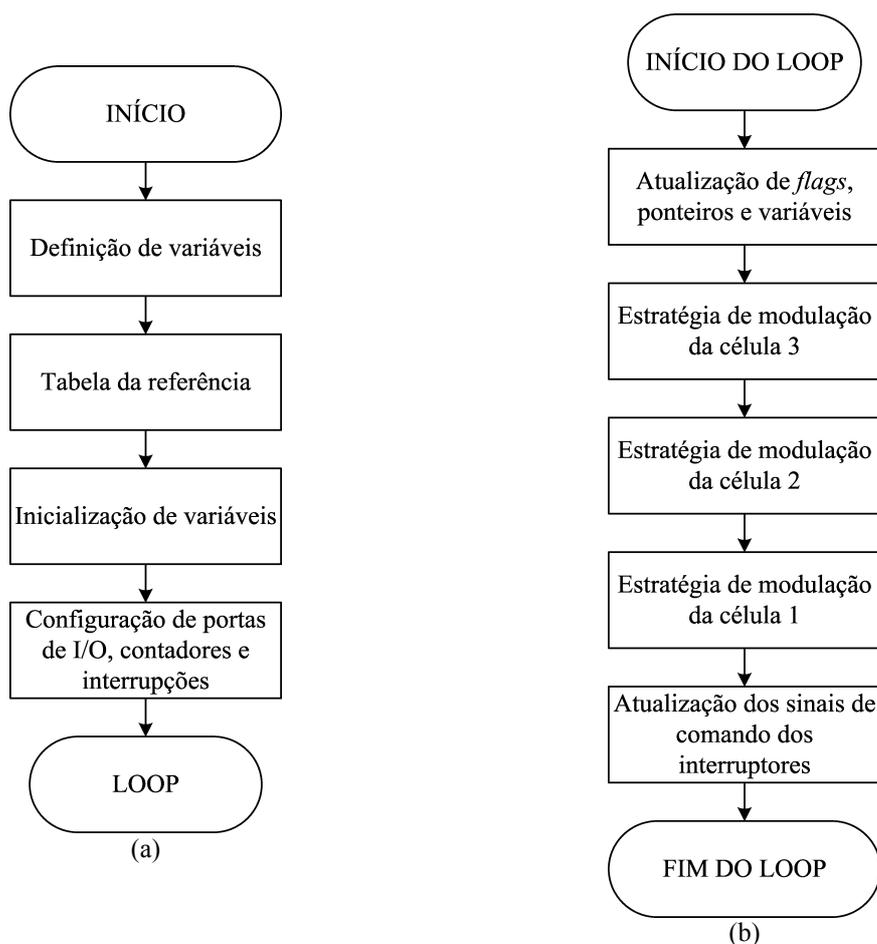


Figura A-11. Fluxograma do programa implementado no TMS320F241. (a) Rotina principal. (b) Rotina da interrupção.

A inicialização de variáveis e a configuração de portas de entrada e saída (I/O), contadores e interrupções também é realizada na rotina principal. Posteriormente, a rotina entra em um laço infinito (*loop*). O sistema sai desse laço infinito ao ocorrer uma interrupção, proveniente de um estouro (*overflow*) do contador 2 que ocorre com uma frequência de 46,74 kHz.

No início da rotina da interrupção, realiza-se a atualização de bits indicadores de estado (*flags*), ponteiros e algumas variáveis. Logo após, inicia-se a estratégia de modulação da célula de maior potência, onde se compara o sinal de referência senoidal, proveniente da tabela, com um nível de comparação definido na rotina principal. Para a estratégia de modulação da segunda célula calcula-se primeiramente o sinal de referência dessa célula, que corresponde à diferença do sinal de referência senoidal e a tensão de saída da terceira célula. Depois, esse sinal de referência é comparado com o nível de comparação da segunda célula, também definido na rotina principal, para gerar o sinal de comando dos interruptores dessa célula. Por fim, o sinal de referência da primeira célula, gerado de forma similar à referência da segunda célula, é comparado com o registrador referente ao contador 1 para gerar a tensão de saída modulada em 2460 Hz.

Por fim, os sinais de comando de todos os interruptores, transmitidos a partir de doze pinos de entrada e saída das portas B e C, são atualizados de forma simultânea. Essa sub-rotina também gera um tempo morto entre os sinais enviados para os interruptores que compõem um braço de uma célula, toda vez que ocorre uma mudança de estado do sinal de comando dessa célula.

A.5. Circuito para acionamento dos interruptores de potência (*drivers*)

A implementação de circuitos de acionamento dos interruptores de potência pode ser efetuada de dois modos: isolamento óptico ou por meio de um pequeno transformador de pulso. Entretanto, ao se trabalhar com largura de pulso variável, como é o caso das estratégias PWM senoidais, o uso de um transformador de pulso não é o mais indicado.

Para se trabalhar com transformador de pulso, é necessário evitar a sua saturação. Assim, após a aplicação de um pulso de comando por um determinado tempo, é necessário aplicar uma tensão invertida sobre o transformador de pulso por um tempo proporcional ao tempo do pulso de comando, para desmagnetizar o núcleo. Com PWM senoidal, em alguns períodos a razão cíclica se próxima da unidade, restando um intervalo de tempo muito pequeno e insuficiente para desmagnetizar o núcleo, levando-o à saturação.

Dessa forma, os *drivers* de comando de cada IGBT foram implementados usando o opto-acoplador HP 2601, como mostrado na Figura A-12.

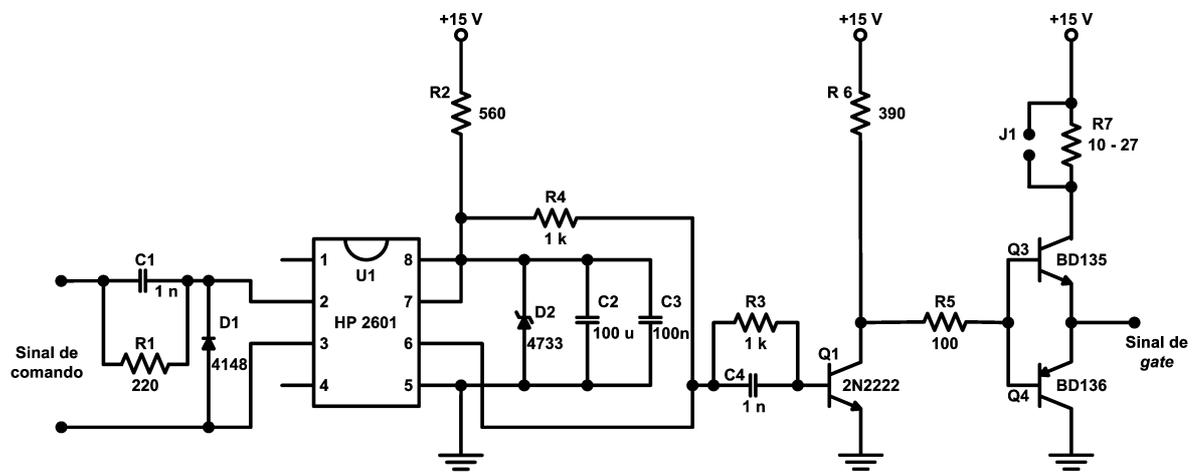


Figura A-12. Circuito de acionamento dos interruptores.