



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

SAMUEL JÓ DE MESQUITA

**NOVA FAMÍLIA DE INVERSORES MULTINÍVEIS ASSIMÉTRICOS COM ESTÁGIO
CA-CA E COM REDUZIDO NÚMERO DE COMPONENTES EM CONDUÇÃO**

FORTALEZA

2016

SAMUEL JÓ DE MESQUITA

NOVA FAMÍLIA DE INVERSORES MULTINÍVEIS ASSIMÉTRICOS COM ESTÁGIO CA-
CA E COM REDUZIDO NÚMERO DE COMPONENTES EM CONDUÇÃO

Tese apresentada ao Curso de Doutorado em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos.

Orientador: Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes.

Coorientador: Prof. Dr.-Ing. Sérgio Daher.

FORTALEZA

2016

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária

Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

M546n Mesquita, Samuel Jó de.

Nova família de inversores multiníveis assimétricos com estágio ca-ca e com reduzido número de componentes em condução / Samuel Jó de Mesquita. – 2016.
124 f. : il. color.

Tese (doutorado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2016.

Orientação: Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes.

Coorientação: Prof. Dr. Sérgio Daher.

1. Inversores multiníveis assimétricos. 2. Estágio CA-CA. 3. Chaves bidirecionais. 4. Transformador de múltiplos secundários. 5. Modulação híbrida. I. Título.

CDD 621.3

SAMUEL JÓ DE MESQUITA

NOVA FAMÍLIA DE INVERSORES MULTINÍVEIS ASSIMÉTRICOS COM ESTÁGIO CA-
CA E COM REDUZIDO NÚMERO DE COMPONENTES EM CONDUÇÃO

Tese apresentada ao Curso de Doutorado em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos.

Aprovada em: 28/10/2016 .

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Sergio Daher (Co-Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Cassiano Rech
Universidade Federal de Santa Maria (UFSM)

Prof. Dr. Hermínio Miguel de Oliveira Filho
Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira (UNILAB)

Prof^{ta}. Dr^a. Ranoyca Nayana Alencar Leão e Silva Aquino
Universidade Federal do Piauí (UFPI)

Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior
Universidade Federal do Ceará (UFC)

A Deus,
Aos meus pais Francisco das Chagas e Lindaura,
As minhas duas irmãs Patrícia e Eliabe
Ao meu avô Júlio Silva
Aos meus mestres e mentores.

AGRADECIMENTOS

À Deus pela inspiração e dádiva deste elaborado.

À CAPES, pelo o suporte financeiro.

Aos meu grande orientador professor Fernando Antunes pela boa parceria, pelo conhecimento transmitido, pela presença constante nas diferentes etapas deste trabalho e pela magnífica orientação.

Agradeço ao Prof. Sérgio Daher pela disponibilidade, sugestões e auxílio nos diferentes entraves, principalmente na montagem e no funcionamento do protótipo.

À minha família pelo apoio e cuidado durante os diferentes pontos da curva até a chegada deste trabalho. Ressalto o nome do meu pai Francisco Das Chagas pela presença, suporte, motivação e pelo exemplo de perseverança. Apresento também o nome da minha mãe Lindaura, pelo recíproco do meu pai e pelas incessantes orações além do cuidado de mãe sempre presente. Agradeço as minhas duas irmãs que tanto amo, Patrícia Kelly e Eliabe Ana. Também não posso esquecer do meu avô Julio Silva e minha tia Socorro e o meu tio Arlindo pela amizade e intercessão. Reforço meus agradecimentos a todos da família mesquita, tios e tias, primas e primos em especial o meu primo Jefferson.

Aos integrantes da banca examinadora Prof. Dr. Cassiano Rech, Prof. Dr. Hermínio Miguel, Prof^a. Dra. Ranoyca Silva, Prof. Dr. René, e Prof. Dr. Demercil, pelo tempo, pelas estimadas colaborações e sugestões.

Agradeço também a todos os professores do DEE em especial, a Prof^a. Ruth, Prof. René, Prof. Domenico, Prof. Demercil, Prof. Raimundo, Prof^a Laurinda, Prof. Paulo Praça, Prof. Kleber, Prof. Tobias, Prof. Fabrício, Prof. Luiz Henrique, Prof. José Carlos, Prof. Bismark, Prof. Gustavo e Prof. Arthur, pelas sugestões e pelo conhecimento transmitido.

Ao Pr. Paulo e a missionária Auxiliadora, pela amizade e pelas intercessões frente aos diferentes entraves na vida acadêmica.

Aos colegas das disciplinas cursadas e amigos do laboratório: João Abelides, Júnior, Juliano, Ésio, Bruno Almeida, Antônio Barbosa, Aluisio, Silas, Fernando Marshal, Lucas, Hermínio, Pedro, Jorge, Cícero Alisson, Fábio, Antônio, Anderson, Jéssica, Janaína, Mário, Davi Joca, Dalton, Marcus Anderson, Wellington, Wilmar, Luan, Everton e Alan, pelas reflexões, críticas e sugestões recebidas.

A todas as pessoas que por motivo de esquecimento não foram citadas anteriormente vou deixando neste espaço minhas sinceras desculpas.

“Onde está o caminho em que se reparte a luz, e se espalha o vento oriental sobre a terra? Quem abriu para a inundação um leito, e o caminho que faz os relâmpagos para os trovões?”
(Jó 38:24,25)

“... Até aqui nos ajudou o Senhor.”
(1 Samuel 7:12)

RESUMO

Esta tese propõe uma nova família de inversores multiníveis assimétricos baseados no uso de chaves bidirecionais. Generalizadas relações de tensão entre as fontes de entrada dos inversores cascadeados são desenvolvidas e análises comparativas realizadas com as topologias convencionais demonstram uma solução atrativa com relação a redução do número de componentes em condução, além do reduzido emprego de fontes CC isoladas. Soluções topológicas empregando apenas uma fonte CC são apresentadas e a operação com estágio CA-CA desses conversores não necessita de pontes de diodos para confecção das fontes de alimentação dos inversores multiníveis assimétricos como comumente é usado pela comunidade científica. Estratégias de modulação PWM para algumas topologias são propostas e os resultados de simulações são apresentados para validar as análises teóricas. Entre as topologias propostas, foram escolhidas duas de maior complexidade para a validação experimental por meio de um protótipo de 49 níveis na tensão de saída, empregando um transformador toroidal de múltiplos secundários operando em 300 Hz, para a primeira topologia e em 60 Hz para a segunda topologia. Os resultados experimentais para as duas topologias processando 1 kW com tensão de entrada de 48 V e de saída 220 V validam os conversores aqui propostos. Também é validada a proposta dos estados otimizados de comutação dos interruptores bidirecionais. Dessa forma, este trabalho introduz novas topologias de inversores multiníveis assimétricos viáveis até mesmo para operações em baixas potências.

Palavras-chave: Chaves bidirecionais. Estágio CA-CA. Inversores multiníveis assimétricos. Topologias isoladas. Transformador de múltiplos secundários. Modulação *staircase*. Modulação híbrida. Modulação PWM.

ABSTRACT

This thesis proposes a new family of asymmetric multilevel inverters based on the use of bi-directional switches. Generalized voltage relations among input sources of the cascaded inverters are developed and comparative analyzes with conventional topologies show an attractive solution in relation to the reduction of the number of components in conduction, as well as the reduced number of isolated DC sources. Topological solutions employing only one DC source are presented and the AC-AC operating stage of these converters does not require diode bridges to create the power supplies of asymmetric multilevel inverters as commonly proposed by the scientific community. PWM modulation strategies for some topologies are proposed and validated by simulation results. Among the proposed topologies, two topologies of higher complexity were chosen to validate the studies by means of a 49-level output voltage laboratory prototype, using a toroidal transformer with multiple secondary windings, being one topology operating at 300 Hz, and the second one at 60 Hz. Experimental results for the two topologies processing 1 kW with 48 V input voltage and 220 V output validate these converters as well as the optimized commutation states of the bi-directional switches. In this way, this work introduces new multilevel inverter topologies viable for low power and low voltage operation.

Keywords: Asymmetrical multilevel inverters. AC-AC conversion. Bi-directional switches. Multi-winding transformers. Hybrid modulation. PWM modulation. Staircase modulation.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1-1	– Diagrama de blocos de conversores multiníveis	20
Figura 1-2	– Estratégias de modulação para conversores multiníveis	24
Figura 1-3	– Formas de onda de saída dos conversores multiníveis.....	25
Figura 1-4	– Topologias de inversores multiníveis empregando células CHB-2cb.....	30
Figura 1-5	– Inversores multiníveis de 7 níveis operando com modulação PWM.....	31
Figura 1-6	– Topologias de inversores multiníveis utilizando células CHB-cb em cascata	32
Figura 1-7	– Nova topologia de um inversor multinível que utiliza apenas uma fonte CC e usa somente duas chaves bidirecionais em condução na confecção dos 17 níveis modulados na tensão V_o	33
Figura 2-1	– Topologia proposta com estágio CA-CA.....	35
Figura 2-2	– Circuito genérico da estrutura proposta com células CHB-2cb em cascata....	39
Figura 2-3	– Forma de onda da tensão no enrolamento primário, V_{pr} , com seu respectivo fluxo, ϕ	40
Figura 2-4	– Circuito simplificado do transformador.....	42
Figura 2-5	– Modos de operação do transformador	43
Figura 2-6	– Implementação do controle de saturação do transformador: (a) aquisições da corrente do enrolamento primário (b) implementação da malha.....	43
Figura 2-7	– Forma de onda alinhada com a tabela: confecção da tensão de saída baseada numa tensão primária V_{pr} para o inversor operando com estágio CA-CA e a configuração (1:2:7:14)	46
Figura 2-8	– Frequências das chaves para operação com fonte CA vs operação com fonte CC: S11 e S13 são para as células operando com fontes CC e S11a e S13a são para a operação com fonte CA em 300 Hz.....	47
Figura 2-9	– Formas de onda da tensão de saída: do inversor, $V_o(t)$, da célula 2, $V_{oh2}(t)$ e da célula 1, $V_{oh1}(t)$, juntamente com suas respectivas componentes fundamentais máximas	48
Figura 2-10	– Comparação entre o CHB-simétrico e a topologia proposta considerando o número de chaves em condução por níveis sintetizados	50
Figura 2-11	– Comparação das topologias CHB-ternário CA-CA, CHB-binário CA-CA com a topologia proposta considerando o número de chaves em condução por níveis sintetizados.....	51
Figura 2-12	– Contribuição das duas células CHB-2cb na formação da tensão de saída V_o . Onde: V_{oh1} e V_{oh2} são respectivamente, a tensão de saída da primeira e da segunda célula CHB-2cb	52
Figura 2-13	– Efeito da transição da ponte <i>H-bridge</i> de entrada na tensão de saída V_o	53
Figura 2-14	– Espectro harmônico (FFT) da tensão de saída V_o , obtido com tempo de transição (T_t) ou tempo morto igual a 1 μ s para todas as chaves.....	53
Figura 2-15	– Correntes no inversor: I_{pr} é a corrente no enrolamento primário, I_{in} é a corrente no barramento CC e I_o é a corrente na saída do inversor com carga resistiva para uma potência de 1 kW – 220 V	54
Figura 2-16	– Tensão antes e após do filtro. Gráfico superior: tensão de saída antes do filtro; gráfico inferior: tensão de saída após o filtro L_oC_o : $L_o = 600 \mu$ H e $C_o = 5 \mu$ F.....	55
Figura 2-17	– Módulo de 7 níveis operando com fontes independentes.....	56
Figura 2-18	– Implementação da estratégia de modulação	58
Figura 2-19	– Implementação da modulação PD-PWM	58
Figura 2-20	– Pulsos fundamentais, S11, S13, S15 e S16 para a tensão de saída V_o implementada com a modulação PD-PWM	59

Figura 2-21	– Portadoras triangulares e sinal de referência usados na confecção da tensão de saída V_o	59
Figura 2-22	– Espectro harmônico da tensão de saída V_o antes do filtro (V_{oaf} da Figura 2-21) em percentual da componente fundamental	60
Figura 2-23	– Conversor bidirecional de sete níveis operando com estágio CA-CA.....	61
Figura 2-24	– Forma de implementação para o estágio CA-CA, a partir da técnica de acionamento utilizando o circuito de tratamento de sinais em alusão à operação com fontes CC	63
Figura 2-25	– Forma de implementação CA-CA expandida da Figura 2-24: (a) operação da célula CHB-2cb com fontes CC, (b) circuito de tratamento e (c) sinais convertidos para a operação no estágio CA-CA.....	64
Figura 2-26	– Topologia de 7 níveis operando com uma fonte CC e estágio CA-CA empregando o mínimo número de componentes em condução.....	65
Figura 2-27	– Pulsos fundamentais para a operação do inversor com estágio CA-CA na formação da tensão V_o	67
Figura 2-28	– Operação da célula CHB-2cb com fontes CA (chaves, S_{1ya}) versus peração com fontes CC (chaves, S_{1ycc}). Sinais adquiridos para $f_{po} = 1800$ Hz e $f_{tr} = 300$ Hz	68
Figura 2-29	– Gráfico superior: mostra a tensão V_{pr} com $f_{tr} = 300$ Hz, gráficos intermediários: mostram as correntes I_{n1} e I_{n2} respectivamente do primeiro e do segundo enrolamento e o gráfico inferior: mostra a tensão de saída antes do filtro (V_{oaf}) e depois do filtro LoCo (V_o).....	69
Figura 2-30	– Espectro harmônico da tensão V_{oaf} antes do filtro	70
Figura 2-31	– Nível indesejados de tensão +3, em $V_o > 0$ e $I_o < 0$	71
Figura 2-32	– Nível indesejado de tensão -3 em $V_o < 0$ e $I_o > 0$	71
Figura 3-1	– Conversor multinível empregando células CHB-cb	75
Figura 3-2	– Circuito genérico para o inversor empregando células CHB-cb em cascata..	79
Figura 3-3	– Relação entre os pesos $\xi_{x,j}$ na formação da tensão de saída V_o	80
Figura 3-4	– Quatro arranjos para a célula CHB-cb empregando apenas uma fonte CC....	81
Figura 3-5	– Número de chaves versus número de níveis	83
Figura 3-6	– Comparação entre o número de fontes independentes por níveis na tensão de saída	84
Figura 3-7	– Resultado de simulação para 1 kW – 220 V com 25 níveis em V_o . Onde o primeiro, segundo e terceiro gráfico mostram respectivamente as tensões nas saídas V_{oh1} , V_{oh2} e V_o	84
Figura 3-8	– Resultado de simulação para 1 kW – 220 V com 85 níveis em V_o . Onde o primeiro, segundo e terceiro gráfico mostram respectivamente as tensões nas saídas V_{oh1} , V_{oh2} , V_{oh3} e V_o	85
Figura 3-9	– Resultado de simulação para 1 kW – 220 V com 125 níveis em V_o . Onde o primeiro, segundo e terceiro gráfico mostram respectivamente as tensões nas saídas V_{oh1} , V_{oh2} , V_{oh3} e V_o	86
Figura 3-10	– Topologia do inversor utilizada para a implementação da modulação híbrida modificada resultando 17 níveis modulados na tensão de saída	87
Figura 3-11	– Modulação híbrida modificada, implementada no inversor mostrado na Figura 3-10	88
Figura 3-12	– Sinais de referência $r_2(t)$ e $r_1(t)$ respectivamente das células 1 e 2 para inversor mostrado na Figura 3-10.....	89

Figura 3-13 – Tensão nas saídas das células 1 e 2 resultantes da implementação da modulação híbrida modificada na formação da onda multinível com níveis modulados.....	89
Figura 4-1 – Conversor multinível isolado proposto e formas de implementação das chaves bidirecionais: (a) uma chave ativa com quatro diodos, caso 1, (b) duas chaves mosfets em anti-série, caso 2 (escolhida para as análises) e (c) misto, célula T utilizando chaves conforme o caso 1 e o caso 2.....	91
Figura 4-2 – Diagrama de blocos da estratégia de modulação proposta	93
Figura 4-3 – Sinais de referência para o inversor operando com duas células no modo III da Tabela 4-1	95
Figura 4-4 – Tensões de saída nas células 1 e 2 para o inversor operando com duas células no modo III da Tabela 4-1.....	96
Figura 4-5 – Espectro harmônico de V_o , DHT sem filtro 6,8%.....	96
Figura 4-6 – Tensão de saída V_o após reduzido filtro L_oC_o	97
Figura 4-7 – Tensão de saída das células 1 e 2 para o inversor operando com carga de caráter capacitiva	97
Figura 4-8 – Aspecto da tensão nas células T e na saída do inversor alimentando uma carga de caráter capacitiva.....	98
Figura 4-9 – Sinais de <i>gate</i> e tensão de saída V_o quando o inversor alimenta uma carga de caráter capacitiva.....	99
Figura 5-1 – Protótipo implementado em laboratório	101
Figura 5-2 – Modos de operação do transformador toroidal com núcleo GO. Onde I_m é a corrente de magnetização, 300 mA/div e V_{pr} é a tensão no enrolamento primário 80 V/div	104
Figura 5-3 – Transformador saturado onde: I_m é a corrente de magnetização, 2 A/div e V_{pr} é a tensão no enrolamento primário, 50 V/div: (a) transformador saturado no semiciclo positivo, (b) transformador saturado no semiciclo negativo	104
Figura 5-4 – No canal 3, tem-se a corrente de magnetização, I_m , para uma tensão no enrolamento primário de 42 V. O canal 4 indica o instante onde é injetado o pequeno desbalanceamento Δs no semiciclo negativo com condição inicial de domínios magnéticos orientados negativamente	105
Figura 5-5 – Corrente de magnetização I_m ao retirar a componente CC do semiciclo negativo. Na descida para zero do sinal de <i>enable</i> é mostrado o instante da retirada da componente CC para o transformador alimentado com 42 V	106
Figura 5-6 – Domínio negativo (orientado) e saturação positiva para uma tensão do enrolamento primário de 42 V.....	106
Figura 5-7 – Domínio positivo (orientado) e saturação positiva para uma tensão no enrolamento primário de 42 V.....	107
Figura 5-8 – Corrente no enrolamento primário I_{pr} (30 A/div) com a malha de saturação implementada e tensão V_o (70 V/div) na saída do inversor com duas células CHB-2cb em cascata resultando 49 níveis na tensão de saída alimentando uma carga de caráter indutiva.....	107
Figura 5-9 – Efeito do tempo de passagem por zero da ponte de entrada, tensão V_{pr} , na tensão de saída V_o	108
Figura 5-10 – Formas de onda no estágio de saída do conversor com duas células CHB-2cb em cascata, onde: V_{oh1} , V_{oh2} são as saídas respectivamente da primeira e segunda células CHB-2cb e V_o é a tensão de saída do inversor.....	108

Figura 5-11 – Tensão e corrente de saída para o inversor suprindo uma carga RL	109
Figura 5-12 – Tensão de saída V_o e correntes nos enrolamentos da primeira célula para uma potência de 1 kW: (a) experimental e (b) simulado.....	110
Figura 5-13 – Tensão de saída V_o e correntes nos enrolamentos da segunda célula para uma potência de 1 kW: (a) experimental e (b) simulado.....	110
Figura 5-14 – Curva de rendimento para o conversor empregando duas células CHB-2cb em cascata com transformador operando em 300 Hz.....	111
Figura 5-15 – Tensões de saída nas células $V_{oh1}(t)$ e $V_{oh2}(t)$ do inversor multinível para a confecção da tensão de saída $V_o(t)$ com 49 níveis	112
Figura 5-16 – Correntes nos enrolamentos da célula 1: $I_{sn1,1}$ é a corrente no primeiro enrolamento $n_{1,1}$ e $I_{central}$ é a corrente do ponto central (corrente que flui para as chaves S_{15z} e S_{16z})	113
Figura 5-17 – Correntes nos enrolamentos da célula 2: $I_{sn2,1}$ é a corrente no primeiro enrolamento $n_{2,1}$ e $I_{central}$ é a corrente do ponto central (corrente que flui para as chaves S_{25z} e S_{26z})	113
Figura 5-18 – Corrente no enrolamento primário $I_{pr}(t)$ para uma potência de carga de 1 kW	114
Figura 5-19 – Curva de rendimento do inversor multinível híbrido com 49 níveis.....	114

LISTA DE TABELAS

Tabela 2-1 – Topologia proposta - configuração versus parâmetro $\zeta_{x,j}$	37
Tabela 2-2 – Topologias assimétricas versus número de níveis.....	38
Tabela 2-3 – Estados de transição da célula CHB-2cb 1.....	46
Tabela 2-4 – Frequências das chaves independentes S_{xya} ou S_{xyb}	47
Tabela 2-5 – Processamento de potência do inversor	49
Tabela 2-6 – Estados de chaveamento para a confecção dos níveis modulados na saída V_o ...	57
Tabela 2-7 – Estados de chaveamento para operação do conversor multinível de sete níveis com fonte CA	65
Tabela 2-8 – Estados de transição da célula de sete níveis CHB-2cb com estágio CA-CA	66
Tabela 3-1 – Esforços de tensão nas chaves.....	76
Tabela 3-2 – Configurações versus parâmetro $\zeta_{x,j}$	77
Tabela 3-3 – Topologia de inversores multiníveis assimétrico versus número de níveis	78
Tabela 4-1 – Configurações e parâmetro $\zeta_{x,j}$	93
Tabela 5-1 – Principais características das chaves empregadas na topologia CHB-2cb de 49 níveis	102
Tabela 5-2 – Principais características do conversor multinível	103

LISTAS DE ABREVIATURAS E SIGLAS

A/D	<i>Analog to Digital Converter</i> (Conversor Analógico Digital)
AWG	<i>American Wire Gauge</i> (Unidade Americana de Fios)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CHB	<i>Cascaded H-bridge</i>
CHB-2cb	Célula <i>H-bridge</i> associada com duas chaves bidirecionais centrais
CHB-cb	Célula <i>H-bridge</i> associada com uma chave bidirecional central
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
DHT	Distorção Harmônica Total
EMI	<i>Eletro-Magnetic Interference</i> (Interferência Eletromagnética)
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
GaN	<i>Gallium Nitride</i> (Nitreto de gálio)
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i> (Instituto dos Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos)
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
IGCT	<i>Integrated Gate-Commutated Thyristors</i>
MF	Média Frequência
MOSFET	<i>Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PD-PWM	<i>Phase-Disposition PWM</i>
PG	Progressão geométrica
PV	Abreviação do inglês <i>Photovoltaic</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Valor médio quadrático ou valor eficaz)
SiC	<i>Silicon Carbide</i> (Carbeto de silício)

LISTA DE SÍMBOLOS

A_{ef}	Área efetiva do núcleo em cm^2
B_{max}	Máxima densidade de fluxo magnético
C_o	Capacitância do filtro de saída
$D_{xy}(z)$	Diodo em anti-paralelo da chave $S_{xy}(z)$. Vide terminologia da chave. O termo (z) é usado apenas para chave bidirecional, para chave unidirecional considere apenas D_{xy}
f_{po}	Frequência da portadora
f_l	Frequência fundamental
f_{sw}	Frequência de comutação dos interruptores
f_{tr}	Frequência de operação do transformador
I_{in_p}	Valor de pico da corrente de entrada na fonte CC
$I_o(t)$	Corrente de carga
I_{opo}	Valor de pico da corrente de carga
L_o	Indutância do filtro de saída
m_a	Índice de modulação de amplitude
m_f	Índice de modulação de frequência
n	É o número de níveis de pico a pico do inversor multinível
n_m	Número de níveis sintetizado por cada módulo CHB-cb, $n_m = 5$
N	É o número de níveis em $\frac{1}{4}$ de ciclo da onda multinível
N_{pr}	Número de espiras do enrolamento primário
$N_{Sx,j}$	Número de espiras do enrolamento secundário da célula x na posição j
P_x	Peso da célula x é dado pela tensão do barramento (V_{Sx}) da célula x sobre a tensão da primeira fonte de tensão ($V_{S1,1}$), assim, tem-se $V_{Sx}/V_{S1,1}$ para as células CHB-2cb e células T, e para a célula CHB-cb, P_x é dado por $V_x/V_{1,1}$
$r_x(t)$	O sinal de referência da célula de maior potência
S_{xyz}	Chave bidirecional onde os termos: x corresponde ao número de cada módulo em cascata; y é a posição da chave pertencente a cada módulo e z é o termo relativo a descrição de um dos interruptores pertencente a chave bidirecional empregando dois mosfets anti-serie, $z = \{a,b\}$
$Si1...Si4$	Chaves da célula <i>H-bridge</i> de entrada
T_{pz}	Tempo de passagem por zero da ponte <i>H-bridge</i> de entrada
T_{tr}	Período da tensão $V_{pr}(t)$
T_t	Tempo de transição equivalente ao <i>dead-time</i>
V_{cc}	Valor de tensão correspondente a um nível da onda multinível
V_{in}	Tensão de entrada CC do inversor
$V_o(\omega t)$	Tensão de saída do inversor
$V_{O_{f_1}}$	Componente fundamental da tensão de saída do inversor
$V_{O_{f_1}}^{\max}$	Máximo valor atingível pela componente fundamental da tensão de saída
$V_{o_{hx}}$	Tensão de saída da célula x na posição x do inversor multinível cascadeado
$V_{o_{tx}}(t)$	Tensão de saída na célula T na posição x do inversor multinível cascadeado
V_{po}	Tensão de pico da onda senoidal na saída do inversor
V_{pr}	Tensão no enrolamento primário
V_{S_x}	Tensão do barramento da célula x , $V_{S_x} = V_{S_{x,1}} + V_{S_{x,2}}$

$V_{S_{x,j}}$	Fonte de tensão pertencente a célula x na posição j
x	É a posição ou a quantidade de células que formam um inversor multinível cascadeado. Sabendo que para os inversores multiníveis assimétricos a célula de menor potência inicia-se com $x = 1$ e vai em ordem crescente até x_i
x_d	É a posição da célula desejada em um inversor multinível cascadeado
x_i	É o número total de células em um inversor multinível cascadeado
θ_i	Ângulo relativo aos níveis de tensão da onda multinível
$\xi_{s,j}$	Peso de uma fonte da célula x , na posição $j = 1$ ou $j = 2$ é dado por $V_{S_{x,j}}/V_{S_{1,1}}$ para a célula CHB-2cb e células T. O termo s da variável $V_{S_{x,j}}$ refere-se a palavra secundário. Para a célula CHB-cb, $\xi_{s,j}$ é dado por $V_{x,j}/V_{1,1}$
ϕ_{\max}	Fluxo máximo do transformador
$\Psi_{x,i}$	Expressa os limites de comparação ($\Psi_{x,j}$) em ordem sequencial, partindo de $i = 1$ para a primeira célula até $i = 2x$ para última célula
$\Psi_{x,j}$	Limites de comparação para geração dos níveis da tensão $Vo(t)$. $\Psi_{x,j}$ são os níveis de comparação da célula x que processa 2 níveis em $1/4$ de ciclo
ωt	Frequência angular

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	Propostas da tese.....	29
2	INVERSOR MULTINÍVEL ASSIMÉTRICO ELEVADOR/ABAIXADOR COM ELEMENTOS MAGNÉTICOS DE TAMANHOS REDUZIDOS E POUCOS COMPONENTES EM CONDUÇÃO	34
2.1	Introdução.....	34
2.2	Topologia proposta.....	34
2.2.1	<i>Formas gerais de operação da topologia proposta</i>	<i>35</i>
2.3	Operação do inversor multinível com estágio CA-CA	40
2.3.1	<i>Estágio do transformador.....</i>	<i>40</i>
2.3.2	<i>Controle da saturação do transformador.....</i>	<i>42</i>
2.3.3	<i>Funcionamento do inversor assimétrico proposto</i>	<i>44</i>
2.4	Processamento de potência do inversor assimétrico.....	48
2.5	Comparação com outras topologias	50
2.6	Resultados de simulação para o inversor multinível empregando células CHB-2cb em cascata ...	51
2.7	Contribuição ao estudo da célula de sete níveis CHB-2cb utilizando duas fontes CC independentes e operação com modulação PWM.....	55
2.7.1	<i>Introdução</i>	<i>55</i>
2.7.2	<i>Topologia CHB-2cb de sete níveis e operação com modulação PWM</i>	<i>56</i>
2.7.3	<i>Implementação da modulação PWM.....</i>	<i>57</i>
2.7.4	<i>Peculiaridades desta topologia</i>	<i>60</i>
2.8	Contribuição ao estudo da célula CHB-2cb de sete níveis elevadora ou abaixadora utilizando apenas uma fonte CC e operação com modulação PWM	61
2.8.1	<i>Introdução</i>	<i>61</i>
2.8.2	<i>Funcionamento</i>	<i>62</i>
2.8.3	<i>Operação conforme o caso 1 - Figura 2-23</i>	<i>63</i>
2.8.4	<i>Operação conforme o caso 2 - Figura 2-23 (b)</i>	<i>64</i>
2.9	Considerações finais.....	72
3	ANÁLISE E DESENVOLVIMENTO DE CONFIGURAÇÕES ASSIMÉTRICAS GENERALIZADAS PARA O INVERSOR MULTINÍVEL BASEADO EM CÉLULAS H- BRIDGE COM UMA CHAVE BIDIRECIONAL.....	74
3.1	Introdução.....	74
3.2	Topologia usando células CHB-cb em cascata.....	74
3.3	Características gerais da topologia de estudo	75
3.3.1	<i>Generalidades de operação da topologia empregando células CHB-cb em cascata</i>	<i>75</i>
3.3.2	<i>Configuração combinada-cb (1:1:5:5:15:15...)</i>	<i>81</i>
3.3.3	<i>Configuração quinária (1:1:5:5:25:25...).....</i>	<i>82</i>
3.4	Comparação com outras topologias.....	83
3.5	Resultados de simulação para o inversor empregando células CHB-cb em cascata	84
3.6	Contribuição no estudo do inversor empregando células CHB-cb em cascata operando com uma modulação proposta intitulada como híbrida modificada	86
3.6.1	<i>Introdução</i>	<i>86</i>
3.6.2	<i>Inversor multinível empregando células CHB-cb em cascata operando com a modulação híbrida modificada</i>	<i>87</i>
3.7	Considerações finais.....	90
4	UM NOVO INVERSOR MULTINÍVEL ASSIMÉTRICO DE 17 NÍVEIS USANDO APENAS UMA FONTE CC OPERANDO COM UMA MODULAÇÃO PWM PROPOSTA	91
4.1	Introdução.....	91
4.2	Topologia proposta.....	91
4.3	Desenvolvimento de uma nova estratégia de modulação para o inversor proposto	92
4.4	Considerações finais.....	99
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	101
5.1	Introdução.....	101
5.2	Protótipo implementado.....	101
5.3	Resultados experimentais do controle da malha de saturação do transformador.....	103
5.4	Resultados experimentais para a topologia de 49 níveis utilizando duas células CHB-2cb em cascata com transformador operando em 300 Hz	107

5.5	Resultados para a topologia híbrida isolada mostrada na Figura 1-4 (b), composta no estágio de saída por uma célula CHB-2cb em cascata com uma célula reduzida.....	111
6	CONCLUSÕES GERAIS	115
7	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	117
	REFERÊNCIAS	118

1 INTRODUÇÃO

Embora os conhecimentos sobre a eletricidade datem desde tempos antigos, eles só foram utilizados em energia elétrica há cerca de 260 anos. Ensaios de eletricidade de Benjamin Franklin, incluindo o seu famoso experimento com pipa em 1752, mostraram o quão pouco conhecimento havia sobre a eletricidade na época da revolução americana como também na primeira revolução industrial (IER, 2016; outros¹). Grande salto foi dado pelo cientista britânico Michael Faraday em 1831, o qual revolucionou a forma de utilização da energia com a descoberta da indução eletromagnética, proporcionando o desenvolvimento das máquinas elétricas.

Desde os experimentos de Franklin aos nossos dias, a eletricidade tem apresentado um amplo crescimento científico e constantemente se tem encontrado maneiras de melhorar a vida das pessoas. Aliado a esse crescimento, o desenvolvimento da eletrônica de potência indo desde os primórdios com os acionamentos eletromecânicos, passando pelas válvulas e até aos dias atuais culminando com o estado da arte dos interruptores baseados em tecnologias GaN e SiC (DAS, 2011; MISHRA, 2013; KAMINSKI; HILT, 2014) tem proporcionado conversores eletrônicos mais eficientes disponíveis para sociedade.

O desenvolvimento da eletrônica de potência possibilitou o interfaceamento de fontes renováveis de energia ao sistema elétrico (BLAABJERG; MA, 2013; outros²) e tem garantido todos os benefícios da eletricidade para moradores de áreas isoladas (LI; HUI; LAI, 2013; MACHADO *et al.*, 2007).

Nesse contexto, a evolução das topologias dos conversores eletrônicos tem uma relação estreita com o desenvolvimento dos semicondutores, aplicação requerida e o nível de potência.

Isso se torna evidente quando é considerado o uso de conversores CA-CC, CC-CC, ou CC-CA (SINGH *et al.*, 2003; outros³). Os conversores CA-CC, são conhecidos também como retificadores os quais convertem um sinal alternado (CA) em contínuo (CC), enquanto os conversores CC-CC convertem um sinal contínuo (CC) com determinada magnitude em outro sinal contínuo (CC) de magnitude igual ou diferente, por fim, os conversores CC-CA que também são conhecidos como inversores, convertem um sinal contínuo (CC) em outro sinal

¹ MEYER; DIBNER, 1971; SILVA; PIMENTEL, 2008; ASSIS, 2010; ERMAN, 1976.

² ALEPUZ *et al.*, 2006; KOUTROULIS; BLAABJERG, 2012; CHEN; GUERRERO; BLAABJERG, 2009; DA SILVA *et al.*, 2014/2015; BONALDO; PAREDES; POMILIO, 2014; SAMPAIO *et al.*, 2014; CAMPOS *et al.*, 2014.

³ LI; WOLFS, 2008; LI; HE, 2011; RODRIGUEZ *et al.*, 2007.

alternado (CA). Todos os conversores mencionados podem controlar a tensão e a corrente em seus terminais por meio de técnicas adequadas de controle.

Os conversores CC-CA ou inversores são objetos de estudo deste trabalho e estão divididos em padrões topológicos distintos, de acordo com a aplicação requerida (sistema monofásico ou trifásico), nível de tensão e potência solicitada pela carga.

Para aplicações em baixas potências e baixas tensões são comuns o uso de inversores baseados na estrutura ponte completa monofásica ou trifásica operando com a modulação PWM bipolar ou unipolar. Todavia, quando os inversores são destinados a operar em altas potências e altas tensões impera a capacidade de bloqueio de tensão dos dispositivos semicondutores no arranjo topológico. Assim, surgem as topologias multiníveis (BAKER, 1975; BAKER, 1980; NABAE, 1981) objetivando assegurar reduzidos esforços de tensão nos semicondutores e uma tensão de saída controlada em baixa frequência e com reduzido conteúdo harmônico.

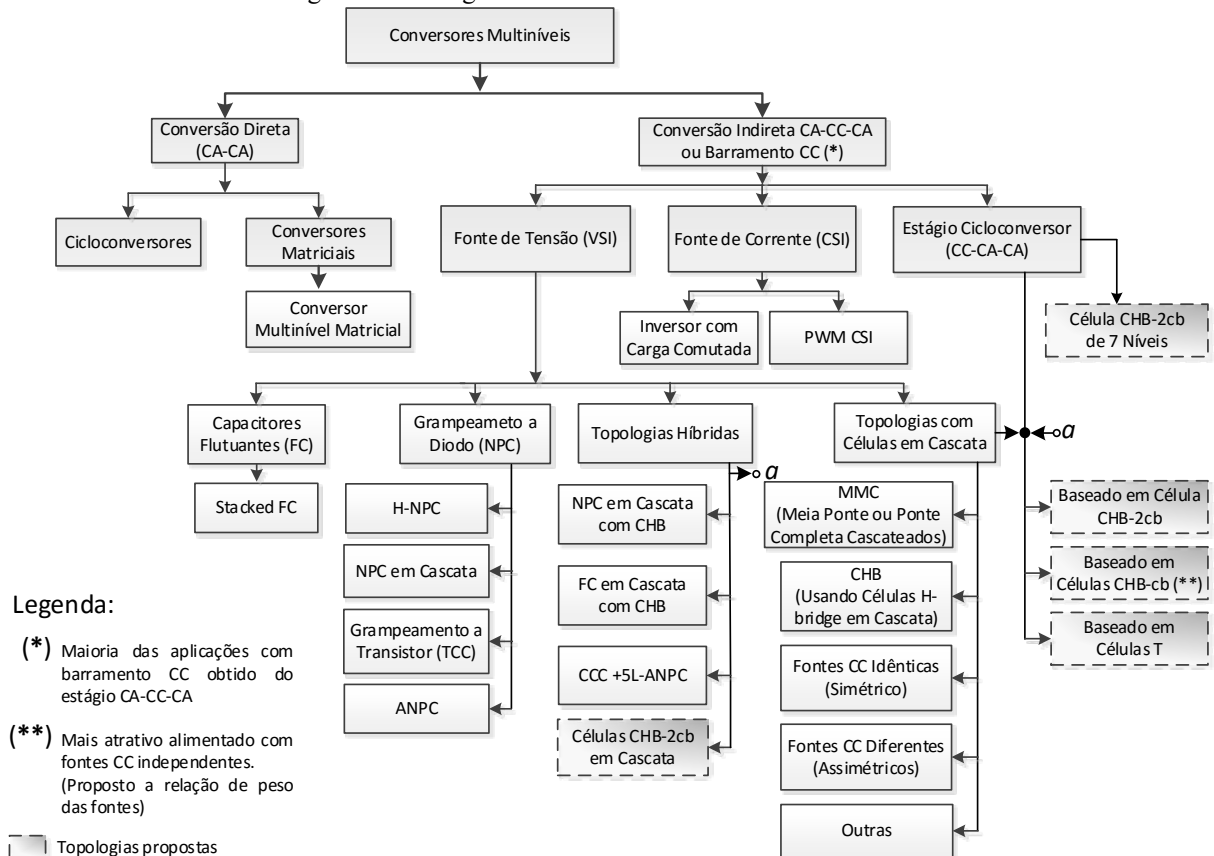
A redução dos esforços de tensão proporcionada por topologias multiníveis permite a escolha de melhores interruptores auferindo em maior rendimento (ABU-RUB *et al.*, 2010; MALINOWSKI *et al.*, 2010; GONZÁLEZ *et al.*, 2008). A característica de operação em baixa frequência, além do baixo dv/dt , reduz problemas com interferência eletromagnética EMI (TOLBERT; PENG; HABETLER, 1998a) e o formato da tensão de saída, onda multinível, também contribui para a redução do filtro de saída. A maior parte da complexidade dessas estruturas se consolida na implementação das técnicas de controle e comando que resultam no acionamento dos interruptores. Esse gerenciamento dos sinais de controle é provido em grande parte por processadores digitais de alto desempenho como DSP ou FPGA.

Desde a introdução dos conversores multiníveis, diversas topologias têm sido apresentadas pela comunidade científica, cada uma com particular característica, como o emprego de apenas uma fonte CC ou uso de fontes CC isoladas, conversão direta CA-CA, ou indireta em sua grande maioria CA-CC-CA (KOURO *et al.*, 2010; ESSAKIAPPAN *et al.*, 2012; ENJETI; CHOI, 1993). Em se tratando da característica de bloqueio de tensão desses conversores tem-se: grampeamento a diodos ou grampeamento ativo, grampeamento por capacitores flutuantes, grampeamento de tensão por uso de células com fontes independentes ou células divisoras de tensão (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2000; outros⁴).

Um diagrama de blocos das topologias de conversores multiníveis agrupados segundo uma característica comum é mostrado na Figura 1-1.

⁴ DICKERSON; OTTAWAY, 1971; FRANQUELO *et al.*, 2008; MARCHESONI; MAZZUCHELLI; TENCONI, 1990; PULIKANTI; AGELIDIS, 2009; RODRIGUEZ *et al.*, 2010; BARBOSA *et al.*, 2005.

Figura 1-1 – Diagrama de blocos de conversores multiníveis



Fonte: Baseada em Kouro *et al.* (2010).

Dentre os conversores apresentados na Figura 1-1, as topologias denominadas híbridas ou assimétricas têm atraído especial interesse por fornecer mais níveis na saída com menos componentes. Esses inversores são caracterizados por utilizar na mesma estrutura topológica semicondutores de diferentes tecnologias, por exemplo, IGBT e IGCT, ou ainda por congregarem duas topologias distintas.

O inversor CHB pode operar com fontes de tensão diferentes. A consequência de se utilizar esse arranjo de fontes combinadas por células em série, resulta em mais níveis na tensão de saída com menos componentes do que a mesma estrutura empregando fontes de tensão de mesma magnitude. Essa característica implica na imposição de diferentes esforços de tensão sobre os semicondutores do inversor imposto pela assimetria das fontes conectadas às células. Dessa forma, esses conversores empregam tecnologias de interruptores diferentes, conforme previamente mencionado, e é comum encontrar no meio acadêmico sua nomenclatura apenas como híbrido.

Inicialmente, o termo híbrido usado para essa característica topológica⁵ foi introduzido por Manjrekar e Lipo (1998a), onde também foi proposta a estratégia de modulação híbrida⁶. O nome híbrido dessa estratégia de modulação se deve ao uso: de níveis modulados⁷ para a célula de menor potência e níveis fixos⁸ para a célula de maior potência ou demais células, aliando assim, as características de operação das diferentes tecnologias de semicondutores empregados por cada célula.

Em (MANJREKAR; LIPO, 1998b) foram propostas configurações generalizadas para as fontes de tensão de entrada do inversor CHB. Dentre as configurações propostas pelos autores que mais se difundiram na comunidade científica citam-se: a configuração de ordem 2 (1:2:4:....:2^{x-1})⁹ e a configuração de ordem 3 (1:3:9:....:3^{x-1})¹⁰.

Aplicações para o inversor multinível híbrido foram apresentadas por Manjrekar, Steimer e Lipo (2000). Nesse artigo foi introduzido o termo célula híbrida, onde a mesma é caracterizado devido ao inversor híbrido envolver diferentes arranjos topológicos entre as células conectadas em série. Análises e estratégias de controle para o inversor híbrido aplicado ao sistema de potência operando como compensador de harmônicos e no controle do fator de potência também foram realizadas neste trabalho.

Até o ano de 2001, somente o termo híbrido era usado para designar esses conversores multiníveis. Em Song-Manguelle e Rufer (2001) foi introduzido também o termo assimétrico (do inglês *asymmetrical/assimetric*)¹¹, para os inversores empregando células *H-bridge* em cascata (CHB) que utilizam fontes de tensão de diferentes magnitudes. No ano seguinte, esse termo assimétrico ganhou notoriedade na comunidade científica quando foi empregado no artigo de revisão publicado por Rodriguez, Lai e Peng (2002). Por ser o primeiro artigo de revisão a tratar o tema de inversores multiníveis concernente a topologias, controle e aplicações, este trabalho tornou-se amplamente conhecido¹² na comunidade científica o que também promoveu a divulgação do termo assimétrico para os conversores multiníveis.

⁵ Inicialmente, as análises para o conversor multinível híbrido foram feitas para a topologia CHB.

⁶ Estratégia de modulação desenvolvida especificamente para essas topologias.

⁷ Nível de tensão da onda multinível sintetizado por modulação por largura de pulso.

⁸ Nível de tensão contínuo produzido pela célula *H-bridge*.

⁹ Seja um conversor CHB com x células em cascata. A configuração de ordem 2, representa uma disposição de fontes das células *H-bridge* expressa por uma PG de razão 2.

¹⁰ A configuração de ordem 3, representa uma disposição de fontes das células *H-bridge* expressa por uma PG de razão 3.

¹¹ Esse termo *asymmetrical* se popularizou e atualmente está amplamente difundido na comunidade científica.

¹² E ainda nos dias atuais este trabalho é considerado de grande relevância no meio acadêmico segundo renomados pesquisadores da área. Esta publicação possui 2510 citações por artigos, 40 citações por patentes e 30406 visualizações segundo dados do IEEE.

Em Rodriguez, Lai e Peng (2002) foi introduzido na literatura o uso dos dois termos híbrido e assimétrico para mencionar uma mesma topologia referida apenas por híbrida segundo a proposta de Manjrekar e Lipo (1998a). Também foi usado no artigo de Rodriguez, Lai e Peng (2002) apenas o termo assimétrico conforme introduzido por Song-Manguelle e Rufer (2001) para o caso do inversor CHB operando com a modulação híbrida. O uso apenas do termo híbrido em Rodriguez, Lai e Peng (2002) foi empregado para caracterizar a conexão em série de células ponte completa diferentes do convencional CHB, onde na ocasião, foi usado um inversor de três níveis *flying capacitor* para cada um dos dois braços da célula ponte completa, formando assim um novo inversor caracterizado pelos autores apenas como híbrido.

Atualmente o termo híbrido ainda é utilizado para o uso de inversores multiníveis cascadeados que operam com células base idênticas¹³ alimentadas por fontes de tensão de diferentes magnitudes, conforme Routray *et al.* (2016) e outros¹⁴, nessa mesma configuração de fontes encontram-se diversos trabalhos que o referenciam apenas como híbrido assimétrico, segundo Manoharan *et al.* (2015) e outros¹⁵, ou simplesmente de assimétrico, conforme Bahia *et al.* (2016) e outros¹⁶. O termo híbrido também é amplamente usado para o uso de inversores com células base diferentes¹⁷ conectadas em série¹⁸ e alimentadas por fontes de tensão idênticas ou de diferentes magnitudes, conforme Karasani *et al.* (2016) e outros¹⁹, ainda nessa mesma configuração encontram-se diversos trabalhos que o referenciam apenas como híbrido assimétrico, segundo Prabaharan e Palanisamy (2016) e outros²⁰.

Tendo em vista as diferentes nomenclaturas empregadas para denotar um mesmo inversor multinível cascadeado que opera com diferentes fontes de tensão, neste trabalho, será considerada apenas a nomenclatura simétrico para os inversores que empregam fontes CC de mesmas magnitudes e assimétrico para os que utilizam fontes de diferentes magnitudes na composição do conversor multinível cascadeado.

Os inversores multiníveis assimétricos são promissores para indústria devido a redução do número de semicondutores e de fontes independentes, preservando a alta qualidade na tensão

¹³ Células que preservam o mesmo padrão topológico.

¹⁴ BAHIA *et al.* 2016; KAARTHIK *et al.*, 2015; KHOUCHA *et al.*, 2010; LOH; BODE; TAN, 2005.

¹⁵ BOOBALAN; DHANASEKARAN, 2014; BAHMAN; BLAABJERG, 2013; LOPEZ *et al.*, 2003; RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002.

¹⁶ MARIÉTHOZ, 2013; KHOUCHA *et al.*, 2010; DIXON *et al.*, 2010; KHOUCHA *et al.*, 2009.

¹⁷ Célula composta por diferentes topologias.

¹⁸ Em alguns casos as células não estão em série, porém existe a associação de células diferentes.

¹⁹ BAHIA *et al.* 2016; PRABAHARAN; FATHIMA; PALANISAMY, 2015; MARIÉTHOZ, 2014; MARIÉTHOZ, 2013; SILVA, 2013.

²⁰ VASQUEZ; PONTT; VARGAS, 2014; ZYGMANOWSKI; MICHALAK; GRZESIK, 2013; VEENSTRA; RUFER, 2005.

de saída quando comparado com equivalente inversor multinível simétrico (KHOUCHA *et al.*, 2010; VEENSTRA; RUFER, 2005; KHOUCHA *et al.*, 2009).

Os conversores multiníveis assimétricos também são promissores para aplicações envolvendo dispositivos FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*) (VARSCHAVSKY *et al.*, 2010), especialmente em STATCOMs (*Synchronous Static Compensators*), no acionamento de máquinas elétricas e em sistemas de energias renováveis. Além disso, quando estes inversores são aplicados no acionamento de máquinas (TOLBERT; PENG, 1998b; CAN; SAYAN, 2016), oscilações no torque são grandemente reduzidas quando comparado com outras topologias (KHOUCHA, 2011). Dessa forma, os inversores multiníveis assimétricos são potenciais para a indústria, atuando em diversas áreas (KOURO *et al.*, 2010; KHOUCHA *et al.*, 2010; KHOUCHA *et al.*, 2009; VEENSTRA; RUFER, 2005).

Em se tratando do uso de estratégias de modulação aplicadas em inversores multiníveis, tem-se as subdivisões oriundas de dois grandes grupos, os de alta frequência e os de baixa frequência. Nas estratégias de baixa frequência são predominantes as modulações *staircase/degrau* e *Nearest Vector*, enquanto para alta frequência o domínio é das estratégias PWM e suas derivadas (MASSOUD; FINNEY; WILLIAMS, 2003; OH; JIN; LEE, 2007; MCGRATH; HOLMES, 2002; CHINNAIYAN *et al.*, 2007).

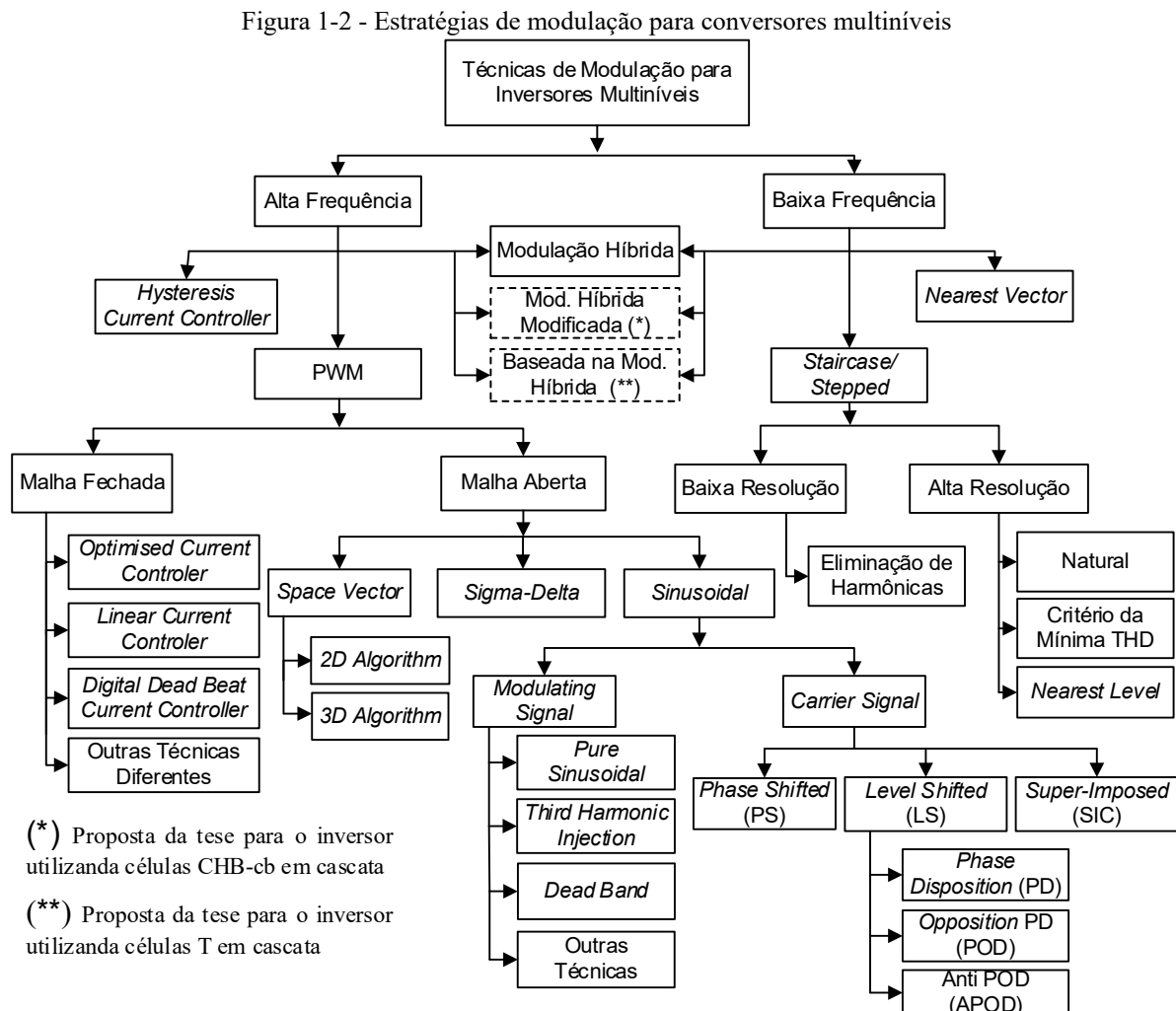
A Figura 1-2 exhibe as principais estratégias de modulação utilizadas em inversores multiníveis. Dentre as técnicas modulação mostradas, enfatiza-se as sinalizadas por (*) e (**) que são as duas estratégias de modulação propostas nesta tese.

Como pode ser visto na Figura 1-2, as duas estratégias de modulação propostas são caracterizadas no grupo da modulação híbrida por congregar uma célula que opera em alta frequência, a qual sintetiza em sua saída níveis modulados e as demais células operam em baixa frequência sintetizando níveis fixos em suas saídas. A associação em cascata da célula que processa níveis modulados com as demais células que processam níveis fixos resulta numa tensão de saída do inversor com todos os níveis modulados.

A estratégia de modulação proposta denominada de híbrida modificada, opera com células base de 5 níveis, referida neste trabalho como célula CHB-cb, por conter uma célula *H-bridge* associada com uma chave bidirecional conectada em um dos braços.

A segunda estratégia de modulação proposta também é baseada na modulação híbrida e foi desenvolvida para uma nova topologia de um inversor multinível baseado na conexão em cascata de células T. Esse conversor multinível é caracterizado por resultar uma tensão de saída de alta resolução com poucos componentes.

A Figura 1-2 resume as principais estratégias de modulação empregadas em conversores multiníveis.



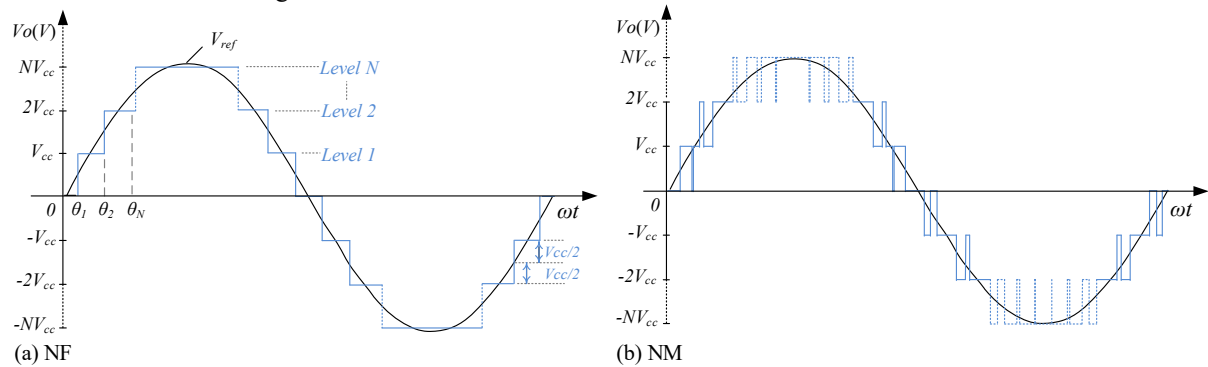
Fonte: Próprio autor.

O objetivo final do uso dessas estratégias de modulação é manter baixa a distorção harmônica na tensão de saída, DHT, e promover a operação do inversor com reduzido filtro ou até mesmo sem filtro.

Como resultado da implementação dessas estratégias, características peculiares na tensão de saída V_o são encontradas. Dessa forma, a onda multinível pode conter níveis fixos (NF), Figura 1-3 (a), oriundos da modulação *staircase* (MANJREKAR; LIPO, 1998b; outros²¹) ou níveis modulados (NM) provenientes de modulações PWM, conforme a Figura 1-3 (b).

²¹ WU 2006; LIU; HONG; HUANG, 2009; SHEN *et al.*, 2014; DIONG; CORZINE, 2005; FUKUTA; VENKATARAMANAN, 2002; PEREZ *et al.*, 2008.

Figura 1-3 - Formas de onda de saída dos conversores multiníveis



Fonte próprio autor.

A modulação *staircase* baseada na eliminação de harmônicos é grandemente empregada em aplicações de altas potências com baixa frequência de comutação, normalmente, igual ou próxima a componente fundamental. Enquanto que na modulação PWM baseada no deslocamento de portadoras, é caracterizada por uma atenuação das amplitudes harmônicas de baixas frequências, o que reduz o tamanho do filtro de saída. Uma característica particular das estratégias PWM é dada por contemplar maiores amplitudes harmônicas no intervalo da frequência da portadora, f_{po} , a $N.f_{po}$ (onde N é o número de níveis em um quarto de ciclo do inversor).

Uma alternativa a modulação PWM é o emprego da modulação *staircase*, a qual tem se mostrada competitiva com o surgimento das topologias híbridas ou assimétricas de alta resolução na tensão de saída, devido à baixa frequência de operação e reduzido conteúdo harmônico sem filtro (WU, 2006; DAHER, 2006).

Grande parte das topologias propostas neste trabalho tem a característica de operar com mais níveis e menos componentes, dessa forma, a representação da tensão de saída do inversor conforme a Figura 1-3 (a) é desejável, em virtude da baixa frequência de operação dos semicondutores. Assim, a tensão de saída $V_o(\omega t)$ vista na Figura 1-3 (a) pode ser expressa em termos da série de Fourier dada por:

$$\begin{aligned}
 V_o(\omega t) &= \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos n\omega t + b_k \sen n\omega t) \\
 &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} (C_k e^{-jk\omega t})
 \end{aligned}
 \tag{1.1}$$

Onde: a_0 , a_k , e b_k são os coeficientes de Fourier e C_k é a magnitude do enésimo (k^{th}) harmônico.

$$\begin{aligned}
C_k &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} V_o(\omega t) e^{-jk\omega t} d\omega t \\
&= \frac{1}{2\pi} \sum_{i=1}^N \left[\int_{-(\pi-\theta_i)}^{-\theta_i} -V_{cc} e^{-jk\omega t} d\omega t + \int_{\theta_i}^{\pi-\theta_i} V_{cc} e^{-jk\omega t} d\omega t \right] \\
&= \frac{V_{cc}}{2\pi k} \sum_{i=1}^N j \left[-\left(e^{jk\theta_i} + e^{-jk\theta_i} \right) + \left(e^{jk(\pi-\theta_i)} + e^{-jk(\pi-\theta_i)} \right) \right] \\
&= \frac{V_{cc}}{2\pi k} \sum_{i=1}^N j \left[\cos(k(\pi-\theta_i)) - \cos(k\theta_i) \right]
\end{aligned} \tag{1.2}$$

Como a tensão $V_o(\omega t)$ possui simetria central, a componente CC (termo a_0) e os harmônicos pares são iguais a zero. Assim, a tensão de saída expressa em série de Fourier é dada por:

$$V_o(\omega t) = \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2V_{cc}}{k\pi} \left[\cos(k\theta_i) - \cos(k(\pi-\theta_i)) \right] \text{sen}(k\omega t) \tag{1.3}$$

A tensão fundamental de saída, $V_{o_{f_1}}$, de um inversor operando com N níveis em um quarto de ciclo operando com a modulação *staircase*, Figura 1-3 (a), é:

$$V_{o_{f_1}} = \frac{4V_{cc}}{\pi} \sum_{i=1}^N \cos(\theta_i) \tag{1.4}$$

Os enésimos harmônicos de tensão $(2l-1)^{th}$, na saída deste inversor são obtidos por:

$$V_{o_{h(2l-1)}} = \frac{4V_{cc}}{(2l-1)\pi} \sum_{i=1}^N \cos[(2l-1)\theta_i] \tag{1.5}$$

para $l = 2, 3, 4, \dots$

Para verificar a qualidade da forma de onda, normalmente, recorre-se a DHT, que pode ser obtida por (1.6). A mesma, segundo a norma IEEE Std 519 deve ser mantida inferior a 5%.

$$DHT = \frac{\sqrt{\sum_{l=2}^{\infty} \left\{ \frac{4V_{cc}}{(2l-1)\pi} \sum_{i=1}^N \cos[(2l-1)\theta_i] \right\}^2}}{\frac{4V_{cc}}{\pi} \sum_{i=1}^N \cos(\theta_i)} \tag{1.6}$$

Para controlar o valor de pico da tensão de saída recorre-se ao índice de modulação, m_i , a partir de (1.7) e considerando N o número de degraus em um quarto de ciclo tem-se:

Nesse contexto, os inversores multiníveis assimétricos são atrativos por promover elevado número de níveis com reduzido número de componentes e operação em baixa frequência, conforme mencionado. Todavia, nessas estruturas, impera o alto custo de obtenção das fontes CC isoladas, usadas em suas células, as quais podem ser obtidas a partir da combinação de/sem conversores CC-CC²⁵ com a associação em série de baterias, painéis fotovoltaicos, células combustíveis, ou até mesmo o uso de transformadores em baixa frequência com enrolamentos múltiplos associados a retificadores com capacitores (mais usada), ou até mesmo o uso de fontes CC obtidas por múltiplos estágios CA-CC-CC. Todavia, esses recursos apresentam muitos componentes em série, nos estágios de conversão, inclusive diodos, o que impacta a eficiência dessas soluções.

Uma solução de alta eficiência²⁶ foi proposta para um inversor multinível assimétrico empregando apenas uma fonte CC (DAHER; SCHMID; ANTUNES, 2008). Ela se baseia no uso de uma ponte *H-Bridge* que chaveia o enrolamento primário de um transformador²⁷ de múltiplos secundários, os quais promovem as magnitudes das tensões assimétricas necessárias para a operação das células base cascadeadas.

O uso de transformadores de múltiplos secundários são atrativos para as topologias de inversores multiníveis assimétricos, devido o emprego de apenas uma fonte CC isolada. Aliado a isso, novas pesquisas em materiais de núcleos magnéticos tem mostrado uma eficiência em dezenas de quilowatts maior do que 99,4% (HASSAN; KLUMPNER; ASHER, 2011).

Neste contexto, esta tese promove como contribuição inicial para as topologias de inversores multiníveis assimétricos, uma alternativa relevante para a substituição das diversas fontes CC isoladas, através do uso de fontes CA²⁸, que resultará na mudança do comportamento global de operação dos conversores multiníveis. A solução apresentada emprega apenas uma fonte CC como alimentação primária do inversor com estágios CC-CA-CA e utiliza um transformador de múltiplos secundários em média frequência (MF) para produzir as tensões com relações assimétricas necessárias ao funcionamento das células do conversor multinível que operam no estágio cicloconversor.

Haja vista considerações acima, parte deste trabalho se dedica ao desenvolvimento de novas topologias de inversores multiníveis com possibilidade de alta resolução na tensão de saída e com reduzido número de componentes em condução.

²⁵ MARIETHOZ; RUFER, 2006.

²⁶ Conversor proposto pelos autores com 3 kW promovendo um rendimento de pico de 98%.

²⁷ Transformador toroidal com núcleo de aço silício e grãos orientados operando na frequência fundamental.

²⁸ Fonte CA provenientes dos secundários de transformadores em média frequência cuja magnitude é igual a fonte CC isolada implementada nos inversores multiníveis tradicionais.

Estruturas baseadas nos estágios CC-CA-CA e CC-CA, são propostas ao invés do convencional CA-CC-CA. As vantagens inerentes ao modo de operação CC-CA-CA usado são:

- ausência de pontes de diodos para gerar as tensões do inversor ou células;
- menor frequência de comutação das chaves bidirecionais²⁹;
- pode operar como elevador ou abaixador de alto ganho;
- utiliza apenas uma fonte CC.

A próxima seção discorre sobre as principais contribuições desenvolvidas neste escrito.

1.1 Propostas da tese

Esta tese mostra novas topologias de inversores multiníveis assimétricos com o potencial para aplicações em microrredes, sistemas fotovoltaicos *stand-alone*, conexão de barramento CC com sistemas CA e em aplicações onde é exigido o fluxo de corrente bidirecional.

A abordagem do capítulo 2 versa sobre a topologia exibida na Figura 1-4 (a), a qual é composta por uma célula *H-bridge* que chaveia o primário de um transformador de múltiplos secundários, os quais providenciam uma particular magnitude de tensão das fontes CA que alimentam a célula base intitulada como CHB-2cb (dada pela associação da célula *H-bridge* com duas chaves bidirecionais³⁰ centrais). Cada célula CHB-2cb providencia 7 níveis na tensão de saída e a associação em cascata de duas células base operando com diferentes relações de tensões pode resultar em até 49 níveis na tensão de saída. O transformador pode atuar com ampla faixa de frequência e a topologia completa opera nos estágios CC-CA-CA, o que ausenta a presença de adicionais pontes de diodos.

Os principais benefícios da topologia mostrada na Figura 1-4 (a) são: bidirecionalidade, operação como elevador ou abaixador de alto ganho, redução dos elementos magnéticos, baixo EMI (*Eletro-Magnetic Interference*) e utilização de apenas duas chaves bidirecionais em condução por cada célula CHB-2cb.

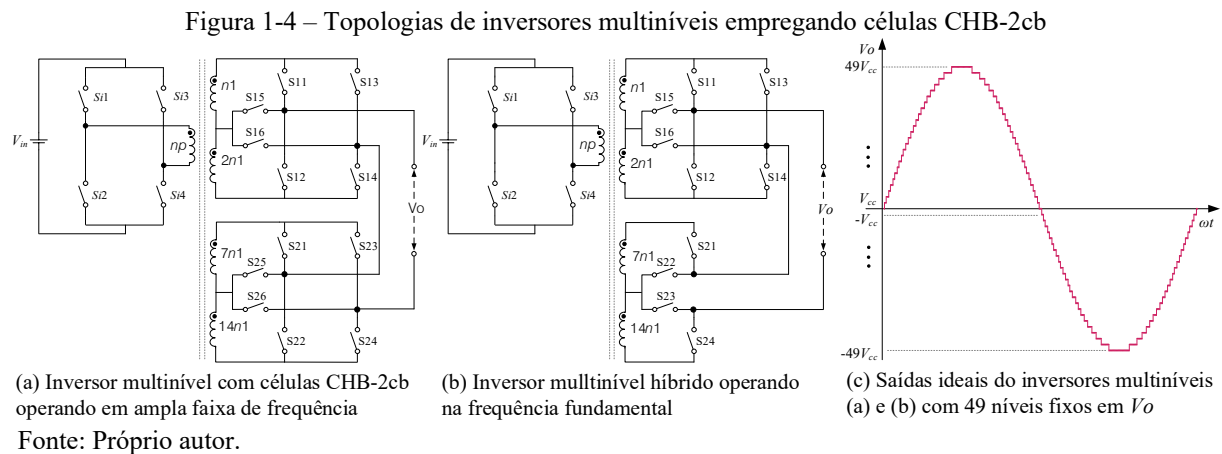
A topologia da Figura 1-4 (b) produz os mesmos 49 níveis da topologia exibida na Figura 1-4 (a), operando também com os mesmos números de componentes em condução, porém possui duas chaves bidirecionais a menos. Como característica particular, a topologia da Figura 1-4 (b) emprega um transformador operando na frequência fundamental, auferindo em maior volume deste elemento quando comparado ao transformador³¹ mostrado na

²⁹ Como por exemplo, a configuração de dois mosfets em anti-série.

³⁰ Bidirecionais em tensão e em corrente.

³¹ O transformador da topologia mostrada na Figura 1-4 (a) opera em média frequência.

Figura 1-4 (a). A operação em baixa frequência possui o inconveniente apenas com relação ao maior volume e peso, mas pode ser de alto rendimento se empregar transformadores com núcleo toroidal de aço silício com grãos orientados conforme ao implementado em Daher (2006). Dessa forma, as topologias de conversores multiníveis que empregam transformadores operando na frequência fundamental, apresentam desvantagens apenas para aplicações móveis, como trens e veículos elétricos em virtude do seu peso, todavia como a grande maioria das aplicações são estáticas (residenciais, indústrias, áreas isoladas...) estes conversores multiníveis se tornam uma alternativa atrativa devido aos baixos esforços em seus semicondutores, auferindo em baixas temperaturas na junção T_j . Outra vantagem da topologia exibida na Figura 1-4 (b), consiste na redução do filtro de saída, devido a forma de onda da tensão V_o está isenta das transições³² de passagem por zero presentes na topologia da Figura 1-4 (a).



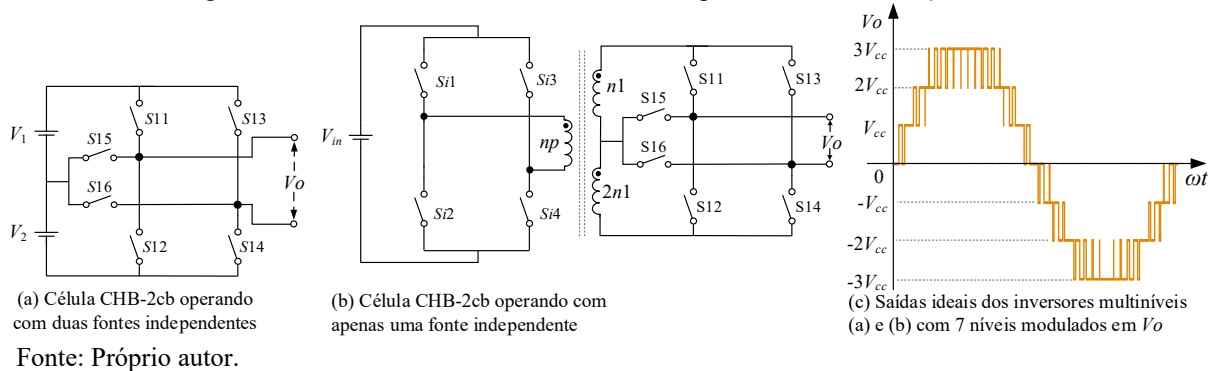
As principais contribuições dos inversores multiníveis exibidos na Figura 1-4 são: novas topologias, estudo das configurações assimétricas, controle das chaves bidirecionais, desenvolvimento de equações para o projeto do transformador toroidal e controle da saturação do transformador.

Ainda no capítulo 2, conforme a Figura 1-5, é dada a contribuição no desenvolvimento de circuitos lógicos para operação destas topologias com 7 níveis modulados, incluindo o acionamento particular das chaves bidirecionais (dois mosfets em anti-série) existentes. A visível diferença entre as topologias mostradas nas Figura 1-5 (a) e Figura 1-5 (b) está no uso de apenas uma fonte independente para a topologia da Figura 1-5 (b). O conversor multinível exibido na Figura 1-5 (b) opera com um transformador de tamanho reduzido devido a ampla faixa de frequência atingida pela ponte *H-bridge* conectada ao enrolamento primário do

³² Transições são os estados de passagem por zero da ponte *H-bridge* de entrada devido a operação com onda quase quadrada para frequências maior que 60 Hz.

transformador. Além disso, uma atrativa baixa frequência de operação dos interruptores individuais pertencentes a uma única chave bidirecional (S11, S12...S16) na configuração de dois mosfets em anti-série pode ser verificada.

Figura 1-5 – Inversores multiníveis de 7 níveis operando com modulação PWM



Dentre as principais contribuições dos inversores multiníveis exibidos na Figura 1-5 são: desenvolvimento e implementação de circuitos para o uso de estratégias de modulação PWM em todas as topologias, acionamento empregando as chaves bidirecionais e proposição da topologia CHB-2cb utilizando apenas uma fonte independente.

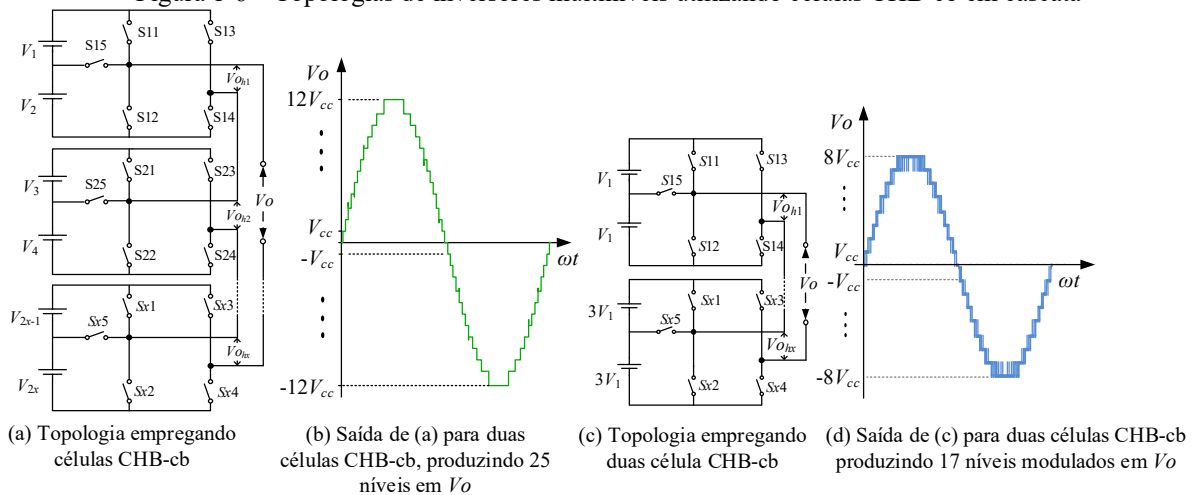
No capítulo 3 são dadas as contribuições em dois arranjos topológicos mostrados nas Figura 1-6 (a) e Figura 1-6 (c) com características e formas de operação distintas. Para a concepção topológica do inversor multinível envolvendo conexões em cascata de células CHB-cb³³, é dada a contribuição em duas configurações envolvendo diferentes relações de tensões entre as fontes de entrada das células CHB-cb, conforme estudos previamente publicados em De Mesquita, Antunes e Daher (2014). Entre as vantagens desta topologia, cita-se: operação com mais níveis e menos componente do que o inversor CHB assimétrico, atua com baixa frequência de comutação dos seus interruptores e reduzido EMI. Para o caso particular de operação com duas células CHB-cb em cascata, esta estrutura pode promover até 25 níveis na tensão de saída dependendo das relações entre as fontes de tensão adotadas, além de solicitar apenas duas³⁴ fontes CC isoladas.

Ainda no capítulo 3 é dada a contribuição do inversor empregando o mínimo de células CHB-cb em cascata, Figura 1-6 (c), para produzir o número máximo de níveis modulados na saída V_o Figura 1-6 (d), 17 níveis, utilizando uma estratégia de modulação proposta neste trabalho intitulada como híbrida modificada.

³³ A célula base CHB-cb é concebida pela célula *H-bridge* associada com uma chave bidirecional central.

³⁴ Situação promovida por meio de uma fonte CC isolada associada em paralelo com um ramo de dois capacitores em série para cada célula CHB-cb.

Figura 1-6 – Topologias de inversores multiníveis utilizando células CHB-cb em cascata



Fonte: Próprio autor.

A estratégia de modulação híbrida modificada, proposta para o inversor multinível mostrado na Figura 1-6 (c) é denominada de híbrida, conforme previamente mencionado, devido a célula de menor potência operar com níveis modulados e a célula de maior potência sintetizar níveis fixos, cuja a associação em cascata dessas duas células resulta numa tensão de saída com 17 níveis modulados conforme mostrado na Figura 1-6 (d).

O nome modulação híbrida modificada foi dado devido a sua característica de operação ser baseada na ideia proposta por Manjrekar e Lipo (1998a), em cujo inversor multinível CHB usado sintetizava três níveis por cada célula base (*H-bridge*), enquanto para a estratégia de modulação intitulada como híbrida modificada foi aplicada ao inversor multinível que utiliza células base (CHB-cb) de 5 níveis por cada módulo que compõe o conversor multinível cascadeado.

Ressalta ainda, que as duas configurações de fontes propostas para a topologia da Figura 1-6 (a), as quais promovem alta resolução na tensão de saída com poucas células CHB-cb cascadeadas, não necessitam usar estratégias de modulação PWM para reduzir o filtro de saída, e assim, manter baixa a DHT na tensão de saída, inclusive, elas podem operar até mesmo sem filtro.

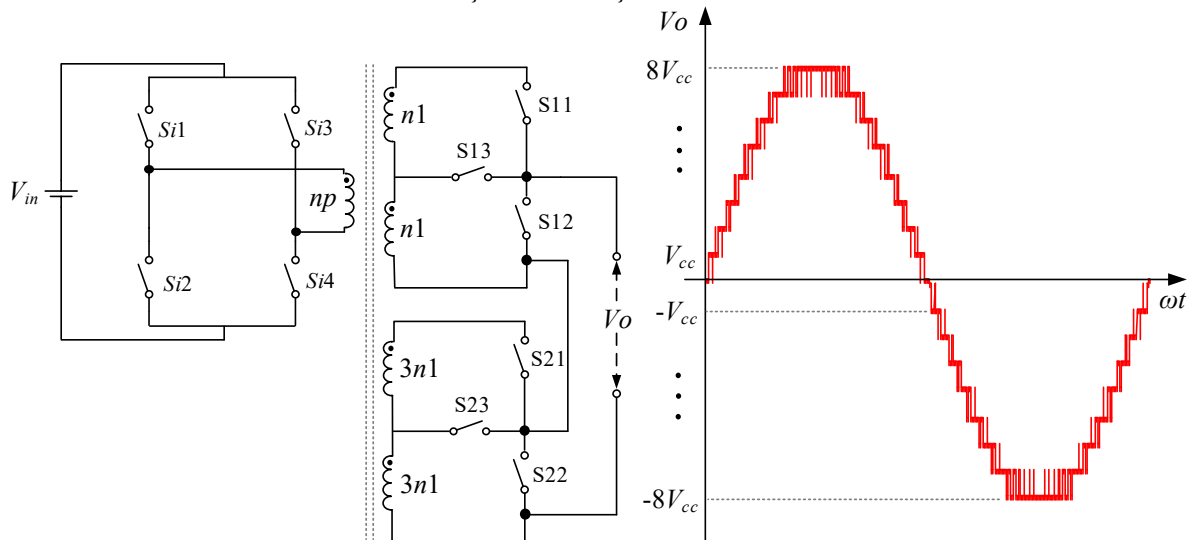
Dentre as principais contribuições dos inversores multiníveis exibidos na Figura 1-6, cita-se: duas generalizadas configurações assimétricas para as fontes de alimentação das células, fórmulas para obtenção das frequências das chaves, discursões gerais sobre o processo de implementação das fontes, implementação de circuitos para o uso da estratégia de modulação híbrida modificada.

Por fim, a topologia da Figura 1-7 (a) é apresentada, a qual é composta por uma ponte completa que chaveia o primário de um transformador de múltiplos secundários que opera na

frequência fundamental. Cada módulo base intitulado neste trabalho como célula T é composto por apenas três chaves bidirecionais. Com a associação de duas células T em cascata é possível produzir 17 níveis modulados na tensão V_o , por meio de uma estratégia de modulação PWM proposta.

As principais vantagens desta topologia são: bidirecionalidade, pode operar como elevador ou abaixador de alto ganho, apresenta reduzido filtro de saída, baixo EMI e emprega apenas 2 chaves bidirecionais em condução no estágio de saída para a confecção dos 17 níveis modulados.

Figura 1-7 – Nova topologia de um inversor multinível que utiliza apenas uma fonte CC e usa somente duas chaves bidirecionais em condução na confecção dos 17 níveis modulados na tensão V_o



(a) Topologia reduzida empregando células T

(b) Com apenas uma fonte CC é obtido 17 níveis modulados em V_o

Fonte: Próprio autor.

Dentre as principais contribuições do inversor multinível exibido na Figura 1-7 (a) são: nova topologia, nova estratégia de modulação PWM, acionamento otimizado empregando chaves bidirecionais na configuração de dois mosfets em anti-série.

Considerações gerais sobre as características e desempenho das topologias de inversores multiníveis apresentadas são discorridas na conclusão geral.

Neste trabalho serão propostas novas configurações de pesos³⁵ das fontes de tensão dos inversores cascadeados, baseados na combinação da chave bidirecional (cb) associada aos braços do inversor ponte completa, bem como o desenvolvimento da lógica e estratégia de modulação aplicada a esses inversores.

³⁵ Relação de tensão dada pela magnitude da fonte de alimentação parametrizadas em relação a magnitude da fonte de menor tensão, ou seja $V_{S_x}/V_{S_{1,1}}$.

2 INVERSOR MULTINÍVEL ASSIMÉTRICO ELEVADOR/ABAIXADOR COM ELEMENTOS MAGNÉTICOS DE TAMANHOS REDUZIDOS E POUCOS COMPONENTES EM CONDUÇÃO

2.1 Introdução

Neste capítulo é proposto um inversor multinível assimétrico bidirecional usando apenas uma fonte CC. A topologia de estudo é baseada na associação em série de células *H-bridge* (CHB) com duas chaves bidirecionais (cb) resultando na nova célula referida como CHB-2cb. Essa topologia utiliza apenas uma célula *H-bridge* adicional entre a fonte CC e o transformador de múltiplos secundários que opera em MF, para produzir as fontes de tensões assimétricas que alimentam as células CHB-2cb, as quais operam no estágio CA-CA.

A associação em cascata de duas células CHB-2cb pode gerar até 49 níveis na tensão de saída com apropriada relação de peso entre as fontes das células CHB-2cb.

Alguns benefícios preliminares são vistos na redução do alto custo das diversas fontes de tensão isoladas dos inversores cascadeados para apenas uma fonte CC, além de eliminar a necessidade de um conversor CC-CC elevador ou abaixador de alto ganho.

Outros benefícios são: capacidade de redução dos componentes magnéticos, não utilização de capacitores eletrolíticos nas células CHB-2cb, além da atrativa redução de frequência das chaves que atuam no estágio CA-CA.

2.2 Topologia proposta

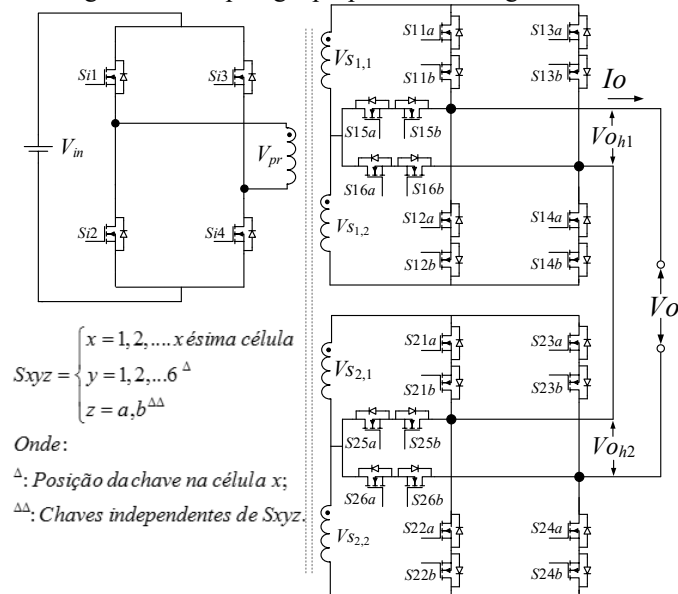
Uma das topologias implementadas nesta tese é mostrada na Figura 2-1. Ela é composta por uma tensão, V_{in} , que alimenta o barramento de entrada da célula *H-bridge*, que por sua vez alimenta o primário do transformador de múltiplos secundários. Este elemento isolador opera em média frequência e é responsável por garantir a magnitude da tensão desejada de cada célula CHB-2cb.

Para o funcionamento da topologia proposta, as células CHB-2cb em cascata devem operar com chaves bidirecionais.

A configuração adotada para a chave bidirecional S_{xyz} ³⁶ utiliza dois mosfets de canal n em anti-série (*common source*), a qual é responsável por garantir o caminho da corrente I_o , segundo a lógica de chaveamento e ainda proporcionar menores perdas em relação a tecnologia IGBT em baixas tensões.

³⁶ Vide terminologia na Figura 2-1.

Figura 2-1 - Topologia proposta com estágio CA-CA



Fonte: Próprio autor.

O acionamento independente da chave bidirecional, S_{xyz} , (S_{xya} ou S_{xyb}) confere modularidade a topologia, além de permitir a dupla condução *dreno-source* de S_{xya} e S_{xyb} , ao invés do padrão de condução de uma chave com o diodo da chave adjacente, para S_{xyz} , durante um estado de nível n .

A condução de uma chave e um diodo, ambos de S_{xyz} para manter o estado de nível n é evitada neste trabalho, por gerar maiores perdas do que a condução simultânea dos dois mosfets de S_{xyz} . Esta configuração de condução de uma chave e um diodo, é imposta apenas durante o intervalo de transição de nível³⁷, o que reduz ao máximo o tempo de condução do diodo. Ressalta que mediante a configuração de chaveamento adotada, apenas dois diodos por célula CHB-2cb entram em condução na presença de cargas indutivas durante o intervalo de transição de nível.

2.2.1 Formas gerais de operação da topologia proposta

Visando não comprometer a DHT da tensão V_o , a associação das fontes de tensão $V_{S_{x,j}}$ (onde, j é a posição da fonte na célula x , assumindo $j = 1$ ou $j = 2$) devem resultar níveis igualmente espaçados de mesma magnitude conforme visto na Figura 1-3 (a).

As restrições impostas na comutação quando é usado o acionamento simultâneo das chaves de S_{xyz} devem obedecer às condições de complementariedade, onde se uma das chaves de cada braço estiver ativa as demais chaves do respectivo braço devem estar bloqueadas.

³⁷ Intervalo relativo ao tempo morto.

Então observando a célula CHB-2cb na topologia proposta, Figura 2-1, e o seu circuito simplificado, Figura 2-2, assim por escolher somente o caso 1 e o caso 2 usando somente valores positivos de $V_{S_{x,j}}$, e considerando $V_{S_{x,2}} = 2V_{S_{x,1}}$, verifica-se sete diferentes níveis ideais na saída da célula $V_{O_{hx}}$, usando o acionamento duplo das chaves de S_{xyz} . Na ocorrência do acionamento duplo, neste trabalho, o termo z da nomenclatura S_{xyz} , será omitido. Então, considerando S_{xy} têm-se sete estados distintos na saída da célula CHB-2cb:

$$V_{O_{hx}} = \begin{cases} 0 & \rightarrow S_{x1} \text{ e } S_{x3}, S_{x2} \text{ e } S_{x4} \text{ ou} \\ & S_{x5} \text{ e } S_{x6}, \\ V_{S_{x,1}} & \rightarrow S_{x1} \text{ e } S_{x6}, \\ -V_{S_{x,1}} & \rightarrow S_{x3} \text{ e } S_{x5}, \\ 2V_{S_{x,1}} & \rightarrow S_{x5} \text{ e } S_{x4}, \\ -2V_{S_{x,1}} & \rightarrow S_{x2} \text{ e } S_{x6}, \\ 3V_{S_{x,1}} & \rightarrow S_{x1} \text{ e } S_{x4}, \\ -3V_{S_{x,1}} & \rightarrow S_{x2} \text{ e } S_{x3}. \end{cases} \quad (2.1)$$

No instante da comutação entre os estados adjacentes vistos em (2.1), não é permitido a permuta das chaves com a configuração acima, sob pena do aparecimento de sobretensão nos interruptores de S_{xyz} quando o inversor alimenta cargas indutivas, por exemplo.

Uma alternativa para evitar as sobretensões durante a transição de nível foi implementada em Daher (2006). Ela se baseia na implementação de um *snubber* passivo para cada uma das duas chaves de S_{xyz} . Todavia, essa implementação, apesar de robusta, aumenta o custo e o número de componentes do conversor.

Devido à configuração de chaveamento adotada, no instante da transição de nível não é necessário utilizar *snubber* para garantir a circulação de corrente. A configuração de condução de uma chave com um diodo da chave adjacente pertencentes a S_{xyz} só é utilizada durante o período de transição de nível n , com $T_t \leq 1 \mu s$, para garantir a segura operação do conversor na alimentação de cargas indutivas. Essa técnica habilita caminho para a circulação da corrente, I_o , evitando assim danosas sobretensões nas chaves S_{xyz} , devido ao $L \frac{di}{dt}$. Ressalta-se também que na estratégia de acionamento adotada, sempre, pelo menos uma das chaves do par de S_{xyz} , (S_{xya} ou S_{xyb}) estará ativada mediante a polaridade do enrolamento primário, V_{pr} .

Diferentes combinações das chaves S_{xya} e S_{xyb} e seus respectivos diodos com o sentido da corrente, $I_o(t) > 0$ ou $I_o(t) < 0$, da célula CHB-2cb x podem ser verificados, com intuito de encontrar caminhos para a manutenção da corrente durante a transição do estado de nível.

Neste trabalho é usado apenas um estado intermediário durante a transição de nível, e a condução simultânea dos dois mosfets da chave bidirecional $Sxyz$, é mantido durante o estado de nível n , resultando em menores perdas³⁸. Outras estratégias de condução para a geração dos níveis n , podem ser conseguidas pela combinação do acionamento de uma chave com a condução do diodo da chave adjacente de $Sxyz$ ($Sxya$ e $Sxyb$), como a implementação em Beristáin *et al.* (2005), porém essa configuração apresenta maiores perdas devido à inserção da condução dos diodos.

O peso de uma fonte $\zeta_{x,j}$, na posição j , é $\zeta_{x,j} = V_{S_{x,j}}/V_{S_{1,1}}$ para uma dada célula x , e está relacionado com peso da célula P_x , que é $P_x = V_{S_x}/V_{S_{1,1}}$, onde V_{S_x} é a tensão da célula x , $V_{S_x} = V_{S_{x,1}} + V_{S_{x,2}}$.

A associação em cascata das células CHB-2cb pode englobar diferentes combinações de $\zeta_{x,j}$, resultando em mais níveis igualmente espaçados na tensão de saída com o mesmo número de componentes.

Isso pode ser conseguido por uma relação específica entre os distintos pesos das células, P_x , relacionados por um fator inteiro multiplicativo obedecendo (2.2).

$$Pnor_x = \left\{ x \in \mathbb{N}^* : \left(\frac{V_{S_1}}{V_{S_{1,1}}} \right), \left(\frac{V_{S_2}}{V_{S_{1,1}}} \right), \left(\frac{V_{S_3}}{V_{S_{1,1}}} \right) \dots \left(\frac{V_{S_{x-2}}}{V_{S_{1,1}}} \right), \left(\frac{V_{S_{x-1}}}{V_{S_{1,1}}} \right), \left(\frac{V_{S_x}}{V_{S_{1,1}}} \right) \right\},$$

com $P_x \subset Pnor_x$, e

$$P_x \leq 3 + 6 \sum_{m=1}^{n=x-1} \frac{V_{S_m}}{V_{S_{1,1}}}, x \geq 2$$

Diferentes relações de peso P_x obedecendo à equação (2.2) são mostradas na Tabela 2-1, a partir do somatório, $\zeta_{x,j=1} + \zeta_{x,j=2}$. O parâmetro $\zeta_{x,j}$ mede o crescimento de $V_{S_{x,j}}$ para a topologia proposta operando com x células em cascata.

Tabela 2-1 – Topologia proposta - configuração versus parâmetro $\zeta_{x,j}$

Modo	Configurações	$\zeta_{x,j}$
I	1:2:4:8:16:32...	$2^{2(x-1)+(j-1)}$
II	1:2:7:14:28:56...	$2^{2(x-2)+(j-1)} \cdot 7, x \geq 2$
III	1:2:7:14:49:98...	$2^{(j-1)} \cdot 7^{(x-1)}$

Fonte: Próprio autor.

Assim, de acordo com os modos vistos na Tabela 2-1, podem ser alcançados diferentes níveis n na saída do conversor multinível a partir do parâmetro $\zeta_{x,j}$ adotado.

³⁸ Por meio dos diferentes métodos de cálculos de perdas, pode-se afirmar que as perdas por condução nos mosfets são inferiores às perdas por condução nos diodos.

O número de níveis n do conversor proposto operando com x células em cascata, conforme os modos de operação vistos na Tabela 2-1, é dado por:

$$n = 2 \cdot \left(\sum_{i=1}^x \sum_{j=1}^2 \xi_{i,j} \right) + 1 \quad (2.3)$$

Outras configurações propostas neste trabalho que permitem melhor distribuição da tensão sobre suas chaves são os arranjos $(V_{S1,1}, V_{S1,2} ; V_{S2,1}, V_{S2,2})$: 1) 31 níveis: $V_{S1,1}, 5V_{S1,1} ; 3V_{S1,1}, 9V_{S1,1}$; 2) 35 níveis: $V_{S1,1}, 9V_{S1,1} ; 5V_{S1,1}, 7V_{S1,1}$; 3) 39 níveis: $V_{S1,1}, 5V_{S1,1} ; V_{S1,1}, 10V_{S1,1}$; 4) 33 níveis: $V_{S1,1}, 10V_{S1,1} ; 8V_{S1,1}, 5V_{S1,1}$ e 5) 33 níveis: $V_{S1,1}, 8V_{S1,1} ; 4V_{S1,1}, 11V_{S1,1}$. Conforme apresentado, estas configurações são capazes de produzir um número máximo de níveis igualmente espaçados na tensão de saída, com apenas duas células. Estas configurações são atrativas para aplicações em altas tensões. Ainda, observando os arranjos 4) e 5), constata-se que os mesmos resultam 33 níveis, porém as chaves estão submetidas a esforços de tensão diferentes. Além disso, para os arranjos 4) e 5) ou para qualquer outra configuração, as chaves centrais $Sx5z$ e $Sx6z$ devem ser dimensionadas para suportar a maior tensão do par $(V_{Sx,1}, V_{Sx,2})$ ³⁹, enquanto as outras chaves $Sx1z...Sx4z$ devem suportar a tensão $(V_{Sx,1} + V_{Sx,2})$. Dessa forma, empregando o embasamento apresentado, constata-se que o arranjo 4) distribui melhor a tensão nas chaves do que o arranjo 5).

A Tabela 2-2 mostra a comparação entre os modos de operação vistos na Tabela 2-1 com as topologias convencionais.

Tabela 2-2 - Topologias assimétricas versus número de níveis

Comparação das Topologias Assimétricas						
Topologias		Configuração	1	2	3	x
Número de níveis	CHB	Binária	3	7	15	$2^{x+1} - 1$
		Ternária	3	9	27	3^x
	CHB-2cb	Modo I	7	31	127	$2^{2x+1} - 1$
		Modo II	7	49	217	$7 \cdot (2^{2x-1} - 1)$
		Modo III	7	49	343	7^x

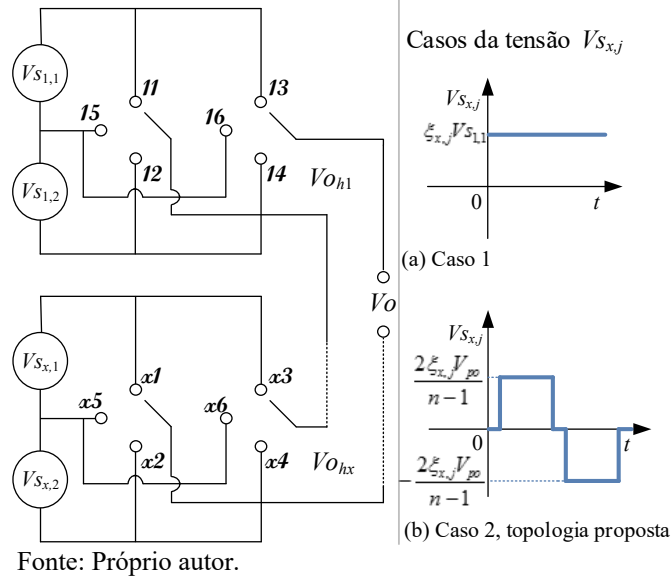
Fonte: Próprio autor.

Dentre os modos apresentados nas Tabela 2-1 e Tabela 2-2, a configuração (1:2:7:14) foi a escolhida para a implementação na topologia da Figura 2-1, devido o menor número de componentes por níveis sintetizados.

³⁹ Por exemplo, para $x = 1$, primeira célula, as chaves $S15z$ e $S16z$, devem suportar a maior tensão entre as fontes $V_{S1,1}$ e $V_{S1,2}$. Assim, para o arranjo 4) as chaves $S15z$ e $S16z$ devem suportar $10V_{S1,1}$, enquanto para o arranjo 5) as mesmas chaves devem suportar $8V_{S1,1}$.

Na Figura 2-2, é mostrado o circuito simplificado da Figura 2-1 de forma genérica para o inversor operando com x células CHB-2cb.

Figura 2-2 - Circuito genérico da estrutura proposta com células CHB-2cb em cascata



Nesta representação pode-se verificar que o inversor pode operar com dois casos distintos de $V_{Sx,j}$. No caso 1 é apresentada a possibilidade do uso como fontes independentes, com a x -ésima célula CHB-2cb operando com tensão contínua $V_{Sx,j}$ de magnitude $\xi_{x,j} V_{S1,1}$. No caso 2 é apresentada a possibilidade do uso de $V_{Sx,j}$ em modo CA, que pode ser conseguido pelo uso de um transformador disposto conforme a Figura 2-1. O valor máximo de $V_{Sx,j}$ nesta disposição depende do parâmetro $\xi_{x,j}$, do número de níveis n e do valor pico V_{po} da senoide desejada na saída. A operação do inversor no caso 2 é a escolhida para as análises deste trabalho, pelas vantagens também anteriormente mencionadas.

Observando a topologia proposta na Figura 2-1 e na Figura 2-2, e considerando apenas o acionamento duplo da chave S_{xyz} , por isso, omite-se o termo z da nomenclatura de S_{xyz} , tem-se que:

A chave S_{x2} pode ser representada como uma função *NOR* de S_{x1} e S_{x5} , assim como a chave S_{x4} é uma função *NOR* de S_{x3} e S_{x6} . Sabendo que quando uma chave pertencente ao mesmo braço estiver ativada as demais chaves pertencentes ao mesmo braço devem estar bloqueadas, além disso, adota-se a condição lógica, $S_{xy} = 1$ e $S_{xy} = 0$, respectivamente, para a chave ligada e desligada. Assim, a tensão de saída expressa em função de chaveamento para o inversor multinível operando no caso 1, Figura 2-2 (a) é dada por:

$$V_O = V_{S1,1} \cdot \sum_{x=1}^x [(\xi_{x,j=1} + \xi_{x,j=2})(S_{x1} - S_{x3}) + \xi_{x,j=2}(S_{x5} - S_{x6})] \quad (2.4)$$

Onde: x_t é o número total de células CHB-2cb conectadas em cascata.

Conforme visto em (2.4), a tensão de saída pode ser controlada em função apenas de quatro chaves por células CHB-2cb.

A frequência das chaves para a configuração escolhida (1:2:7:14) utilizada no inversor da Figura 2-2 (a) operando no caso 1, utilizando fontes CC, com a modulação *staircase* são dadas por:

$$\begin{aligned} F_{Sx1 \text{ e } Sx3} &= (2^{2(x_t - x_d) + 3} - 5)f_1 \\ F_{Sx5 \text{ e } Sx6} &= (2^{2(x_t - x_d) + 3} - 4)f_1 \\ F_{Sx2 \text{ e } Sx4} &= (2^{2(x_t - x_d) + 2} - 3)f_1 \end{aligned} \quad (2.5)$$

Onde: x_t é o total de células CHB-2cb conectadas em série e x_d é a célula desejada.

As equações vistas em (2.5) são o referencial base na comparação das frequências das chaves para o inversor implementado com fontes CA.

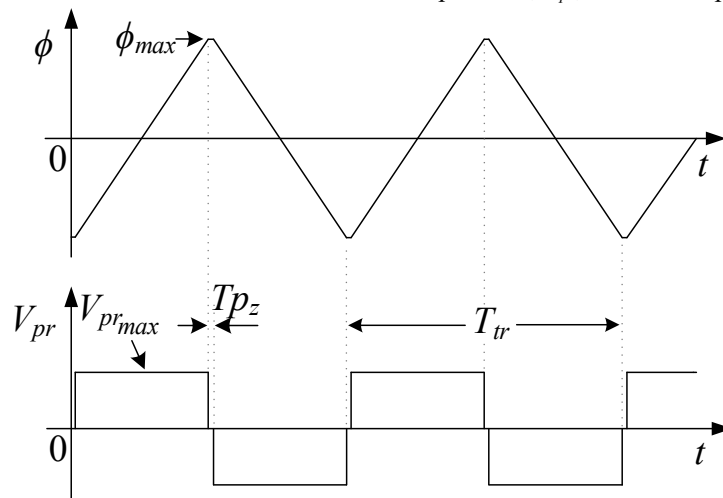
Na sessão 2.4 será avaliado o efeito do aumento da frequência do transformador nas frequências das chaves do inversor proposto, Figura 2-1.

2.3 Operação do inversor multinível com estágio CA-CA

2.3.1 Estágio do transformador

A forma de onda da Figura 2-3 reproduz o caso real da implementação do inversor multinível proposto. A tensão V_{pr} pode ser verificada por meio de medição nos terminais do enrolamento primário do transformador de múltiplos secundários.

Figura 2-3 - Forma de onda da tensão no enrolamento primário, V_{pr} , com seu respectivo fluxo, ϕ



Fonte: Próprio autor.

Com base na topologia de estudo exibida na Figura 2-1 e observando a Figura 2-3, pode-se perceber que a tensão sobre o enrolamento primário, V_{pr} pode ser expressa em função de chaveamento dada por: $V_{pr} = V_{in}(Si1-Si3)$. Essa tensão aparece nos enrolamentos secundário $NS_{x,j}$, com tensão: $V_{Sx,j} = (NS_{x,j}/N_{pr}) \cdot [V_{in}(Si1-Si3)]$.

Conforme apresentado na Figura 2-3, a relação entre o fluxo magnético ϕ (expresso em Maxwell) com a forma de onda da tensão do enrolamento V_{pr} são demonstradas em (2.6) e (2.7):

$$V_{pr}(t) = N_{pr} \frac{d\phi}{dt} \cdot 10^{-8} (V) \begin{cases} V_{pr_{max}} = N_{pr} \frac{\phi_{max}}{(1/4)T_{tr}} \cdot 10^{-8} (V), & \text{se } \frac{Tp_z}{2} \leq t \leq \frac{T_{tr} - Tp_z}{2} \\ -V_{pr_{max}} = N_{tr} \frac{\phi_{max}}{(1/4)T_{tr}} \cdot 10^{-8} (V), & \text{se } \frac{T_{tr} + Tp_z}{2} \leq t \leq \frac{2T_{tr} - Tp_z}{2} \end{cases} \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned} V_{pr_{rms}} &= \sqrt{\frac{1}{T_{tr}} \left[\int_{\frac{Tp_z}{2}}^{\frac{T_{tr}-Tp_z}{2}} V_{pr_{max}}^2 dt + \int_{\frac{Tp_z+T_{tr}}{2}}^{\frac{2T_{tr}-Tp_z}{2}} (-V_{pr_{max}})^2 dt \right]} \\ &= V_{pr_{max}} \sqrt{1 - \frac{2Tp_z}{T_{tr}}} = N_{pr} \frac{\phi_{max}}{(1/4)T_{tr}} \sqrt{1 - \frac{2Tp_z}{T_{tr}}} \cdot 10^{-8} \\ &= 4 \cdot N_{pr} \cdot f_{tr} \cdot B_{max} \cdot A_{ef} \sqrt{1 - \frac{2Tp_z}{T_{tr}}} \cdot 10^{-8} \end{aligned} \quad (2.7)$$

Isolando o termo N_{pr} da equação (2.7) obtém-se o número de espiras do enrolamento primário expresso por (2.8). Sendo A_{ef} a área efetiva do núcleo em (cm²) e transformando B_{max} de Gauss para Tesla tem-se:

$$N_{pr} = \frac{V_{pr_{rms}} \cdot 10^4}{4 \cdot f_{tr} \cdot B_{max} \cdot A_{ef} \cdot \sqrt{1 - \frac{2Tp_z}{T_{tr}}}} \quad (2.8)$$

Conhecendo o número de espiras do enrolamento primário N_{pr} , o valor de pico da tensão desejada de saída V_{po} , e a tensão de entrada V_{in} , encontra-se o número de espiras do enrolamento secundário dado por:

$$NS_{x,j} = \frac{2^j \cdot 7^{x-1} \cdot V_{po} \cdot N_{pr}}{(n-1)V_{in}} \quad (2.9)$$

Para a implementação da topologia proposta, foi optado por um transformador toroidal de núcleo em aço silício de grãos orientados, com os seguintes parâmetros: densidade de fluxo $B_{max} = 0,680$ T, operando a $f_{tr} = 300$ Hz, com $A_{ef} = 7,75$ cm², dimensões do núcleo em mm: 102 x 134 x 51 (DI x DE x A é diâmetro interno x diâmetro externo x altura) e uma espessura

de lâmina de 0,27 mm com fator de empilhamento de 0,95. O transformador utilizado possui a característica de alta permeabilidade magnética e baixas perdas no núcleo.

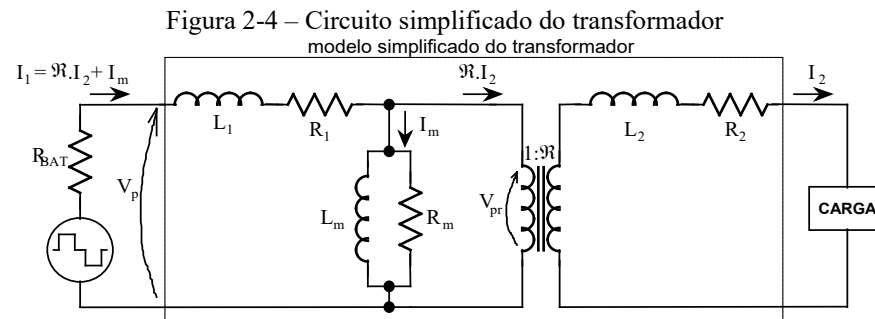
2.3.2 Controle da saturação do transformador

O uso de transformadores em topologias de inversores possui o inconveniente da saturação, todavia na literatura existem técnicas de correção ativa e soluções passivas que corrigem esse efeito. Neste trabalho será proposta uma técnica de correção ativa.

O fenômeno da saturação ocorre quando a força de magnetização (H) ultrapassa o valor mencionado pelo fabricante do núcleo, assim depois que é atingido B_{max} , um pequeno aumento em H resulta numa rápida queda de tensão induzida no secundário, aumentando as perdas no núcleo sem produzir tensão induzida.

A saturação do núcleo se consolida na presença de componente CC no transformador. O efeito da componente CC acarreta um alto valor da corrente de magnetização I_m , em virtude dessa também possuir componente CC, fazendo com que o transformador apresente desbalanceamento em um dos semiciclos.

A Figura 2-4 mostra o circuito básico do transformador.



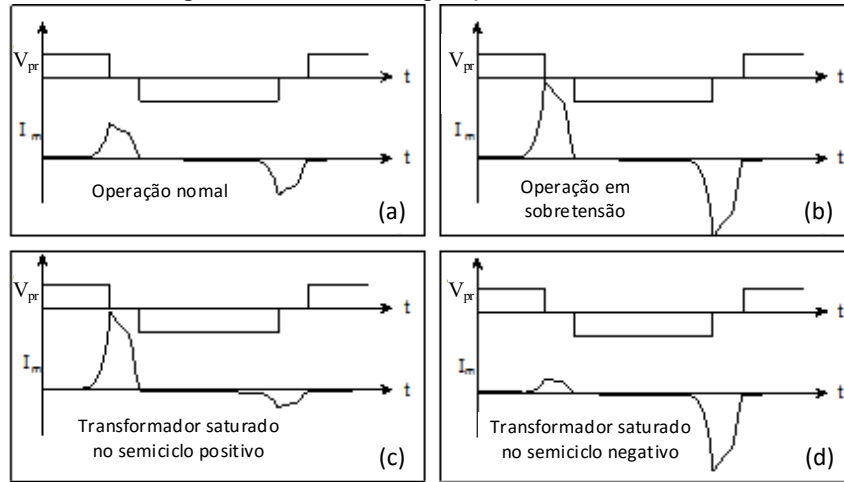
Fonte: adaptada de Daher (2006).

Diversas causas podem resultar na presença da componente CC no transformador, entre elas citam-se:

- ✓ Por alimentar uma carga de meia onda. Este caso se configura devido a queda de tensão nas impedâncias do transformador que ocorrem somente em um semiciclo, produzindo assim, assimetria de V_{pr} ;
- ✓ Pelo suprimento instantâneo de uma carga. Neste caso V_{pr} pode assumir assimetria e essa situação pode resultar em elevados picos de corrente;
- ✓ Por assimetria da tensão da bateria, que afeta V_{pr} diretamente.
- ✓ Pela ocorrência de diferentes valores de larguras de pulsos dos interruptores da ponte do lado primário.

Na Figura 2-5 é mostrado os diversos casos de operação de um transformador.

Figura 2-5 – Modos de operação do transformador



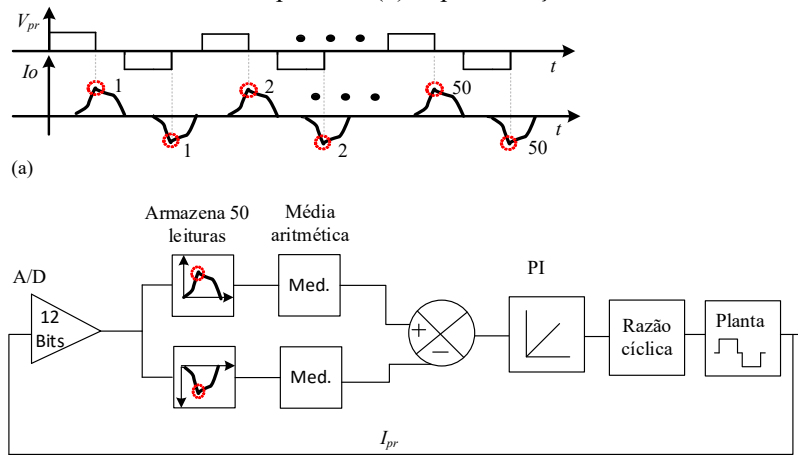
Fonte: adaptada de Daher (2006).

Entre as condições exibidas na Figura 2-5, o caso da Figura 2-5 (a) apresenta a operação normal do transformador, onde a corrente de magnetização é simétrica e apresenta baixos valores. No caso da operação da Figura 2-5 (b) em sobretensão, a corrente de magnetização ainda é simétrica, porém esta condição pode ser evitada com o projeto adequado do transformador. As Figura 2-5 (c) e Figura 2-5 (d) apresentam o transformador na condição de saturação, onde verifica-se o desbalanceamento em um dos semiciclos.

Basicamente as técnicas de correção de desbalanceamento consistem em: identificar a condição do desbalanceamento e providenciar mecanismos para corrigir a componente CC.

Na Figura 2-6 é mostrada a técnica para a correção da saturação desenvolvida neste trabalho.

Figura 2-6 – Implementação do controle de saturação do transformador: (a) aquisições da corrente do enrolamento primário (b) implementação da malha



(b) Fonte: Próprio autor.

Como o transformador utilizado emprega núcleo de aço silício com grãos orientados, o qual possui uma característica dinâmica lenta conforme os resultados obtidos por ensaios, onde verificou-se uma constante de tempo em torno dos 660 ms. De posse dessa informação, foi proposto o método de correção de saturação apresentado na Figura 2-6, o qual é descrito a seguir.

Conforme mostrado na Figura 2-6, ao final de cada semiciclo de V_{pr} positivo ou negativo, é coletado o valor da corrente no enrolamento primário e armazenado em uma variável. Ao final de cinquenta ciclos é feita a média aritmética de cada semiciclo e armazenada em uma variável para o semiciclo positivo e outra para o semiciclo negativo. Em seguida, é feita a diferença das duas variáveis produzindo o sinal de erro, cujo o resultado passa pelo controlador PI, e a saída deste, gera uma informação de correção que atuará no semiciclo simétrico ao que estava tendendo a saturação.

Nesta técnica, vale ressaltar que devido a frequência do transformador ser um número múltiplo maior que a frequência da tensão de saída, as aquisições de leituras do A/D são adequadas para caracterizar os diferentes perfis da corrente de carga, I_o .

2.3.3 Funcionamento do inversor assimétrico proposto

A tensão de saída do conversor, V_o é a combinação das tensões sobre os enrolamentos secundários $V_{S_{x,j}}$, gerenciada por uma função de chaveamento de acordo com (2.10).

$$V_o = \underbrace{(Si1 - Si3)}_p \frac{2V_{po}}{n-1} \cdot \sum_{x=1}^{x_i} \underbrace{[(\xi_{x,j=1} + \xi_{x,j=2})(Sx1 - Sx3) + \xi_{x,j=2}(Sx5 - Sx6)]}_q \quad (2.10)$$

Observando que quando uma chave de um dos braços da célula CHB-2cb estiver acionada as demais chaves pertencentes ao mesmo braço devem estar bloqueadas.

Ainda segundo a equação (2.10), a parcela p representa o efeito da ponte *H-bridge* de entrada produzindo os níveis (+1,0,-1) segundo V_{pr} , e a parcela q representa a conexão dos dois módulos CHB-2cb produzindo os 49 níveis (+24,...,+1,0,-1,...,-24). Ressalta ainda, que as chaves são ativas em 1 e bloqueadas em 0.

Assim, conforme a Figura 2-1, para as chaves superiores da ponte *H-bridge* de entrada $Si1$ e $Si3$, as suas complementares $Si2$ e $Si4$ são obtidas respectivamente pela função *NOT* de $Si1$ e *NOT* de $Si3$, dessa forma a tensão de saída da célula *H-bridge* pode ser expressa em termos apenas das chaves superiores $Si1$ e $Si3$. De outra forma, a parcela q a qual representa a conexão das células CHB-2cb, está isenta das chaves inferiores de cada braço $Sx2$ e $Sx4$ devido essas serem resultado de uma função *NOR* entre as outras chaves pertencentes ao mesmo braço,

resultando assim, $Sx2 = Sx1 \text{ NOR } Sx5$ e $Sx4 = Sx3 \text{ NOR } Sx6$. Com isso, a tensão de saída da célula CHB-2cb pode ser expressa considerando apenas as quatro chaves $Sx1$, $Sx3$, $Sx5$ e $Sx6$. Assim, substituindo o parâmetro $\xi_{x,j}$ no modo III da Tabela 2-1 em (2.10) tem-se a tensão de saída V_o , expressa em função de chaveamento do conversor proposto (caso 2, Figura 2-2) dada por:

$$V_o = \underbrace{(S_{i1} - S_{i3})}_{p} \frac{2V_{po}}{n-1} \cdot \underbrace{\left[\underbrace{3(S_{11} - S_{13}) + 2(S_{15} - S_{16})}_{cel.1} + \underbrace{21(S_{21} - S_{23}) + 14(S_{25} - S_{26})}_{cel.2} \right]}_q \quad (2.11)$$

Conforme a equação (2.11), pode-se perceber que para uma desejada tensão de saída V_o , positiva ou negativa, tem-se uma configuração de chaveamento particular para cada um dos dois estados de tensão V_{pr} (positivo ou negativo) que resulta em um desejado nível n . De maneira geral, a seguinte igualdade deve ser mantida, $Sign(p) \cdot Sign(q) = Sign(V_o)$, e quando $Sign(p) = 0$, q permanece inalterado. Onde $Sign [f(x)]$ retorna o sinal da função $f(x)$.

Logo, para um exemplo hipotético do inversor proposto operando com 25 níveis na tensão de saída, têm-se os estados de operação conforme mostrado na Figura 2-7.

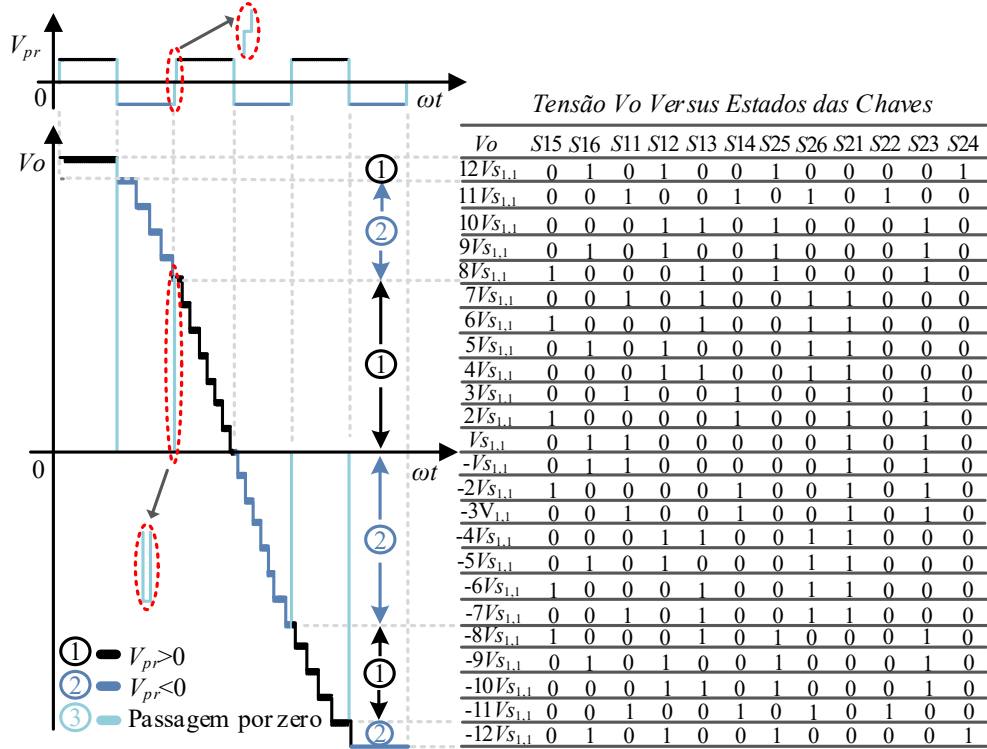
Se a tensão da ponte é positiva $V_{pr} > 0$, e a tensão desejada também é positiva $V_o > 0$, para gerar o nível $+n$, conforme (2.11), tem-se, $p > 0$ e $q > 0$. Se na confecção da tensão de saída $V_o > 0$ a ponte *H-bridge* inverte, resultando em $p < 0$, q também deve inverter, mudando para $q < 0$, para resultar o estado simétrico do nível $+n$, e assim manter V_o inalterada. Este caso é visto na Figura 2-7, quando o inversor comuta do estado $12V_{S1,1}$ para $11V_{S1,1}$.

Na Figura 2-7 é mostrado o aspecto da tensão de saída V_o e sua construção influenciada pela tensão primária e pelos estados de chaveamento do inversor. Pode-se perceber descontinuidades na tensão V_o , que são resultantes do tempo de passagem por zero da ponte *H-bridge* de entrada. Todavia, essas imperfeições são eliminadas com a inserção de um pequeno filtro de saída.

A Figura 2-7 também mostra os estados de chaveamento ($S_{xy} = 1$ é S_{xya} acionada e S_{xyb} acionada), na geração dos níveis. O estado $S_{xy} = 0$ é dado pelo acionamento de uma chave a qual depende da polaridade de V_{pr} e pelo bloqueio da outra chave⁴⁰ do par correspondente S_{xya} ou S_{xyb} .

⁴⁰ Condição de bloqueio *dreno-source* e condução apenas pelo diodo em anti-paralelo dessa chave.

Figura 2-7 - Forma de onda alinhada com a tabela: confecção da tensão de saída baseada numa tensão primária V_{pr} para o inversor operando com estágio CA-CA e a configuração (1:2:7:14)



Fonte: Próprio autor.

Na Tabela 2-3 é apresentado os estados de transição⁴¹ dos níveis inerentes a 1/8 de ciclo da tensão V_o que contempla os sete estados distintos na tensão saída V_{Oh1} . A denotação R/S significa, R estados para $V_{pr} > 0$ e S estados para $V_{pr} < 0$.

Tabela 2-3 – Estados de transição da célula CHB-2cb 1

Chaves vs tensão V_o												
S15a	S15b	S16a	S16b	S11a	S11b	S12a	S12b	S13a	S13b	S14a	S14b	V_o
1/0	0/1	1/0	0/1	1/1	1/1	0/1	1/0	1/1	1/1	0/1	1/0	0
1/0	0/1	1/0	0/1	1/1	1/0	0/1	1/0	0/1	1/1	0/1	1/0	$V_{S_{1,1}}$
1/1	0/0	0/0	1/1	0/1	1/0	0/1	1/0	0/1	1/0	0/1	1/0	$2V_{S_{1,1}}$
1/1	0/0	0/0	1/1	0/1	1/0	0/1	1/1	0/1	1/0	1/1	1/0	$3V_{S_{1,1}}$
0/0	0/0	0/0	0/0	0/1	1/0	0/1	1/0	0/1	1/0	0/1	1/0	$4V_{S_{1,1}}$
0/0	1/1	1/1	0/0	0/1	1/0	1/1	1/0	0/1	1/0	0/1	1/1	$5V_{S_{1,1}}$
0/0	1/1	1/1	0/0	0/1	1/0	0/1	1/0	0/1	1/0	0/1	1/0	$6V_{S_{1,1}}$

Fonte: Próprio autor.

Para verificar as frequências das chaves independentes (S_{xya} ou S_{xyb}) pertencentes à configuração da chave bidirecional adotada, foi construída a Tabela 2-4, para diferentes valores de frequência do transformador, f_{tr} .

⁴¹ Estados relativos ao tempo morto.

Conforme pode ser observado na Tabela 2-4, as chaves ($S1yz$) da célula de menor potência operam com maior frequência e as chaves ($S2yz$) da célula de maior potência atuam com menor frequência, o que propicia a redução das perdas por comutação.

A primeira linha Tabela 2-4 contém os valores da relação da frequência da chave sobre a fundamental, (F_{sxy}/f_1), e representa um importante referencial por se tratar de valores devido a implementação do inversor com fontes CC (sem f_{tr}).

Um atrativo comportamento de operação desta topologia, demonstra que as chaves da primeira célula não sofreram impacto significativo da frequência do transformador, até mesmo para a operação em 1800 Hz, onde os valores de frequências das chaves ($S1yz$) ficaram muito próximas à operação deste mesmo inversor atuando com fontes CC. Por outro lado, as chaves ($S2yz$) da célula de maior potência operam com frequências inferiores à do transformador e significativa taxa de redução de frequência relativa a operação em 1800 Hz pode ser verificada.

Tabela 2-4 - Frequências das chaves independentes $Sxya$ ou $Sxyb$

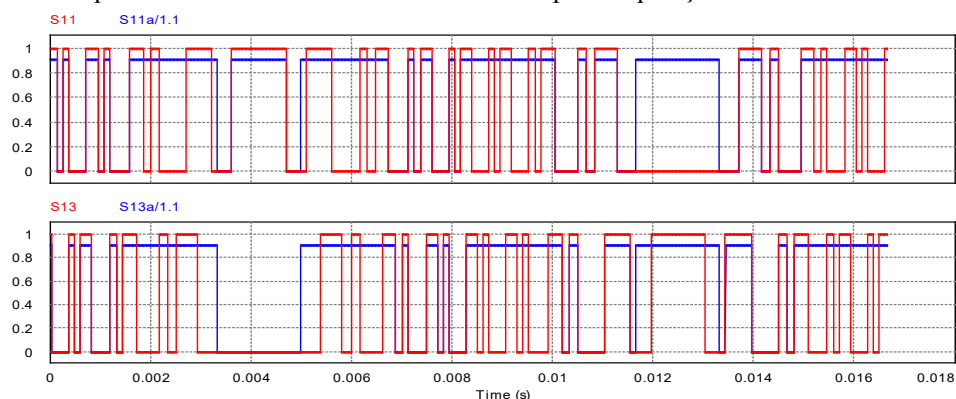
Modos de operação		Relação de frequência (F_{sxy}/f_1)											
f_{tr}	f_{tr}/f_1	S15	S16	S11	S13	S12	S14	S25	S26	S21	S23	S22	S24
		a/b	a/b	a/b	a/b	a/b	a/b	a/b	a/b	a/b	a/b	a/b	a/b
Sem $f_{tr}^{(1)}$	xxx	28	28	27	27	13	13	4	4	3	3	1	1
$f_{tr}=300$ Hz	5	23	24	15	14	11	10	3	5	4	4	3	4
$f_{tr}=600$ Hz	10	27	27	18	18	14	14	5	5	7	7	7	7
$f_{tr}=1200$ Hz	20	28	28	22	21	20	20	8	8	14	14	13	13
$f_{tr}=1800$ Hz	30	33	33	30	30	25	25	10	10	18	18	19	19

Fonte: Próprio autor.

⁽¹⁾ Sem f_{tr} : operação do inversor usando fontes de tensão contínuas, V_{cc} , na alimentação das células CHB-2cb.

A Figura 2-8 mostra um exemplo dos sinais de gatilho das chaves $S11$ e $S13$, para operação do inversor com fontes CC, e $S11a$ e $S13a$ são pulsos das chaves (individuais de $Sxyz$) com transformador operando em 300 Hz para um ciclo da tensão V_o .

Figura 2-8 - Frequências das chaves para operação com fonte CA vs operação com fonte CC: $S11$ e $S13$ são para as células operando com fontes CC e $S11a$ e $S13a$ são para a operação com fonte CA em 300 Hz



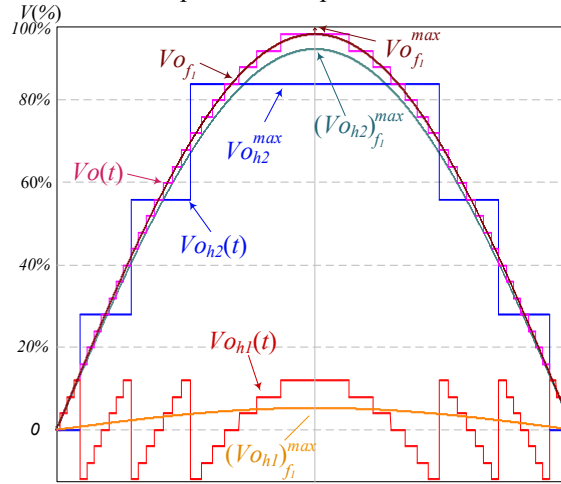
Fonte: Próprio autor.

Conforme mostrado no exemplo da Figura 2-8, fica nítido a operação com frequência reduzida das chaves $S11a$ e $S13a$ para o transformador operando em 300 Hz.

2.4 Processamento de potência do inversor assimétrico

Na Figura 2-9 são mostradas as formas de onda nas saídas das células CHB-2cb e suas componentes fundamentais máximas, assim como a tensão de saída $V_o(t)$, sua componente fundamental $V_{o_{f_1}}$ e seu máximo valor atingível 100%, $V_{o_{f_1}}^{\max}$.

Figura 2-9 - Formas de onda da tensão de saída: do inversor, $V_o(t)$, da célula 2, $V_{o_{h2}}(t)$ e da célula 1, $V_{o_{h1}}(t)$, juntamente com suas respectivas componentes fundamentais máximas



Fonte: Próprio autor.

A máxima tensão de saída $V_{o_{f_1}}^{\max}$ atingível pelo inversor pode ser expressa em termos da série de Fourier conforme mostrado em (1.1)-(1.3) e finalmente em (1.4). Dessa forma, reescrevendo (1.4) e sabendo que o termo V_{cc} pode ser reescrito em função da tensão máxima atingível pela última célula, tem-se:

$$\begin{aligned} V_{o_{f_1}}^{\max} &= \frac{4}{\pi} \frac{V_{o_{h2}}^{\max}}{3 \cdot 7^{x-1}} \left[\cos\left(\sin^{-1} \frac{1}{7^x}\right) + \cos\left(\sin^{-1} \frac{3}{7^x}\right) + \dots + \cos\left(\sin^{-1} \frac{7^x - 2}{7^x}\right) \right] \\ &= \frac{4}{\pi} \frac{V_{o_{h2}}^{\max}}{3 \cdot 7^{x-1}} \sum_{i=0}^{\frac{7^x - 1}{2} - 1} \cos\left[\sin^{-1}\left(\frac{2i+1}{7^x}\right)\right]. \end{aligned} \quad (2.12)$$

Para obter as componentes fundamentais máximas da tensão de saída nas células, emprega-se os meios em (2.13).

$$(V_{o_{hx_d}})_{f_1}^{\max} = \begin{cases} V_{o_{f_1}}^{\max} \Big|_{x=x_i-x_d+1}, & \text{para } x_d = x_i, \text{ célula de maior potência} \\ V_{o_{f_1}}^{\max} \Big|_{x=x_i-x_d+1} - V_{o_{f_1}}^{\max} \Big|_{x=x_i-x_d}, & \text{para } x_d \neq x_i, (\text{outras células}) x_d = 1, 2, \dots, (x_i - 1) \end{cases} \quad (2.13)$$

A segunda cláusula mostrada em (2.13) pode ser verificada graficamente na Figura 2-9 para o inversor operando com duas células ($x_t = 2$), quando se deseja obter a máxima componente fundamental da primeira célula ($x_d = 1$) que é expressa por $V_{o_{f_1}}^{\max} \Big|_{x=2} - V_{o_{f_1}}^{\max} \Big|_{x=1}$.

A potência processada pelo inversor, P_o , pode ser escrita conforme a equação (2.14). As denotações $(V_{o_{hx_d}})_{f_1}^{rms}$ e $(I_{o_{hx_d}})_{f_1}^{rms}$ são os valores eficazes da componente fundamental, respectivamente, da tensão e da corrente de saída da desejada célula x_d e ϕ é o ângulo do fator de deslocamento.

$$P_o = \frac{1}{T} \int_0^T i_o(t) v_o(t) dt = \sum_{x_d=1}^{x_t} (V_{o_{hx_d}})_{f_1}^{rms} \cdot (I_{o_{hx_d}})_{f_1}^{rms} \cdot \cos \phi \quad (2.14)$$

Como os módulos CHB-2cb do inversor estão em série, a corrente que circula nas células são iguais a corrente de carga $(I_{o_{h1}})_{f_1}^{rms} = (I_{o_{h2}})_{f_1}^{rms} = (I_o)_{f_1}^{rms}$. Também é notório que as tensões nas saídas das células $V_{o_{h1}}(t)$ e $V_{o_{h2}}(t)$, mostradas na Figura 2-9, estão em fase e, portanto apresentam mesmo fator de deslocamento. Dessa maneira, levando em consideração as afirmações acima, conclui-se conforme (2.14) que a potência de saída P_o é um somatório das potências processadas das células CHB-2cb e a distribuição de potência do inversor está relacionada diretamente com o termo $(V_{o_{hx_d}})_{f_1}^{rms}$, que é o valor eficaz da componente fundamental da tensão de saída de cada (x_d^{th}) célula CHB-2cb.

Nesse caminho, a Tabela 2-5 resume as características de operação do inversor multinível estudado.

Tabela 2-5 - Processamento de potência do inversor

Descrição	Tensões (V)	Processamento de Potência (%)
Célula CHB-2cb 2	$(V_{o_{h2}})_{f_1}^{\max} = 1,10 \cdot V_{o_{h2}}^{\max}$	95% (*)
Célula CHB-2cb 1	$(V_{o_{h1}})_{f_1}^{\max} = 0,06 \cdot V_{o_{h2}}^{\max}$	5% (*)
Saída do inversor	$V_{o_{f_1}}^{\max} = 1,16 \cdot V_{o_{h2}}^{\max}$	100%

Fonte: Próprio autor.

Onde: (*) É a relação dada por $\frac{P_{hx_d}}{P_o} = \frac{(V_{o_{hx_d}})_{f_1}^{\max}}{V_{o_{f_1}}^{\max}}$, onde P_{hx_d} é a potência processada pela

célula desejada x_d , sendo x_d valendo 1 para a primeira célula e 2 para segunda célula.

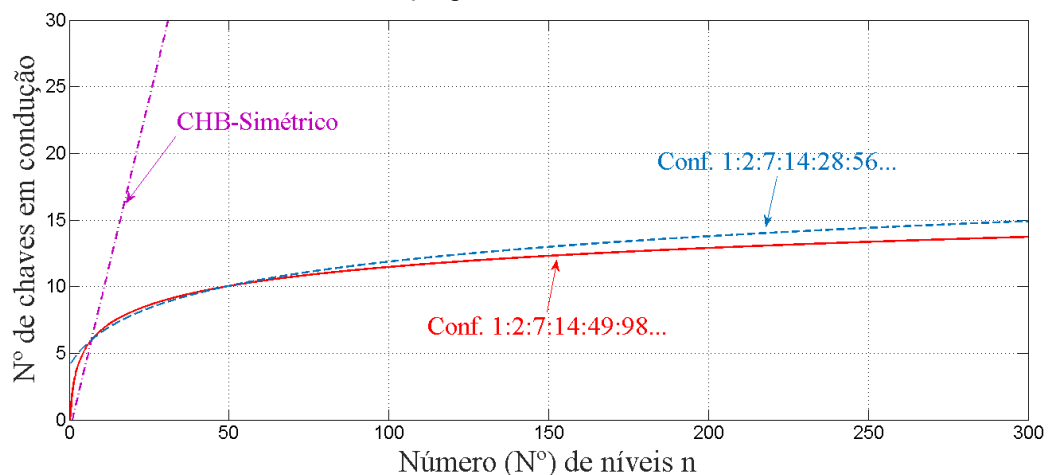
Conforme visto na Tabela 2-5, para o inversor estudado operando com duas células CHB-2cb, a distribuição de potência se concentra em quase totalidade na segunda célula, a qual processa 95% da potência de saída. Enquanto que a primeira célula processa apenas 5% de P_o . Ressalta ainda que na implementação realizada, a célula de maior potência opera em baixa frequência, enquanto que a célula de menor potência atua em maior frequência. Essa característica de operação é benéfica para a redução das perdas por comutação do inversor.

2.5 Comparação com outras topologias

Tendo em vista que conforme comparações prévias, o inversor CHB-simétrico, mostrado em Lai e Peng (1996), apresentou menor número de componentes quando comparado com as topologias convencionais *neutral point clamped* (NPC) e *flying capacitor* (FC). Também é sabido que o número de chaves ativas (*on-state*) por níveis sintetizados das topologias convencionais NPC, FC e CHB-simétrico é igual. Sendo assim, este trabalho usa como referência o CHB-simétrico para a comparação do número de chaves em condução com a topologia proposta.

A Figura 2-10 mostra a comparação entre o número de chaves em condução da topologia clássica CHB-simétrico usando fontes independentes com a topologia proposta⁴².

Figura 2-10 - Comparação entre o CHB-simétrico e a topologia proposta considerando o número de chaves em condução por níveis sintetizados



Fonte: Próprio autor.

Como pode ser visto na Figura 2-10, o ponto comum dos três gráficos mostra igual número de chaves em condução (seis) para todos os inversores operando com 7 níveis. Ressalta-se, ainda neste caso, que o CHB-simétrico opera com três fontes independentes e a solução

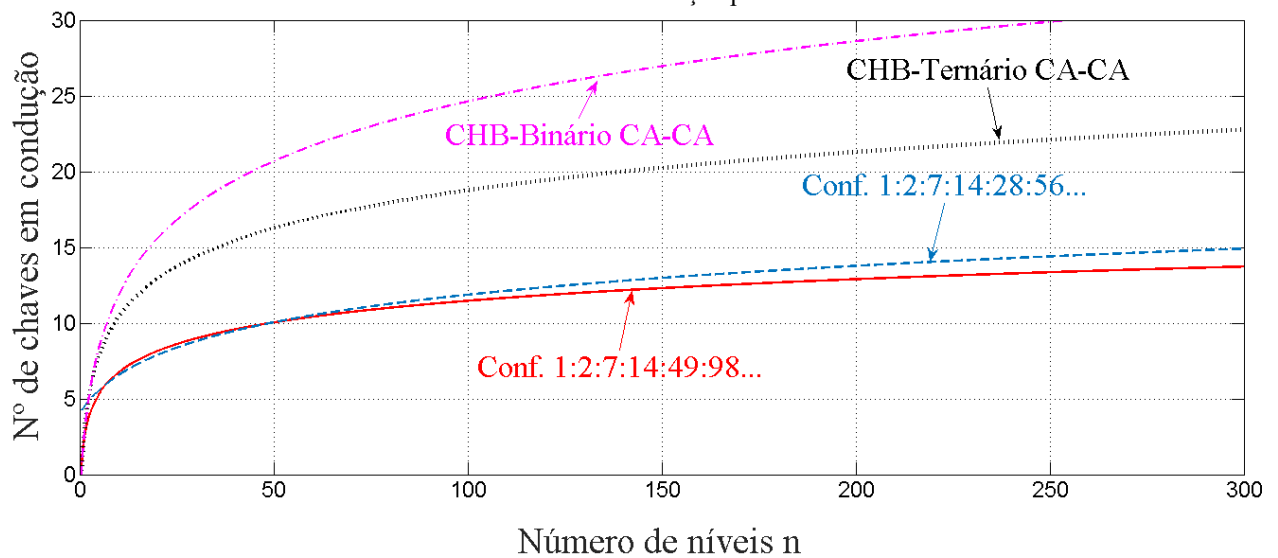
⁴² Nas configurações (conf.) para a topologia proposta, foi considerado o adicional de duas chaves em condução referente a ponte *H-bridge* de entrada que chaveia o primário do transformador.

proposta utiliza apenas uma fonte CC para o ponto que contém os 7 níveis bem como para toda a faixa analisada.

Na Figura 2-10 também é visto que a partir de 7 níveis o número de chaves em condução do CHB-simétrico aumenta em uma alta taxa comparado as duas configurações propostas.

A Figura 2-11 mostra a comparação do inversor proposto com as soluções do inversor CHB-Binário CA-CA e CHB-Ternário CA-CA empregando uma ponte *H-bridge*⁴³ com um transformador de múltiplos secundários para gerar as fontes de tensão das células.

Figura 2-11 Comparação das topologias CHB-ternário CA-CA, CHB-binário CA-CA com a topologia proposta considerando o número de chaves em condução por níveis sintetizados



Fonte: Próprio autor.

A Figura 2-11 mostrou o resultado da comparação das topologias empregando apenas uma fonte CC. Pode-se perceber que para gerar 7 níveis são necessárias 10 chaves em condução para o inversor CHB-binário CA-CA e também 10 chaves em condução para o CHB-ternário CA-CA. Todavia para o inversor proposto é necessário apenas 6 chaves em condução. Aumentando o número de níveis é verificada significativa redução do número de interruptores em condução da topologia proposta quando comparada com as outras duas.

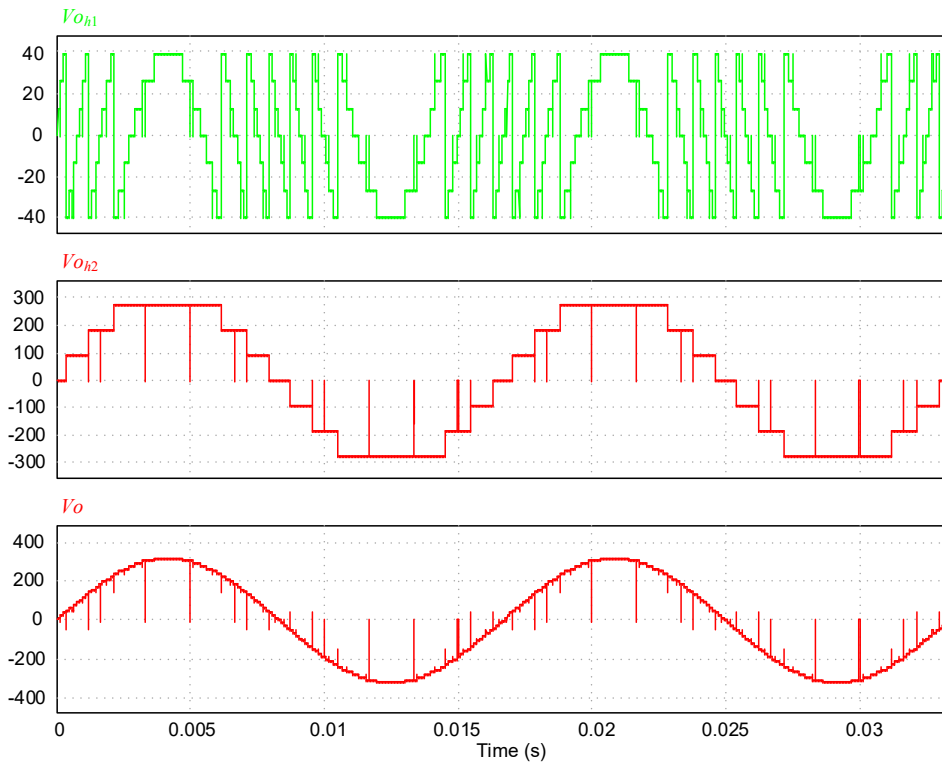
2.6 Resultados de simulação para o inversor multinível empregando células CHB-2cb em cascata

Na Figura 2-12 é mostrada a contribuição das saídas de cada célula CHB-2cb na formação da tensão de saída do inversor com 49 níveis em V_o . Nesta figura, pode-se perceber

⁴³ Solução aplicada aos inversores assimétricos CHB que utilizam apenas uma fonte CC e podem operar com transformador em ampla faixa de frequência, objetivando assegurar a equidade nas comparações.

que a célula de maior potência opera em menor frequência, produzindo uma onda de 7 níveis na frequência fundamental (V_{oh2}), enquanto que a célula de menor potência (saída V_{oh1}) opera em maior frequência e é responsável pela alta resolução na tensão de saída (V_o) do inversor.

Figura 2-12 – Contribuição das duas células CHB-2cb na formação da tensão de saída V_o . Onde: V_{oh1} e V_{oh2} são respectivamente, a tensão de saída da primeira e da segunda célula CHB-2cb

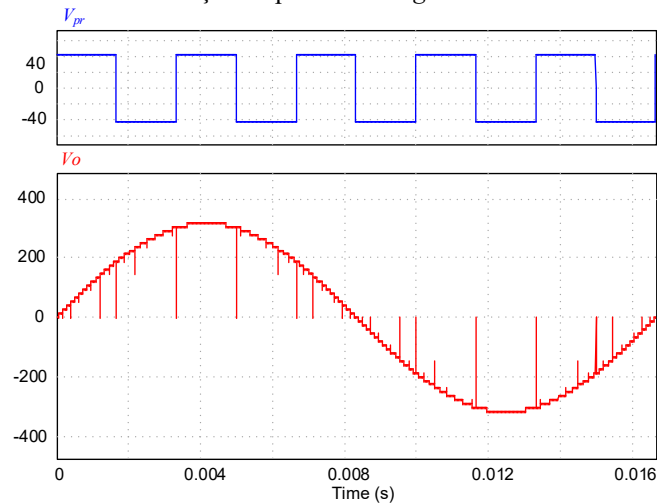


Fonte: Próprio autor.

Ainda com relação a Figura 2-12, percebe-se transições convergindo para zero nas saídas V_{oh2} , V_{oh1} e V_o . Essas transições são oriundas do tempo de passagem por zero da ponte *H-bridge* de entrada com $T_{pz} = 2 \mu\text{s}$ e podem ser retidas da tensão de saída V_o através de um adequado filtro de saída.

A Figura 2-13 mostra o detalhe da transição da ponte e o seu efeito na tensão de saída.

Figura 2-13 – Efeito da transição da ponte *H-bridge* de entrada na tensão de saída V_o

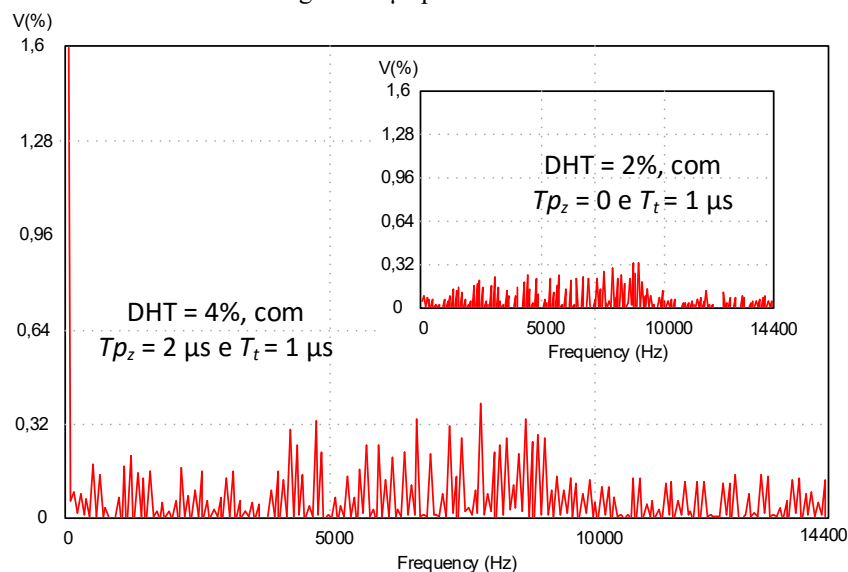


Fonte: Próprio autor.

Ainda conforme o caso apresentado na Figura 2-13, a frequência da ponte deve ser múltipla da frequência fundamental da tensão V_o . O tempo mínimo de passagem por zero possui uma forte dependência da tecnologia do semiconductor utilizado, por exemplo, no caso da implementação deste trabalho que foi utilizado mosfets na composição da célula *H-bridge*, os quais possuem grandes capacitâncias intrínsecas que por sua vez influenciarão diretamente na comutação destes interruptores ocasionando um maior T_{p_z} do que se fosse utilizado a chave IGBT, por exemplo.

A Figura 2-14 mostra o espectro harmônico do conversor multinível operando com 49 níveis nas condições de $T_{p_z} = 2 \mu s$ e $T_{p_z} = 0$. Verifica-se ainda, quando $T_{p_z} = 2 \mu s$, todas as amplitudes harmônicas permaneceram inferiores a 0,4% da componente fundamental.

Figura 2-14 – Espectro harmônico (FFT) da tensão de saída V_o , obtido com tempo de transição (T_t) ou tempo morto igual a $1 \mu s$ para todas as chaves

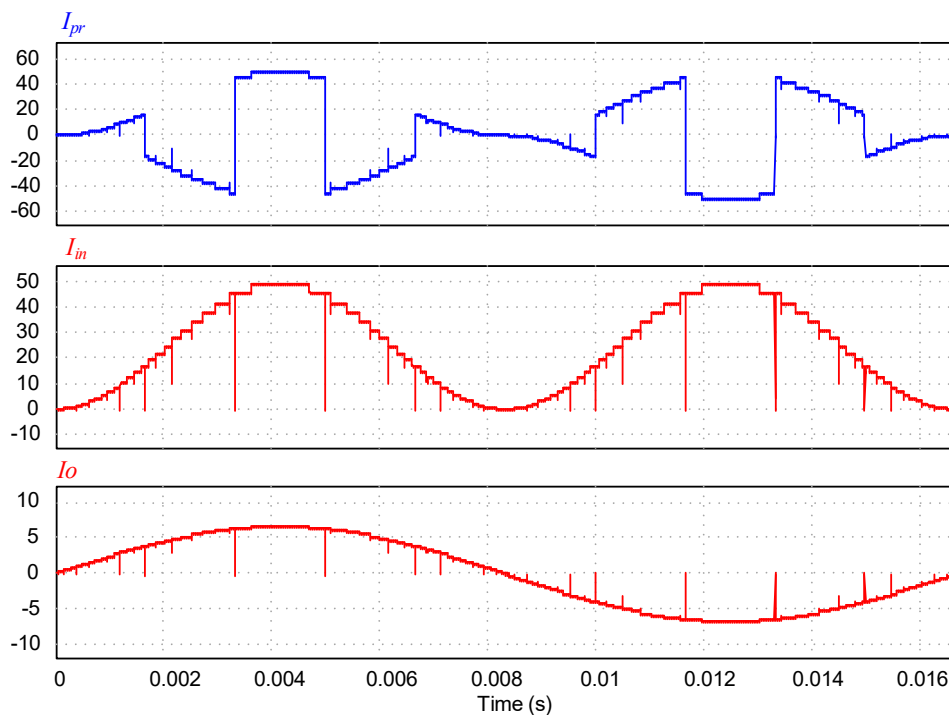


Fonte: Próprio autor.

Conforme visto na Figura 2-14, o efeito da transição da ponte em 300 Hz com $T_{p_z} = 0$ modifica a DHT de 2% para 4%⁴⁴ usando $T_{p_z} = 2 \mu\text{s}$, todavia essas imperfeições podem ser sanadas com um adequado filtro de saída conforme previamente mencionado.

A Figura 2-15 mostra as correntes do inversor para a conexão com carga resistiva. Percebe-se que a corrente de entrada I_{in} , ou seja, do barramento CC, é a corrente do enrolamento primário I_{pr} espelhada para semiciclo positivo que é dada pela função de chaveamento: $I_{in}(t) = (Si1-Si3).I_{pr}(t)$.

Figura 2-15 – Correntes no inversor: I_{pr} é a corrente no enrolamento primário, I_{in} é a corrente no barramento CC e I_o é a corrente na saída do inversor com carga resistiva para uma potência de 1 kW – 220 V



Fonte: Próprio autor.

O valor eficaz da corrente na entrada $I_{in_{ef}}$ é dado em função do $\text{sen}^2(\omega t)$ com amplitude⁴⁵ $I_{in_p} = I_{o_{po}} \cdot \alpha$, tem-se:

$$I_{in_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\pi} (I_{in_p} \text{sen}^2 \omega t)^2 \cdot d\omega t} \quad (2.15)$$

$$I_{in_{ef}} = \frac{I_{in_p}}{2} \sqrt{\frac{3}{2}}$$

Enquanto que o valor médio da corrente na entrada é dado por:

⁴⁴ Valor obtido considerando o tempo de transição ou tempo morto de todas as chaves de 1 μs . Essa mesma condição foi usada na obtenção da DHT de 2% para $T_{p_z} = 0$.

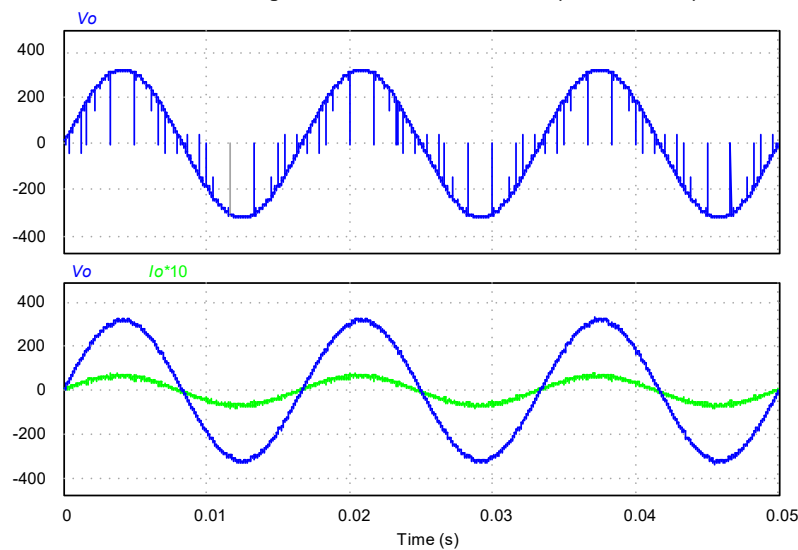
⁴⁵ Onde: α é o ganho de tensão e $I_{o_{po}}$ é valor de pico da corrente de carga.

$$I_{in_{md}} = \frac{1}{T} \int_0^{\pi} I_{in_p} \cdot \text{sen}^2 \omega t \cdot d\omega t$$

$$I_{in_{md}} = \frac{I_{in_p}}{2}$$
(2.16)

Na Figura 2-16 é mostrada a tensão de saída empregando um pequeno filtro L_oC_o , o que resultou em uma DHT = 1,5%.

Figura 2-16 – Tensão antes e após do filtro. Gráfico superior: tensão de saída antes do filtro; gráfico inferior: tensão de saída após o filtro L_oC_o : $L_o = 600 \mu\text{H}$ e $C_o = 5 \mu\text{F}$



Fonte: Próprio autor.

2.7 Contribuição ao estudo da célula de sete níveis CHB-2cb utilizando duas fontes CC independentes e operação com modulação PWM

2.7.1 Introdução

Nesta seção será mostrado o funcionamento da célula CHB-2cb com o uso da estratégia de modulação PWM.

Os benefícios deste inversor são poucos componentes em condução, haja vista se as chaves bidirecionais centrais, S_{x5} e S_{x6} forem empregadas utilizando a configuração de dois interruptores em anti-série (MOSFETS ou IGBT). Tem-se que na geração do primeiro intervalo da senoide de saída, a $\frac{1}{4}$ de ciclo, tomando os níveis 1, 2 e 3, observa-se três chaves em condução para os níveis 1 e 2, e apenas duas chaves em condução na geração do nível 3, já que os interruptores $S_{x1} \dots S_{x4}$ são unidirecionais. Essa característica de condução é importante devido ao pico da potência processada⁴⁶ pelo inversor ser dada em torno de $\pm \frac{1}{4}$ de ciclo da

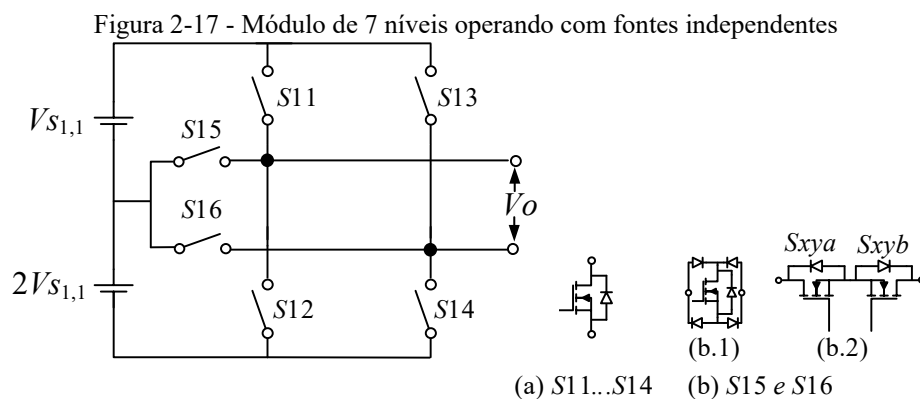
⁴⁶ Considerando também o alto fator de potência de carga, ou até mesmo a variação do fator de potência dentro da abrangência dos limites do nível 3.

senoide, exatamente no nível ± 3 , o qual possui maior participação no intervalo do ciclo senoidal onde estão apenas duas chaves em condução ($Sx1$ e $Sx4$ ou $Sx3$ e $Sx2$), além das características benéficas das estratégias de modulação PWM operarem com menor frequência nas proximidades do pico da senoide.

Conforme se tem conhecido em estudos dos inversores multiníveis, ao aumentar o número de níveis, a frequência dos níveis modulados da onda multinível é reduzida, o que implica dizer que as frequências dos interruptores também são reduzidas. Isso traz diversos benefícios no funcionamento do inversor, como reduzidos elementos passivos de filtragem, baixo EMI, reduzidas perdas por comutação, entre outras.

2.7.2 Topologia CHB-2cb de sete níveis e operação com modulação PWM

Por simplicidade das análises, na topologia exibida na Figura 2-17, será escolhida como configuração das chave bidirecionais, $Sx5$ e $Sx6$, o arranjo contendo apenas um interruptor ativo, conforme a Figura 2-17 (b.1). O acionamento das chave bidirecionais, $Sx5$ e $Sx6$ empregando dois interruptores em anti-série, Figura 2-17 (b.2), pode ser conseguido a partir de um circuito de conversão dos sinais oriundos da configuração com um interruptor ativo, Figura 2-17 (b.1).



Fonte: Próprio autor.

A tensão de saída da célula CHB-2cb de 7 níveis pode ser controlada por apenas quatro chaves, conforme previamente mencionado. Portanto, a partir de (2.17), assumindo $x = 1$ e com $\xi_{x,j}$ operando no modo III, tem-se o funcionamento do inversor caracterizado por todos os estados de operação expressos em função de chaveamento dado por:

$$V_o = V_{S_{1,1}} \cdot [3 \cdot (Sx1 - Sx3) + 2 \cdot (Sx5 - Sx6)] \quad (2.17)$$

Na Tabela 2-6, são apresentados os estados de comutação necessários para confecção de todos os níveis modulados. Esses estados podem ser verificados na equação (2.17). Esta

tabela utiliza apenas as chaves fundamentais $Sx1$, $Sx3$, $Sx5$ e $Sx5$, as quais são responsáveis por sintetizar todos os níveis na tensão de saída V_o de acordo com a equação (2.17) e por contemplar os diferentes padrões de chaveamento envolvidos no funcionamento desta topologia.

Tabela 2-6 - Estados de chaveamento para a confecção dos níveis modulados na saída V_o

$S15$	$S16$	$S11$	$S13$	Nível
0	0	1	1	0
0	$1 \leftrightarrow 0$	1	$0 \leftrightarrow 1$	$1 \leftrightarrow 0$
$1 \leftrightarrow 0$	$0 \leftrightarrow 1$	$0 \leftrightarrow 1$	0	$2 \leftrightarrow 1$
$0 \leftrightarrow 1$	0	$1 \leftrightarrow 0$	0	$3 \leftrightarrow 2$
$1 \leftrightarrow 0$	$0 \leftrightarrow 1$	$0 \leftrightarrow 1$	0	$2 \leftrightarrow 1$
0	$1 \leftrightarrow 0$	1	$0 \leftrightarrow 1$	$1 \leftrightarrow 0$
0	0	1	1	0
$1 \leftrightarrow 0$	0	$0 \leftrightarrow 1$	1	$-1 \leftrightarrow 0$
$0 \leftrightarrow 1$	$1 \leftrightarrow 0$	0	$0 \leftrightarrow 1$	$-2 \leftrightarrow -1$
0	$0 \leftrightarrow 1$	0	$1 \leftrightarrow 0$	$-3 \leftrightarrow -2$
$0 \leftrightarrow 1$	$1 \leftrightarrow 0$	0	$0 \leftrightarrow 1$	$-2 \leftrightarrow -1$
$1 \leftrightarrow 0$	0	$0 \leftrightarrow 1$	1	$-1 \leftrightarrow 0$
0	0	1	1	0

Fonte: Próprio autor.

Nota: $S12$ e $S14$ são respectivamente uma função lógica de $S15$ NOR $S11$ e $S16$ NOR $S13$.

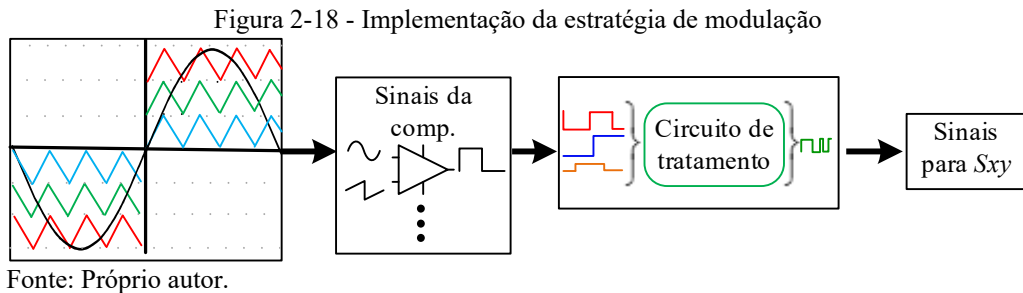
Conforme mostrado na Tabela 2-6, somente na confecção dos níveis modulados $\pm 2 \leftrightarrow \pm 1$ é que são comutados três interruptores fundamentais, para os demais casos são comutados apenas dois interruptores fundamentais. Entende-se por interruptores fundamentais, todos utilizados na equação (2.17) e empregados na Tabela 2-6, os quais são responsáveis por reproduzir todos os níveis necessários para a confecção da tensão de saída V_o utilizando apenas 4 interruptores para a topologia CHB-2cb.

2.7.3 Implementação da modulação PWM

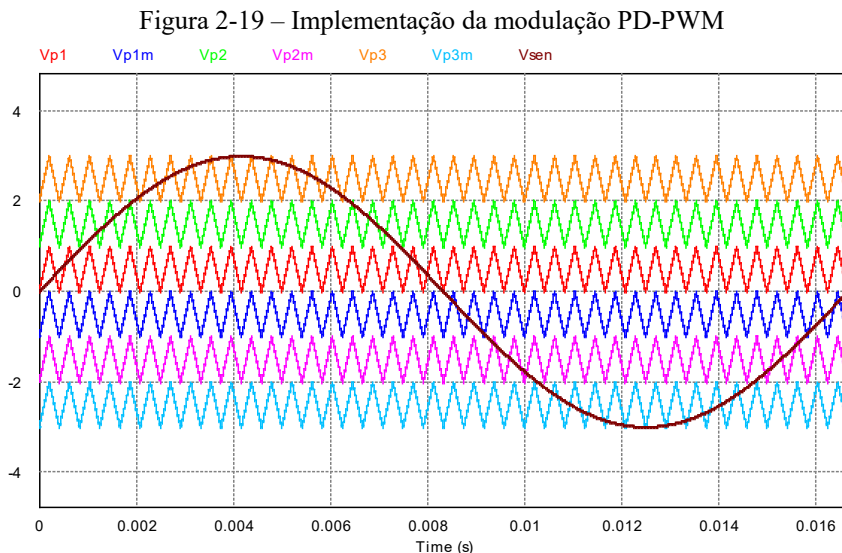
Na Figura 2-18, são mostrados os passos utilizados para permitir o uso das estratégias de modulação PWM na topologia de estudo da Figura 2-17.

Conforme visto, no primeiro bloco da Figura 2-18, foi utilizado como exemplo o caso da estratégia PD-PWM. No primeiro e no segundo bloco, o sinal modulante é comparado com portadoras triangulares gerando sinais desorganizados para a topologia proposta, esses sinais contém as informações que são condicionadas por um circuito de tratamento, que, por sua vez,

produz informações organizadas para o uso de estratégias de modulação PWM no acionamento das chaves S_{xy} em conformidade com os estados de comutação mostrados na Tabela 2-6.



A disposição das portadoras usadas para o emprego da estratégia de modulação PD-PWM no inversor proposto é mostrada na Figura 2-19.



A estratégia de modulação PWM implementada é caracterizada para um inversor de n níveis, onde são necessárias $n-1$ portadoras de amplitude A_{po} e frequência f_{po} , dispostas em regiões as quais ocupam são adjacentes. O sinal de referência está centrado no meio das portadoras e possui amplitude A_{ref} e frequência f_1 .

O índice de modulação de amplitude, m_a , é dado por:

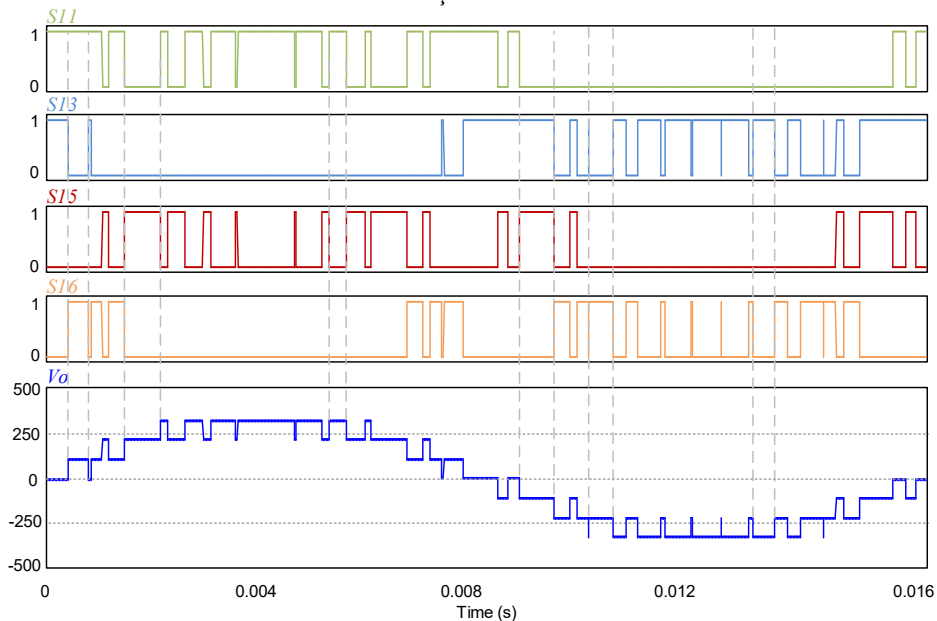
$$m_a = \frac{2A_{ref}}{(n-1) \cdot A_{po}} \quad (2.18)$$

Enquanto o índice de modulação de frequência, m_f , é concebido por:

$$m_f = \frac{f_{po}}{f_1} \quad (2.19)$$

Os pulsos fundamentais necessários ao funcionamento desta topologia oriundos das etapas apresentadas na Figura 2-18 são vistas na Figura 2-20.

Figura 2-20 – Pulsos fundamentais, S_{11} , S_{13} , S_{15} e S_{16} para a tensão de saída V_o implementada com a modulação PD-PWM

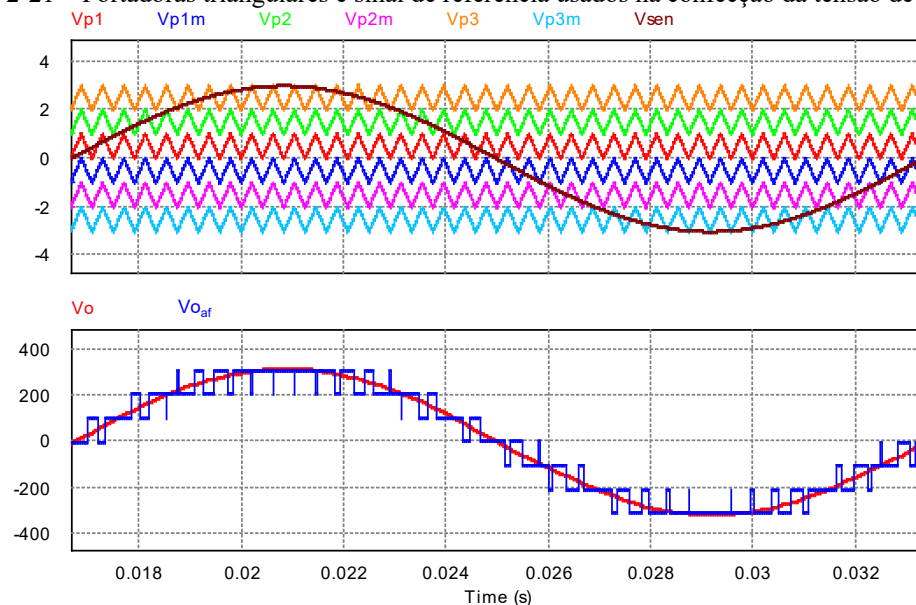


Fonte: Próprio autor.

Os pulsos resultantes da modulação PD-PWM, Figura 2-20, e a tensão de saída V_o com 7 níveis modulados, foram implementados com uma frequência de portadora, $f_{po} = 1800$ Hz e $m_a = 1$.

O perfil da modulação PD-PWM com a respectiva saída V_o implementada no módulo CHB-2cb é vista na Figura 2-21.

Figura 2-21 – Portadoras triangulares e sinal de referência usados na confecção da tensão de saída V_o

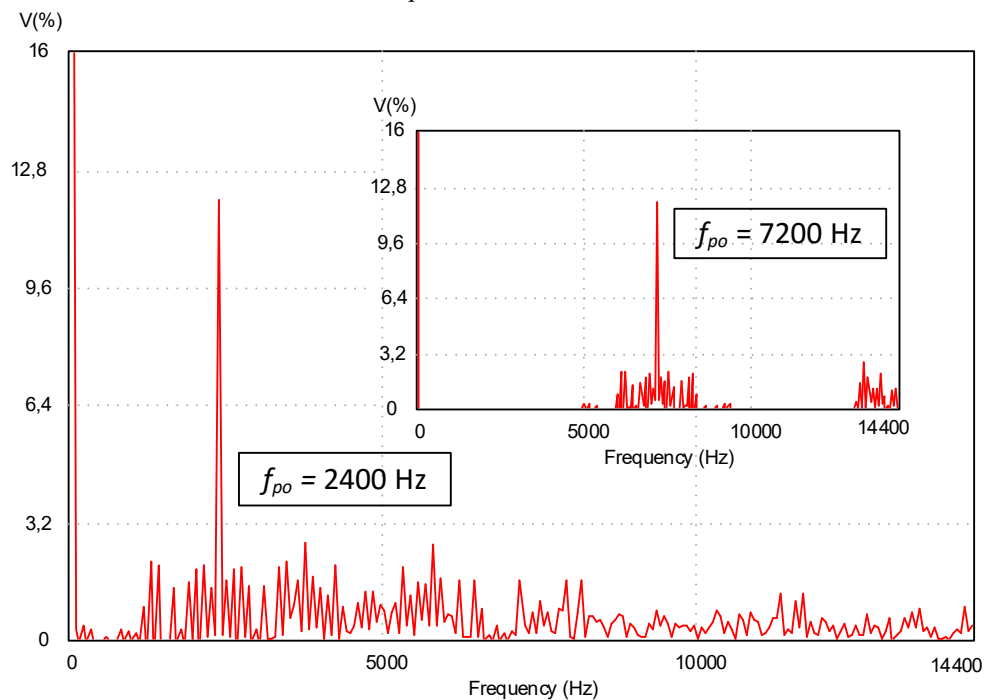


Fonte: Próprio autor.

No gráfico superior da Figura 2-21 é mostrada a modulação PD-PWM, e no segundo gráfico a tensão de saída para uma carga de 1 kW - 220 V. Ainda no segundo gráfico da Figura 2-21, são vistas as tensões: sem o filtro (V_{Oaf}) e com filtro (V_O) L_oC_o (2 mH, 60 μ F), resultando em uma DHT com filtro menor que 1% para $f_{po} = 2400$ Hz.

A Figura 2-22 mostra o espectro harmônico da tensão V_O sem filtro para uma frequência de portadora $f_{po} = 2400$ Hz e $f_{po} = 7200$ Hz. Como pode ser visto, para um inversor de 7 níveis, as amplitudes harmônicas são atenuadas o suficiente ($< 3,2\%$ ⁴⁷ da componente fundamental) para $f_{po} = 2400$ Hz, o que promove a redução do filtro de saída. Para $f_{po} = 7200$ Hz, verifica-se uma atenuação significativa das amplitudes harmônicas em relação a $f_{po} = 2400$ Hz.

Figura 2-22 – Espectro harmônico da tensão de saída V_O antes do filtro (V_{Oaf} da Figura 2-21) em percentual da componente fundamental



Fonte: Próprio autor.

2.7.4 Peculiaridades desta topologia

Devido à operação com sete níveis, os interruptores operam numa frequência de comutação menor quando comparado ao convencional inversor ponte completa⁴⁸ monofásico de três níveis. Isso reduz os problemas de interferências eletromagnéticas, além da redução do volume do filtro passivo de saída.

⁴⁷ Excetuando-se uma harmônica (frequência próxima a 2,5 kHz) de amplitude inferior a 12,8% da componente fundamental.

⁴⁸ Nome usado em português para a célula *H-bridge*.

Quando é comparado o número de componentes em condução, o arranjo da chave bidirecional adotada para S_{15} e S_{16} deve ser considerado. Para as chaves S_{15} e S_{16} operando no caso (b.1) visto na Figura 2-17, a sua participação nos níveis 1 e 2 é dada por um interruptor ativo em série com dois diodos em condução. Os componentes presentes nas chaves S_{15} e S_{16} operam com menores esforços de tensão, $V_{Sx}/3$ ou $2V_{Sx}/3$, e devem ser projetados para suportar a tensão máxima de $2V_{Sx}/3$, sabendo que V_{Sx} é a tensão do barramento da célula CHB-2cb.

Essa topologia de 7 níveis possui menos componentes do que equivalentes estruturas monofásicas convencionais NPC e FC.

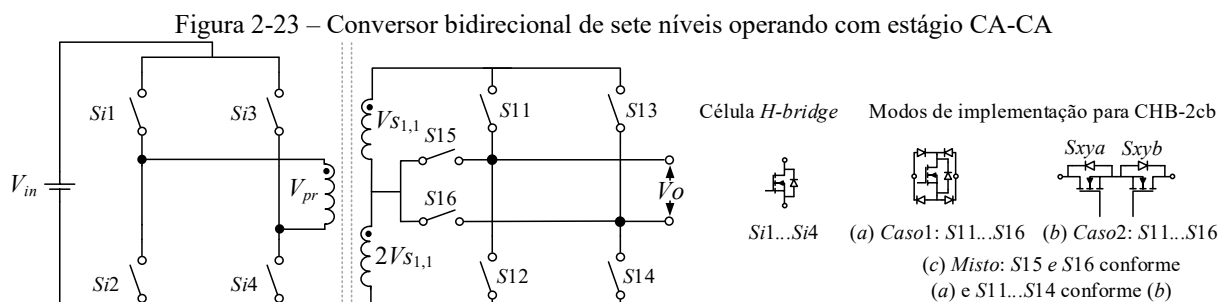
A principal desvantagem é a necessidade de duas fontes CC estabilizadas com relação dobradora de tensão. Todavia, isso pode ser sanado, por exemplo, com o interfaceamento das saídas de conversores CC empregando células de três ou múltiplos estágios.

2.8 Contribuição ao estudo da célula CHB-2cb de sete níveis elevadora ou abaixadora utilizando apenas uma fonte CC e operação com modulação PWM

2.8.1 Introdução

Uma alternativa ao conversor multinível empregando dois módulos CHB-2cb em cascata com tensão de saída em níveis fixos, pode ser realizada no mesmo arranjo topológico utilizando apenas uma célula CHB-2cb. Neste caso, é dada a contribuição no emprego de apenas um módulo CHB-2cb de sete níveis com estágio CA-CA operando com modulação PWM. Destaca-se o desafio de aventurar-se na adequação do perfil da senoide modulada de sete níveis, V_o , frente aos diferentes valores de frequências do transformador de múltiplos secundários.

O parcial benefício desta proposição é a manutenção da característica elevadora ou abaixadora dada pelo transformador de interface em média frequência, além da redução do número de componentes. Aliado a isso, com sete níveis em V_o , uma reduzida frequência de portadora pode ser utilizada para garantir o menor custo dos elementos de filtragem.



2.8.2 Funcionamento

A operação desta topologia pode ser verificada utilizando o encandeamento de efeitos dado pela variação da frequência V_{pr} . Por exemplo, supondo que o estado de nível desejado em V_o seja $+V_{S1,1}$ ⁴⁹ e neste instante as chaves $S11$ e $S16$ estão acionadas, se V_{pr} for positiva, tem-se a manutenção do estado desejado $+V_{S1,1}$ na saída. Todavia, se durante este estado desejado V_{pr} inverter tornando-se negativo, verifica-se uma tensão $-V_{S1,1}$ na condição de $S11$ e $S16$ em condução, o que caracteriza uma condição indesejada. Assim, o circuito de controle deve agir no instante da variação de V_{pr} ($+V_{pr} \rightarrow -V_{pr}$) com intuito de promover a manutenção da tensão desejada $+V_{S1,1}$, a qual é configurada pelo estado de $S13$ e $S15$ em condução. Esse procedimento é realizado na confecção de todos os níveis do inversor e pode ser verificado na equação (2.20), a qual expressa a tensão de saída em função de chaveamento.

$$V_o = \underbrace{(S_{i1} - S_{i3})}_p \frac{2V_{po}}{n-1} \cdot \underbrace{[3 \cdot (S_{11} - S_{13}) + 2 \cdot (S_{15} - S_{16})]}_q \quad (2.20)$$

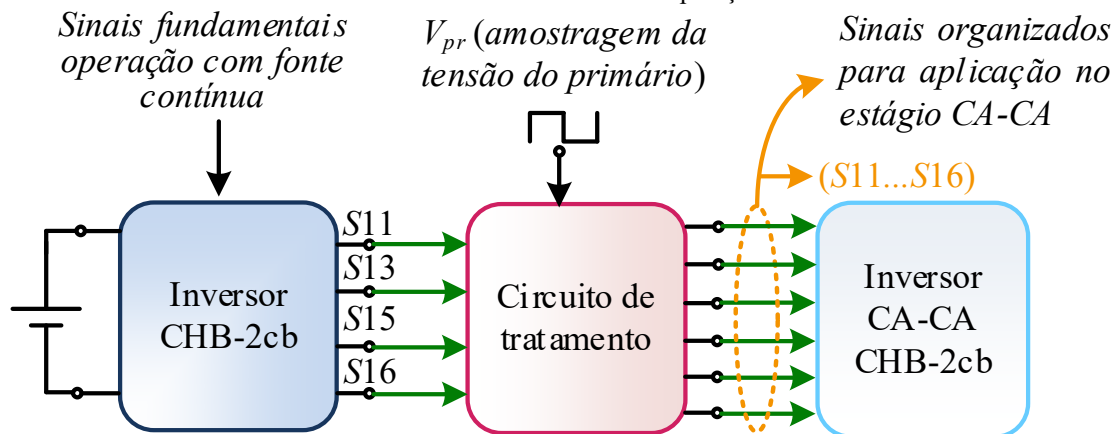
Concomitante a etapa descrita acima, além da verificação da tensão V_{pr} e do rastreamento da tensão de referência de saída, as chaves do inversor devem comutar seguindo o padrão imposto pela modulação PWM para quaisquer frequências de portadora e do transformador. Este padrão de chaveamento que resulta em níveis modulados também pode ser verificado na equação (2.20), onde a parcela q é responsável pela modulação PWM e deve se adequar com a alternância de valores impostos pela parcela p durante a formação da tensão V_o .

Tendo em vista as condições apresentadas sobre o funcionamento desta topologia, foi desenvolvido um circuito lógico para converter os sinais de gatilhos oriundos da operação da célula CHB-2cb com fontes CC para a operação com fonte CA. Esta técnica proposta neste trabalho é exemplificada no diagrama da Figura 2-24, e também pode ser estendida para outras topologias que operam com estágio CA-CA sofrendo poucas alterações.

A principal vantagem da implementação mostrada na Figura 2-24, consiste na simplificação das técnicas e redução da complexidade envolvendo o acionamento de inversores com o estágio CA-CA. Esta proposição habilita o uso de técnicas de modulação PWM em inversores com estágio CA-CA, independente da frequência de operação da fonte (CA) ou V_{pr} , facilitando assim, o desenvolvimento de conversores que atuam no estágio cicloconversor.

⁴⁹ A tensão $+V_{S1,1}$ corresponde ao nível 1.

Figura 2-24 – Forma de implementação para o estágio CA-CA, a partir da técnica de acionamento utilizando o circuito de tratamento de sinais em alusão à operação com fontes CC



Fonte Próprio autor.

A Figura 2-24 também mostra que todo o projeto do acionamento do inversor com estágio CA-CA é realizado considerando apenas a operação com fonte CC, e os sinais de gatilho fundamentais obtidos na operação do inversor com fonte contínua passam por um circuito de tratamento que também é alimentado pela amostragem da fonte de tensão CA (V_{pr}), cuja saída desse circuito de tratamento, apresenta os novos sinais de pulsos convertidos para a operação no estágio cicloconversor (célula CHB-2cb).

2.8.3 Operação conforme o caso 1 - Figura 2-23

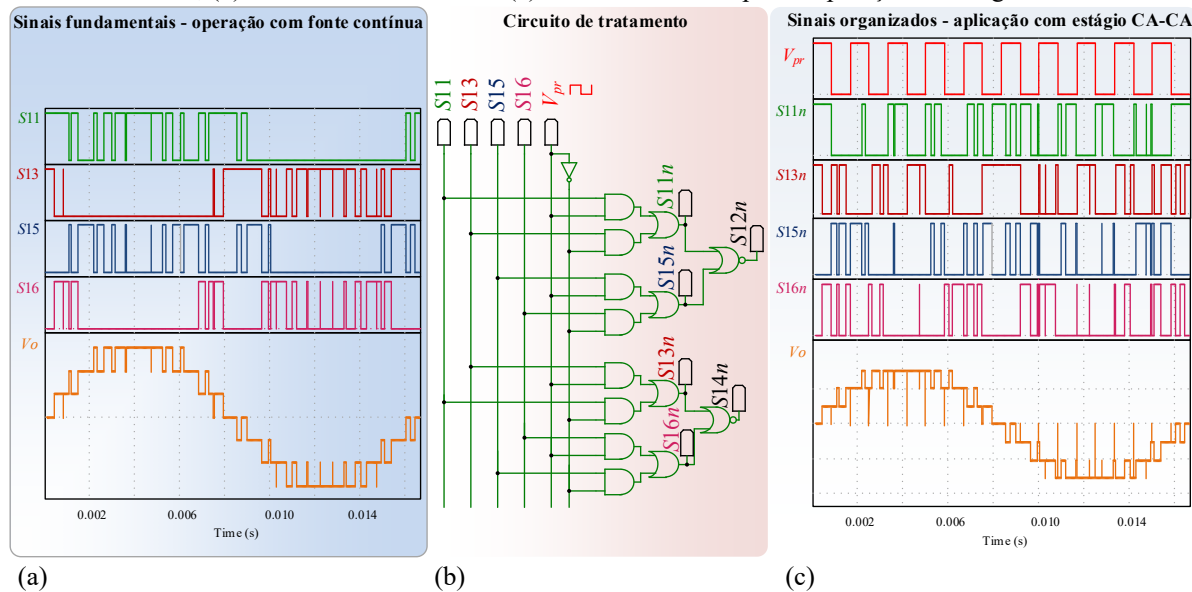
O exemplo expandido da abordagem mostrada na Figura 2-24, é visto na Figura 2-25, a qual mostra o circuito lógico de tratamento desenvolvido e os sinais resultantes desta operação para o circuito proposto na Figura 2-23.

A Figura 2-25 mostra a mudança da operação com fonte CC, Figura 2-25 (a), para fonte CA, Figura 2-25 (c), promovida por um circuito de tratamento de sinais, alimentado pela amostragem da tensão V_{pr} , Figura 2-25 (b).

Na Figura 2-25 os sinais de pulsos fundamentais da operação com fontes CC são convertidos para a operação no estágio CA-CA ao passarem pelo circuito de tratamento, que, por sua vez, é alimentado com a frequência de amostragem da fonte de tensão CA (V_{pr}) em 600 Hz.

Percebe-se ainda na Figura 2-25 (c), especialmente na forma de onda da tensão V_o , pequenas passagens por zero nos níveis ± 2 e ± 3 que também podem incidir no nível ± 1 dependendo da frequência de V_{pr} . Isso ocorre devido ao tempo de passagem por zero, T_{pz} , da tensão V_{pr} (onda quase quadrada com $T_{pz} = 2 \mu s$) refletir na tensão $V_o(t)$ sem filtro.

Figura 2-25 – Forma de implementação CA-CA expandida da Figura 2-24: (a) operação da célula CHB-2cb com fontes CC, (b) circuito de tratamento e (c) sinais convertidos para a operação no estágio CA-CA



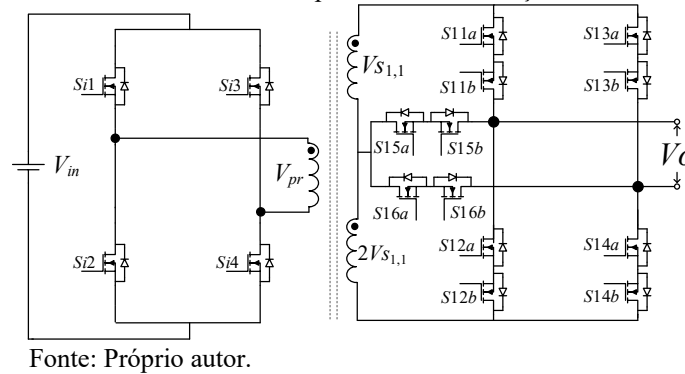
Os parâmetros de simulação usados na obtenção da Figura 2-25 são: modulação PD-PWM com $f_{po} = 1800$ Hz e $m_a = 1$, implementados no inversor conforme a Figura 2-23(a) e $f_{tr} = 600$ Hz.

2.8.4 Operação conforme o caso 2 - Figura 2-23 (b)

O funcionamento para o caso da Figura 2-23(a) insere no estágio cicloconversor quatro diodos em série com duas chaves ativas na confecção de cada nível da senoide de saída, o que remete uma igualdade em termos de componentes em condução tal qual o uso de retificadores em ponte com filtro capacitivo para gerar, agora, as fontes de tensão contínuas $V_{S1,1}$ e $V_{S1,2}$. Também ressalta-se o excessivo número de diodos para a configuração da Figura 2-23 (a). Neste contexto, vislumbrando o menor número de componentes em condução por níveis sintetizados, foi adotada a configuração do inversor conforme a Figura 2-23 (b), redesenhada na Figura 2-26, a qual não utiliza diodos em condução e coloca apenas quatro chaves em condução⁵⁰ para cada estado de nível sintetizado. Os diodos no arranjo topológico mostrado na Figura 2-26, entrarão em condução apenas dois, juntamente com duas chaves durante o ínfimo intervalo de transição ($T_t \leq 1 \mu s$), ou na alimentação de carga de caráter indutiva. Esse comportamento é benéfico para a redução das perdas do conversor multinível.

⁵⁰ Quatro chaves em condução no estágio cicloconversor (desconsiderando as duas chaves em condução devido a ponte *H-bridge* de entrada).

Figura 2-26 – Topologia de 7 níveis operando com uma fonte CC e estágio CA-CA empregando o mínimo número de componentes em condução



Na configuração topológica mostrada na Figura 2-26, conforme previamente abordada no capítulo 2, a operação no estágio CA-CA da célula CHB-2cb empregando dois mosfets em anti-série, caracteriza-se pela condução dos dois mosfets na geração do estado de nível, sendo que sempre um dos mosfets (S_{xya} ou S_{xyb}) de cada par pertencente a chave bidirecional S_{xyz} estará em condução dependendo da polaridade de $V_{in}(S_{i1}-S_{i3})$ e o excepcional caso das chaves centrais S_{15z} e S_{16z} , nas condições de $z = a$ ou $z = b$, as quais também possuem condução dependente do acionamento de uma das chaves bidirecionais pertencentes ao mesmo ponto de conexão comum.

Dessa forma, monta-se todos os estados de condução das chaves, na Tabela 2-7, para o funcionamento da topologia com a modulação PWM na ocorrência das fontes $V_{S_{1,1}}$ e $V_{S_{1,2}}$ operarem com tensão alternada imposta por V_{pr} .

Tabela 2-7 – Estados de chaveamento para operação do conversor multinível de sete níveis com fonte CA

V_{pr}	S_{15a}	S_{15b}	S_{16a}	S_{16b}	S_{11a}	S_{11b}	S_{13a}	S_{13b}	Nível
+/-	1	0	1	0	1	1	1	1	0
+	1	0	1	$1 \leftrightarrow 0$	1	1	$0 \leftrightarrow 1$	1	$1 \leftrightarrow 0$
-	1	$1 \leftrightarrow 0$	1	0	1	$0 \leftrightarrow 1$	1	1	$1 \leftrightarrow 0$
+	1	$1 \leftrightarrow 0$	$0 \leftrightarrow 1$	1	$0 \leftrightarrow 1$	1	0	1	$2 \leftrightarrow 1$
-	$0 \leftrightarrow 1$	1	1	$1 \leftrightarrow 0$	1	0	1	$0 \leftrightarrow 1$	$2 \leftrightarrow 1$
+	1	$0 \leftrightarrow 1$	0	1	$1 \leftrightarrow 0$	1	0	1	$3 \leftrightarrow 2$
-	1	0	$0 \leftrightarrow 1$	1	1	0	1	$1 \leftrightarrow 0$	$3 \leftrightarrow 2$
+	1	$1 \leftrightarrow 0$	1	0	1	$0 \leftrightarrow 1$	1	1	$-1 \leftrightarrow 0$
-	0	1	$1 \leftrightarrow 0$	1	1	1	$0 \leftrightarrow 1$	1	$-1 \leftrightarrow 0$
+	$0 \leftrightarrow 1$	1	1	$1 \leftrightarrow 0$	1	0	1	$0 \leftrightarrow 1$	$-2 \leftrightarrow -1$
-	$1 \leftrightarrow 0$	1	1	$0 \leftrightarrow 1$	$0 \leftrightarrow 1$	1	0	1	$-2 \leftrightarrow -1$
+	0	1	1	$0 \leftrightarrow 1$	1	0	1	$1 \leftrightarrow 0$	$-3 \leftrightarrow -2$
-	$0 \leftrightarrow 1$	1	1	0	$1 \leftrightarrow 0$	1	0	1	$-3 \leftrightarrow -2$

Fonte: Próprio autor.

A Tabela 2-7 apresentou os estados das chaves distribuídos nos 132 sinais de gatilhos para as quatro chaves bidirecionais fundamentais mediante a polaridade de V_{pr} com uma varredura de $\pm \frac{1}{4}$ ciclo da tensão V_o .

Na Tabela 2-8 são mostrados os sinais fundamentais concernentes aos estados de transição necessários para a permuta dos casos apresentados na Tabela 2-7. Esses estados de transição são comumente conhecidos como tempo morto, e tem o intuito de evitar o curto-circuito de braço na comutação de cada chave bidirecional. Esse tempo possui dependência das características do semiconductor como a frequência de comutação, capacitâncias intrínsecas e também do circuito de driver.

Neste trabalho foi adotado como tempo de transição o valor de 1 μ s. Conforme mostrado no capítulo 2, a denotação R/S estados das chaves S_{xyz} , na Tabela 2-8 significa, R estados para $V_{pr} > 0$ e S estados para $V_{pr} < 0$.

Tabela 2-8 – Estados de transição da célula de sete níveis CHB-2cb com estágio CA-CA

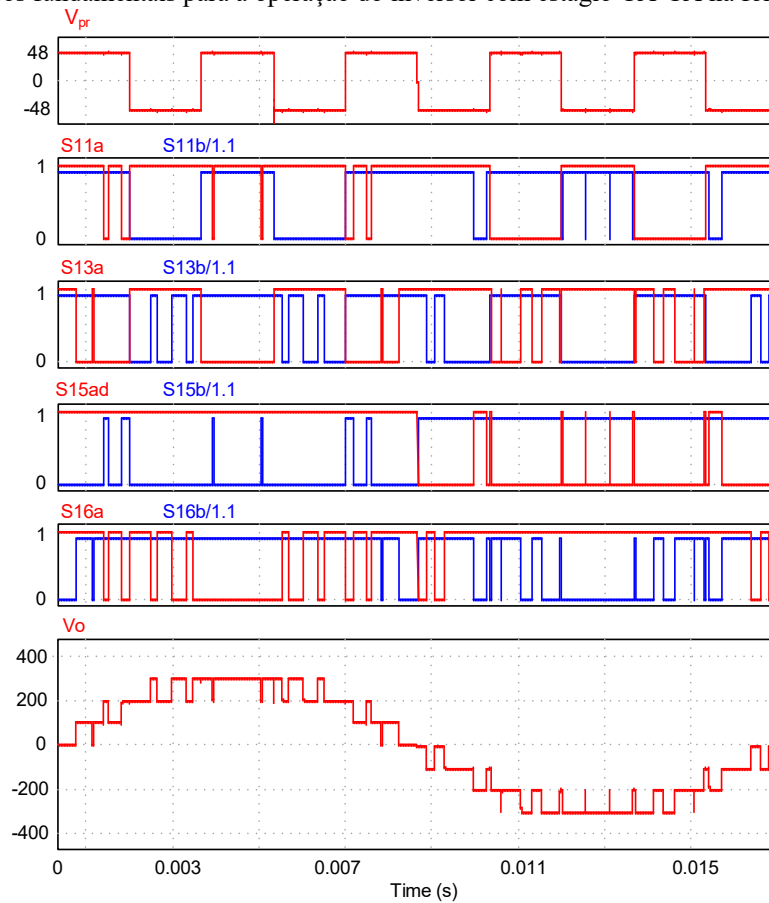
Chaves versus tensão V_o								
$S15a$	$S15b$	$S16a$	$S16b$	$S11a$	$S11b$	$S13a$	$S13b$	V_o
1/0	0/1	1/0	0/1	1/1	1/1	1/1	1/1	0
1/0	0/1	1/0	0/1	1/1	1/0	0/1	1/1	$V_{S1,1}$
1/1	0/0	0/0	1/1	0/1	1/0	0/1	1/0	$2V_{S1,1}$
1/1	0/0	0/0	1/1	0/1	1/0	0/1	1/0	$3V_{S1,1}$
0/0	1/1	1/1	0/0	0/1	1/0	0/1	1/0	$-1V_{S1,1}$
0/0	1/1	1/1	0/0	0/1	1/0	0/1	1/0	$-2V_{S1,1}$
0/0	0/0	0/0	0/0	0/1	1/0	0/1	1/0	$-3V_{S1,1}$

Fonte: Próprio autor.

Na Figura 2-27 são mostrados os pulsos das chaves fundamentais⁵¹ S_{xyz} com a tensão de saída V_o (idealizada) para $f_{tr} = 300$ Hz. Os sinais de gatilho das chaves para a célula CHB-2cb operando no estágio CA-CA com a modulação PD-PWM, foram concebidos para uma frequência de portadora de 1800 Hz.

⁵¹ As chaves/pulsos fundamentais são os interruptores/sinais utilizados na função de chaveamento, parte q , da equação (2.20). As chaves fundamentais são responsáveis por reproduzir os 7 níveis da célula CHB-2cb.

Figura 2-27 – Pulsos fundamentais para a operação do inversor com estágio CA-CA na formação da tensão V_o



Fonte: Próprio autor.

A Figura 2-28 mostra a comparação entre a operação com fontes CC e fontes CA para a célula CHB-2cb de sete níveis. Foram usados os mesmos parâmetros de modulação para as duas formas de operação, sendo implementada a modulação PD-PWM com frequência de portadora de 1800 Hz, todavia para a operação com fontes CA, foi utilizado uma tensão V_{pr} com $f_{tr} = 300$ Hz.

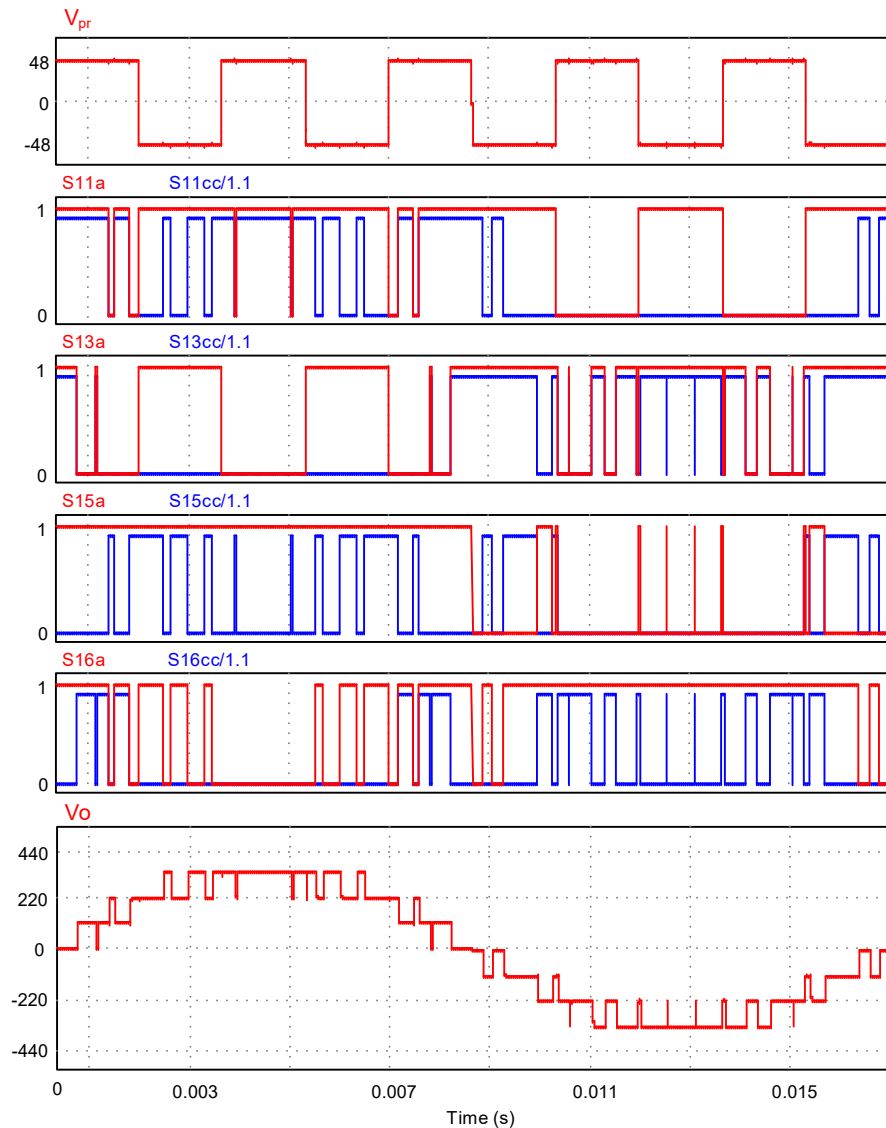
Como pode ser visto na Figura 2-28, os sinais de pulsos vermelhos (1 pu) são os sinais das chaves individuais de S_{xyz} , ou seja, S_{1ya} , enquanto os sinais azuis são oriundos da operação do inversor com fontes CC. Ressalta ainda, que as chaves S_{1yb} possuem frequências muito próximas ou iguais as chaves S_{1ya} , por isso foi usado apenas como padrão de comparação a chave S_{1ya} .

Observando a Figura 2-28, fica evidente a redução de frequência para a operação com fonte CA (chaves S_{1ya}), empregando os mesmos parâmetros de modulação quando comparado com as chaves (S_{1ycc}) usadas para a operação com fontes CC. Até mesmo para $f_{tr} = 300$ Hz as

frequências das chaves individuais ($S1ya$) mantiveram inferiores às frequências das chaves $S1ycc$.

Os dados exibidos na Figura 2-28 foram obtidos para um tempo de passagem por zero, $T_{pz} = 1 \mu s$, e implementados de acordo com as análises mostradas na Tabela 2-7 associada com os estados inerentes aos tempos de transição mostrados na Tabela 2-8, os quais promovem uma comutação segura do inversor na alimentação de cargas indutivas.

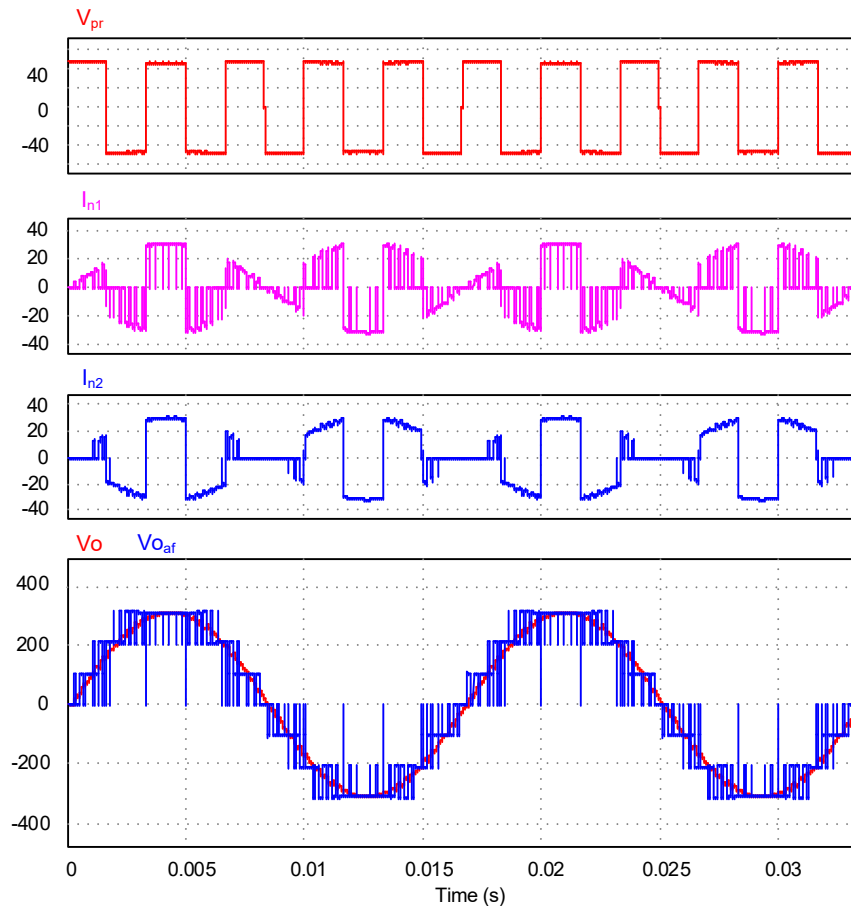
Figura 2-28 – Operação da célula CHB-2cb com fontes CA (chaves, $S1ya$) versus operação com fontes CC (chaves, $S1ycc$). Sinais adquiridos para $f_{po} = 1800 \text{ Hz}$ e $f_{tr} = 300 \text{ Hz}$



Fonte: Próprio autor.

A validação dos estados de transição implementados via simulador podem ser verificados na Figura 2-29. Onde são vistas as correntes I_{n1} e I_{n2} ⁵² referentes a cada enrolamento secundário da Figura 2-26, as quais estão isentas de sobressinais ou *spikes* de correntes.

Figura 2-29 – Gráfico superior: mostra a tensão V_{pr} com $f_{tr} = 300$ Hz, gráficos intermediários: mostram as correntes I_{n1} e I_{n2} respectivamente do primeiro e do segundo enrolamento e o gráfico inferior: mostra a tensão de saída antes do filtro (V_{Oaf}) e depois do filtro L_oC_o (V_o)

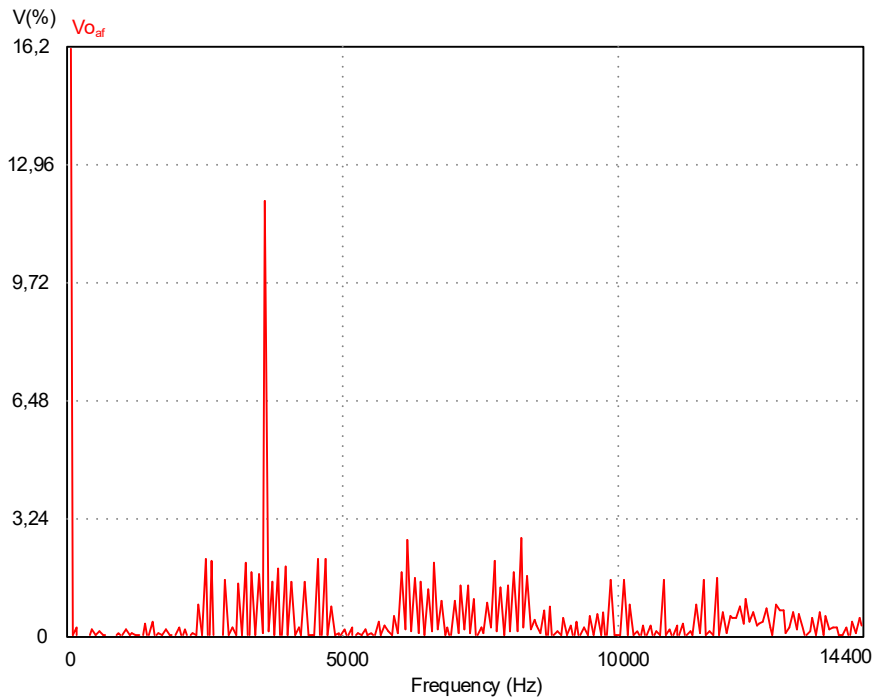


Fonte: Próprio autor.

Os dados referentes ao caso mostrado na Figura 2-29 são: 5 kW – 220 V, usando a modulação PD-PWM, DHT = 2,40% com filtro, $L_o = 1,8$ mH e $C_o = 6$ μ F, para $f_{tr} = 300$ Hz, $f_{po} = 3600$ Hz e $T_{pz} = 1$ μ s, $T_l = 400$ ns (para todas as chaves).

A Figura 2-30 mostra o espectro harmônico da tensão V_{Oaf} exibida na Figura 2-29. Neste caso verifica-se uma atenuação das amplitudes harmônicas inferiores a 3,24% da componente fundamental, excetuando uma harmônica (frequência próxima a 5 kHz) de amplitude inferior a 12,96% da componente fundamental.

⁵² Foi adotado o sentido positivo para as correntes I_{n1} e I_{n2} : com I_{n2} entrando no ponto de $N_{S1,2}$ e I_{n1} saindo do ponto de $N_{S1,1}$ quando é analisada a malha externa da célula CHB-2cb no sentido horário.

Figura 2-30 - Espectro harmônico da tensão V_{Oaf} antes do filtro

Fonte: Próprio autor.

As Figura 2-31 e Figura 2-32⁵³ mostram a alimentação do conversor com carga composta por uma fonte de corrente contínua em paralelo com uma resistência, cujo objetivo é mostrar que as correntes I_{n1} e I_{n2} estão isentas de sobressinais, portanto livre de curtos-circuitos, validando assim, os estados otimizados de comutação das chaves bidirecionais.

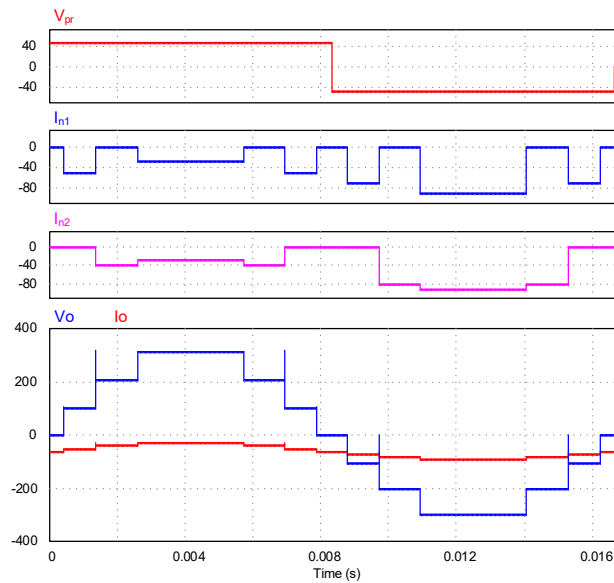
Devido o conversor alimentar uma carga composta por uma fonte de corrente contínua em paralelo com uma resistência, verifica-se o surgimento de níveis indesejados de tensão nas transições dos níveis ± 1 para ± 2 ou vice versa.

Na Figura 2-31 é mostrado o caso da corrente fluindo da carga para o conversor. A configuração de carga é dada por $R = 9,68 \Omega$ em paralelo com uma fonte de corrente contínua, cuja corrente encontra-se entrando no ponto comum do terminal das chaves $(1,5,2)b$ ⁵⁴. Quando $V_o > 0$ e $I_o < 0$, Figura 2-31, a corrente flui por $S11b$ e $D11a$ ($S11z = on$) assim como $S14b$ e $D14a$ ($S14 on$) produzindo o nível +3 durante o tempo de transição de $1 \mu s$.

⁵³ Nas Figura 2-31 e Figura 2-32 são inseridas respectivamente uma fonte de corrente na carga (nível CC): para os semiciclos negativo e positivo, para validar a implementação dos estados de chaveamentos intermediários.

⁵⁴ Onde: $(1,2,5)b$ representa os dois últimos caracteres yz da terminologia $Sxyz$, portanto o ponto $(1,2,5)b$ refere-se a conexão comum das chaves $S11b$, $S12b$ e $S15b$.

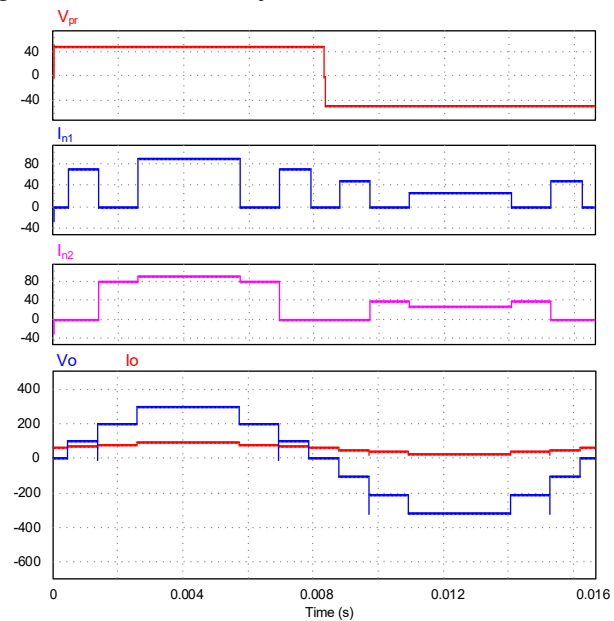
Figura 2-31 – Nível indesejado de tensão +3, em $V_o > 0$ e $I_o < 0$



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 2-32 é mostrado o caso da corrente fluindo do conversor para a carga, composta por uma resistência $R = 9,68 \Omega$ em paralelo com uma fonte de corrente contínua, cuja corrente encontra-se entrando no ponto comum do terminal das chaves (3,4,6)^b. Quando $V_o < 0$ e $I_o > 0$ (Figura 2-32) a corrente flui por $S11a$ e $D11b$ ($S11z = on$) assim como $S14a$ e $D14b$ ($S14z = on$) produzindo o nível -3 durante o tempo de transição $1 \mu s$.

Figura 2-32 – Nível indesejado de tensão -3 em $V_o < 0$ e $I_o > 0$



Fonte: próprio autor.

⁵⁵ O termo (3,4,6)^b também representa os dois últimos caracteres yz da terminologia $Sxyz$, portanto o ponto (3,4,6)^b refere-se a conexão comum das chaves $S13b$, $S14b$ e $S16b$.

2.9 Considerações finais

Este capítulo mostrou o desenvolvimento de um conversor multinível com 49 níveis na tensão de saída V_o empregando apenas uma fonte CC. Foi demonstrado através de gráficos comparativos que apesar do uso de doze chaves bidirecionais no estágio de saída, ela emprega poucos⁵⁶ componentes em condução por níveis sintetizados, o que é benéfico para a redução de perdas.

Um atrativo comportamento com relação à redução das frequências de comutação é constatado neste inversor. Onde as chaves da primeira célula CHB-2cb para a operação do transformador em 300 Hz apresentaram menor frequência do que o mesmo inversor empregando fontes CC na alimentação dos módulos CHB-2cb. Foi observado também, que as chaves da célula de maior potência operaram com comutação abaixo da razão de frequência f_{tr}/f_i , excetuando-se a chave S26 que apresentou mesma razão de frequência. Essa característica é benéfica para redução das perdas por comutação.

Por ser bidirecional este conversor pode atuar na conexão entre sistemas CC com CA, microrredes ou em sistemas PV.

Nesta seção também foi mostrado o factível funcionamento da célula CHB-2cb operando com duas fontes CC independentes produzindo sete níveis modulados na tensão de saída. Quando comparado com outros inversores multiníveis convencionais monofásicos, NPC, *Flying Capacitor* e CHB-simétrico o inversor proposto apresenta menos componentes em condução, a saber, na topologia de estudo operando com chaves bidirecionais de acordo com a Figura 2-17 (b.1) apresenta apenas duas chaves em condução para os níveis ± 3 e duas chaves em condução com dois diodos também em condução para os níveis ± 1 e ± 2 , todavia para topologia proposta disposta conforme a Figura 2-17 (b.2) o número de chaves em condução são apenas dois interruptores para os níveis ± 3 e três interruptores para os níveis ± 1 e ± 2 sem utilizar diodos em condução. Enquanto o número de chaves em condução para produzir 7 níveis das topologias convencionais NPC, *Flying Capacitor* e CHB-simétrico são iguais a seis chaves em condução para cada nível em V_o , além do excessivo número de diodos em condução para a topologia NPC, o excessivo número de capacitores em série para o *Flying Capacitor*, e de três fontes independentes para o CHB-simétrico.

Ainda nesta seção foi mostrado que é possível obter com apenas uma fonte CC, sete níveis modulados na tensão de saída para o inversor empregando uma célula CHB-2cb utilizando um transformador de múltiplos secundários com operação em ampla faixa de

⁵⁶ Apenas quatro chaves bidirecionais entrarão em condução no estágio de saída.

frequência. Nesta validação foi utilizada uma frequência do transformador de 300 Hz. Quando esse inversor é comparado com as topologias convencionais NPC, *Flying Capacitor* e CHB-simétrico, ele apresenta o mesmo número de chaves em condução, seis chaves para cada nível em V_o . A topologia proposta, Figura 2-26, leva vantagem por usar apenas uma fonte CC além de poder operar com alto ganho (elevador ou abaixador) podendo proporcionar fluxo bidirecional de energia.

Um circuito de conversão de pulsos para a operação da célula CHB-2cb no estágio CA-CA foi proposto para simplificação das análises. Nesta ocasião, foi mostrado que é possível controlar o inversor no estágio CA-CA como se suas fontes de alimentação fossem contínuas.

Um atrativo comportamento de redução de frequência foi verificado na operação da célula CHB-2cb em 300 Hz em alusão ao funcionamento da mesma célula CHB-2cb atuando com fontes de alimentação contínuas.

A implementação da Figura 2-26 também introduz um novo inversor bidirecional com característica elevadora ou abaixadora empregando poucos componentes em condução.

3 ANÁLISE E DESENVOLVIMENTO DE CONFIGURAÇÕES ASSIMÉTRICAS GENERALIZADAS PARA O INVERSOR MULTINÍVEL BASEADO EM CÉLULAS H-BRIDGE COM UMA CHAVE BIDIRECIONAL

3.1 Introdução

Este capítulo descreve uma forma generalizada de operação do inversor empregando conexões em série da célula base CHB-cb, a qual é formada pela associação da célula *H-bridge* com uma chave bidirecional central. Configurações assimétricas para as fontes de tensões que compõem o barramento de cada módulo CHB-cb associado em cascata são desenvolvidas e as melhores condições do arranjo das fontes de tensão que resultam em mais níveis com menos componentes são propostas em duas configurações generalizadas.

Formas de implementação das fontes de tensão de cada módulo são apresentadas.

Ao analisar a estrutura da célula CHB-cb, pode-se verificar que o uso de apenas uma fonte CC em paralelo com um ramo de dois capacitores em série para suprir o barramento de cada célula CHB-cb é adequado para o uso da modulação *staircase* sem o problema de desbalanceamento das tensões nos capacitores, isentando-se de malhas para correção do desbalanceamento das tensões nos capacitores presentes nos inversores multiníveis NPC e *Flying Capacitor*.

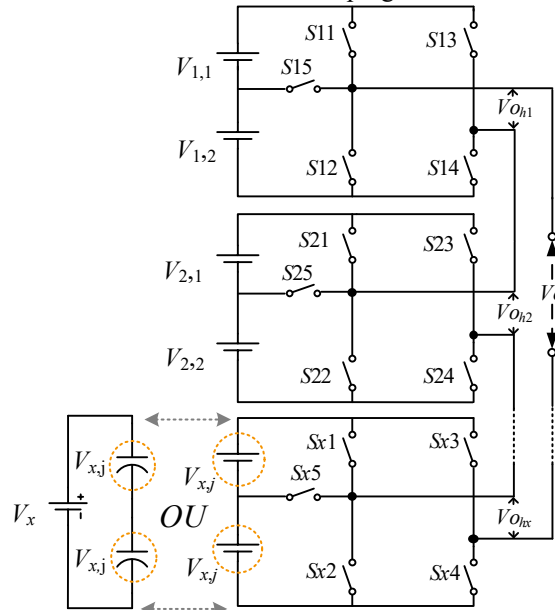
Equações para computar a frequência das chaves do inversor multinível com módulos CHB-cb em cascata são desenvolvidas, as quais são úteis para mensurar as perdas por comutação nos interruptores, que, por sua vez, são empregadas no cálculo térmico e no dimensionamento do dissipador.

Comparações com as topologias convencionais são realizadas, e um atrativo comportamento com relação a redução do número de componentes podem ser verificadas frente as análises expostas.

3.2 Topologia usando células CHB-cb em cascata

A topologia de estudo composta por células CHB-cb em cascata é mostrada na Figura 3-1. Parte das análises aqui desenvolvidas foram previamente publicadas pelo presente autor em De Mesquita, Antunes e Daher (2014), mas foram julgadas convenientes para serem expostas nesta seção devido a sequência e construção do conhecimento que serão abordados.

Figura 3-1 - Conversor multinível empregando células CHB-cb



Fonte: Próprio autor.

Conforme a Figura 3-1, para a operação deste conversor com fontes de tensão contínua, temos que obter a exata⁵⁷ divisão da tensão do barramento, V_x , para que essa célula possa promover até cinco níveis na tensão de saída V_{ohx} . As fontes de tensão da célula CHB-cb vistas na Figura 3-1, podem ser representadas por uma fonte de tensão em paralelo com um ramo de dois capacitores em série ou por duas fontes de tensão em série de mesma magnitude. Casos gerais sobre o factível comportamento deste inversor atuando com células empregando barramentos de tensão diferentes são discutidos na próxima seção.

3.3 Características gerais da topologia de estudo

3.3.1 Generalidades de operação da topologia empregando células CHB-cb em cascata

Contemplando a célula CHB-cb e objetivando não comprometer a DHT na tensão V_o , as fontes de tensão que compõem o barramento de cada célula, V_x , distribuídas na posição $j = 1$ ou $j = 2$ devem ter mesmas magnitudes, $V_{x,1} = V_{x,2} = V_{x,j}$.

As restrições de comutação da chave S_{xy} devem obedecer (3.1) a qual expressa às condições de complementariedades das chaves presentes na célula CHB-cb.

$$\begin{aligned}
 S_{x5} &\leftrightarrow \overline{S_{x1}} , \overline{S_{x2}} \\
 &e \\
 S_{x3} &\rightarrow \overline{S_{x4}}
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

⁵⁷ Exata ou aproximada em valores médios.

Então observando a célula CHB-cb e contemplando as afirmações descritas nos dois parágrafos anteriores, verifica-se cinco níveis igualmente espaçados na saída da célula $V_{O_{hx}}$:

$$V_{O_{hx}} = \begin{cases} 0 & \rightarrow Sx1 \text{ e } Sx3 \text{ ou } Sx2 \text{ e } Sx4; \\ V_{x,j} & \rightarrow Sx5 \text{ e } Sx4; \\ -V_{x,j} & \rightarrow Sx5 \text{ e } Sx3; \\ 2V_{x,j} & \rightarrow Sx1 \text{ e } Sx4; \\ -2V_{x,j} & \rightarrow Sx2 \text{ e } Sx3. \end{cases} \quad (3.2)$$

Uma atenção especial deve ser dada nas comutações envolvendo a confecção dos níveis $\pm V_{x,j}$, no tocante a chave $Sx5$, que deve ser bidirecional e conforme mostrado no capítulo anterior, a configuração que utiliza dois mosfets em anti-série é a que produz melhor eficiência. Todavia, o emprego da configuração de um interruptor com quatro diodos para a chave bidirecional $Sx5$, reduz o número de interruptores ativos, remetendo simplicidade no acionamento, além desta atuar somente na confecção dos níveis $\pm V_{x,j}$ da célula CHB-cb. Dessa forma, uma cuidadosa escolha entre as configurações da chave $Sx5$, considerando o custo versus eficiência deve ser verificada, além da ocorrência de algumas células processarem menor potência em topologias assimétricas.

Quando é desejada a associação de módulos CHB-cb em cascata, algumas considerações devem ser atendidas. De modo semelhante ao usado no capítulo anterior, o peso de uma fonte $\zeta_{x,j}$ na posição j , é $\zeta_{x,j} = V_{x,j}/V_{1,1}$ para uma dada célula x , e como já foi expresso, devido a exata divisão do barramento, temos: $\zeta_{(x,j=1)} = \zeta_{(x,j=2)}$. Dessa forma, tem-se que $\zeta_{x,j}$ está relacionado com a metade do peso da célula P_x , que é dado por $P_x = V_x/V_{1,1}$.

A Tabela 3-1 mostra o comportamento dos esforços de tensão sobre os interruptores presentes em uma célula CHB-cb.

Chaves	Tensão na célula x
$Sx5$	$-P_x/2, P_x/2$
$Sx1$ e $Sx2$	$P_x/2, P_x$
$Sx3$ e $Sx4$	P_x

Fonte: Próprio autor.

Conforme observado na Tabela 3-1, a chave central $Sx5$ comuta com a metade do peso da célula ($P_x/2$), enquanto as chaves $Sx1$ e $Sx2$ comutam parcialmente com o peso total (P_x) ou com a metade do peso da célula ($P_x/2$), o que é benéfico para a redução das perdas por comutação. Somente as chaves $Sx3$ e $Sx4$ comutam com o peso total da célula (P_x).

A associação das células CHB-cb em cascata empregando diferentes pesos, P_x , pode resultar em mais níveis na tensão de saída igualmente espaçados do que a mesma estrutura usando valores idênticos de P_x .

Para tal feito, os pesos P_x das células CHB-cb devem estar relacionados por um fator multiplicativo inteiro conforme:

$$Pnor_x = \left\{ x \in \mathbb{N}^* : \left(\frac{V_1}{V_{1,1}} \right), \left(\frac{V_2}{V_{1,1}} \right), \left(\frac{V_3}{V_{1,1}} \right) \dots \left(\frac{V_{x-2}}{V_{1,1}} \right), \left(\frac{V_{x-1}}{V_{1,1}} \right), \left(\frac{V_x}{V_{1,1}} \right) \right\},$$

com $P_x \subset Pnor_x$, e

$$P_x \leq 2 + 4 \sum_{m=1}^{n=x-1} \frac{V_m}{V_{1,1}}, x \geq 2; \quad (3.3)$$

Diferentes relações de peso P_x obedecendo a equação (3.3) podem ser encontradas na Tabela 3-2, a partir do dobro do parâmetro $\zeta_{x,j}$, o qual mede o crescimento de $V_{x,j}$ para x células em cascata.

Tabela 3-2 – Configurações versus parâmetro $\zeta_{x,j}$

Modo	Configurações	$\zeta_{x,j}$
I	1:1:1:1:1:1...	1
II	1:1:2:2:4:4...	2^{x-1}
III	1:1:3:3:9:9...	3^{x-1}
IV**	1:1:5:5:15:15...	$5 \cdot 3^{x-2}, x \geq 2$
V**	1:1:5:5:25:25...	5^{x-1}

Fonte: Próprio autor.

Onde (**) são as configurações propostas para este inversor baseadas no parâmetro $\zeta_{x,j}$.

Assim, de acordo com os modos vistos na Tabela 3-2, pode-se ter diferentes níveis, n , na tensão de saída do conversor, a partir do parâmetro $\zeta_{x,j}$ adotado.

A Tabela 3-3 mostra a comparação entre os modos vistos na Tabela 3-2 com os inversores assimétricos de amplo conhecimento na comunidade científica.

A configuração no modo I é a que propõe melhor distribuição de tensão sobre os semicondutores das x células CHB-cb do conversor. Todavia, o número de componentes para esta configuração é elevado quando comparado com as outras configurações que utilizam diferentes $\zeta_{x,j}$ em suas células.

Tabela 3-3 – Topologia de inversores multiníveis assimétrico versus número de níveis

		Comparação das topologias assimétricas				
		Nº de Células	1	2	3	x
Configurações vs N° de níveis	CHB	Binário	3	7	15	$2^{x+1} - 1$
		Ternário	3	9	27	3^x
	CHB-cb	Modo I	5	9	13	$4x+1$
		Modo II	5	13	29	$2^{x+2} - 3$
		Modo III	5	17	53	$2 \cdot 3^x - 1$
		Modo IV**	5	25	85	$5(2 \cdot 3^{x-1} - 1)$
		Modo V**	5	25	125	5^x

Fonte: Próprio autor.

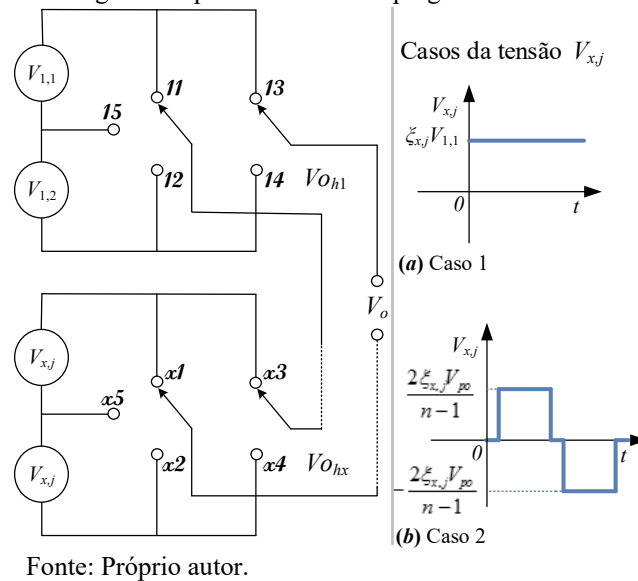
Onde (**) são as configurações propostas.

Uma desvantagem dos inversores cascadeados que utilizam fontes com diferentes valores, consiste na perda do grampeamento de tensão nos semicondutores das últimas células, conforme as configurações do modo II ao modo V, vistos nas Tabela 3-2 e Tabela 3-3. Todavia, esse fenômeno é acompanhado pela grande redução do número de componentes quando comparado com o mesmo inversor operando no modo I para resultar igual número de níveis. Além disso, o aumento da tensão das células é acompanhado com a redução de sua frequência de operação até convergir para a frequência fundamental no caso da célula de maior tensão. Por essas características esses inversores são denominados assimétricos, conforme descrito em seções anteriores.

Dentre os modos apresentados nas Tabela 3-2 e Tabela 3-3, a configuração quinária (proposta no modo V) é a que apresenta o menor número de componentes por níveis sintetizados para quaisquer números de módulos CHB-cb em série.

Na representação vista na Figura 3-2, verifica-se que o inversor pode operar com dois casos distintos de $V_{x,j}$. No caso 1, é apresentada a possibilidade do uso como fontes independentes, com a x -ésima célula CHB-cb operando com tensão $V_{x,j}$ de magnitude $\xi_{x,j}V_{1,1}$ entre as j fontes. No caso 2, é apresentada a possibilidade do uso de $V_{x,j}$, em modo CA que pode ser conseguido pelo uso de uma célula *H-bridge* chaveando o enrolamento primário de um transformador, por exemplo. O valor máximo de $V_{x,j}$ para o caso 2 depende do parâmetro $\xi_{x,j}$, do número de níveis n e do valor de pico V_{po} da senoide desejada na saída.

Figura 3-2 –Circuito genérico para o inversor empregando células CHB-cb em cascata



Conforme a Figura 3-2, a operação no caso 1 caracteriza-se por utilizar chaves unidirecionais na ponte *H-bridge* ($x1...x4$) e nas chaves centrais ($x5$) interruptores bidirecionais. Nesta operação, caso 1, o inversor possui menos interruptores ativos.

Para o funcionamento da topologia usando células CHB-cb em cascata conforme o caso 2, todas as células devem operar com chaves bidirecionais. Dessa forma, quando se compara esta topologia com a exibida no capítulo 2, com ambas operando no caso 2, a topologia CHB-cb perde devido à ausência de modularidade conseguida pela chave central adicional vista no inversor da Figura 2-2, além de operar com maior número de componentes em condução por níveis sintetizados.

Dessa forma, as análises deste capítulo contemplam $V_{x,j}$ com foco na operação no caso 1, por utilizar menos componentes que o caso 2, e pelo atrativo comportamento devido a implementação das fontes independentes que serão abordadas nas seções subsequentes.

Assim, o funcionamento deste inversor contemplando os diferentes modos de operação através do parâmetro $\xi_{x,j}$ vistos na Tabela 3-2, pode ser verificado a partir da função de chaveamento dada pela equação (3.4) para a operação no caso 1.

Ainda com base na equação (3.4), sabe-se que a chave $Sx4$ pode ser obtida por uma função *NOT* de $Sx3$, enquanto $Sx2$ pode ser representada por uma função *NOR* entre $Sx1$ e $Sx5$, além da valiosa observação que no acionamento de uma das chaves $Sx1$, $Sx2$ ou $Sx5$ as outras duas devem estar bloqueadas. De modo semelhante ao empregado no capítulo anterior, adota-se a nomenclatura, $Sxy = 1$ e $Sxy = 0$, respectivamente para a chave ligada e desligada.

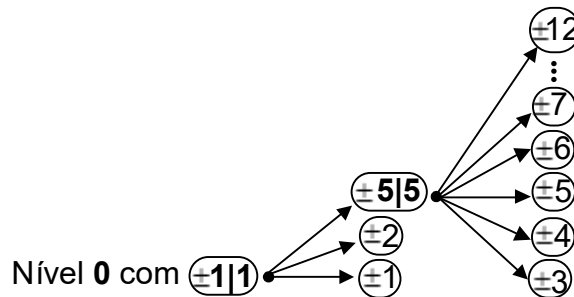
Assim, a tensão de saída expressa em função de chaveamento para o inversor multinível operando com x células CHB-cb é dada por:

$$V_o = V_{1,1} \sum_{x=1}^{x_i} \xi_{x,j} \cdot [2 \cdot (Sx1 - Sx3) + Sx5] \quad (3.4)$$

Conforme visto em (3.4), a tensão de saída pode ser controlada utilizando apenas três chaves por célula CHB-cb.

O diagrama da Figura 3-3 mostra a contribuição de cada célula CHB-cb na confecção da tensão V_o para o inversor operando com a configuração (1:1:5:5).

Figura 3-3 - Relação entre os pesos $\xi_{x,j}$ na formação da tensão de saída V_o .



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 3-3 os blocos contendo as descrições $\pm 1|1$ e $\pm 5|5$ representam os pesos das fontes com $\xi_{1,j} = 1$ e $\xi_{2,j} = 5$, respectivamente da primeira e segunda célula CHB-cb em cascata. A associação desses blocos produz 25 níveis na tensão de saída igualmente espaçados e podem ser verificados na função de chaveamento (3.4).

Para a operação do inversor no caso 2, Figura 3-2, com estágio CA-CA, segundo a implementação promovida por uma célula *H-bridge* adicional que chaveia o enrolamento primário de um transformador de múltiplos secundários, de acordo com o capítulo anterior, tem-se a equação (3.5) empregando o parâmetro $\xi_{x,j}$ da Tabela 3-2.

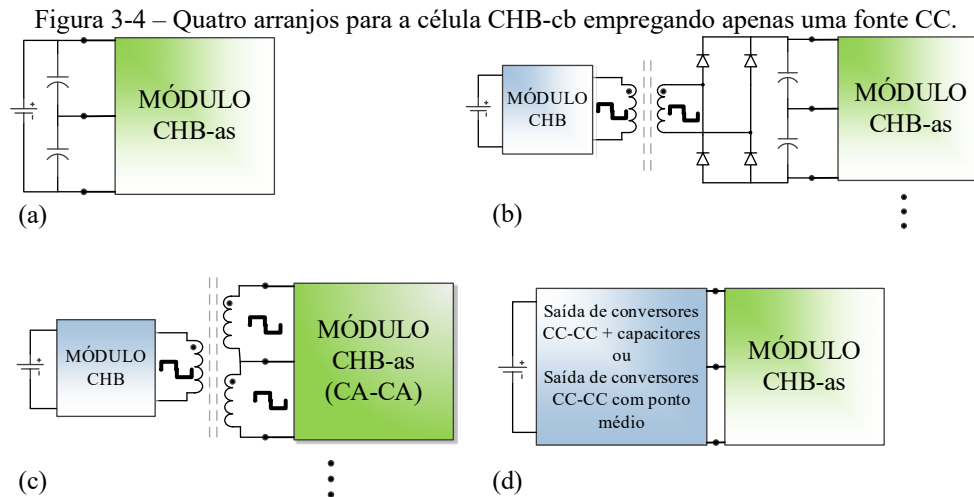
$$V_o = \underbrace{(Si - Si3)}_p \frac{2 \cdot V_{po}}{n-1} \sum_{x=1}^{x_i} \xi_{x,j} \cdot \underbrace{[2 \cdot (Sx1 - Sx3) + Sx5]}_q \quad (3.5)$$

Onde: V_{po} é o valor de pico da tensão de saída, n é o número de níveis do inversor e $Si1$ e $Si3$ são as chaves superiores da célula *H-bridge* adicional.

Ressalta-se, ainda, que na operação envolvendo um transformador de múltiplos secundários, onde as fontes CC das células são provenientes da associação de um enrolamento secundário conectado a uma ponte retificadora que por sua vez está conectada ao barramento de capacitores, conforme a Figura 3-4 (b). O funcionamento deste inversor conforme a Figura 3-4 (b), pode ser verificado a partir da função de chaveamento em (3.5). Onde o termo

p é analisado apenas como valor unitário $p > 0$, devido o estágio retificador que isola o efeito da alta frequência do transformador no comportamento de operação do inversor.

O inversor utilizando células CHB-cb em cascata pode ser implementado apenas com uma fonte CC. A Figura 3-4 mostra esses casos.



Fonte: Próprio autor.

3.3.2 Configuração combinada-cb (1:1:5:5:15:15...)

Nas Tabela 3-2 e Tabela 3-3 foram mostradas as duas configurações propostas, onde o peso da célula P_x está relacionado com o dobro do parâmetro $\xi_{x,j}$, assim, obedecendo (3.3) para a operação no modo IV, tem-se P_x :

$$P_{1,2\dots x} = \begin{cases} 2 \rightarrow x = 1, \\ 3^{x-2} \cdot 10 \rightarrow x \geq 2 \end{cases} \quad (3.6)$$

Uma característica dessa configuração é que somente a primeira célula do inversor (CHB-cb 1) atua com saída V_{oh1} nos modos oposição e adição de nível, enquanto que as demais células conectadas em cascata operam apenas com saídas no modo adição. Esse comportamento caracteriza-se pela redução da energia circulante das células, segundo estudos com inversores assimétricos (VEENSTRA; RUFER, 2005; VEENSTRA, 2003), já que somente a primeira célula atua no modo adição e subtração. Tal comportamento de operação remete similaridade à maneira de atuação das saídas das células dos inversores cascadeados operando com a modulação híbrida (MANJREKAR; STEIMER; LIPO, 2000), contudo neste caso que usa a configuração (1:1:5:5:15:15...) os níveis em V_o são fixos e não modulados como os da modulação híbrida.

Neste trabalho foram levantadas as equações para computar as frequências das chaves para a operação do inversor com a configuração (1:1:5:5:15:15...).

A equação (3.7) mostra a frequência de cada chave para a conexão de x células CHB-cb operando com a configuração (1:1:5:5:15:15...).

$$\left. \begin{aligned}
 F_{\substack{S11 \text{ e } S13, \\ S14}} &= (4 \cdot 3^{x_i-1} - 3)f_1 \\
 F_{S12} &= (8 \cdot 3^{x_i-1} - 5)f_1 \\
 F_{S15} &= (8 \cdot 3^{x_i-1} - 4)f_1
 \end{aligned} \right\} \rightarrow cel_1$$

para as outras células (3.7)

$$\left. \begin{aligned}
 F_{\substack{Sx1 \text{ e } Sx3, \\ Sx4}} &= (2 \cdot 3^{x_i-x_d} - 1)f_1 \\
 F_{Sx2} &= (4 \cdot 3^{x_i-x_d} - 1)f_1 \\
 F_{Sx5} &= (4 \cdot 3^{x_i-x_d})f_1
 \end{aligned} \right\} \rightarrow cel_2, cel_3 \dots cel_x$$

Como pode ser visto na equação (3.7), analisando individualmente cada célula CHB-cb, verifica-se que as chaves $Sx5$ e $Sx2$ têm quase as mesmas frequências e estão relacionadas com quase o dobro da frequência das outras chaves.

Também pode ser observado em (3.7) que as chaves de uma célula CHB-cb submetidas a maiores esforços de tensão comutam em menor frequência enquanto que a chave $Sx5$ de menor esforço de tensão opera em maior frequência. Essa característica é benéfica para a redução das perdas por comutação.

Na seção 3.5 são mostrados os resultados de simulação do inversor operando com esta configuração.

3.3.3 Configuração quinária (1:1:5:5:25:25...)

Finalmente a configuração que resulta mais níveis na tensão de saída sem casos redundantes obedecendo P_x em (3.3) é dada por:

$$P_{1,2\dots x} = 2 \cdot 5^{x-1} \quad (3.8)$$

Então se for comparado (3.8) com (3.6), considerando duas células CHB-cb em cascata, verifica-se os mesmos pesos das células (1:1:5:5), contudo para $x \geq 3$ o crescimento de P_x na configuração (3.8) obedece a relação quinária.

Comparando as equações do número de níveis na tensão V_o previamente exibidas na Tabela 3-3, através dos modos IV e V, verifica-se quando $x = 3$, a relação (1:1:5:5:15:15...) resulta 85 níveis igualmente espaçados na tensão de saída, de igual modo, para a relação (1:1:5:5:25:25...) constata-se 125 níveis com o mesmo número de células. Isso representa um

aumento de 47,06% no número de níveis com o mesmo número de componentes quando comparado à configuração (1:1:5:5:15:15...).

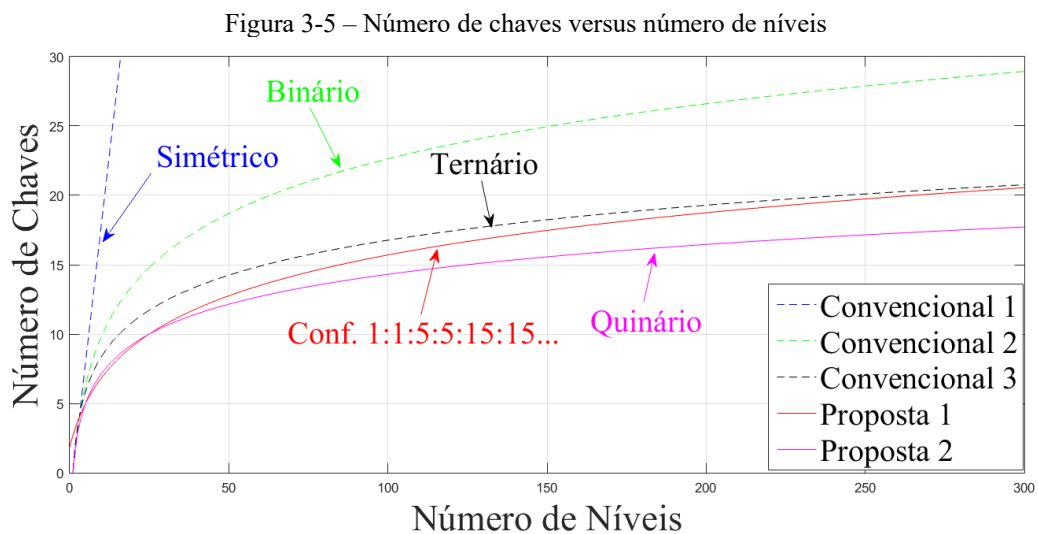
As equações desenvolvidas neste trabalho que computam a frequência de operação de cada chave para a configuração quinária é mostrada na equação (3.9).

$$\begin{aligned} F_{Sx1 e Sx3, Sx4} &= (2 \cdot 5^{x_i - x_d} - 1) f_1 \\ F_{Sx2} &= (4 \cdot 5^{x_i - x_d} - 1) f_1 \\ F_{Sx5} &= 4 \cdot 5^{x_i - x_d} f_1 \end{aligned} \quad (3.9)$$

As formas de onda que validam as análises deste inversor operando com três células CHB-cb em cascata são mostradas na seção resultados de simulação (item 3.5) deste capítulo, onde é possível constatar os 125 níveis na tensão de saída.

3.4 Comparação com outras topologias

A Figura 3-5 mostra a comparação das configurações propostas com as topologias de inversores multiníveis convencionais.

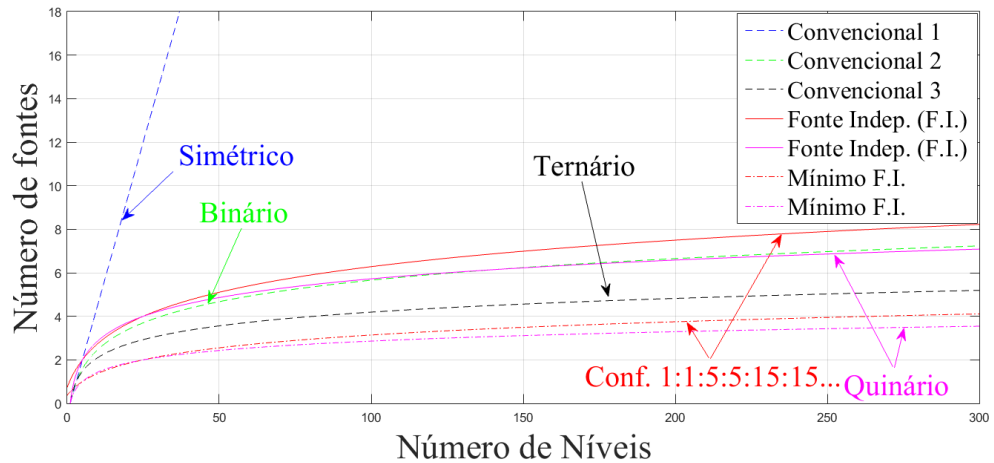


Fonte: Próprio autor.

Conforme mostrado na Figura 3-5, pode se verificar que as duas configurações propostas conseguiram sintetizar mais níveis com menos interruptores que as topologias convencionais.

A Figura 3-6 mostra a comparação das configurações propostas com as topologias de inversores multiníveis convencionais, considerando o uso de fontes independentes por níveis sintetizados.

Figura 3-6 – Comparação entre o número de fontes independentes por níveis na tensão de saída



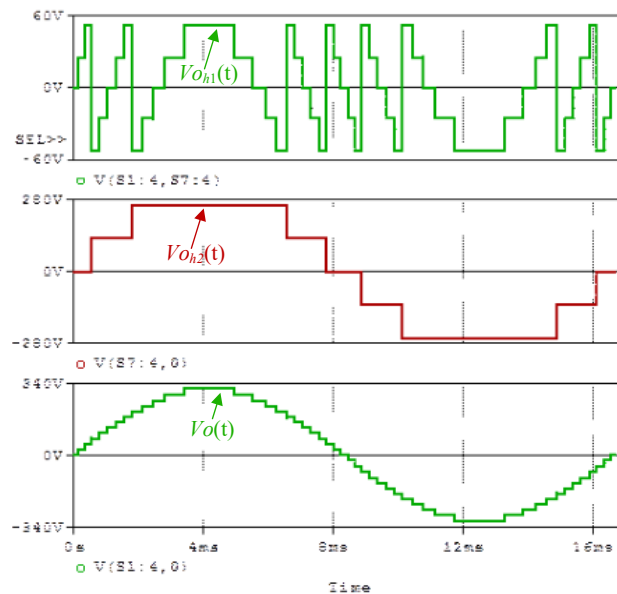
Fonte: Próprio autor.

Constata-se na Figura 3-6 que as configurações propostas usaram menor número de fontes CC independentes por cada nível sintetizado quando é usada a provisão de fontes conforme a Figura 3-4 (a).

3.5 Resultados de simulação para o inversor empregando células CHB-cb em cascata

Na Figura 3-7 é mostrada a operação do inversor com duas células CHB-cb em cascata empregando a configuração (1:1:5:5) que resulta 25 níveis na tensão de saída.

Figura 3-7 – Resultado de simulação para 1 kW – 220 V com 25 níveis em V_o . Onde o primeiro, segundo e terceiro gráfico mostram respectivamente as tensões nas saídas $V_{o_{h1}}$, $V_{o_{h2}}$ e V_o



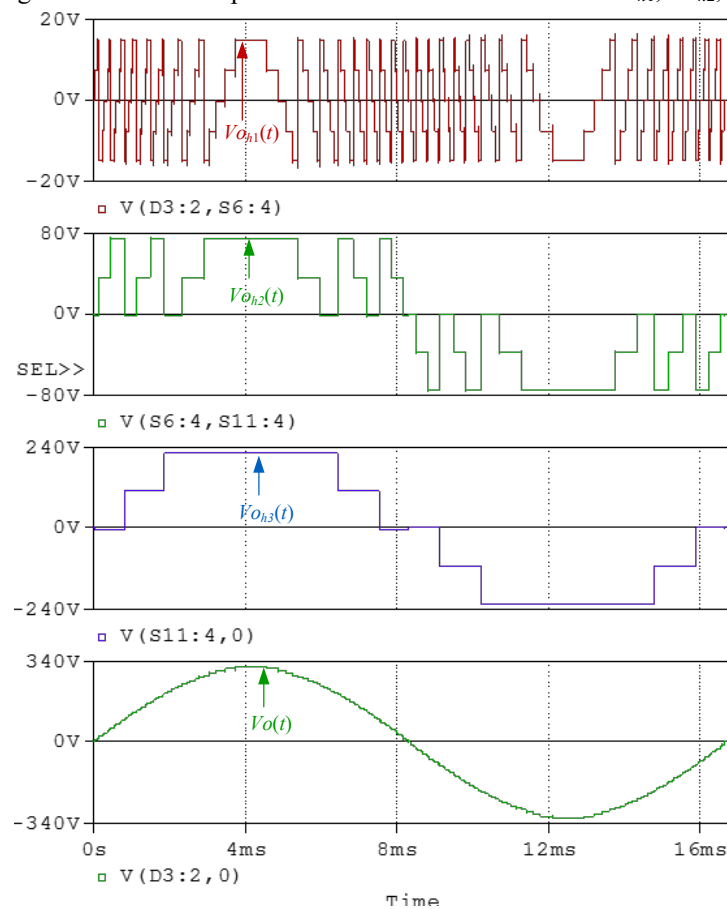
Fonte: Próprio autor.

Conforme visto na Figura 3-7 os níveis gerados na tensão V_o estão igualmente espaçados, o que valida às análises abordadas.

A Figura 3-8 mostra a contribuição de cada célula CHB-cb com a configuração (1:1:5:5:15:15...).

Uma característica dos inversores assimétricos cascadeados está na operação da célula de maior potência apenas no modo adição para quaisquer configurações de fontes, enquanto as demais células podem operar todas no modo adição e subtração, ou no modo misto, com pelo menos uma célula operando no modo adição e subtração e as outras células operando no modo adição como a Figura 3-8, ou simplesmente todas as células operando modo adição.

Figura 3-8 – Resultado de simulação para 1 kW – 220 V com 85 níveis em V_o . Onde o primeiro, segundo e terceiro gráfico mostram respectivamente as tensões nas saídas $V_{o_{h1}}$, $V_{o_{h2}}$, $V_{o_{h3}}$ e V_o



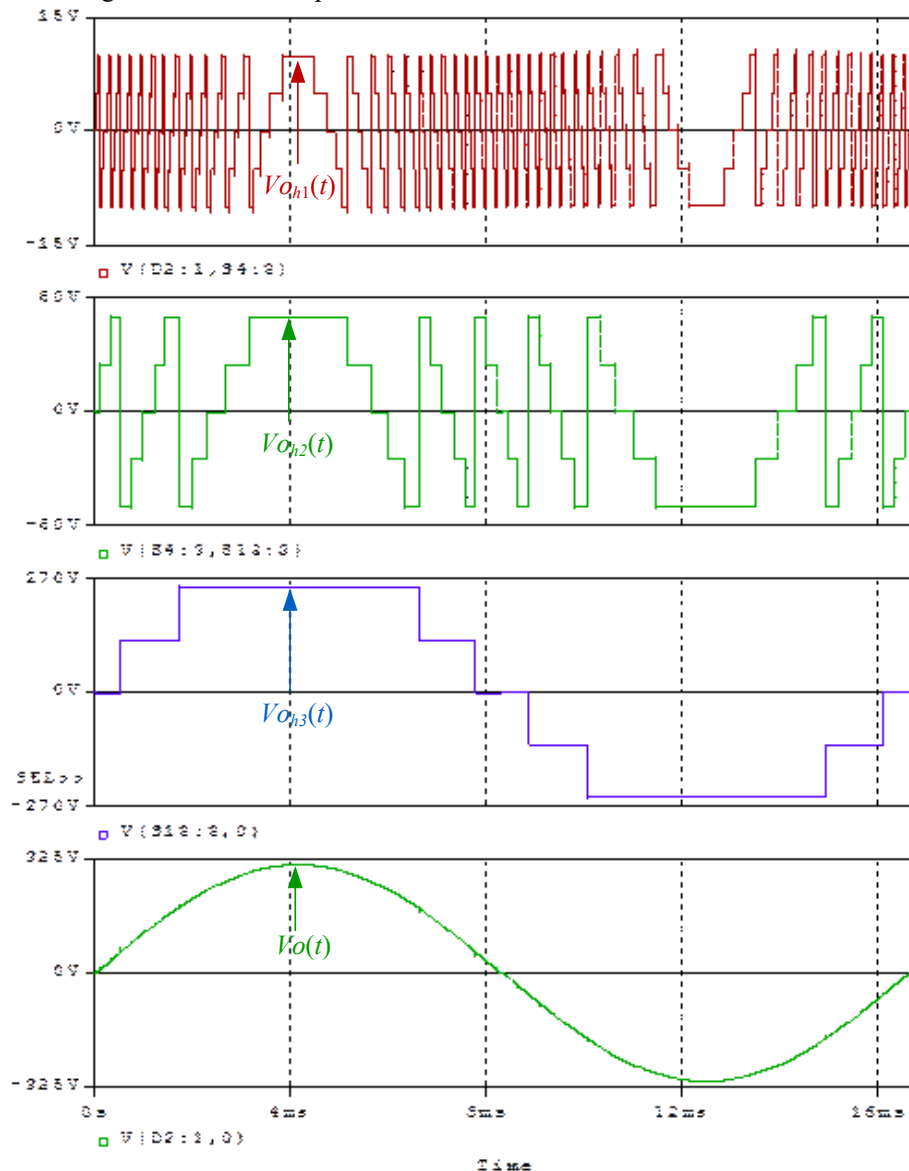
Fonte: Próprio autor.

Como pode ser visto na Figura 3-8, com apenas três células CHB-cb conectadas em série é possível prover 85 níveis na tensão de saída.

Os resultados exibidos na Figura 3-8 validam a configuração (1:1:5:5:15:15...) proposta.

Finalmente na Figura 3-9 é mostrado o resultado do inversor com três células CHB-cb em cascata operando com a configuração quinária (1:1:5:5:25:25...).

Figura 3-9 – Resultado de simulação para 1 kW – 220 V com 125 níveis em V_o . Onde o primeiro, segundo e terceiro gráfico mostram respectivamente as tensões nas saídas $V_{o_{h1}}$, $V_{o_{h2}}$, $V_{o_{h3}}$ e V_o



Fonte: Próprio autor.

De acordo com os resultados apresentados na Figura 3-9, pode-se concluir que o inversor operando com apenas três células CHB-cb em cascata é suficiente para resultar 125 níveis na tensão de saída V_o , o que valida as análises aqui desenvolvidas.

3.6 Contribuição no estudo do inversor empregando células CHB-cb em cascata operando com uma modulação proposta intitulada como híbrida modificada

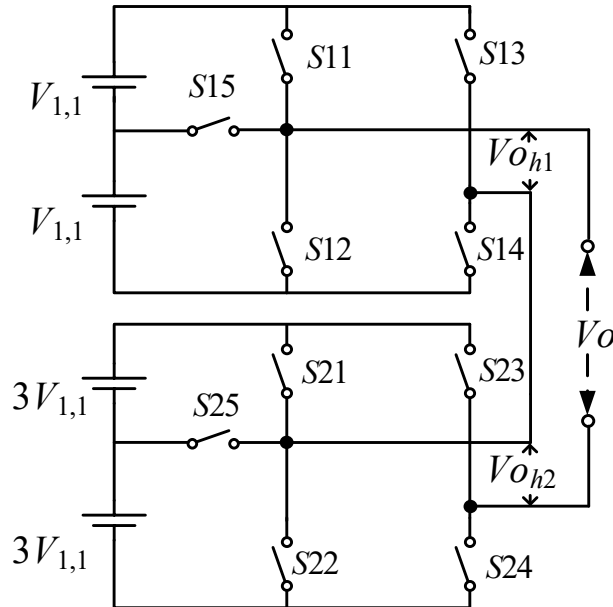
3.6.1 Introdução

Nesta seção, será dada a contribuição na implementação de uma estratégia de modulação baseada na modulação híbrida. Ressalta-se, conforme previamente mencionado, que para o caso

das células CHB-cb, utilizando apenas duas fontes CC isoladas é possível obter na tensão de saída 17 níveis modulados.

A topologia de estudo é mostrada na Figura 3-10.

Figura 3-10 – Topologia do inversor utilizada para a implementação da modulação híbrida modificada resultando 17 níveis modulados na tensão de saída



Fonte: Próprio autor.

O benefício do uso da estratégia baseada na modulação híbrida, consiste em promover níveis modulados para a célula de menor potência, enquanto as demais células operam com níveis fixos. A célula de menor potência opera com maior frequência, enquanto as demais células operam consecutivamente com decréscimo de frequência até a frequência fundamental para o módulo de maior potência. O resultado da associação dessas células produz uma onda multinível com todos os níveis modulados.

Os estados de chaveamento, ou seja, as condições de comutação das células base (CHB-cb) de cinco níveis conectadas em cascata foram previamente descritas nas seções anteriores, portanto não serão discutidas neste tópico.

As próximas seções mostrarão a operação do inversor com a estratégia de modulação proposta.

3.6.2 Inversor multinível empregando células CHB-cb em cascata operando com a modulação híbrida modificada

Inicialmente a modulação híbrida foi proposta por Manjrekar e Lipo (1998a), e neste caso se referia apenas a um nível de comparação, Ψ_x , por célula a cada semiciclo da tensão de saída V_o . Como a proposição deste estudo processa 5 níveis por cada módulo CHB-cb, n_m , o

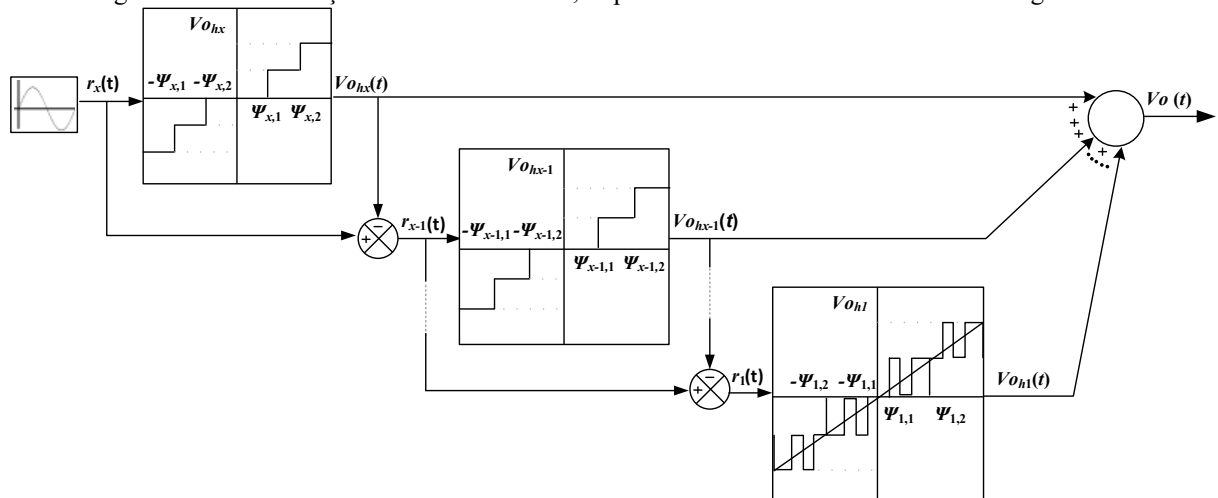
número de níveis de comparação, Ψ_x , por ciclo de cada módulo CHB-cb é $(n_m-1)/2$. O sinal de referência do módulo de maior potência é dado por:

$$r_x(t) = \frac{n-1}{2} \sin \omega t \quad (3.10)$$

A cada comparação do sinal de referência $r_x(t)$ com os limites $\pm\Psi_{x,j}$ na Figura 3-11 é dado um sinal de pulso para as chaves responsáveis por cada nível sintetizado quando o sinal de referência for maior que os limites $\pm\Psi_{x,j}$. O sinal de referência da x -ésima célula desejada obedece a sequência em ordem de grandeza $(x, x-1, x-2, \dots, 1)$, em cujo o sinal de referência é dado pela diferença entre o sinal de referência da célula $x+1$ com a sua amostragem de tensão $V_{oh_{x+1}}$, o que corresponde a parcela da tensão que a célula $x+1$ não pode sintetizar.

O diagrama da Figura 3-11, demonstra a implementação da modulação híbrida modificada.

Figura 3-11 – Modulação híbrida modificada, implementada no inversor mostrado na Figura 3-10

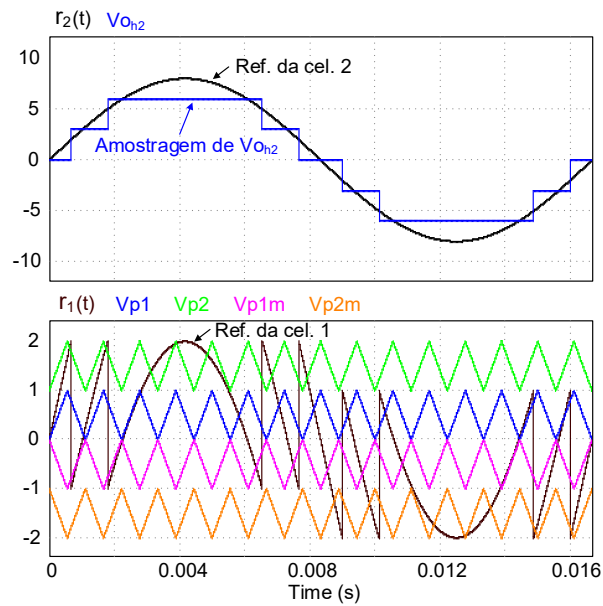


Fonte: Próprio autor.

Os sinais de referência das células de maior e menor potência respectivamente $r_2(t)$ e $r_1(t)$ oriundos da estratégia de modulação da Figura 3-11 são mostrados na Figura 3-12 para o inversor operando com duas células em cascata.

A tensão de saída do inversor $V_o(t)$ é resultado da associação das duas células as quais seguem os sinais de referência mostrados na Figura 3-12.

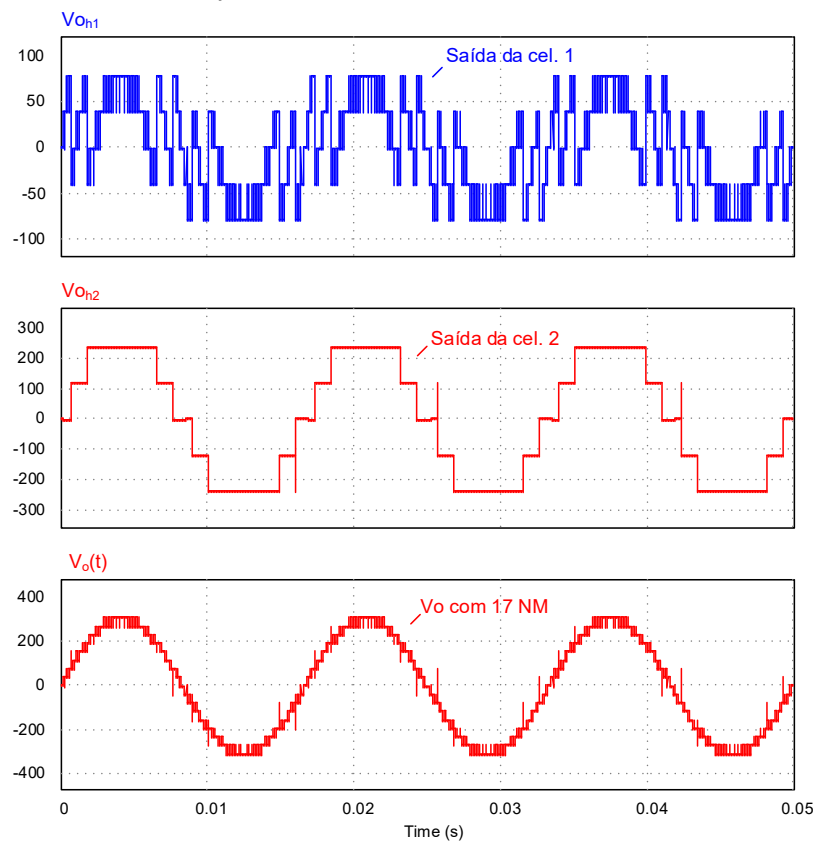
Figura 3-12 – Sinais de referência $r_2(t)$ e $r_1(t)$ respectivamente das células 1 e 2 para inversor mostrado na Figura 3-10



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 3-13 é mostrada a contribuição de cada célula CHB-cb na formação dos 17 níveis modulados na tensão de saída.

Figura 3-13 - Tensão nas saídas das células 1 e 2 resultantes da implementação da modulação híbrida modificada na formação da onda multinível com níveis modulados



Fonte: Próprio autor.

Conforme pode ser observado na Figura 3-13, a célula a qual processa menor potência é a que opera com níveis modulados, enquanto a célula que processa maior potência opera com níveis fixos. Essa operação é benéfica para a redução das perdas por comutação.

3.7 Considerações finais

Este capítulo mostrou de forma generalista o funcionamento do inversor multinível usando células CHB-cb em cascata operando com diferentes relações de peso entre as fontes das células. O estudo validou dois arranjos para a disposição das fontes de tensão que resultam em mais níveis com menos componentes na tensão de saída, além de promover equações generalistas para o cálculo das frequências das chaves para o inversor operando com x células CHB-cb em cascata. O conhecimento da frequência de comutação aliado com a característica de algumas chaves da mesma célula atuar com a metade da tensão do barramento é essencial para os objetivos de redução do volume do dissipador.

Os resultados de simulação mostraram que é possível obter muitos níveis empregando pequeno número de fontes CC com poucos componentes ativos mantendo a operação das chaves em baixa frequência.

Os resultados de simulação do inversor operando a 1 kW com 85 e 125 níveis, respectivamente, para a primeira e a segunda configuração validaram as análises desenvolvidas. De posse dos resultados obtidos, pôde-se constatar a genuinidade da abordagem teórica.

A operação do inversor com apenas uma fonte CC é atrativa devido o balanceamento natural da tensão sobre os capacitores nos casos (a) e (b) da Figura 3-4. Para a operação no modo (b) Figura 3-4 verifica-se expressiva redução no número de diodos quando comparado ao inversor multinível CHB. Neste caso, a alta resolução promovida pelas configurações propostas é uma solução atrativa do ponto de vista de implementação devido à possibilidade do controle da tensão de saída ser conseguido apenas pela regulação do número de níveis, sem a necessidade de um conversor CC-CC e sem comprometer a máxima DHT exigida por normas.

Neste capítulo também foi abordado a operação do conversor multinível empregando células CHB-cb em cascata para promover uma tensão de saída com níveis modulados. Neste contexto foi validada a implementação de uma estratégia de modulação proposta baseada na modulação híbrida, e aqui intitulada como modulação híbrida modificada. Nesta implementação, pode-se perceber que com 17 níveis modulados é possível obter baixas amplitudes harmônicas na saída V_o , auferindo em menores elementos de filtragem.

4 UM NOVO INVERSOR MULTINÍVEL ASSIMÉTRICO DE 17 NÍVEIS USANDO APENAS UMA FONTE CC OPERANDO COM UMA MODULAÇÃO PWM PROPOSTA

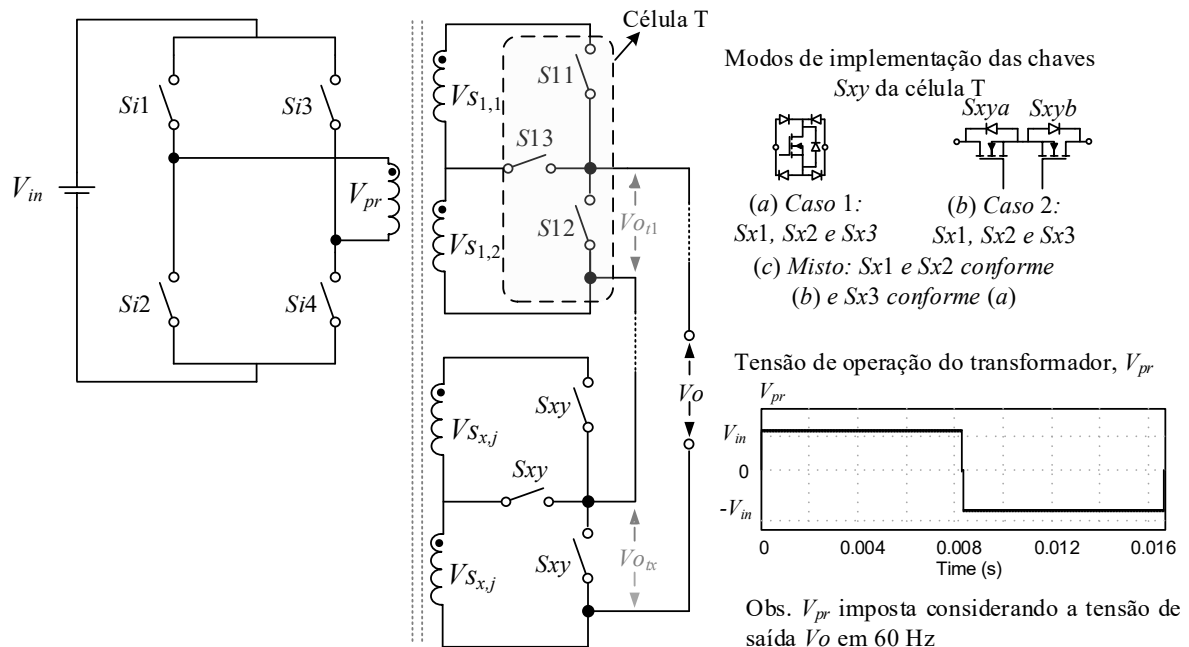
4.1 Introdução

Este capítulo aborda uma nova topologia que pode resultar em até 17 níveis modulados e igualmente espaçados na tensão V_o com apenas duas células T operando com modulação PWM proposta. O conversor multinível proposto emprega apenas uma fonte CC que alimenta a célula *H-bridge*, que, por sua vez, chaveia o enrolamento primário de um transformador de múltiplos secundários, o qual é responsável pela confecção das fontes CA que alimentam o barramento das células T.

4.2 Topologia proposta

A Figura 4-1 exibe a topologia proposta, a qual contempla como característica particular, o uso de apenas duas chaves bidirecionais em condução no estágio de saída para promover os 17 níveis modulados e igualmente espaçados na tensão de saída V_o .

Figura 4-1 - Conversor multinível isolado proposto e formas de implementação das chaves bidirecionais: (a) uma chave ativa com quatro diodos, caso 1, (b) duas chaves mosfets em anti-série, caso 2 (escolhida para as análises) e (c) misto, célula T utilizando chaves conforme o caso 1 e o caso 2



Fonte: Próprio autor.

Para a implementação desta topologia, foi adotada a configuração de chaves conforme a Figura 4-1 (b), por promover o menor número de componentes em condução para todos os estados de operação.

A confecção dos níveis na tensão V_o é realizada considerando o acionamento duplo da chave bidirecional S_{xyz} e sabendo que as chaves S_{x1z} , S_{x2z} e S_{x3z} pertencentes à célula T são mutuamente complementares entre si, então tem-se (4.1) a qual relaciona a tensão de saída V_o em função de chaveamento.

$$V_o = \underbrace{(S_i - S_{i3})}_p \frac{2 \cdot V_{po}}{n-1} \sum_{x=1}^{x_i} \xi_{x,j} \cdot \underbrace{[2 \cdot S_{x1} + S_{x3}]}_q \quad (4.1)$$

As principais características deste conversor são:

- ✓ bidirecionalidade;
- ✓ operação em baixa frequência da célula de maior potência (última célula);
- ✓ célula de menor potência (primeira célula) operando em maior frequência;
- ✓ reduzido filtro de saída;
- ✓ baixo EMI;
- ✓ reduzido número de componentes;
- ✓ opera como elevador ou abaixador CC-CA de alto ganho sem utilizar conversores CC-CC;
- ✓ não utiliza diodos em condução durante a manutenção do estado de nível, o que reduz as perdas por condução. A condução dos diodos (apenas 2 por célula) só ocorrerá durante a transição do estado de nível ($T_i \leq 1 \mu s$) e na presença de carga indutiva, por exemplo.
- ✓ Menor número de chaves em condução, seis, para a confecção dos 17 níveis modulados empregando apenas uma fonte CC quando comparado com o estado da arte das topologias de inversores multiníveis que operam com apenas uma fonte CC na produção dos 17 níveis modulados.

Na seção 4.3 será demonstrada a aplicação da estratégia de modulação proposta no inversor da Figura 4-1.

4.3 Desenvolvimento de uma nova estratégia de modulação para o inversor proposto

Para resultar mais níveis igualmente espaçados na topologia da Figura 4-1, $V_{S_{x,1}}$ deve ser igual a $V_{S_{x,2}}$ além dos pesos de cada célula T obedecerem a restrição (4.2).

$$Pnor_x = \left\{ x \in \mathbb{N}^* : \left(\frac{VS_1}{V_{1,1}} \right), \left(\frac{VS_2}{V_{1,1}} \right), \left(\frac{VS_3}{V_{1,1}} \right) \dots \left(\frac{VS_{x-2}}{V_{1,1}} \right), \left(\frac{VS_{x-1}}{V_{1,1}} \right), \left(\frac{VS_x}{V_{1,1}} \right) \right\},$$

com $P_x \subset Pnor_x$, e

$$P_x \leq 2 + 2 \sum_{m=1}^{n=x-1} \frac{VS_m}{V_{1,1}}, x \geq 2$$

Onde, reescrevendo de definições anteriores, analogamente tem-se: P_x é o peso da célula T na posição x e VS_x é a tensão do barramento da célula T também na posição x .

As configurações que obedecem (4.2) são descritas na Tabela 4-1.

Tabela 4-1 - Configurações e parâmetro $\zeta_{x,j}$

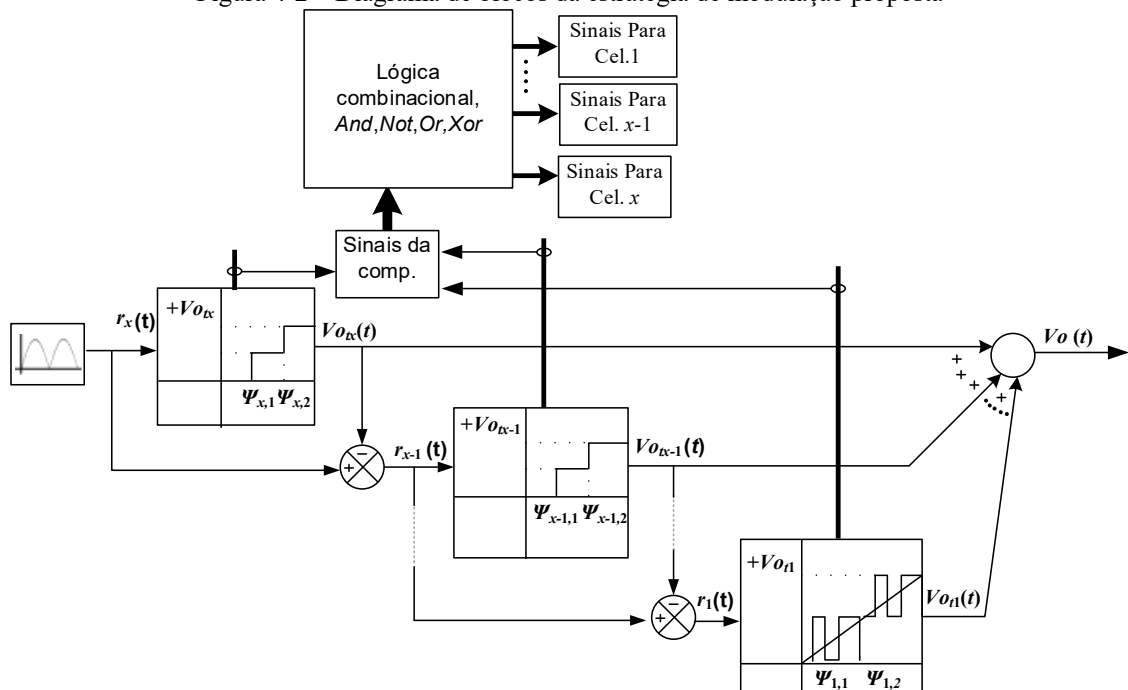
Modo	Configurações	$\zeta_{x,j}$
I	1:1:1:1:1:1...	1
II	1:1:2:2:4:4...	2^{x-1}
III	1:1:3:3:9:9...	3^{x-1}

Fonte: Próprio Autor

Nesta seção será utilizada a configuração do modo III mostrada na Tabela 4-1, onde $\zeta_{x,j} = 3^{x-1}$.

A Figura 4-2 mostra o diagrama da estratégia de modulação, onde: $r_x(t)$ representa a referência de cada célula, $Vo_{ix}(t)$ é a amostragem da tensão de saída da respectiva célula e $\Psi_{x,j}$ são os limites de comparação da célula com o sinal de referência $r_x(t)$.

Figura 4-2 – Diagrama de blocos da estratégia de modulação proposta



Fonte: Próprio autor.

Sabendo que os valores de $\Psi_{x,j}$ obedecem a (4.3).

$$\Psi_{x,i} \in \mathbb{N}^*, \quad i = 1, 2 \dots 2x. \quad (4.3)$$

A tensão de saída é obtida pela associação em cascata das células T, representada pelos blocos da Figura 4-2, mediante a implementação da estratégia de modulação proposta. Neste diagrama a tensão de referência da célula x (ou célula de maior potência) é representada pelo módulo do $[(n-1)/2] \cdot \text{sen}(\omega t)$. Ela é comparada com os limites $\Psi_{x,1}$ e $\Psi_{x,2}$ gerando sinais de pulsos que posteriormente serão convertidos pelo bloco lógica combinacional e assim, incidirão nas chaves da célula x . O sinal de referência da x -ésima célula é dado pela diferença entre o sinal de referência da célula $x+1$ com a sua amostragem da tensão de saída $V_{O_{tx+1}}$, esse sinal resultante é comparado com os limites $\Psi_{x\text{-ésima},1}$ e $\Psi_{x\text{-ésima},2}$, produzindo pulsos que ao passarem pelo bloco lógica combinacional incidem na x -ésima célula T, a qual sintetiza a sua tensão $V_{O_{tx\text{-ésima}}}$.

O sinal de referência da x -ésima célula corresponde à parcela da tensão que a célula $x+1$ não foi capaz de sintetizar. Nesse caminho (somente para a primeira célula⁵⁸) o sinal de referência da célula de menor potência é comparado com portadoras triangulares, produzindo sinais que ao passarem pelo bloco lógica combinacional incidem a célula 1 que produz o perfil da onda modulada seguindo o seu sinal de referência $r_1(t)$. A associação da célula de menor potência (perfil modulado) com as outras células produz uma tensão de saída $V_O(t)$ com todos os níveis modulados.

A Figura 4-3 mostra a implementação da estratégia de modulação vista na Figura 4-2, para o inversor operando com duas células T e com a configuração de fontes obedecendo o modo III da Tabela 4-1.

Os níveis de comparação $\Psi_{x,j}$ que foram mostrados na Figura 4-2, devem obedecer a restrição (4.2) com respeito a fonte de tensão, e também atender a (4.3), dessa forma tem-se os limites de comparação que correspondem a confecção de cada nível de tensão $V_{S_{x,j}}$ dado pela relação (4.4):

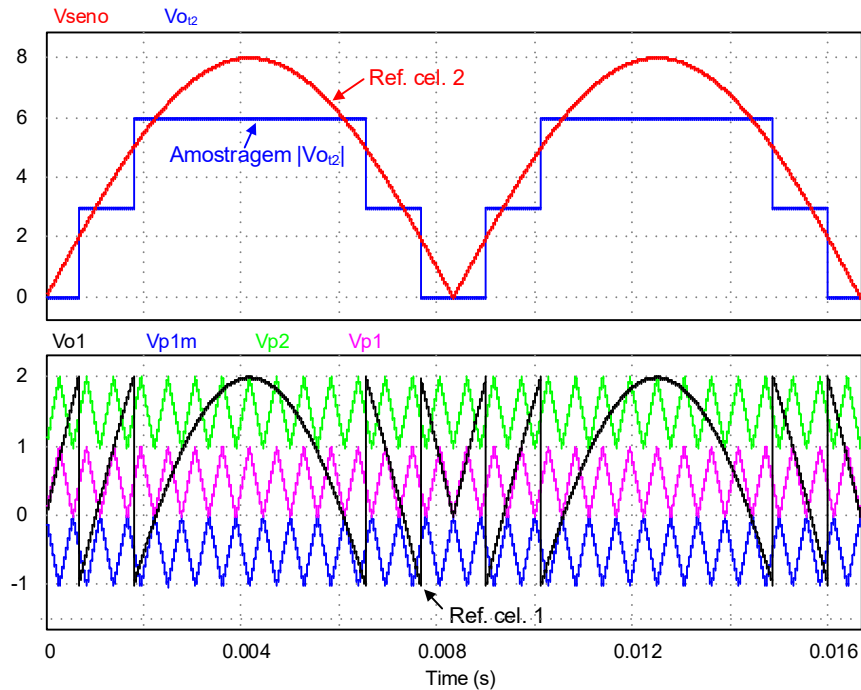
$$\Psi_{x,i} = \begin{cases} V_{S_{x,j=1}} - V_{reg} ; & i = 1 + 2(x-1) \\ 2V_{S_{x,j=1}} - V_{reg} ; & i = 2 + 2(x-1) \end{cases}, x \geq 2 \quad (4.4)$$

Na equação (4.4) tem-se a variável i relacionada com a quantidade de fontes empregadas no inversor proposto e V_{reg} , o fator de regulação dos níveis modulados. Nesta implementação foi adotado um $V_{reg} = 1$ pu. A tensão $V_{S_{x,j=1}}$ segue a relação de peso expressa na Tabela 4-1.

⁵⁸ Célula de menor potência

A Figura 4-3 mostra os sinais de referência de cada célula T para o inversor operando com dois módulos em cascata.

Figura 4-3 - Sinais de referência para o inversor operando com duas células no modo III da Tabela 4-1



Fonte: Próprio autor.

Onde na Figura 4-3 tem-se: Ref. cel. 2 é a referência da célula de maior potência e Ref. cel. 1 é o sinal de referência da célula de menor potência.

O índice de modulação de amplitude é dado por:

$$m_a = \frac{Amp_{sen_ref}}{\sum_{x=1}^{x_r} \xi_{x,j}} \quad (4.5)$$

Onde: Amp_{sen_ref} é a amplitude do sinal de referência obedecendo a:

$$0 \leq Amp_{sen_ref} \leq (V_{po}/VS_{1,1}).$$

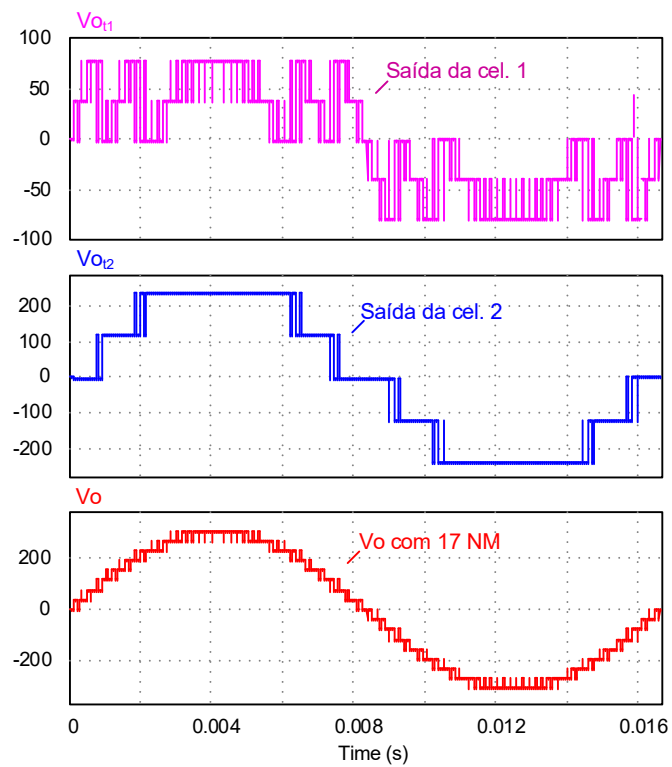
O índice de modulação de frequência é dado por:

$$m_f = \frac{f_{cel1}}{f_r} \quad (4.6)$$

Onde f_{cel1} é a frequência de comutação da célula de menor potência e f_r é a frequência fundamental do sinal de referência.

Na Figura 4-4 é mostrada a forma de onda da tensão nas saídas das células T.

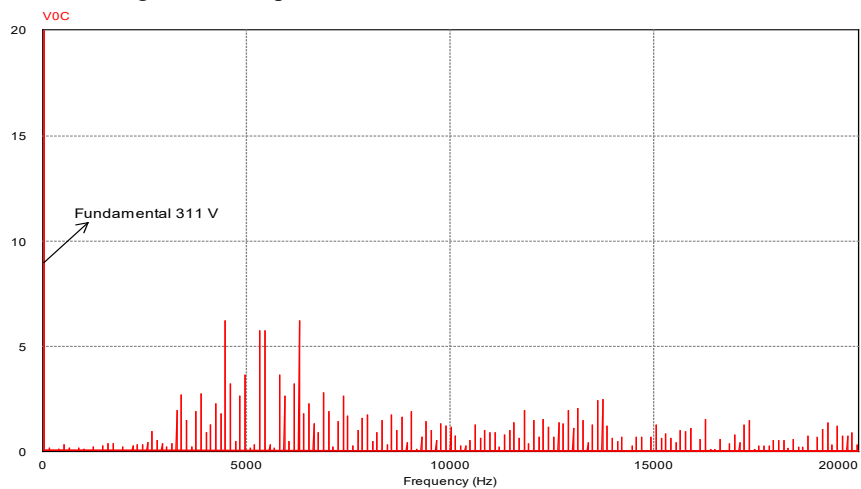
Figura 4-4 – Tensões de saída nas células 1 e 2 para o inversor operando com duas células no modo III da Tabela 4-1



Fonte: Próprio autor.

O espectro harmônico da tensão de saída é visto na Figura 4-5. Como pode ser observado, todas as harmônicas apresentam amplitudes inferiores a 2% da fundamental.

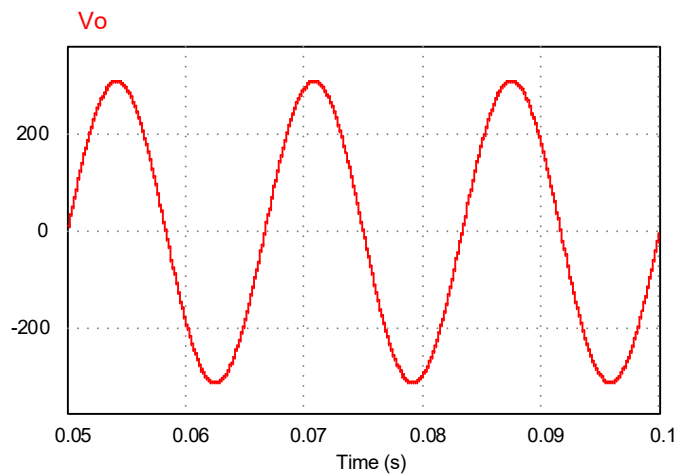
Figura 4-5 - Espectro harmônico de V_o , DHT sem filtro 6,8%



Fonte: Próprio autor.

A Figura 4-6 mostra a tensão de saída V_o com reduzida DHT.

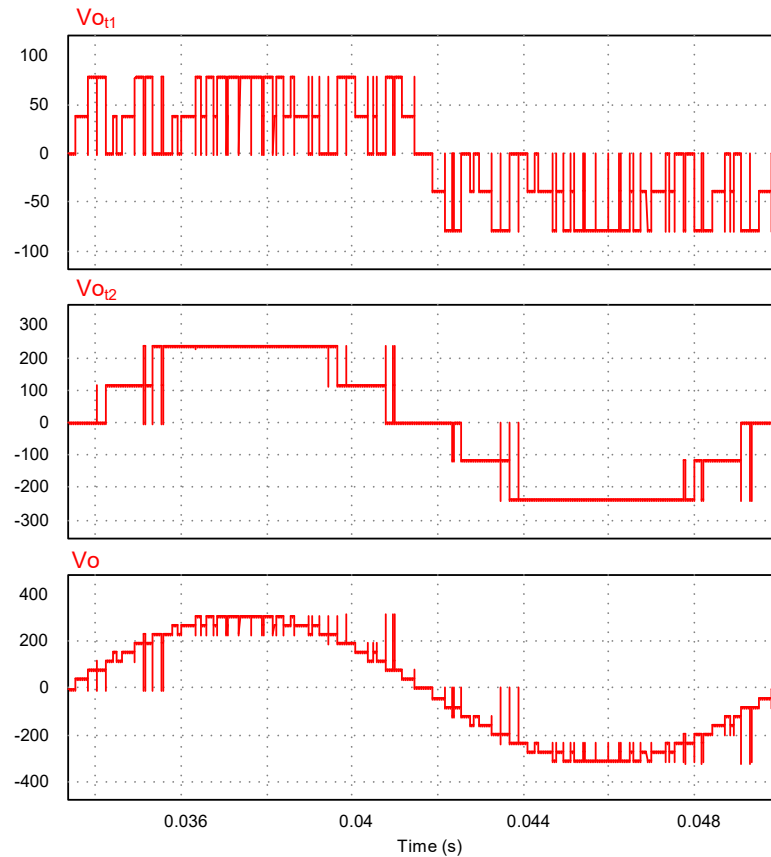
Figura 4-6 Tensão de saída V_o após reduzido filtro L_oC_o



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 4-7 mostra a tensão de saída das células quando são implementados os estados de transição nas chaves bidirecionais S_{x1z} , S_{x2z} e S_{x3z} . Nesta figura, observa-se o aparecimento de níveis indesejados de tensão na comutação das chaves da célula T, quando o inversor opera com o tempo de transição ($T_t = 1 \mu s$), e supre uma carga com fator de potência diferente da unidade.

Figura 4-7 – Tensão de saída das células 1 e 2 para o inversor operando com carga de caráter capacitiva

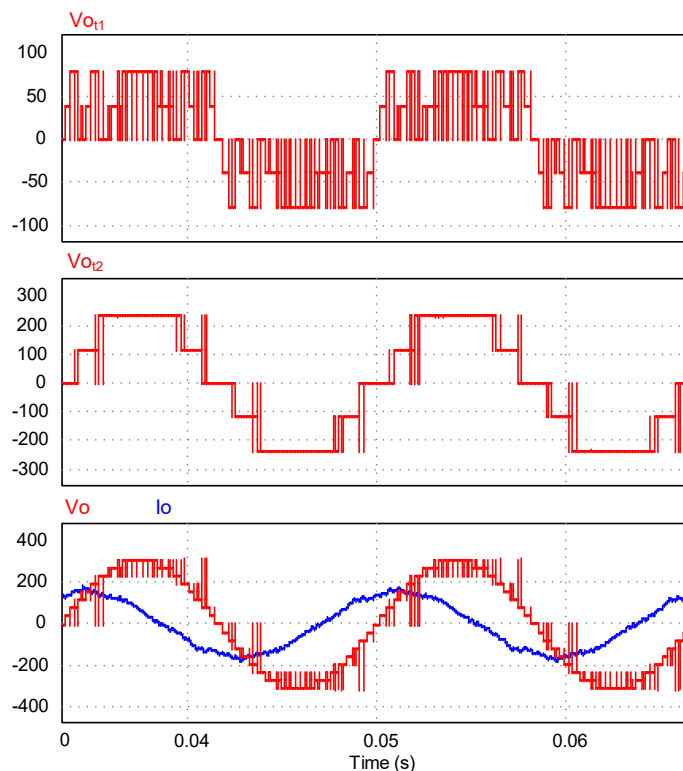


Fonte: Elaborada pelo autor.

Diferente da Figura 4-4, a qual mostra o princípio de funcionamento do inversor sem a implementação dos estados de transição, na Figura 4-8, é mostrado o funcionamento do inversor com carga de caráter capacitiva. Pode-se perceber, que quando a corrente possui o mesmo sentido da tensão na ocorrência dos tempos de transição, $T_t = 1 \mu\text{s}$, a célula T grampeia no nível zero, no entanto quando o sentido da corrente é oposto ao da tensão $V_o(t)$ ela grampeia os níveis com polaridade em:

$$\text{Sign}[V_o(t)] \quad (4.7)$$

Figura 4-8 – Aspecto da tensão nas células T e na saída do inversor alimentando uma carga de caráter capacitiva



Fonte: Elaborada pelo autor.

Os casos inerentes a implementação dos tempos de transição, T_t , vistos na Figura 4-8 são discutidos a seguir:

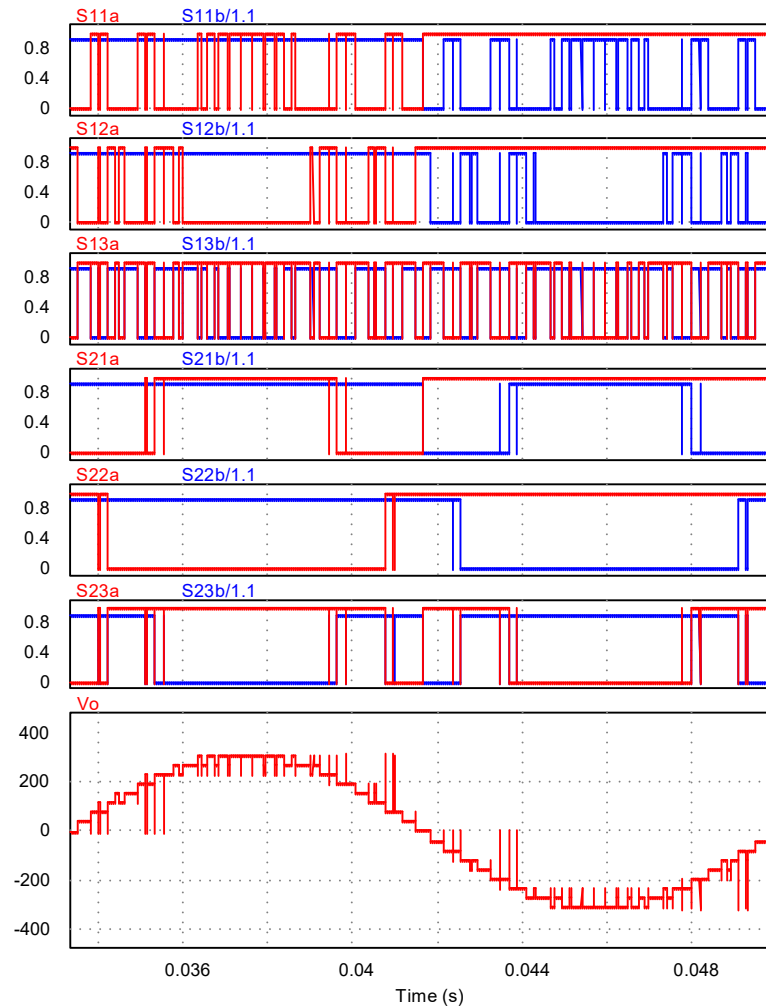
Durante os tempos de transição quando $I_o > 0$ e $V_o > 0$, tem-se a tensão grampeada em zero com a configuração de chaveamento dada por $Sx3z = 0$, $Sx1a = 0$ e $Sx1b = 1$, $Sx2a = 0$ e $Sx2b = 1$. Neste contexto, com a corrente positiva fluindo pela condução da chave $Sx2b$, o diodo da chave adjacente $Dx2a$ é diretamente polarizado, provendo a condução da chave bidirecional $Sx2z$, o que impõe uma tensão nula nos terminais da célula T.

Quando se tem $I_o < 0$ e $V_o > 0$, a configuração das chaves durante o estado de transição é dada também por $Sx3z = 0$, $Sx1a = 0$ e $Sx1b = 1$, $Sx2a = 0$ e $Sx2b = 1$. Com a corrente entrando

no conversor tem-se a condução do diodo em anti-paralelo da chave $Sx1a$ o que configura a condução da chave $Sx1z$ e imposição da tensão $V_{Sx,j}$ nos terminais da célula T.

A Figura 4-9, mostra todos os pulsos necessários ao acionamento do inversor multinível com os tempos de transição $T_t = 1 \mu s$ implementados. Como esse tempo é muito pequeno, ele possui efeito desprezível no projeto filtro de saída.

Figura 4-9 – Sinais de *gate* e tensão de saída V_o quando o inversor alimenta uma carga de caráter capacitiva



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na implementação da Figura 4-9, todos os pulsos das chaves bidirecionais e a tensão de saída na célula T de menor potência, foram concebidos com uma frequência de portadora de 3600 Hz.

4.4 Considerações finais

Esta topologia utiliza apenas uma fonte CC e opera somente com quatro chaves em condução na confecção dos 17 níveis modulados no estágio de saída. Esta topologia também pode atuar como conversor de alto ganho CC-CA, elevador ou abaixador.

Como esse inversor multinível processa 17 níveis, a frequência da portadora é reduzida, e em virtude de ser uma topologia híbrida, a célula que processa menor potência também passa a operar com frequência reduzida, enquanto que a célula de maior potência opera em baixas frequências. Essas características de operação das células T, promovem baixíssimas perdas por comutação.

O controle do valor eficaz da tensão de saída pode ser feito, por meio do índice de modulação associado a variações na frequência da portadora para manter a DHT próxima de um valor desejado.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 Introdução

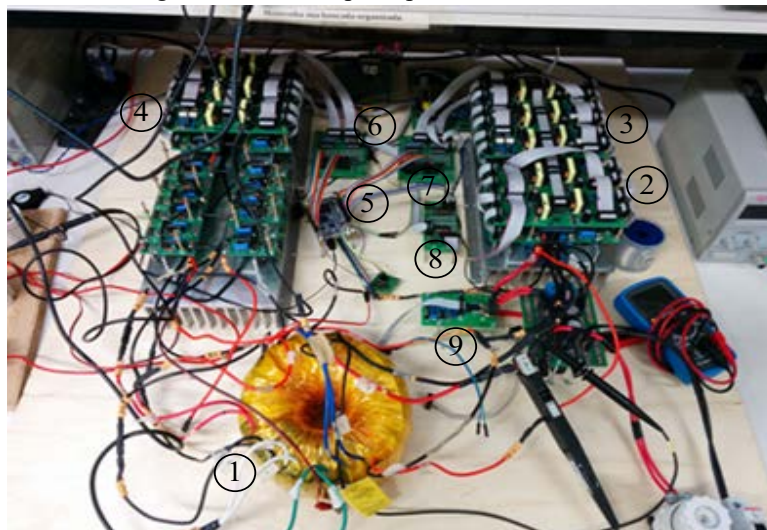
Dentre as topologias apresentadas, foi escolhida para a implementação o inversor multinível da Figura 2-1, mostrado no capítulo 2, operando com 49 níveis na tensão de saída com estágio cicloconversor dado pelo transformador toroidal operando em 300 Hz associado a duas células CHB-2cb. Este conversor demonstra maior complexidade e valida a técnica de acionamento independente das chaves bidirecionais implementadas neste protótipo, que também engloba os mesmos requisitos de comutação das chaves bidirecionais empregadas nas outras topologias abordadas neste trabalho.

Também serão mostrados os resultados experimentais de uma topologia proposta também de 49 níveis na tensão de saída, sendo intitulada como uma nova topologia híbrida mostrada na Figura 1-4 (b), a qual não utiliza as duas chaves bidirecionais S_{22z} e S_{23z} e opera na frequência fundamental.

5.2 Protótipo implementado

A Figura 5-1 mostra a implementação do protótipo em laboratório.

Figura 5-1 – Protótipo implementado em laboratório



- | | |
|------------------------------------|---------------------------------------|
| ① Transformador toroidal | ⑤ FPGA modelo Cyclone 4 EP4CE22F17C6N |
| ② Ponte <i>H-bridge</i> de entrada | ⑥ ⑦ ⑧ <i>Buffer</i> ULN2003 |
| ③ Célula CHB-2cb 1 | ⑥ Sensor de corrente ACS756 |
| ④ Célula CHB-2cb 2 | |

Fonte: Próprio autor.

Na Figura 5-1, pode-se verificar:

- ✓ O transformador de múltiplos secundários projetado para operar em 300 Hz empregando núcleo toroidal de aço silício com grãos orientados para a topologia da Figura 2-1.
- ✓ A placa da altera *deo-nano* contendo o FPGA modelo ciclone IV EP4CE22F17C6N, no qual foi feito todo o controle do conversor. Os pulsos ao sair do FPGA para as chaves bidirecionais com acionamento independentes passam primeiramente por um circuito de *buffer* dado pelo ULN2003, em seguida, vão para o circuito de driver, que é dado pelo HCPL 3180, o qual aciona as chaves mosfets.
- ✓ As proteções contra curto circuito global foram implementadas por meio da leitura da corrente no enrolamento primário usando o sensor ACS756, cuja saída está conectada na entrada de dois comparadores LM393, os quais possuem um sinal de referência (regulado) que limitam os valores máximos de corrente que o conversor pode operar. Toda vez que a corrente do enrolamento primário ultrapassar os limites impostos pelos comparadores LM393, é gerado um pulso +3,3 V ao pino de entrada do FPGA cuja informação desliga todos os sinais de pulsos das chaves.

A Tabela 5-1 apresenta as chaves mosfets usadas para validar as topologias propostas.

Tabela 5-1 – Principais características das chaves empregadas na topologia CHB-2cb de 49 níveis

Chaves			
Células	Mosfets:	$R_{ds_{on}}$ Typ. [mΩ]	$R_{ds_{on}}$ max [mΩ]
H-bridge de entrada e CHB-2cb 1:	IRFP 4368PbF: V _n = 75 V; I _d = 195 A; R θ_{jc} = 0,29°C/W; td _{on} = 43 ns; t _r = 220 ns; td _{off} = 170 ns; t _f = 260 ns; C _{iss} = 19230 pF.	1,46	1,85
	Diodo VF = 1,3 V; trr-> typ 130 ns, max 200 ns; Q _{rr} -> 450 – 680 nC (typ-max 25°C-175°C).		
CHB-2cb 2: chaves S25z e S26z	IRFP 4768: V _n = 250 V; I _d = 93 A; R θ_{jc} = 0,29°C/W; td _{on} = 36 ns; t _r = 160 ns; td _{off} = 57 ns; t _f = 110 ns; C _{iss} = 10880 pF.	14,5	17,5
	Diodo VF = 1,3 V; trr-> typ 180 ns, max 200 ns; Q _{rr} -> 1480–2260 nC (typ-max 25°C-175°C).		
CHB-2cb 2: chaves S21z... S24z	STW88N65M5: V _n = 650 V; I _d = 84 A; R θ_{jc} = 0,28°C/W; td _{on} = 141 ns; t _r = 16 ns; td _{off} = 56 ns; t _f = 29 ns; C _{iss} = 8825 pF.	24	29
	Diodo VF = 1,5V; trr-> typ 544 ns; Q _{rr} -> 14 uC (typ-max 25°C-150°C).		

Fonte: Próprio autor.

A Tabela 5-2 resume as principais características de implementação do protótipo montado em laboratório.

Tabela 5-2 – Principais características do conversor multinível

Parâmetros		Valores	Parâmetros		Valores
Configuração		(1:2:7:14)	P_o	1 kW	
V_{in}		48 V	V_o	220 V	
Célula	$V_{S1,1}$	13 V	Fator de potência	0,75 indutivo	
CHB-2cb 1	$V_{S1,2}$	26 V	f_{tr}	300 Hz ou 60 Hz	
Célula	$V_{S2,1}$	91 V	f_i	60 Hz	
CHB-2cb 2	$V_{S2,2}$	182 V	n	49 níveis	

Fonte: Próprio autor.

5.3 Resultados experimentais do controle da malha de saturação do transformador

Dentre os resultados experimentais coletados, inicialmente serão mostradas as aquisições da malha de saturação implementada no FPGA.

Primeiramente foi usado um potenciômetro conectado ao A/D do FPGA de onde foram extraídos três níveis de leituras:

Na primeira posição do potenciômetro o circuito de controle atua injetando componente CC no semiciclo positivo (saturação positiva);

Na segunda posição (central), não injeta componente CC, essa é a operação normal;

Por último, na terceira posição do potenciômetro é injetada componente CC no semiciclo negativo (saturação negativa).

Os resultados coletados da corrente de magnetização por meio dos passos acima mostram a dinâmica do transformador.

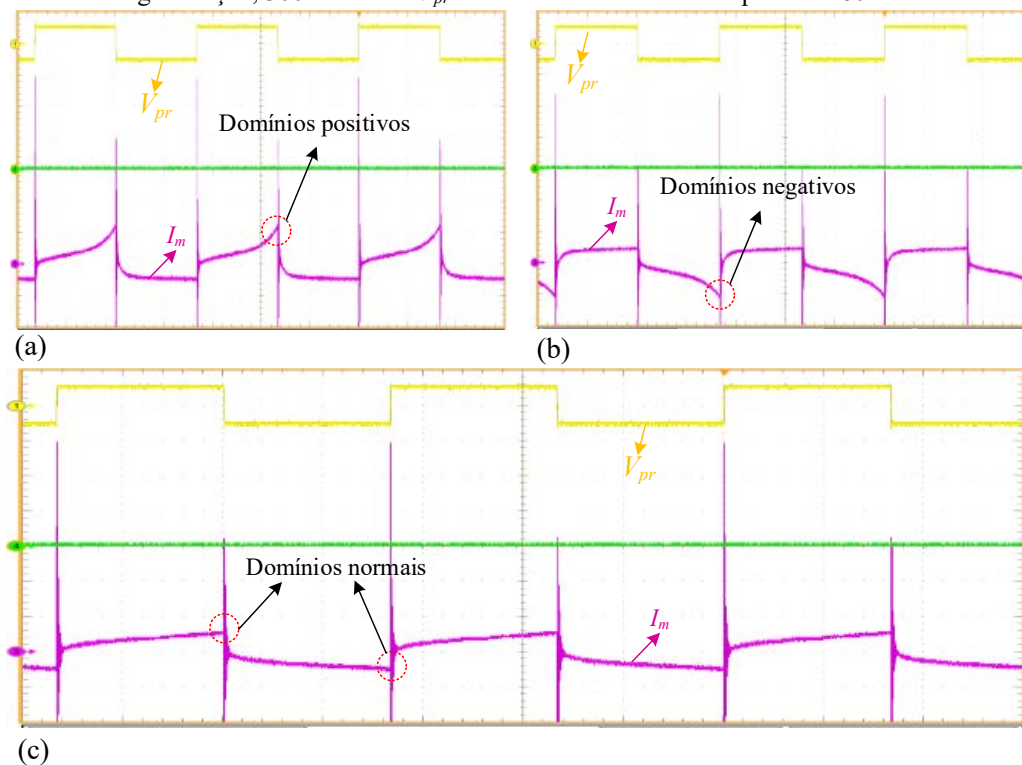
A característica dinâmica do transformador com núcleo GO (Grãos Orientados) diante da imposição à saturação, depende da orientação dos domínios magnéticos, os quais podem estar orientados positivamente (domínios positivos) ou negativamente (domínios negativos). Esses casos podem ser observados na Figura 5-2, onde tem-se:

Figura 5-2 (a) domínios magnéticos orientados positivamente. Caso proveniente após o transformador ter sido saturado no semiciclo positivo e depois de ser retirado o agente causador da saturação o transformador retorna a condição estável sem o uso da malha de correção da saturação.

Figura 5-2 (b) domínios magnéticos orientados negativamente. Caso proveniente após o transformador ter sido saturado no semiciclo negativo e depois de ser retirado o agente causador da saturação, o transformador retorna a condição estável sem o uso da malha de correção da saturação

O caso da Figura 5-2 (c) só ocorrerá mediante uma atuação externa com o controle da malha de saturação.

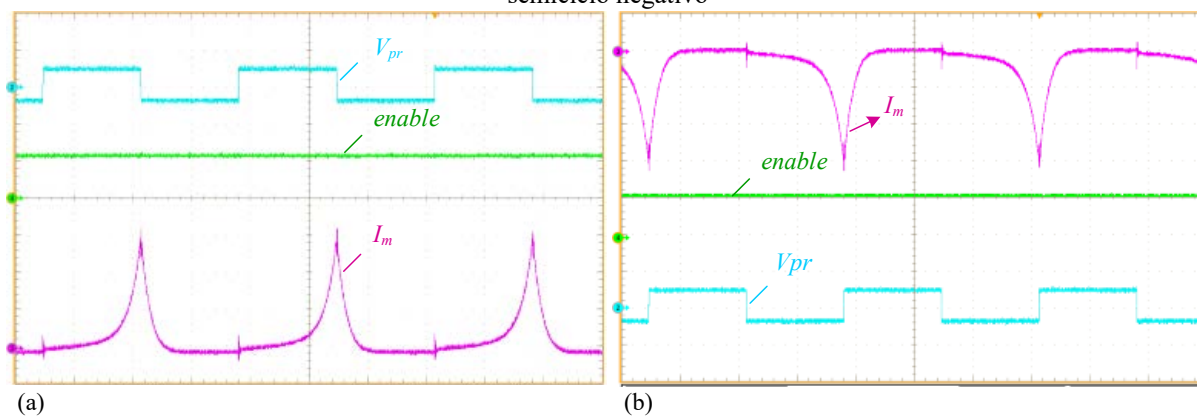
Figura 5-2 – Modos de operação do transformador toroidal com núcleo GO. Onde I_m é a corrente de magnetização, 300 mA/div e V_{pr} é a tensão no enrolamento primário 80 V/div



Fonte: Próprio autor.

A Figura 5-3 mostra o transformador com injeção de componente CC nos semiciclos positivo e negativo gerando respectivamente saturação positiva, Figura 5-3 (a), e saturação negativa Figura 5-3 (b).

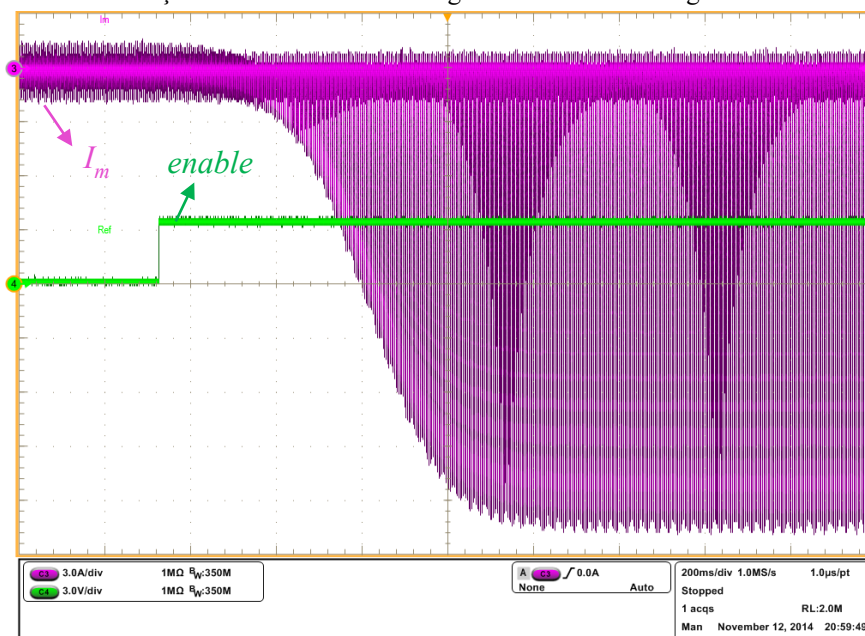
Figura 5-3 Transformador saturado onde: I_m é a corrente de magnetização, 2 A/div e V_{pr} é a tensão no enrolamento primário, 50 V/div: (a) transformador saturado no semiciclo positivo, (b) transformador saturado no semiciclo negativo



Fonte: Próprio autor.

A Figura 5-4 mostra a dinâmica da saturação negativa com tensão primária de 42 V para um nível de desbalanceamento Δs injetado no semiciclo negativo de V_{pr} .

Figura 5-4 – No canal 3, tem-se a corrente de magnetização, I_m , para uma tensão no enrolamento primário de 42 V. O canal 4 indica o instante onde é injetado o pequeno desbalanceamento Δs no semiciclo negativo com condição inicial de domínios magnéticos orientados negativamente



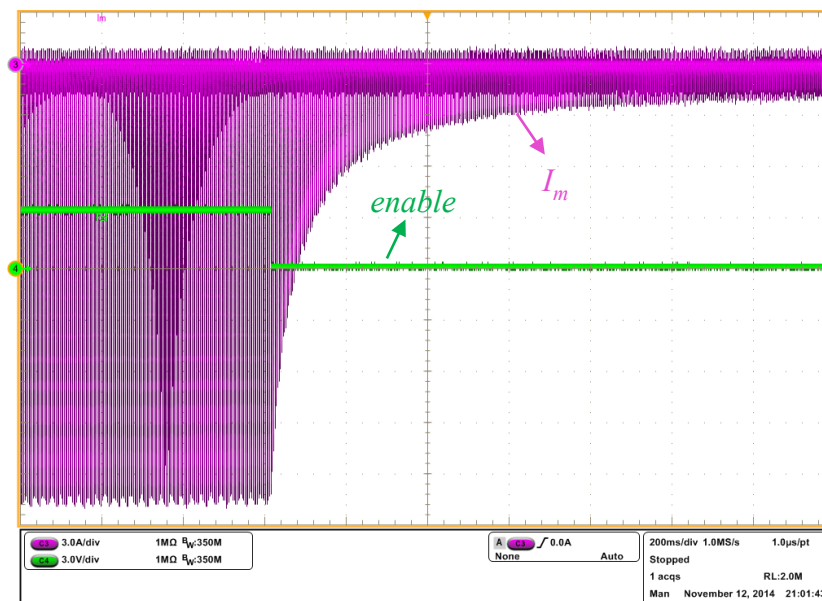
Fonte: Próprio autor.

Segundo os resultados de ensaios obtidos em laboratório, a característica dinâmica do transformador para 21 V de tensão sobre o enrolamento primário e com mesmo nível de desbalanceamento injetado conforme o empregado na Figura 5-4, resultou em um tempo de acomodação dos domínios magnéticos para produzir o início da saturação em torno dos 5 s⁵⁹. Esse tempo de 5 s possui uma forte influência da condição inicial do transformador, o qual estava com domínios magnéticos orientados positivamente. Enquanto para o dobro da tensão (42 V), Figura 5-4, o transformador iniciou a saturação em torno dos 80 ms. Todavia, a condição inicial para este último caso é feita com domínios magnéticos orientados negativamente, o que contribui para a diminuição do tempo de acomodação dos domínios magnéticos. Entende-se por tempo de acomodação dos domínios magnéticos, o intervalo de tempo compreendido a partir da retirada dos domínios magnéticos da sua condição inicial até o início da saturação do transformador.

A dinâmica do retorno a condição normal após a saturação com um desbalanceamento Δs e tensão no enrolamento primário de 42 V é vista na Figura 5-5.

⁵⁹ O tempo de 5 s para o ensaio com tensão de $V_{pr} = 21$ V, operando com o mesmo desbalanceamento Δs injetado para $V_{pr} = 42$ V, porém com os domínios magnéticos orientados positivamente, foi cerca de dez vezes o tempo de acomodação de 500 ms dos domínios magnéticos mostrado na Figura 5-4 para $V_{pr} = 42$ V.

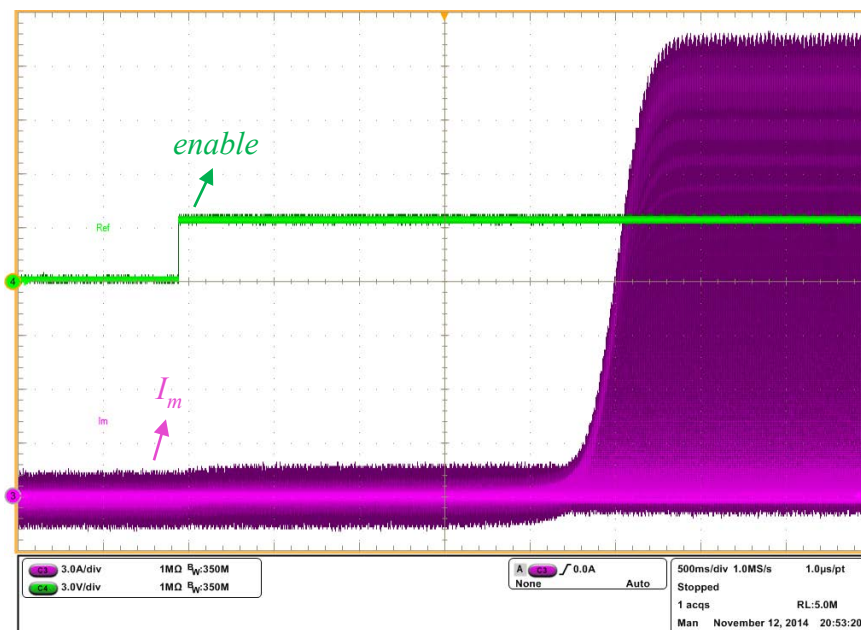
Figura 5-5 – Corrente de magnetização I_m ao retirar a componente CC do semiciclo negativo. Na descida para zero do sinal de *enable* é mostrado o instante da retirada da componente CC para o transformador alimentado com 42 V



Fonte: Próprio autor.

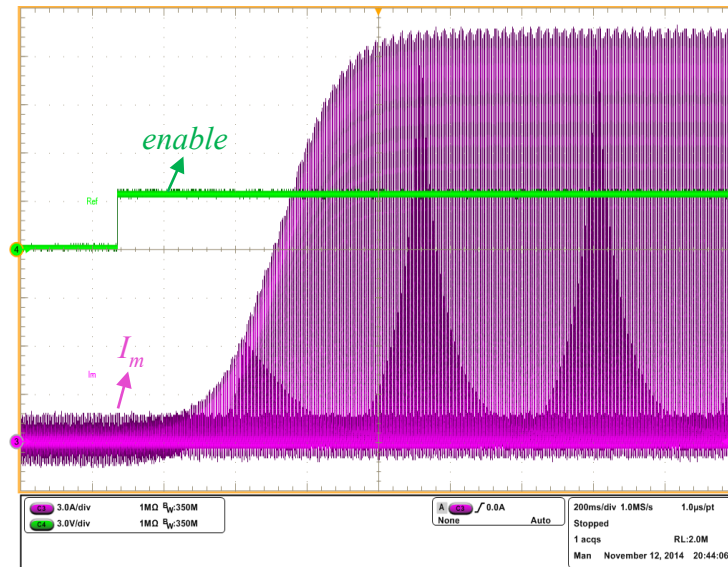
A tendência dos domínios magnéticos influenciam diretamente o tempo de acomodação até a chegada em plena saturação do transformador, por exemplo, se os domínios forem negativos (orientados) e for gerado um sinal para ocorrer uma saturação positiva, o tempo de acomodação terá duração muito maior do que se os domínios magnéticos fossem positivos (orientados), observa-se as Figura 5-6 e Figura 5-7.

Figura 5-6 – Domínio negativo (orientado) e saturação positiva para uma tensão do enrolamento primário de 42 V



Fonte: Próprio autor.

Figura 5-7 – Domínio positivo (orientado) e saturação positiva para uma tensão no enrolamento primário de 42 V

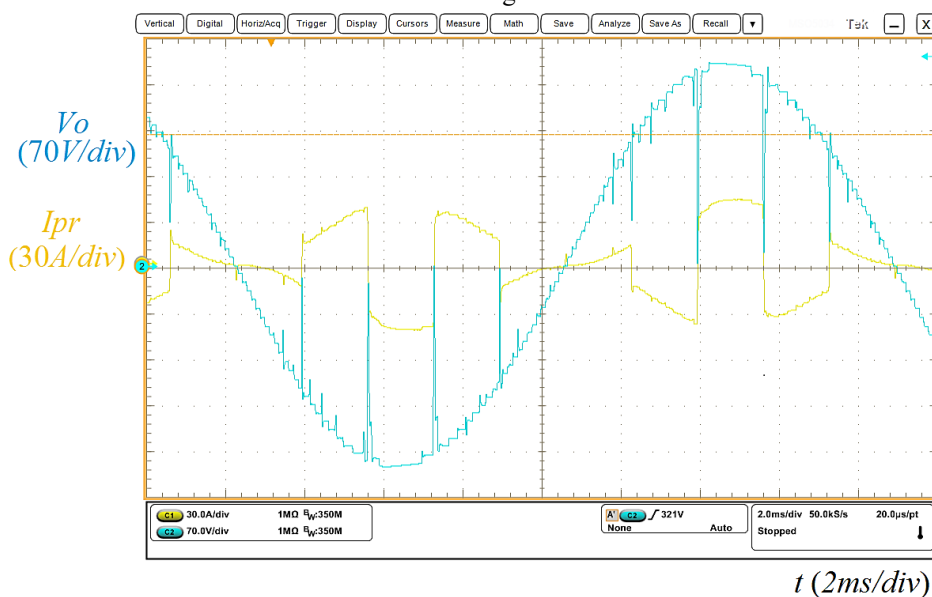


Fonte: Próprio autor.

5.4 Resultados experimentais para a topologia de 49 níveis utilizando duas células CHB-2cb em cascata com transformador operando em 300 Hz

A Figura 5-8 mostra a corrente no enrolamento primário controlada por meio da malha de correção da saturação implementada via FPGA. Nesta figura, pode-se verificar que a corrente está isenta de sobressinais ou *spikes* de corrente, o que valida a implementação dos estágios de chaveamento do conversor mediante a operação com cargas indutivas.

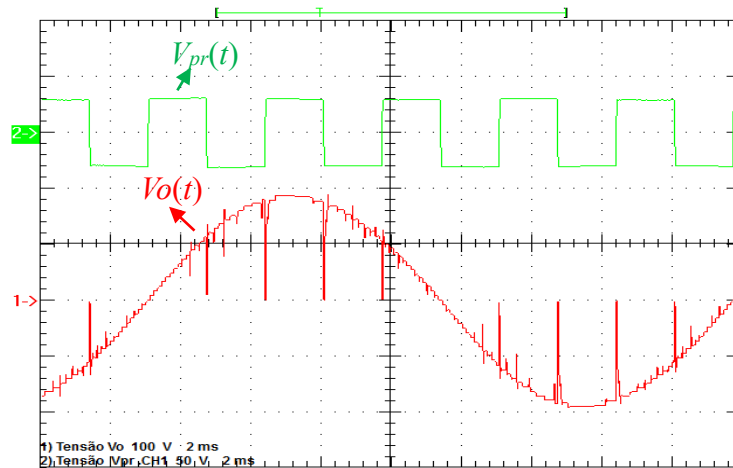
Figura 5-8 – Corrente no enrolamento primário I_{pr} (30 A/div) com a malha de saturação implementada e tensão V_o (70 V/div) na saída do inversor com duas células CHB-2cb em cascata resultando 49 níveis na tensão de saída alimentando uma carga de caráter indutiva



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 5-9 é mostrada a tensão no enrolamento primário e a forma de onda na tensão de saída com 49 níveis. Neste caso, pode-se constatar descidas para zero no sinal $V_o(t)$, que estão relacionadas com a comutação da ponte, onda $V_{pr}(t)$, em virtude do tempo de passagem por zero, $T_{pz} = 2 \mu s$, refletir diretamente na onda $V_o(t)$ adquirida sem filtro.

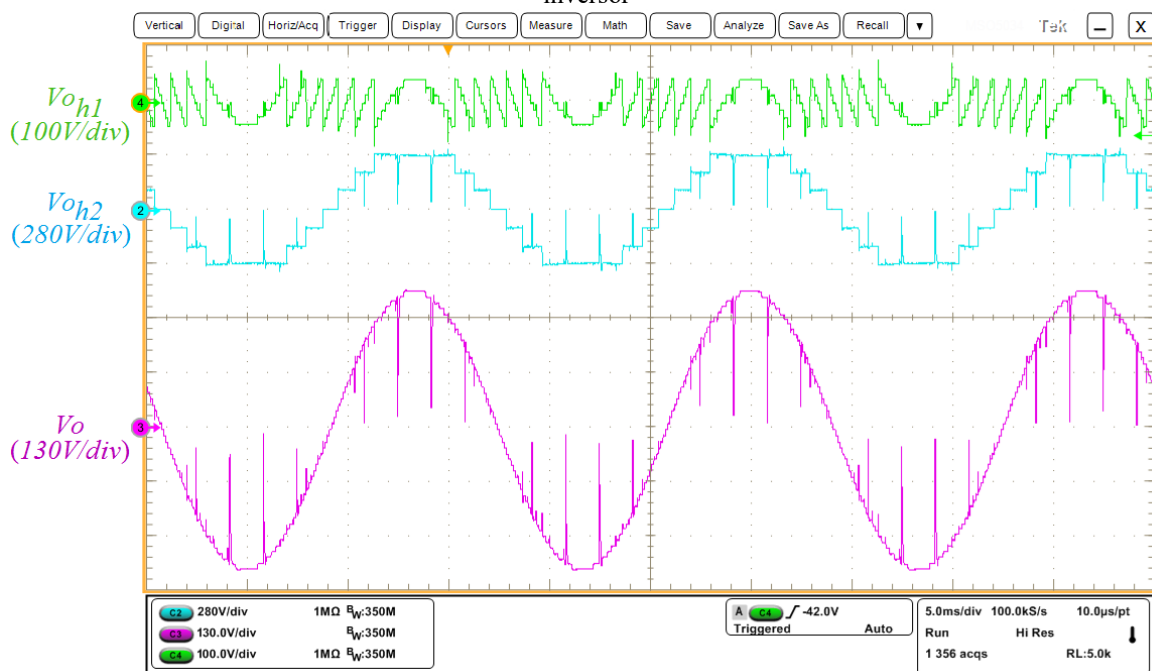
Figura 5-9 – Efeito do tempo de passagem por zero da ponte de entrada, tensão V_{pr} , na tensão de saída V_o



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 5-10 pode-se verificar a contribuição de cada célula CHB-2cb na formação da tensão de saída V_o para o inversor assimétrico operando com a configuração (1:2:7:14) que é dada para dois módulos CHB-2cb em cascata.

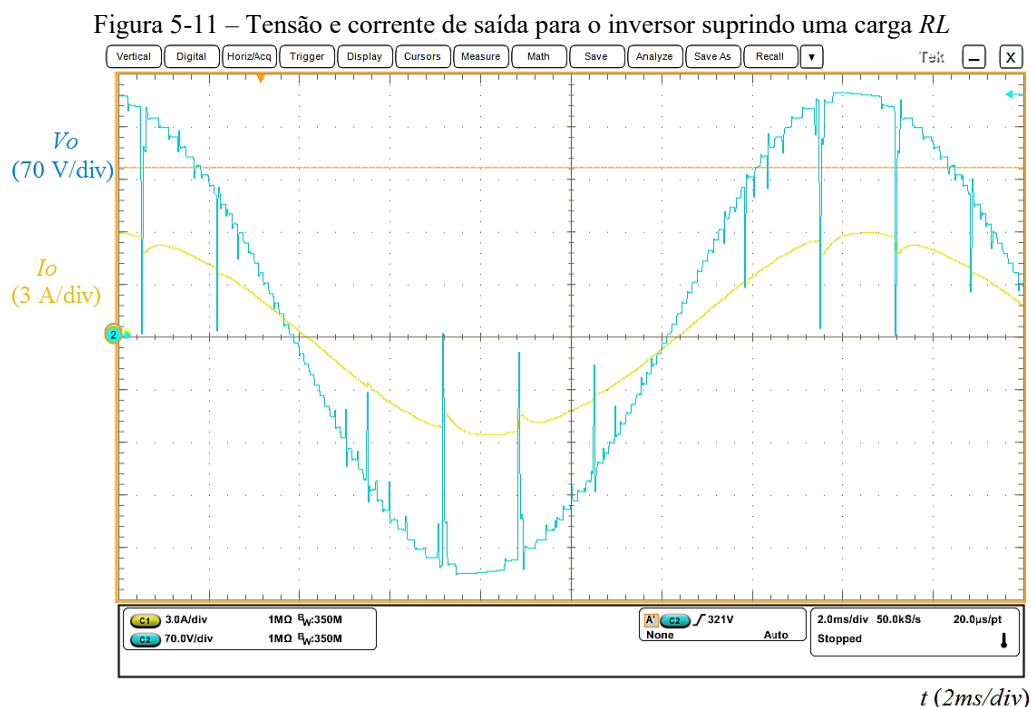
Figura 5-10 – Formas de onda no estágio de saída do conversor com duas células CHB-2cb em cascata, onde: V_{oh1} , V_{oh2} são as saídas respectivamente da primeira e segunda células CHB-2cb e V_o é a tensão de saída do inversor



Fonte: Próprio autor.

Um protótipo foi implementado com tensão de entrada $V_{in} = 48$ V e uma tensão de saída eficaz de 220 V com uma potência de 1 kW. Foi usada uma carga RL ($R = 48 \Omega$ e $L = 19,2$ mH) para verificar o desempenho do conversor.

A corrente na carga RL e a tensão de saída antes do indutor são vistas na Figura 5-11.



As discontinuidades nas formas de ondas da tensão V_o (Figura 5-8 - Figura 5-11) são resultados do tempo de passagem por zero da ponte H -bridge de entrada com $T_{pz} = 2 \mu\text{s}$. Contudo, essas discontinuidades podem ser sanadas reduzindo o tempo de passagem por zero, T_{pz} , e com a inserção de um adequado filtro de saída. Vale salientar que para potências acima de 500 W, quando a corrente de carga $I_o(t)$ é próxima do valor de pico, foi observado um T_{pz} ligeiramente maior, isso ocorre devido as indutâncias de dispersão dos enrolamentos do transformador.

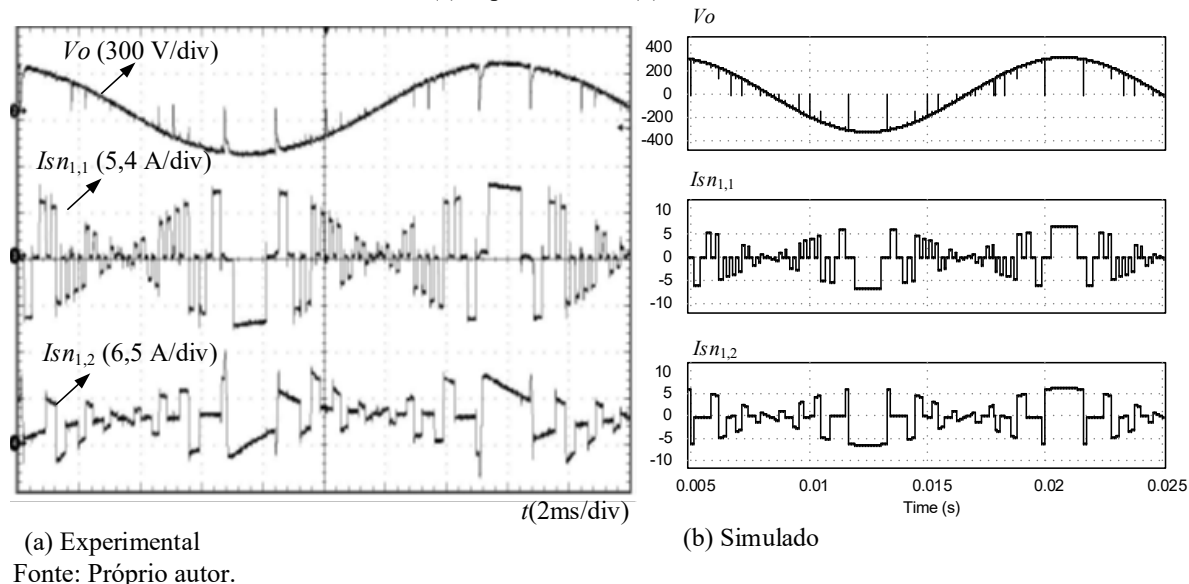
A Figura 5-12, mostra as correntes ($I_{sn_{1,1}}$ e $I_{sn_{1,2}}$) nos dois enrolamentos ($n_{1,1}$ e $n_{1,2}$) que alimentam a primeira célula CHB-2cb. Considerando um sentido de corrente positiva⁶⁰, foi feita a medição adotando a corrente como positiva entrando no amperímetro de cada enrolamento.

Como pode ser visto na Figura 5-12, a similaridade entre as correspondentes formas de ondas, as quais mostram a tensão $V_o(t)$ com as correntes nos enrolamentos ($n_{1,1}$ e $n_{1,2}$) da

⁶⁰ A corrente que circula nos enrolamentos da célula CHB-2cb no sentido horário. A orientação da corrente positiva entrando nos amperímetros de cada enrolamento é feita para a corrente circulando no sentido horário da célula CHB-2cb.

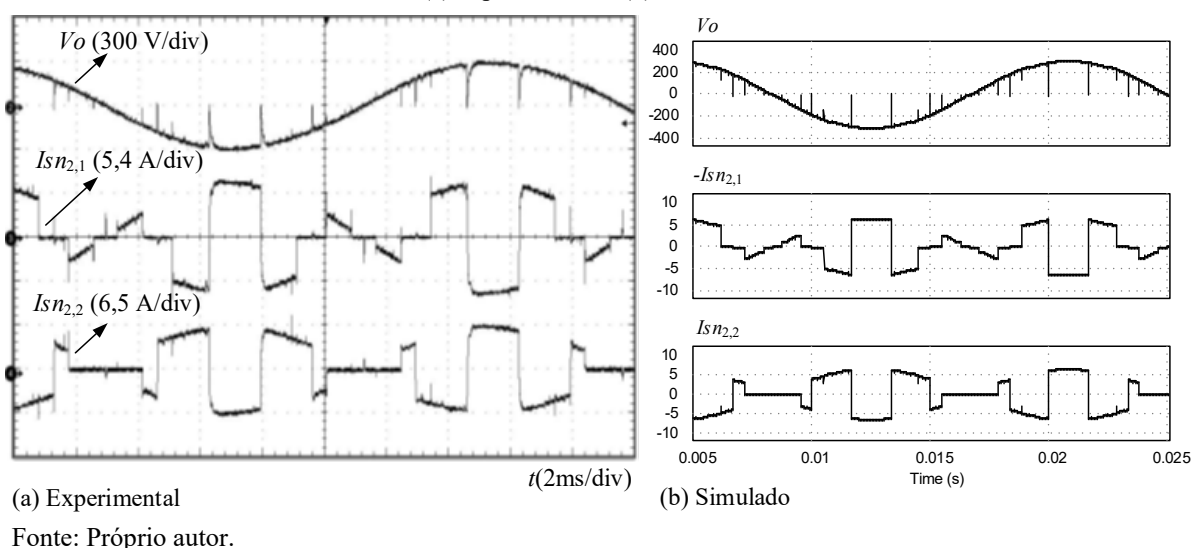
primeira célula CHB-2cb obtidas respectivamente para a Figura 5-12 (a) por meio de ensaios em laboratório e Figura 5-12 (b) por meio de simulação.

Figura 5-12 – Tensão de saída V_o e correntes nos enrolamentos da primeira célula para uma potência de 1 kW: (a) experimental e (b) simulado



Na Figura 5-13 são mostrados os aspectos das correntes ($Isn_{2,1}$ e $Isn_{2,2}$) nos enrolamentos da segunda célula (ou módulo de maior potência).

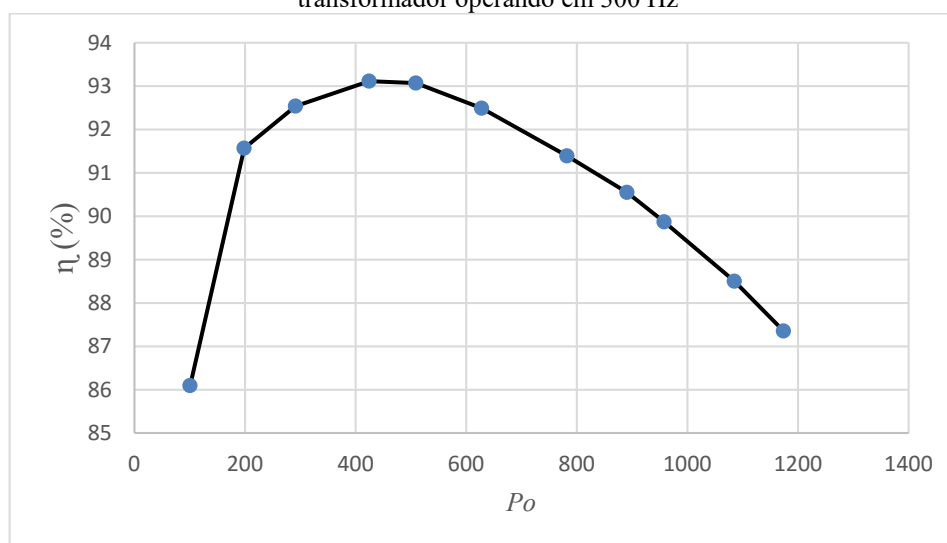
Figura 5-13 - Tensão de saída V_o e correntes nos enrolamentos da segunda célula para uma potência de 1 kW: (a) experimental e (b) simulado



Observando as Figura 5-13 e Figura 5-12, verifica-se a similaridade entre os resultados experimentais com os simulados. Nessas aquisições constata-se que as correntes nos enrolamentos estão isentas de sobressinais ou *spikes* o que validam os estados otimizados de comutação das chaves bidirecionais usadas na célula CHB-2cb.

Vale ressaltar que na implementação deste conversor, foi idealizada uma estrutura genérica capaz de validar todas as topologias propostas nesta tese, e portanto, não existiu a preocupação em dimensionar os componentes visando um máximo desempenho para apenas uma topologia específica. Mesmo assim, foi coletado a curva de rendimento, Figura 5-14, do conversor empregando duas células CHB-2cb em cascata com transformador operando em 300 Hz, para que o leitor tenha ideia do comportamento do conversor para diferentes tipos carga.

Figura 5-14 – Curva de rendimento para o conversor empregando duas células CHB-2cb em cascata com transformador operando em 300 Hz



Fonte: Próprio autor.

Segundo a Figura 5-14, a eficiência de pico obtida nos ensaios foi de 93%. A partir deste valor as perdas ôhmicas prevalecem e na faixa de 1 kW a eficiência ficou em 89,4%.

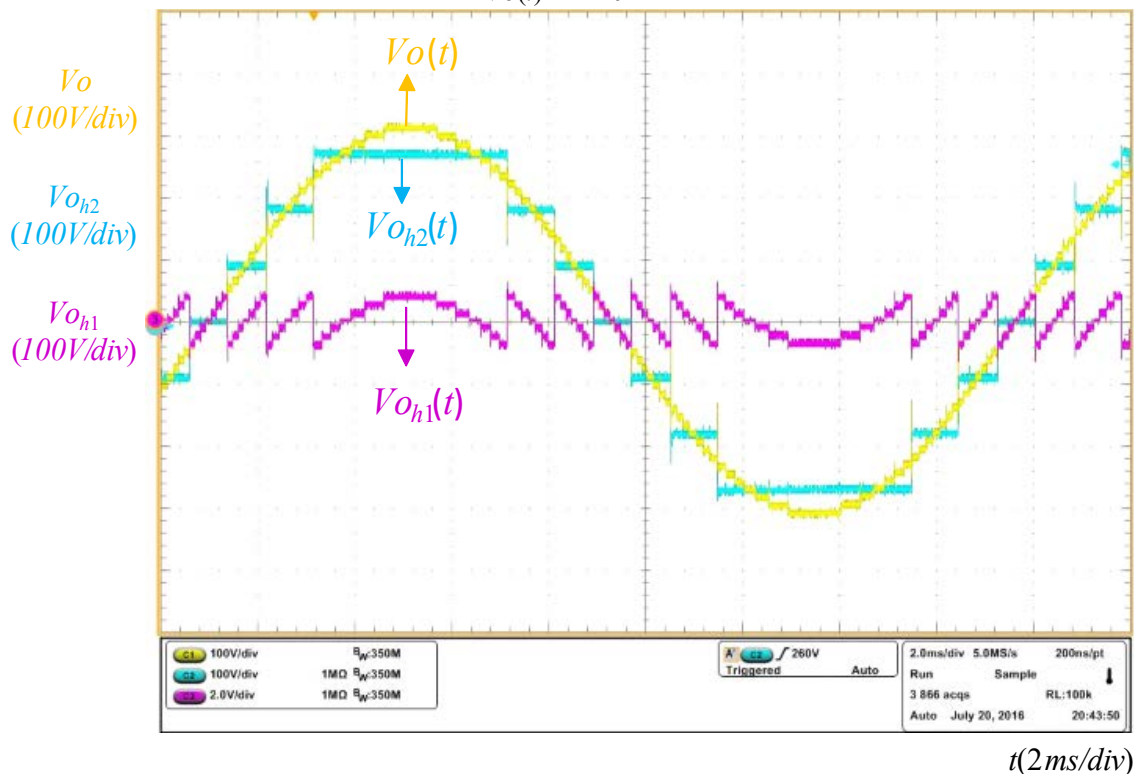
5.5 Resultados para a topologia híbrida isolada mostrada na Figura 1-4 (b), composta no estágio de saída por uma célula CHB-2cb em cascata com uma célula reduzida

Neste caso particular da topologia estudada, a estrutura apresentada primeiramente na Figura 1-4 (a) ao operar na frequência fundamental se transforma na nova topologia híbrida mostrada na Figura 1-4 (b) sem utilizar as duas chaves bidirecionais S22z e S23z. Essa topologia da Figura 1-4 (b) apesar de utilizar menos interruptores, apresenta o mesmo número de chaves em condução que a topologia da Figura 1-4 (a).

Para as análises desta topologia, foi usado um outro transformador toroidal de múltiplos secundários de aço silício com grãos orientados projetado para a frequência fundamental, diferentemente do transformador projetado para 300 Hz especificamente para a topologia de 49 níveis empregando duas células CHB-2cb em cascata no estágio CA-CA.

A Figura 5-15 mostra a contribuição de cada célula na confecção da tensão de saída $V_o(t)$ para o inversor multinível visto na Figura 1-4 (b).

Figura 5-15 – Tensões de saída nas células $V_{o_{h1}}(t)$ e $V_{o_{h2}}(t)$ do inversor multinível para a confecção da tensão de saída $V_o(t)$ com 49 níveis



Fonte: Próprio autor.

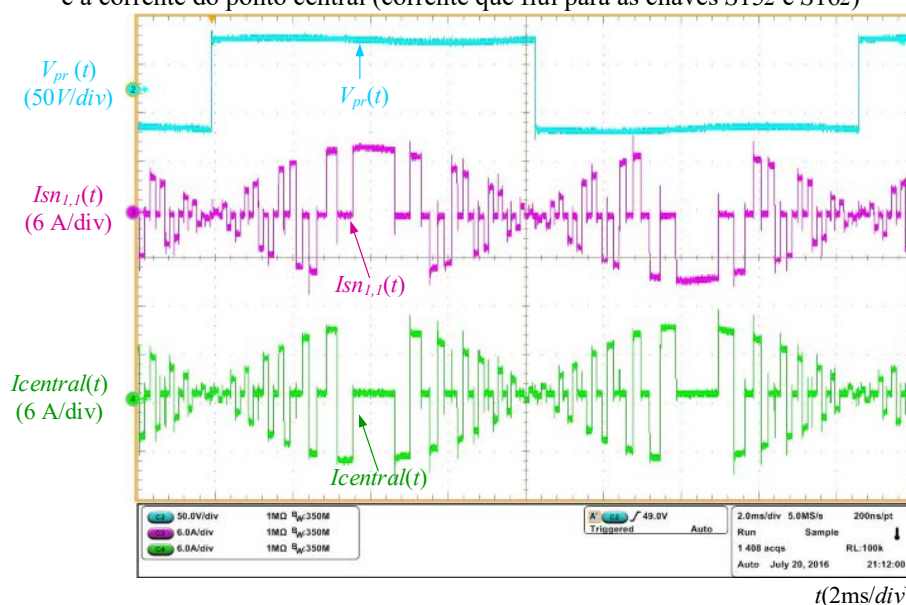
Como pode ser visto na Figura 5-15, as formas de onda para o inversor híbrido, Figura 1-4 (b), que opera na frequência fundamental são semelhantes as apresentadas na Figura 5-10, com exceção das transições de passagem por zero (T_{pz}) dada pela ponte *H-bridge* de entrada. Devido as ausências das transições de passagem por zero da ponte *H-bridge*, a tensão de saída está livre de distorções impostas pela comutação da ponte para frequência superiores a frequência fundamental. Isso se reflete numa melhor qualidade da forma de onda da tensão $V_o(t)$.

Uma característica peculiar desta topologia se evidencia na limitação quanto ao tipo de aplicação requerida, por exemplo, quando os parâmetros de projetos tem como requisito aplicações móveis como trens ou veículos elétricos, essa topologia leva desvantagem devido ao peso do transformador imposto pela operação na frequência fundamental. Porém, como a maioria das aplicações são estáticas, este conversor se torna uma boa alternativa devido suas características atrativas como: bidirecionalidade, uso de apenas uma fonte CC, pode operar como elevador ou abaixador de alto ganho, utiliza poucos componente em condução, atua em baixa frequência, pode operar sem filtro em V_o , possui isolamento incorporada para operação no

padrão americano, possui baixo EMI e pode controlar a tensão de saída sem a dependência de um conversor CC-CC.

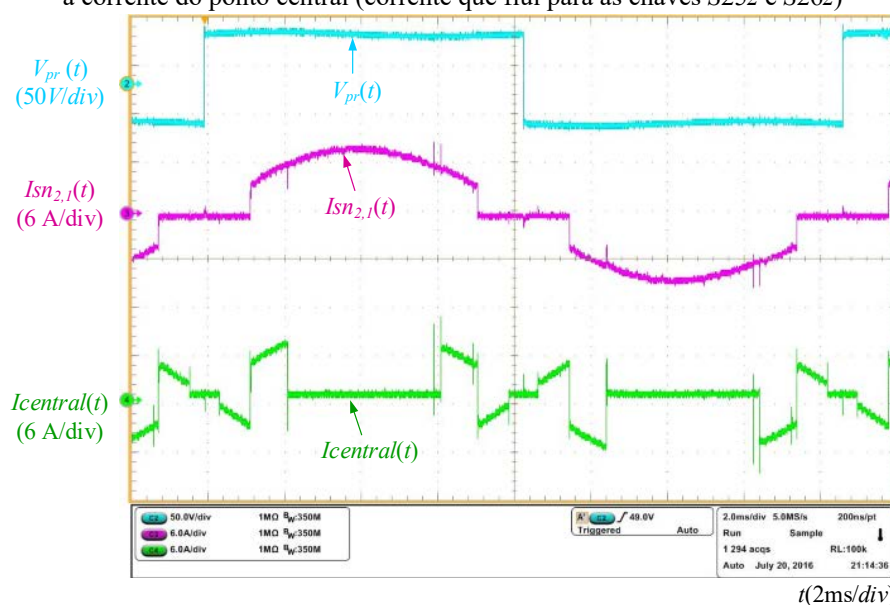
As Figura 5-16 e Figura 5-17 mostram as correntes nos enrolamentos do transformador para o inversor multinível processando uma potência de 1 kW.

Figura 5-16 – Correntes nos enrolamentos da célula 1: $I_{sn_{1,1}}$ é a corrente no primeiro enrolamento $n_{1,1}$ e $I_{central}$ é a corrente do ponto central (corrente que flui para as chaves $S15z$ e $S16z$)



Fonte: Próprio autor.

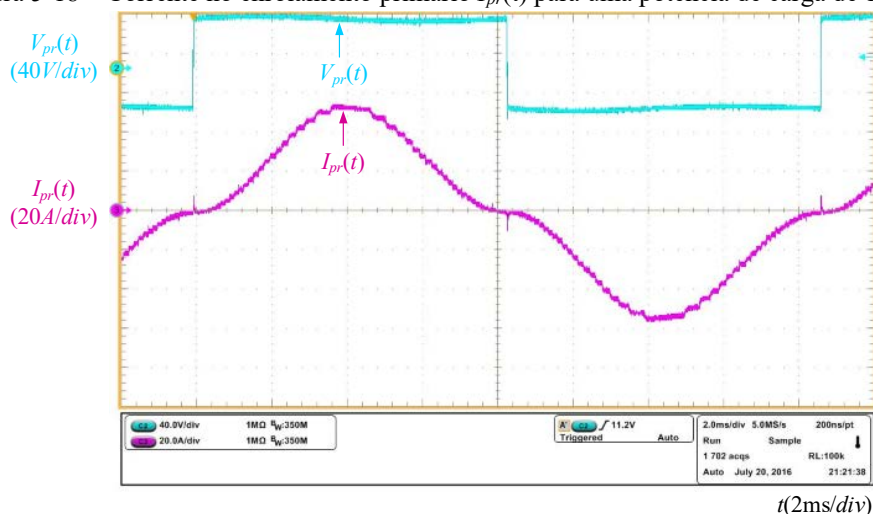
Figura 5-17 - Correntes nos enrolamentos da célula 2: $I_{sn_{2,1}}$ é a corrente no primeiro enrolamento $n_{2,1}$ e $I_{central}$ é a corrente do ponto central (corrente que flui para as chaves $S25z$ e $S26z$)



Fonte: Próprio autor.

A Figura 5-18 mostra a corrente no enrolamento primário $I_{pr}(t)$ para operação do inversor multinível com uma potência de carga de 1 kW.

Figura 5-18 – Corrente no enrolamento primário $I_{pr}(t)$ para uma potência de carga de 1 kW

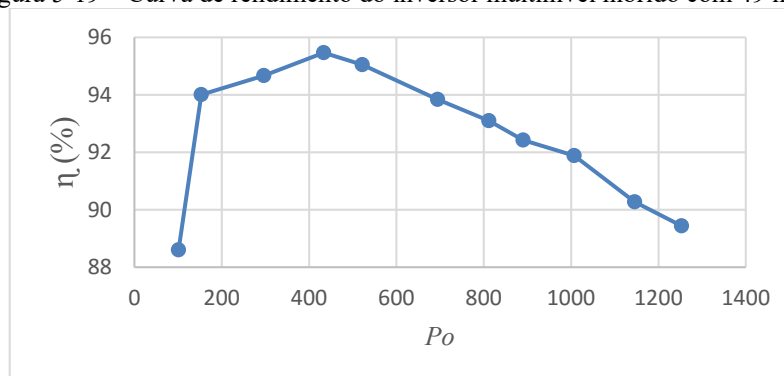


Fonte: Próprio autor.

Conforme foi visto nas Figura 5-16 a Figura 5-18, as correntes nos enrolamentos estão isentas de *spikes*, o que valida a técnica de acionamento independente das chaves bidirecionais para operação do inversor multinível com transformador operando na frequência fundamental.

A Figura 5-19 mostra a curva de rendimento do inversor multinível híbrido de 49 níveis.

Figura 5-19 – Curva de rendimento do inversor multinível híbrido com 49 níveis



Fonte: Próprio autor.

Como pode ser observado na Figura 5-19 a eficiência de pico para o conversor multinível estudado foi de 95,5%. Enquanto para uma potência de 1 kW a eficiência foi de 92%.

Quando comparado as curvas de rendimento da topologia empregando duas células CHB-2cb em cascada, Figura 5-14, com a curva de rendimento do inversor multinível híbrido, Figura 5-19, verifica-se que além da maior frequência de operação 300 Hz usada na obtenção da Figura 5-14, as indutâncias de dispersão nos enrolamentos também contribuíram para uma menor eficiência.

6 CONCLUSÕES GERAIS

Este trabalho apresentou novas topologias de inversores multiníveis assimétricos com potencial para aplicações em microrredes, sistemas fotovoltaicos *stand-alone*, conexão de barramento CC com sistemas CA, e em aplicações onde é exigido o fluxo bidirecional de corrente.

No desenvolvimento deste trabalho foi demonstrado que o uso da configuração de acionamento da chave bidirecional adotada, a qual utiliza dois mosfets em anti-série, é atrativa do ponto de vista da redução da frequência de comutação quando é aplicado em conversores multiníveis com estágio CA-CA. Neste contexto, foi verificado no capítulo 2 que até mesmo o conversor operando com uma frequência do transformador de 300 Hz, as chaves da célula de menor potência operaram com frequência menor que a operação do inversor com células CHB-2cb utilizando fontes CC. Também foi visto em gráficos comparativos com outros inversores que o conversor proposto no capítulo 2 de 49 níveis apresentou a partir de 7 níveis na tensão de saída, menor número de componentes em condução do que o inversor CHB-simétrico e quando comparado com os inversores CHB-binário e CHB-ternário operando com fontes CA o inversor proposto apresentou menor número de componentes em condução em todas as faixas. Também foi mostrado a implementação da modulação PWM para o uso de uma célula CHB-2cb operando com fontes de tensão contínua e alternada. Na ocasião do uso da célula CHB-2cb com fontes de tensão alternadas, foi dada a contribuição no circuito de acionamento das chaves bidirecionais vislumbrando reduzir a complexidade na implementação de estratégias PWM.

Duas configurações foram propostas para a topologia CHB-cb no capítulo 3, onde se pôde verificar menor número de componentes que as topologias convencionais CHB-binário e CHB-ternário. Equações para computar a frequência de cada chave utilizando a modulação *staircase* foram desenvolvidas para as duas configurações propostas. A topologia do capítulo 3 pode operar com reduzido número de fontes independentes quando comparada com os inversores CHB binário e ternário. Foi verificado que quando é usada a configuração de uma fonte CC em paralelo com um ramo de dois capacitores em série para produzir as duas fontes de tensão da célula CHB-cb, o próprio chaveamento natural do conversor é suficiente para produzir o equilíbrio da tensão sobre os dois capacitores, sendo dispensado adicional malha de desequilíbrio para os capacitores do barramento. Outra contribuição se efetuou na forma de implementação da estratégia de modulação híbrida PWM para os conversores multiníveis cascadeados empregando células base de 5 níveis, como a célula CHB-cb, cujos resultados para

a conexão em cascata de duas células CHB-cb operando com apropriada relação de peso entre as fontes resultou em 17 níveis modulados na tensão de saída.

Uma topologia atrativa do ponto de vista do reduzido número de componentes em condução operando com apenas uma fonte CC foi mostrada no capítulo 4. Esta topologia apesar de operar com menos níveis, 17 níveis em V_o , comparada à topologia abordada no capítulo 2, com 49 níveis, os níveis de tensão são modulados para a topologia proposta no capítulo 4 e reduzido filtro na saída V_o pode ser conectado para se ter uma baixa DHT. Contribuições no capítulo 4 são dadas na nova topologia, bem como na estratégia de modulação empregada. Para o caso do conversor mostrado no capítulo 4 a associação de apenas duas células T é suficiente para produzir 17 níveis modulados em V_o com apenas 2 chaves bidirecionais em condução no estágio de saída.

Os resultados experimentais validaram dois conversores multiníveis propostos de 49 níveis, o primeiro operando em 300 Hz e o segundo em 60 Hz. Ambos os conversores multiníveis atuaram com uma técnica de correção da saturação do transformador também proposta.

Os resultados experimentais validaram a técnica de acionamento otimizada das chaves bidirecionais empregando dois mosfets em anti-série. Na ocasião, foi empregado apenas um estado de transição na comutação das chaves bidirecionais pertencentes a um mesmo braço de um inversor operando no estágio CA-CA. A técnica proposta do acionamento otimizado para as chaves bidirecionais contempla sempre dois mosfets conduzindo (*dreno-source*) durante o estado de nível n e somente na transição de nível que é feita a condução de uma chave com o diodo da chave adjacente. Essa técnica de acionamento otimiza as perdas de condução e comutação envolvendo chaves bidirecionais.

Por fim, o uso de topologias de alta resolução na tensão de saída com poucos componentes é promissora devido a possibilidade de eliminar um conversor CC-CC na entrada do inversor e o controle da tensão de saída ser dado apenas pelo ajuste do número de níveis.

As estruturas propostas são aptas para operar com grande densidade de potência, reduzindo o custo de implementação de filtros volumosos e também introduz novas topologias de inversores multiníveis que são adequadas até mesmo para aplicações em baixas potências.

7 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Proposta 1: Implementar o conversor usando duas células CHB-2cb em cascata utilizando um barramento de entrada maior que 48 V empregando um tempo de passagem por zero, T_{pz} da ponte *H-bridge* de entrada menor que 2 μ s e projetar o conversor para uma frequência maior que 300 Hz utilizando um novo núcleo, o de pó de ferro por exemplo.

Proposta 2: Comparar a Proposta (1) com os conversores de 49 níveis com estágio CA-CA implementados nesta tese.

Proposta 3: Implementar a célula CHB-2cb de sete níveis com estágio CA-CA.

Proposta 4: Implementar a célula CHB-2cb de sete níveis com fontes CC obtidas por uma nova topologia de retificar ou com saídas de conversores CC-CC.

Proposta 5: Implementar o conversor multinível empregando duas células CHB-cb em cascata, operando com a modulação híbrida modificada utilizando apenas duas fontes CC isoladas.

Proposta 6: Implementar o conversor multinível isolado empregando duas células T em cascata operando com a estratégia de modulação PWM proposta.

Proposta 7: Realizar a análise de esforços e perdas dos conversores multiníveis propostos.

REFERÊNCIAS

- ABU-RUB, H. *et al.* Medium-voltage multilevel converters-State of the art, challenges, and requirements in industrial applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 8, p. 2581-2596, 2010.
- ALEPUZ, S. *et al.* Interfacing renewable energy sources to the utility grid using a three-level inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n. 5, p. 1504-1511, 2006.
- ASSIS, Andre Koch Torres. **Os fundamentos experimentais e históricos da eletricidade**. Apeiron, 2010.
- BAHIA, F. A. d. C. Hybrid nine-level single-phase inverter based on modular multilevel cascade converter. **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, Milwaukee, WI, p. 1-7, 2016.
- BAHMAN, A. S.; BLAABJERG, F. "Comparison between 9-level hybrid asymmetric and conventional multi-level inverters for medium voltage application. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics**, Taipei, Taiwan, p. 1-7, 2013.
- BAKER, R. H.; BANNISTER, L. H. **Electric power converter**. U S. Patent 3,867,643, 18 fev. 1975.
- BAKER, Richard H. **High-voltage converter circuit**. U.S. Patent n. 4,203,151, 13 maio 1980.
- BARBOSA, P. *et al.* Active-neutral-point-clamped (ANPC) multilevel converter technology. **European Conference on Power Electronics and Applications**, p. 1-10, 2005.
- BOOBALAN, S.; DHANASEKARAN, R. Hybrid topology of asymmetric cascaded multilevel inverter with renewable energy sources. **IEEE International Conference on Advanced Communications, Control and Computing Technologies**, Ramanathapuram, p. 1046-1051, 2014.
- BERISTÁIN, J. *et al.* A New Single-Phase HF-Link Multilevel Inverter. **IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference (PESC)**, p. 237-243, 2005.
- BLAABJERG, F.; MA, K. Future on power electronics for wind turbine systems. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 1, n. 3, p. 139-152, 2013.
- BONALDO, J. P.; PAREDES, H. K. M.; POMILIO J. A. Controle flexível para conversores monofásicos conectados a sistemas elétricos distorcidos de baixa tensão. **Eletrônica de potência**, v. 19, p. 354-367, 2014.
- CAN, E.; SAYAN, H. H. PID and fuzzy controlling three phase asynchronous machine by low level DC source three phase inverter. **Tehnicki Vjesnik - Technical Gazette**, v. 23, p. 753-761, 2016.

CAMPOS, M. *et al.* Desenvolvimento de um veículo urbano como trabalho multidisciplinar em engenharia elétrica. **Eletrônica de potência**, v. 19, p. 406-413, 2014.

CELANOVIC, N.; BOROYEVICH, D. A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters. **IEEE Transactions on power electronics**, v. 15, n. 2, p. 242-249, 2000.

CHEN, Z.; GUERRERO, J. M.; BLAABJERG, F. A review of the state of the art of power electronics for wind turbines. **IEEE Transactions on power electronics**, v. 24, n. 8, p. 1859-1875, 2009.

CHIASSON, J. N. *et al.* A new approach to solving the harmonic elimination equations for a multilevel converter. **38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference**, v. 1, p. 640-647, 2003.

CHINNAIYAN, V. K.; JEROME, J.; KARPAGAM, J.; SURESH, T. Control Techniques for Multilevel Voltage Source Inverters. **The 8th International Power Engineering Conference (IPEC)**, p. 1023-1028, 2007.

DA SILVA, S. A. O. *et al.* Single-phase grid-connected photovoltaic system with active power line conditioning. **Eletronica de potência**, v. 20, p. 8-18, 2014/2015.

DAHER, S.; SCHMID, J.; ANTUNES, F. L. M. Multilevel inverter topologies for stand-alone PV systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 7, p. 2703-2712, jul. 2008.

DAHER, S. **Analysis, design and implementation of a high efficiency multilevel converter for renewable energy systems**. 2006. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Institut für Elektrische Energietechnik Rationelle nergiewandlung Fachbereich Elektrotechnik, Informatik Universität, Kassel, 2006.

DAS, M. K. Commercially available cree silicon carbide power devices: Historical success of jbs diodes and future power switch prospects. **CS MANTECH Conference**, p. 315-317, 2011.

DE MESQUITA, S. J.; ANTUNES, F. L. M.; DAHER, S. A high resolution output voltage multilevel inverter topology with few cascade-connected cells. **IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, Fort Worth, TX, p. 289-296, 2014.

DICKERSON, J. A.; OTTAWAY, G. H. **Transformerless power supply with line to load isolation**. U.S. Patent n. 3,596,369, 3 ago. 1971.

DIONG, B.; CORZINE, K. WTHD-optimal staircase modulation of single-phase multilevel inverters. **IEEE International Conference on Electric Machines and Drives** p. 1341-1344, 2005.

DIXON, J. *et al.* Asymmetrical Multilevel Inverter for Traction Drives Using Only One DC Supply. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 59, n. 8, p. 3736-3743, oct. 2010.

ENJETI, P. N.; CHOI, S. An approach to realize higher power PWM AC controller. **Proceedings Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition**, San Diego, CA, p. 323-327, 1993.

ESSAKIAPPAN, S. *et al.* A new control strategy for megawatt scale multilevel photovoltaic inverters under partial shading. **3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)**, p. 336-343, Aalborg, 2012.

FRANQUELO, L. G. *et al.* The age of multilevel converters arrives. **IEEE industrial electronics magazine**, v. 2, n. 2, p. 28-39, 2008.

FUKUTA, Y.; VENKATARAMANAN, G. DC bus ripple minimization in cascaded H-bridge multilevel converters under staircase modulation. **Conference Record of the IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting**, Pittsburgh, PA, USA, v. 3 p. 1988-1993, 2002.

GONZÁLEZ, R. *et al.* Transformerless single-phase multilevel-based photovoltaic inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 7, p. 2694-2702, 2008.

HASSAN, O.; KLUMPNER, C.; ASHER, G. Design considerations for core material selection and operating modes for a high frequency transformer used in an isolated DC/DC converter. **Proceedings of the 14th European Conference on Power Electronics and Applications**, Birmingham, p. 1-11, 2011.

IER. **History of Electricity**. Disponível em: <<http://instituteforenergyresearch.org/history-electricity/>>. Acesso em: 15 mar. 2016.

KAARTHIK, R. S. *et al.* A hybrid multilevel inverter scheme for induction motor drives and grid-tied applications using a single DC-link. **IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)**, Seville, p. 3010-3015, 2015.

KAMINSKI, N.; HILT, O. SiC and GaN devices – wide bandgap is not all the same. **IET Circuits, Devices & Systems**, v. 8, n. 3, p. 227–236, 2014.

KARASANI, R. R. *et al.* A Three-Phase Hybrid Cascaded Modular Multilevel Inverter for Renewable Energy Environment. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 2, p. 1070-1087, feb. 2016.

KHOUCHA, F. *et al.* Hybrid Cascaded H-Bridge Multilevel-Inverter Induction-Motor-Drive Direct Torque Control for Automotive Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 3, p. 892-899, mar. 2010.

KHOUCHA, F. *et al.* Symmetrical and asymmetrical H-bridge multilevel inverter for DTC induction motor drive automotive applications. **IEEE IECON**, p. 1344-1349. 2009.

KOURO, S. *et al.* Recent advances and industrial applications of multilevel converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 8, p. 2553-2580, aug. 2010.

- KHOUCHA, F. *et al.* A Comparison of Symmetrical and Asymmetrical Three-Phase H-Bridge Multilevel Inverter for DTC Induction Motor Drives. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 26, n. 1, p. 64-72, mar. 2011.
- KOUTROULIS, E.; BLAABJERG, F. Methodology for the optimal design of transformerless grid-connected PV inverters. **IET Power Electronics**, v. 5, n. 8, p. 1491-1499, sept. 2012.
- KUMAR, J.; DAS, B.; AGARWAL, P. Selective harmonic elimination technique for a multilevel inverter. **Fifteenth National Power Systems Conference (NPSC)**, IIT Bombay, p. 608-613, dec. 2008.
- LAI, J.-S.; PENG, F. Z. Multilevel converters-a new breed of power converters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 32, n. 3, p. 509-517, May/Jun 1996.
- LAI, Y. S.; SHYU, F. S. Topology for hybrid multilevel inverter. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 149, n. 6, p. 449-458, nov. 2002.
- LI, Q.; WOLFS, P. A review of the single phase photovoltaic module integrated converter topologies with three different DC link configurations. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 3, p. 1320-1333, 2008.
- LI, W.; HE, X. Review of nonisolated high-step-up DC/DC converters in photovoltaic grid-connected applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 4, p. 1239-1250, 2011.
- LI, X.; HUI, D.; LAI, X. Battery energy storage station (BESS)-based smoothing control of photovoltaic (PV) and wind power generation fluctuations. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 4, n. 2, p. 464-473, 2013.
- LIU, Y.; HONG, H.; HUANG, A. Q. Real-time algorithm for minimizing THD in multilevel inverters with unequal or varying voltage steps under staircase modulation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 6, p. 2249-2258, 2009.
- LOH, P. C.; BODE, G. H.; TAN, P. C. Modular hysteresis current control of hybrid multilevel inverters. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**. v. 152, n. 1, p. 1-8, jan. 2005.
- LOPEZ, M. G. *et al.* Performance analysis of a hybrid asymmetric multilevel inverter for high voltage active power filter applications. **Industrial Electronics Society. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE**, v. 2, p. 1050-1055, 2003.
- MACHADO, I. R. *et al.* Sistema Eólico de Pequeno Porte para Carregamento de Baterias. **Eletrônica de Potência**, v. 12, no. 2, p. 97-104, 2007.
- MALINOWSKI, M. *et al.* A survey on cascaded multilevel inverters. **IEEE transactions on industrial electronics**, v. 57, n. 7, p. 2197-2206, 2010.
- MANJREKAR, M. D.; LIPO, T. A. A hybrid multilevel inverter topology for drive applications. **Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, Thirteenth Annual, Anaheim, CA, v. 2, p. 523-529, feb. 1998a.

MANJREKAR, M. D.; LIPO, T. A. A generalized structure of multilevel power converter. **International Conference on Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth**, Perth, WA, Australia, p. 62-67, dec. 1998b.

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, may/jun. 2000.

MANOHARAN, M. S. *et al.* A single-source photovoltaic power conditioning system using asymmetric cascaded multilevel inverter. **9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)**, Seoul, p. 21-26, 2015.

MARIÉTHOZ, S. Design and Control of High-Performance Modular Hybrid Asymmetrical Cascade Multilevel Inverters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 6, p. 4018-4027, nov.- dec. 2014.

MARIÉTHOZ, S. Systematic Design of High-Performance Hybrid Cascaded Multilevel Inverters With Active Voltage Balance and Minimum Switching Losses. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 7, p. 3100-3113, jul. 2013.

MARIÉTHOZ, S.; RUFER, A. Multisource DC-DC converter for the supply of hybrid multilevel converter. **IEEE transactions on industrial electronics**, p. 982-987, 2006.

MARCHESONI, M.; MAZZUCHELLI, M.; TENCONI, S. A nonconventional power converter for plasma stabilization. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 5, n. 2, p. 212-219, 1990.

MASSOUD, A. M.; FINNEY, S. J.; WILLIAMS, B. W. Control techniques for multilevel voltage source inverters. **Power Electronics Specialist Conference (PESC). IEEE 34th Annual**. p. 171-176, 2003.

MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 4, p. 858-867, 2002.

MEYER, H. W.; DIBNER, B. **A history of electricity and magnetism**. Mass. MIT Press, Cambridge, 1971.

MISHRA, U. Compound semiconductors; GaN and SiC, Separating fact from fiction in both research and business. **(plenary presentation)APEC/Transphorm**, p. 1-17, jun. 2013.

NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point-clamped PWM inverter. **Transactions on Industry Applications, IEEE**, v. IA-17, n. 5, p. 518-523, sept. 1981.

OH, J. S.; JIN, S. H.; LEE, J. H. Fast space vector modulation without ntv identification for multilevel inverters. **2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications**, Harbin, p. 2415-2420, 2007.

OZPINECI, B.; TOLBERT, L. M.; CHIASSON, J. N. Harmonic optimization of multilevel converters using genetic algorithms. **IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference**, v. 5, p. 3911-3916, 2004.

- PEREZ, M. *et al.* Modified staircase modulation with low input current distortion for multicell converters. **IEEE Power Electronics Specialists Conference**, p. 1989-1994, 2008.
- PRABAHARAN, N.; FATHIMA, A. H.; PALANISAMY, K. New hybrid multilevel inverter topology with reduced switch count using carrier based pulse width modulation technique. **IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)**, Johor Bahru, p. 176-180, 2015.
- PRABAHARAN, N.; PALANISAMY, K. A new hybrid asymmetric multilevel inverter with reduced number of switches. **IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)**, Trivandrum, p. 1-4, 2016.
- PULIKANTI, S. R.; AGELIDIS, V. G. Control of neutral point and flying capacitor voltages in five-level SHE-PWM controlled ANPC converter. **4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications**, p. 172-177, 2009.
- RODRIGUEZ, J.; LAI, J-S; PENG, F. Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 4, p. 724-738, aug. 2002.
- RODRIGUEZ, J. *et al.* Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 6, p. 2930-2945, 2007.
- RODRIGUEZ, J. *et al.* A survey on neutral-point-clamped inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 7, p. 2219-2230, 2010.
- ROUTRAY A. *et al.* A novel GA optimized SHE PWM hybrid cascaded H-bridge multilevel inverter with Capacitor Voltage Averaging for motor drive applications. **IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)**, Trivandrum, p. 1-5, 2016.
- SAMPAIO, L. P. *et al.* Grid-tie three-phase inverter with active and reactive power flow control capability. **Eletrônica de potência**, v. 19, p. 397-405, 2014.
- SHEN, K. *et al.* Elimination of harmonics in a modular multilevel converter using particle swarm optimization-based staircase modulation strategy. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 10, p. 5311-5322, 2014.
- SILVA, R. N. A. L. **Inversor multinível híbrido simétrico trifásico de cinco níveis baseado nas topologias half-bridge e ANPC**. 2013. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2013.
- SILVA, Cibelle Celestino; PIMENTEL, Ana Carolina. Uma análise da história da eletricidade presente em livros didáticos: o caso de Benjamin Franklin. **Caderno Brasileiro de Ensino de Física**, v. 25, n. 1, p. 141-159, 2008.
- SINGH, B. *et al.* A review of single-phase improved power quality AC-DC converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 50, n. 5, p. 962-981, 2003.

SONG-MANGUELLE, J.; RUFER, A. Asymmetrical multilevel inverter for large induction machine drives. **EDPE 2001: The 14th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics**, 2001.

STEIMER, P. K.; MANJREKAR, M. D. Practical medium voltage converter topologies for high power applications. **Conference Record of the IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting**, v. 3, p. 1723-1730, 2001.

SURESH, Y.; PANDA, A. K. Performance of cascade multilevel H-bridge inverter with single dc source by employing low frequency three-phase transformers. **IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**, p. 1981-1986. 2010.

TERMAN, Frederick E. A brief history of electrical engineering education. **Proceedings of the IEEE**, v. 64, n. 9, p. 1399-1407, 1976.

TOLBERT, L. M.; PENG, F. Z.; HABELTLER, T. G. Multilevel inverters for electric vehicle applications. **Power Electronics in Transportation**, p. 79-84, 1998a.

TOLBERT, L. M.; PENG, F. Z. Multilevel converters for large electric drives. **Applied Power Electronics Conference and Exposition, Conference Proceedings, Thirteenth Annual**, Anaheim, CA, v. 2 p. 530-536, 1998b.

VARSCHAVSKY, A. *et al.*, Cascaded Nine-Level Inverter for Hybrid-Series Active Power Filter, Using Industrial Controller. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 8, p. 2761-2768, aug. 2010.

VASQUEZ, M.; PONTT, J.; VARGAS, J. Predictive control of a Hybrid asymmetric multilevel converter with floating cells. **IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)**, Busan, p. 278-283, 2014.

VEENSTRA, Martin. **Investigation and control of a hybrid asymmetric multi-level inverter for medium-voltage applications**. 2003. 149 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). École Polytechnique Fédérale De Lausanne, Lausanne, 2003.

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, march-april, 2005.

WU, B.; SONG, P. G. Current status of multi-megawatt AC drives. **IEEE International conference on industrial technology (ICIT)**, v. 1, p. 438-443, 2004.

WU, Bin. **High-power converters and AC drives**. John Wiley & Sons, 2006.

ZYGMANOWSKI, M.; MICHALAK, J.; GRZESIK, B. DC-link voltage balancing method for a hybrid asymmetric multilevel converter. **15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)**, Lille, p. 1-10, 2013.