

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ESTUDO E APLICAÇÃO DE CONVERSOR  
MULTINÍVEL HÍBRIDO  
COM UMA ÚNICA FONTE CC**

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO**

**Tadeu Vargas**

**Santa Maria, RS, Brasil**

**2013**

# **ESTUDO E APLICAÇÃO DE CONVERSOR MULTINÍVEL HÍBRIDO COM UMA ÚNICA FONTE CC**

**por**

**Tadeu Vargas**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado 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 obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica.**

**Orientador: Prof. Dr. Cassiano Rech**

**Santa Maria, RS, Brasil**

**2013**

Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)

Vargas, Tadeu, 1989

ESTUDO E APLICAÇÃO DE CONVERSOR MULTINÍVEL HÍBRIDO  
COM UMA ÚNICA FONTE CC / por Tadeu Vargas. Orientador: Cassiano Rech.  
– Santa Maria, 2013.

91 f. ; il.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Santa Maria.  
Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica, RS, 2013.

1. Engenharia Elétrica. 2. Eletrônica de Potência. 3. Conversores  
Multiníveis. I. Rech, Cassiano II. Título.

CDU: 621.3

Ficha catalográfica elaborada através do  
Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM

---

©2013

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

Endereço: R. Silva Jardim, 1031 Ap. 101, Bairro N. Sr.<sup>a</sup> do Rosário, Santa Maria, RS, 97010-490

Fone: +55 55 81246824;

Endereço Eletrônico: tadeuvargas@hotmail.com.br

---

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

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,  
aprova a Dissertação de Mestrado

**ESTUDO E APLICAÇÃO DE CONVERSOR MULTINÍVEL HÍBRIDO  
COM UMA ÚNICA FONTE CC**

elaborada por  
**Tadeu Vargas**

como requisito parcial para obtenção do grau de  
**Mestre em Engenharia Elétrica**

**COMISSÃO EXAMINADORA:**

---

**Cassiano Rech, Dr.**  
(Presidente/Orientador)

---

**Humberto Pinheiro, Dr. (UFSM)**

---

**José Renes Pinheiro, Dr. (UFSM)**

---

**Samir Ahmad Mussa, Dr. (UFSC)**

Santa Maria, 07 de Março de 2013

*Dedico este trabalho a meus pais, Lucidio e Teresinha,  
e ao meu irmão Lucas.*

## **AGRADECIMENTOS**

A Deus pelo dom da vida, luz do meu caminho, pelas oportunidades e pela força de lutar todo o dia e ir além.

A minha família, especialmente a meus pais, Lucidio e Teresinha, e a meu irmão Lucas, pelo amor, pela dedicação, pela educação e pelo incentivo que tenho recebido de todos vocês, que me apoiaram nessa e em outras conquistas.

A minha namorada Clarice, pela compreensão e incentivo, nos momentos difíceis, e pelo amor e carinho, fundamentais para a conclusão deste trabalho.

Ao meu orientador Prof. Cassiano Rech, pela amizade, confiança e ensinamentos dedicados a esse trabalho. Sua orientação foi fundamental para o desenvolvimento e conclusão deste trabalho.

Aos demais professores do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC)m Prof. José Renes Pinheiro, Prof. Humberto Pinheiro, Prof. Hélio Hey, Prof. Hilton Gründling, Prof. Luciano Schuch, Prof. Leandro Michels, Prof. Robinson Figueiredo de Camargo e Prof. Fábio Bisogno.

Aos colegas de pós-graduação do GEPOC Fabrício Dupont, Felipe Grigoletto, Fernanda Carnielutti, Fernando Beltrame, Guilherme da Silva, Hamilton Sartori, Jorge Massing, Josemar Quevedo, Leandro Toggia, Luccas Kunzler, Matheus Desconzi, Rafael Beltrame, Rafael Scapini, Taciana Enderle e Thiago Bernardes.

Aos alunos de iniciação científica Antônio Bordini, Fabio Baldissera, Fabricio Cazakevicius, Felipe Lorenci, Henrique Figueira, Juliano Grigulo, Leonardo Bertagnolli, Rodrigo Krug. Em especial aos colegas, Clecio Fischer e Henrique Marques, e ao ex-colega, Rafael Denardin, que contribuíram para o desenvolvimento desse trabalho.

Aos funcionários do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), pelo trabalho desenvolvido e pelo suporte acadêmico prestado, fundamental para as atividades do programa.

A Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), que forneceu infraestrutura para o desenvolvimento deste trabalho, e ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo apoio financeiro.

*“É no espírito que está toda a verdadeira grandeza.”*  
**Benjamim Franklin**

*"Seja lá o que você fizer, seja bom nisso."*  
**Abraham Lincoln**

## RESUMO

Dissertação de Mestrado  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

### ESTUDO E APLICAÇÃO DE CONVERSOR MULTINÍVEL HÍBRIDO COM UMA ÚNICA FONTE CC

AUTOR: TADEU VARGAS  
ORIENTADOR: CASSIANO RECH

Local e Data da defesa: Santa Maria, 07 de Março de 2013.

Este estudo propõe uma estratégia de modulação baseada em abordagem geométrica para um conversor multinível híbrido com única fonte de tensão contínua. Esse conversor multinível é formado por um conversor multinível trifásico três níveis com ponto neutro grampeado (NPC – *Neutral Point Clamped*) conectado em série com células em ponte completa monofásicas de três níveis. O conversor NPC opera na frequência fundamental dos sinais de referência, e o ângulo de comutação dos interruptores é calculado para garantir que a componente fundamental da tensão de saída do conversor NPC seja igual à componente fundamental da tensão de referência de todo o conversor multinível híbrido. Dessa forma, as células em ponte completa, que operam com modulação por largura de pulso, não processam potência ativa e podem ser alimentadas por capacitores. Contudo, para que as células em ponte completa operem na região linear é adicionada uma tensão de modo comum nos seus sinais de referência. Esse trabalho utiliza uma metodologia sistemática para obtenção da região de possíveis valores de tensão de modo comum que garantem a operação das células em ponte completa na região linear, sendo possível manter as tensões nos capacitores dos barramentos CC reguladas sem distorcer as tensões de linha de saída. Ainda, esse trabalho aplica o conversor multinível híbrido com uma única fonte de tensão contínua como estágio de entrada (retificador) de sistemas de acionamento de velocidade variável para motores de média tensão, sendo uma alternativa para aplicação que demandam regeneração de energia, elevado rendimento e fator de potência de entrada, assim como uma resposta dinâmica satisfatória. Resultados de simulação e experimentais são incluídos para validar as análises apresentadas nesse trabalho.

**Palavras-chave:** Conversores multiníveis, única fonte CC e abordagem geométrica.



## **ABSTRACT**

Master Thesis  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
Universidade Federal de Santa Maria

### **STUDY AND APPLICATION OF HYBRID MULTILEVEL CONVERTER WITH SINGLE DC SOURCE**

AUTHOR: TADEU VARGAS

ADVISOR: CASSIANO RECH

Place and Date: Santa Maria, March 7<sup>th</sup>, 2013.

This study proposes a modulation strategy based on geometric approach for a hybrid multilevel converter with single dc voltage source. This multilevel converter is composed of a three-phase three-level multilevel converter with neutral-point-clamped (NPC) connected in series with single-phase three-level full-bridge cells. The NPC converter operates at the fundamental frequency of the reference signals, and the switching angle of the switches is calculated to ensure that the fundamental component of the NPC converter output voltage is equal to the fundamental component of the reference voltage of the entire hybrid multilevel converter. Therefore, the full-bridge cells, which operate with pulse width modulation (PWM), do not process active power and they can be supplied by capacitors. However, to guarantee that the full-bridge cells operate in the linear region a common mode voltage is added on its reference signals. This work uses a systematic methodology for obtaining the region of possible values of common mode voltage to ensure the operation of the full-bridge cells in the linear region, it being possible to maintain the DC bus voltages regulated without distorting the output line-to-line voltages. Moreover, this study applies the hybrid multilevel converter with single DC source as input stage (rectifier) of medium-voltage variable speed drive systems, becoming an alternative for applications that require energy regeneration, high efficiency and input power factor as well as a satisfactory dynamic response. Simulation and experimental results are included to validate the analyzes presented in this work.

**Keywords:** Multilevel converters, single DC source and geometric approach

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Inversor multinível cascata com única fonte CC. ....	22
Figura 2. Multinível cascata com única fonte CC. ....	23
Figura 3. Inversor multinível híbrido, (Steimer e Veenstra, 2003). ....	23
Figura 4. Inversor multinível cascata com capacitor flutuante, (Jingsheng, Corzine <i>et al.</i> , 2008). ....	24
Figura 5. Diagrama do inversor multinível híbrido assimétrico, (Veenstra e Rufer, 2005). ....	25
Figura 6. Conversor multinível com única fonte CC. ....	26
Figura 7. Conversor monofásico NPC de três níveis. ....	27
Figura 8. Célula em ponte completa com capacitor flutuante. ....	28
Figura 9. Carga do capacitor flutuante do barramento CC, (a) Estado P e $i_a(t) < 0$ , (b) Estado N e $i_a(t) > 0$ . ....	29
Figura 10. Potência instantânea positiva da célula, capacitor flutuante do barramento CC é descarregado, (a) Estado P e $i_a(t) > 0$ , (b) Estado N e $i_a(t) < 0$ . ....	30
Figura 11. Estados que não apresentam influência sobre a tensão do capacitor flutuante, (a) Estado $O_1$ e $i_a(t) > 0$ , (b) Estado $O_1$ e $i_a(t) < 0$ , (c) Estado $O_2$ e $i_a(t) > 0$ , (d) Estado $O_2$ e $i_a(t) < 0$ . ....	30
Figura 12. Tensão de saída de fase, (a) Para $k = 1$ , tensão de saída de 5 níveis e 2 estados redundantes, (b) Para $k = 2$ , tensão de saída de 7 níveis e 1 estado redundante. ....	32
Figura 13. Conversor multinível com duas células em cascata ( $k = 2$ ). ....	33
Figura 14. Tensões sintetizadas pelo conversor em cascata: (a) Tensão de saída do inversor cascata, (b) e (c) tensões produzidas pelas células. ....	34
Figura 15. Modulação por eliminação seletiva de harmônicas com variação no ângulo de comutação ( $\Delta\theta$ ). ....	37
Figura 16. Diagrama de blocos do controle em malha fechada, (Jingsheng, Corzine <i>et al.</i> , 2008). ....	37
Figura 17. Diagrama de controle dos capacitores flutuantes, (Ulrich e Bendre, 2009). ....	38
Figura 18. Diagrama de blocos do ajuste da tensão CC, (Ulrich e Bendre, 2009). ....	39
Figura 19. Influência da tensão de modo comum, (Veenstra e Rufer, 2005). ....	40
Figura 20. Conversor multinível híbrido com única fonte CC. ....	42
Figura 21. Tensão de braço $v_{xg2}(t)$ do conversor NPC. ....	44

Figura 22. Ângulo de comutação <i>versus</i> índice de modulação para $k = 1$ e $k = 2$ .....	45
Figura 23. Diagrama de blocos do sistema de controle em malha fechada da célula monofásica em ponte completa.....	50
Figura 24. Diagrama de blocos do sistema de controle para regulação das tensões dos barramentos CC das células em ponte completa. ....	50
Figura 25. Circuito simplificado para obtenção do modelo dinâmico da célula monofásica em ponte completa, (Silva, Cordova <i>et al.</i> , 2011). ....	51
Figura 26. Projeto do controlador PI das células em ponte completa. ....	54
Figura 27. Tensão de saída do inversor NPC ( $v_{xg2}(t)$ ) e tensão de referência ( $v_{xn}(t)$ ). ....	56
Figura 28. Espectro da tensão de saída do inversor NPC ( $v_{xg2}(t)$ ). ....	56
Figura 29. Referência para a célula em ponte completa, considerando uma estratégia de modulação híbrida, (Manjrekar, Steimer <i>et al.</i> , 2000). ....	57
Figura 30. Região de tensão de modo comum ( $m_a = 0,84$ e $k = 2$ ). ....	58
Figura 31. Referência da célula em ponte completa com adição da tensão de modo comum ( $m_a = 0,84$ e $k = 2$ ). ....	58
Figura 32. Portadoras dispostas em fase e o sinal de referência da célula monofásica em ponte completa da fase a ( $v_{ag1}^*(t)$ ) ....	59
Figura 33. Tensão de saída da célula em ponte completa $v_{xg1}(t)$ e referência $v_{xg1}^*(t)$ . ....	60
Figura 34. Espectro harmônico da tensão de saída da célula em ponte completa ( $v_{xg1}(t)$ ). ....	60
Figura 35. Tensões de fase produzidas pelo inversor. ....	61
Figura 36. Tensões de linha do inversor. ....	61
Figura 37. Espectro harmônico da tensão da fase a ( $v_{ag}(t)$ ) do inversor. ....	62
Figura 38. Espectro harmônico da tensão de linha ( $v_{ab}(t)$ ) do inversor ....	62
Figura 39. Tensão nos capacitores flutuantes em regime permanente. ....	63
Figura 40. Tensão nos capacitores durante o transitório de partida. ....	63
Figura 41. THD da tensão de linha ( $v_{ab}$ ) para variação da componente fundamental normalizada da tensão de fase ....	64
Figura 42. DF1 da tensão de linha ( $v_{ab}$ ) para a variação da componente fundamental normalizada da tensão de fase ....	64
Figura 43. Protótipo implementado ....	65
Figura 44. Resultados experimentais: (a) Tensões dos braços do conversor NPC ( $v_{xg2}(t)$ ), (b) Tensões das células monofásicas em ponte completa ( $v_{xg1}(t)$ ). ....	66

Figura 45. Resultados experimentais: (a) Tensões de fase nos terminais do inversor ( $v_{ag}(t)$ , $v_{bg}(t)$ , $v_{cg}(t)$ ), (b) Tensões de linha nos terminais do inversor ( $v_{ab}(t)$ , $v_{bc}(t)$ , $v_{ca}(t)$ ).....	67
Figura 46. Resultado experimental: partida do inversor.....	67
Figura 47. Resultado experimental: espectro da tensão da fase a ( $v_{ag}$ ) do inversor .....	68
Figura 48. Resultado experimental: espectro da tensão de linha ( $v_{ab}$ ) do inversor.....	68
Figura 49. Retificador trifásico em estudo. ....	71
Figura 50. Diagrama de blocos do sistema de controle do retificador trifásico. ....	73
Figura 51. Projeto do controlador de corrente do retificador. ....	75
Figura 52. Projeto do controlador de tensão do retificador. ....	75
Figura 53. Diagrama de blocos do controle em malha fechada das células em ponte completa. ....	76
Figura 54. Resultado de simulação: (a) Tensões dos braços do conversor NPC ( $v_{xg2}(t)$ ), (b) Tensões das células monofásicas em ponte completa ( $v_{xg1}(t)$ ). ....	76
Figura 55. Resultado de simulação: (a) Composição da tensão da fase <i>a</i> nos terminais do inversor ( $v_{ag2}(t)$ , $v_{ag1}(t)$ e $v_{ag}(t)$ ), (b) Tensão na fonte CA e corrente de fase ( $i_a(t)$ ). ....	77
Figura 56. Resultado de simulação: (a) Tensões de fase nos terminais do retificador ( $v_{ag}(t)$ , $v_{bg}(t)$ , $v_{cg}(t)$ ), (b) Tensões de linha nos terminais do retificador ( $v_{ab}(t)$ , $v_{bc}(t)$ , $v_{ca}(t)$ ). ....	77
Figura 57. Resultado de simulação: espectro da tensão da fase a ( $v_{ag}$ ) do retificador.....	78
Figura 58. Resultado de simulação: espectro da tensão de linha ( $v_{ab}$ ) do retificador.....	78
Figura 59. Resultado de simulação: (a) Tensão no barramento CC do conversor NPC e corrente da fase <i>a</i> , (b) Tensões nas células em ponte completa e corrente na fase <i>a</i> . ....	79
Figura 60. Resultado de simulação: espectro harmônico da corrente da fase <i>a</i> . ....	79
Figura 61. Resultado de simulação com degrau de carga de 0% para 100%: (a) Tensão no barramento CC do conversor NPC e corrente da fase <i>a</i> , (b) Tensões nas células monofásicas em ponte completa e corrente na fase <i>a</i> . ....	80
Figura 62. Resultado de simulação com degrau de carga de 100% para 0%: (a) Tensão no barramento CC do conversor NPC e corrente da fase <i>a</i> , (b) Tensões nas células monofásicas em ponte completa e corrente na fase <i>a</i> . ....	80
Figura 63. Resultados de simulação: partida do retificador. (a) Tensão no barramento CC do conversor NPC e corrente da fase <i>a</i> , (b) Tensões nas células monofásicas em ponte completa e corrente da fase <i>a</i> . ....	81
Figura 64. Resultados experimentais: (a) Tensões dos braços do conversor NPC ( $v_{xg2}(t)$ ), (b) Tensões das células monofásicas em ponte completa ( $v_{xg1}(t)$ ). ....	82

---

Figura 65. Resultados experimentais: (a) Composição da tensão da fase $a$ nos terminais do inversor, (b) Tensão na rede e corrente de fase ( $i_a(t)$ ). .....	82
Figura 66. Resultados experimentais: (a) Tensões de fase nos terminais do retificador ( $v_{ag}(t)$ , $v_{bg}(t)$ , $v_{cg}(t)$ ), (b) Tensões de linha nos terminais do retificador ( $v_{ab}(t)$ , $v_{bc}(t)$ , $v_{ca}(t)$ ). .....	83
Figura 67. Resultados experimentais: espectro da tensão da fase $a$ ( $v_{ag}$ ) do retificador.....	83
Figura 68. Resultados experimentais: espectro da tensão de linha ( $v_{ab}$ ) do retificador.....	83
Figura 69. Resultados experimentais: (a) Tensão no barramento CC do conversor NPC e corrente da fase $a$ , (b) Tensões nas células em ponte completa e corrente na fase $a$ . .....	84
Figura 70. Resultado experimental: espectro harmônico da corrente da fase $a$ . .....	84
Figura 71. Resultados experimentais: degrau de carga de 0% para 100%. (a) Tensão no barramento CC do conversor NPC e corrente da fase $a$ , (b) Tensões nas células monofásicas em ponte completa e corrente na fase $a$ . .....	85
Figura 72. Resultados experimentais degrau de carga de 100% para 0%. (a) Tensão no barramento CC do conversor NPC e corrente da fase $a$ , (b) Tensões nas células monofásicas em ponte completa e corrente na fase $a$ . .....	85
Figura 73. Resultados experimentais: partida do retificador. (a) Tensão no barramento CC do conversor NPC e corrente da fase $a$ , (b) Tensões nas células monofásicas em ponte completa e corrente na fase $a$ . .....	86

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1. Tensão de saída produzida pelo conversor NPC três níveis. ....	27
Tabela 2. Tensão de saída produzida pela célula em ponte completa. ....	28
Tabela 3. Estados de condução para síntese de níveis positivos do inversor binário de 7 níveis. .....	33
Tabela 4. Escolha do estado redundante para inversor binário de 7 níveis com única fonte CC. .....	35
Tabela 5. Parâmetro do circuito para o conversor multinível operando como inversor multinível.....	55
Tabela 6. Parâmetro do conversor NPC. ....	65
Tabela 7. Parâmetro da célula em ponte completa. ....	66
Tabela 8. Tensões dos barramentos CC para acionamento de máquinas elétricas.....	72
Tabela 9. Parâmetro do conversor para operação como retificador. ....	72

## LISTA DE ABREVIATURAS

CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
DSP	( <i>Digital Signal Processor</i> ) Processador Digital de Sinais
DF1	Fator de Distorção de Primeira Ordem
GTO	( <i>Gate Turn-off Thyristor</i> )
ZOH	( <i>Zero Order Hold</i> ) Retentor de ordem zero.
IGBT	( <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> ) Transistor Bipolar de Porta Isolada
IGCT	( <i>Integrated Gate-Commutated Thyristor</i> )
MPC	( <i>Model-Predictive Control</i> ) Controle com Modelo Preditivo
MOSFET	( <i>Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor</i> ) Transistor de Efeito de Campo de Metal-Óxido Semicondutor
NPC	( <i>Neutral Pointed Clamped</i> ) Conversor com Ponto Neutro Grampeado
PD	( <i>Phase Disposition</i> ) disposição em fase
PI	Controlador Proporcional-Integral
<i>p.u.</i>	Sistema Por Unidade
PWM	( <i>Pulse Width Modulation</i> ) Modulação por Largura de Pulso
RMS	( <i>Root Mean Square</i> ) raiz média quadrática
SHPWM	( <i>Sub-Harmonic PWM</i> ) PWM Sub-harmônico
SVC	( <i>Static Var Compensators</i> ) Compensador Estático de Reativos
SVG	( <i>Static Var Generator</i> ) Gerador Estático de Reativos
THD	( <i>Total Harmonic Distortion</i> ) Distorção Harmônica Total

## LISTA DE SÍMBOLOS

$C_{xh}$	Capacitor ( $x = a, b, c$ ) e ( $h = 1, 2, \dots, n$ )
$f_s$	Frequência de comutação
$i_d$	Corrente de eixo direto
$i_q$	Corrente de eixo em quadratura
$i_x(t)$	Corrente de fase ( $x = a, b, c$ )
$k$	Parâmetro de relação de tensão
$n$	Número de células do inversor
$m_a$	Índice de modulação em amplitude
$m_f$	Índice de modulação em frequência
$m$	Número de níveis produzidos por um inversor multinível
$t$	Tempo
$V_1$	Componente fundamental de tensão
$V_{cc}$	Tensão do barramento CC do NPC
$v_o(t)$	Tensão de modo comum
$V_{step}$	Degrau de tensão produzido pelo inversor
$v_{xg}(t)$	Tensão produzida pelo braço do inversor ( $x = a, b, c$ )
$v_{xgh}(t)$	Tensão produzida pela célula ( $x = a, b, c$ ) e ( $h = 1, 2, \dots, n$ )
$v_{xn}(t)$	Tensão de referência de fase ( $x = a, b, c$ )
$\theta$	Ângulo de comutação para modulação em baixa frequência
$\varphi$	Ângulo da corrente de carga

### Sobrescritos

$\wedge$	variável perturbada
$*$	sinal de referência

### Subscritos

$a, b, c$	relativo as fases de um sistema trifásico
$\alpha\beta$	relativo as coordenadas em eixos estacionários
$d, q$	relativo as coordenadas em eixos síncronos
$g$	relativo ao ponto central do barramento CC do inversor principal



## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO.....</b>	<b>18</b>
1.1 OBJETIVOS DO TRABALHO.....	19
1.2 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO.....	20
<b>2 CONVERSORES MULTINÍVEIS COM ÚNICA FONTE CC .....</b>	<b>21</b>
2.1 TOPOLOGIAS .....	21
2.2 DESCRIÇÃO DA TOPOLOGIA SOB ESTUDO.....	25
<b>2.2.1 Conversor principal (Conversor NPC trifásico).....</b>	<b>26</b>
<b>2.2.2 Conversores auxiliares (células monofásicas em ponte completa).....</b>	<b>28</b>
<b>2.2.3 Número de níveis .....</b>	<b>31</b>
2.3 ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO E CONTROLE PARA A REGULAÇÃO DE TENSÃO DOS CAPACITORES FLUTUANTES.....	32
<b>2.3.1 Estratégias de regulação em baixa frequência.....</b>	<b>32</b>
<b>2.3.2 Estratégias de regulação híbridas .....</b>	<b>36</b>
2.4 CONCLUSÕES PARCIAIS .....	41
<b>3 ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO DO CONVERSOR MULTINÍVEL HÍBRIDO COM UMA FONTE CC .....</b>	<b>42</b>
3.1 MODULAÇÃO DO CONVERSOR NPC.....	43
3.2 MODULAÇÃO DAS CÉLULAS MONOFÁSICAS EM PONTE COMPLETA .....	46
3.3 SISTEMA DE CONTROLE PARA REGULAÇÃO DE TENSÃO DOS CAPACITORES FLUTUANTES .....	49
<b>3.3.1 Modelagem dinâmica da célula em ponte completa .....</b>	<b>51</b>
3.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO .....	54
<b>3.4.1 Modulação por abordagem geométrica para inversor multinível .....</b>	<b>55</b>
<b>3.4.2 Análise harmônica com variação da componente fundamental da tensão de saída .....</b>	<b>63</b>
3.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	65
<b>3.5.1 Resultados experimentais para o inversor multinível híbrido .....</b>	<b>66</b>
3.6 CONCLUSÕES PARCIAIS .....	68
<b>4 APLICAÇÃO DO CONVERSOR MULTINÍVEL HÍBRIDO COM UMA ÚNICA FONTE CC A UM RETIFICADOR MULTINÍVEL .....</b>	<b>70</b>
4.1 ESTRUTURA DO RETIFICADOR.....	70
4.2 SISTEMA DE CONTROLE DO RETIFICADOR.....	73
4.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO .....	76
4.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	81
4.5 CONCLUSÕES PARCIAIS .....	86
<b>5 CONCLUSÕES.....</b>	<b>87</b>
5.1 PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS .....	88
<b>BIBLIOGRAFIA .....</b>	<b>89</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Conversores multiníveis têm recebido enorme atenção nas últimas décadas, principalmente em aplicações de alta tensão e alta potência (Franquelo, Rodriguez *et al.*, 2008), (Rodriguez, Jih-Sheng *et al.*, 2002), (Jih-Sheng e Fang Zheng, 1995). Suas principais características são a possibilidade de operar com níveis elevados de tensão, mesmo utilizando dispositivos semicondutores de baixa tensão, e a síntese de formas de onda com reduzido conteúdo harmônico.

Diversas topologias de conversores multiníveis têm sido desenvolvidas, destacando-se: conversor multinível com diodos de grampeamento (NPC – *Neutral Pointed Clamped*), conversor multinível com capacitores de grampeamento (*Flying Capacitor*) e conversor multinível com células monofásicas conectadas em cascata.

Os conversores multiníveis do tipo NPC apresentam a vantagem de serem alimentados por uma única fonte CC (Corrente Contínua), sendo os níveis intermediários gerados por um divisor capacitivo no barramento CC e pela atuação de diodos de grampeamento, (Nabae, Takahashi *et al.*, 1981), (Rodriguez, Bernet *et al.*, 2010). Os interruptores são submetidos ao degraus de tensão gerados pelos capacitores do divisor capacitivo do barramento CC, enquanto que os diodos de grampeamento são submetidos a valores de tensão maiores, quando o número de níveis é maior que três. O conversor NPC de três níveis é amplamente utilizado na indústria, contudo apresenta complexidade de construção para um número elevado de níveis, limitando sua aplicação para números de níveis maiores que três.

Dentre as diversas topologias existentes, os conversores multiníveis com células monofásicas em ponte completa (*H-bridge*) em cascata também têm sido empregados em várias aplicações (Rodriguez, Jih-Sheng *et al.*, 2002). Essa ampla utilização deve-se principalmente a sua modularidade e fácil expansão para um maior número de níveis, porém necessitam de fontes de tensão contínua isoladas entre si para sua correta operação (Jingsheng, Kai *et al.*, 2007).

Conversor multinível com capacitores de grampeamento utiliza capacitores para realizar o grampeamento de tensão, dessa forma os dispositivos semicondutores da estrutura são submetidos aos níveis de tensão dos capacitores flutuantes. Para um conversor com capacitores flutuantes de três níveis, apresenta a vantagem de possuir um estado redundante

para sintetizar o nível de tensão zero, porém requer uma grande quantidade de capacitores (Meynard e Foch, 1992).

Por outro lado, alguns estudos mostram que o conversor multinível em cascata pode operar com apenas uma fonte de alimentação para fornecer potência ativa, a qual fornece energia para um conversor trifásico principal, sendo que as demais células monofásicas em ponte completa são alimentadas por capacitores flutuantes, (Zhong, Tolbert *et al.*, 2006), (Veenstra e Rufer, 2005). Entretanto, (Jingsheng, Kai *et al.*, 2007) mostra que a regulação de tensão dos capacitores flutuantes não é uma tarefa fácil.

A regulação de tensão dos capacitores flutuantes pode ser feita, por exemplo, através da seleção adequada de estados de condução redundantes do conversor multinível em cascata (Zhong, Tolbert *et al.*, 2006), (Zhong, Ozpineci *et al.*, 2009), (Chiasson, Ozpineci *et al.*, 2007). Nesse método, os interruptores operam em baixa frequência, usualmente na frequência fundamental de saída, podendo ser empregada a técnica de eliminação seletiva de harmônicos.

Na literatura também são encontrados trabalhos que empregam estratégias de modulação híbrida ao conversor multinível com uma única fonte de tensão CC. Nessas estratégias, um conversor trifásico principal opera em baixa frequência, geralmente na frequência fundamental de saída, enquanto que as células monofásicas em ponte completa operam com modulação por largura de pulso (PWM – *Pulse Width Modulation*) em alta frequência. (Jingsheng, Corzine *et al.*, 2008), (Jingsheng, Kai *et al.*, 2007), (Khoucha, Ales *et al.*, 2010), (Ulrich e Bendre, 2009), (Veenstra e Rufer, 2005).

Diversas outras técnicas também têm sido apresentadas para regulação de tensão dos capacitores flutuantes. Entre elas, (Veenstra e Rufer, 2005) propõem que as tensões dos capacitores sejam reguladas pela adição de uma tensão de modo comum nos sinais sintetizados pelo inversor multinível. Esse trabalho apresenta um método para prever a tensão de modo comum, entretanto é necessário conhecer o modelo da carga e do inversor.

## 1.1 OBJETIVOS DO TRABALHO

Nesse sentido, este trabalho desenvolve um estudo sobre conversores multiníveis híbridos com uma única fonte de tensão CC e aplica uma técnica de modulação baseada em abordagem geométrica para a regulação de tensão dos capacitores dos barramentos CC das células monofásicas em ponte completa.

Com essa estratégia de modulação, o conversor trifásico principal opera na frequência fundamental da tensão de saída, garantindo que a componente fundamental da sua tensão de saída seja igual ao valor de referência desejado para todo conversor multinível. Por outro lado, as células monofásicas em ponte completa operam com modulação por largura de pulso e não processam potência ativa. A abordagem geométrica empregada neste trabalho adiciona uma tensão de modo comum aos sinais de referência das células monofásicas em ponte completa, permitindo a síntese das tensões de linha desejadas e mantendo reguladas as tensões dos capacitores flutuantes. Além disso, é apresentada uma metodologia sistemática para obtenção da região das possíveis tensões de modo comum para operação das células monofásicas em ponte completa na região linear.

Outro objetivo desse trabalho é a aplicação dos conceitos de modulação por abordagem geométrica ao conversor multinível híbrido com uma única fonte CC operando como retificador, que possuirá capacidade de regeneração de energia, característica importante para algumas aplicações com acionamento de máquinas elétricas em média tensão.

## 1.2 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Essa Dissertação divide-se em quatro capítulos:

No capítulo 2 é apresentada uma revisão de topologias de conversores multiníveis alimentados por uma única fonte de tensão CC assim como das principais técnicas de regulação das tensões dos capacitores flutuantes das células monofásicas em ponte completa. Além disso, é apresentada uma descrição detalhada da configuração multinível com uma única fonte CC sob estudo.

No capítulo 3 é descrita a técnica de modulação baseada em abordagem geométrica, aplicada ao conversor multinível com uma única fonte CC. Nesse capítulo também é apresentado e projetado o sistema de controle que mantém as tensões dos capacitores flutuantes reguladas, mesmo com as não idealidades presentes no sistema real.

No capítulo 4 é apresentada a aplicação da topologia e estratégia de modulação sob estudo como um retificador trifásico multinível, utilizando a modulação descrita no capítulo 3. São apresentados resultados de simulação e experimentais para validação da modulação proposta.

Por fim, as conclusões resumem as contribuições desse trabalho e descrevem os principais resultados obtidos, bem como apresentam sugestões de trabalhos futuros.

## **2 CONVERSORES MULTINÍVEIS COM ÚNICA FONTE CC**

Conversores multiníveis com células em cascata têm sido amplamente utilizados, pois são modulares e podem ser facilmente expandidos para um número maior de níveis. Porém, apresenta como desvantagem destaca-se a necessidade de uma fonte de tensão CC isolada para cada célula.

A utilização de uma única fonte CC para alimentação de todo conversor multinível é uma alternativa interessante para minimizar essa desvantagem. Dessa forma, é possível associar a modularidade e a fácil expansão de níveis da estrutura à utilização de uma única fonte CC.

Assim, este capítulo apresenta uma revisão das principais topologias de conversores multiníveis com uma única fonte CC assim como das estratégias de modulação e controle empregadas para regulação das tensões dos barramentos CC das células monofásicas em cascata. Além disso, é apresentada uma descrição detalhada da configuração multinível com uma única fonte CC sob estudo.

### **2.1 TOPOLOGIAS**

As topologias de conversores multiníveis com única fonte CC são baseadas no uso de transformadores de baixa frequência, conectado as saída das células monofásicas em ponte completa, ou na utilização de células monofásicos em ponte completa alimentada por capacitores flutuantes.

O inversor multinível com uma única fonte CC, patenteada por (Thomas, 1994), consiste de uma estrutura composta de várias células em ponte completa que compartilham a mesma fonte de tensão CC, como mostrado na Figura 1. As tensões de saída de cada célula são somadas através dos enrolamentos secundários dos transformadores de baixa frequência, que são conectados em série. Os transformadores possuem uma relação de transformação que variam em uma progressão geométrica com razão três (configuração trinária), com o objetivo de sintetizar um maior número de níveis.

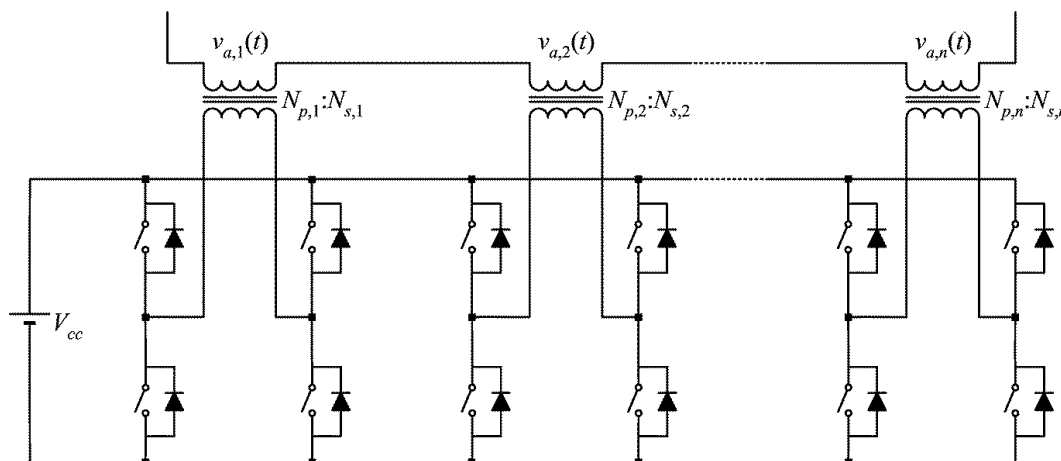


Figura 1. Inversor multinível cascata com única fonte CC.

Em outro trabalho, (Mori, Matsuno *et al.*, 1993) apresentam um gerador estático de reativos (*Static Var Generator – SVG*) que utiliza inversores auto comutados que compartilham o mesmo barramento CC, sendo que a tensão de saída de cada célula é somada através dos enrolamentos secundários de um transformador multipulso. Esse transformador consiste de 8 enrolamentos trifásicos no lado secundário e forma um sistema de 48 pulsos.

O princípio de isolamento galvânica também foi utilizado em (Sasongko, Buwana *et al.*, 2011), (Gaupp, Zanini *et al.*, 1996) e (Schauder, Gernhardt *et al.*, 1995) em um *Static Condenser – STATCON*, o qual compartilha um único barramento CC entre as células em ponte completa, na qual os enrolamentos do lado primário do transformador são conectados as células em ponte completa e os enrolamentos do lado secundário do transformador são conectados em série.

Topologias que não empregam transformadores de baixa frequência fazem o uso de conversores monofásicos em ponte completa, alimentados por um capacitor flutuante. Possuem um comportamento similar a um filtro ativo série, por fase, minimizando a necessidade de filtros passivos.

O conversor monofásico multinível, mostrado na Figura 2, necessita de apenas uma única fonte de tensão CC para operar, que alimenta o inversor principal da estrutura, enquanto que as células em ponte completa são alimentadas por capacitores. Essa topologia é modulada em baixa frequência, utilizando a técnica de eliminação seletiva de harmônicas e estados redundantes de condução para a regulação de tensão dos capacitores flutuantes (Zhong, Tolbert *et al.*, 2006), (Jingsheng, Kai *et al.*, 2007).

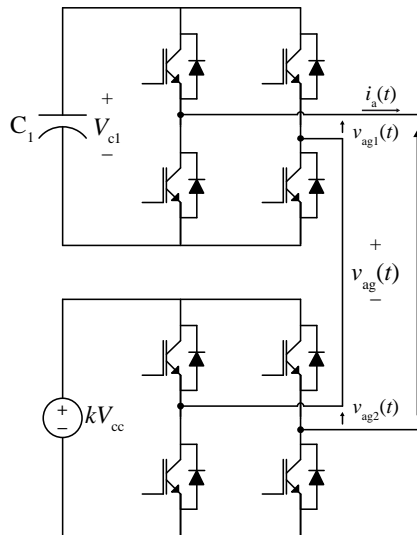


Figura 2. Multinível cascata com única fonte CC.

A partir da Figura 2, o conversor principal pode ser um braço de um conversor NPC, considerando ainda um sistema trifásico em Y com um ponto neutro comum, os três braços do NPC poderiam compartilhar o mesmo barramento CC. Dessa forma, (Steimer e Veenstra, 2003), propõem um inversor multinível que realiza a transferência de potência ativa do lado CC para o lado CA (Corrente Alternada), através de um conversor principal (inversor NPC) e de conversores auxiliares (células monofásicas em ponte completa), conforme mostrado na Figura 3, que utiliza apenas uma única fonte de alimentação CC.

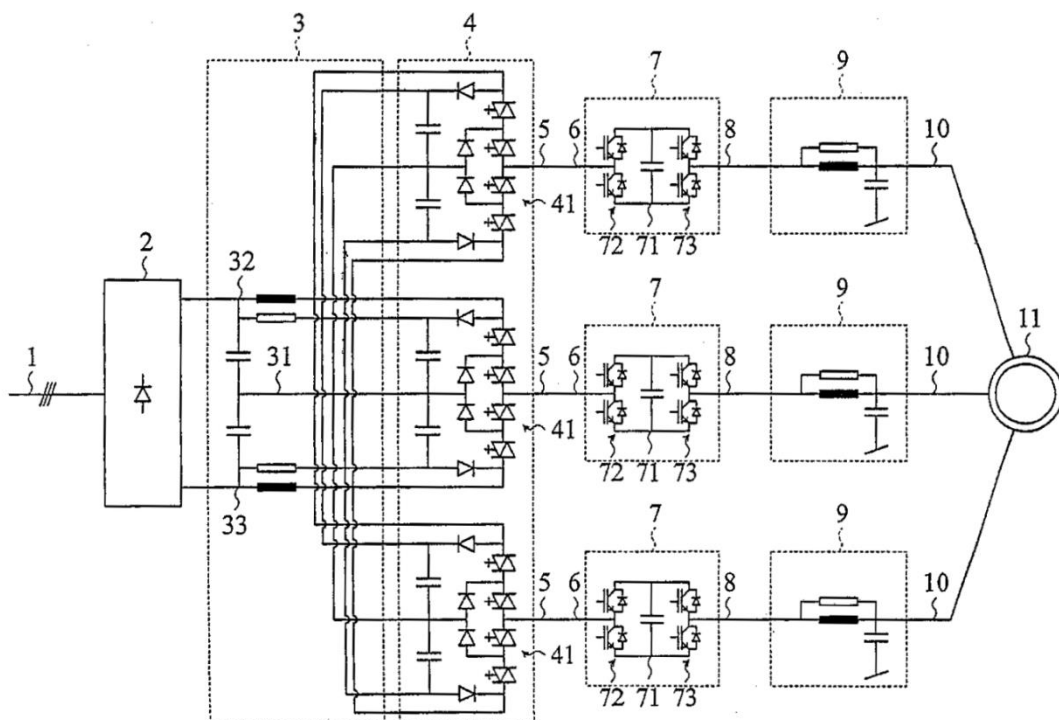


Figura 3. Inversor multinível híbrido, (Steimer e Veenstra, 2003).

A fonte de alimentação CC é conectada ao inversor principal (NPC), enquanto que os inversores auxiliares (células em ponte completa) são conectados a capacitores flutuantes, sendo alimentados pelos mesmos. Dessa forma, a característica de apenas uma única fonte CC para alimentar um inversor NPC trifásico é somada a característica de modularidade e fácil expansão dos conversores multiníveis com células em cascata. Contudo, deve-se ter uma atenção especial para a regulação das tensões dos barramentos CC das células monofásicas em ponte completa, (Steimer e Veenstra, 2003), (Ulrich e Bendre, 2009).

Ainda segundo (Steimer e Veenstra, 2003) as tensões dos capacitores intermediários (flutuantes), dos inversores auxiliares, e a tensão de modo comum da carga CA, podem ser controladas. As tensões nos capacitores flutuantes devem ser constantes, para isso são empregados controladores a fim de realizar esta regulação.

O inversor multinível da Figura 4 pode ser aplicado como um inversor multinível cascata trifásico, sendo necessária uma fonte de tensão CC isolada para cada fase (Jingsheng, Corzine *et al.*, 2008) e (Khoucha, Ales *et al.*, 2010). Utiliza modulação por eliminação seletiva de harmônicas para o inversor principal e modulação *phase shift* para as células alimentadas por capacitores flutuantes.

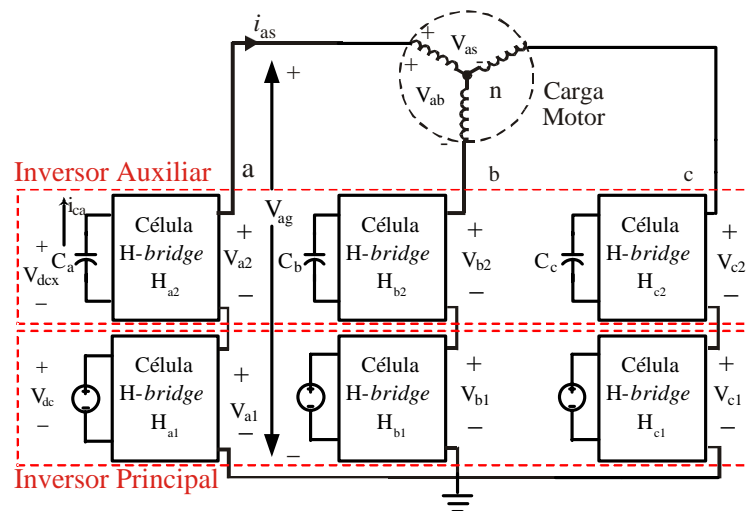


Figura 4. Inversor multinível cascata com capacitor flutuante, (Jingsheng, Corzine *et al.*, 2008).

O inversor multinível híbrido assimétrico, mostrado na Figura 5, é aplicado a um sistema de acionamentos trifásicos e são geralmente controlados pela componente de modo diferencial da tensão de saída, com a variação dessa componente é possível mudar o compartilhamento de potência entre o inversor principal e o inversor auxiliar, bem como entre os capacitores do inversor principal, (Veenstra e Rufier, 2005).



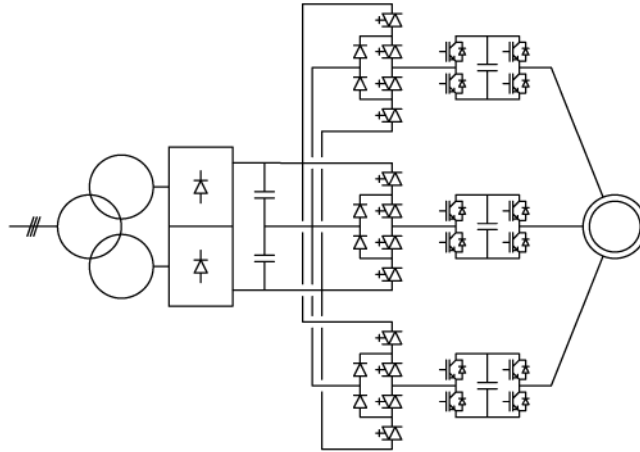


Figura 5. Diagrama do inversor multinível híbrido assimétrico, (Veenstra e Rufer, 2005).

Essa topologia é empregada nesse estudo e será detalhada na próxima seção. Esse conversor apresenta capacitores flutuantes nas células auxiliares, na qual é necessário que a tensão sobre os mesmos seja regulada para uma dada referência. Diversas técnicas de controle são encontradas na literatura e são apresentadas na seção 2.3.

## 2.2 DESCRIÇÃO DA TOPOLOGIA SOB ESTUDO

A topologia empregada nesse trabalho é composta por um conversor multinível trifásico três níveis do tipo NPC, chamado de conversor principal, e conversores monofásicos em ponte completa (células *full-bridge* ou *H-bridge*) três níveis, chamados de conversores auxiliares, conectados em série ao conversor principal, conforme mostrado na Figura 6, (Steimer e Manjrekar, 2001), (Steimer e Veenstra, 2003).

Essa topologia emprega apenas uma única fonte de tensão CC de alimentação, que alimenta o conversor NPC trifásico. A tensão total do barramento CC do conversor NPC é igual à  $2kV_{cc}$ , sendo que o parâmetro  $k$  pode ser igual à 1 (um) ou 2 (dois) para permitir o emprego de uma estratégia de modulação híbrida, (Rech e Pinheiro, 2007). Por outro lado, cada célula monofásica em ponte completa é alimentada apenas por um capacitor flutuante, que opera com tensão  $V_{cc}$ .

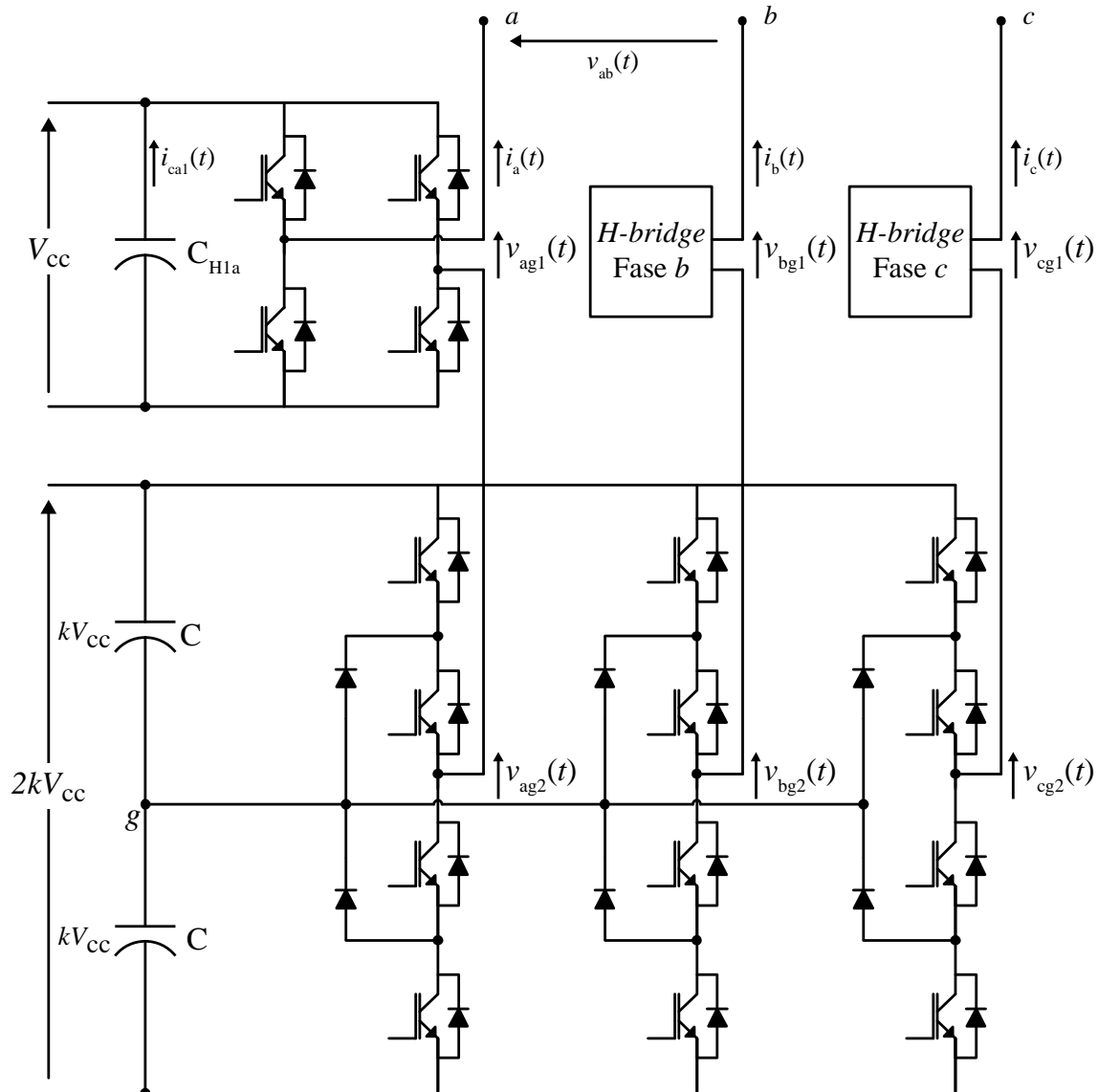


Figura 6. Conversor multinível com única fonte CC.

### 2.2.1 Conversor principal (Conversor NPC trifásico)

O inversor multinível com diodos de grampeamento foi proposto inicialmente por (Baker, 1980) e (Nabae, Takahashi *et al.*, 1981), sendo um inversor três níveis, denominado inversor com ponto neutro grampeado (NPC – *Neutral Point Clamped*). A Figura 7, apresenta um inversor multinível monofásico de três níveis com ponto neutro grampeado.

Na estrutura trifásica, os três braços compartilham o mesmo barramento CC, na qual os níveis intermediários de tensão contínua são produzidos pelo divisor capacitivo e pela atuação de diodos de grampeamento. A conexão em série dos capacitores do barramento CC fornece um ponto neutro *g*, utilizado para garantir o nível zero de tensão.

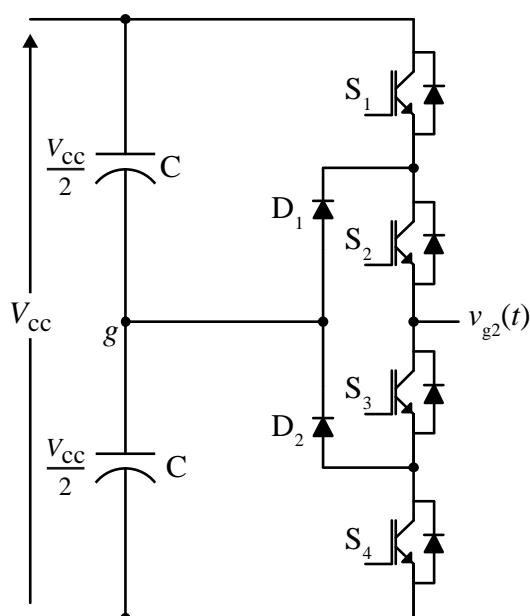


Figura 7. Conversor monofásico NPC de três níveis.

Essa estrutura sintetiza três níveis de tensão na saída ( $v_{g2}(t)$ ) com relação ao ponto  $g$ , definidos em formas de estados P, O e N, como mostrado na Tabela 1. O estado P representa a tensão  $V_{cc}/2$  produzida quando os interruptores superiores ( $S_1$  e  $S_2$ ) são fechados. O estado O resulta em uma tensão nula, produzida quando os interruptores centrais estão fechados ( $S_2$  e  $S_3$ ). Por fim, o estado N resulta na tensão  $-V_{cc}/2$  produzida quando os interruptores inferiores são fechados ( $S_3$  e  $S_4$ ).

Tabela 1. Tensão de saída produzida pelo conversor NPC três níveis.

Estado	Estado das Chaves				Tensão $V_{g2}(t)$
	S1	S2	S3	S4	
N	0	0	1	1	$-V_{cc}/2$
O	0	1	1	0	0
P	1	1	0	0	$+V_{cc}/2$

A modulação empregada para o conversor NPC é baseada na eliminação seletiva de harmônicas, fazendo com que o mesmo opere na frequência da componente fundamental da referência. Dessa forma, o único ângulo de comutação da tensão de saída é calculado para sintetizar a componente fundamental desejada, processando toda a potência ativa do conversor multinível híbrido com uma única fonte CC. Maiores detalhes sobre a estratégia de modulação do conversor NPC são apresentadas no Capítulo 3.

### 2.2.2 Conversores auxiliares (células monofásicas em ponte completa)

Cada célula monofásica em ponte completa conectada em série com uma fase do conversor NPC é alimentada por um capacitor flutuante, que opera com tensão  $V_{cc}$ . Dessa forma, a tensão de saída produzida por uma célula auxiliar,  $v_{xg1}(t)$ , pode assumir os valores  $+V_{cc}$ , 0 e  $-V_{cc}$  (estados P, O e N respectivamente), conforme a Tabela 2 e a Figura 8.

Tabela 2. Tensão de saída produzida pela célula em ponte completa.

Estado	Estado das Chaves				Tensão ( $V_{xg1}(t)$ )
	S1	S2	S3	S4	
N	0	1	1	0	$-V_{cc}$
O <sub>1</sub>	1	0	1	0	0
O <sub>2</sub>	0	1	0	1	0
P	1	0	0	1	$+V_{cc}$

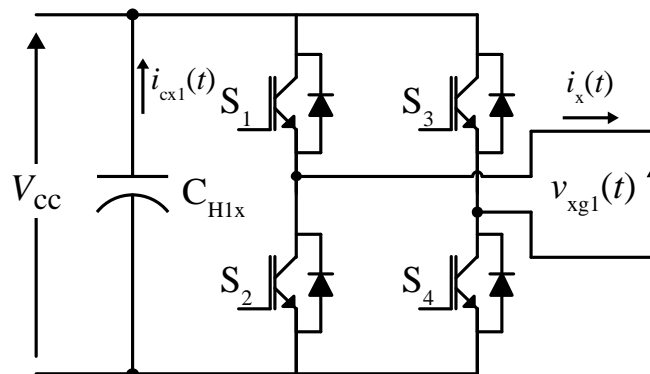


Figura 8. Célula em ponte completa com capacitor flutuante.

A tensão no barramento CC de cada célula em ponte completa, composto por um capacitor flutuante, deve ser mantida constante durante a operação do inversor. Para estratégias de modulação em baixa frequência, os estados de condução podem ser escolhidos para a regulação de tensão do capacitor (Zhong, Ozpineci *et al.*, 2009). Já para estratégias de modulação por largura de pulso, um sistema de controle é encarregado pela regulação de tensão. Porém, o princípio de regulação é o mesmo, baseado na corrente média que circula pelo capacitor.

A tensão do capacitor sofre variações quando a célula em ponte completa sintetiza os estados P e N, os quais obrigam a corrente da fase circular pelo capacitor. Os estados O<sub>1</sub> e O<sub>2</sub>

constituem um circuito de roda livre para a corrente da fase, a qual circula apenas pelas chaves (S1 e S3) ou (S2 e S4), respectivamente.

A Figura 9 apresenta uma célula monofásica em ponte completa nas situações em que o seu capacitor do barramento CC é carregado. Considerando o sentido de corrente e a polaridade de tensão mostradas na Figura 9, capacitor flutuante da célula em ponte completa é carregado, ou seja, a tensão cresce quando a corrente (por exemplo,  $i_a(t)$  para a fase  $a$ ) e a respectiva tensão (por exemplo,  $v_{ag1}(t)$  para a fase  $a$ ) da célula possuem polaridades opostas, ou seja, o produto entre corrente e tensão resulta em uma potência instantânea negativa na célula. Na Figura 9(a) a célula em ponte completa sintetiza o estado P, ou seja, a tensão de saída  $v_{ag1}(t)$  é igual a tensão do barramento  $V_{cc}$ , no entanto a corrente que circula nesse instante é negativa ( $i_a(t) < 0$ ). Já na Figura 9(b) a célula em ponte completa sintetiza o estado N, ou seja,  $v_{ag1}(t) = -V_{cc}$ , no entanto a corrente que circula nesse instante é positiva ( $i_a(t) > 0$ ). Em ambas a potência instantânea da célula é negativa e o capacitor recebe energia (capacitor carrega).

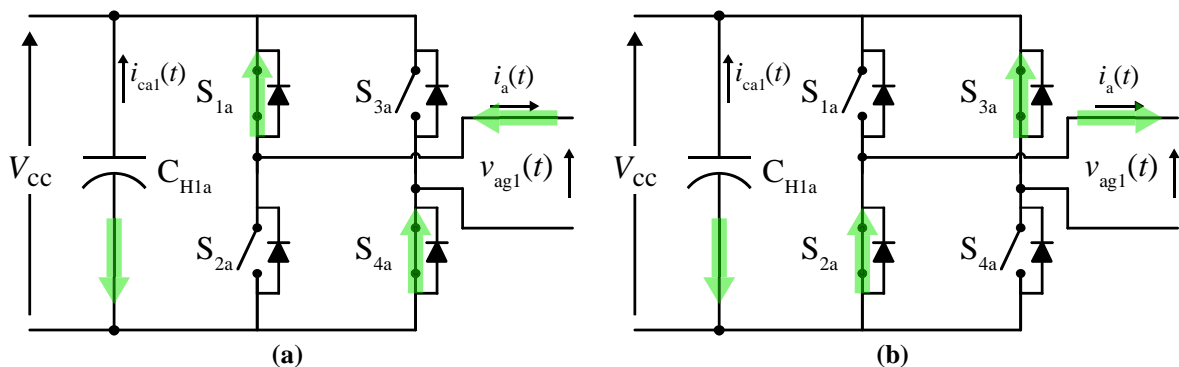


Figura 9. Carga do capacitor flutuante do barramento CC, (a) Estado P e  $i_a(t) < 0$ , (b) Estado N e  $i_a(t) > 0$ .

Por outro lado, a Figura 10 apresenta uma célula monofásica em ponte completa nas situações em que seu capacitor do barramento CC é descarregado. A descarga do capacitor flutuante da célula em ponte completa ocorre quando a corrente e a tensão da célula possuem a mesma polaridade, ou seja, o produto entre corrente e tensão resulta em uma potência instantânea positiva na célula. Na Figura 10(a) a célula em ponte completa sintetiza o estado P, ou seja,  $v_{ag1}(t) = V_{cc}$ , e a corrente que circula nesse instante é positiva  $i_a(t) > 0$ . Já na Figura 10(b) a célula em ponte completa sintetiza o estado N, ou seja,  $v_{ag1}(t) = -V_{cc}$ , e a corrente que circula nesse instante é negativa  $i_a(t) < 0$ . Em ambas as situações, a potência instantânea da célula é positiva e o capacitor fornece energia (capacitor descarrega).

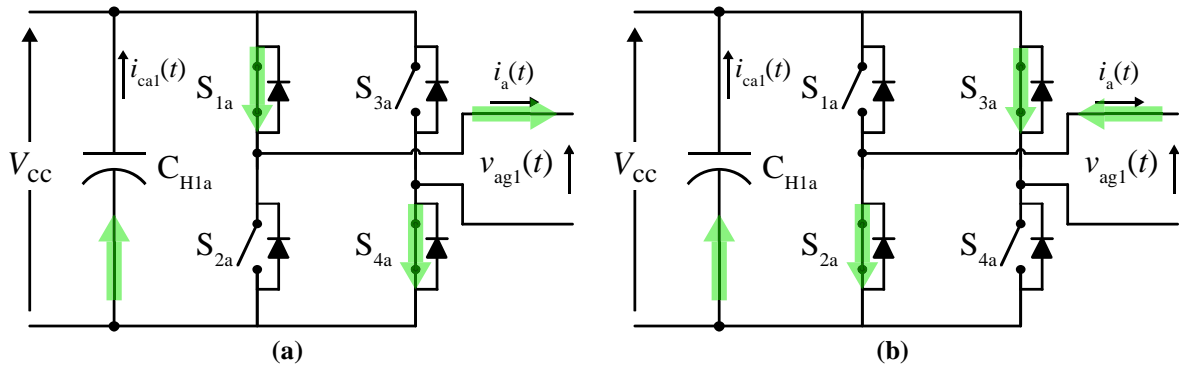


Figura 10. Potência instantânea positiva da célula, capacitor flutuante do barramento CC é descarregado, (a) Estado P e  $i_a(t) > 0$ , (b) Estado N e  $i_a(t) < 0$ .

Conforme destacado anteriormente, os estados  $O_1$  e  $O_2$ , não apresentam influência sobre a tensão do capacitor flutuante da célula em ponte completa, uma vez que a corrente não circula pelo barramento CC. A Figura 11(a) e (b) apresenta o estado  $O_1$  e a Figura 11(c) e (d) o estado  $O_2$  e suas respectivas correntes, as quais não circulam pelo capacitor flutuante, dessa forma a tensão sobre o mesmo permanece constante.

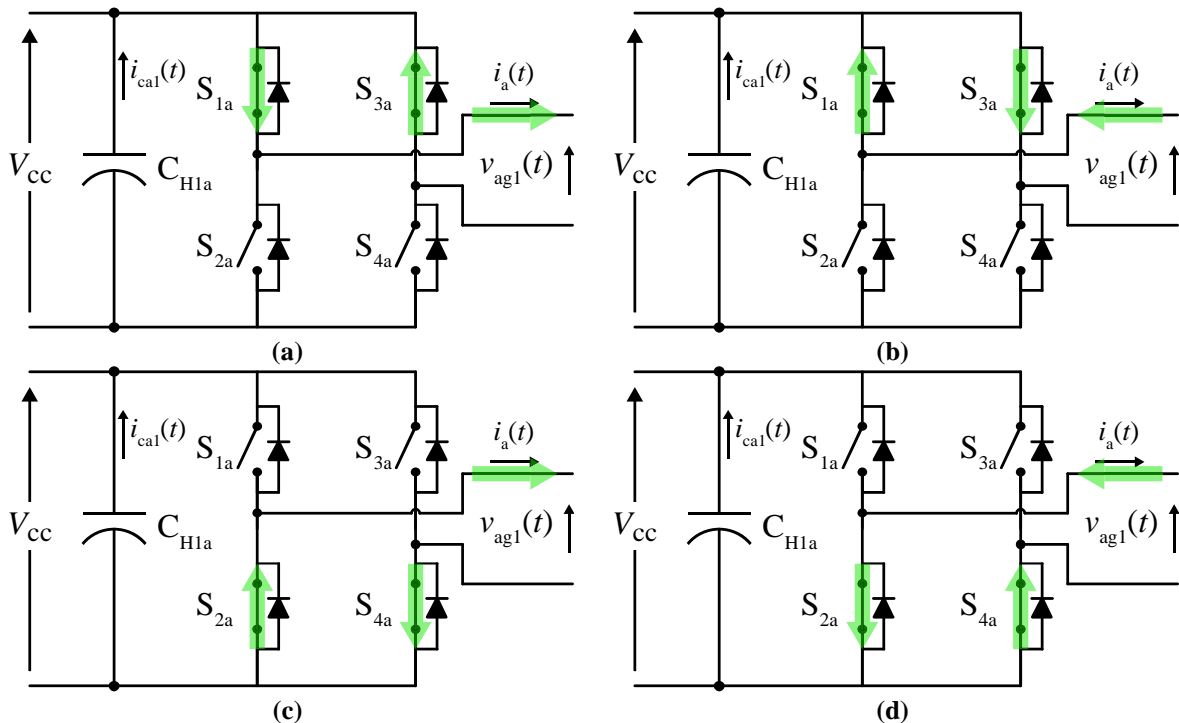


Figura 11. Estados que não apresentam influência sobre a tensão do capacitor flutuante, (a) Estado  $O_1$  e  $i_a(t) > 0$ , (b) Estado  $O_1$  e  $i_a(t) < 0$ , (c) Estado  $O_2$  e  $i_a(t) > 0$ , (d) Estado  $O_2$  e  $i_a(t) < 0$ .

As células em ponte completa com capacitores flutuantes não devem processar potência ativa e o mesmo princípio dos efeitos da corrente sobre a tensão no capacitor se repete para as demais fases do conversor. A tensão sobre o capacitor flutuante é controlada de

forma independente para cada fase, no entanto é necessário conhecer a tensão do capacitor e a respectiva corrente de fase.

### 2.2.3 Número de níveis

Tanto o conversor NPC quanto os conversores monofásicos em ponte completa sintetizam três níveis distintos de tensão. Entretanto, o parâmetro  $k$  determina a relação de tensão entre os níveis de tensão sintetizados pelo conversor NPC e pelos conversores monofásicos em ponte completa.

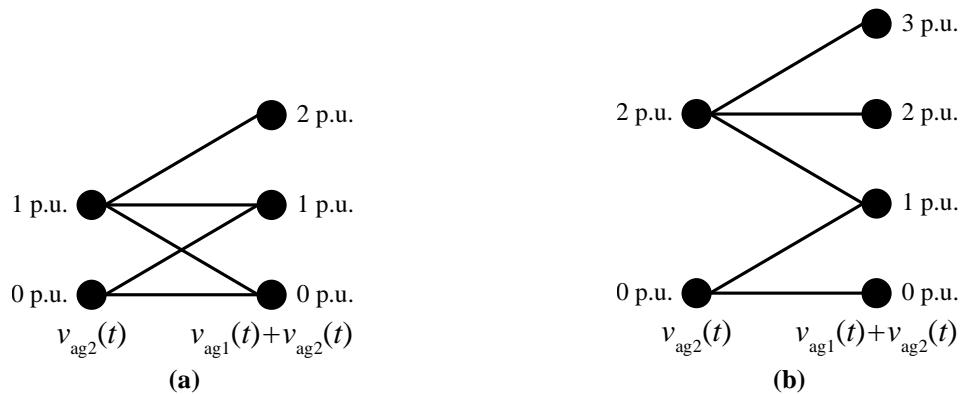
Se  $k = 1$ , pode-se observar a partir da Figura 6 que a tensão total do barramento CC do conversor NPC é  $2V_{cc}$  e que, conseqüentemente, o conversor NPC sintetiza tensões de braço com os mesmos níveis de tensão das células monofásicas em ponte completa, resultando em uma relação *unitária*.

A tensão de saída de fase  $v_{xg}(t)$  do conversor multinível híbrido mostrado na Figura 6 é dada pela soma das tensões produzidas pelo conversor NPC e pela respectiva célula em ponte completa, ou seja:

$$v_{xg}(t) = v_{xg1}(t) + v_{xg2}(t) \quad x = a, b, c \quad (1)$$

Logo, assumindo que  $V_{cc} = 1$  p.u., a tensão de fase de saída  $v_{xg}(t)$  do conversor multinível híbrido mostrado na Figura 6 pode assumir valores de 2 p.u., 1 p.u., 0,  $-1$  p.u. e  $-2$  p.u., como representado na Figura 12(a). Assim com  $k = 1$  pode-se sintetizar tensões de fase com 5 níveis distintos (sendo que os níveis 1 p.u., 0 e  $-1$  p.u. podem ser sintetizados a partir de dois estados redundantes) e tensões de linha com 9 níveis.

Por outro lado, se  $k = 2$ , a tensão total do barramento CC do conversor NPC é  $4 V_{cc}$  e os níveis de tensão sintetizados pelo conversor NPC são duas vezes maiores que os níveis de tensão sintetizados pelas células monofásicas em ponte completa, resultando em uma relação de *binária*. Como resultado, a tensão de fase de saída  $v_{xg}(t)$  do conversor multinível híbrido mostrado na Figura 6, pode assumir valores de 3 p.u., 2 p.u., 1 p.u., 0,  $-1$  p.u.,  $-2$  p.u. e  $-3$  p.u., como mostrado na Figura 12(b). Dessa forma, com  $k = 2$  pode-se sintetizar tensões de fase com 7 níveis distintos (sendo que somente os níveis 1 p.u. e  $-1$  p.u. podem ser sintetizados a partir de dois estados redundantes) e tensões de linha com 13 níveis.



**Figura 12.** Tensão de saída de fase, (a) Para  $k = 1$ , tensão de saída de 5 níveis e 2 estados redundantes, (b) Para  $k = 2$ , tensão de saída de 7 níveis e 1 estado redundante.

Em ambos os casos ( $k = 1$  e  $k = 2$ ), as tensões de saída podem ser moduladas por largura de pulso entre todos os níveis adjacentes, mesmo com o inversor NPC operando na frequência fundamental da tensão de saída.

Baseado nessas características e considerando que o conversor NPC será modulado na frequência fundamental, permitindo o uso de dispositivos semicondutores com capacidade para operar com maiores níveis de tensão, para o presente trabalho o fator  $k$  é definido igual à dois ( $k = 2$ ), resultando na configuração binária (2:1).

### 2.3 ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO E CONTROLE PARA A REGULAÇÃO DE TENSÃO DOS CAPACITORES FLUTUANTES

A regulação de tensão dos barramentos CC nas células auxiliares deve ser efetuada, sem distorcer as tensões de linha de saída do conversor multinível. As técnicas de regulação podem ser classificadas de baixa frequência ou de alta frequência, sendo que as principais técnicas são descritas a seguir.

#### 2.3.1 Estratégias de regulação em baixa frequência

A regulação dos capacitores empregando estratégias de modulação em baixa frequência é realizada a partir dos estados de condução redundantes do conversor multinível com única fonte CC (Zhong, Tolbert *et al.*, 2006), (Chiasson, Ozpineci *et al.*, 2007). Considere um conversor multinível com duas células em cascata, tal como mostrado na Figura 13, sendo a célula principal alimentada com uma fonte de tensão CC e a célula em ponte completa alimentada por um capacitor flutuante. Além disso, considere que a fonte de



tensão da célula principal é duas vezes maior que o nível de tensão do capacitor flutuante (célula auxiliar), ou seja, trata-se de um conversor multinível com relação binária de tensão ( $k = 2$ ). Assim, a célula principal pode produzir em sua saída  $v_{ag2}(t)$  os níveis de tensão  $+ 2 V_{cc}$ , 0 (zero) e  $- 2 V_{cc}$ , enquanto a célula em ponte completa alimentada pelo capacitor produz em sua saída  $v_{ag1}(t)$  os níveis  $+ V_{cc}$ , 0 (zero) e  $- V_{cc}$ . Então, a tensão total produzida pelo inversor é a soma das tensões produzidas por cada célula, também pode ser dada por (1).

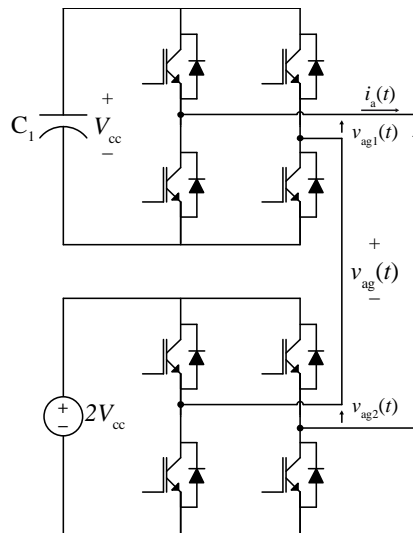


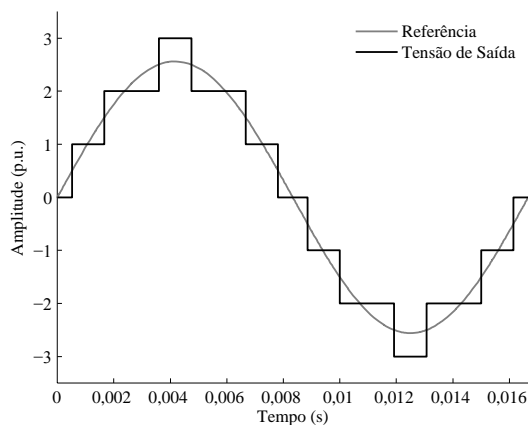
Figura 13. Conversor multinível com duas células em cascata ( $k = 2$ ).

A tensão de saída do inversor multinível cascata da Figura 13, é apresentada na Figura 14 (a), enquanto que as Figura 14 (b) e (c), mostram as tensões sintetizadas pelas células de duas formas distintas, mas que resultam na mesma tensão de saída multinível.

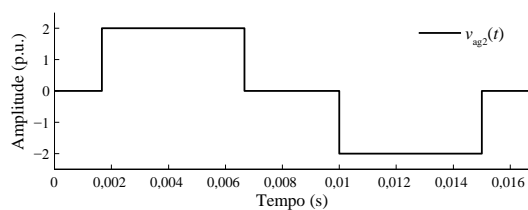
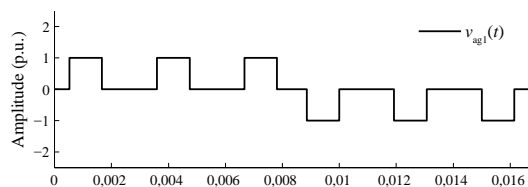
O inversor é capaz de sintetizar 7 níveis de tensão, sendo que a tensão de saída pode assumir on níveis  $+ 3$  p.u.,  $+ 2$  p.u.,  $1$  p.u.,  $0$ ,  $- 1$  p.u.,  $- 2$  p.u. ou  $- 3$  p.u., considerando que  $V_{cc} = 1$  p.u. A Tabela 3 mostra os estados de condução possíveis para síntese de níveis positivos do inversor binário de 7 níveis, sendo possível observar que o inversor apresenta dois estados de condução redundantes para síntese do nível  $+ V_{cc}$  (assim como do nível  $-V_{cc}$ ).

Tabela 3. Estados de condução para síntese de níveis positivos do inversor binário de 7 níveis.

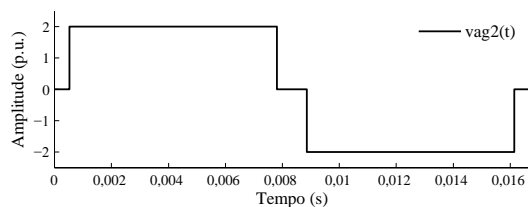
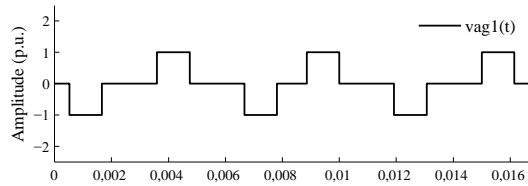
$v_{ag1}(t)$	$v_{ag2}(t)$	$v_{ag}(t)$
0	0	0
$+ V_{cc}$	0	$+ V_{cc}$
$- V_{cc}$	$+ 2V_{cc}$	$+ V_{cc}$
0	$+ 2V_{cc}$	$+ 2V_{cc}$
$+ V_{cc}$	$+ 2V_{cc}$	$+ 3V_{cc}$



(a)



(b)



(c)

**Figura 14. Tensões sintetizadas pelo conversor em cascata: (a) Tensão de saída do inversor cascata, (b) e (c) tensões produzidas pelas células.**

Dessa forma, a Figura 14(b) e (c) apresenta as tensões de saída das duas células em cascata, sendo que em cada caso é utilizada uma maneira distinta de sintetizar os níveis de tensão  $+V_{cc}$  e  $-V_{cc}$ . Esses estados redundantes oferecem flexibilidade para realizar a regulação de tensão no capacitor flutuante da célula auxiliar da Figura 13. A escolha do nível de tensão que a célula deve sintetizar é demonstrada na Tabela 4, na qual a tensão do

capacitor e a corrente de carga determinam qual estado redundante deve ser sintetizado para a regulação de tensão no capacitor flutuante, onde a tensão  $V_c$  é a tensão do capacitor flutuante e  $V_{cc}$  é a tensão de referência, (Zhong, Tolbert *et al.*, 2006).

Tabela 4. Escolha do estado redundante para inversor binário de 7 níveis com única fonte CC.

Tensão no Capacitor ( $V_c$ )	Corrente de Carga ( $i_a(t)$ )	$v_{ag1}(t)$		$v_{ag2}(t)$		$v_{ag}(t)$
		Tensão	Estado	Tensão	Estado	
$V_c > V_{cc}$	$i_a(t) > 0$	$+V_{cc}$	P	0	O	$+V_{cc}$
$V_c > V_{cc}$	$i_a(t) < 0$	$-V_{cc}$	N	$+2V_{cc}$	P	$+V_{cc}$
$V_c < V_{cc}$	$i_a(t) > 0$	$-V_{cc}$	N	$+2V_{cc}$	P	$+V_{cc}$
$V_c < V_{cc}$	$i_a(t) < 0$	$+V_{cc}$	P	0	O	$+V_{cc}$
$V_c > V_{cc}$	$i_a(t) > 0$	$+V_{cc}$	P	$-2V_{cc}$	N	$-V_{cc}$
$V_c > V_{cc}$	$i_a(t) < 0$	$-V_{cc}$	N	0	O	$-V_{cc}$
$V_c < V_{cc}$	$i_a(t) > 0$	$-V_{cc}$	N	0	O	$-V_{cc}$
$V_c < V_{cc}$	$i_a(t) < 0$	$+V_{cc}$	P	$-2V_{cc}$	N	$-V_{cc}$

Os estados de descarga do capacitor são usados quando a tensão do capacitor é maior que a tensão de referência ( $V_c > V_{cc}$ ) e os estados de carga do capacitor são usados quando a tensão do capacitor é menor que a tensão de referência ( $V_c < V_{cc}$ ). Essa técnica é utilizada em estratégias de modulação em baixa frequência como *Nearest Level Control* ou a técnica de eliminação seletiva de harmônicas para inversores em cascata, (Zhong, Tolbert *et al.*, 2006), (Jingsheng, Kai *et al.*, 2007), (Zhong, Ozpineci *et al.*, 2009), (Chiasson, Ozpineci *et al.*, 2007).

Essa técnica pode ser expandida para mais níveis e relações de tensões, podendo existir mais estados redundantes para regulação de tensão nos capacitores flutuantes. No entanto, essa técnica de regulação depende do fator de potência da carga e a regulação de tensão fica limitada em uma estreita faixa de índices de modulação de amplitude ( $m_a$ ).

Em (Zhong, Ozpineci *et al.*, 2009), é apresentado um inversor multinível híbrido, composto por um inversor trifásico de dois níveis conectado em série a células monofásicas em ponte completa três níveis alimentadas por capacitores flutuantes. O inversor principal possui divisor capacitivo para oferecer o ponto neutro comum para as três fases. O mesmo utiliza modulação em baixa frequência, com eliminação seletiva de harmônicas, garantindo a componente fundamental e eliminando a 5ª harmônica, dessa forma são obtidos dois ângulos de comutação ( $\theta_1$  e  $\theta_2$ ). O inversor utiliza uma relação de tensão de 1:1, ou seja, a amplitude

máxima sintetizada é 2 p.u., sendo que o inversor principal pode produzir + 1 p.u. e - 1 p.u., e a célula em ponte completa pode produzir + 1 p.u., 0 e - 1 p.u..

Nesse artigo, os autores apresentam ainda uma metodologia para o cálculo dos limites de regulação, na qual a corrente média de carga deve ser maior que a corrente média de descarga, (Zhong, Ozpineci *et al.*, 2009):

$$\int_0^{\pi} i_{\text{carga}} d\theta - \int_0^{\pi} i_{\text{descarga}} d\theta > 0 \quad (2)$$

Para que a regulação de tensão seja possível é necessário que o fator de potência obedeça as seguintes condições (Zhong, Ozpineci *et al.*, 2009): a) para uma corrente de carga com ângulo ( $\varphi$ ) entre 0 e  $\theta_1$ , o fator de potência deve respeitar a condição (3); b) para uma corrente de carga com ângulo  $\varphi$  entre  $\theta_1$  e  $\pi/2$ , o fator de potência deve respeitar a condição (4).

$$FP \leq \frac{\pi^2 V_{cc}}{32V_1} \quad (3)$$

$$FP \leq \cos \left( \tan^{-1} \left( \frac{\cos(\theta_2)}{\sin(\theta_1)} \right) \right) \quad (4)$$

onde  $V_1$  é a componente fundamental da tensão de saída.

Dessa forma fica claro que o fator de potência da carga também é um fator determinante na regulação de tensão dos capacitores flutuantes. Ainda pela análise da integral, a mesma define a condição básica para manter o capacitor carregado na qual a corrente média de carga deve ser maior que a corrente média de descarga.

### 2.3.2 Estratégias de regulação híbridas

Algumas topologias empregam estratégias de modulação híbridas, em que o conversor principal, conectado a fonte de alimentação CC, opera em baixa frequência e processa toda a potência ativa entregue a carga, enquanto que as células auxiliares, alimentadas por capacitores flutuantes, operam com modulação por largura de pulso em alta frequência.

Em (Jingsheng, Corzine *et al.*, 2008) e (Khoucha, Ales *et al.*, 2010), o método de regulação de tensão do capacitor flutuante é feito através do controle da potência ativa e reativa que o conversor principal injeta na carga, por meio da variação do ângulo de comutação ( $\Delta\theta$ ) do inversor principal (NPC), como mostrado na Figura 15. Por outro lado, as células auxiliares são moduladas utilizando PWM com portadoras dispostas em fase (PD - *Phase Disposition*).

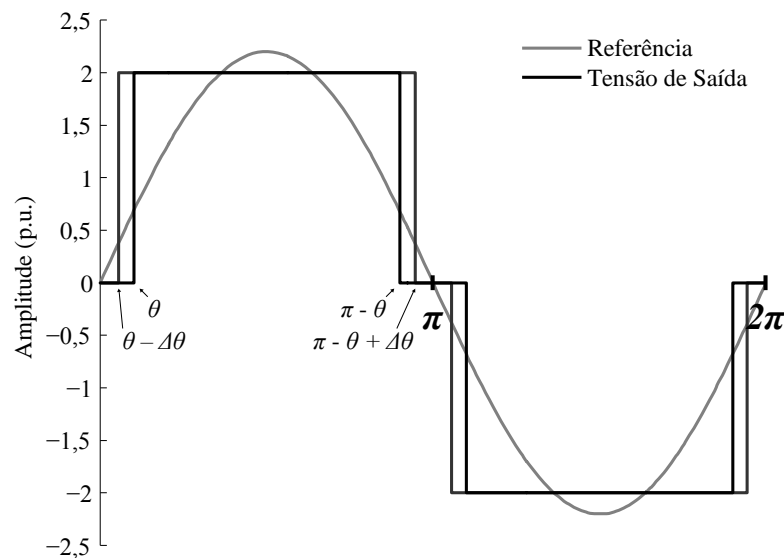


Figura 15. Modulação por eliminação seletiva de harmônicas com variação no ângulo de comutação ( $\Delta\theta$ ).

A variação do ângulo de comutação ( $\Delta\theta$ ) e, conseqüentemente, a regulação de tensão dos capacitores flutuantes das células auxiliares é realizada utilizando um sistema de controle em malha fechada, mostrado na Figura 16 (Jingsheng, Corzine *et al.*, 2008).

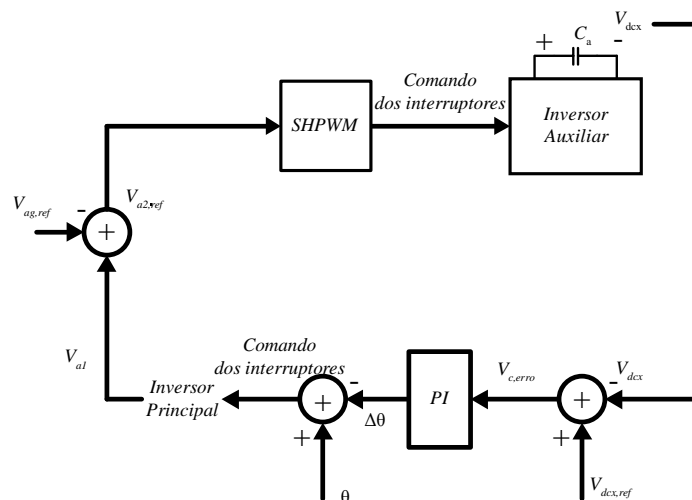


Figura 16. Diagrama de blocos do controle em malha fechada, (Jingsheng, Corzine *et al.*, 2008).

Nesse sistema de controle, a tensão no capacitor flutuante é subtraída da tensão de referência, produzindo um erro de tensão ( $V_{c,erro}$ ), que passa por um controlador proporcional integral (PI) e gera a ação de controle que é a própria variação do ângulo de comutação do inversor principal ( $\Delta\theta$ ), (Jingsheng, Corzine *et al.*, 2008), (Khoucha, Ales *et al.*, 2010).

Ainda, o inversor híbrido de (Ulrich e Bendre, 2009), também utiliza modulação híbrida. O inversor NPC é modulado em baixa frequência, utilizando a técnica de eliminação seletiva de harmônicas, com apenas um ângulo de comutação calculado para realizar a eliminação da 5ª harmônica. Já as células em ponte completa são moduladas por largura de pulso.

A regulação de tensão nos capacitores flutuantes é feita de forma independente, utilizando um controlador que produz uma ação de controle com um fator de escala com amplitude próxima à unitária, conforme mostra a Figura 17. Na qual  $V_{cc}$  é a tensão de referência CC,  $V_{c1a(ref)}$  é a tensão de referência da célula em ponte completa,  $V_{c1a}$  é a tensão medida da célula monofásica em ponte completa,  $V_{a1}$  é a tensão sintetizada pelo conversor NPC,  $V_{a(ref)}$  é a tensão de referência de fase e  $V_{a2(ref)}$  é a tensão de referencia da célula monofásica em ponte completa.

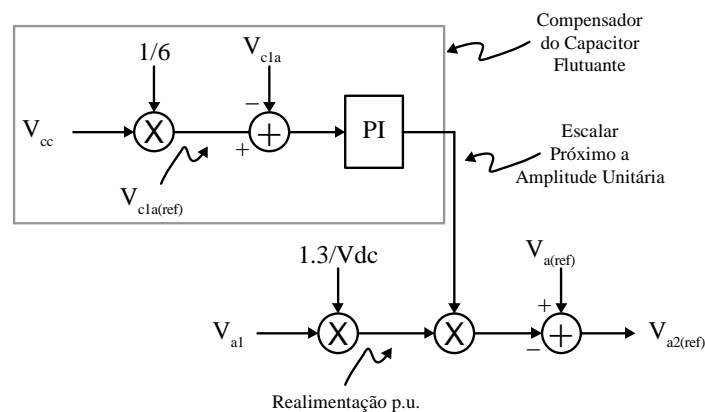


Figura 17. Diagrama de controle dos capacitores flutuantes, (Ulrich e Bendre, 2009).

Se o fator de escala for maior que 1 ( $u_m$ ),  $V_{a2(ref)}$  contém uma pequena parcela CA positiva da componente fundamental, que, combinada à corrente de carga, resulta em uma pequena parcela de potência positiva, permitindo a redução da tensão sobre o capacitor. Se o escalar for menor que 1 ( $u_m$ ),  $V_{a2(ref)}$  contém uma pequena parcela CA negativa da componente fundamental, que, combinada à corrente de carga, resulta em uma pequena parcela de potência ativa negativa e no aumento da tensão sobre o capacitor.

A regulação de tensão nas células em ponte completa é obtida, devido ao fato de que as células não processam potência ativa. Uma vez que o inversor (Ulrich e Bendre, 2009), opera com a razão cíclica fixa minimizando a componente harmônica de 5ª ordem, é necessário então ajustar a tensão de alimentação da fonte CC, para a demanda de potência da carga, considerando que o ajuste de tensão da fonte produz efeito similar à variação do índice de modulação de amplitude. Logo, a Figura 18 apresenta o diagrama de blocos do sistema de controle para a regulação de tensão da fonte CC principal, que é feito através do fator de escala para um valor médio de amplitude unitária.

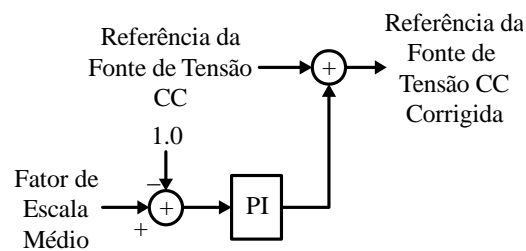


Figura 18. Diagrama de blocos do ajuste da tensão CC, (Ulrich e Bendre, 2009).

O fator de escala médio (*Average Scaling Factor*) é obtido a partir da média dos seis fatores de escala dos controladores das células em ponte completa (Ulrich e Bendre, 2009). Dessa forma o controlador PI produz um fator de correção para a tensão da fonte de alimentação CC.

Além disso, alguns trabalhos também demonstram que a tensão de modo comum sintetizada apresenta impacto sobre as quantidades de energia processada por cada conversor (principal e auxiliares). Como exemplo, (Veenstra e Rufer, 2005) realizam uma análise para o inversor multinível híbrido com única fonte CC mostrado na Figura 5, composto por um inversor principal trifásico NPC com três níveis e células auxiliares (células monofásicas três níveis em ponte completa) conectadas em série. A Figura 19 apresenta os resultados da comparação para diferentes tensões de modo comum adicionadas aos sinais de referência.

Na Figura 19, o autor apresenta as tensões de referência ( $u^*$ ), tensão de modo comum ( $u_{cm}^*$ ), tensão de fase sintetizada pelo inversor ( $u$ ), corrente de carga ( $i$ ), tensão de saída do inversor principal ( $u_m$ ) e do inversor auxiliar ( $u_s$ ), potência instantânea processada pelo inversor principal ( $P_m$ ) pelo inversor auxiliar ( $P_s$ ) e a energia do inversor principal ( $E_m$ ) e do inversor auxiliar ( $E_s$ ). É possível observar que a tensão de modo comum impacta na energia processada pelas células, fazendo com que a célula auxiliar processe potência ativa negativa e,

dessa forma, fazendo com que a tensão do capacitor do inversor auxiliar cresça ao longo do tempo.

Para realizar o controle, (Veenstra e Rufer, 2005) utiliza um sistema de controle do tipo MPC – *Model-Predictive Control*, no qual as ações de controle de corrente são obtidas a partir de uma solução *online* de um horizonte finito de problemas de controle ótimo em malha aberta, usando o estado atual como estado inicial da planta.

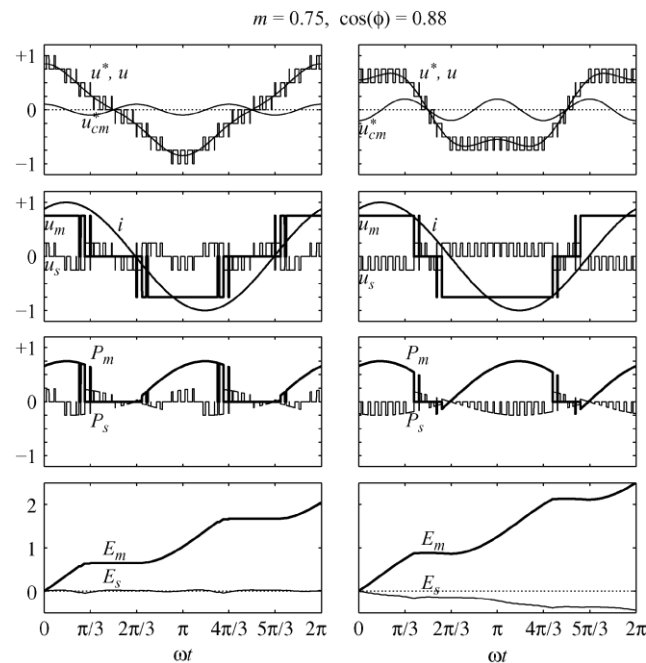


Figura 19. Influência da tensão de modo comum, (Veenstra e Rufer, 2005).

Uma tensão de modo comum é então adicionada às tensões de referência. Os três inversores auxiliares são regulados pela variação da tensão de modo comum. O algoritmo prevê a evolução dessas tensões como uma função dessa tensão de modo comum. Contudo, para que a regulação seja possível é necessário conhecer o modelo do inversor e da carga. O método descrito é executado em tempo real e as soluções devem ser encontradas em poucas iterações, antes da próxima amostra, nesse sentido é útil ter boas condições iniciais.

O método da adição da tensão de modo comum é interessante. Contudo, necessita de um método simples e sistemático para a determinação da tensão de modo comum.



## 2.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

Nesse capítulo, inicialmente foi apresentada uma revisão de conversores multiníveis que empregam apenas uma fonte de alimentação CC. Posteriormente, a topologia multinível em estudo neste trabalho foi descrita com detalhes, na qual a operação do conversor NPC (conversor principal) e do conversor monofásico em ponte completa (conversor auxiliar) são apresentadas. Também foi apresentada uma breve análise da relação de tensão (parâmetro  $k$ ) dos conversores, demonstrando seu impacto no número de níveis.

Posteriormente, foi apresentada uma revisão bibliográfica a respeito das técnicas de regulação de tensão nos capacitores flutuantes das células auxiliares, as quais foram classificadas em técnicas aplicadas a conversores multiníveis operando em baixa frequência e técnicas de regulação aplicadas a conversores que possuem tensão de saída PWM (estratégias de regulação híbridas).

### 3 ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO DO CONVERSOR MULTINÍVEL HÍBRIDO COM UMA FONTE CC

Esse capítulo descreve a estratégia modulação do conversor multinível híbrido com uma única fonte CC, apresentado no Capítulo 2 e mostrado novamente na Figura 20.

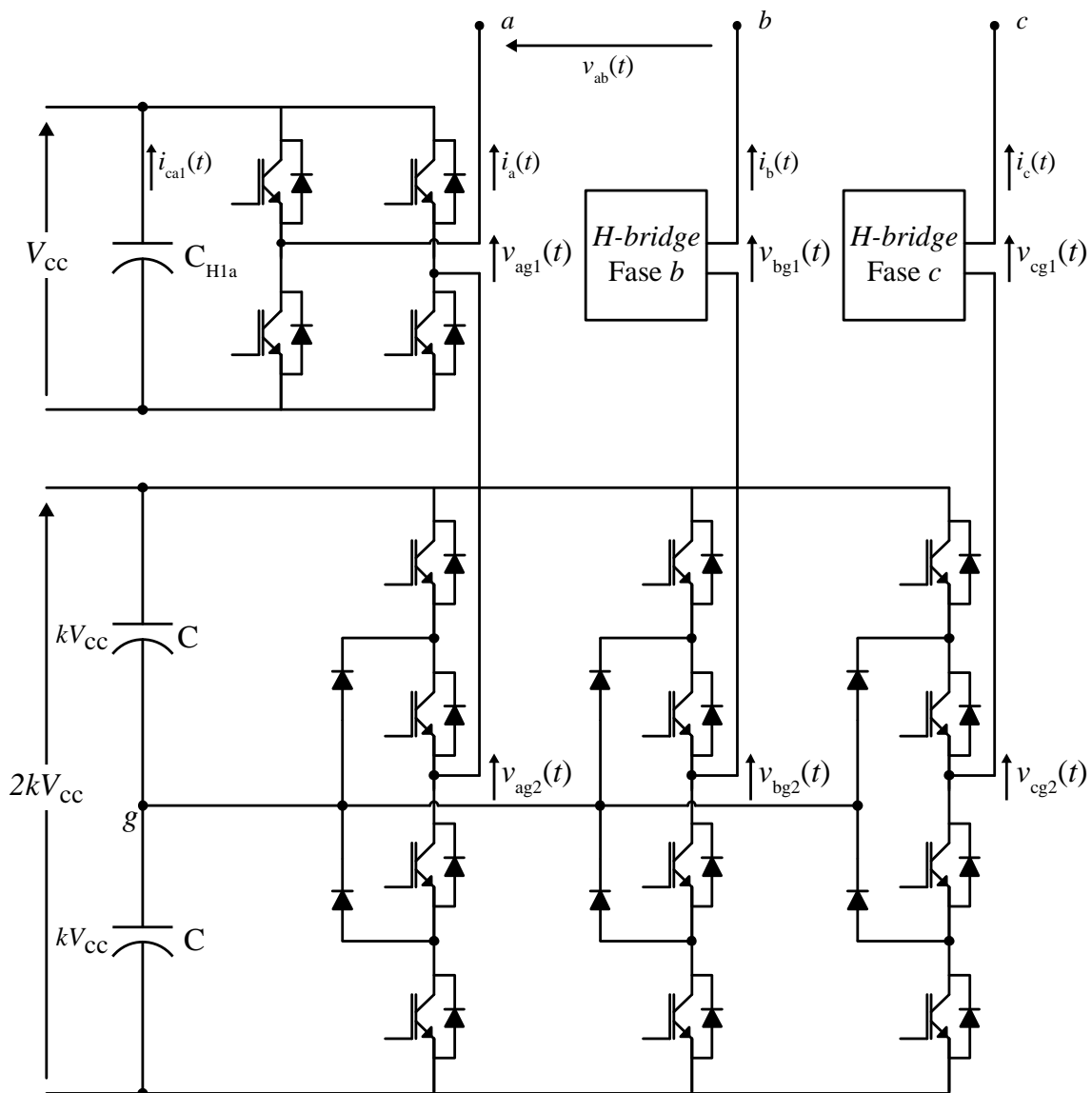


Figura 20. Conversor multinível híbrido com única fonte CC.

Idealmente, toda a potência ativa processada pelo conversor multinível híbrido é processada pelo conversor principal (conversor NPC trifásico). Devido a isso e também ao fato que nesse trabalho o conversor principal opera com maiores níveis de tensão

(configuração binária), o conversor NPC é modulado na frequência fundamental do sinal de referência, sendo o ângulo de comutação calculado para garantir que a componente fundamental da tensão de saída do conversor NPC seja igual à componente fundamental de saída de todo conversor multinível híbrido.

Devido ao fato que o conversor NPC sintetiza toda a componente fundamental de tensão, as células em ponte completa não processam potência ativa, podendo ser alimentadas por capacitores flutuantes. Como operam com menores níveis de tensão, as células em ponte completa são moduladas em alta frequência utilizando portadoras dispostas em fase (*Phase Disposition* - PD) e reproduzem o restante do sinal de referência não produzido pelo NPC. Contudo, o emprego da técnica de modulação por eliminação seletiva de harmônicas para o conversor principal pode levar as células monofásicas em ponte completa a operar na região de sobremodulação. Para evitar a operação das células monofásicas em ponte completa na região não linear, é possível adicionar uma tensão de modo comum aos sinais de referência de todas as células monofásicas em ponte completa da estrutura (Veenstra e Rufer, 2005), (Silva, Cordova *et al.*, 2011).

Nesse sentido, esse capítulo descreve detalhadamente a estratégia de modulação do conversor NPC e das células monofásicas em ponte completa. Também apresenta uma metodologia sistemática para a definição da tensão de modo comum adicionadas aos sinais de referência das células monofásicas em ponte completa, baseado em uma abordagem geométrica (Ryan, Lorenz *et al.*, 1999), (Carnielutti, Pinheiro *et al.*, 2012).

### 3.1 MODULAÇÃO DO CONVERSOR NPC

A modulação do conversor NPC é realizada de forma a garantir que o mesmo opere na frequência fundamental do sinal de referência, como mostrado na Figura 21, sendo o ângulo de comutação calculado para que a componente fundamental da tensão de saída do conversor NPC seja igual a fundamental da tensão de referência.

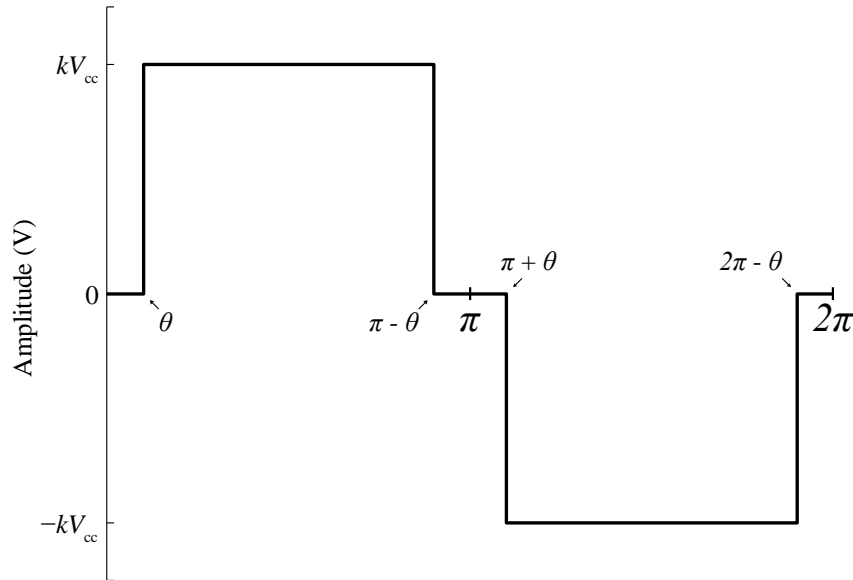


Figura 21. Tensão de braço  $v_{xg2}(t)$  do conversor NPC.

É usual empregar o índice de modulação de amplitude ( $m_a$ ) para expressar a relação entre o valor de pico da componente fundamental de tensão ( $V_1$ ) desejada para a tensão de fase de saída e a máxima tensão instantânea de fase que pode ser sintetizada pelo conversor. Para o conversor multinível mostrado na Figura 20, o índice de modulação de amplitude é definido como:

$$m_a = \frac{V_1}{(k+1)V_{cc}} \quad (5)$$

Por outro lado, o valor de pico da componente fundamental da tensão de fase sintetizada pelo conversor NPC pode ser obtida a partir da série de Fourier da forma de onda mostrada na Figura 21 e é dada por:

$$V_1 = \frac{4kV_{cc}}{\pi} \cos(\theta) \quad (6)$$

Combinando (5) e (6), é possível expressar o ângulo  $\theta$  em função do parâmetro  $k$ , e do índice de modulação em amplitude ( $m_a$ ), dado por:

$$\theta = \cos^{-1} \left( \frac{(k+1)\pi}{k} \frac{m_a}{4} \right) \quad (7)$$

Depois de obtido o ângulo de comutação  $\theta$  para uma componente fundamental de tensão desejada, os interruptores do conversor NPC são acionados de forma que a sua respectiva tensão de saída ( $v_{xg2}(t)$ ) seja dada pela seguinte expressão:

$$v_{xg2}(t) = \begin{cases} +kV_{cc}, & \frac{\theta}{\omega} \leq t \leq \frac{\pi - \theta}{\omega} \\ -kV_{cc}, & \frac{\pi + \theta}{\omega} \leq t \leq \frac{2\pi - \theta}{\omega} \\ 0, & \text{caso contrario} \end{cases} \quad (8)$$

onde  $\omega$  é a frequência angular da componente fundamental de tensão.

Para um parâmetro  $k = 1$  (configuração unitária) ou  $k = 2$  (configuração binária), a partir de (7) pode-se obter os valores do ângulo de comutação  $\theta$  para toda a faixa de variação de  $m_a$  como mostrado na Figura 30.

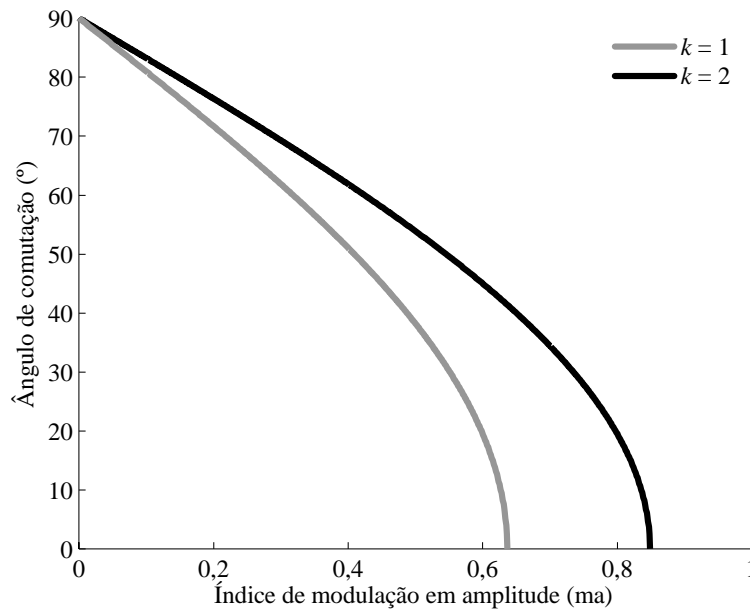


Figura 22. Ângulo de comutação *versus* índice de modulação para  $k = 1$  e  $k = 2$ .

Pode-se observar a partir de (7) e da Figura 22, para o parâmetro  $k = 2$ , que o máximo índice de modulação de amplitude que o conversor multinível com uma única fonte CC na configuração binária pode operar é 0,8488, quando o ângulo de comutação  $\theta$  é zero. Para valores maiores de  $m_a$ , o conversor NPC não teria capacidade de sintetizar a componente fundamental da tensão de referência e a célula monofásica em ponte completa da respectiva

fase deveria sintetizar a parcela restante da componente fundamental e, dessa forma, processaria potência ativa com essa estratégia de modulação. Então, também assumindo que a tensão do barramento CC das células monofásicas em ponte completa é o valor base para normalização de tensão ( $V_{cc} = 1$  p.u.), pode-se verificar que a máxima componente fundamental que pode ser sintetizada pelo conversor multinível híbrido, mantendo as tensões dos capacitores flutuantes reguladas, é 2,546 p.u., que é a componente fundamental da tensão de fase sintetizada pelo conversor NPC quando o ângulo de comutação  $\theta$  é zero.

### 3.2 MODULAÇÃO DAS CÉLULAS MONOFÁSICAS EM PONTE COMPLETA

A estratégia de modulação por abordagem geométrica em estudo utiliza sinais de referência definidos em termos de tensão de fase. Sem perda de generalidade, este estudo considera que as tensões de linha de saída ( $v_{ab}(t)$ ,  $v_{bc}(t)$ ,  $v_{ca}(t)$ ) são obtidas a partir de um conjunto de tensões de referência de fase ( $v_{an}(t)$ ,  $v_{bn}(t)$ ,  $v_{cn}(t)$ ), em coordenadas  $abc$ , cuja soma é zero (Carnielutti, Pinheiro *et al.*, 2012). No entanto resultados equivalentes podem ser obtidos expressando os sinais de referência em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$  ou em coordenadas síncronas  $dq$ .

Para o conversor multinível com única fonte CC sob análise, mostrado na Figura 20, a relação entre as tensões de braço do conversor multinível ( $v_{ag}(t)$ ,  $v_{bg}(t)$ ,  $v_{cg}(t)$ ) e as suas tensões de linha ( $v_{ab}(t)$ ,  $v_{bc}(t)$ ,  $v_{ca}(t)$ ) é dada por:

$$\begin{aligned} v_{ab}(t) &= v_{ag}(t) - v_{bg}(t) \\ v_{bc}(t) &= v_{bg}(t) - v_{cg}(t) \\ v_{ca}(t) &= -v_{ab}(t) - v_{bc}(t) \end{aligned} \quad (9)$$

onde  $v_{ca}(t)$  pode ser expressa como uma combinação linear das demais tensões de linha.

Com o objetivo de obedecer a uma relação única entre as tensões de fase e as tensões de linha de saída, uma variável de tensão adicional é definida, representada como uma tensão de modo comum  $v_o(t)$ . Dessa forma, as tensões de linha de saída podem ser expressas como:

$$\begin{bmatrix} v_{ab}(t) \\ v_{bc}(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ag}(t) \\ v_{bg}(t) \\ v_{cg}(t) \end{bmatrix} \quad (10)$$

Por outro lado, como previamente mencionado, as tensões de linha de saída são obtidas a partir das tensões de referência de fase ( $v_{an}(t)$ ,  $v_{bn}(t)$  e  $v_{cn}(t)$ ). Como resultado, as tensões de braço do conversor podem ser expressas da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} v_{ag}(t) \\ v_{bg}(t) \\ v_{cg}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{an}(t) \\ v_{bn}(t) \\ v_{cn}(t) \end{bmatrix} + v_o(t) \quad (11)$$

Convém destacar que a adição de uma tensão de modo comum  $v_o(t)$  às tensões de fase do conversor não apresenta influência sobre as tensões de linha de saída, uma vez que a tensão de modo comum aplicada é comum às três fases do conversor.

Já os sinais modulantes para as células monofásicas em ponte completa são obtidos subtraindo a tensão sintetizada pelo conversor NPC  $v_{xg2}(t)$  da respectiva referência da tensão de fase  $v_{xn}(t)$ . Dessa forma as tensões de saída do conversor NPC ( $v_{xg2}(t)$ ) são consideradas restrições para obtenção dos sinais de referências das células em ponte completa.

Além disso, como pode ser verificado em (11), uma tensão de modo comum  $v_o(t)$  é adicionada aos sinais de referência das células em ponte completa, para garantir que as mesmas operem na região linear. Assim, os sinais modulantes  $v_{xg1}^*(t)$  para as células em ponte completa são dados por:

$$v_{xg1}^*(t) = v_{xn}(t) - v_{xg2}(t) + v_o(t) \quad (12)$$

As células monofásicas em ponte completa possuem capacidade de sintetizar tensões entre  $+V_{cc}$  e  $-V_{cc}$ . Dessa forma, os sinais modulantes das células em ponte completa  $v_{xg1}^*(t)$  devem respeitar esses limites, para que não operem na região de sobremodulação, ou seja:

$$-V_{cc} \leq v_{xg1}^*(t) \leq +V_{cc} \quad (13)$$

Substituindo (12), que define os sinais modulantes para as células em ponte completa, em (13), é obtido um novo conjunto de restrições, sendo que  $x = a, b, c$ :

$$-V_{cc} \leq v_{xn}(t) - v_{xg2}(t) + v_o(t) \leq +V_{cc} \quad (14)$$

Isolando a tensão de modo comum são obtidas restrições para a tensão de modo comum, dadas por:

$$v_o(t) \leq +V_{cc} - v_{xn}(t) + v_{xg2}(t) \quad (15)$$

$$v_o(t) \geq -V_{cc} - v_{xn}(t) + v_{xg2}(t) \quad (16)$$

Então, para obtenção de uma tensão de modo comum que garanta a operação do inversor na região linear é necessário que a seguinte desigualdade seja satisfeita:

$$u_{\min}(t) \leq v_o(t) \leq u_{\max}(t) \quad (17)$$

$$u_{\min}(t) = \max(c_{a2}, c_{b2}, c_{c2}) \quad (18)$$

$$u_{\max}(t) = \min(c_{a1}, c_{b1}, c_{c1}) \quad (19)$$

sendo:

$$c_{x1}(t) = +V_{cc} - v_{xn}(t) + v_{xg2}(t), \quad x = a, b, c \quad (20)$$

$$c_{x2}(t) = -V_{cc} - v_{xn}(t) + v_{xg2}(t), \quad x = a, b, c \quad (21)$$

Depois de obtidos os valores limites de  $v_o(t)$  a partir de (18) e (19), é obtida uma região de possíveis valores de tensão de modo comum que garante a operação na região linear das células monofásicas em ponte completa. Neste trabalho, a tensão de modo comum escolhida é o valor médio dos limites máximo e mínimo, ou seja:

$$v_o(t) = \frac{u_{\min}(t) + u_{\max}(t)}{2} \quad (22)$$

Assim, existindo uma região linear de operação, a adição dessa tensão de modo comum idealmente garante que as células monofásicas em ponte completa não processam potência ativa, sem distorcer as tensões de linha sintetizadas pelo conversor multinível.



### 3.3 SISTEMA DE CONTROLE PARA REGULAÇÃO DE TENSÃO DOS CAPACITORES FLUTUANTES

Para que as tensões nos capacitores flutuantes que compõem os barramentos CC das células monofásicas em ponte completa se mantenham reguladas é necessário garantir que as respectivas células em ponte completa idealmente não processem potência ativa.

Assumindo que a corrente CA de saída de uma célula monofásica em ponte completa é senoidal, a potência ativa processada pela mesma pode ser dada por:

$$P = V_1 I \cos(\varphi) \quad (23)$$

onde  $V_1$  é o valor eficaz da componente fundamental da tensão CA de saída,  $I$  é o valor eficaz da corrente CA de saída de uma célula monofásica em ponte completa, e  $\varphi$  é o ângulo de defasagem entre a componente fundamental de tensão e corrente.

A partir de (23) percebe-se que a potência ativa processada por uma célula monofásica em ponte completa será nula se o ângulo de defasagem  $\varphi$  é igual a  $90^\circ$  ou à  $-90^\circ$  (tensão e corrente em quadratura). Além disso, a tensão média no barramento CC também pode ser mantida constante ao garantir que a célula em ponte completa sintetize uma componente fundamental de tensão nula. Essa forma de regulação é empregada nesse trabalho a partir da estratégia de modulação descrita anteriormente, sendo o conversor NPC responsável por sintetizar toda a componente fundamental de tensão da referência.

Dessa forma, o balanço de tensão nos capacitores é garantido naturalmente pela estratégia de modulação proposta neste trabalho. No entanto, na prática, desequilíbrios de tensão podem ocorrer devido a alguns fatores, tais como distorção harmônica da corrente de saída, diferença nos tempos de subida e de descida dos interruptores, tempo morto nos sinais de comando dos interruptores, perdas no conversor e resolução da modulação por largura de pulso.

Então, é necessária a utilização de um sistema de controle realimentado que realize a regulação de tensão CC sobre os capacitores flutuantes das células em ponte completa. Esse sistema de controle deve ser individual para cada capacitor flutuante conectado a uma célula em ponte completa, fazendo com que cada célula processe uma pequena parcela de potência ativa necessária para realizar a regulação de tensão do capacitor de acordo com sua tensão de referência.

A Figura 23 apresenta o diagrama de blocos simplificado do sistema de controle das células monofásicas em ponte completa, na qual  $C(s)$  é o compensador projetado,  $M(s)$  é um ganho em baixas frequências dado pelo valor de pico da corrente fundamental de saída e  $G(s)$  é o modelo da célula monofásica em ponte completa.

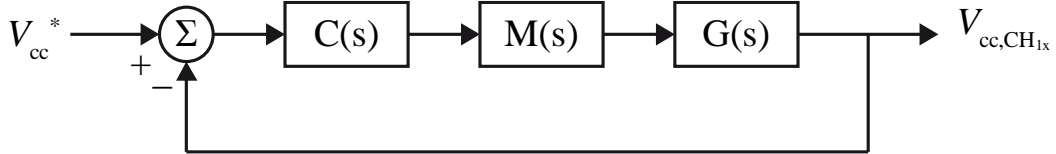


Figura 23. Diagrama de blocos do sistema de controle em malha fechada da célula monofásica em ponte completa.

O sistema de controle empregado para a regulação das tensões dos capacitores das células flutuantes é mostrado na Figura 24, (Silva, Cordova *et al.*, 2011). A tensão sobre o capacitor flutuante ( $V_{cc,CH1x}$ ) é subtraída da tensão CC de referência para a célula ( $V_{cc}^*$ ), produzindo um sinal de erro que é aplicado a um compensador proporcional-integral (PI) e posteriormente, a um limitador. A saída do limitador é multiplicada pela componente fundamental da corrente da respectiva fase  $i_{1x}(t)$  da célula monofásica em ponte completa. A saída do multiplicador é subtraída da referência  $v_{xg1}^*(t)$ , da célula em ponte completa, gerando um novo sinal modulante  $v_{xg1c}^*(t)$ .

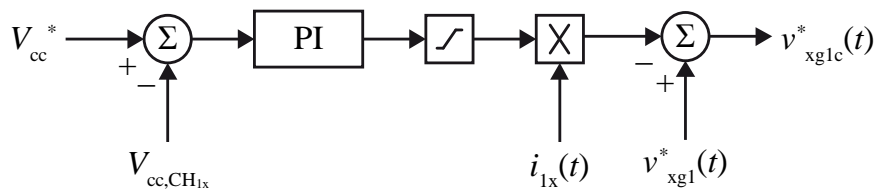


Figura 24. Diagrama de blocos do sistema de controle para regulação das tensões dos barramentos CC das células em ponte completa.

A multiplicação da ação de controle pela componente fundamental da corrente de fase deve-se ao fato de que a máxima quantidade de potência ativa é processada quando a tensão e a corrente estão em fase. Dessa forma, pode-se regular as tensões do barramento CC das células monofásicas em ponte completa com as menores correções possíveis dos sinais modulantes, evitando a distorção das tensões de linha do conversor multinível híbrido. Neste trabalho, a componente fundamental de corrente de fase ( $i_{1x}(t)$ ) é extraída utilizando um filtro de Kalman (Cardoso, Camargo *et al.*, 2006).

Para ilustrar a operação do sistema de controle mostrado na Figura 24, pode-se citar a situação em que a tensão em um capacitor flutuante é menor que a sua tensão de referência. Nesse caso, a saída do compensador PI é positiva, resultando em um sinal modulante  $v_{xg1c}^*(t)$  para a célula monofásica em ponte completa com componente fundamental negativa em fase com a corrente de saída da célula, uma componente fundamental de tensão negativa e em fase com a corrente de saída resultará em um consumo de potência ativa pela célula e o consequente aumento da tensão do barramento CC.

De forma similar, quando a tensão no capacitor da célula em ponte completa for maior que a sua tensão de referência, a célula fornece uma pequena parcela de potência ativa a fim de realizar a regulação de tensão no capacitor.

As seções seguintes apresentam a obtenção do modelo dinâmico da célula monofásica e o projeto do compensador PI, aplicado ao sistema de controle para regulação das tensões dos barramentos CC das células em ponte completa.

### 3.3.1 Modelagem dinâmica da célula em ponte completa

Para realizar o projeto do compensador PI empregado no sistema de controle mostrado na Figura 24, deve-se obter um modelo que descreva o comportamento dinâmico da tensão do barramento CC com variações na tensão de saída do conversor monofásico em ponte completa (Silva, Cordova *et al.*, 2011). Este modelo dinâmico é obtido a partir do balanço de potência ativa, fazendo uso do circuito simplificado mostrado na Figura 25.

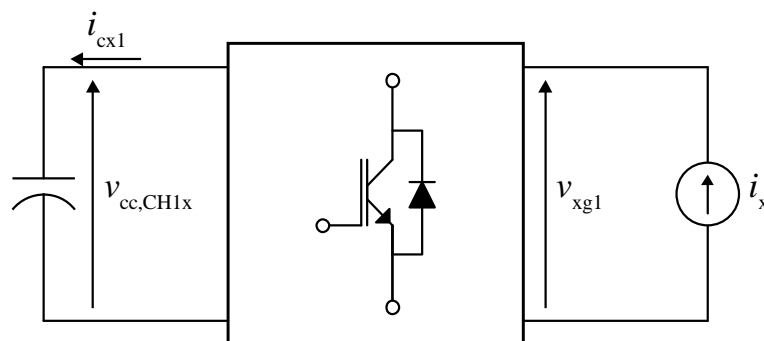


Figura 25. Circuito simplificado para obtenção do modelo dinâmico da célula monofásica em ponte completa, (Silva, Cordova *et al.*, 2011).

Para a obtenção do modelo dinâmico, assume-se que tanto a corrente CA quanto a tensão CA de saída do conversor sejam senoidais, ou seja:

$$i_x = i_{a,pico} \cos(\omega t) \quad (24)$$

$$v_{xg1} = v_{xg1,pico} \cos(\omega t) \quad (25)$$

Dessa forma, a potência instantânea do lado CA é dada pela Equação (26), (Silva, Cordova *et al.*, 2011).

$$p(t) = i_x(t)v_{xg1}(t) \quad (26)$$

Substituindo (24) e (25) em (26), obtém-se:

$$p(t) = \frac{i_{x,pico}v_{xg1,pico}}{2} (1 + \cos(2\omega t)) \quad (27)$$

Considerando que a parcela  $\cos(2\omega t)$  possui valor médio nulo, a potência ativa processada pelo conversor monofásico em ponte completa é dada por:

$$P = \frac{i_{x,pico}v_{xg1,pico}}{2} \quad (28)$$

Então, realizando o balanço de potência ativa processada pelo barramento CC e na saída do conversor, tem-se que (Silva, Cordova *et al.*, 2011):

$$\frac{C_{CH1x}}{2} \frac{d(v_{cc,CH1x})^2}{dt} \approx \frac{i_{x,pico}v_{xg1,pico}}{2} \quad (29)$$

A característica não linear da planta requer a utilização de um método de linearização. Nesse sentido, o valor de pico da tensão de saída do conversor (variável de entrada) e a tensão do barramento CC (variável de saída) são perturbadas, e os elementos constantes (regime permanente) e de segunda ordem são eliminados, resultando na seguinte equação diferencial linear:

$$2v_{cc,CH1x}C_{CH1x} \frac{d(\hat{v}_{cc,CH1x}(t))}{dt} \approx i_{x,pico} \hat{v}_{xg1,pico}(t) \quad (30)$$

Aplicando a transformada de Laplace na Equação (30) e rearranjando é possível obter a função de transferência da tensão do barramento CC ( $v_{cc,CH1x}$ ) pelo valor de pico da componente fundamental de tensão de saída da célula ( $v_{xgl}$ ):

$$G(s) = \frac{v_{cc,CH1x}(s)}{v_{xgl,pico}(s)} \approx \frac{i_{x,pico}}{2v_{cc,CH1x}C_{CH1x}s} \quad (31)$$

O projeto do controlador para a célula em ponte completa deve ser feito com base no modelo obtido, para o controle da tensão do barramento CC.

### 3.3.1.1 Projeto do compensador para a célula monofásica em ponte completa

Com o modelo da célula em ponte completa da Equação (31) e os parâmetros da Tabela 5, obtém-se a função de transferência que representa o comportamento dinâmico da tensão do barramento CC da célula em ponte completa:

$$G(s) = \frac{4,43}{(0,13536)s} \quad (32)$$

Como o sistema de controle será implementado em um processador digital de sinais, realiza-se a discretização da planta pelo método ZOH – *Zero Order Hold*, utilizando a frequência de amostragem de 5,4 kHz, resultando no seguinte modelo discreto no tempo:

$$G(z) = \frac{0,006061}{z-1} \quad (33)$$

O controlador PI é então projetado utilizando a ferramenta *Sisotool* do Matlab, conforme mostra a Figura 26.

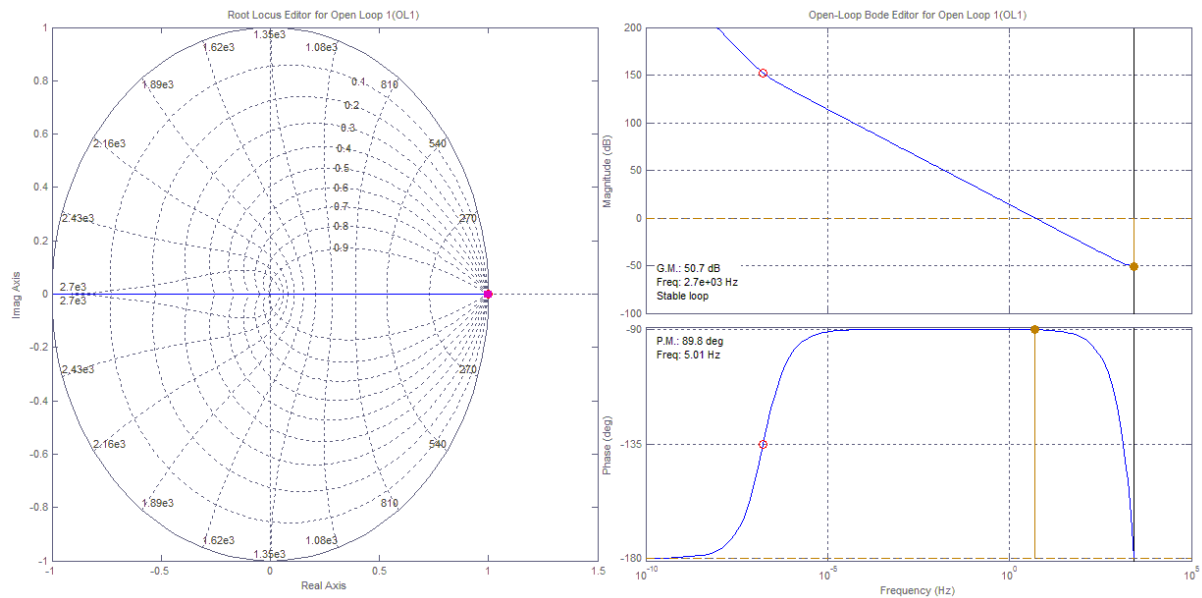


Figura 26. Projeto do controlador PI das células em ponte completa.

Como é possível observar a frequência de cruzamento é 5 Hz, devido ao fato de que frequências de cruzamento maiores acabam distorcendo ainda mais a tensão de saída de fase, e conseqüentemente a corrente de carga e a tensão de linha. A função de transferência do controlador discreto é apresentada em (34).

$$G_c(z) = \frac{0,9613z - 0,9613}{z - 1} \quad (34)$$

### 3.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação para validar a análise teórica da modulação por abordagem geométrica para o conversor multinível com única fonte CC. Nesse sentido, inicialmente é realizada a análise e o projeto de um inversor multinível trifásico na configuração binária ( $k = 2$ ), na qual é determinado o ângulo de comutação do inversor NPC para que seja garantida a componente fundamental de tensão desejada.

### 3.4.1 Modulação por abordagem geométrica para inversor multinível

Para o inversor multinível em estudo alguns parâmetros são definidos, de acordo com a Tabela 5. Para simulação da estrutura do inversor multinível é utilizado o software PSIM.

**Tabela 5. Parâmetro do circuito para o conversor multinível operando como inversor multinível.**

Parâmetro	Valor
Tensão $V_{cc}$	62 V
Fator $k$	2
Frequência	60 Hz
Capacitor ( $C_{H1x}$ )	940 $\mu$ F
Frequência de comutação ( $f_s$ )	2,7 kHz
Frequência de amostragem	5,4 kHz
Índice de modulação ( $m_a$ )	0,84
Componente fundamental ( $V_1$ )	$156 V_{pico} = 110 V_{RMS}$
Corrente de fase ( $I_{1,pico}$ )	5,14 $A_{pico}$
Resistência de carga ( $R_L$ )	40,5 $\Omega$
Indutância de carga ( $L_L$ )	15 mH

A Figura 22 apresenta a relação entre o índice de modulação e o ângulo de comutação, onde é possível obter um índice de modulação máximo de 0,8488. Para as simulações aqui apresentadas será considerado um índice de modulação de 0,84, o qual está muito próximo ao limite máximo sintetizável pelo inversor NPC. Definido o índice de modulação, é então definida a tensão  $V_{cc}$  considerando que  $k = 2$  e a componente fundamental de tensão deve ser  $110 V_{RMS}$ , resultando em um valor de 62 V. Logo, a tensão de alimentação do barramento CC do inversor NPC deve ser quatro vezes maior ( $2kV_{cc}$ ), resultando em um barramento total de 248V.

Dessa forma para um índice de modulação de 0,84 e  $k = 2$  o ângulo de comutação do inversor NPC é obtido através da seguinte equação:

$$\theta = \cos^{-1} \left( \frac{(2+1) \pi}{2} \frac{0,84}{4} \right) = 8,269^\circ \quad (35)$$

De acordo com o ângulo de comutação obtido, a tensão de saída produzida pelo inversor NPC ( $v_{xg2}(t)$ ) é apresentada na Figura 27, juntamente com o sinal de referência de fase amostrado  $v_{xn}(t)$ .

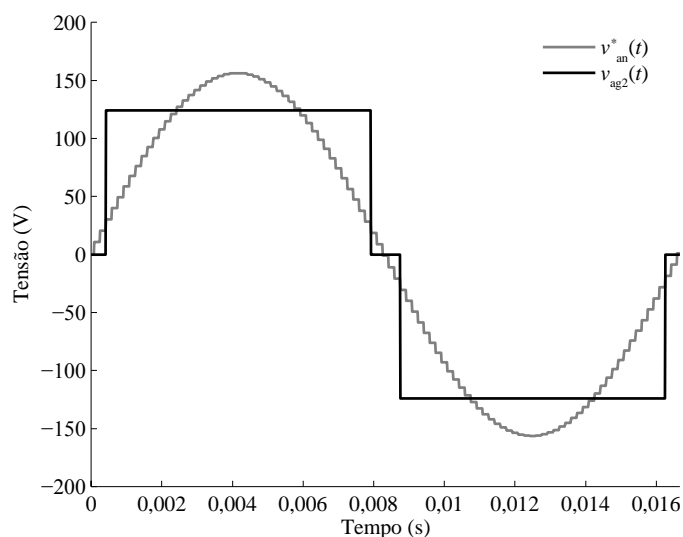


Figura 27. Tensão de saída do inversor NPC ( $v_{xg2}(t)$ ) e tensão de referência ( $v_{xn}^*(t)$ ).

O ângulo de comutação calculado em (35), garante que o inversor NPC sintetize toda a componente fundamental da referência ( $V_1$ ), neste caso  $V_1 = 156,2$  V. De acordo com o espectro da tensão de saída do inversor  $v_{xg2}(t)$ , mostrado na Figura 28, é possível verificar que a componente fundamental de tensão da forma de onda mostrada na Figura 27 possui amplitude de 156 V, conforme definido anteriormente na Tabela 5, referente aos parâmetros de simulação.

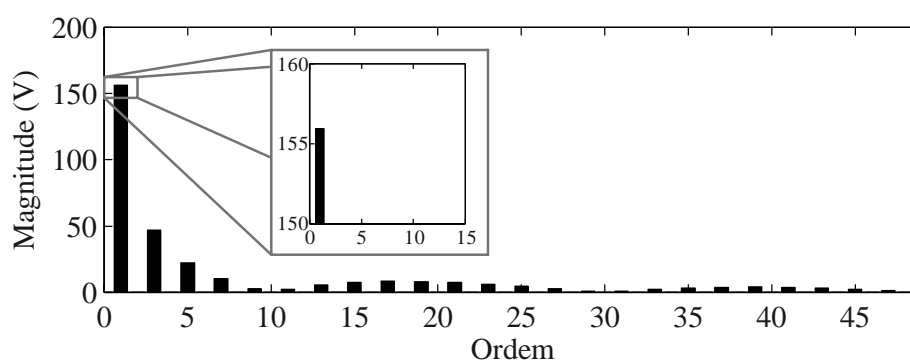


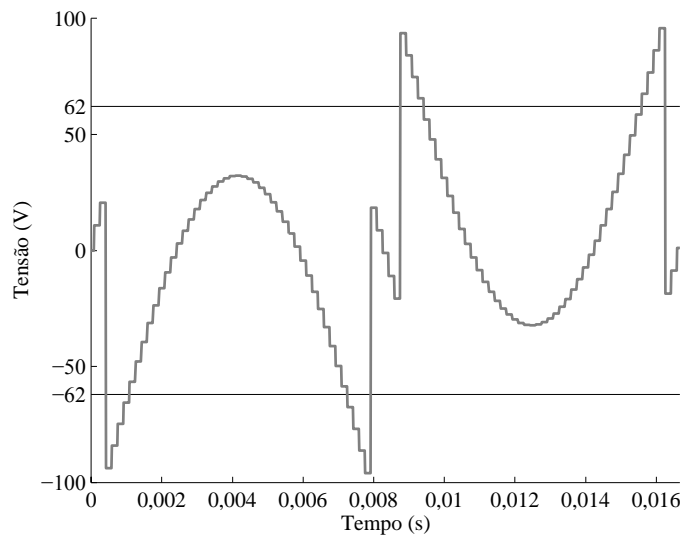
Figura 28. Espectro da tensão de saída do inversor NPC ( $v_{xg2}(t)$ ).

Nas estratégias de modulação híbridas (Manjrekar, Steimer *et al.*, 2000), o sinal de referência das células de menor tensão é calculada a partir do sinal de referência de fase, da qual é subtraída a tensão sintetizada pelas células de maior tensão. Para o conversor multinível em estudo, a tensão de referência da célula monofásica em ponte completa deveria ser dada por:



$$v_{xg1}^*(t) = v_{xn}(t) - v_{xg2}(t) \quad (36)$$

Usando (36), obtém o sinal de referência mostrado na Figura 29. No entanto é possível observar que a tensão de referência da célula em ponte completa  $v_{xg1}^*(t)$  é maior que a capacidade de síntese de tensão da célula, ou seja, a célula operaria na região de sobremodulação.



**Figura 29. Referência para a célula em ponte completa, considerando uma estratégia de modulação híbrida, (Manjrekar, Steimer *et al.*, 2000).**

Dessa forma, é então determinada uma tensão de modo comum que será adicionada aos sinais de referência das células em ponte completa, para garantir que as mesmas operem na região linear. Com base em (15) e (16), que determinam as restrições para as tensões de modo comum, são obtidas duas curvas limites para a tensão de modo comum, a partir de (18) e (19),  $u_{\min}(t)$  e  $u_{\max}(t)$  respectivamente. A Figura 30 apresenta as curvas de  $u_{\min}(t)$  e  $u_{\max}(t)$ , que determinam uma região de possíveis valores de tensão de modo comum, que quando aplicados junto as referências das células em ponte completa garantem que as mesma operem na região linear.

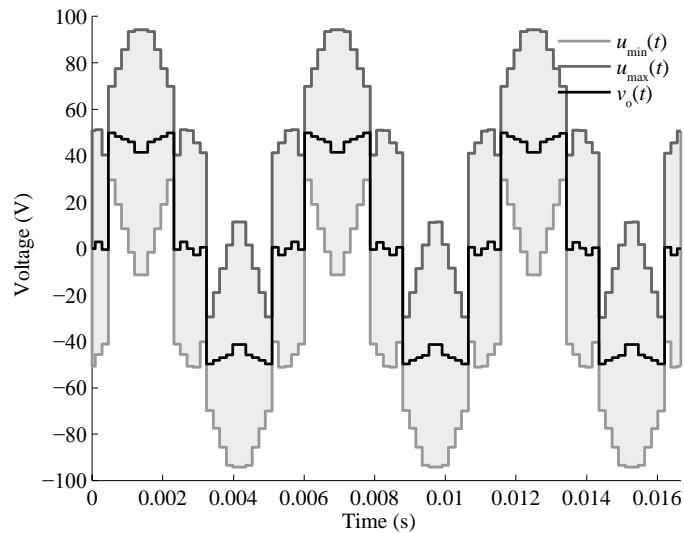


Figura 30. Região de tensão de modo comum ( $m_a = 0,84$  e  $k = 2$ ).

Qualquer valor escolhido entre esses limites é válido e resultarão nas mesmas tensões de linha, embora possa afetar outros índices, tal como rendimento. Neste estudo, utiliza-se uma tensão de modo comum  $v_o(t)$  dada pela média aritmética dos limites máximos e mínimos, também mostrada na Figura 30.

Definida a tensão de modo comum, a mesma é somada a tensão de referência das células em ponte completa, conforme (11). Assim, é possível verificar, através da Figura 31, que a referência da célula em ponte completa, após a adição da tensão de modo comum, está na faixa de operação linear.

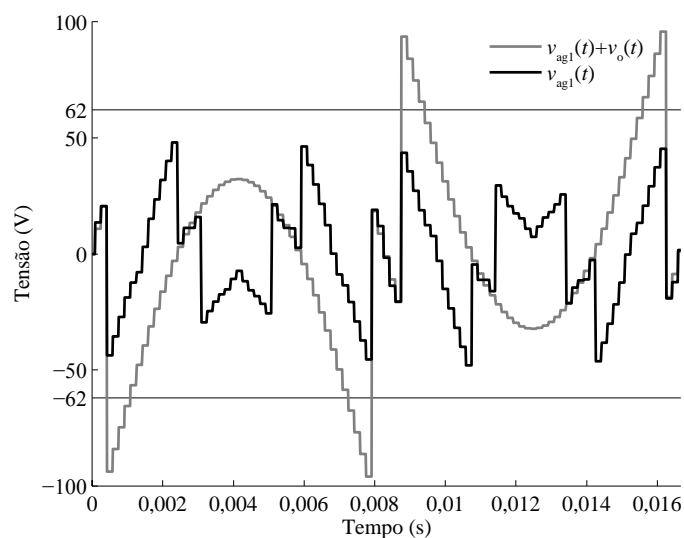
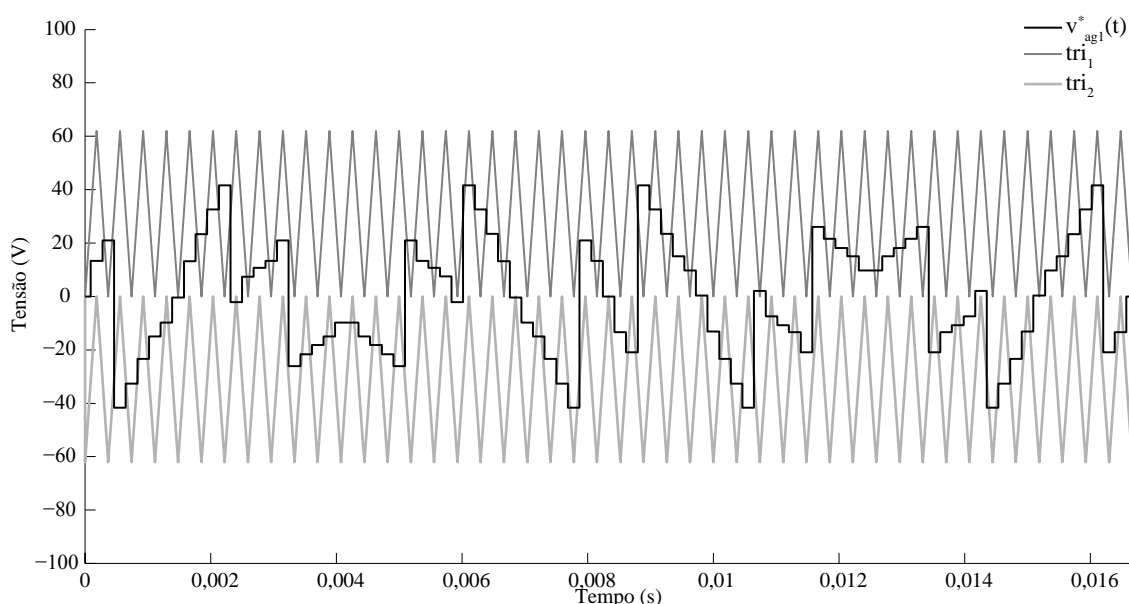


Figura 31. Referência da célula em ponte completa com adição da tensão de modo comum ( $m_a = 0,84$  e  $k = 2$ ).

As células monofásicas em ponte completa são moduladas utilizando portadoras dispostas em fase (PD – *Phase Disposition*). Sendo que as células sintetizam três níveis distintos de tensão, são necessárias duas portadoras dispostas em fase, conforme mostra a Figura 32. Nessa técnica de modulação, a harmônica mais significativa concentra-se na frequência das portadoras na tensão de fase. Contudo, a mesma desaparece nas tensões de linha, resultando em tensões de linha com reduzida THD (Rech, 2005).



**Figura 32.** Portadoras dispostas em fase e o sinal de referência da célula monofásica em ponte completa da fase a ( $v_{ag1}^*(t)$ )

A Figura 33 apresenta a tensão de saída produzida pela célula em ponte completa  $v_{xg1}(t)$  e sua respectiva referência  $v_{xg1}^*(t)$ . Obtendo o espectro harmônico da forma de onda de saída da célula em ponte completa, Figura 34, observa-se que a mesma não sintetiza nenhuma parcela da componente fundamental de tensão. Isso ocorre devido ao fato de que o inversor NPC sintetiza toda a componente fundamental de tensão e garante que a tensão média sobre o capacitor flutuante da célula seja mantida constante.

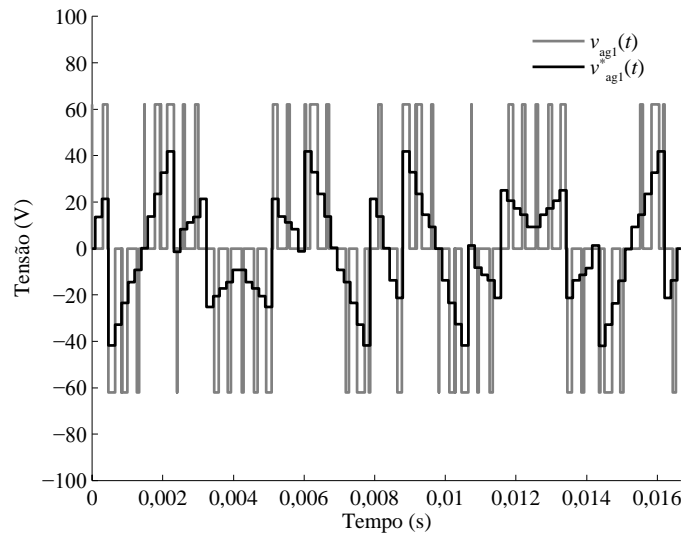


Figura 33. Tensão de saída da célula em ponte completa  $v_{xg1}(t)$  e referência  $v_{xg1}^*(t)$ .

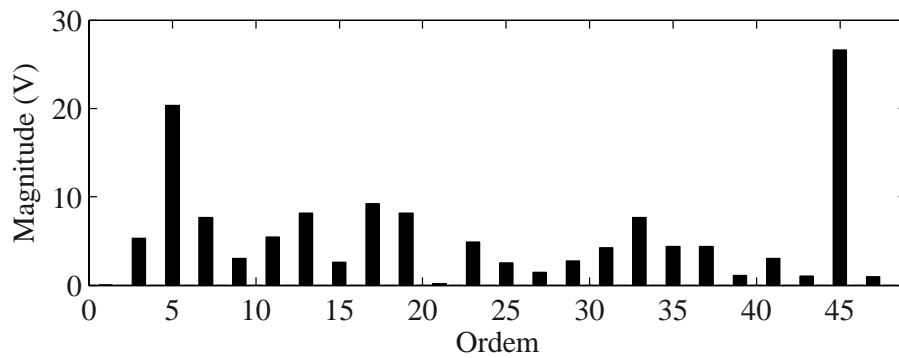
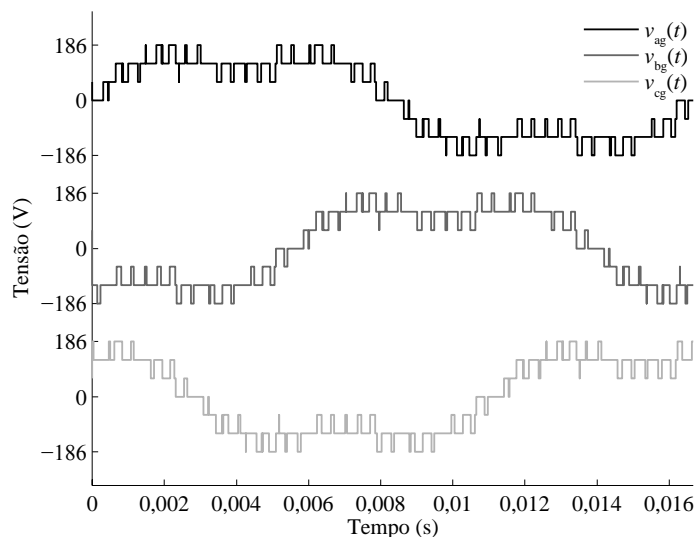
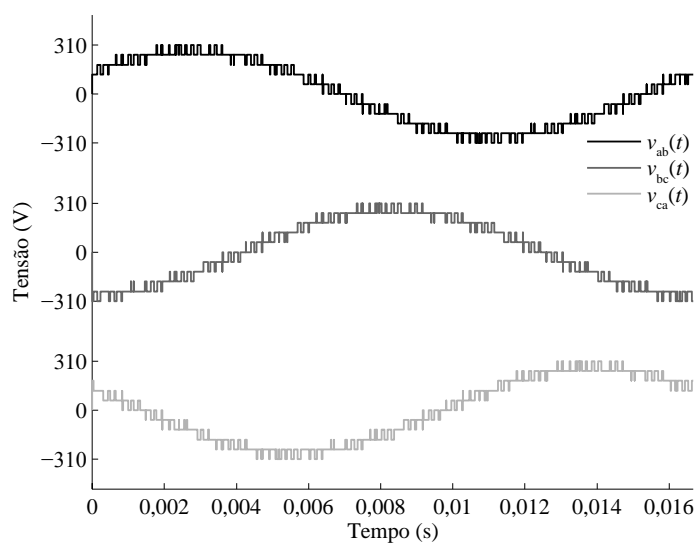


Figura 34. Espectro harmônico da tensão de saída da célula em ponte completa ( $v_{xg1}(t)$ ).

A adição da tensão de modo comum aos sinais de referência das células em ponte completa resulta em distorção na tensão de fase, conforme mostra a Figura 35. Contudo as tensões de linha permanecem equilibradas e apresentam baixa distorção harmônica, conforme mostra a Figura 36.



**Figura 35. Tensões de fase produzidas pelo inversor.**



**Figura 36. Tensões de linha do inversor.**

O espectro harmônico da tensão da fase a é mostrado na Figura 37, na qual é possível verificar a presença significativa de uma componente harmônica de 3ª ordem, referente a adição de tensão de modo comum, e uma componente harmônica de 45ª ordem, referente à modulação PD-PWM. A tensão de fase apresenta ainda uma THD de 42,01 %. Já o espectro harmônico da tensão de linha  $v_{ab}$  é apresentado na Figura 38, sendo possível verificar que a mesma não apresenta componentes harmônicas da modulação PD-PWM. A tensão de linha  $v_{ab}$  não é distorcida pela adição da tensão de modo comum, possuindo uma THD de 13,46%.

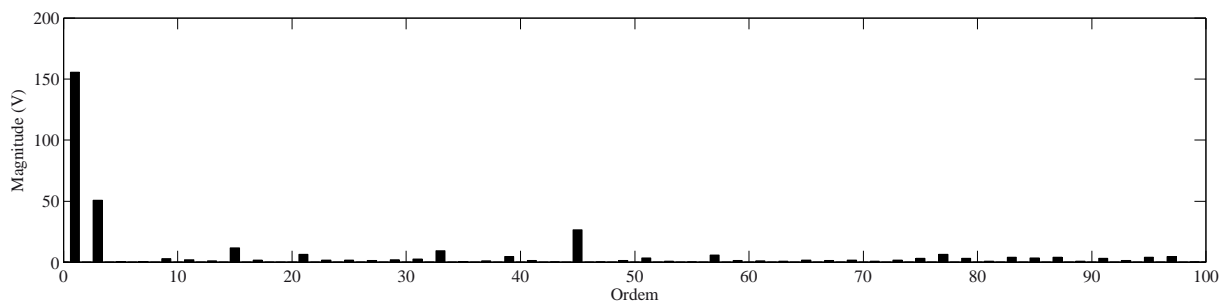


Figura 37. Espectro harmônico da tensão da fase a ( $v_{ag}(t)$ ) do inversor

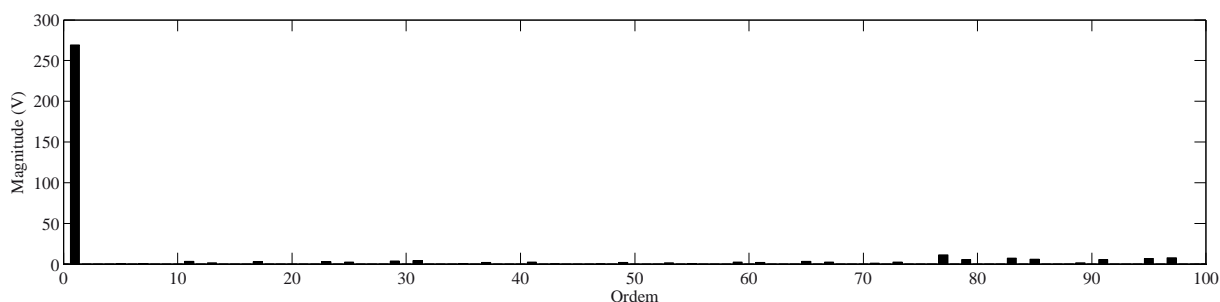
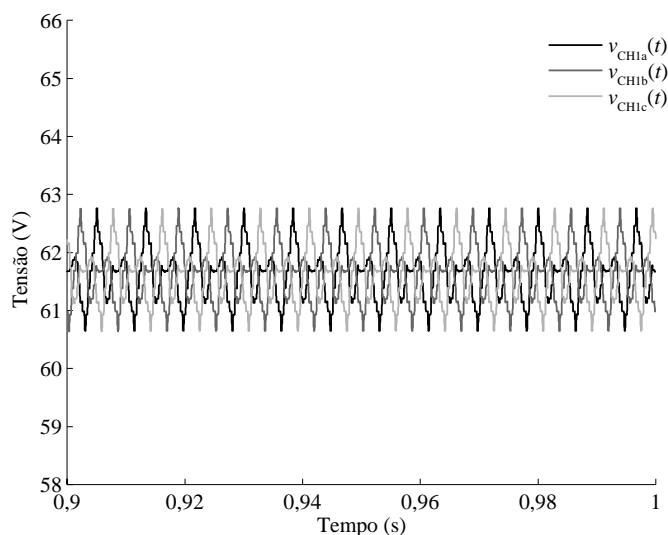


Figura 38. Espectro harmônico da tensão de linha ( $v_{ab}(t)$ ) do inversor

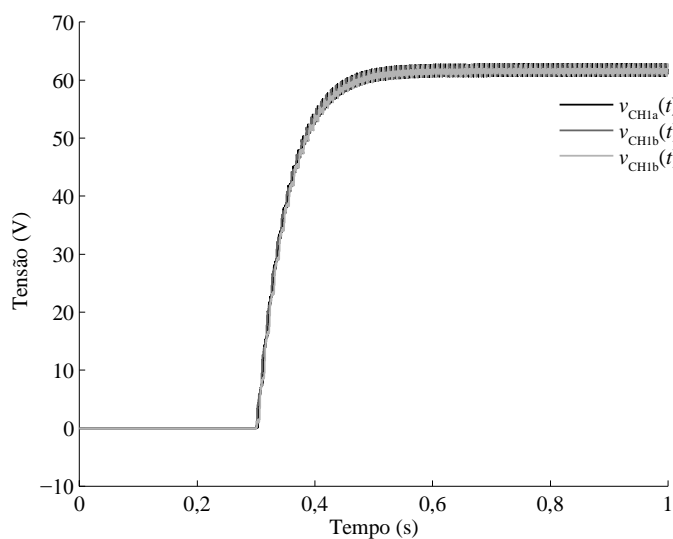
Os resultados de simulação apresentados até o momento se referem ao inversor multinível com células em ponte completa, na qual o inversor multinível e as células em ponte completa são alimentados por fontes CC, sendo o objetivo até então de validar a modulação apresentada neste trabalho para o inversor multinível com uma única fonte CC.

No entanto, fatores práticos referentes à operação do inversor podem causar o desequilíbrio nas tensões dos capacitores flutuante. Dessa forma, os resultados apresentados a seguir utilizam o controlador de tensão do barramento CC das células monofásicas em ponte completa.

Projetado então o controlador PI, o mesmo inversor trifásico com única fonte CC abordado nesse capítulo é simulado. As tensões sobre os capacitores flutuantes do sistema em regime permanente e com carga nominal são mostradas na Figura 39, enquanto que a Figura 40 apresenta o transitório de partida do inversor multinível, também com carga.



**Figura 39. Tensão nos capacitores flutuantes em regime permanente.**



**Figura 40. Tensão nos capacitores durante o transitório de partida.**

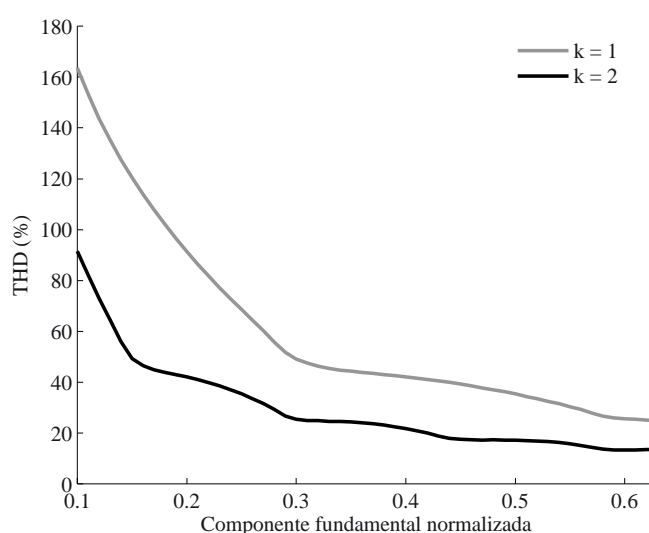
De acordo com as figuras é possível verificar que as tensões nos capacitores permanecem reguladas em torno da tensão de referência (62 V) e que os capacitores flutuantes podem ser partidos descarregados, pois o sistema de controle é responsável pela regulação e faz com que a célula em ponte completa processe pequenas parcelas de potência ativa para realizar a regulação de tensão.

### 3.4.2 Análise harmônica com variação da componente fundamental da tensão de saída

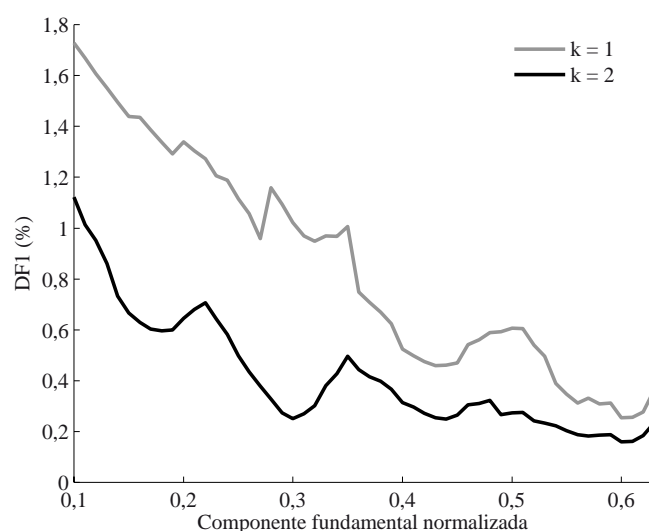
Com o objetivo de analisar o impacto da estratégia de modulação para diferentes amplitudes de componente fundamental, esta seção analisa a taxa de distorção harmônica total

(THD) e o fator de distorção de primeira ordem (DF1) para as tensões de linha sintetizadas. O parâmetro de projeto do conversor considerado nesta seção é a relação de tensão entre o conversor principal e o auxiliar (parâmetro  $k$ ). A análise é efetuada com base na variação da componente fundamental normalizada, com relação à tensão total do barramento CC do conversor NPC ( $2kV_{cc}$ ), da tensão de fase sintetizada ( $v_{ag}(t)$ ).

A Figura 41 apresenta a THD *versus* a componente fundamental de tensão normalizada com relação à tensão total do barramento CC do conversor NPC. Na Figura 42 é mostrada a DF1 *versus* a componente fundamental de tensão normalizada. Ambas as figuras foram obtidas para valores de  $k = 1$  e  $2$ , até a máxima componente fundamental normalizada (0,6366), ou seja, ângulo de comutação do conversor NPC igual à zero.



**Figura 41.** THD da tensão de linha ( $v_{ab}$ ) para variação da componente fundamental normalizada da tensão de fase



**Figura 42.** DF1 da tensão de linha ( $v_{ab}$ ) para a variação da componente fundamental normalizada da tensão de fase



Dessa forma é possível concluir que para um parâmetro  $k = 2$  e uma componente fundamental normalizada próxima ao valor máximo (0,6366) é possível obter os melhores resultados, tanto para THD quanto para DF1, das tensões de linha.

### 3.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Resultados experimentais apresentados nessa seção, são obtidos a partir do protótipo implementado em laboratório. A Figura 43 apresenta o protótipo implementado, constituído do conversor NPC, das três células em ponte completa, (uma por fase) e do Processador Digital de Sinais (DSP) utilizado para realizar a modulação e o controle do conversor.

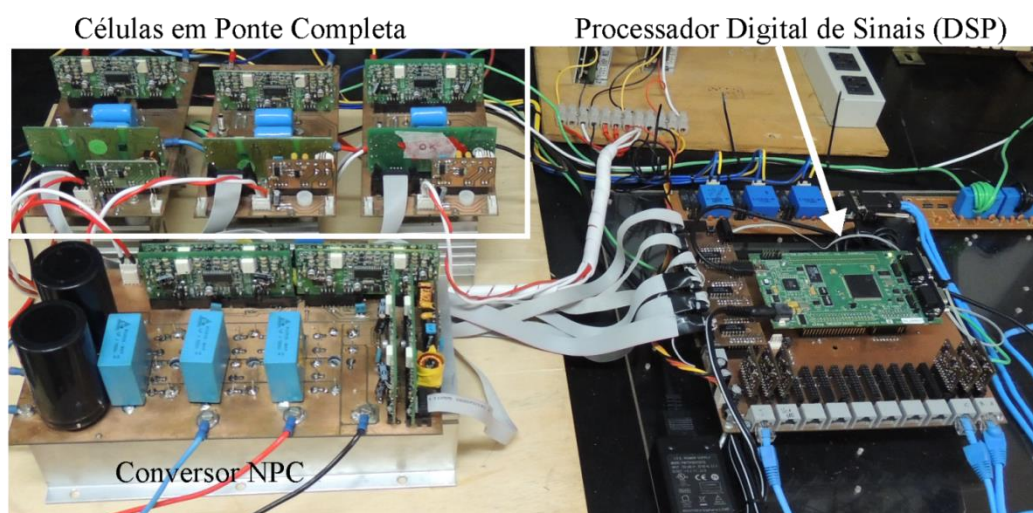


Figura 43. Protótipo implementado

O inversor NPC é constituído de três braços multiníveis do tipo NPC, são três módulos SK50MLI066 fabricados pela Semikron, os drivers de acionamento das chaves são drivers duplos modelo SKHI20OPA, também fabricados pela Semikron, com tempo morto definido em  $2\mu\text{s}$ . As principais características do conversor NPC são apresentadas na Tabela 6, a seguir.

Tabela 6. Parâmetro do conversor NPC.

Parâmetro	Valor
Tensão máxima do barramento CC	900 V
Tensão máxima dos IGBTs ( $V_{CES}$ )	600 V
Corrente máxima	60 A
Capacitores do barramento CC	$2 \times 1000 \mu\text{F} = 500 \mu\text{F}$

As células em ponte completa são conversores do tipo *full-bridge*, monofásicas constituídas de quatro chaves semicondutora do tipo IGBT modelo IRG4PC40UD-E, acionadas também por drivers duplos modelo SKHI20OPA, com tempo morto de 2  $\mu$ s. Demais características das células em ponte completa são apresentadas na Tabela 7

Tabela 7. Parâmetro da célula em ponte completa.

Parâmetro	Valor
Tensão máxima do barramento CC	450 V
Tensão máxima dos IGBTs ( $V_{CES}$ )	600 V
Corrente máxima	40 A
Capacitores do barramento CC	2 x 470 $\mu$ F = 940 $\mu$ F

O kit de desenvolvimento é equipado com um processador digital de sinais (DSP) modelo TMS320F28335 da Texas Instruments. O kit de desenvolvimento é produzido pela Spectrum Digital modelo eZdsp™ F28335.

### 3.5.1 Resultados experimentais para o inversor multinível híbrido

Os parâmetros empregados para obtenção dos resultados são os mesmo da Tabela 5 e que o conversor opera com carga nominal. A Figura 44(a) apresenta as tensões dos braços do conversor NPC, enquanto a Figura 44(b) mostras as tensões das células monofásicas em ponte completa.

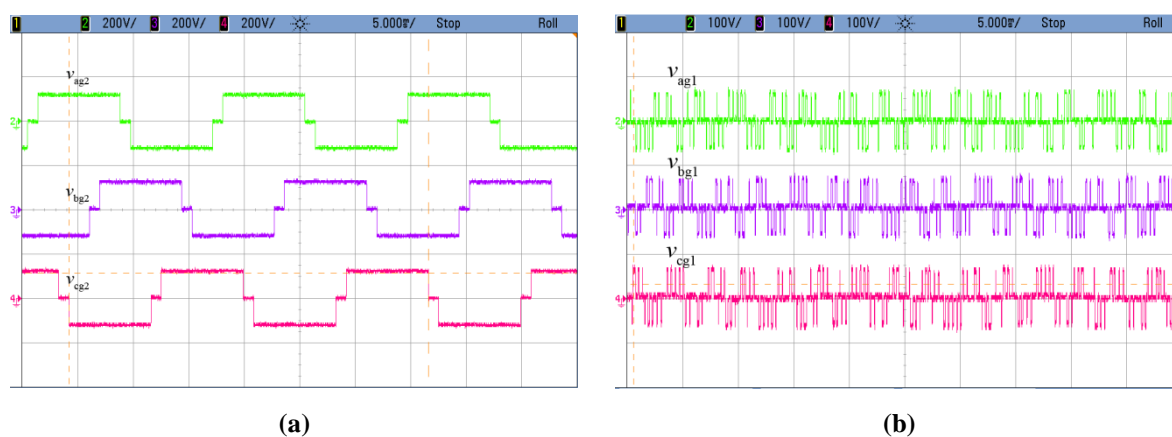
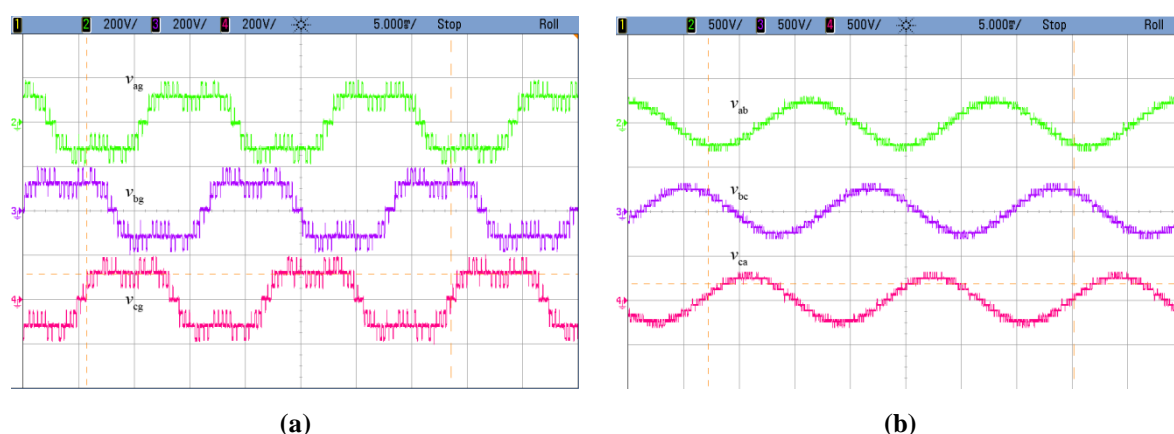


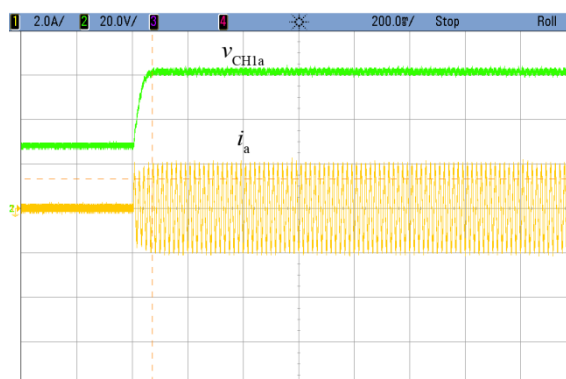
Figura 44. Resultados experimentais: (a) Tensões dos braços do conversor NPC ( $v_{xg2}(t)$ ), (b) Tensões das células monofásicas em ponte completa ( $v_{xg1}(t)$ ).

As tensões de fase nos terminais do inversor ( $v_{ag}(t)$ ,  $v_{bg}(t)$ ,  $v_{cg}(t)$ ) são mostradas na Figura 45(a), as quais possuem uma THD de 41,47%, e as tensões de linha nos terminais do inversor ( $v_{ab}(t)$ ,  $v_{bc}(t)$ ,  $v_{ca}(t)$ ) são apresentadas na Figura 45(b), com uma THD de 14,57%. É possível verificar que a adição da tensão de modo comum aos sinais de referência das células em ponte completa não distorce as tensões de linha.

Na Figura 46 é mostrado o transitório de partida para a tensão da célula monofásica e a corrente da fase  $a$ , com uma carga de 50%. Dessa forma é possível verificar que as células monofásicas em ponte completa podem partir com o barramento CC descarregado e sem a necessidade de um estágio de pré-carga. Da mesma forma, o inversor pode partir com carga nominal.



**Figura 45. Resultados experimentais: (a) Tensões de fase nos terminais do inversor ( $v_{ag}(t)$ ,  $v_{bg}(t)$ ,  $v_{cg}(t)$ ), (b) Tensões de linha nos terminais do inversor ( $v_{ab}(t)$ ,  $v_{bc}(t)$ ,  $v_{ca}(t)$ ).**



**Figura 46. Resultado experimental: partida do inversor.**

Para a tensão de fase apresentada na Figura 45(a) o respectivo espectro harmônico é mostrado na Figura 47. O espectro harmônico para a tensão de linha, mostrada na Figura 45(b), é apresentado na Figura 48. É possível verificar, no espectro harmônico da

tensão de fase, que além da componente fundamental de tensão, aparece uma componente harmônica de 3ª ordem, referente à adição da tensão de modo comum, e uma componente harmônica de 45ª ordem, referente a modulação PD-PWM. Já para a tensão de fase, não aparecem componente harmônicas de modulação, devido ao padrão PD-PWM utilizado.

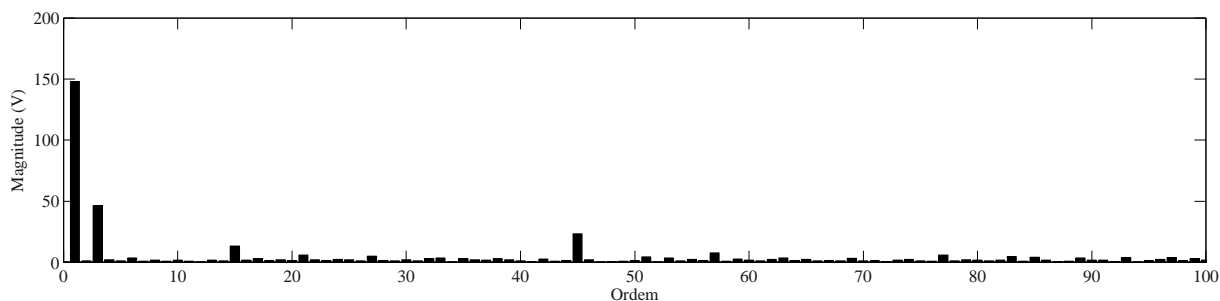


Figura 47. Resultado experimental: espectro da tensão da fase a ( $v_{ag}$ ) do inversor

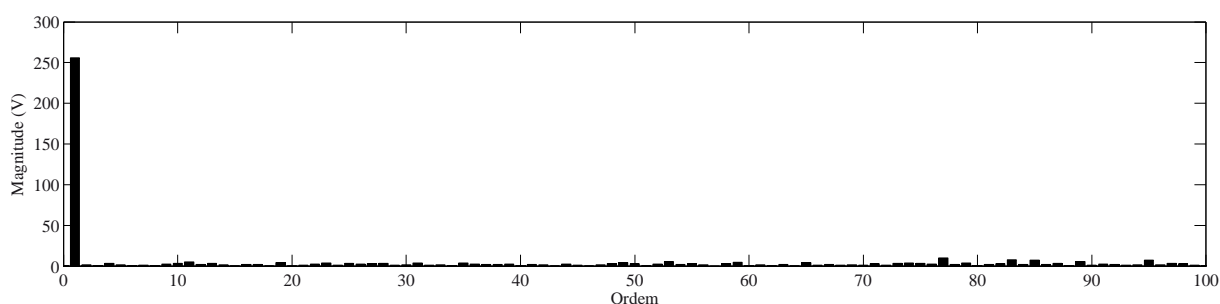


Figura 48. Resultado experimental: espectro da tensão de linha ( $v_{ab}$ ) do inversor

Os resultados experimentais validam os resultados de simulação e comprovam que a adição de uma tensão de modo comum às referências das células em ponte completa não distorce a tensão de linha do inversor.

### 3.6 CONCLUSÕES PARCIAIS

Nesse capítulo, inicialmente são apresentadas as equações para o cálculo do índice de modulação do inversor, bem como a determinação do ângulo de comutação para a obtenção da componente fundamental da tensão de saída desejada. É apresentado também um gráfico contendo o índice de modulação máximo alcançado pelo conversor multinível empregado.

É apresentada uma metodologia sistemática para obtenção da região de tensão de modo comum que garante a operação na região linear das células em ponte completa. A tensão de modo comum é adicionada às células em ponte completa, porém, não distorcem as

tensões de linha do conversor. Ainda nesse capítulo é apresentado o modelo matemático da célula em ponte completa, bem como o respectivo projeto de controle.

Resultados de simulação e experimentais do conversor operando como um inversor valida a estratégia de modulação proposta que garante potência ativa nula na célula em ponte completa e a operação das células em ponte completa na região linear. Resultado da malha de controle das tensões dos barramentos CC das células em ponte completa comprova a regulação de tensão no valor de referência.

## **4 APLICAÇÃO DO CONVERSOR MULTINÍVEL HÍBRIDO COM UMA ÚNICA FONTE CC A UM RETIFICADOR MULTINÍVEL**

Neste capítulo, a modulação por abordagem geométrica descrita na seção anterior é aplicada ao conversor multinível com única fonte CC operando como um retificador trifásico controlado. O objetivo é garantir fator de potência unitário na entrada, bem como manter regulada a tensão no barramento CC principal (NPC), no qual está conectada a carga, e a tensão nos barramentos CC das células em ponte completa. Dessa forma, esse retificador multinível pode ser o estágio de entrada de sistemas de acionamento de velocidade variável para motores de média tensão, com o inversor conectado ao barramento CC do conversor NPC. Assim, pode ser uma alternativa para aplicações que demandam regeneração de energia, elevado rendimento e fator de potência de entrada, assim como uma resposta dinâmica satisfatória.

### **4.1 ESTRUTURA DO RETIFICADOR**

A estrutura do retificador é apresentada na Figura 49, sendo considerado que uma carga resistiva é conectada ao barramento CC do conversor NPC.

Como destacado no capítulo anterior, o conversor NPC opera na frequência fundamental, utilizando a técnica de eliminação seletiva de harmônicas. O ângulo de comutação do conversor NPC é calculado para garantir que o mesmo sintetize a componente fundamental da tensão de fase do conversor multinível e, dessa forma, processe toda potência ativa fornecida pela rede.

Por outro lado, as células monofásicas em ponte completa operam com modulação por largura de pulso em alta frequência, utilizando portadoras dispostas em fase (*Phase Disposition* - PD). Pode-se considerar que as células monofásicas em ponte completa operam como filtros ativos conectados em série, reduzindo o conteúdo harmônico das correntes de entrada e permitindo a significativa redução de filtros passivos na entrada do conversor.

A modulação por abordagem geométrica apresentada no Capítulo 3 dessa Dissertação de Mestrado naturalmente garante a regulação de tensão dos capacitores flutuantes das células monofásicas em ponte completa, sem que as mesmas operem na região de sobremodulação,

sem distorcer as tensões de linha do conversor multinível e, portanto, sem distorcer as correntes de entrada do retificador.

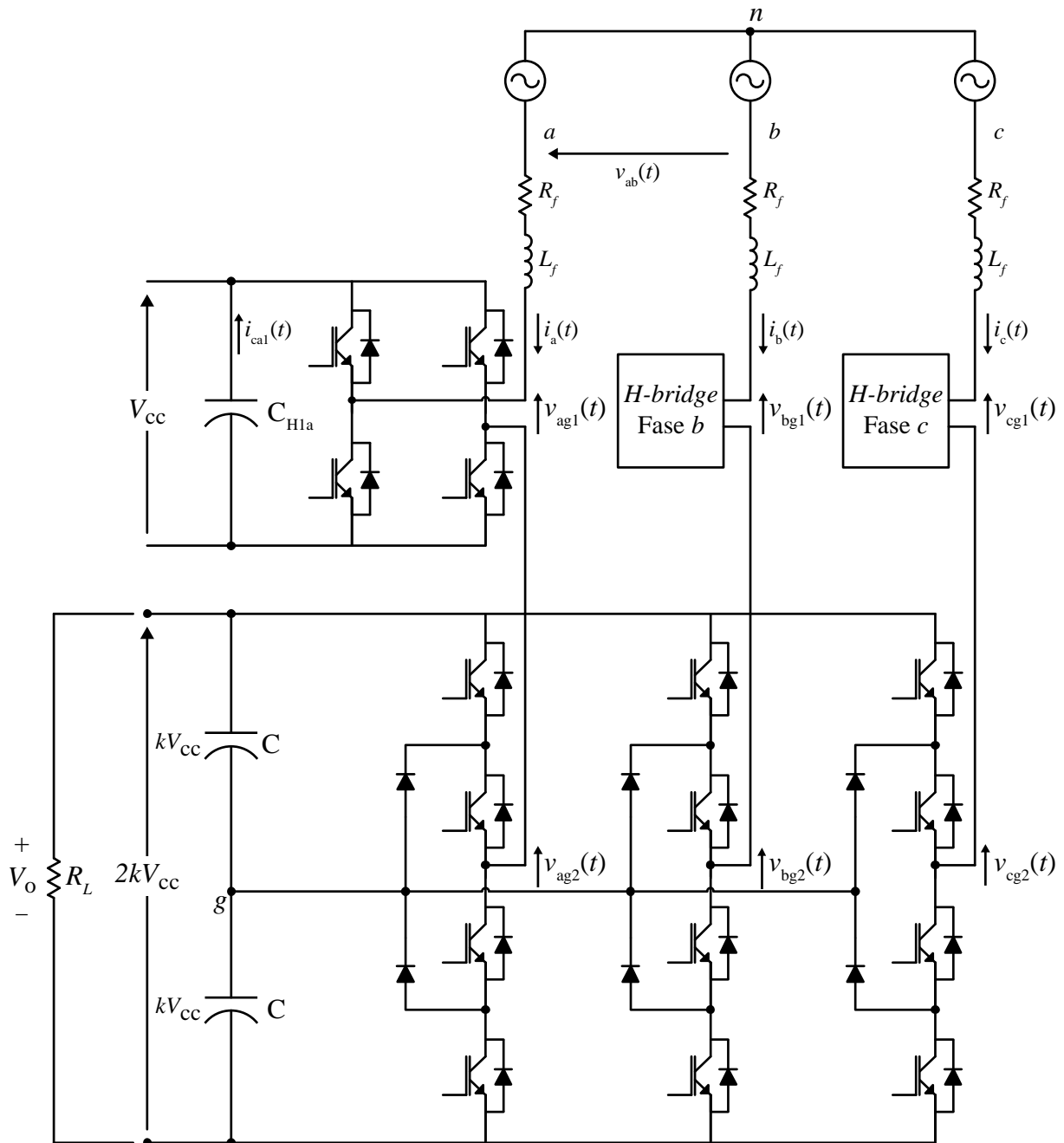


Figura 49. Retificador trifásico em estudo.

Com relação aos níveis de tensão dos barramentos CC, a Tabela 8 apresenta os valores de tensão dos barramentos CC, tanto do conversor NPC quanto das células monofásicas em ponte completa, para níveis de tensão CA comumente encontrados no mercado para inversores de média tensão (6,9 kV, 4,16 kV, 3,3 kV e 2,3 kV, (Weg, 2011)) e também para

220V/380V e 127V/220V. Para esse cálculo, considerou-se que o barramento CC do conversor NPC deve alimentar um inversor que aciona um motor com os níveis de tensão especificados e utilizando um índice de modulação de amplitude em torno de 0,94.

Tabela 8. Tensões dos barramentos CC para acionamento de máquinas elétricas.

Tensão de linha ( $V_{CA,linha}$ )	Tensão de fase ( $V_{CA,fase}$ )	Barramento CC conversor NPC ( $2kV_{cc}$ )	Barramento CC células H-bridge ( $V_{cc}$ )
6,9 kV	3,98 kV	12 kV	3 kV
4,16 kV	2,4 kV	7,24 kV	1,81 kV
3,3 kV	1,9 kV	5,72 kV	1,43 kV
2,3 kV	1,32 kV	4 kV	1,0 kV
380 V	220 V	660 V	165 V
220 V	127 V	384 V	96 V

Os resultados de simulação e experimentais deste trabalho foram obtidos para uma tensão de 127V/220V. Então, da Tabela 8 observa-se que a tensão total do barramento CC do conversor NPC é 384 V. Ainda, como a relação entre os níveis de tensão sintetizados pelo conversor NPC e as células em ponte completa é binária (2:1), ou seja,  $k = 2$ , tem-se que a tensão  $V_{cc}$  é igual a 96 V.

Os demais parâmetros do retificador utilizado para obtenção dos resultados de simulação e experimentais são apresentados na Tabela 9.

Tabela 9. Parâmetro do conversor para operação como retificador.

Parâmetro	Valor
Tensão $V_{cc}$	96 V
Relação de tensão $k$	2
Capacitor ( $C_{H1x}$ )	940 $\mu$ F
Frequência de Comutação ( $f_s$ )	2,7 kHz
Frequência de amostragem	5,4 kHz
Índice de modulação ( $m_a$ )	0,623
Tensão de alimentação	127 $V_{RMS}$
Potência ( $P_o$ )	1200 W
Indutância de filtro ( $L_f$ )	15 mH
Resistência de carga ( $R_L$ )	120 $\Omega$



#### 4.2 SISTEMA DE CONTROLE DO RETIFICADOR

O retificador em estudo é controlado para que tenha fator de potência de entrada unitário e regule a tensão do barramento CC do conversor NPC. A Figura 50 mostra um diagrama de blocos do sistema de controle utilizado, implementado em coordenadas síncronas ( $dq$ ), pois permite o uso de simples compensadores PI. Uma malha de tensão externa regula a tensão do barramento CC do conversor NPC, gerando a referência de corrente do eixo direto ( $I_d$ ). Já a referência de corrente do eixo em quadratura ( $I_q$ ) é nula para garantir fator de potência de entrada unitário. As correntes de linha de entrada são medidas, transformadas para o sistema de coordenadas síncrono e controladas por duas malhas internas de corrente independentes. O acoplamento entre os eixos  $d$  e  $q$  é desprezado.

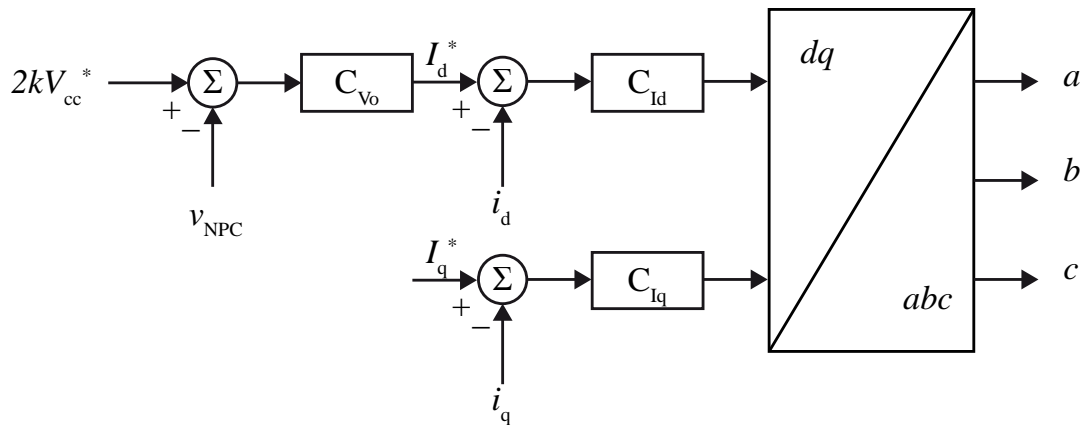


Figura 50. Diagrama de blocos do sistema de controle do retificador trifásico.

Os modelos utilizados a seguir são obtidos em (Borgonovo, 2011). As funções de transferência que relacionam as correntes de eixo direto e em quadratura com as respectivas razões cíclicas, desprezando o acoplamento dos eixos ( $\omega$ ) e a resistência do filtro de entrada ( $R_f$ ), são dadas por:

$$\begin{aligned} \frac{I_d(s)}{D_d(s)} &= \frac{2(k+1)V_{cc}}{L_f s} \\ \frac{I_q(s)}{D_q(s)} &= \frac{2(k+1)V_{cc}}{L_f s} \end{aligned} \quad (37)$$

As funções de transferência da planta, tanto para eixo direto, quanto para eixo em quadratura, são as mesmas, e então são representadas pela Equação (38).

$$G_{I_d D_d}(s) = \frac{570}{0,015s} \quad (38)$$

Já a função de transferência do lado CC do retificador, que relaciona a tensão no barramento CC com a corrente de eixo direto, é dada por:

$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_d(s)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_p}{V_o} R \left[ \frac{1 - (L_f s + 2R_f) \frac{2}{3} \frac{P_o}{\eta V_p^2}}{1 + RCs} \right] \quad (39)$$

Substituindo os valores do projeto é possível chegar na seguinte função de transferência:

$$G_{V_o I_d}(s) = \frac{-0,02591s + 83,6}{0,0722s + 1} \quad (40)$$

As respectivas plantas são discretizadas utilizando o método ZOH, com frequência de amostragem de 5,4 kHz. No entanto, a malha interna de corrente sofre os efeitos do atraso de implementação. Assim, esse atraso é adicionado ao modelo da planta, resultando nas seguintes funções de transferência da planta no domínio discreto:

$$G_{I_d D_d}(z) = \frac{-4,691}{z^2 - z} \quad (41)$$

$$G_{V_o I_d}(z) = \frac{-0,3589z + 0,573}{z - 0,9974} \quad (42)$$

Os compensadores foram projetados utilizando a ferramenta *Sisotool* do Matlab. O primeiro a ser projetado é o compensador da malha de controle de corrente do retificador. A função de transferência do compensador discreto para a malha de controle de corrente é mostrada a seguir, resultando em uma frequência de cruzamento do ganho de 247 Hz com uma margem de fase de 55,6°, conforme mostra a Figura 51.

$$C_{I_d D_d}(s) = \frac{-0.04111z + 0,03912}{z - 1} \quad (43)$$

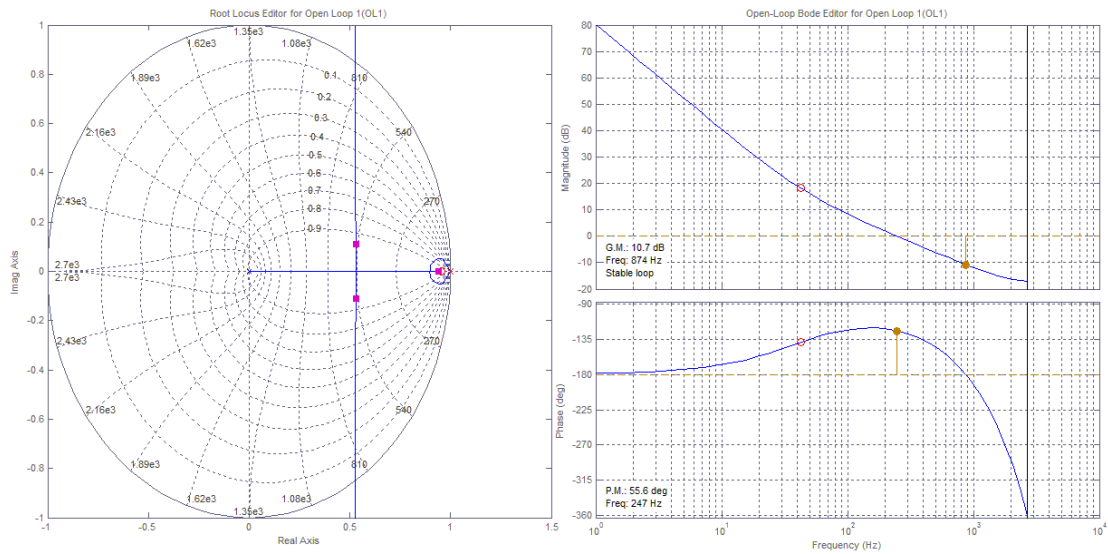


Figura 51. Projeto do controlador de corrente do retificador.

O compensador de tensão do barramento CC deve possuir uma reduzida frequência de cruzamento para evitar a distorção da referência de corrente do eixo direto. A função de transferência discreta para o compensador de tensão do barramento CC, que resulta em uma frequência de cruzamento de 12 Hz e uma margem de fase em torno de 90°, conforme mostra a Figura 52, é dada por:

$$C_{V_o I_d}(z) = \frac{0.0669z - 0.06673}{z - 1} \quad (44)$$

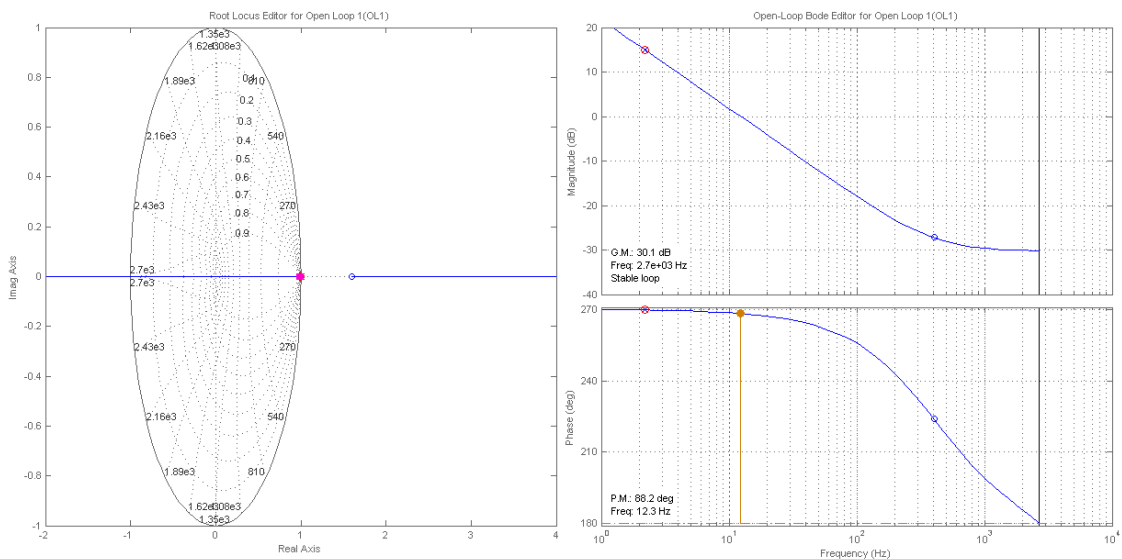


Figura 52. Projeto do controlador de tensão do retificador.

A regulação das tensões dos capacitores flutuante é realizada pela estratégia de modulação e pelos sistemas de controle individuais descritos no capítulo 3. No entanto, o sistema de controle sofre uma pequena alteração, conforme a Figura 53, na qual a ação de controle é somada ao sinal de referência da célula em ponte completa.

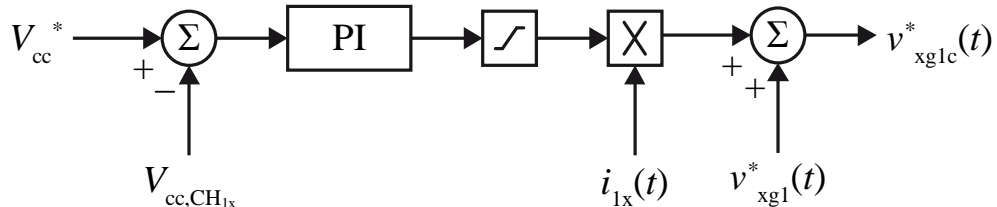


Figura 53. Diagrama de blocos do controle em malha fechada das células em ponte completa.

A seguir são apresentados resultados de simulação e experimentais obtidos para o retificador em estudo.

### 4.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção são apresentados resultados de simulação para o retificador em estudo, usando os parâmetros apresentados na Tabela 9, considerando que o retificador encontra-se em regime e com carga nominal. A Figura 54(a) mostra as tensões sintetizadas pelo conversor NPC, cujas componentes fundamentais são iguais às respectivas componentes fundamentais das tensões de referência, e a Figura 54(b) apresenta as tensões sintetizadas pelas células monofásicas em ponte completa.

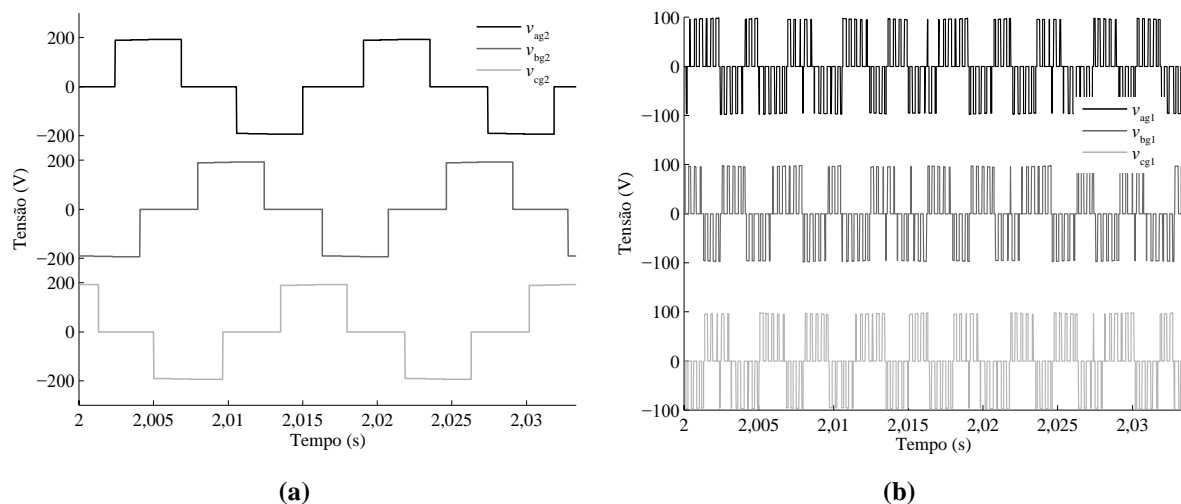
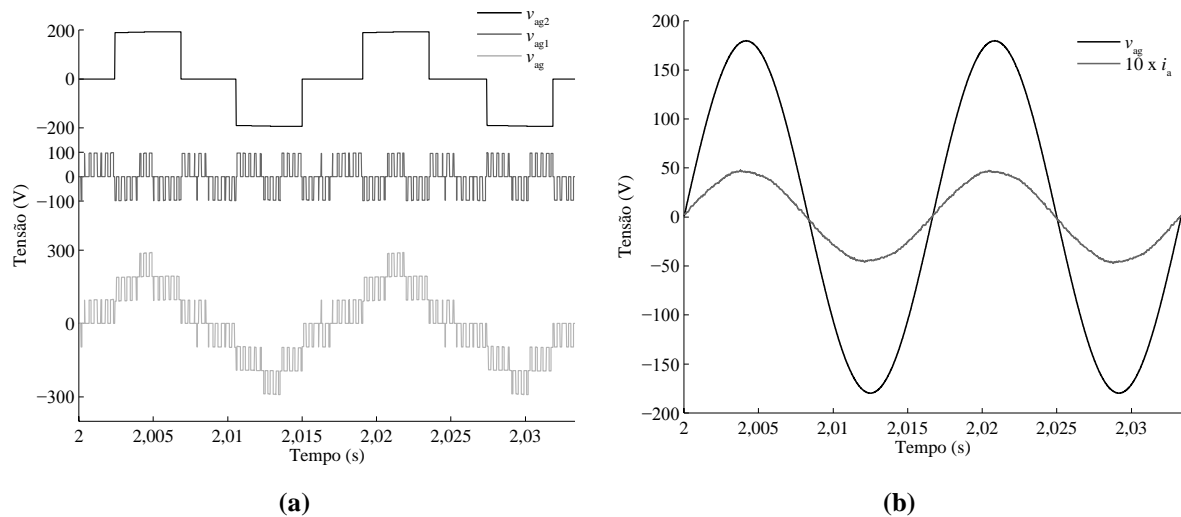


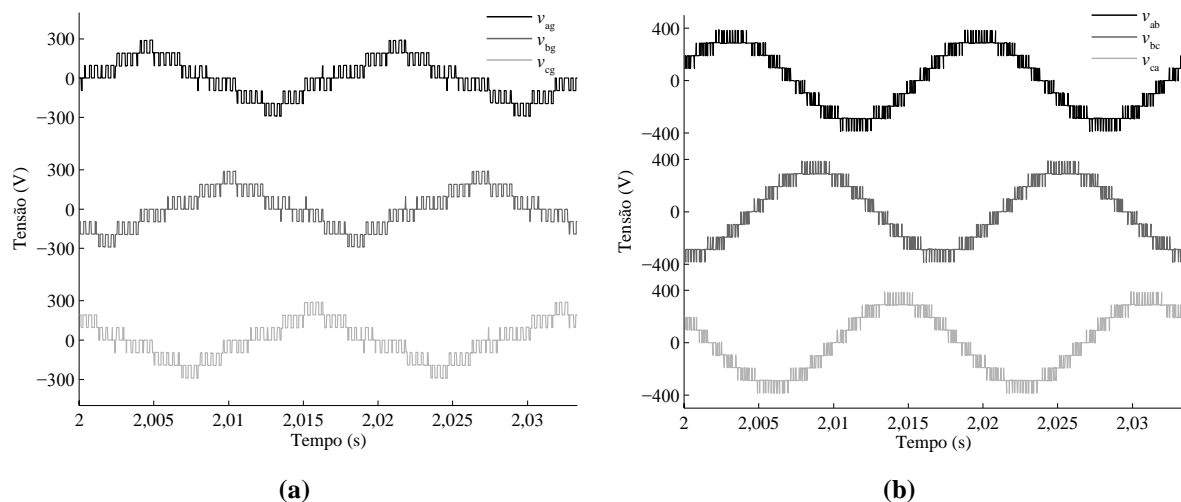
Figura 54. Resultado de simulação: (a) Tensões dos braços do conversor NPC ( $v_{xg2}(t)$ ), (b) Tensões das células monofásicas em ponte completa ( $v_{xg1}(t)$ ).

A Figura 55(a) mostra a composição da tensão da fase  $a$  nos terminais do conversor ( $v_{ag}(t)$ ), dada pela soma da tensão sintetizada pelo inversor NPC ( $v_{ag2}(t)$ ) com a tensão sintetizada pela célula monofásica em ponte completa ( $v_{ag1}(t)$ ). Já na Figura 55(b) é mostrada a tensão de fase na rede e a respectiva corrente de fase, sendo possível observar que a corrente possui baixa distorção harmônica e está em fase com a tensão.



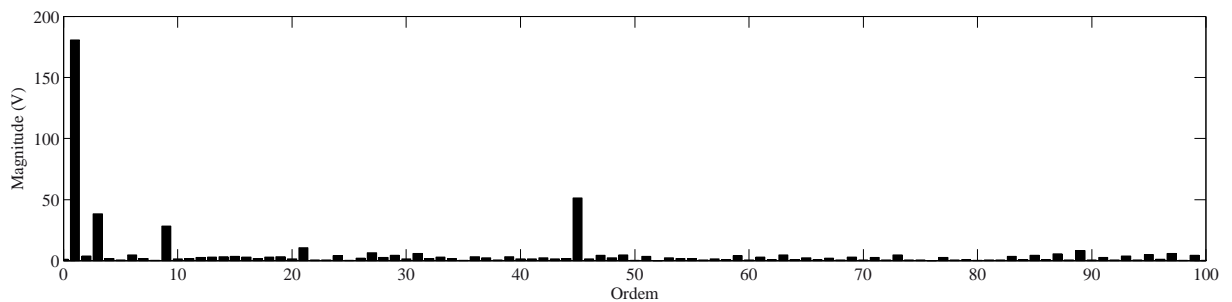
**Figura 55. Resultado de simulação: (a) Composição da tensão da fase  $a$  nos terminais do inversor ( $v_{ag2}(t)$ ,  $v_{ag1}(t)$  e  $v_{ag}(t)$ ), (b) Tensão na fonte CA e corrente de fase ( $i_a(t)$ ).**

As tensões de fase nos terminais do conversor são apresentadas na Figura 56(a) e a tensões de linha na Figura 56(b). Pode-se observar que a adição de uma tensão de modo comum às referências das células em ponte completa não distorce as tensões de linha nos terminais do conversor.

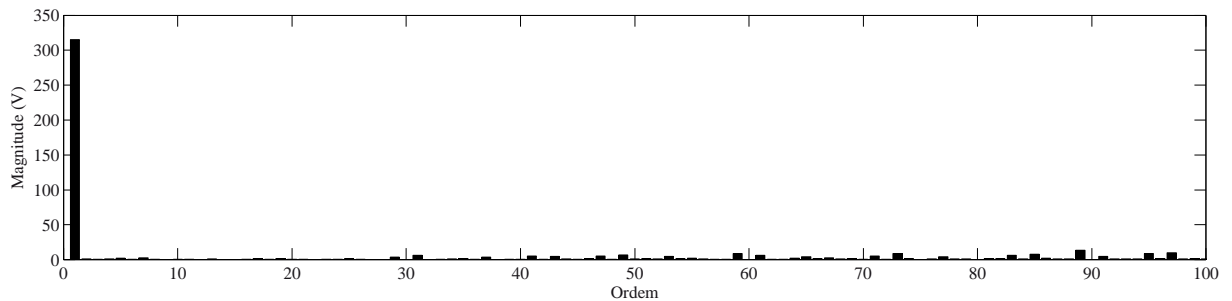


**Figura 56. Resultado de simulação: (a) Tensões de fase nos terminais do retificador ( $v_{ag}(t)$ ,  $v_{bg}(t)$ ,  $v_{cg}(t)$ ), (b) Tensões de linha nos terminais do retificador ( $v_{ab}(t)$ ,  $v_{bc}(t)$ ,  $v_{ca}(t)$ ).**

Para as tensões de fase e de linha mostradas na Figura 56(a) e Figura 56(b) respectivamente, o respectivo espectro harmônico da tensão de fase é apresentado na Figura 57 e o espectro da tensão de linha é mostrado Figura 58. Como destacado no Capítulo 3, as componentes harmônicas de modulação aparecem somente na tensão de fase para o padrão PD-PWM utilizado. Sendo que a tensão de fase apresenta uma THD de 45,62 % e a tensão de linha uma THD de 17,38 %.



**Figura 57. Resultado de simulação: espectro da tensão da fase a ( $v_{ag}$ ) do retificador**



**Figura 58. Resultado de simulação: espectro da tensão de linha ( $v_{ab}$ ) do retificador**

As tensões dos barramentos são reguladas em seus valores nominais conforme mostra a Figura 59(a) para a tensão do barramento CC do conversor NPC ( $V_o$ ) e a Figura 59(b) para as tensões nos capacitores flutuantes das células em ponte completa, ambas com a corrente da fase  $a$ .

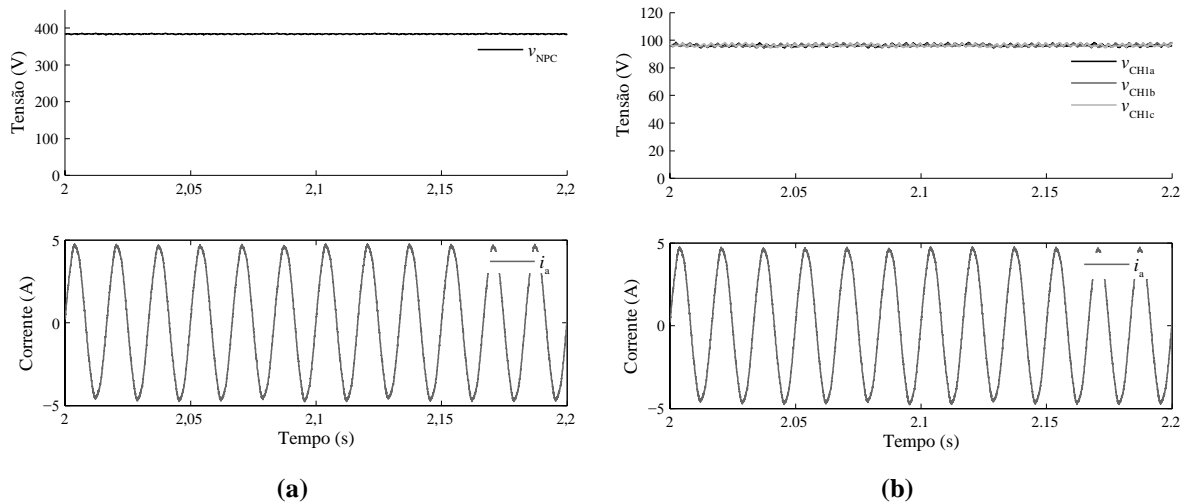


Figura 59. Resultado de simulação: (a) Tensão no barramento CC do conversor NPC e corrente da fase  $a$ , (b) Tensões nas células em ponte completa e corrente na fase  $a$ .

O espectro harmônico da corrente da fase  $a$  ( $i_a(t)$ ) é apresentado na Figura 60, sendo que a distorção harmônica total (THD – *Total Harmonic Distortion*) da corrente da fase  $a$  para a condição de carga nominal é de 2,45 %.

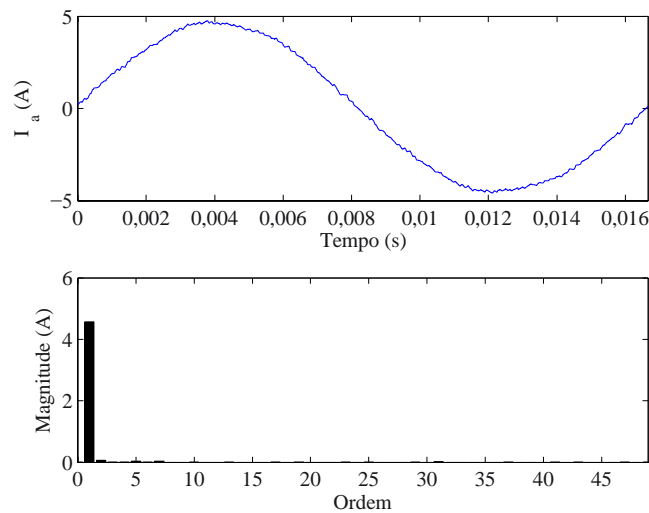
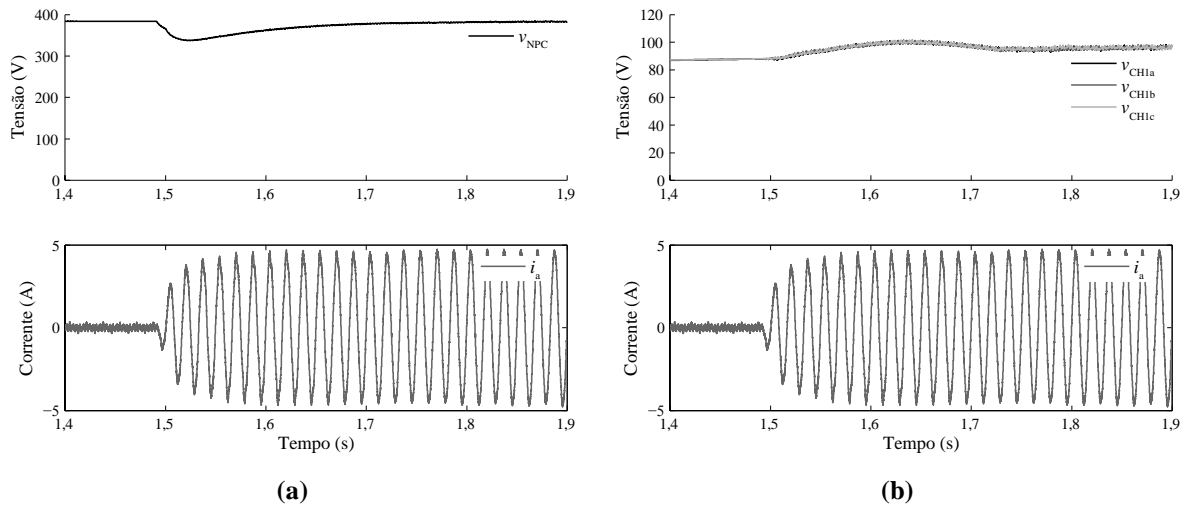


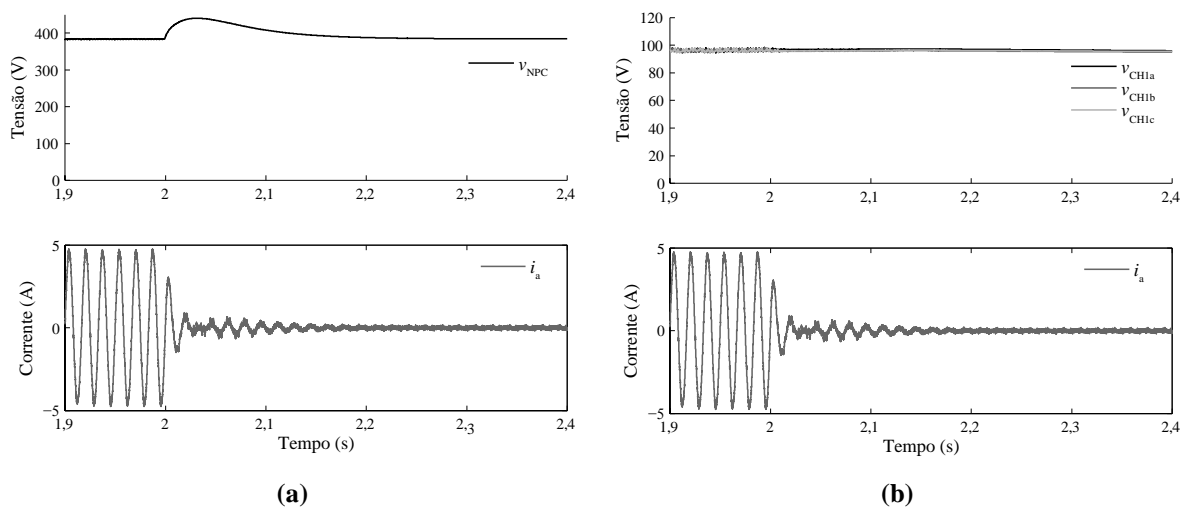
Figura 60. Resultado de simulação: espectro harmônico da corrente da fase  $a$ .

Os resultados apresentados a seguir são para degraus de carga no barramento CC do conversor NPC, para que seja possível avaliar a regulação de tensão nos barramentos CC da estrutura. Inicialmente um degrau de 0% para 100% de carga é aplicado. A Figura 61(a) apresenta a tensão no barramento CC do conversor NPC e a Figura 61(b) mostra a tensão nos barramentos CC das células em ponte completa, ambas apresentadas com a corrente da fase  $a$ .



**Figura 61. Resultado de simulação com degrau de carga de 0% para 100%: (a) Tensão no barramento CC do conversor NPC e corrente da fase *a*, (b) Tensões nas células monofásicas em ponte completa e corrente na fase *a*.**

A regulação de tensão do barramento CC também pode ser avaliada na condição da retirada de carga, novamente com degrau de carga de 100% para 0%. A Figura 62(a) mostra a tensão no barramento CC do conversor NPC, já a Figura 62(b) apresenta a tensão sobre os capacitores flutuantes das células em ponte completa.



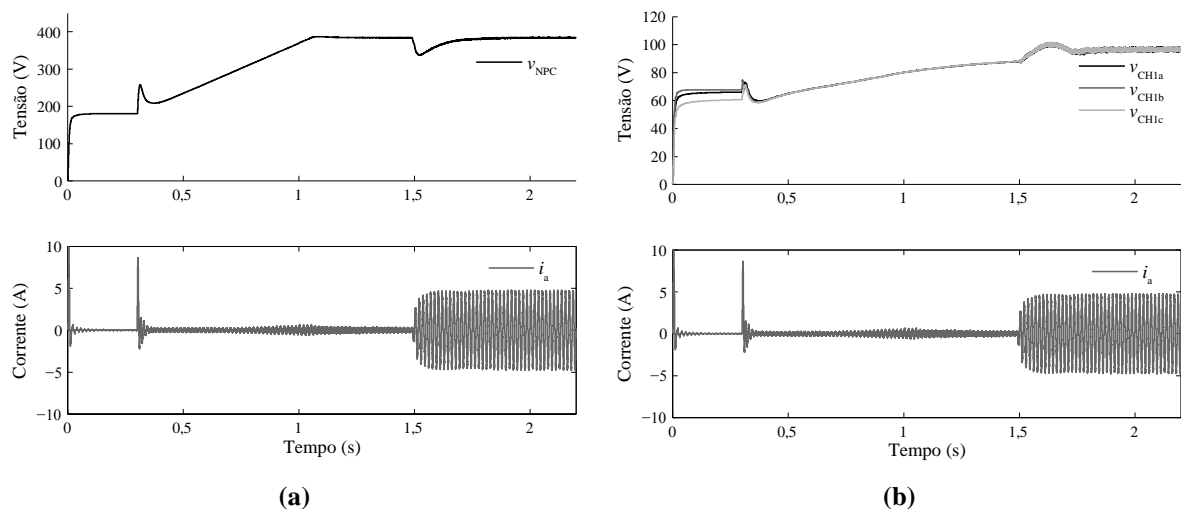
**Figura 62. Resultado de simulação com degrau de carga de 100% para 0%: (a) Tensão no barramento CC do conversor NPC e corrente da fase *a*, (b) Tensões nas células monofásicas em ponte completa e corrente na fase *a*.**

Para a partida do retificador trifásico multinível, é necessário que os capacitores dos barramentos CC sejam previamente carregados. Na partida, a estrutura do conversor, possui todos os interruptores controlados (IGBTs) desabilitados. Dessa forma, inicialmente o conversor possui a característica de um retificador não controlado, devido aos diodos em



antiparalelo dos IGBTs, sendo necessária a utilização de um resistor em cada fase para limitar a corrente de carga. No primeiro estágio de pré-carga dos capacitores, o circuito do conversor é energizado, os interruptores encontram-se abertos, e a tensão nos barramentos CC cresce até um determinado valor. Na segunda etapa, as resistências do circuito de pré-carga são eliminadas do caminho da corrente por meio de uma contatora, que curto-circuita os terminais dos resistores e nesse mesmo instante, os compensadores de tensão e de corrente começam a operar. A tensão dos barramentos CC cresce em rampa até a tensão nominal de trabalho, como retificador operando a vazio durante todo o período de carga dos barramentos CC.

A Figura 63 apresenta as tensões dos barramentos CC e a corrente da fase *a*, durante a partida do conversor. Na Figura 63(a) é mostrada a tensão do barramento CC do conversor NPC, enquanto que a Figura 63(b) apresenta a tensão sobre os capacitores flutuantes das células monofásicas em ponte completa, ambas com a corrente da fase *a*. A partida do conversor é feita a vazio, e no instante  $t = 1,5$  s é aplicado um degrau de carga de 0% para 100%, indicando o correto funcionamento do circuito de pré-carga e do sistema de controle.



**Figura 63. Resultados de simulação: partida do retificador. (a) Tensão no barramento CC do conversor NPC e corrente da fase *a*, (b) Tensões nas células monofásicas em ponte completa e corrente da fase *a*.**

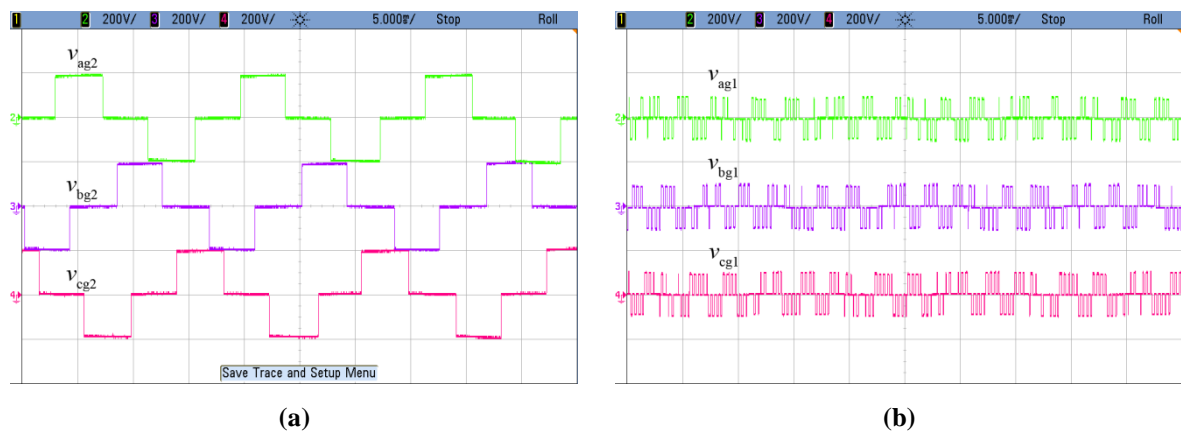
Os resultados apresentados nessa seção referem-se a resultados obtidos em ambiente de simulação, utilizando o software PSIM.

#### 4.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Resultados experimentais apresentados nessa seção foram obtido a partir do protótipo implementado em laboratório. Os parâmetros para os resultados experimentais são os mesmos

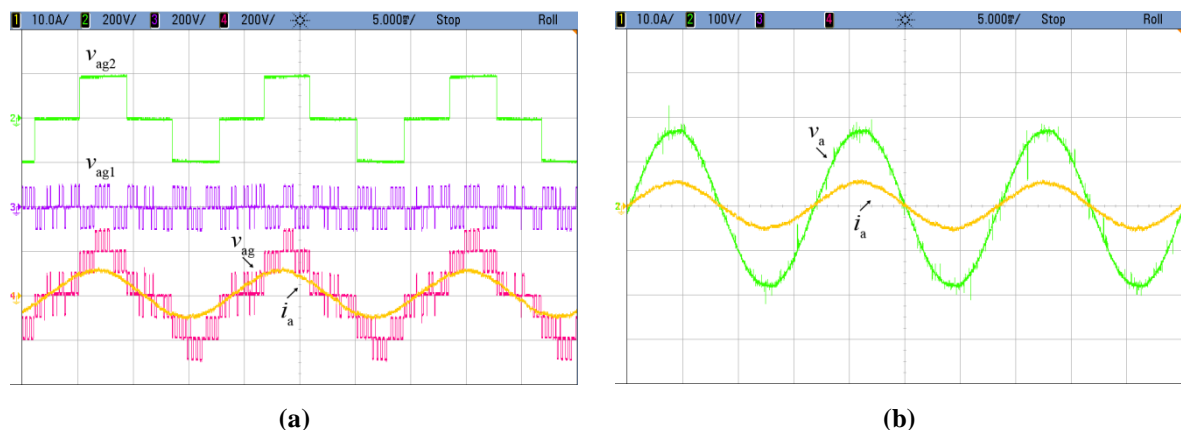
utilizados para obtenção dos resultados de simulação, apresentados na Tabela 9. Nesta seção são apresentados resultados da operação do conversor em regime permanente, degrau de carga, e por fim resultados do transitório de partida do inversor.

Inicialmente, são apresentados resultados obtidos com o retificador em regime permanente a plena carga. A Figura 64(a) apresenta as tensões sintetizadas pelos braços do conversor NPC ( $v_{xg2}(t)$ ) e a Figura 64(b) mostra as tensões sintetizadas pelas células monofásicas em ponte completa ( $v_{xg1}(t)$ ).



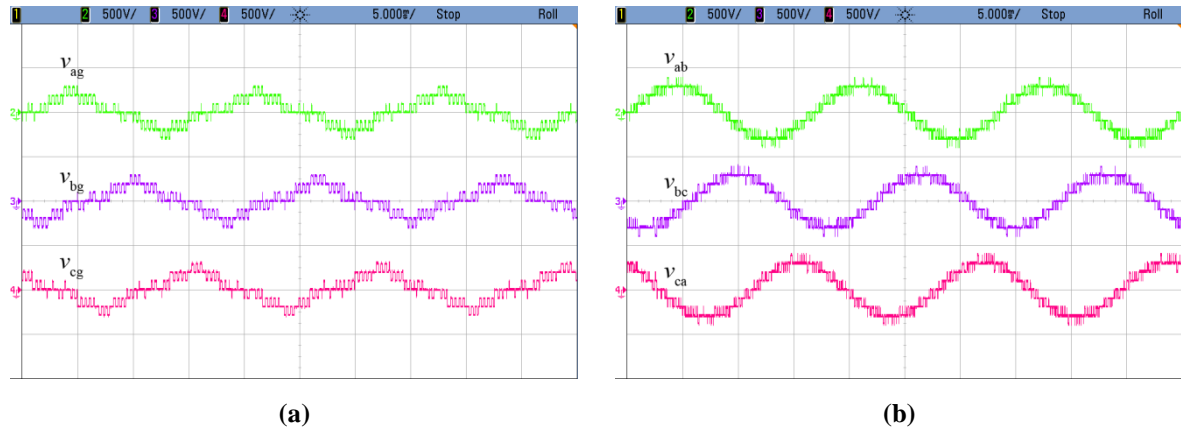
**Figura 64. Resultados experimentais: (a) Tensões dos braços do conversor NPC ( $v_{xg2}(t)$ ), (b) Tensões das células monofásicas em ponte completa ( $v_{xg1}(t)$ ).**

Na Figura 65(a) é apresentada a composição da tensão da fase  $a$ , dada pela soma da tensão sintetizada pelo conversor NPC ( $v_{ag2}(t)$ ) com a tensão sintetizada pela célula em ponte completa ( $v_{ag1}(t)$ ), produzindo a tensão de fase ( $v_{ag}(t)$ ) nos terminais do retificador, que é apresentada juntamente com a corrente de fase. Já na Figura 65(b) é mostrada a tensão nos terminais da rede e a corrente de fase, ambos da fase  $a$ , na qual é possível verificar que corrente apresenta reduzida distorção e está em fase com a tensão da rede.



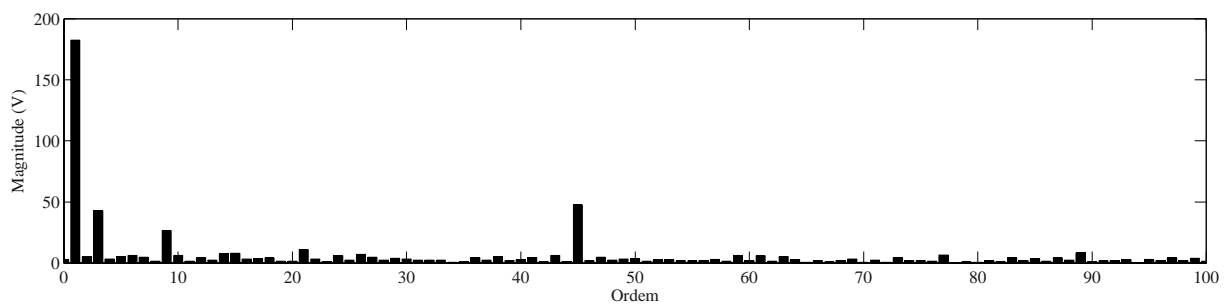
**Figura 65. Resultados experimentais: (a) Composição da tensão da fase  $a$  nos terminais do inversor, (b) Tensão na rede e corrente de fase ( $i_a(t)$ ).**

As tensões de fase nos terminais do retificador ( $v_{ag}(t)$ ,  $v_{bg}(t)$ ,  $v_{cg}(t)$ ) são mostradas na Figura 66(a) e as tensões de linha nos terminais do retificador ( $v_{ab}(t)$ ,  $v_{bc}(t)$ ,  $v_{ca}(t)$ ) são apresentadas na Figura 66(b). É possível verificar que a adição da tensão de modo comum aos sinais de referência das células em ponte completa não distorce as tensões de linha.

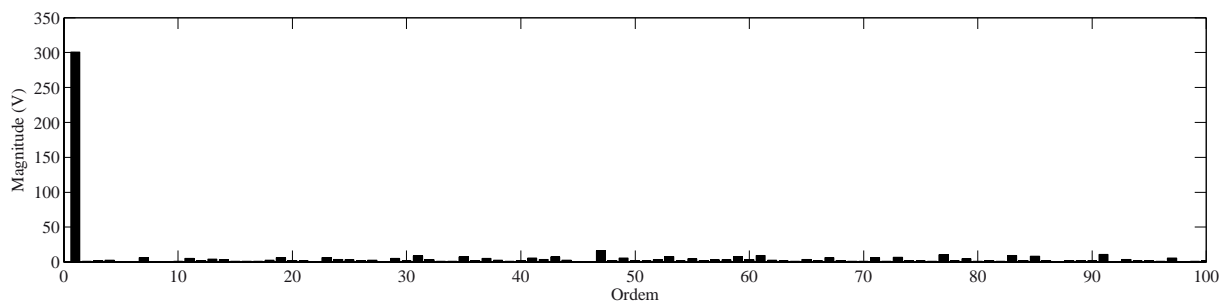


**Figura 66. Resultados experimentais: (a) Tensões de fase nos terminais do retificador ( $v_{ag}(t)$ ,  $v_{bg}(t)$ ,  $v_{cg}(t)$ ), (b) Tensões de linha nos terminais do retificador ( $v_{ab}(t)$ ,  $v_{bc}(t)$ ,  $v_{ca}(t)$ ).**

A Figura 67 apresenta o espectro harmônico da tensão de fase, a qual possui um THD de 45,80 %. Já o espectro da tensão de linha é mostrado na Figura 68, sendo que a mesma possui uma THD de 19,44 %.

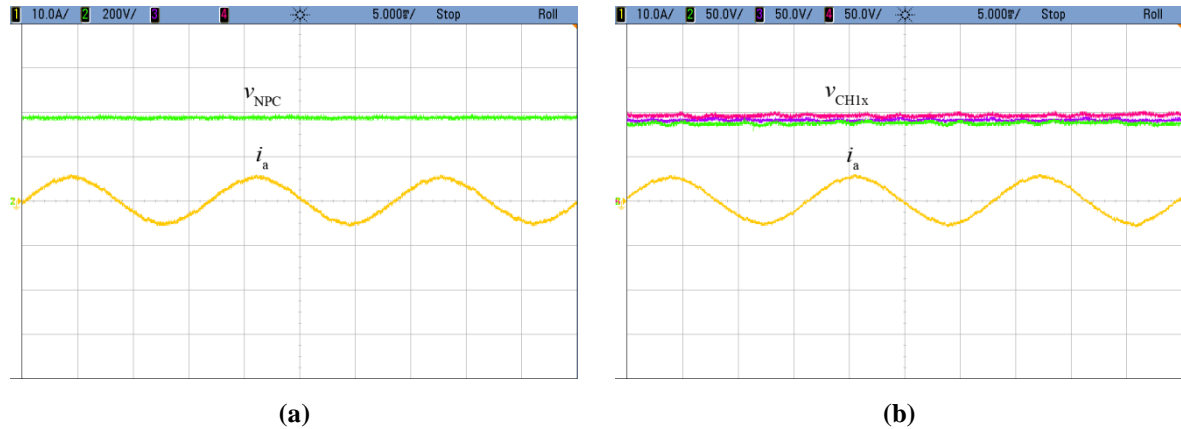


**Figura 67. Resultados experimentais: espectro da tensão da fase a ( $v_{ag}$ ) do retificador**



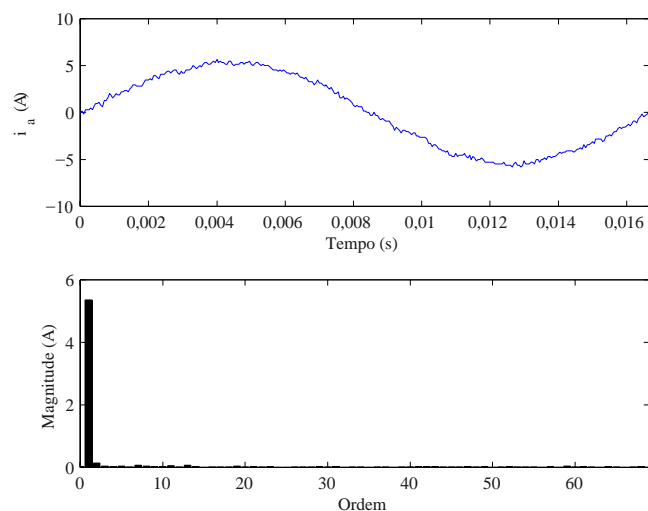
**Figura 68. Resultados experimentais: espectro da tensão de linha ( $v_{ab}$ ) do retificador**

A Figura 69(a), apresenta a tensão no barramento CC do inversor NPC, juntamente com a corrente da fase  $a$ , já a Figura 69(b) apresenta as tensões nos capacitores das células em ponte completa e a corrente da fase  $a$ . Em ambos é possível observar a regulação de tensão é alcançada sobre condição de carga nominal.



**Figura 69. Resultados experimentais: (a) Tensão no barramento CC do conversor NPC e corrente da fase  $a$ , (b) Tensões nas células em ponte completa e corrente na fase  $a$ .**

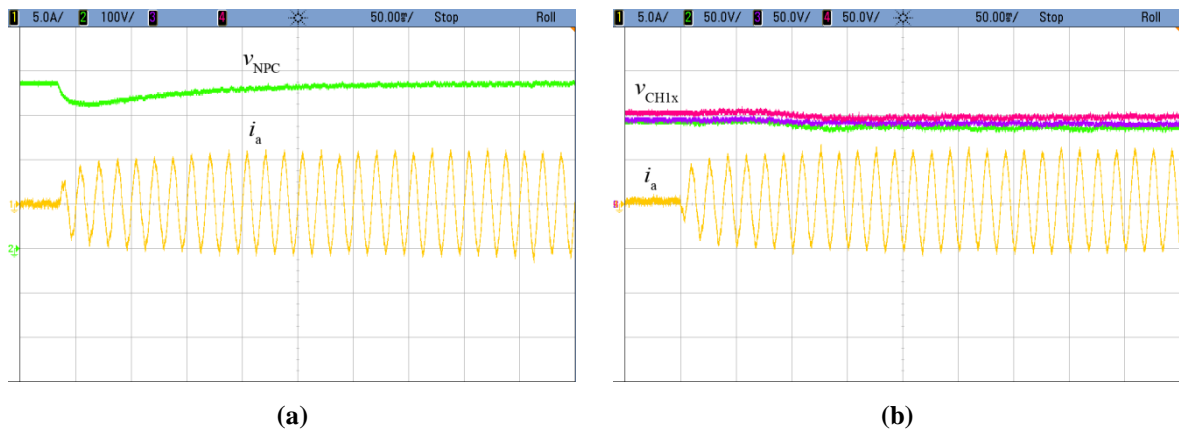
Considerando ainda a corrente da fase  $a$  apresentada na Figura 69(a), calculando a taxa de distorção harmônica total é possível verificar que a mesma apresenta uma THD de 5,56%, e seu respectivo espectro harmônico é mostrado na Figura 70.



**Figura 70. Resultado experimental: espectro harmônico da corrente da fase  $a$ .**

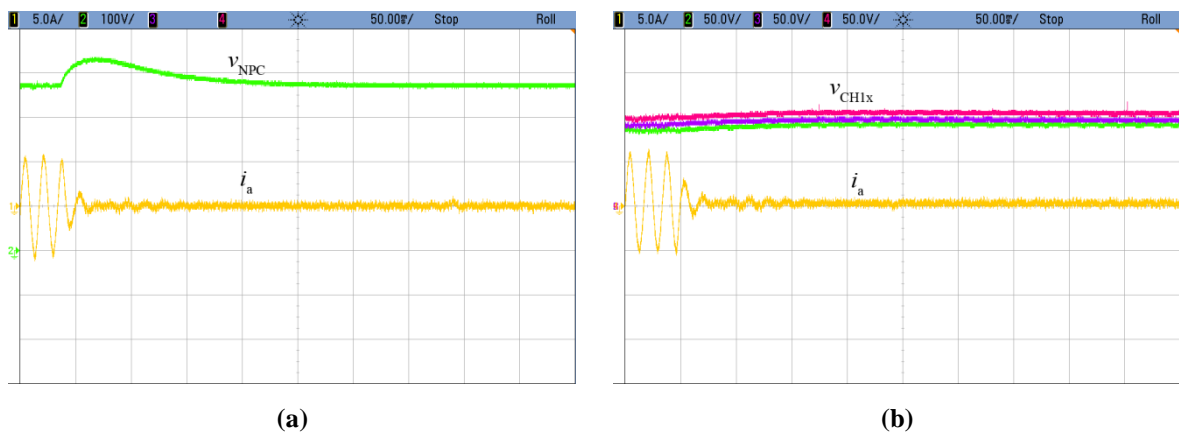
O retificador também foi submetido a degraus de carga, considerando degraus de carga de 0% para 100%, quanto de 100% para 0%, e os resultados são apresentados a seguir. Inicialmente, são apresentados os resultados para degrau de entrada de carga, de 0% para

100%. A Figura 71(a) apresenta a tensão do barramento CC do conversor NPC, enquanto a Figura 71(b) mostra a tensões nos barramentos das células em ponte completa, sendo que as figuras mostram também a corrente da fase  $a$ . Verifica-se um afundamento na tensão do barramento CC do conversor NPC, devido ao degrau de carga, no entanto essa tensão é corrigida pelo sistema de controle.



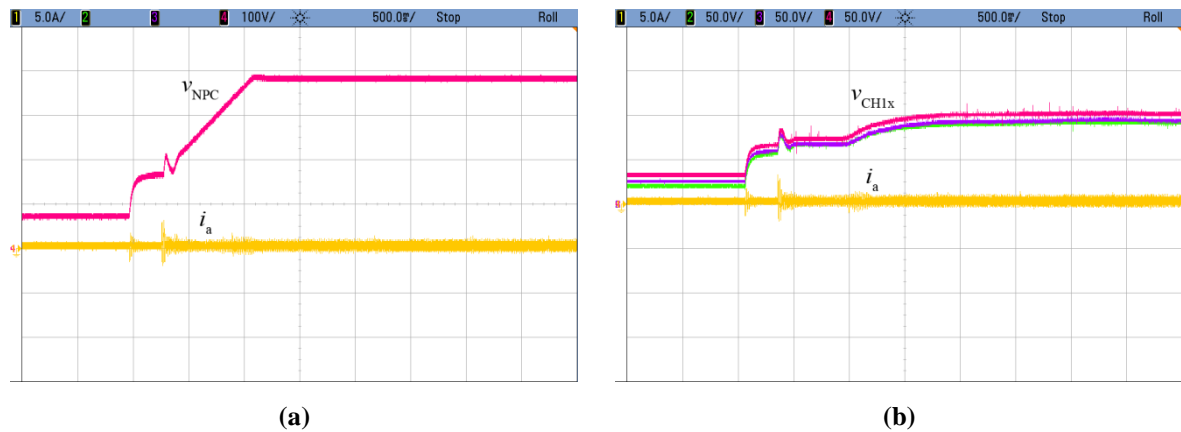
**Figura 71. Resultados experimentais: degrau de carga de 0% para 100%. (a) Tensão no barramento CC do conversor NPC e corrente da fase  $a$ , (b) Tensões nas células monofásicas em ponte completa e corrente na fase  $a$ .**

Considerando agora um degrau de carga de 100% para 0%, a Figura 72(a) apresenta a tensão no barramento CC do conversor NPC e a Figura 72(b) mostra as tensões nos capacitores das células em ponte completa. É possível verificar que a tensão no barramento CC do conversor NPC, tem um crescimento em virtude da retirada de carga, no entanto a tensão é rapidamente acomodada ao valor de referência.



**Figura 72. Resultados experimentais degrau de carga de 100% para 0%. (a) Tensão no barramento CC do conversor NPC e corrente da fase  $a$ , (b) Tensões nas células monofásicas em ponte completa e corrente na fase  $a$ .**

Para a partida do retificador, assim como mostrado nos resultados de simulação, é necessário realizar uma pré-carga dos capacitores, desabilitando os IGBTs e inserindo uma resistência nas linhas. Após a pré-carga inicial, os controladores são habilitados e o retificador começa a operar de forma controlada. As tensões dos barramentos CC são levadas aos seus valores nominais por meio de rampas de tensão, conforme verificado na Figura 73(a) para a tensão no barramento CC do conversor NPC e na Figura 73(b) para as tensões dos capacitores das células em ponte completa, ambas apresentadas juntamente com a corrente da fase  $a$ .



**Figura 73. Resultados experimentais: partida do retificador. (a) Tensão no barramento CC do conversor NPC e corrente da fase  $a$ , (b) Tensões nas células monofásicas em ponte completa e corrente na fase  $a$ .**

Os resultados experimentais validam os resultados obtidos em simulação e comprovam o funcionamento da estrutura do conversor multinível como um retificador controlado. Os controladores atuam de forma desejada, mantendo as tensões das células e do barramento CC do conversor NPC reguladas, bem como garante o fator de potência unitário na entrada do retificador.

#### 4.5 CONCLUSÕES PARCIAIS

Nessa seção foram apresentados o projeto e operação do conversor multinível em estudo como um retificador controlado com capacidade de regeneração de energia. Resultados de simulação comprovam o funcionamento da estrutura multinível operando como retificador, bem como as dinâmicas da planta quando submetidas a degraus de carga. Da mesma forma os resultados experimentais comprovam e validam os resultados de simulação. Em ambos os resultados são adequados e os objetivos do estudo são alcançados, garantindo fator de potência unitário na entrada e operação na região linear das células em ponte completa.

## 5 CONCLUSÕES

Essa Dissertação de Mestrado apresentou uma estratégia de modulação para um conversor multinível híbrido com uma única fonte CC que garante a regulação das tensões dos capacitores dos barramentos CC das células em ponte completa. Nessa estratégia, o conversor NPC é modulado na frequência fundamental dos sinais de referência, utilizando a técnica de eliminação seletiva de harmônicas. O único ângulo de comutação é calculado para sintetizar a componente fundamental desejada, tal que o conversor NPC idealmente processa toda potência do conversor multinível. Dessa forma, as células em ponte completa não processam potência ativa e os seus barramentos CC mantêm-se regulados.

Para garantir que as células em ponte completa operem na região linear, uma tensão de modo comum foi adicionada aos sinais de referência das células monofásicas em ponte completa. Ao contrário dos trabalhos anteriores que empregam a adição de tensão de modo comum para a regulação das tensões dos capacitores flutuantes, nesse trabalho a tensão de modo comum é obtida de forma sistemática, a partir de uma abordagem geométrica, permitindo a regulação de tensão tanto para um inversor simétrico de 5 níveis, quando para um inversor assimétrico binário de 7 níveis.

Simulações são apresentadas para validar a técnica de modulação empregada, na qual é obtida uma região de possíveis valores de tensão de modo comum que garantem a operação das células monofásicas em ponte completa na região linear. Também são apresentados resultados de simulação do controle das tensões nos capacitores flutuantes, considerando a operação como inversor.

A topologia em estudo e a estratégia de modulação proposta são empregadas em um retificador trifásico multinível. Na operação como retificador, são apresentados resultados de simulação e posteriormente resultados experimentais, que validam a modulação proposta e os resultados obtidos em simulação. O retificador foi também submetido a degraus de carga, com o objetivo de testar a regulação de tensão nos capacitores, obtendo-se resultados satisfatórios. Dessa forma, comprovou-se que o conversor multinível híbrido com uma única fonte de tensão contínua pode ser empregado como estágio de entrada (retificador) de sistemas de acionamento de velocidade variável para motores de média tensão, sendo uma alternativa para aplicações que demandam regeneração de energia, elevado fator de potência de entrada, assim como uma resposta dinâmica satisfatória.

## 5.1 PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS

Alguns tópicos ainda devem ser estudados futuramente nesse tema:

- Ampliação dos limites de regulação das tensões dos capacitores flutuantes para valores maiores de índice de modulação de amplitude, impondo componentes fundamentais de tensão e corrente em quadratura.
- Generalização da estratégia de modulação para um maior número de células monofásicas em ponte completa em série.
- Análise da escolha da tensão de modo comum em função de outros índices quantitativos, tal como rendimento do conversor multinível.
- Análise e comparação do filtro passivo (L ou LCL) em relação a um retificador trifásico convencional.
- Projeto dos capacitores dos barramentos CC.
- Análise da variação do parâmetro  $k$  em tempo real.



## **BIBLIOGRAFIA**

BAKER, R. H. B., MASS. **Switching Circuit**: US 4 210 826. US 4 210 826: 17 p. 1980.

BORGONOVO, D. Modelagem e controle de retificadores PWM trifásicos empregando a transformação de Park. 2011. (Dissertação de Mestrado). UFSC, Florianópolis.

CARDOSO, R.; CAMARGO, R. F.; PINHEIRO, H.; PINHEIRO, J. R. **Estruturas de sincronismo monofásica e trifásica baseadas no filtro de kalman**. Revista Controle & Automação. 17 no.4: 21 p. 2006.

CARNIELUTTI, F.; PINHEIRO, H.; RECH, C. Generalized Carrier-Based Modulation Strategy for Cascaded Multilevel Converters Operating Under Fault Conditions. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 2, p. 679-689, 2012. ISSN 0278-0046.

CHIASSON, J. N.; OZPINECI, B.; TOLBERT, L. M. A Five-Level Three-Phase Hybrid Cascade Multilevel Inverter Using a Single DC Source for a PM Synchronous Motor Drive. IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC, 2007, Feb. 25 2007-March 1 2007. p.1504-1507.

FRANQUELO, L. G.; RODRIGUEZ, J.; LEON, J. I.; KOURO, S.; PORTILLO, R.; PRATS, M. A. M. The age of multilevel converters arrives. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 2, n. 2, p. 28-39, 2008. ISSN 1932-4529.

GAUPP, O.; ZANINI, P.; DAEHLER, P.; BAERLOCHER, E.; BOECK, R.; WERNINGER, J. **Bremen's 100-MW static frequency link** 1996.

JIH-SHENG, L.; FANG ZHENG, P. Multilevel converters-a new breed of power converters. IEEE Industry Applications Conference, IAS, 1995, 8-12 Oct 1995. p.2348-2356 vol.3.

JINGSHENG, L.; CORZINE, K.; FERDOWSI, M. A new control method for single-dc-source cascaded H-bridge multilevel converters using phase-shift modulation. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC, 2008, 24-28 Feb. 2008. p.886-890.

JINGSHENG, L.; KAI, W.; FERDOWSI, M. Cascaded H-bridge Multilevel Inverters -A Reexamination. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC, 2007, 9-12 Sept. 2007. p.203-207.

KHOUCHA, F.; ALES, A.; KHOUDIRI, A.; MAROUANI, K.; BENBOUZID, M. E. H.; KHELOUI, A. A 7-level single DC source cascaded H-bridge multilevel inverters control using hybrid modulation. XIX International Conference on Electrical Machines, (ICEM), 2010, 6-8 Sept. 2010. p.1-5.

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**, v. 36, n. 3, p. 834-841, 2000. ISSN 0093-9994.

MEYNARD, T. A.; FOCH, H. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC, 1992, 29 Jun-3 Jul 1992*. p.397-403 vol.1.

MORI, S.; MATSUNO, K.; HASEGAWA, T.; OHNISHI, S.; TAKEDA, M.; SETO, M.; MURAKAMI, S.; ISHIGURO, F. Development of a large static VAR generator using self-commutated inverters for improving power system stability. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 8, n. 1, p. 371-377, 1993. ISSN 0885-8950.

NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. IA-17, n. 5, p. 518-523, 1981. ISSN 0093-9994.

RECH, C. **Análise, projeto e desenvolvimento de sistemas multiníveis híbridos**. 2005. 279 (Doutor). Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, UFSM, Santa Maria, RS, Brasil.

RECH, C.; PINHEIRO, J. R. Hybrid multilevel converters: Unified analysis and design considerations. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 2, p. 1092-1104, Apr 2007. ISSN 0278-0046. Disponível em: <<Go to ISI>://000245518900042 >.

RODRIGUEZ, J.; BERNET, S.; STEIMER, P. K.; LIZAMA, I. E. A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 7, p. 2219-2230, 2010. ISSN 0278-0046.

RODRIGUEZ, J.; JIH-SHENG, L.; FANG ZHENG, P. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 4, p. 724-738, 2002. ISSN 0278-0046.

RYAN, M. J.; LORENZ, R. D.; DE DONCKER, R. Modeling of multileg sine-wave inverters: a geometric approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 46, n. 6, p. 1183-1191, 1999. ISSN 0278-0046.

SASONGKO, F.; BUWANA, H. N.; ISWARA, R.; DAHONO, P. A. A modular multilevel inverter using single dc voltage source for static var compensators. *International Conference on Electrical Engineering and Informatics (ICEEI), 2011, 17-19 July 2011*. p.1-6.

SCHAUDER, C.; GERNHARDT, M.; STACEY, E.; LEMAK, T.; GYUGYI, L.; CEASE, T. W.; EDRIS, A. Development of a  $\pm 100$  MVar static condenser for voltage control of transmission systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 10, n. 3, p. 1486-1496, 1995. ISSN 0885-8977.

SILVA, C. A.; CORDOVA, L. A.; LEZANA, P.; EMPRINGHAM, L. Implementation and Control of a Hybrid Multilevel Converter With Floating DC Links for Current Waveform Improvement. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 6, p. 2304-2312, 2011. ISSN 0278-0046.

STEIMER, P.; VEENSTRA, M. Converter with additional voltage addition or subtraction at the output 2003.

STEIMER, P. K.; MANJREKAR, M. D. Practical medium voltage converter topologies for high power applications. IEEE Industry Applications Conference, IAS, 2001, Sept. 30 2001-Oct. 4 2001. p.1723-1730 vol.3.

THOMAS, G. H. Power inverter for generating voltage regulated sine wave replica  
U. S. Patent 5 373 433 1994.

ULRICH, J. A.; BENDRE, A. R. Floating capacitor voltage regulation in diode clamped hybrid multilevel converters. IEEE Electric Ship Technologies Symposium, ESTS, 2009, 20-22 April 2009. p.197-202.

VEENSTRA, M.; RUFER, A. Control of a hybrid asymmetric multilevel inverter for competitive medium-voltage industrial drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 2, p. 655-664, 2005. ISSN 0093-9994.

WEG. MVW01 – Inversor de Frequência de Média Tensão. WEG 2011.

ZHONG, D.; OZPINECI, B.; TOLBERT, L. M.; CHIASSON, J. N. DC-AC Cascaded H-Bridge Multilevel Boost Inverter With No Inductors for Electric/Hybrid Electric Vehicle Applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 45, n. 3, p. 963-970, 2009. ISSN 0093-9994.

ZHONG, D.; TOLBERT, L. M.; CHIASSON, J. N.; OZPINECI, B. A cascade multilevel inverter using a single DC source. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC, 2006, 19-23 March 2006. p.5 pp.