

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

Gabriel Avila Saccol

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR MONOFÁSICO  
ASSIMÉTRICO COM CAPACITORES FLUTUANTES**

**Santa Maria, RS  
2019**



**Gabriel Avila Saccol**

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR MONOFÁSICO ASSIMÉTRICO  
COM CAPACITORES FLUTUANTES**

Dissertação apresentada ao curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**

Orientador: Prof. Dr. Cassiano Rech  
Coorientador: Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer

Santa Maria, RS  
2019

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Saccol, Gabriel Avila  
Desenvolvimento de um Conversor Monofásico  
Assimétrico com Capacitores Flutuantes / Gabriel Avila  
Saccol.- 2019.  
137 p.; 30 cm

Orientador: Cassiano Rech  
Coorientador: Alessandro Luiz Batschauer  
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa  
Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica, RS, 2019

1. Capacitores flutuantes 2. Conversor assimétrico 3.  
Conversor multinível 4. Eletrônica de potência 5. Modulação  
vetorial I. Rech, Cassiano II. Batschauer, Alessandro  
Luiz III. Título.

---

© 2019

Todos os direitos autorais reservados a Gabriel Avila Saccol. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante a citação da fonte.

Fone: (55) 99940-3247; E-mail: saccol.gabriel@gmail.com

**Gabriel Avila Saccol**

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR MONOFÁSICO ASSIMÉTRICO  
COM CAPACITORES FLUTUANTES**

Dissertação apresentada ao curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**

**Aprovado em 18 de fevereiro de 2019:**

---

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

---

**Alessandro Luiz Batschauer, Dr. (UDESC) - Videoconferência**  
(Coorientador)

---

**Rafael Concatto Beltrame, Dr. (UFSM)**

---

**Fabício Hoff Dupont, Dr. (Unochapecó) - Videoconferência**

Santa Maria, RS  
2019



## **DEDICATÓRIA**

Para meus familiares, em especial aos meus pais Milton e Deise, por todo o apoio e força que muito contribuíram para o desenvolvimento deste trabalho.





## **AGRADECIMENTOS**

A contribuição de muitas pessoas foi essencial para a conclusão deste trabalho. Dedico meus sinceros agradecimentos:

Aos meus pais Milton e Deise, por todo o apoio concedido ao longo dos anos de convívio, permitindo o desenvolvimento de meus estudos.

Aos meus familiares, pela confiança e compreensão durante todos os momentos de minha vida.

Aos professores Cassiano Rech e Alessandro Batschauer, por seus exemplos profissionais, empenho e ensinamentos repassados durante o período de orientação.

Aos colegas e amigos do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC), que ajudam a tornar o ambiente de trabalho um lugar bastante agradável. Um agradecimento especial ao colega Julian Cezar Giacomini, que sempre esteve disponível nos momentos de necessidade.

À Universidade Federal de Santa Maria (UFSM) e ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC), pelo fornecimento da infraestrutura necessária para a implementação do trabalho. Agradeço também ao INCT-GD, ao CNPq (processos 465640/2014-1 e 306317/2015-0), à CAPES (processo 23038.000776/2017-54) e à FAPERGS (17/2551-0000517-1) pelo apoio financeiro.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES/PROEX) – Código de Financiamento 001, e do programa PROCAD/CAPES.

Por fim, a todos que, de alguma forma ou de outra, contribuíram para a realização deste trabalho.



*A inteligência é o farol que nos guia,  
mas é a vontade que nos faz caminhar.*

(Érico Veríssimo)

*Mesmo que a vida pareça difícil, há  
sempre algo que você pode fazer para  
ter sucesso nela.*

(Stephen Hawking)



## **RESUMO**

### **DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR MONOFÁSICO ASSIMÉTRICO COM CAPACITORES FLUTUANTES**

AUTOR: Gabriel Avila Saccol

ORIENTADOR: Prof. Dr. Cassiano Rech

COORIENTADOR: Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer

Este trabalho apresenta uma análise detalhada de um conversor multinível assimétrico com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa. Conversores multiníveis são estruturas bastante interessantes em aplicações de alta potência, visto que utilizam semicondutores de baixa tensão para a produção de formas de onda com elevado número de níveis. Entre as topologias convencionais, os conversores com capacitores flutuantes possibilitam a utilização dos estados redundantes do conversor para a regulação das tensões dos capacitores. Além disso, o emprego de diferentes valores de tensão nos capacitores flutuantes dessas topologias constitui uma alternativa para o aumento do número de níveis, possibilitando a diminuição ou até mesmo a remoção dos filtros de saída. No decorrer deste trabalho, uma metodologia para a definição dos valores de tensão para os capacitores flutuantes é proposta para a produção de níveis igualmente espaçados na saída de um conversor assimétrico com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa. Uma análise do balanceamento das tensões dos capacitores flutuantes também é realizada através da estratégia de modulação vetorial. Em seguida, é realizado o projeto de uma configuração de nove níveis assimétrica com capacitores flutuantes para aplicação como compensador estático de reativos e resultados de simulação e experimentais são apresentados a fim de comprovar a viabilidade das propostas expostas neste trabalho.

Palavras-chave: Capacitores flutuantes, Conversor assimétrico, Conversor multinível, Modulação vetorial.



# **ABSTRACT**

## **DEVELOPMENT OF A SINGLE-PHASE ASYMMETRIC FLYING CAPACITOR CONVERTER**

AUTHOR: Gabriel Avila Saccol  
ADVISOR: Prof. Dr. Cassiano Rech  
COADVISOR: Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer

This work presents a comprehensive analysis of a single-phase full-bridge asymmetrical flying capacitor multilevel converter. Multilevel converters are a promising alternative to high power applications, since they use low voltage semiconductors to produce output waveforms with an increased number of levels. Among the conventional topologies, the flying capacitor converter has redundant states, which can be used for the voltage balance of the capacitors. Furthermore, the number of output voltage levels can be extended by using different voltage levels for flying capacitors, reducing or even eliminating the output filter. In this work, a methodology for the determination of the flying capacitor voltages is proposed to synthesize equally spaced output voltage levels for a full-bridge asymmetrical flying capacitor converter. A detailed analysis of the flying capacitor voltages balance is also performed, through the space vector modulation. Finally, a nine-level configuration is proposed for reactive power compensation and simulation and experimental results are presented to confirm the viability of the proposals of this work.

Keywords: Asymmetrical converter, Flying capacitor, Multilevel converter, Space vector modulation.





## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Conversor monofásico com (a) dois níveis, (b) três níveis, e (c) $m$ níveis. ....	38
Figura 2 – Possíveis níveis de saída de um conversor com capacitores flutuantes considerando-se: $v_2 = v_1/2$ e $v_2 = v_1/3$ . ....	41
Figura 3 – Conversores multiníveis com grampeamento ativo. (a) Configuração três níveis. (b) Configuração cinco níveis.....	43
Figura 4 – Configuração básica do produto ACS 2000, desenvolvido para o acionamento de motores. ....	44
Figura 5 – Conversor multinível assimétrico com células em ponte completa cascadeadas. (a) Configuração de nove níveis. (b) Tensão de saída do conversor. ....	45
Figura 6 – Conversor multinível cascadeado com capacitores flutuantes.....	46
Figura 7 – Conversor multinível com células em U conectadas em cascata.....	46
Figura 8 – Formas de onda para cada fase de um conversor multinível com capacitores flutuantes. (a) Modulação PS-PWM. (b) Tensão de saída. ....	48
Figura 9 – Modulação vetorial para um conversor de três níveis com capacitores flutuantes, em configuração trifásica. (a) Diagrama vetorial. (b) Formas de onda do conversor. ....	49
Figura 10 – Formas de onda para um conversor de cinco níveis com grampeamento ativo. (a) Modulação híbrida. (b) Tensão de saída.....	50
Figura 11 – Configuração alternativa de um conversor com capacitores flutuantes para promover a circulação das componentes harmônicas de corrente sobre o filtro de saída. ....	52
Figura 12 – Diagrama da estratégia de balanceamento das tensões dos capacitores flutuantes, utilizando uma função custo para regulação das tensões dos capacitores flutuantes. ....	52
Figura 13 – Circuito de pré-carregamento para os capacitores flutuantes. ....	53
Figura 14 – (a) Conversor multinível com capacitor flutuante. (b) Corrente de saída. (c) Tensão sobre o capacitor flutuante. ....	55
Figura 15 – Conversor multinível com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa...58	
Figura 16 – Modulação por largura de pulso baseada em múltiplas portadoras deslocadas em fase para um conversor multinível com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa, considerando-se uma frequência de 60 Hz para o sinal de referência e de 1800 Hz para as portadoras. (a) Tensão de saída. (b) Tensões sobre os capacitores flutuantes.....	59
Figura 17 – Tensões dos braços e tensão de saída do conversor multinível com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa, considerando-se $v_{ca} = 2/5$ pu e $v_{cb} = 1/5$ pu. ....	61
Figura 18 – Representação dos níveis da tensão de saída do conversor.....	63
Figura 19 – Diagrama vetorial das tensões de saída para um conversor de $m$ níveis com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa. ....	68
Figura 20 – Espaço vetorial das tensões de saída para um conversor de nove níveis com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa. ....	72
Figura 21 – Carga total acumulada sobre o capacitor $C_b$ em função do ângulo do fator de potência, considerando $m_a = 0,65$ e $I = 1$ A. ....	74
Figura 22 – Solução espacial para o balanceamento de tensão do capacitor $C_b$ , considerando $m = 9$ , $v_{ca} = 1/2$ pu e $v_{cb} = 1/4$ pu. Região A: região não operável. Região B: região com ondulação de tensão de baixa frequência. Região C: região de operação normal.....	75

Figura 23 – Solução espacial para o balanceamento das tensões dos capacitores, considerando $m = 7$ . Região A: região não operável. Região B: região com ondulação de tensão de baixa frequência. Região C: região de operação normal. ....	77
Figura 24 – Solução espacial para o balanceamento das tensões dos capacitores, considerando $m = 11$ . Região A: região não operável. Região B: região com ondulação de tensão de baixa frequência. ....	79
Figura 25 – Nova solução espacial para a configuração de nove níveis, obtida através da redução sucessiva da razão cíclica associada ao vetor $v_3^+$ . A região controlável é apresentada abaixo de cada uma das curvas que representam o decréscimo do tempo de aplicação do vetor $v_3^+$ . ....	80
Figura 26 – Impacto da redução da razão cíclica do vetor $v_3^+$ na distorção harmônica total e na distorção harmônica total ponderada da tensão de saída do conversor, considerando $m_a = 0,98$ e os capacitores flutuantes como fontes ideais de tensão. ....	81
Figura 27 – Corrente média sobre o capacitor $C_b$ durante a aplicação do vetor $v_3^+$ , considerando-se $\omega = 377$ rad/s, $f_s = 3$ kHz, $I = 10$ A e frequência da tensão de referência igual a 60 Hz. (a) Corrente média para $\varphi = -45^\circ$ e $m_a = 0,8$ . (b) Corrente média para $\varphi = -70^\circ$ e $m_a = 1,0$ . ....	85
Figura 28 – Valor total da carga acumulada sobre o capacitor $C_b$ em meio período da tensão de referência, sobre diferentes condições de operação do conversor. ....	86
Figura 29 – Solução espacial para a determinação do valor para o capacitor $C_b$ , para $0 \leq m_a \leq 0,8$ . ....	87
Figura 30 – Solução espacial para a determinação do valor para o capacitor, para $0,8 \leq m_a \leq 1,0$ . ....	87
Figura 31 – Diagrama de blocos para a malha de controle das tensões sobre os capacitores flutuantes. ....	89
Figura 32 – Correspondência entre os planos $s$ , $z$ e $w$ . ....	91
Figura 33 – Diagrama de blocos para a malha de controle das tensões sobre os capacitores flutuantes, no plano $w$ . ....	92
Figura 34 – Resposta em frequência das malhas de balanço no plano $w$ após a inserção do controlador. (a) Resposta para o capacitor $C_a$ . (b) Resposta para o capacitor $C_b$ . ....	93
Figura 35 – Resultados de simulação para a carga 1 e $m_a = 0,98$ . (a) Tensão e corrente de saída do conversor. (b) Tensões sobre os capacitores flutuantes. ....	94
Figura 36 – Resultados de simulação para um degrau no índice de modulação do conversor, utilizando a carga 1. (a) Tensões sobre os capacitores flutuantes. (b) Corrente de saída. ....	95
Figura 37 – Resultados de simulação para um degrau no índice de modulação do conversor, utilizando a carga 2. (a): Tensões sobre os capacitores flutuantes. (b) Corrente de saída. ....	96
Figura 38 – Resultados de simulação para as correntes sobre os capacitores flutuantes, considerando a carga 1 e $m_a = 0,98$ . (a) Corrente sobre o capacitor $C_a$ . (b): Corrente sobre o capacitor $C_b$ . ....	97
Figura 39 – Resultados de simulação para $d_3 = 0$ e $m_a = 0,98$ , utilizando-se a carga 2. (a) Tensão e corrente de saída. (b) Tensões sobre os capacitores flutuantes. ....	97

Figura 40 – Resultados de simulação do espectro harmônico da tensão de saída do conversor, considerando $m_a = 0,98$ . Acima: espectro harmônico da configuração com $d_3 = 1$ . Abaixo: espectro harmônico da configuração com $d_3 = 0$ .	98
Figura 41 – Resultados de simulação para o método de pré-carregamento dos capacitores flutuantes: tensão do barramento e tensões sobre os capacitores flutuantes.	99
Figura 42 – Diagrama de um filtro ativo paralelo implementado com um conversor multinível.	99
Figura 43 – Modelo equivalente do conversor multinível assimétrico com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa conectado à rede elétrica.	100
Figura 44 – Validação do modelo de pequenos sinais do lado CA.	102
Figura 45 – Diagrama de blocos equivalente no plano $w$ para a malha de corrente.	103
Figura 46 – Resposta em frequência da malha de corrente no plano $w$ após a inserção do controlador.	103
Figura 47 – Resultados de simulação para a operação do conversor como compensador estático de reativos. (a) Tensão da rede e corrente de saída. (b) Tensão de saída do conversor.	104
Figura 48 – Resultados de simulação mediante degrau na amplitude da corrente de saída do conversor: (a) Tensão da rede elétrica e corrente de saída do conversor. (b) Tensão de saída do conversor. (c) Tensões sobre os capacitores flutuantes.	105
Figura 49 – Resultados de simulação mediante degrau na defasagem da corrente de saída do conversor. (a) Tensão da rede elétrica e corrente de saída do conversor. (b) Tensão de saída do conversor. (c) Tensões sobre os capacitores flutuantes.	106
Figura 50 – Diagrama simplificado do protótipo implementado.	109
Figura 51 – Protótipo implementado.	110
Figura 52 – Aspecto físico do módulo SK50MLI066.	110
Figura 53 – Resultados experimentais para a carga 1 e $m_a = 0,98$ : tensão de saída, corrente de saída, a tensões sobre os capacitores flutuantes.	112
Figura 54 – Resultados experimentais para as correntes dos capacitores flutuantes considerando a carga 1 e $m_a = 0,98$ : corrente do capacitor $C_a$ , corrente do capacitor $C_b$ e corrente de saída $i_{out}$ .	112
Figura 55 – Resultados experimentais para um degrau no índice de modulação de amplitude (Carga 1): tensões sobre os capacitores flutuantes e corrente de saída.	113
Figura 56 – Resultados experimentais para um degrau no índice de modulação (carga 2): tensões sobre os capacitores flutuantes e corrente de saída.	114
Figura 57 – Resultados experimentais para $d_3 = 0$ , considerando-se a carga 2: tensões sobre os capacitores flutuantes, tensão de saída.	114
Figura 58 – Resultados experimentais do espectro harmônico da tensão de saída do conversor, considerando $m_a = 0,98$ . Acima: espectro harmônico da configuração com $d_3 = 1$ . Abaixo: espectro harmônico da configuração com $d_3 = 0$ .	115
Figura 59 – Resultados experimentais para o método de pré-carregamento dos capacitores flutuantes: tensão do barramento e tensões sobre os capacitores flutuantes.	116
Figura 60 – Resultados experimentais para a operação do conversor conectado à rede elétrica: tensão da rede, corrente de saída e tensão de saída do conversor.	117

Figura 61 – Resultados experimentais mediante degrau no ângulo de fator de potência do conversor ( $\varphi = -90^\circ \rightarrow \varphi = 90^\circ$ ): tensão da rede, corrente de saída e tensão de saída do conversor.....	117
Figura 62 – Contador interno do DSP, considerando-se TBPRD = 5. (a) Contagem crescente. (b) Contagem decrescente. (c) Contagem crescente e decrescente.....	131
Figura 63 – Sequência de pulsos para um módulo PWM genérico, com ativo em alto. ....	132
Figura 64 – Mudança de estado do interruptor $S_{2b}$ , para realizar a alternância entre os vetores $v_3^+$ e $v_4^+$ .....	134
Figura 65 – Estratégia de modulação de três etapas utilizada para o controle dos estados de condução dos interruptores $S_{2a}$ e $S_{2b}$ .....	137

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Topologias clássicas de conversores multiníveis. ....	39
Tabela 2 – Níveis de tensão que podem ser sintetizados por um conversor multinível com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa. ....	58
Tabela 3 – Número de componentes de um conversor multinível simétrico com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa em função do número de níveis de saída do conversor. ....	60
Tabela 4 – Configurações de tensão dos capacitores flutuantes capazes de gerar onze níveis na saída do conversor. ....	62
Tabela 5 – Configurações base para as tensões sobre os capacitores flutuantes, obtidas a partir da situação I e da situação II. ....	67
Tabela 6 – Configurações equivalentes para as tensões sobre os capacitores flutuantes. ....	67
Tabela 7 – Número de estados para os vetores positivos das configurações base. ....	70
Tabela 8 – Impacto dos vetores positivos sobre as tensões dos capacitores flutuantes, considerando $i_{out} > 0$ , $m = 9$ , $v_{ca} = 1/2$ pu e $v_{cb} = 1/4$ pu. ....	71
Tabela 9 – Valor médio da corrente sobre o capacitor $C_b$ , em um período de comutação. ....	73
Tabela 10 – Impacto dos vetores positivos sobre as tensões dos capacitores flutuantes, considerando $i_{out} > 0$ , $m = 13$ , $v_{ca} = 1/3$ pu e $v_{cb} = 1/6$ pu. ....	76
Tabela 11 – Parâmetros adotados para o projeto do capacitor flutuante $C_a$ . ....	84
Tabela 12 – Parâmetros de simulação para o conversor. ....	93
Tabela 13 – Módulos ePWM e seus respectivos comparadores para a geração dos sinais que são enviados ao sistema de acionamento dos interruptores. ....	133
Tabela 14 – Estados de condução dos interruptores para os vetores positivos de um conversor assimétrico com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa, considerando $m = 9$ , $v_{ca} = 1/2$ pu, $v_{cb} = 1/4$ pu. ....	133
Tabela 15 – Representação da sequência de comutação baseada em três portadoras implementadas no DSP para o setor seis. ....	135
Tabela 16 – Valores dos comparadores atualizados em cada etapa de operação, para a sequência de comutação apresentada na Tabela 15. ....	136



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Abreviatura/Sigla	Significado
5L - ANPC	<i>Five-Level – Active Neutral Point Clamped</i> (Conversor com Ponto Neutro Grampeado de Cinco Níveis)
ANPC	<i>Active Neutral Point Clamped</i> (Conversor com Ponto Neutro Grampeado Ativo)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CHB	<i>Cascaded Half-bridge</i> (Meia Ponte Cascadeado)
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador Digital de Sinais)
FACTS	<i>Flexible Alternate Current Transmission System</i> (Sistemas Flexíveis de Transmissão em Corrente Alternada)
FC	<i>Flying Capacitor</i> (Capacitor Flutuante)
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i> (Alta Tensão Corrente Contínua)
MMC	<i>Modular Multilevel Converter</i> (Conversor Multinível Modular)
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i> (Ponto Neutro Grampeado)
PD	<i>Phase Disposition</i> (Dispostas em Fase)
PI	<i>Proportional Integral</i> (Proporcional Integral)
PS PWM	<i>Phase-shift Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso Deslocada em Fase)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
SVM	<i>Space Vector Modulation</i> (Modulação Vetorial)
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Distorção Harmônica Total)
WTHD	<i>Weighted Total Harmonic Distortion</i> (Distorção Harmônica Total Ponderada)
ZOH	<i>Zero Order Hold</i> (Retentor de Ordem Zero)





## LISTA DE SÍMBOLOS

Abreviatura/Sigla	Significado	Unidade
$C$	Capacitância	F
$C_a$	Capacitância do braço A	F
$C_b$	Capacitância do braço B	F
$C_{BB}$	Capacitância do filtro de saída	F
$C_i$	Controlador para a corrente de saída	-
$C_{va}$	Controlador do capacitor $C_a$	-
$C_{vb}$	Controlador do capacitor $C_b$	-
$D_1$	Razão cíclica do vetor $v_1^+$ no domínio da frequência	-
$D_2$	Razão cíclica do vetor $v_2^+$ no domínio da frequência	-
$d_{1,1}, d_{1,2}, d_{1,3}$	Razões cíclicas dos estados redundantes do vetor $v_1^+$	-
$d_y$	Razão cíclica do vetor $v_y$	-
$d_z$	Razão cíclica do vetor $v_z$	-
$f_{sw}$	Frequência de comutação	Hz
$G_{ca}$	Função de transferência para o controle da tensão do capacitor $C_a$	-
$G_{cb}$	Função de transferência para o controle da tensão do capacitor $C_b$	-
$G_{id}$	Função de transferência da corrente pela razão cíclica do conversor	-
$I$	Valor máximo positivo da corrente que circula sobre a carga	A
$i_c$	Corrente sobre o capacitor	A
$i_{ca}$	Corrente sobre o capacitor do braço A	A
$I_{ca}$	Corrente sobre o capacitor $C_a$ , no domínio da frequência	A
$i_{cb}$	Corrente sobre o capacitor do braço B	A
$I_{cb}$	Corrente sobre o capacitor $C_b$ , no domínio da frequência	A
$\overline{i_{cb}}$	Corrente média sobre o capacitor $C_b$ , em um período de comutação	A
$i_o$	Corrente de saída	A
$I_o$	Corrente de saída, no domínio da frequência	A

$k$	Número de vetores positivos e negativos	-
$l$	Ordem do degrau	-
$L_{BB}$	Indutância do filtro de saída	H
$L_f$	Indutância do filtro de saída	H
$p$	Número de células com capacitores flutuantes	-
$R_{PC}$	Resistor de pré carga	$\Omega$
$R_{BB}$	Resistor do filtro de saída	$\Omega$
$S_{11}, S_{12}, \dots, S_{1n}$	Interruptores do conversor multinível cascadeado com capacitores flutuantes	-
$\bar{S}_{11}, \bar{S}_{12}, \dots, \bar{S}_{1n}$	Pares complementares dos interruptores $S_{11}, S_{12}, \dots, S_{1n}$	-
$S_{21}, S_{22}, \dots, S_{2n}$	Interruptores do conversor multinível cascadeado com capacitores flutuantes	-
$\bar{S}_{21}, \bar{S}_{22}, \dots, \bar{S}_{2n}$	Pares complementares dos interruptores $S_{21}, S_{22}, \dots, S_{2n}$	-
$S_{1a}, S_{2a}$	Interruptores do braço A	-
$S_{1b}, S_{2b}$	Interruptores do braço B	-
$S_{1c}, S_{2c}$	Interruptores do braço C	-
$\bar{S}_{1a}, \bar{S}_{2a}$	Pares complementares dos interruptores $S_{1a}$ e $S_{2a}$	-
$\bar{S}_{1b}, \bar{S}_{2b}$	Pares complementares dos interruptores $S_{1b}$ e $S_{2b}$	-
$\bar{S}_{1c}, \bar{S}_{2c}$	Pares complementares dos interruptores $S_{1c}$ e $S_{2c}$	-
$S_{PC}$	Interruptor de pré carga	-
$t$	Intervalo de tempo	s
$T_a$	Período de amostragem	s
$T_{sw}$	Período de comutação	s
$m$	Número de níveis	-
$m_a$	Amplitude do índice de modulação	-
$n$	Ponto de referência para o conversor assimétrico com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa	-
$n_c$	Número de capacitores	-
$n_i$	Número de interruptores	-
$Q_{c,a}$	Valor máximo atingível pela carga dos vetores controláveis, para o capacitor $C_a$	C
$Q_{c,b}$	Valor máximo atingível pela carga dos vetores controláveis,	C

	para o capacitor $C_b$	
$\mathcal{Q}_{u,a}$	Carga dos vetores não controláveis para o capacitor $C_a$	C
$\mathcal{Q}_{u,b}$	Carga dos vetores não controláveis para o capacitor $C_b$	C
$R_f$	Resistência do filtro	$\Omega$
$v_0, v_1, \dots, v_{18}$	Vetores do espaço das tensões de saída	-
$v_{0,1}, v_{0,2}$	Estados redundantes do vetor $v_0$	-
$v_1, v_2, \dots, v_n$	Tensões sobre os capacitores flutuantes	-
$v_1^+, v_2^+, \dots, v_k^+$	Vetores positivos associados à modulação vetorial	-
$v_{1,1}^+, v_{1,2}^+, v_{1,3}^+$	Estados redundantes associados ao vetor $v_1^+$	-
$v_{2,1}^+, v_{2,2}^+$	Estados redundantes associados ao vetor $v_2^+$	-
$v_1^-, v_2^-, \dots, v_k^-$	Vetores negativos associados à modulação vetorial	-
$v_{an}$	Tensão do braço A	V
$v_{bn}$	Tensão do braço B	V
$v_c$	Tensão sobre o capacitor	V
$v_{ca}$	Tensão do capacitor do braço A	V
$V_{ca}$	Tensão do capacitor do braço A no domínio da frequência	V
$v_{ca}^*$	Tensão equivalente do capacitor do braço A	V
$v_{ca,ref}$	Tensão de referência para o capacitor do braço A	V
$v_{cb}$	Tensão do capacitor do braço B	V
$V_{cb}$	Tensão do capacitor do braço B no domínio da frequência	V
$v_{cb}^*$	Tensão equivalente do capacitor do braço B	V
$v_{cb,ref}$	Tensão de referência para o capacitor do braço B	V
$v_{dc}$	Tensão total do barramento	V
$v_s$	Tensão de referência	V
$v_s'$	Tensão de referência híbrida	V
$v_o$	Tensão de saída do conversor	V
$\overline{v_o}$	Tensão média de saída em um período de comutação	V
$v_{o,ref}$	Tensão de referência para a saída do conversor	V
$v_{rede}$	Tensão da rede elétrica	V
$v_y, v_z$	Vetores genéricos associados à modulação vetorial	-
$x$	Número de células do conversor	-

$w$	Variável complexa	-
$Z_a, Z_b, Z_c$	Impedâncias de saída das fases A, B e C	$\Omega$
$Z_{BB}$	Impedância do filtro de saída	$\Omega$
$\alpha, \beta$	Eixos do espaço vetorial da transformação de Clark	-
$\Delta v$	Diferença entre dois níveis	V
$\Delta v_c$	Taxa de variação da tensão sobre o capacitor	V
$\Delta v_{ca}$	Ondulação de tensão sobre o capacitor $C_a$	V
$\Delta v_{cb}$	Ondulação de tensão sobre o capacitor $C_b$	V
$\theta$	Ângulo de referência	°
$\varphi$	Ângulo do fator de potência da carga	°
$\delta_a$	Índice de modulação da corrente do capacitor $C_a$	-
$\delta_b$	Índice de modulação da corrente do capacitor $C_b$	-

## SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO .....	31
1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO .....	31
1.2 MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA .....	32
1.3 OBJETIVOS .....	34
1.4 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO .....	34
2. CONVERSORES MULTINÍVEIS HÍBRIDOS COM CAPACITORES FLUTUANTES ..	37
2.1 CONVERSOR MULTINÍVEL DE CINCO NÍVEIS COM GRAMPEAMENTO ATIVO .....	42
2.2 CONVERSOR MULTINÍVEL COM CÉLULAS EM PONTE COMPLETA CASCATEADAS .....	43
2.3 CONVERSOR MULTINÍVEL CASCATEADO COM CAPACITORES FLUTUANTES .....	45
2.4 CONVERSOR MULTINÍVEL COM CÉLULAS EM U CONECTADAS EM CASCATA .....	46
2.5 SISTEMAS DE MODULAÇÃO PARA CONVERSORES MULTINÍVEIS COM CAPACITORES FLUTUANTES .....	47
2.5.1 Técnicas de modulação baseadas em portadoras .....	47
2.5.2 Técnicas de modulação vetoriais .....	48
2.5.3 Técnicas de modulação híbridas .....	49
2.6 ASPECTOS RELATIVOS AO PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE CONVERSORES MULTINÍVEIS COM CAPACITORES FLUTUANTES .....	51
2.6.1 Balanceamento das tensões dos capacitores flutuantes .....	51
2.6.2 Pré-carregamento dos capacitores flutuantes .....	53
2.6.3 Metodologia de projeto dos capacitores flutuantes .....	54
2.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	55
3. CONVERSOR MULTINÍVEL COM CAPACITORES FLUTUANTES EM ESTRUTURA PONTE COMPLETA .....	57
3.1 INTRODUÇÃO .....	57
3.2 DESCRIÇÃO DA TOPOLOGIA .....	57
3.2.1 Situação I: $v_{ca} > v_{cb}$ .....	63
3.2.2 Situação II: $v_{ca} = v_{cb}$ .....	65
3.2.3 Situação III: configurações equivalentes .....	66

3.3	BALANCEAMENTO DAS TENSÕES SOBRE OS CAPACITORES FLUTUANTES .....	67
3.3.1	Configuração de nove níveis.....	70
3.3.2	Configuração de treze níveis.....	76
3.3.3	Comparação entre as regiões de operação das diferentes configurações do conversor .....	76
3.4	TÉCNICA PARA A EXPANSÃO DA REGIÃO DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR.....	78
3.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	81
4.	ANÁLISE E PROJETO DA TOPOLOGIA ASSIMÉTRICA DE NOVE NÍVEIS.....	83
4.1	INTRODUÇÃO.....	83
4.2	PROJETO DOS CAPACITORES FLUTUANTES.....	83
4.2.1	Projeto do capacitor flutuante $C_a$ .....	83
4.2.2	Projeto do capacitor flutuante $C_b$ .....	84
4.3	PROJETO DO CONTROLADOR DA MALHA DE BALANÇO DAS TENSÕES DOS CAPACITORES FLUTUANTES .....	88
4.4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO .....	93
4.5	COMPENSADOR ESTÁTICO DE REATIVOS .....	99
4.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	106
5.	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	109
5.1	INTRODUÇÃO.....	109
5.2	DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO.....	110
5.3	RESULTADOS .....	111
5.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	117
6.	CONCLUSÃO .....	119
6.1	PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS .....	120
6.2	PUBLICAÇÕES RELACIONADAS AO TRABALHO .....	121
	REFERÊNCIAS .....	123
	APÊNDICE A – IMPLEMENTAÇÃO DA MODULAÇÃO VETORIAL .....	131







# **1. INTRODUÇÃO**

## **1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO**

A energia elétrica é de fundamental importância para o desenvolvimento econômico de um país. Em todo o mundo, a intensificação da industrialização e o crescimento populacional modificam constantemente o mercado de energia elétrica. Com isso, novas tendências de geração e de transmissão desse subsídio tornam-se cada vez mais necessárias para atender à demanda cada vez mais exigente.

Nesse sentido, a Eletrônica de Potência firmou-se como recurso indispensável para a modernização do sistema elétrico. Essa ferramenta dedica-se ao desenvolvimento de conversores estáticos para a conversão e controle do fluxo de energia elétrica entre dois ou mais sistemas. Esse processo tem ampla aplicabilidade em acionamento de máquinas elétricas, compensadores estáticos de potência reativa, fontes de alimentação ininterruptas, entre outros (FRANQUELO et al., 2008).

Atualmente, os conversores estáticos desempenham um papel fundamental na conversão de tensão/corrente contínua em tensão/corrente alternada dentro dos padrões de qualidade de energia elétrica. Entretanto, esses dispositivos produzem formas de onda com elevado conteúdo harmônico e o desenvolvimento de conversores de elevado desempenho, alta densidade de potência e confiabilidade constitui um dos maiores desafios de engenheiros e pesquisadores da área de Eletrônica de Potência.

Apesar disso, existem situações em que os semicondutores disponíveis comercialmente não são capazes de suportar os níveis de tensão/corrente de operação de determinada aplicação. Assim, existe uma competição entre o desenvolvimento de novas tecnologias de semicondutores, capazes de suportar elevados níveis de potência, e o desenvolvimento de topologias de conversores multiníveis, que utilizam associações entre tecnologias consolidadas de semicondutores. Dessa forma, os conversores multiníveis ganham cada vez mais destaque em aplicações industriais (FRANQUELO et al., 2008), principalmente em aplicações que processam altos níveis de potência, visto que possibilitam ainda a redução do conteúdo harmônico da tensão de saída em relação às topologias convencionais de dois níveis.

## 1.2 MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA

De forma geral, conversores multiníveis constituem soluções de ótimo desempenho e qualidade de energia elétrica para diversas aplicações industriais. A utilização de dispositivos de reduzidos valores de tensão para aplicações em elevadas potências constitui a principal vantagem dessas topologias, além do aumento da qualidade da forma de onda da tensão de saída.

Entre as topologias clássicas de conversores multiníveis, destacam-se: conversor multinível com diodos de grampeamento (NPC – *Neutral Point Clamped*), conversor multinível com capacitores flutuantes (FC – *Flying Capacitor*), conversor multinível com células monofásicas conectadas em cascata (CHB – *Cascaded H-bridge Converter*) e conversor multinível modular (MMC – *Modular Multilevel Converter*) (KHAZRAEI et al., 2012; RODRIGUEZ et al., 2007; RODRIGUEZ et al. 2010; SOLAS et al., 2013).

Conversores com diodos de grampeamento e conversores com capacitores flutuantes utilizam diodos e capacitores, respectivamente, para dividir a tensão total do barramento entre os semicondutores. O conversor com células monofásicas conectadas em cascata é baseado na conexão série de conversores, alimentados por fontes de tensão isoladas. Por fim, cada braço de um conversor modular também é constituído pela associação série de células, alimentadas por um único barramento CC.

Como alternativa para aumentar o número de níveis dessas topologias, sem aumentar o número de dispositivos semicondutores, são propostas topologias assimétricas, que utilizam valores distintos para as fontes de tensão e/ou tensões dos capacitores (MANJREKAR, STEIMER e LIPO, 2000; LU, MARIÉTHOZ e CORZINE, 2010). Essa característica possibilita a redução ou até mesmo a remoção dos filtros de saída, diminuindo o volume total do circuito. Em contrapartida, os semicondutores de potência de conversores multiníveis assimétricos são sujeitos a níveis distintos de tensão, originando conversores híbridos com diferentes estratégias de modulação e/ou tecnologias de semicondutores (RECH e PINHEIRO, 2007; GUPTA e JAIN, 2014; BARBOSA et al., 2005; LIM, MASWOOD e OOI, 2015; MARIÉTHOZ e RUFER, 2004).

Conversores multiníveis cascadeados podem facilmente operar de forma assimétrica, empregando valores distintos de tensão para as células do conversor (ELIAS et al., 2014; MARIÉTHOZ, 2014). Conversores com capacitores flutuantes também são capazes de operar de forma assimétrica, visto que possuem estados redundantes que podem ser utilizados para sintetizar níveis de tensão adicionais. Ademais, diferentemente de topologias com células

conectadas em cascata, conversores com capacitores flutuantes não necessitam de fontes de tensão CC isoladas para o seu funcionamento.

Alguns trabalhos abordam a operação assimétrica de conversores com capacitores flutuantes. Um método para o aumento do número de níveis de saída de um conversor com capacitores flutuantes foi proposto por Kou e Corzine (2002). No entanto, os capacitores flutuantes foram substituídos por fontes de tensão constantes. Além disso, a diminuição do número de estados redundantes, em decorrência do modo de operação assimétrico, prejudicou o processo de balanceamento das tensões dos capacitores. Uma topologia trifásica de um conversor com capacitores flutuantes de três células foi apresentada por Huang e Corzine (2006), onde os estados redundantes das tensões de linha foram explorados para a regulação das tensões dos capacitores flutuantes. Por fim, Amini (2016) analisou um método de regulação das tensões para conversores com capacitores flutuantes assimétricos, mas a determinação das tensões sobre os capacitores não foi explorada.

Nessa perspectiva, é possível verificar que existe uma quantidade significativa de trabalhos que abordam topologias de conversores com capacitores flutuantes, incluindo topologias assimétricas. Em contrapartida, apenas um conjunto limitado de valores para as tensões sobre os capacitores são explorados, de forma que a capacidade total do conversor para gerar mais níveis de saída não é totalmente verificada, principalmente para a configuração monofásica em ponte completa. Xiao, Venayagamoorthy e Corzine (2009), por exemplo, apresentaram uma topologia com capacitores flutuantes com dois braços magneticamente acoplados para aplicação como filtro ativo. Um retificador conectado à rede elétrica foi proposto por Teixeira, Holmes e McGrath (2009) utilizando uma topologia híbrida com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa. No entanto, esses trabalhos não exploram os efeitos da mudança dos níveis de tensão dos capacitores flutuantes sobre a tensão de saída de suas respectivas topologias. Assim, esta Dissertação de Mestrado apresenta uma análise detalhada da operação assimétrica de um conversor monofásico com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa. Todas as possíveis configurações de tensão para os capacitores são analisadas, para níveis igualmente espaçados na saída do conversor. O método de regulação das tensões dos capacitores também é abordado e métodos para a ampliação da região de operação do conversor são propostos. Por fim, é realizado um projeto de uma configuração com nove níveis de saída para aplicação como compensador estático de reativos e resultados de simulação e experimentais são verificados para comprovar o funcionamento da topologia proposta.

### 1.3 OBJETIVOS

O objetivo geral desta Dissertação de Mestrado é apresentar o estudo e o desenvolvimento de um conversor multinível assimétrico com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa. Assim, os seguintes objetivos específicos são citados:

- a) verificação das principais configurações de conversores multiníveis híbridos com capacitores flutuantes apresentadas na literatura;
- b) determinação das possíveis configurações de tensão para os capacitores, em uma configuração multinível com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa, capazes de produzir níveis de tensão igualmente espaçados na saída do conversor;
- c) definição de uma estratégia de balanceamento das tensões dos capacitores flutuantes;
- d) definição de uma metodologia de projeto para os capacitores flutuantes;
- e) projeto e implementação de uma estrutura de controle para a regulação das tensões dos capacitores flutuantes;
- f) projeto e implementação de uma estrutura de controle para a implementação do conversor como compensador estático de reativos;
- g) análise de técnicas para a expansão da região de operação do conversor;
- h) demonstrar o funcionamento do conversor através de resultados de simulação e experimentais.

### 1.4 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Esta Dissertação de Mestrado está organizada em seis capítulos, incluindo a introdução e as considerações finais. No Capítulo 2, são apresentadas as principais configurações de conversores multiníveis com capacitores flutuantes e as estratégias de modulação mais utilizadas para o balanceamento das tensões dos capacitores. Também são verificadas algumas características de projeto para essas topologias.

No Capítulo 3, é apresentado o conversor multinível assimétrico com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa. Nesse capítulo é apresentada uma metodologia para a definição dos valores de tensão para os capacitores flutuantes, capazes de produzir níveis igualmente espaçados na saída do conversor. A estratégia de balanceamento das tensões dos capacitores também é verificada, e são definidas as regiões de operação para cada uma das configurações propostas neste trabalho.

A determinação dos valores dos capacitores flutuantes para uma topologia de nove níveis é mostrada no Capítulo 4. Realiza-se também o projeto dos controladores para a regulação das tensões dos capacitores flutuantes. O procedimento utilizado para a implementação do conversor como compensador estático de reativos também é demonstrado.

Os resultados experimentais são detalhados no Capítulo 5. Ao final, no Capítulo 6, algumas considerações finais acerca da dissertação são apresentadas a fim de verificar suas principais contribuições e possibilidades de trabalhos futuros.



## 2. CONVERSORES MULTINÍVEIS HÍBRIDOS COM CAPACITORES FLUTUANTES

Como forma de superar a demanda por equipamentos com maiores níveis de tensão e potência, os conversores multiníveis de tensão foram propostos como alternativa aos conversores convencionais de dois níveis. Essas topologias se caracterizam pelo emprego de semicondutores de baixos valores de tensão para aplicações em altas tensões, além da capacidade de sintetizarem formas de onda com menores degraus, permitindo a redução do conteúdo harmônico da tensão de saída e o tamanho dos filtros passivos.

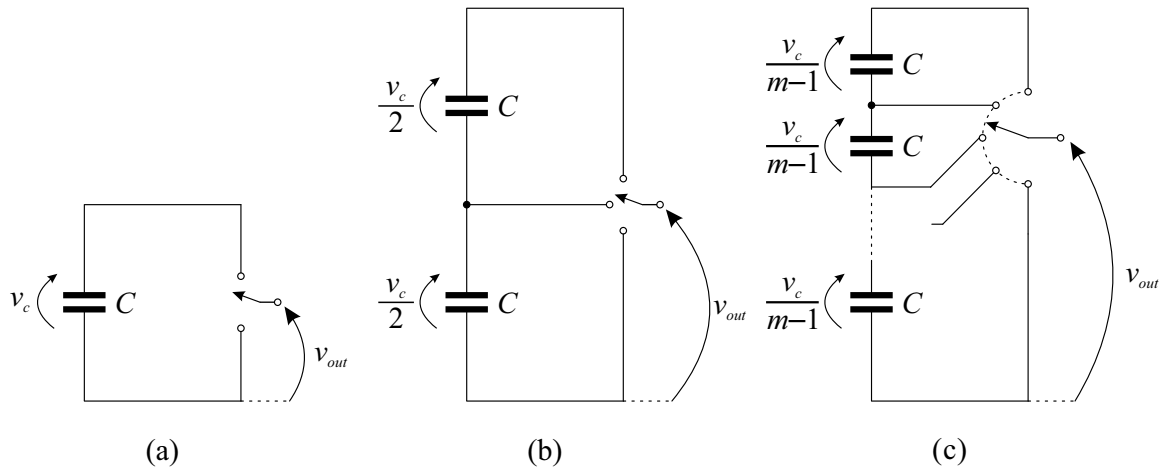
Atualmente, um dos maiores desafios no desenvolvimento de novas topologias de conversores multiníveis consiste em aumentar o número de níveis sintetizados sem aumentar o número total de componentes no circuito. Para isso, novas configurações são constantemente propostas na literatura, resultantes da associação de topologias convencionais de conversores multiníveis ou do emprego de diferentes níveis de tensão entre as células de conversores já consolidados, resultando em topologias híbridas e/ou assimétricas. No entanto, a modularidade dessas configurações é reduzida, resultando em maior dificuldade de implementação.

Assim, este capítulo apresenta uma breve revisão das principais topologias e aplicações de conversores multiníveis híbridos com capacitores flutuantes apresentadas na literatura. As estratégias de modulação utilizadas para garantir o balanceamento das tensões dos capacitores para essas configurações também são analisadas. Por fim, verificam-se as características de projeto associadas à implementação dessas topologias.

Conversores multiníveis de tensão incluem um arranjo de semicondutores de potência e de elementos passivos (capacitores, indutores, transformadores), capazes de gerar diversos níveis discretos de tensão em sua saída (RODRIGUEZ, LAI e PENG, 2002). A Figura 1 apresenta um diagrama esquemático de conversores multiníveis monofásicos com diferentes números de níveis de saída. O conversor de dois níveis é capaz de sintetizar dois valores para a tensão de saída  $v_{out}$ , o conversor de três níveis é capaz de sintetizar três valores para a tensão de saída  $v_{out}$  e assim por diante.

Para um melhor entendimento a respeito dos avanços recentes em topologias de conversores multiníveis assimétricos, as topologias convencionais de conversores multiníveis devem ser verificadas. O conceito de formas de onda com múltiplos degraus foi introduzido na década de 70, com a apresentação de uma configuração que reunia  $n$  submódulos monofásicos em ponte completa conectados em cascata, capazes de produzir uma forma de

Figura 1 – Conversor monofásico com (a) dois níveis, (b) três níveis, e (c)  $m$  níveis.



Fonte: Adaptado de (RODRIGUEZ, LAI e PENG, 2002).

onda de tensão de reduzida distorção harmônica, para aplicação em acionamento de sistemas com transdutores para sonar (MCMURRAY, 1971). Mais tarde, Baker (1975) apresentou uma configuração similar, capaz de gerar um fluxo de corrente alternado a partir de um conjunto de fontes de tensão contínuas de forma simples e eficiente. Essa configuração se caracterizava ainda por ser capaz de operar com elevada potência de saída, por meio da combinação de fontes de baixa tensão.

Apesar disso, as primeiras aplicações industriais em média tensão para conversores multiníveis iniciaram-se somente a partir da introdução do conversor multinível com diodos de grampeamento, em 1980 (BAKER, 1980), possibilitando a divisão da tensão total do barramento CC entre os semicondutores. Posteriormente, novas topologias de conversores multiníveis foram propostas. Em 1993, Meynard e Foch propõem a utilização de capacitores para o grampeamento da tensão sobre os semicondutores em estruturas multiníveis, para aplicações de alta tensão. Nessa mesma década, o conversor com módulos em ponte completa cascadeados é reintroduzido no mercado para o acionamento de motores em média tensão, explorando a melhor qualidade de energia oferecida por esse conversor, comparado às topologias convencionais de dois níveis (HAMMOND, 1995). Por fim, o conversor multinível modular foi proposto no ano de 2001, por Marquardt, inicialmente aplicado em veículos de tração elétrica e sistemas de transmissão de energia em Alta Tensão e Corrente Contínua (HVDC – *High Voltage Direct Current*). Essas quatro topologias de conversores são consideradas as topologias clássicas de conversores multiníveis, utilizadas na maior parte das aplicações industriais atualmente (KOURO et al., 2010). Os circuitos e as principais características de cada uma dessas topologias de conversores multiníveis são apresentadas na Tabela 1 (LEON, VAZQUEZ e FRANQUELO, 2017).



Até este ponto, foram estudadas apenas as topologias simétricas de conversores multiníveis, em que todos os semicondutores são submetidos aos mesmos níveis de tensão. A modularidade e a simplicidade de implementação constituem as principais vantagens dessas configurações. No entanto, um maior número de componentes é necessário para aumentar o número de níveis sintetizado em topologias simétricas.

Tabela 1 – Topologias clássicas de conversores multiníveis.

(Continua)

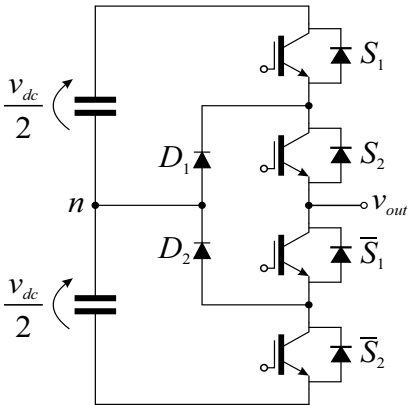
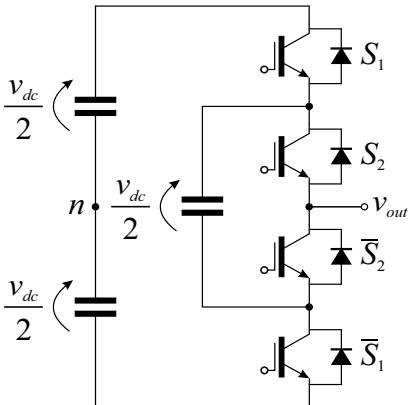
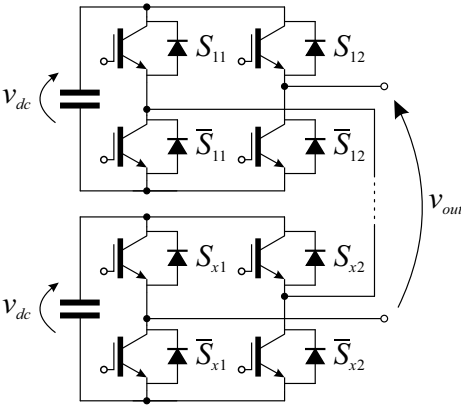
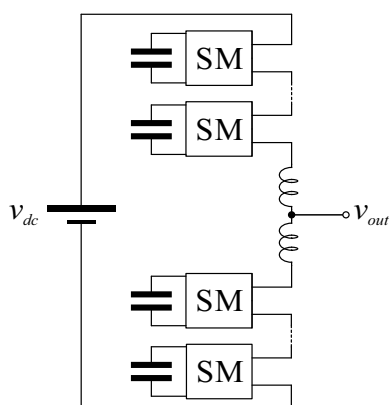
Topologia	Características
<p>Conversor multinível com diodos de grameamento</p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Tecnologia consolidada, com aplicabilidade em Sistemas Flexíveis de Transmissão em Corrente Alternada (FACTS – <i>Flexible AC Transmission Systems</i>) e em sistemas de acionamento de motores;</li> <li>✓ Emprego de diodos para a equalização das tensões entre os semicondutores e de técnicas de modulação baseadas em portadoras;</li> <li>✗ Distribuição desigual das perdas entre os semicondutores, resultando em uma divisão assimétrica de temperatura na estrutura do conversor;</li> <li>✗ O balanceamento das tensões dos capacitores do barramento torna-se mais complexo conforme o número de níveis de saída aumenta.</li> </ul>
<p>Conversor multinível com capacitores flutuantes</p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Tecnologia consolidada, com aplicabilidade em FACTS e em sistemas de acionamento de motores;</li> <li>✓ Estrutura modular. Cada célula é capaz de gerar um nível adicional à tensão de saída do conversor;</li> <li>✓ Estratégias de modulação baseadas em portadoras deslocadas em fase garantem a equalização das perdas entre os interruptores e o balanceamento das tensões dos capacitores;</li> <li>✗ O balanceamento das tensões dos capacitores torna-se mais complexo à medida que o número de níveis de saída aumenta.</li> </ul>

Tabela 1 – Topologias clássicas de conversores multiníveis.

(Conclusão)

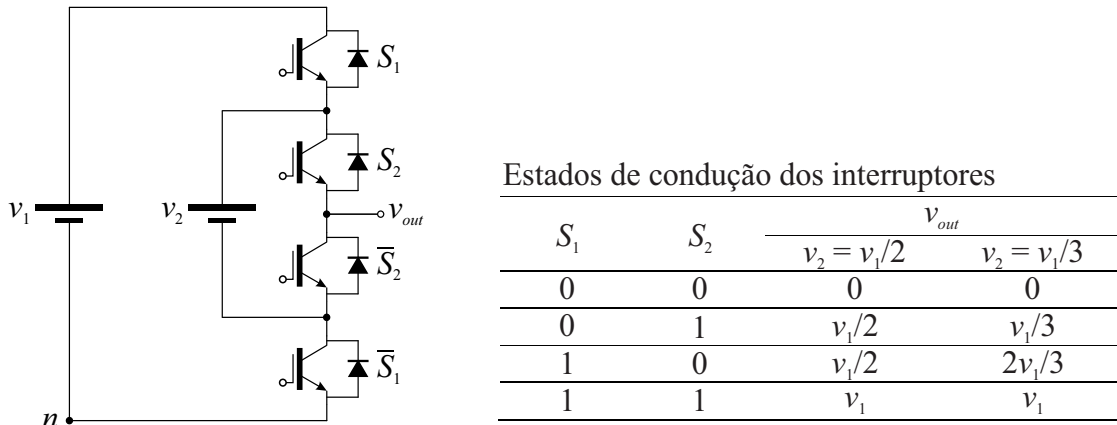
Topologia	Características
<p>Conversor multinível com células ponte completa cascadeadas</p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Tecnologia já consolidada, com aplicabilidade em FACTS e em sistemas de acionamento de motores;</li> <li>✓ Estrutura modular formada pela conexão série de submódulos em ponte completa;</li> <li>✓ Permite o aumento do número de níveis do conversor através da inclusão de células ponte completa em cascata;</li> <li>✓ O emprego de estratégias de modulação baseadas em portadoras deslocadas em fase garante a equalização das perdas entre os submódulos;</li> <li>✗ Necessita de fontes isoladas de tensão para sua implementação, a fim de não provocar curtos-circuitos na saída do conversor.</li> </ul>
<p>Conversor multinível modular</p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Tecnologia recente, comercializada pela empresa Siemens, para sistemas HVDC;</li> <li>✓ Estrutura modular, formada pela conexão de submódulos (SM) em cascata, usualmente topologias meia-ponte;</li> <li>✓ Técnicas de modulação em baixa frequência podem ser empregadas a fim de garantir a equalização das perdas e o balanceamento das tensões dos capacitores;</li> <li>✗ Sistema de controle complexo, em função do grande número de células em operação.</li> </ul>

Fonte: Adaptado de (LEON, VAZQUEZ e FRANQUELO, 2017).

Como forma de superar essa dificuldade, uma alternativa assimétrica foi proposta por Manjrekar, Steimer e Lipo (2000), empregando níveis diferentes de tensão entre os capacitores de um conversor multinível com duas células em ponte completa conectadas em cascata. Essa configuração é capaz de produzir sete níveis de saída por fase através do emprego de uma estratégia de modulação híbrida, com diferentes frequências de comutação entre as células do conversor. Assim sendo, diferentes tecnologias de semicondutores foram utilizadas a fim de otimizar o rendimento do conversor.

Nesse contexto, uma topologia semelhante foi apresentada por Kou, Corzine e Familant (2002) empregando níveis diferentes de tensão entre as células de um conversor

Figura 2 – Possíveis níveis de saída de um conversor com capacitores flutuantes considerando-se:  $v_2 = v_1/2$  e  $v_2 = v_1/3$ .



Fonte: Adaptado de (KOU, CORZINE e FAMILIANT, 2002).

com capacitores flutuantes. Esse processo permite o aumento do número de níveis de saída do conversor quando comparado às topologias simétricas. No entanto, o balanceamento das tensões do conversor torna-se mais complexo e fontes ideais de tensão foram utilizadas ao invés de capacitores flutuantes. A Figura 2 apresenta a configuração proposta por Kou. Note que, considerando-se  $v_2 = v_1/3$ , o número de níveis da tensão de saída  $v_{out}$ , em relação ao ponto  $n$ , aumenta em relação à topologia simétrica, diminuindo a distorção total da tensão de saída do conversor.

Nesse sentido, conversores multiníveis assimétricos, que empregam níveis diferentes de tensão entre as células do conversor constituem tema de destaque na literatura, por sua capacidade de gerar uma maior quantidade de níveis na tensão de saída para um menor número de componentes em relação às topologias simétricas. Em contrapartida, a operação assimétrica é mais complexa e pode apresentar restrições de operação.

Conversores que utilizam capacitores flutuantes para a limitação dos esforços de tensão sobre os semicondutores são alternativas interessantes para a produção de topologias multiníveis assimétricas. Esses conversores são capazes de produzir os mesmos níveis de tensão na saída do conversor através de diferentes combinações entre os interruptores, conferindo flexibilidade ao processo de regulação das tensões dos capacitores flutuantes. Entre as principais topologias de conversores multiníveis híbridos com capacitores flutuantes, destacam-se:

- conversor multinível de cinco níveis com grameamento ativo (5L-ANPC – *Five Level – Active Neutral Point Clamped*);
- conversor multinível assimétrico com células em ponte completa cascadeadas;
- conversor multinível cascadeado com capacitores flutuantes;

d) conversor multinível com células em U conectadas em cascata.

## 2.1 CONVERSOR MULTINÍVEL DE CINCO NÍVEIS COM GRAMPEAMENTO ATIVO

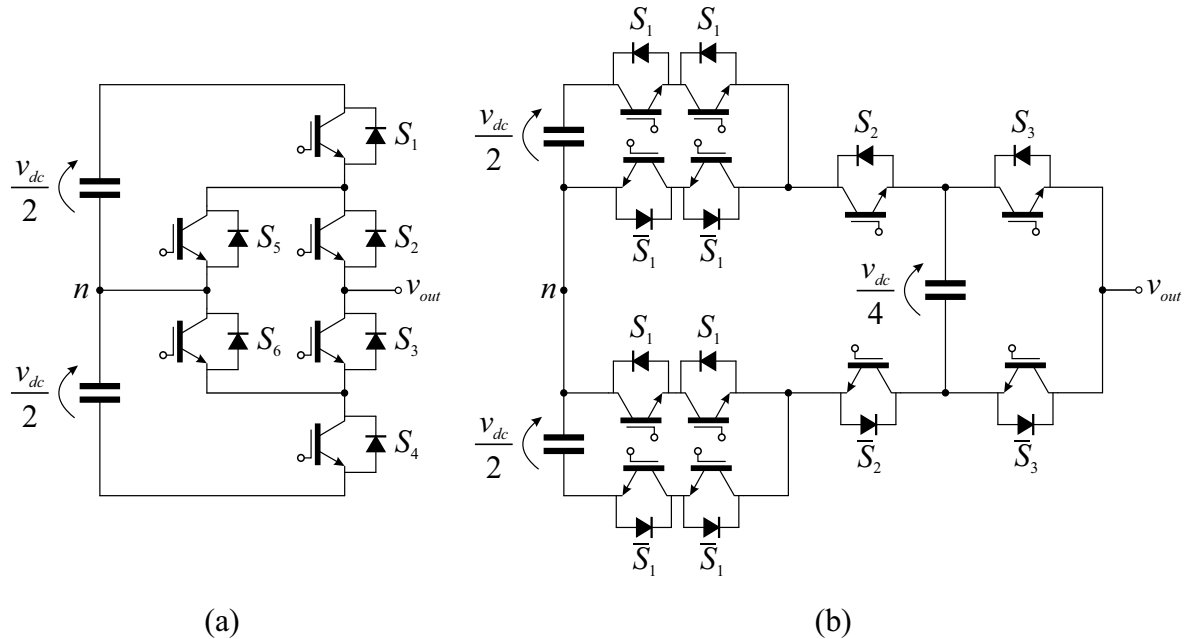
A principal desvantagem do emprego de topologias com diodos de grampeamento está relacionada com a distribuição desigual de perdas entre os semicondutores. Usualmente, os interruptores apresentam um número de comutações diferentes em um período da tensão de referência. Esse processo resulta em uma distribuição assimétrica de temperatura nas junções dos interruptores, restringindo a utilização de tecnologias de semicondutores.

Dessa forma, a substituição dos diodos de grampeamento por interruptores confere maior grau de liberdade para o controle da corrente sobre os semicondutores, e a distribuição das perdas entre esses dispositivos pode ser substancialmente melhorada. Essa configuração é atualmente reconhecida como conversor multinível com grampeamento ativo (ANPC – *Active Neutral Point Clamped*) e sua estrutura é apresentada na Figura 3 (a). Uma análise detalhada das perdas e dos estados de comutação dessa configuração foi realizada por Brükner, Bernet e Güldner, em 2005, que verificaram que o sistema de balanceamento implementado para essa estrutura permitia a operação do conversor com maiores níveis de potência e frequências de comutação, em relação à topologia convencional com diodos de grampeamento.

Após a introdução do conversor multinível com grampeamento ativo, uma alternativa híbrida foi introduzida no mercado, combinando as características dessa topologia com uma célula convencional com capacitores flutuantes, de acordo com a Figura 3 (b). Essa configuração é capaz de produzir até cinco níveis para a tensão de saída em relação ao ponto  $n$  ( $-v_{dc}/2$ ,  $-v_{dc}/4$ ,  $0$ ,  $v_{dc}/4$ ,  $v_{dc}/2$ ) e é comumente denominada conversor multinível de cinco níveis com grampeamento ativo. O controle da tensão do capacitor é realizado através dos estados redundantes do conversor, capazes de produzir a mesma tensão de saída por meio de diferentes combinações entre os estados de condução dos interruptores. No entanto, alguns interruptores devem suportar maiores níveis de tensão e foram conectados em série a fim de manter as mesmas tecnologias de semicondutores na estrutura do conversor.

Usualmente, um sistema de modulação híbrido é empregado para o controle dos estados dos interruptores dessa topologia. Os semicondutores de maior tensão comutam na mesma frequência da tensão de saída, enquanto uma modulação por largura de pulso baseada em múltiplas portadoras deslocadas em fase (PS PWM – *Phase-Shift Pulse Width*

Figura 3 - Conversores multiníveis com grampeamento ativo. (a) Configuração três níveis. (b) Configuração cinco níveis.



Fonte: Adaptado de (KOURO et al., 2010).

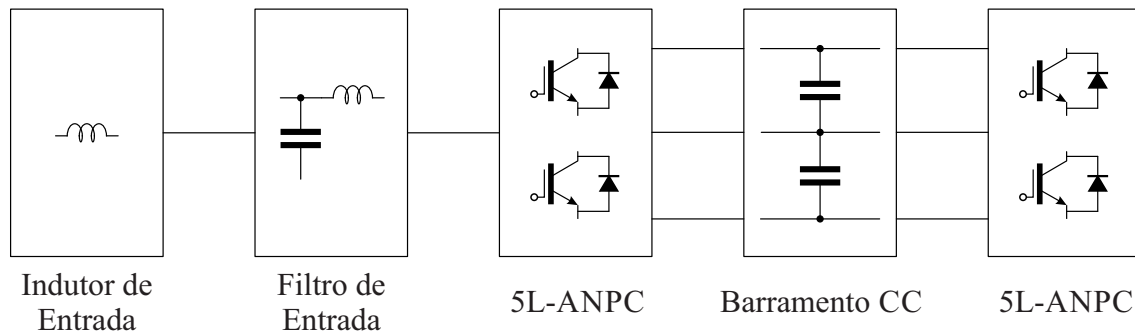
*Modulation*) é utilizada para a célula com capacitores flutuantes, de forma que as tensões sobre os dispositivos mantenham-se sempre em seus valores nominais.

Atualmente, essa topologia é comercializada pela empresa ABB para o acionamento de motores. O produto ACS 2000 é constituído por dois conversores multiníveis de cinco níveis com grampeamento ativo, que operam como retificador e como inversor, de acordo com a Figura 4 (Kieferndorf et al., 2011), em configuração sem transformador. Dessa forma, é possível manter a tensão do barramento CC sempre regulada em seu valor nominal, enquanto a etapa inversora é capaz de sintetizar uma forma de onda de amplitude e frequência variáveis. O conversor ACS 2000 é capaz de operar com potências de 250 kW até 3,68 MW, para níveis de tensão de 4,16 kV à 6,9 kV.

## 2.2 CONVERSOR MULTINÍVEL COM CÉLULAS EM PONTE COMPLETA CASCATEADAS

Para um conversor multinível com células em ponte completa cascadeadas simétrico, o número de níveis de saída é sempre igual ao dobro do número de células acrescido de uma unidade. No entanto, o número de níveis de saída pode ser maximizado através do emprego de diferentes níveis de tensão entre as células do conversor. Esse conceito foi primeiramente apresentado por Rufer, Veenstra e Gopakumar, em 1999, que utilizaram um conversor

Figura 4 - Configuração básica do produto ACS 2000, desenvolvido para o acionamento de motores.



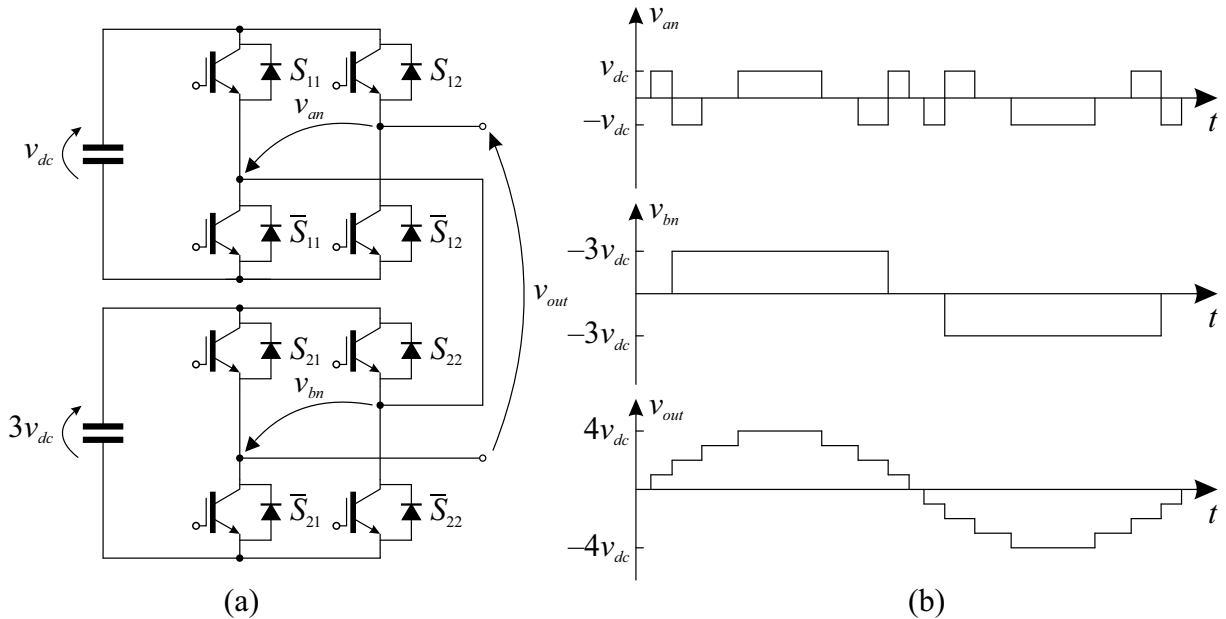
Fonte: Adaptado de (KIEFERNDORF et al., 2011).

multinível com células em ponte completa cascadeadas com níveis diferentes de tensão entre as células a fim de minimizar a distorção da tensão de saída. No entanto, o número de estados redundantes era menor para essa configuração, dificultando o balanceamento das tensões dos capacitores para determinadas condições de operação do conversor.

Nesse sentido, o número de níveis de saída dessa topologia pode ser maximizado através do emprego de células com níveis de tensão em ordem crescente de potências de três (KOURO et al., 2007). Para um conversor com  $x$  células, essa configuração é capaz de sintetizar  $3^x$  níveis diferentes de tensão. Por exemplo, o conversor de duas células apresentado na Figura 5 (a) é capaz de sintetizar até nove níveis de saída, de acordo com a Figura 5 (b). Em contrapartida, os semicondutores operam sob diferentes níveis de tensão e frequências de comutação, resultando em diferentes valores de corrente eficaz sobre esses componentes. Esse processo inviabiliza a equalização das perdas entre os semicondutores e elimina a modularidade existente na configuração simétrica.

Assim, o número de estados redundantes para o balanceamento das tensões dos capacitores decresce à medida que o grau de assimetria do conversor aumenta. Muitas vezes, a manutenção dos níveis de tensão dos capacitores é dependente da amplitude do índice de modulação da tensão de referência e do fator de potência da carga, necessitando da adição de circuitos auxiliares e/ou modificações na estratégia de modulação para o balanceamento das tensões entre as células. Além disso, a perda de modularidade, resultante do emprego de diferentes níveis de tensão entre as células do conversor exige a utilização de diferentes tecnologias de semicondutores na estrutura do conversor. Dessa forma, a maximização do número de níveis de saída não é suficiente para compensar as desvantagens do emprego dessa configuração, dificultando a inserção do conversor multinível assimétrico com células em ponte completa cascadeadas no mercado.

Figura 5 - Conversor multinível assimétrico com células em ponte completa cascadeadas. (a) Configuração de nove níveis. (b) Tensão de saída do conversor.



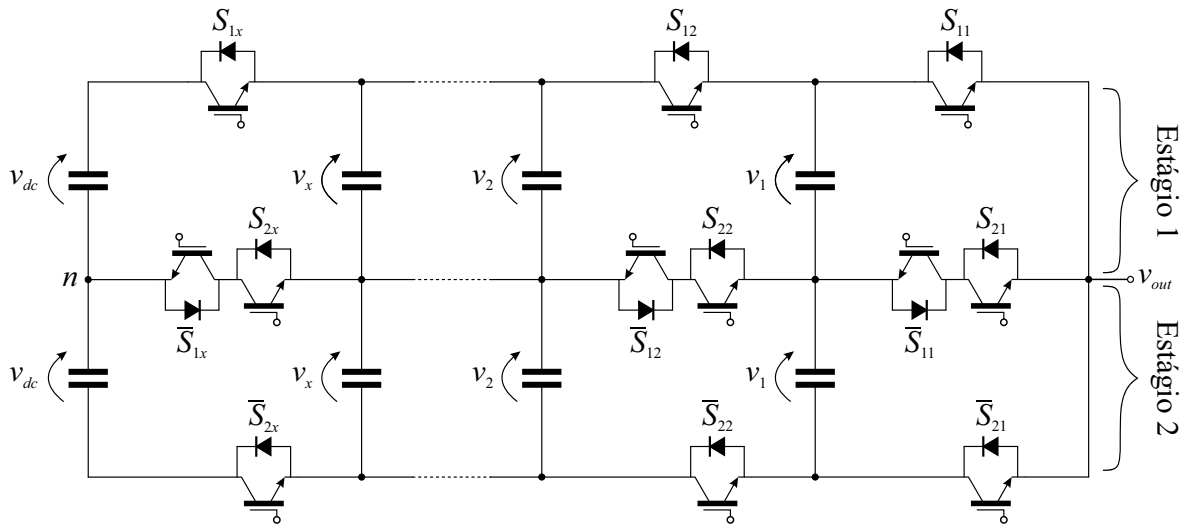
Fonte: Adaptado de (KOURO et al., 2007).

### 2.3 CONVERSOR MULTINÍVEL CASCADEADO COM CAPACITORES FLUTUANTES

Em 2001, uma nova topologia de conversor multinível foi apresentada por Gateau, Meynard e Foch, diretamente derivada do conversor multinível com capacitores flutuantes. Essa configuração é usualmente explorada na literatura em estruturas de dois estágios, que empregam  $x$  células com capacitores flutuantes conectadas em cascata, de acordo com a Figura 6. A redução dos esforços de tensão sobre os semicondutores é considerada a principal vantagem do emprego dessa topologia, possibilitando a operação do conversor com maiores níveis de potência, em comparação com a topologia convencional com capacitores flutuantes.

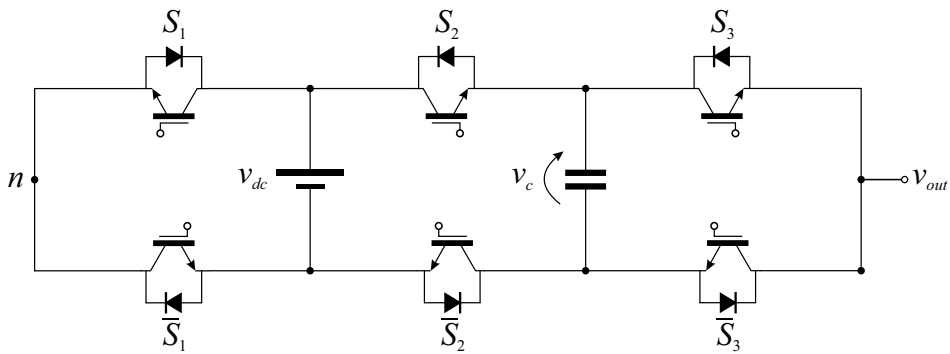
A configuração apresentada na Figura 6 é atualmente reconhecida como conversor multinível com capacitores flutuantes conectados em cascata. Cada fase dessa topologia é constituída por  $4x$  interruptores, conectados com um conjunto de  $2(x-1)$  capacitores flutuantes, carregados com tensões  $v_x$  iguais a  $(x-1)/2x$ . Note que, para um conversor com três células em cascata, conectadas em dois estágios, são necessários doze interruptores e quatro capacitores para que a implementação do conversor seja possível. Dessa forma, devido ao elevado número de componentes, o conversor multinível cascadeado com capacitores flutuantes ainda não apresenta aplicações industriais relevantes.

Figura 6 - Conversor multinível cascadeado com capacitores flutuantes.



Fonte: Adaptado de (GATEAU, MEYNARD e FOCH, 2001).

Figura 7 - Conversor multinível com células em U conectadas em cascata.



Fonte: (Próprio autor).

## 2.4 CONVERSOR MULTINÍVEL COM CÉLULAS EM U CONECTADAS EM CASCATA

O conversor multinível com células em U conectadas em cascata foi apresentado em 2011 por Ounejjar, Al Haddad e Grégoire com o objetivo de promover uma topologia de elevado desempenho harmônico e número reduzido de componentes. Essa topologia híbrida é composta por uma célula com capacitores flutuantes e uma topologia de dois níveis convencional, em estrutura ponte completa, resultando em uma estrutura composta por seis interruptores, uma fonte de tensão isolada e um capacitor, de acordo com a Figura 7.

O número de níveis dessa estrutura é igual a cinco, adotando-se a tensão do capacitor igual à metade da tensão do barramento CC ( $v_{dc} = 2v_c$ ). Note que, o número de níveis de saída pode ser maximizado adotando-se a tensão do capacitor igual a 1/3 da tensão total do barramento ( $v_{dc} = 3v_c$ ).



Nesse sentido, alguns trabalhos foram propostos, explorando as principais características do conversor multinível com células em U conectadas em cascata. Por exemplo, Vahedi e Al-Haddad (2016) propõem um sistema para a manutenção das tensões dos capacitores flutuantes para uma configuração de sete níveis, com baixa frequência de comutação dos interruptores. Esses mesmos autores também apresentam um sistema para a conexão de uma topologia cinco níveis do conversor com células em U conectadas em cascata à rede elétrica, utilizando métodos de balanceamento natural para a manutenção da tensão do capacitor em seu nível nominal de operação (VAHEDI, LABBÉ e AL-HADDAD, 2016). Por fim, um sistema de controle preditivo é analisado por Trabelsi et al., (2016), em uma configuração de sete níveis, capaz de garantir a injeção de corrente na rede com fator de potência unitário e baixa distorção, com grande potencial em aplicações fotovoltaicas.

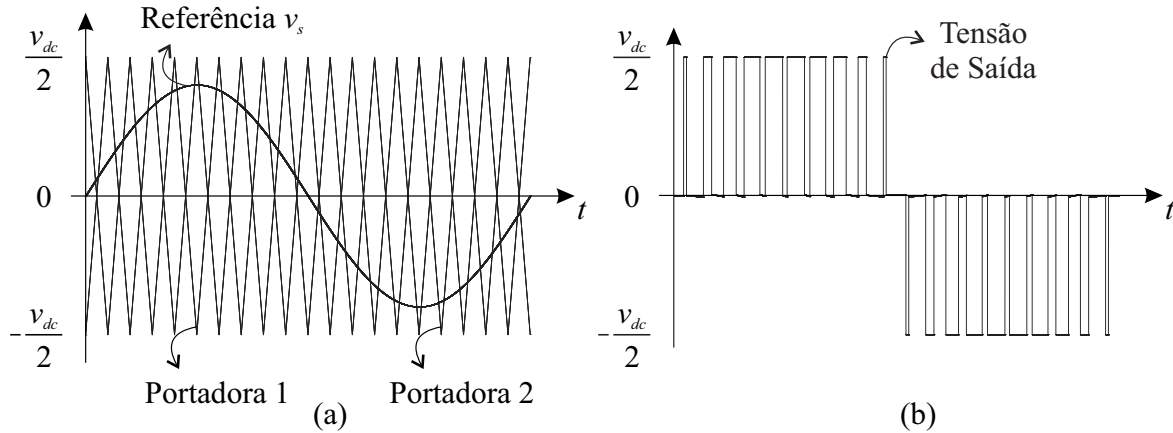
## 2.5 SISTEMAS DE MODULAÇÃO PARA CONVERSORES MULTINÍVEIS COM CAPACITORES FLUTUANTES

Sistemas de modulação para conversores multiníveis são temas de destaque na literatura e na indústria, visto que as perdas sobre os semicondutores e a qualidade das formas de onda de saída estão intimamente relacionadas com as técnicas de acionamento dos interruptores. Esses sistemas têm como objetivo principal a geração de uma forma de onda na saída do conversor que melhor se aproxima de um sinal de referência arbitrário, de amplitude e frequência ajustáveis. De forma geral, as técnicas de modulação desenvolvidas para conversores multiníveis são basicamente variações ou modificações das técnicas de modulação desenvolvidas para as topologias convencionais de dois níveis (LEON, VAZQUEZ e FRANQUELO, 2017). As particularidades de cada uma das principais estratégias de modulação para conversores multiníveis com capacitores flutuantes são analisadas nas próximas seções.

### 2.5.1 Técnicas de modulação baseadas em portadoras

A modulação por largura de pulso (PWM – *Pulse Width Modulation*) é o método mais utilizado para a geração dos sinais dos interruptores em estruturas multiníveis. Esse tipo de modulação é baseado na comparação entre sinais de onda de alta frequência (portadoras), usualmente triangulares, e um sinal de referência senoidal  $v_s$ . Para um conversor de  $m$  níveis,

Figura 8 - Formas de onda para cada fase de um conversor multinível com capacitores flutuantes. (a) Modulação PS-PWM. (b) Tensão de saída.



Fonte: (Próprio autor).

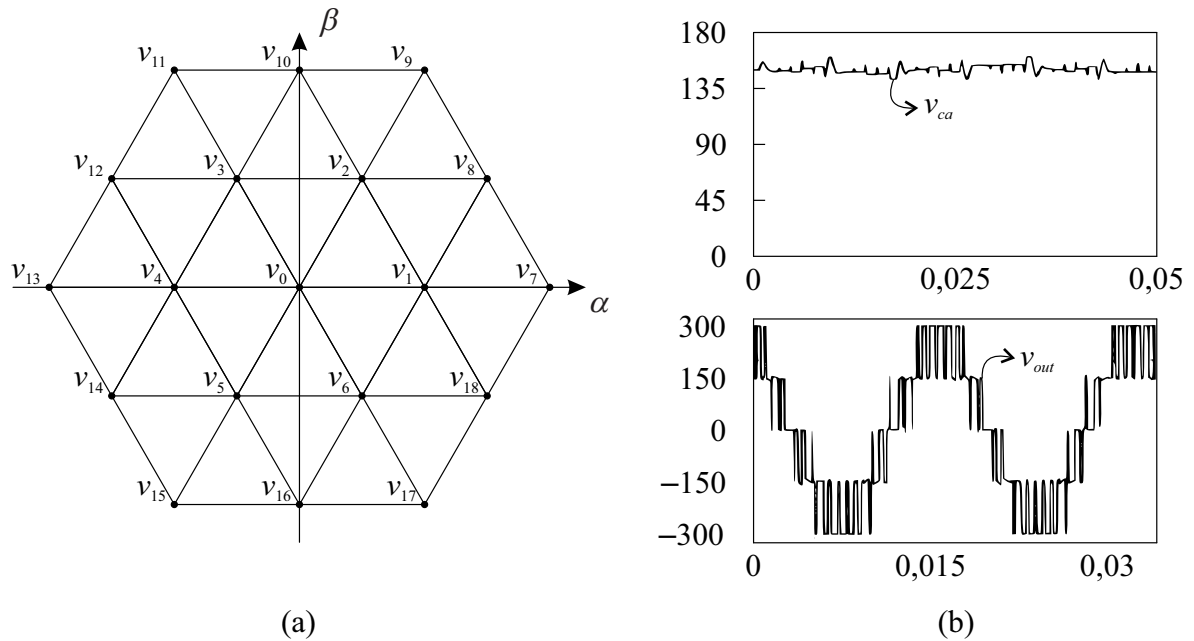
são necessárias pelo menos  $m - 1$  portadoras triangulares para sintetizar a tensão de saída do conversor.

Dessa forma, em estruturas multiníveis modulares, a modulação por largura de pulso baseada em múltiplas portadoras deslocadas em fase (PS PWM – *Phase-Shift PWM*) é especialmente interessante para o controle dos estados de condução dos interruptores. A principal vantagem do emprego dessa estratégia está relacionada com a equalização das perdas entre as células de conversores com capacitores flutuantes, possibilitando a regulação das tensões dos capacitores em seus valores nominais de operação, em um processo definido como balanceamento natural (MEYNARD, FADEL e AOUDA, 1997). A estratégia de modulação PS-PWM é apresentada na Figura 8, para o conversor multinível com capacitores flutuantes apresentado na Tabela 1.

### 2.5.2 Técnicas de modulação vetoriais

A modulação vetorial (SVM – *Space Vector Modulation*) foi inicialmente aplicada para inversores trifásicos de dois níveis em acionamentos de máquinas elétricas (VAN DER BROECK, SKUDELNY e STANKE, 1988). Essa modulação é baseada na representação dos estados de comutação dos interruptores no espaço vetorial da tensão de saída do conversor. Em sistemas trifásicos, os vetores são decompostos em um espaço bidimensional através da transformação de Clark nos eixos  $\alpha$  e  $\beta$  (BARBI, 1985). Por ser uma estratégia que permite a redução do número de comutações dos interruptores e do conteúdo harmônico da tensão de saída, essa técnica de modulação é aplicada em diversas topologias de conversores multiníveis.

Figura 9 - Modulação vetorial para um conversor de três níveis com capacitores flutuantes, em configuração trifásica. (a) Diagrama vetorial. (b) Formas de onda do conversor.



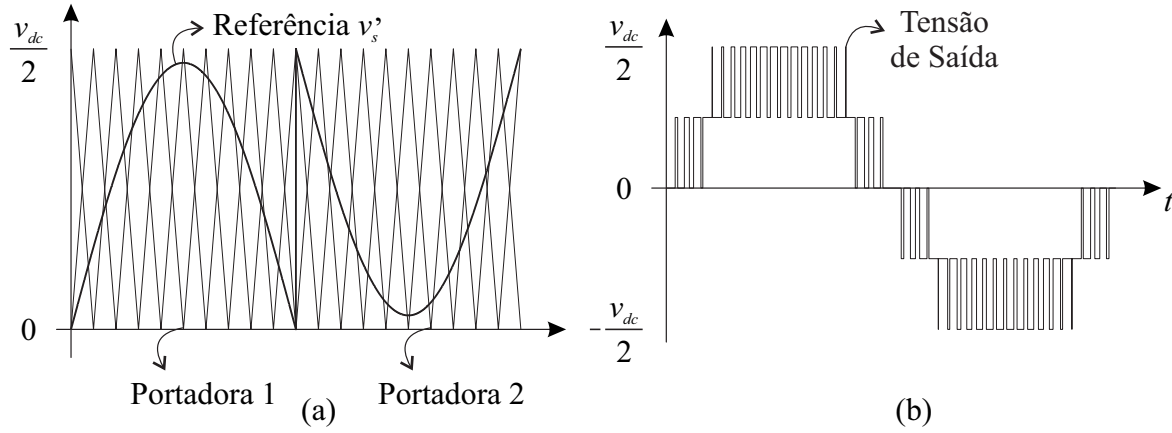
Fonte: Adaptado de (MENDES et al., 2001).

O processo de implementação da modulação vetorial consiste em três estágios distintos. Primeiramente, um conjunto de vetores deve ser escolhido para sintetizar a tensão de saída. De forma geral, os três vetores mais próximos à tensão de referência são escolhidos, em sistemas trifásicos. O segundo estágio consiste no cálculo das razões cíclicas de cada vetor, de forma que o valor médio da tensão de referência em um período de comutação possa ser sintetizado na saída do conversor. Por fim, no terceiro estágio é definida a sequência de comutação em que os vetores são implementados. Nesse caso, os estados redundantes usualmente são utilizados a fim de garantir o balanceamento das tensões do conversor e a equalização das perdas, em conversores com capacitores flutuantes. A Figura 9 (a) apresenta os possíveis vetores que podem ser sintetizados por um conversor de três níveis com capacitores flutuantes em configuração trifásica. A tensão entre duas fases  $v_{out}$  e a tensão sobre um dos capacitores flutuantes  $v_{ca}$  são mostradas na Figura 9 (b). Note que os estados redundantes foram utilizados a fim de garantir o balanceamento das tensões do conversor.

### 2.5.3 Técnicas de modulação híbridas

Os métodos de modulação convencionais, baseados em portadoras, podem ser utilizados em qualquer estrutura multinível. No entanto, algumas configurações necessitam de métodos de modulação específicos a fim de produzir os resultados desejados. Por exemplo, o

Figura 10 - Formas de onda para um conversor de cinco níveis com grampeamento ativo. (a) Modulação híbrida. (b) Tensão de saída.



Fonte: Adaptado de (LEON, VAZQUEZ e FRANQUELO, 2017).

emprego de uma estratégia de modulação com portadoras deslocadas em fase, em uma configuração assimétrica com capacitores flutuantes, não é capaz de garantir a regulação das tensões sobre os capacitores e a equalização das perdas entre todas as células do conversor.

Nesses casos, o desenvolvimento de estratégias de modulação híbridas constitui uma alternativa bastante interessante para otimizar o modo de operação de algumas topologias de conversores. Usualmente, essas técnicas podem ser utilizadas, por exemplo, para reduzir as perdas por comutação, reduzindo a frequência de comutação das células que operam com maiores níveis de potência. A Figura 10 (a) apresenta um sistema de modulação híbrido, empregado para um conversor de cinco níveis com grampeamento ativo. O emprego de portadoras deslocadas em fase garante o balanceamento das tensões dos capacitores flutuantes. Note que a tensão de referência  $v_s'$  sofre um deslocamento em amplitude durante determinados períodos quando comparada à tensão de referência  $v_s$  da estratégia convencional baseada em portadoras apresentada na Figura 8, de acordo com Li et al., (2017):

$$v_s' = \begin{cases} v_s, & v_m \in [0, v_{dc}/2] \\ v_s + v_{dc}/2, & v_m \in [-v_{dc}/2, 0) \end{cases} \quad (1)$$

A tensão de saída do conversor utilizando-se a estratégia modulação híbrida é apresentada na Figura 10 (b). Essa estratégia também pode ser utilizada em conversores assimétricos com células em ponte completa cascadeadas, otimizando a distribuição das perdas entre as células em relação às estratégias de modulação convencionais com portadoras. O balanceamento das tensões sobre os capacitores flutuantes também é garantido.

## 2.6 ASPECTOS RELATIVOS AO PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE CONVERSORES MULTINÍVEIS COM CAPACITORES FLUTUANTES

Topologias convencionais de conversores multiníveis com capacitores flutuantes apresentam algumas vantagens em relação às demais topologias clássicas. Conversores com capacitores flutuantes não necessitam de fontes de tensão isoladas para sua implementação ou de diodos para a equalização das tensões entre os semicondutores (AMINI, 2014). Além disso, quando comparado às topologias clássicas, conversores com capacitores flutuantes apresentam baixas perdas e estrutura modular, possibilitando a operação do conversor mesmo em caso de falhas, através da remoção das células defeituosas (AMINI e MOALLEN, 2017).

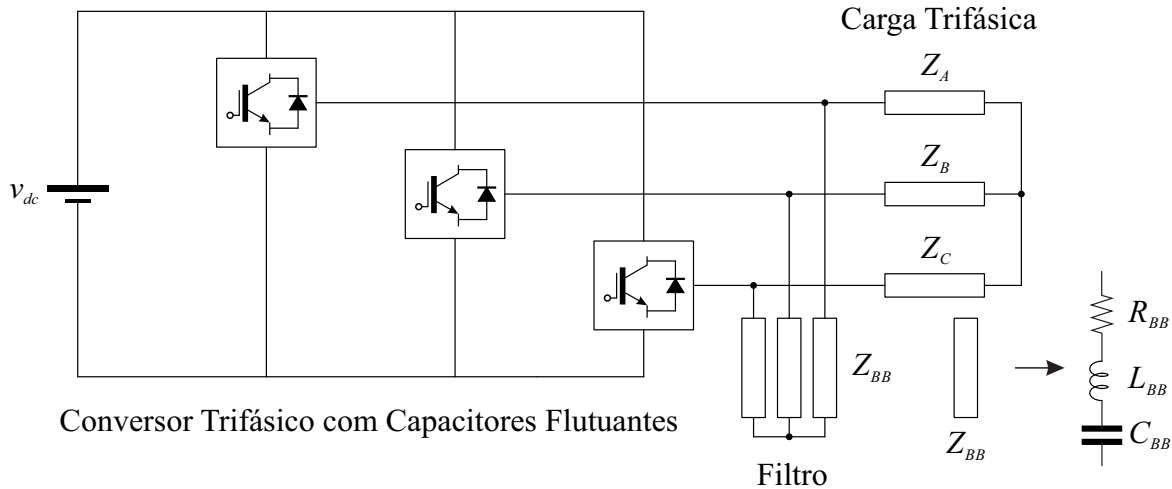
No entanto, a implementação de conversores com capacitores flutuantes exige alguns cuidados. O sistema de modulação com múltiplas portadoras deslocadas em fase, usualmente empregado para essa topologia, é caracterizado por somente ser capaz de manter os níveis de tensão dos capacitores flutuantes, isto é, o emprego dessa estratégia em malha aberta não é capaz de restaurar os valores nominais de tensão para os capacitores flutuantes em caso de desbalanceamento. Ademais, os níveis máximos de ondulação de tensão sobre os capacitores flutuantes devem ser estipulados a fim de garantir o bom funcionamento do conversor em diferentes aplicações. Dessa forma, alguns procedimentos verificados na literatura para a solução desses problemas são abordados nas próximas seções.

### 2.6.1 Balanceamento das tensões dos capacitores flutuantes

Em um conversor com capacitores flutuantes, o balanceamento de tensão para os capacitores flutuantes pode ser atingido através do emprego de razões cíclicas iguais entre interruptores de mesmas características, assumindo-se a corrente de saída simétrica. No entanto, essas condições são dificilmente verificadas em sistemas reais, de forma que as tensões sobre os capacitores flutuantes tendem a divergir.

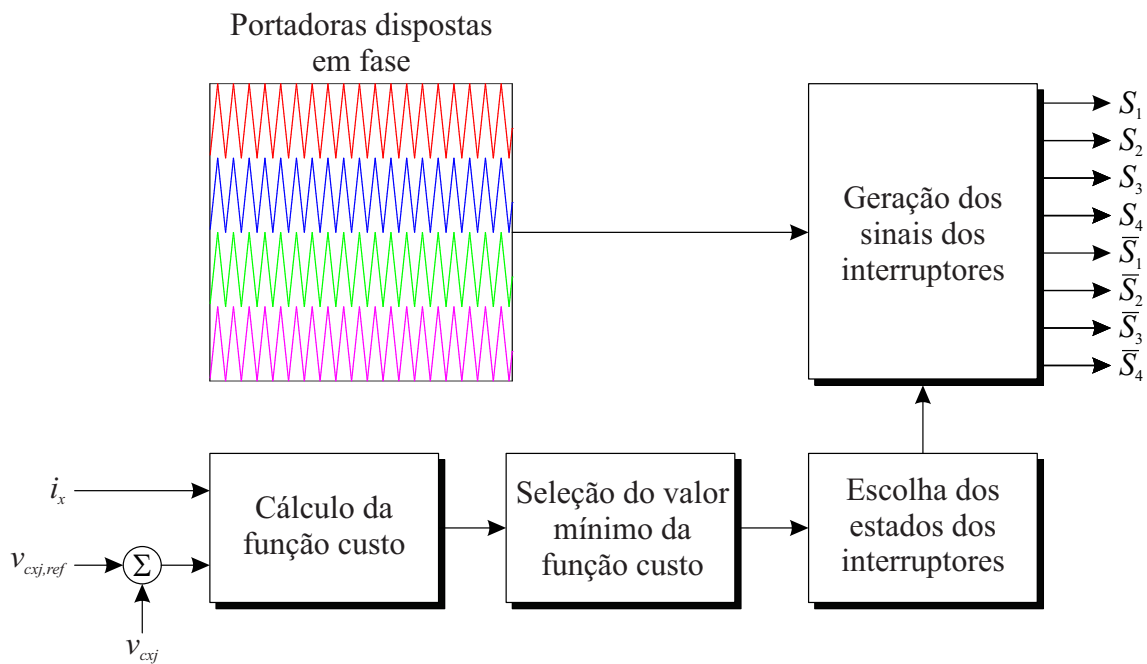
O balanceamento das tensões de um conversor com capacitores flutuantes pode ser atingido através da utilização de um circuito de filtro conectado em paralelo com a carga, de acordo com a Figura 11 (MCGRATH e HOLMES, 2011). Qualquer desbalanceamento sobre a tensão dos capacitores flutuantes resulta em um aumento da distorção da tensão de saída. Dessa forma, as componentes harmônicas da corrente nas frequências de comutação do conversor circulam sobre o circuito do filtro, corrigindo automaticamente o desbalanceamento

Figura 11 - Configuração alternativa de um conversor com capacitores flutuantes para promover a circulação das componentes harmônicas de corrente sobre o filtro de saída.



Fonte: Adaptado de (MCGRATH e HOLMES, 2011).

Figura 12 – Diagrama da estratégia de balanceamento das tensões dos capacitores flutuantes, utilizando uma função custo para regulação das tensões dos capacitores flutuantes.

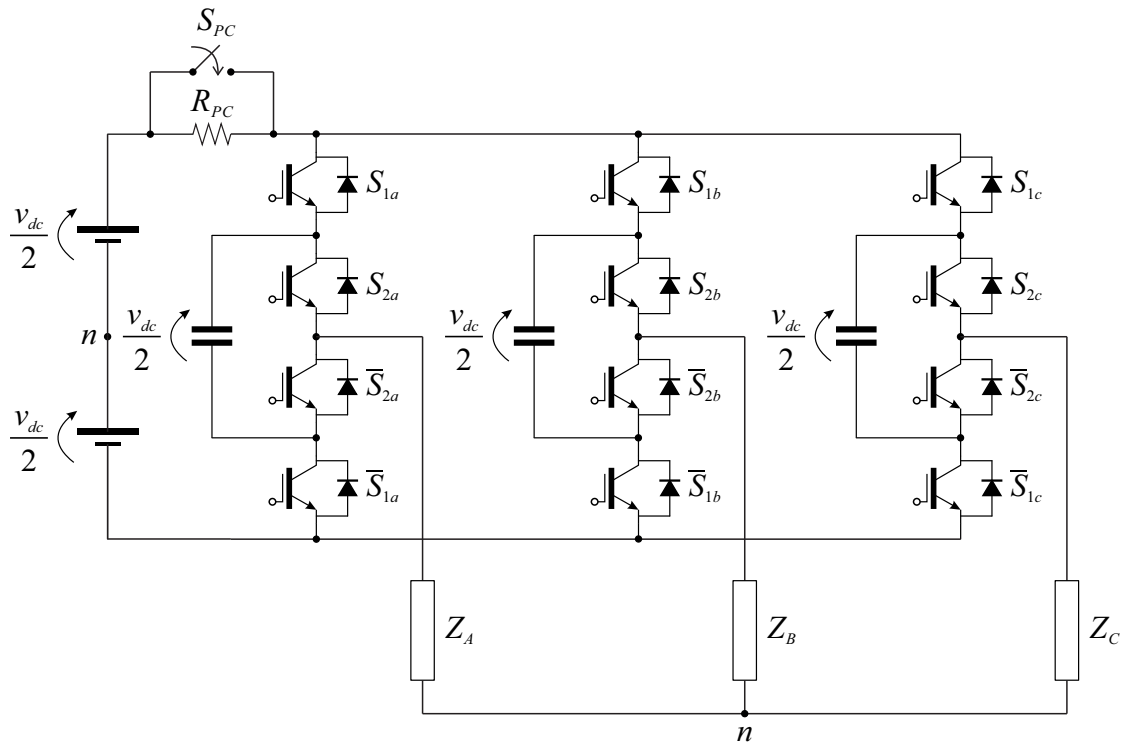


Fonte: Adaptado de (Ghias et al., 2014).

da tensão sobre os capacitores flutuantes. Esse método apresenta resultados bastante satisfatórios, mas aumenta o custo total do sistema e as perdas totais do conversor.

Alguns métodos de balanceamento em malha fechada também já foram explorados na literatura. Ghias et al., (2014) propõe um sistema de balanceamento das tensões para um conversor de cinco níveis com capacitores flutuantes, utilizando uma estratégia de modulação baseada em múltiplas portadoras dispostas em fase (PD – *Phase Disposition*), de acordo com a Figura 12. Nesse caso, os estados de condução dos interruptores são calculados a partir de

Figura 13 - Circuito de pré-carregamento para os capacitores flutuantes.



Fonte: Adaptado de (THIELEMANS, RUDERMAN e MELKEBEEK, 2009).

uma função custo (CHOI e SAEEDIFARD) que deve ser minimizada para atingir o balanceamento das tensões dos capacitores flutuantes. Essa estratégia não necessita da adição de componentes ao circuito, mas exige maior necessidade de processamento de dados pelo circuito de controle dos estados dos interruptores.

### 2.6.2 Pré-carregamento dos capacitores flutuantes

Usualmente, os capacitores flutuantes encontram-se descarregados no período de inicialização do conversor, de forma que a tensão sobre esses componentes é igual a zero. Nessas situações, conversores com capacitores flutuantes não são capazes de exercer sua característica multinível, visto que são capazes de sintetizar apenas dois níveis para a tensão de saída. Ademais, o processo de partida com a tensão nominal do barramento pode causar sérios danos aos interruptores mais externos de cada um dos braços do conversor.

Para evitar que isso aconteça, é necessário que a relação entre a tensão do barramento e a tensão dos capacitores flutuantes não se modifique. Assim, o aumento gradual da tensão total do barramento pode ser uma solução para o processo de partida do conversor e para o carregamento dos capacitores flutuantes. De forma bastante simples, um resistor de pré-carga ( $R_{PC}$ ) pode ser adicionado entre a fonte de tensão e os capacitores flutuantes, de acordo com a

Figura 13 (THIELEMANS, RUDERMAN e MELKEBEEK, 2009). Acionando-se apenas os interruptores  $S_{1x}$  e  $\bar{S}_{2x}$ , para  $x = a, b, c$ , é possível fazer o carregamento dos capacitores flutuantes ao passo que o barramento CC (após  $R_{PC}$ ) aumenta gradualmente.

### 2.6.3 Metodologia de projeto dos capacitores flutuantes

A metodologia de projeto para os valores dos capacitores flutuantes é usualmente baseada na máxima ondulação de tensão desejada sobre esses componentes. Em uma topologia convencional de três níveis, a corrente  $i_c$  que circula sobre um capacitor  $C$  é proporcional à taxa de variação da tensão  $v_c$  sobre esse componente, durante um intervalo de tempo  $t$ , ou seja:

$$i_c(t) = C \frac{dv_c(t)}{dt}. \quad (2)$$

Considerando-se a frequência de comutação do conversor  $f_{sw}$  muito maior que a frequência da forma de onda da tensão de saída do conversor, (2) pode ser reformulada como:

$$i_c = C \Delta v_c f_{sw}, \quad (3)$$

em que  $\Delta v_c$  é a taxa de variação da tensão sobre o capacitor em um período de comutação.

Assim, assumindo-se uma corrente senoidal na saída do conversor, a seguinte equação pode ser utilizada como aproximação para a determinação da capacitância do capacitor flutuante, para uma estrutura convencional de três níveis (FAZEL et al., 2007):

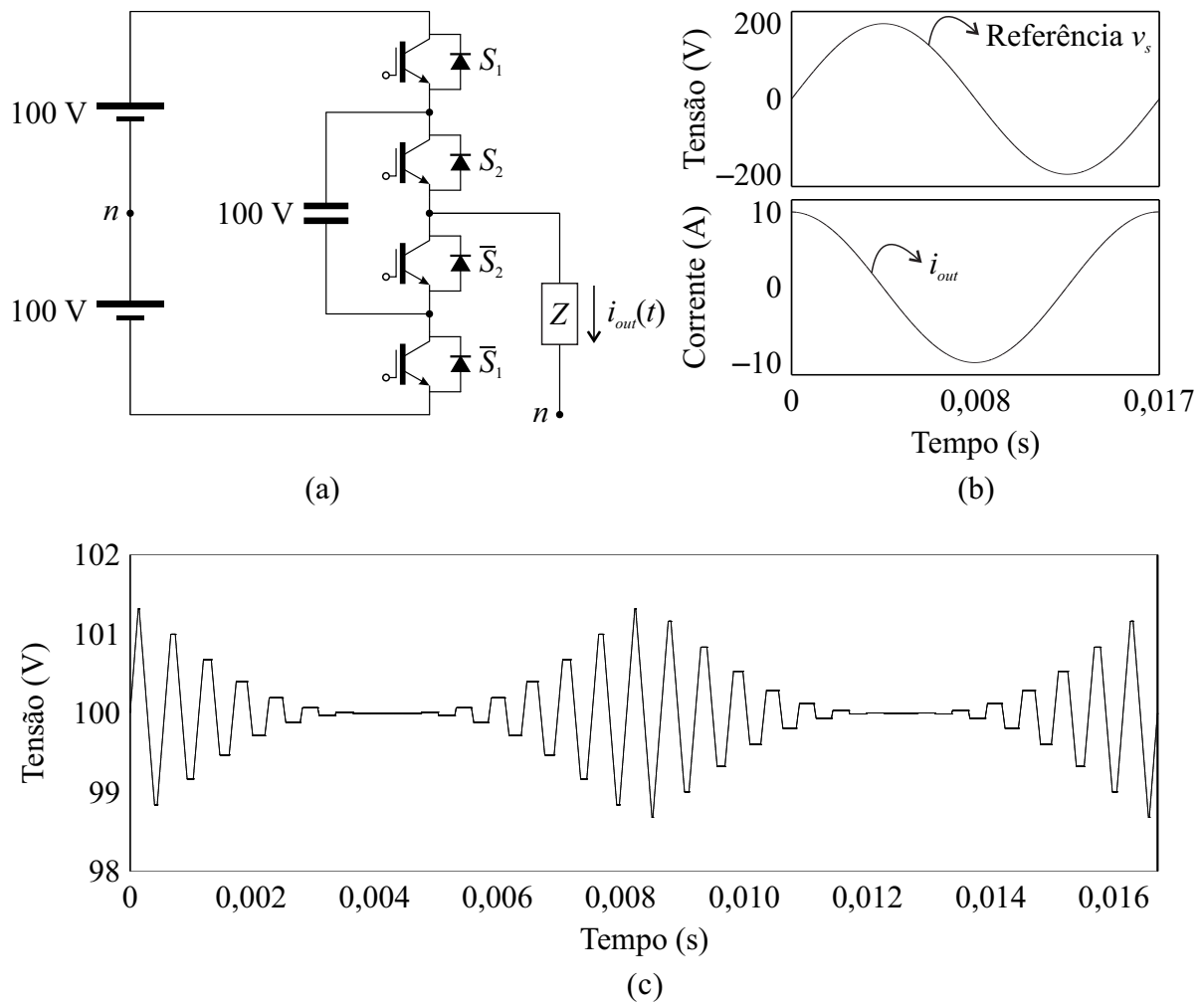
$$C = \frac{I}{\Delta v_c f_{sw}}, \quad (4)$$

onde  $I$  é o máximo valor da corrente sobre o capacitor, que resulta na máxima ondulação de tensão sobre esse componente. Por exemplo, a modulação por largura de pulso baseada em múltiplas portadoras deslocadas em fase apresentada na Figura 8 garante tempos iguais de carregamento e descarregamento para os capacitores flutuantes, em um período de comutação, de forma que a frequência efetiva de comutação sobre esse componente é igual ao dobro da



frequência de comutação dos interruptores, para operação do conversor em regime permanente. Dessa forma, o emprego de um capacitor flutuante de 1 mF para o conversor da Figura 14 (a) e para a corrente de saída apresentada na Figura 14 (b) garante uma máxima ondulação de tensão  $\Delta v_c$  igual a 2,75 V sobre esse componente, de acordo com a Figura 14 (c), considerando-se a frequência de comutação dos interruptores igual a 1,8 kHz.

Figura 14 – (a) Conversor multinível com capacitor flutuante. (b) Corrente de saída. (c) Tensão sobre o capacitor flutuante.



Fonte: (Próprio autor).

## 2.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentadas as principais configurações de conversores multiníveis com capacitores flutuantes. Essas topologias são bastante interessantes em aplicações assimétricas, visto que o emprego de diferentes níveis de tensão entre os capacitores flutuantes pode aumentar o número de níveis, diminuindo significativamente a

distorção da tensão de saída. Em seguida, as principais estratégias de modulação utilizadas para conversores com capacitores flutuantes foram apresentadas, destacando as principais vantagens do emprego de cada estratégia. Por fim, algumas características de projeto de conversores com capacitores flutuantes foram destacadas, de forma que essas topologias possam ser devidamente implementadas.

### 3. CONVERSOR MULTINÍVEL COM CAPACITORES FLUTUANTES EM ESTRUTURA PONTE COMPLETA

#### 3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentada a topologia sob estudo neste trabalho. Inicialmente, são verificadas as principais características desse conversor em estrutura simétrica, onde todos os interruptores são submetidos aos mesmos níveis de tensão. Em seguida, uma metodologia genérica para a obtenção dos possíveis valores de tensão para os capacitores flutuantes é apresentada, considerando-se sempre níveis igualmente espaçados para a tensão de saída do conversor. Uma análise do balanceamento das tensões dos capacitores flutuantes para cada uma das possíveis configurações também é realizada. Ao final, verifica-se que a manutenção dos níveis de tensão dos capacitores flutuantes é dependente da amplitude do índice de modulação e do ângulo de fator de potência da carga e são obtidas as regiões de operação que determinam o funcionamento de cada uma das configurações propostas neste trabalho.

#### 3.2 DESCRIÇÃO DA TOPOLOGIA

A topologia em estudo é apresentada na Figura 15. Essa configuração é obtida através da conexão de duas células convencionais de três níveis com capacitores flutuantes, em estrutura ponte completa. Cada um dos braços dessa topologia (braço A e braço B) é capaz de sintetizar até quatro níveis de tensão, de acordo com os valores de tensão dos capacitores flutuantes.

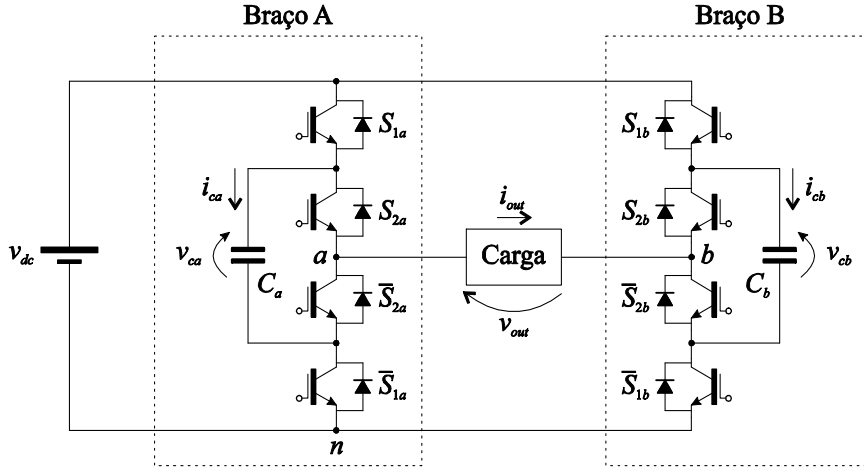
Como forma de simplificar as análises, as tensões sobre cada um dos componentes do circuito da Figura 15 são normalizadas em relação à tensão total do barramento, isto é,  $v_{dc} = 1$  pu. Assim sendo, a tensão de saída do braço A  $v_{an}$  e a tensão de saída do braço B  $v_{bn}$  podem assumir os seguintes valores:

$$v_{xm} = \{0, v_{cx}, 1 - v_{cx}, 1\}, \quad x = a, b, \quad (5)$$

onde  $v_{ca}$  e  $v_{cb}$  são as tensões normalizadas dos capacitores  $C_a$  e  $C_b$ , respectivamente. Todos os possíveis estados de condução dessa topologia são apresentados na Tabela 2. Observe que

existem 16 possíveis combinações para sintetizar a tensão de saída do conversor, através da associação entre as tensões do braço A e do braço B.

Figura 15 - Conversor multinível com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa.



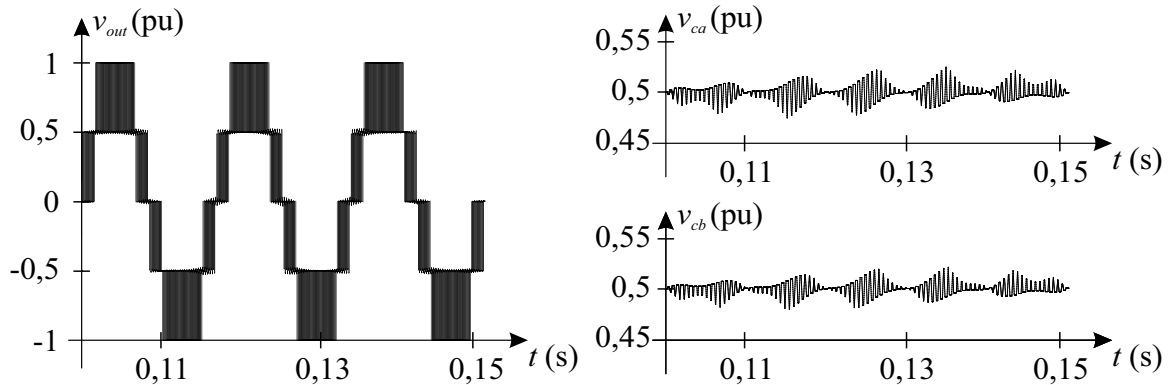
Fonte: (Próprio autor).

Tabela 2 - Níveis de tensão que podem ser sintetizados por um conversor multinível com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa.

$v_{an}$	$v_{bn}$	$v_{out}$
0	0	0
0	$v_{cb}$	$-v_{cb}$
0	$1 - v_{cb}$	$1 + v_{cb}$
0	1	-1
$v_{ca}$	0	$v_{ca}$
$v_{ca}$	$v_{cb}$	$v_{ca} - v_{cb}$
$v_{ca}$	$1 - v_{cb}$	$v_{ca} + v_{cb} - 1$
$v_{ca}$	1	$v_{ca} - 1$
$1 - v_{ca}$	0	$1 - v_{ca}$
$1 - v_{ca}$	$v_{cb}$	$1 - v_{ca} - v_{cb}$
$1 - v_{ca}$	$1 - v_{cb}$	$v_{cb} - v_{ca}$
$1 - v_{ca}$	1	$-v_{ca}$
1	0	1
1	$v_{cb}$	$1 - v_{cb}$
1	$1 - v_{cb}$	$v_{cb}$
1	1	0

Fonte: (Próprio autor).

Figura 16 - Modulação por largura de pulso baseada em múltiplas portadoras deslocadas em fase para um conversor multinível com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa, considerando-se uma frequência de 60 Hz para o sinal de referência e de 1800 Hz para as portadoras. (a) Tensão de saída. (b) Tensões sobre os capacitores flutuantes.



Fonte: (Próprio autor).

Dessa forma, a topologia simétrica clássica é obtida adotando-se  $v_{ca} = v_{cb} = 1/2$  pu. Nesse caso, todos os semicondutores são submetidos aos mesmos valores de tensão, e a tensão de saída  $v_{out}$  pode apresentar até cinco níveis distintos (TEIXEIRA, MCGRATH e HOLMES, 2012). Entre as estratégias utilizadas para garantir o funcionamento da topologia simétrica, a modulação por largura de pulso baseada em múltiplas portadoras deslocadas em fase é especialmente interessante quando utilizada em conversores com capacitores flutuantes. O emprego dessa técnica é capaz de garantir o balanceamento natural dos capacitores (MEYNARD, FADEL e AOUDA, 1997). Esse processo é caracterizado por tempos de carga e de descarga aproximadamente iguais para os capacitores flutuantes, garantindo a manutenção dos níveis de tensão para esses componentes e a equalização das perdas dos interruptores. Como exemplo, a Figura 16 apresenta resultados de simulação da tensão de saída e da tensão sobre os capacitores flutuantes, para o conversor da Figura 15, utilizando uma estratégia de modulação baseada em múltiplas portadoras deslocadas em fase.

No entanto, circuitos reais apresentam uma série de não-linearidades e não-idealidades associadas à queda de tensão sobre os semicondutores, atraso de implementação digital e implementação do tempo morto entre pares complementares de interruptores (KHAZRAEI et al., 2012). Assim, as técnicas usuais baseadas em portadoras são usualmente implementadas em conjunto com estratégias de controle, para garantir a regulação das tensões dos capacitores flutuantes (XU e AGELIDIS, 2004).

Em geral, o número de níveis na saída de um conversor multinível com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa pode ser aumentado através da adição de células com

capacitores flutuantes em ambos os braços do conversor. No entanto, esse valor é geralmente limitado em até cinco níveis, por restrições de custo e complexidade do sistema. Em topologias simétricas, o número de interruptores  $n_i$  e o número de capacitores  $n_c$  podem ser obtidos através do número de níveis  $m$  da tensão de saída do conversor, de acordo com a Tabela 3.

Tabela 3 - Número de componentes de um conversor multinível simétrico com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa em função do número de níveis de saída do conversor.

Número de níveis	$n_i$	$n_c$
5	8	2
7	12	4
9	16	6
11	20	8
$m$	$2m - 2$	$m - 3$

Fonte: (Próprio autor).

Dessa forma, o alto número de componentes para a obtenção de um maior número de níveis constitui um empecilho para o desenvolvimento de novas topologias simétricas de conversores com capacitores flutuantes. Por outro lado, é possível aumentar o número de níveis da topologia da Figura 15 através do emprego de diferentes níveis de tensão para os capacitores flutuantes. A tensão de saída  $v_{out}$  é obtida através da diferença entre as tensões dos braços  $v_{an}$  e  $v_{bn}$ :

$$v_{out} = v_{an} - v_{bn}. \quad (6)$$

Dessa forma, alterando-se os valores da tensão sobre os capacitores, mais combinações podem ser geradas para a tensão de saída  $v_{out}$ , de acordo com (6). Por exemplo, adotando-se  $v_{ca} = 2/5$  pu, a tensão de braço  $v_{an}$  pode assumir quatro níveis distintos:

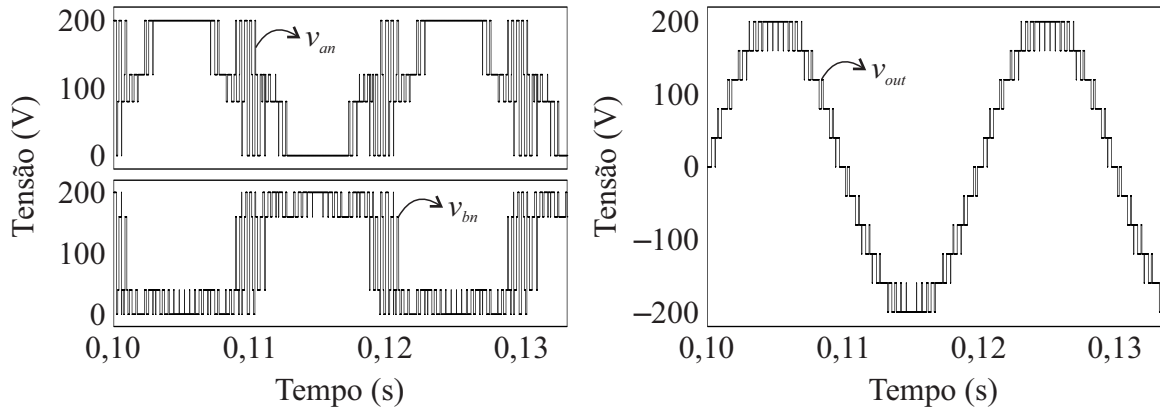
$$v_{an} = \left\{ 0, \frac{2}{5}, \frac{3}{5}, 1 \right\}, \quad (7)$$

De forma equivalente, considerando-se  $v_{cb} = 1/5$  pu, a tensão de braço  $v_{bn}$  pode sintetizar os seguintes níveis:

$$v_{bn} = \left\{ 0, \frac{1}{5}, \frac{4}{5}, 1 \right\}. \quad (8)$$

Utilizando essa combinação de tensão dos capacitores flutuantes, o número de níveis de saída é igual a onze, visto que existe um maior número de combinações disponíveis entre as tensões de cada um dos braços do conversor, de acordo com a Figura 17.

Figura 17 – Tensões dos braços e tensão de saída do conversor multinível com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa, considerando-se  $v_{ca} = 2/5$  pu e  $v_{cb} = 1/5$  pu.



Fonte: (Próprio autor).

Note ainda que, para cada valor de tensão dos capacitores flutuantes  $v_{cx}$  sempre existe um valor de tensão equivalente  $v_{cx}^*$  capaz de produzir os mesmos níveis para a tensão de saída do conversor:

$$v_{cx} + v_{cx}^* = 1, \quad x = a, b. \quad (9)$$

Por exemplo, a tensão equivalente  $v_{ca}^*$  para a configuração de onze níveis apresentada na Figura 17 é igual a  $3/5$  pu. Utilizando-se (5) para essa configuração de tensão equivalente, os seguintes níveis podem ser sintetizados na tensão de saída do braço A do conversor:

$$v_{an} = \left\{ 0, \frac{3}{5}, \frac{2}{5}, 1 \right\}, \quad (10)$$

que são os mesmos níveis apresentados em (7), obtidos adotando-se  $v_{ca} = 2/5$  pu. Dessa forma, a configuração de tensão  $v_{ca} = 3/5$  pu e  $v_{cb} = 1/5$  pu também é capaz de produzir onze níveis na saída do conversor e as mesmas formas de onda mostradas na Figura 17 podem ser sintetizadas considerando-se essa configuração equivalente. De forma semelhante, um maior número de configurações de onze níveis pode ser obtido por meio da tensão equivalente  $v_{cb}^*$ , como mostrado na Tabela 4, visto que os mesmos níveis são sintetizados na tensão de cada um dos braços do conversor. Note ainda que a restrição

$$v_{cx} \leq 1 \text{ pu}, \quad x = a, b, \quad (11)$$

deve ser satisfeita, para que apenas interruptores unidirecionais em tensão sejam utilizados.

Tabela 4 – Configurações de tensão dos capacitores flutuantes capazes de gerar onze níveis na saída do conversor.

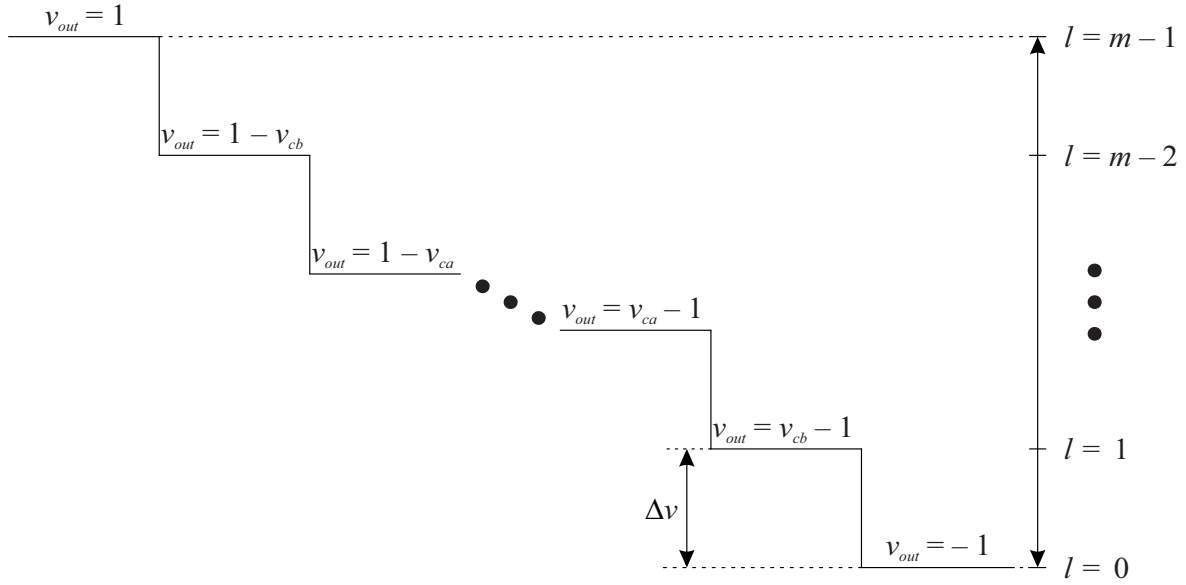
Configuração	$v_{an}$	$v_{bn}$	$m$
$v_{ca} = 2/5$ pu e $v_{cb} = 1/5$ pu	$\left\{0, \frac{2}{5}, \frac{3}{5}, 1\right\}$	$\left\{0, \frac{1}{5}, \frac{4}{5}, 1\right\}$	11
$v_{ca} = 3/5$ pu e $v_{cb} = 1/5$ pu	$\left\{0, \frac{3}{5}, \frac{2}{5}, 1\right\}$	$\left\{0, \frac{1}{5}, \frac{4}{5}, 1\right\}$	11
$v_{ca} = 2/5$ pu e $v_{cb} = 4/5$ pu	$\left\{0, \frac{2}{5}, \frac{3}{5}, 1\right\}$	$\left\{0, \frac{4}{5}, \frac{1}{5}, 1\right\}$	11
$v_{ca} = 3/5$ pu e $v_{cb} = 4/5$ pu	$\left\{0, \frac{3}{5}, \frac{2}{5}, 1\right\}$	$\left\{0, \frac{4}{5}, \frac{1}{5}, 1\right\}$	11

Fonte: (Próprio autor).

Considerando esses pressupostos, é possível definir três diferentes situações para a obtenção das tensões dos capacitores flutuantes em estruturas assimétricas, capazes de garantir níveis igualmente espaçados para a tensão de saída do conversor:  $v_{ca} > v_{cb}$  (situação I),  $v_{ca} = v_{cb}$  (situação II) e configurações equivalentes (situação III).



Figura 18 - Representação dos níveis da tensão de saída do conversor.



Fonte: (Próprio autor).

### 3.2.1 Situação I: $v_{ca} > v_{cb}$

As tensões sobre os capacitores flutuantes devem ser obtidas de tal forma que os níveis da tensão de saída sejam igualmente espaçados. Considerando-se os níveis de tensão apresentados na Tabela 2, o maior nível de tensão sintetizado pelo conversor é igual a tensão total do barramento, enquanto seu nível adjacente é igual a  $1 - v_{cb}$ , visto que  $v_{cb} < v_{ca}$ . Portanto, a diferença entre esses dois níveis adjacentes  $\Delta v$  pode ser obtida:

$$\Delta v = 1 - (1 - v_{cb}) = v_{cb}. \quad (12)$$

Pode-se verificar que a diferença entre os níveis de tensão do conversor deve ser igual à tensão do capacitor  $C_b$ . O próximo nível adjacente, de acordo com a Tabela 2, é igual a  $1 - v_{ca}$ . Nesse sentido, a seguinte restrição deve ser satisfeita a fim de manter a mesma diferença de tensão  $\Delta v$  entre os níveis da tensão de saída do conversor:

$$\Delta v = 1 - v_{cb} - (1 - v_{ca}) = v_{ca} - v_{cb}. \quad (13)$$

Assim, o resultado obtido em (12) pode ser relacionado com (13), resultando na relação entre as tensões dos capacitores flutuantes:

$$v_{ca} = 2v_{cb} . \quad (14)$$

A Figura 18 apresenta os possíveis níveis de saída para um conversor de  $m$  níveis. Considerando-se a tensão total do barramento igual a 1 pu, a amplitude total do espaço da tensão de saída é igual a 2 pu, divididos em  $m - 1$  degraus. Portanto, a diferença entre níveis adjacentes pode ser obtida por:

$$\Delta v = \frac{2}{m-1} = v_{cb}, \quad m = 7, 9, 11, 13. \quad (15)$$

Por fim, visto que o menor valor negativo para a tensão de saída é igual a  $-1$  pu, a tensão de saída pode ser determinada para cada degrau de ordem  $l$ , através da adição desse valor aos próximos degraus de tensão:

$$v_{out} = \Delta v l - 1 = \frac{2}{m-1} l - 1, \quad l = 0, 1, 2, \dots, m-1. \quad (16)$$

Por exemplo, adotando-se uma configuração de treze níveis, isto é,  $m = 13$ , as tensões dos capacitores  $C_a$  e  $C_b$  devem ser iguais a  $1/3$  pu e  $1/6$  pu, respectivamente. Dessa forma, a tensão de saída  $v_{out}$  pode assumir cada um dos seguintes níveis, de acordo com (16):

$$v_{out} = \left\{ -\frac{6}{6}, -\frac{5}{6}, -\frac{4}{6}, -\frac{3}{6}, -\frac{2}{6}, -\frac{1}{6}, \frac{0}{6}, \frac{1}{6}, \frac{2}{6}, \frac{3}{6}, \frac{4}{6}, \frac{5}{6}, \frac{6}{6} \right\}. \quad (17)$$

É possível notar que houve um aumento significativo do número de níveis de saída do conversor em relação à topologia convencional simétrica. Em contrapartida, em configurações assimétricas os semicondutores são submetidos a diferentes níveis de tensão. Considerando-se  $v_{ca} > v_{cb}$ , as tensões normalizadas de bloqueio sobre os interruptores  $S_{1a}$  e  $S_{2a}$  podem ser obtidas respectivamente por:

$$V_{s1a} = \frac{m-5}{m-1}, \quad (18)$$

$$V_{S2a} = \frac{4}{m-1}. \quad (19)$$

As tensões de bloqueio sobre os interruptores  $\bar{S}_{1a}$  e  $\bar{S}_{2a}$  são as mesmas obtidas para os interruptores  $S_{1a}$  e  $S_{2a}$ , respectivamente. É possível notar que as tensões de bloqueio sobre os interruptores externos aumentam de forma proporcional ao número de níveis de saída do conversor. Por outro lado, as tensões de bloqueio dos interruptores internos diminuem à medida que o número de níveis de saída aumenta.

Em relação ao braço B, as tensões de bloqueio dos interruptores  $S_{1b}$  e  $S_{2b}$  são obtidas por:

$$V_{S1b} = \frac{m-3}{m-1}, \quad (20)$$

$$V_{S2b} = \frac{2}{m-1}. \quad (21)$$

As tensões de bloqueio dos interruptores  $\bar{S}_{1b}$  e  $\bar{S}_{2b}$  são iguais às tensões dos interruptores  $S_{1b}$  e  $S_{2b}$ , respectivamente. De forma similar às relações obtidas para o braço A, as tensões de bloqueio dos interruptores externos aumenta de forma proporcional ao número de níveis de saída do conversor, enquanto as tensões de bloqueio sobre os interruptores internos diminuem conforme o número de níveis de saída aumenta. Assim sendo, as tecnologias de semicondutores utilizadas para a montagem do conversor devem ser definidas em função da configuração de tensão escolhida para os capacitores flutuantes.

### 3.2.2 Situação II: $v_{ca} = v_{cb}$

Os valores nominais das tensões sobre os capacitores flutuantes são considerados iguais para esse caso. De forma similar à situação I, a tensão  $v_{cb}$  é determinada por:

$$v_{cb} = \frac{2}{m-1}, \quad m = 5, 7, 9. \quad (22)$$

No entanto, o número máximo de níveis para essa configuração é igual a nove, enquanto o número mínimo é igual a cinco. Note que a configuração simétrica clássica é obtida considerando-se  $m = 5$ , de forma que  $v_{ca} = v_{cb} = 1/2$  pu. O conjunto dos valores da tensão de saída também pode ser obtido por (16). Além disso, de forma similar à situação I, as tensões de bloqueio para os interruptores  $S_{1a}$  e  $S_{2a}$  são obtidas por:

$$V_{s1a} = \frac{m-3}{m-1}, \quad (23)$$

$$V_{s2a} = \frac{2}{m-1}. \quad (24)$$

As tensões de bloqueio dos interruptores do braço B são obtidas utilizando-se (20) e (21). Dessa forma, todas as possíveis combinações de tensão para os capacitores flutuantes, obtidas através da situação I e da situação II são apresentadas na Tabela 5, assim como as tensões de bloqueio sobre os interruptores obtidas para cada configuração.

### 3.2.3 Situação III: configurações equivalentes

A Tabela 5 apresenta algumas combinações de tensão para os capacitores flutuantes capazes de produzir níveis igualmente espaçados na tensão na saída do conversor. No entanto, um número maior de combinações pode ser obtido através de (9). Substituindo as tensões dos capacitores por seus pares equivalentes, é possível sintetizar os mesmos níveis de tensão para cada um dos braços do conversor. Como mencionado anteriormente, considerando-se  $v_{ca} = 2/5$  pu, a tensão do braço  $v_{an}$  pode assumir quatro níveis diferentes: 0,  $2/5$ ,  $3/5$ , 1. Esses mesmos níveis podem ser obtidos considerando-se a tensão equivalente  $v_{ca} = 3/5$  pu. Portanto, os possíveis valores de tensão que podem ser sintetizados para a tensão de saída do conversor  $v_{out}$  são equivalentes para  $v_{ca} = 2/5$  pu e para  $v_{ca} = 3/5$  pu. Aplicando-se esse conceito nas configurações apresentadas na Tabela 5, as configurações equivalentes podem ser obtidas, de acordo com a Tabela 6. Todas as possíveis configurações de tensão sobre os capacitores flutuantes, para níveis igualmente espaçados na tensão de saída, são apresentados na Tabela 5 e na Tabela 6.

Tabela 5 - Configurações base para as tensões sobre os capacitores flutuantes, obtidas a partir da situação I e da situação II.

$m$	$v_{ca}$ (pu)	$v_{cb}$ (pu)	$V_{S1a}$	$V_{S2a}$	$V_{S1b}$	$V_{S2b}$
5	1/2	1/2	1/2	1/2	1/2	1/2
7	1/3	1/3	2/3	1/3	2/3	1/3
	2/3	1/3	1/3	2/3	2/3	1/3
9	1/4	1/4	3/4	1/4	3/4	1/4
	1/2	1/4	1/2	1/2	3/4	1/4
11	2/5	1/5	3/5	2/5	4/5	1/5
13	1/3	1/6	2/3	1/3	5/6	1/6

Fonte: (Próprio autor).

Tabela 6 - Configurações equivalentes para as tensões sobre os capacitores flutuantes.

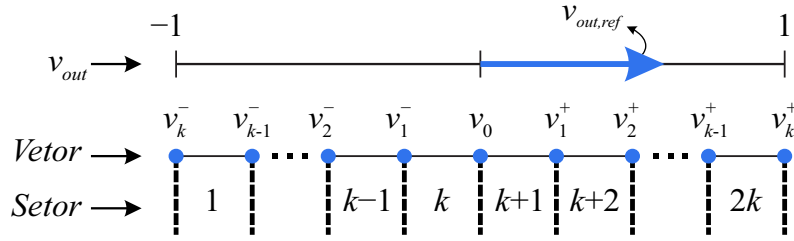
$m$	$v_{ca}$ (pu)	$v_{cb}$ (pu)	$V_{S1a}$	$V_{S2a}$	$V_{S1b}$	$V_{S2b}$
7	2/3	2/3	1/3	2/3	1/3	2/3
9	3/4	3/4	1/4	3/4	1/4	3/4
	3/4	1/4	1/4	3/4	3/4	1/4
	1/2	3/4	1/2	1/2	1/4	3/4
11	2/5	4/5	3/5	2/5	1/5	4/5
	3/5	1/5	2/5	3/5	4/5	1/5
	3/5	4/5	2/5	3/5	1/5	4/5
13	1/3	5/6	2/3	1/3	1/6	5/6
	2/3	1/6	1/3	2/3	5/6	1/6
	2/3	5/6	1/3	2/3	1/6	5/6

Fonte: (Próprio autor).

### 3.3 BALANCEAMENTO DAS TENSÕES SOBRE OS CAPACITORES FLUTUANTES

É de fundamental importância que as tensões sobre os capacitores flutuantes mantenham-se sempre reguladas em seus valores nominais para o funcionamento correto do conversor. Entretanto, em estruturas assimétricas, as tensões tendem a divergir, dependendo da amplitude do índice de modulação e do ângulo do fator de potência da carga. Nesse sentido, a estratégia de modulação baseada em múltiplas portadoras deslocadas em fase não é a alternativa mais adequada para o balanceamento das tensões dos capacitores, visto que o

Figura 19 – Diagrama vetorial das tensões de saída para um conversor de  $m$  níveis com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa.



Fonte: (Próprio autor).

aumento do número de níveis de saída sacrifica alguns dos estados redundantes anteriormente disponíveis na configuração simétrica.

Assim, uma análise detalhada deve ser realizada a fim de assegurar o balanceamento das tensões dos capacitores flutuantes. A estratégia de modulação vetorial apresenta grande potencial para essa tarefa, visto que essa técnica é capaz de realizar o controle das razões cíclicas dos interruptores com grande flexibilidade. Ademais, constantes avanços em tecnologias de microprocessadores contribuem fortemente para o emprego dessa estratégia em diversas aplicações.

O diagrama espacial para uma configuração de  $m$  níveis de um conversor com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa é apresentado na Figura 19. É possível observar  $k$  vetores positivos ( $v_1^+, v_2^+, \dots, v_k^+$ ),  $k$  vetores negativos ( $v_1^-, v_2^-, \dots, v_k^-$ ) e um vetor de amplitude zero ( $v_0$ ), originando  $2k$  setores diferentes, em que  $k = (m - 1)/2$ . Embora os níveis de tensão apresentados na Figura 19 sejam apresentados como escalares, esses níveis podem ser referidos como vetores em um espaço unidimensional ( $\Re^1$ ). A tensão de referência é representada por  $v_{out,ref}$  e é obtida por:

$$v_{out,ref} = m_a \sin(\theta), \quad (25)$$

em que  $\theta$  é o ângulo de referência e  $m_a$  representa o índice de modulação de amplitude, que varia de zero até a unidade, na região linear de operação. Note que o valor desejado da tensão média de saída em um período de comutação ( $\overline{v_{out}}$ ) pode ser sintetizado utilizando os dois vetores mais próximos à tensão de referência, durante um período de comutação  $T_s$ :

$$\overline{v_{out}} = d_y v_y + d_z v_z, \quad (26)$$

onde  $d_y$  e  $d_z$  representam as razões cíclicas dos dois vetores mais próximos à tensão de referência,  $v_y$  e  $v_z$ , respectivamente. Dessa forma, a razão cíclica associada a cada vetor pode ser obtida utilizando a seguinte relação para qualquer setor do espaço da tensão de saída do conversor:

$$\begin{bmatrix} d_y \\ d_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_y & v_z \\ 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{out,ref} \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (27)$$

Sem perda de generalidade, apenas as configurações apresentadas na Tabela 5 serão analisadas para o balanceamento das tensões sobre os capacitores flutuantes, visto que os vetores das configurações base e suas respectivas configurações equivalentes apresentam a mesma contribuição sobre as correntes dos capacitores flutuantes (em módulo). De forma similar, a contribuição dos vetores positivos e negativos sobre a corrente dos capacitores flutuantes é a mesma (em módulo). Baseado nessas afirmações, a Tabela 7 apresenta o número de estados para cada vetor positivo das configurações base apresentadas na Tabela 5.

Através da análise da Tabela 7 pode ser observado que o número de estados redundantes decresce conforme o número de níveis de saída aumenta, tornando a operação de balanceamento das tensões dos capacitores flutuantes mais desafiadora. Para topologias assimétricas, o emprego de vetores não controláveis, que afetam as correntes sobre os capacitores flutuantes, mas não possuem estados redundantes, constitui o principal empecilho para o balanceamento das tensões do conversor. Por outro lado, o valor médio da corrente sobre os capacitores pode ser controlado através do emprego de vetores controláveis, que possuem estados redundantes para o balanceamento das tensões do conversor. Assim, para obter a região de operação (em função do ângulo do fator de potência e do índice de modulação de amplitude) onde é possível regular as tensões dos capacitores flutuantes, a seguinte restrição deve ser satisfeita:

$$\underbrace{\left| Q_{c,x}(m_a, \theta) \right|}_{\text{Controlável}} \geq \underbrace{\left| Q_{u,x}(m_a, \theta) \right|}_{\text{Não controlável}}, \quad x = a, b, \quad (28)$$

em que  $Q_{c,a}$  e  $Q_{c,b}$  são os valores máximos de carga elétrica disponibilizada pelos vetores controláveis, capazes de regular as tensões dos capacitores flutuantes  $C_a$  e  $C_b$ , respectivamente. De forma contrária,  $Q_{u,a}$  e  $Q_{u,b}$  representam a carga dos vetores não

Tabela 7 - Número de estados para os vetores positivos das configurações base.

$m$	$v_{ca}$ (pu)	$v_{cb}$ (pu)	$v_0$	$v_1^+$	$v_2^+$	$v_3^+$	$v_4^+$	$v_5^+$	$v_6^+$
5	1/2	1/2	6	4	1	-	-	-	-
7	1/3	1/3	4	3	2	1	-	-	-
	2/3	1/3	4	3	2	1	-	-	-
9	1/4	1/4	4	2	1	2	1	-	-
	1/2	1/4	2	3	2	1	1	-	-
11	2/5	1/5	2	2	2	1	1	1	-
13	1/3	1/6	2	2	1	1	1	1	1

Fonte:(Próprio autor).

controláveis, que não possuem estados redundantes para o balanceamento das tensões dos capacitores flutuantes  $C_a$  e  $C_b$ . Caso a restrição (28) seja cumprida, pode-se concluir que existe uma região de operação estável, capaz de garantir o balanceamento das tensões sobre os capacitores flutuantes.

Assim sendo, o balanceamento das tensões dos capacitores flutuantes está intimamente relacionado com os estados redundantes do conversor. Claramente, os vetores controláveis devem ser capazes de compensar os efeitos dos vetores não controláveis sobre a tensão dos capacitores flutuantes. Portanto, as regiões de operação para cada uma das possíveis configurações apresentadas na Tabela 7 serão analisadas nas próximas seções.

### 3.3.1 Configuração de nove níveis

Entre as configurações apresentadas na Tabela 7, a topologia de nove níveis em que  $v_{ca} = 1/2$  pu e  $v_{cb} = 1/4$  pu é especialmente interessante, visto que o braço A do conversor mantém as características simétricas. Portanto, a análise a seguir apresenta a estratégia de balanceamento utilizada para essa configuração de nove níveis e pode ser estendida para sua configuração equivalente em que  $v_{ca} = 1/2$  pu e  $v_{cb} = 3/4$  pu, visto que a contribuição dos vetores sobre as correntes dos capacitores flutuantes é a mesma (em módulo) para ambas as configurações. O impacto dos vetores positivos sobre as tensões dos capacitores flutuantes é apresentado na Tabela 8, considerando a corrente de saída  $i_{out}$  positiva, de acordo com a Figura 15. Apesar de o vetor  $v_0$  apresentar dois estados redundantes ( $v_{0,1}$ ,  $v_{0,2}$ ), estes não afetam as correntes sobre os capacitores flutuantes. Em contrapartida, o vetor  $v_1^+$  possui três estados redundantes ( $v_{1,1}^+$ ,  $v_{1,2}^+$ ,  $v_{1,3}^+$ ) e o vetor  $v_2^+$  possui dois estados redundantes ( $v_{2,1}^+$ ,  $v_{2,2}^+$ ). O



Tabela 8 - Impacto dos vetores positivos sobre as tensões dos capacitores flutuantes, considerando  $i_{out} > 0$ ,  $m = 9$ ,  $v_{ca} = 1/2$  pu e  $v_{cb} = 1/4$  pu.

Vetor	Estado	$(v_{an}, v_{bn})$ (pu)	$C_a$	$C_b$	$v_{out}$ (pu)
$v_0$	$v_{0,1}$	(0, 0)	-	-	0
	$v_{0,2}$	(1, 1)	-	-	
$v_1^+$	$v_{1,1}^+$	$(1 - v_{ca}, v_{cb})$	↑	↑	1/4
	$v_{1,2}^+$	$(v_{ca}, v_{cb})$	↓	↑	
	$v_{1,3}^+$	$(1, 1 - v_{cb})$	-	↓	
$v_2^+$	$v_{2,1}^+$	$(1 - v_{ca}, 0)$	↑	-	1/2
	$v_{2,2}^+$	$(v_{ca}, 0)$	↓	-	
$v_3^+$		$(1, v_{cb})$	-	↑	3/4
$v_4^+$		$(1, 0)$	-	-	1

↑ (carrega), ↓ (descarrega), - (inalterado)

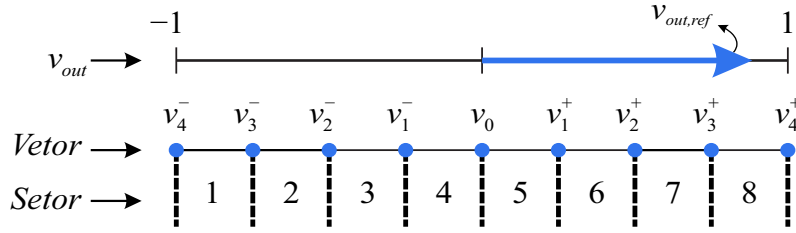
Fonte: (Próprio autor).

vetor  $v_3^+$  não apresenta estados redundantes e afeta a corrente sobre o capacitor  $C_b$ . Por fim, o vetor  $v_4^+$  não afeta a corrente sobre os capacitores flutuantes. Portanto, os estados redundantes do conversor podem ser utilizados na execução do balanceamento das tensões dos capacitores flutuantes.

Pela análise da Tabela 8, é possível verificar que o capacitor flutuante  $C_a$  não apresenta problemas em relação ao balanceamento de tensão, visto que é possível até mesmo eliminar sua ondulação de baixa frequência. Isso pode ser alcançado através da distribuição entre as razões cíclicas dos vetores  $v_1^+$  e  $v_2^+$ , durante um período de comutação, dado que os estados redundantes desses vetores provocam impactos diferentes sobre as correntes do capacitor  $C_a$ . Por exemplo, quando for necessária a aplicação do vetor  $v_2^+$ , a razão cíclica  $d_2$  pode ser igualmente distribuída entre  $v_{2,1}^+$  e  $v_{2,2}^+$ . Como resultado, a contribuição do vetor  $v_2^+$  sobre a corrente média do capacitor flutuante  $C_a$ , em um período de comutação, é igual a zero.

Em relação ao vetor  $v_1^+$ , existem três possíveis estados capazes de gerar o mesmo nível de saída. Caso o vetor  $v_{1,3}^+$  seja utilizado, a contribuição de corrente sobre o capacitor  $C_a$  é nula. Em contrapartida, caso seja necessário realizar o carregamento do capacitor  $C_b$ , os estados redundantes  $v_{1,1}^+$  e  $v_{1,2}^+$  devem ser utilizados. Portanto, as razões cíclicas relacionadas a esses vetores devem ser mantidas iguais, a fim de manter a contribuição de corrente sobre o

Figura 20 - Espaço vetorial das tensões de saída para um conversor de nove níveis com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa.



Fonte: (Próprio autor).

capacitor  $C_a$  igual a zero, em um período de comutação. Consequentemente, utilizando essa estratégia de balanceamento, a tensão sobre o capacitor  $C_a$  se mantém constante, independentemente das condições de operação do conversor (índice de modulação de amplitude e ângulo de fator de potência da carga).

Por outro lado, o processo de balanceamento de tensão para o capacitor  $C_b$  apresenta algumas peculiaridades. A principal dificuldade para o controle da tensão para o capacitor  $C_b$  tem origem no emprego do vetor  $v_3^+$ , que afeta a corrente sobre esse capacitor, mas não apresenta estados redundantes. Nesse sentido, a Figura 20 apresenta o diagrama espacial para a configuração de nove níveis em estudo nesta seção. Assumindo que a tensão de referência esteja localizada no setor oito, os vetores  $v_3^+$  e  $v_4^+$  devem ser empregados para sintetizá-la. Logo, o valor médio da corrente que circula sobre o capacitor flutuante  $C_b$   $\overline{i_{cb}}$ , em um período de comutação, é calculado por:

$$\overline{i_{cb}} = i_{out} d_3. \quad (29)$$

A corrente que circula sobre a carga é definida como:

$$i_{out}(\theta, \varphi) = I \sin(\theta + \varphi), \quad (30)$$

onde  $I$  é a amplitude da corrente que circula na saída do conversor e  $\varphi$  representa o ângulo de fator de potência da carga. Para o setor oito, os vetores  $v_3^+$  e  $v_2^+$  são utilizados para sintetizar a tensão de saída, resultando no mesmo valor médio para a corrente de saída obtido em (29). No entanto, os vetores  $v_1^+$  e  $v_2^+$  são utilizados nos instantes em que a tensão de referência se localiza no setor seis. Nesse setor, há maior grau de liberdade para o balanceamento do capacitor flutuante  $C_b$ , visto que existem três estados redundantes para o vetor  $v_1^+$ . Assim, o

valor médio da corrente no capacitor  $C_b$   $\overline{i_{cb}}$  pode ser controlado a partir desses estados redundantes:

$$\overline{i_{cb}} = |i_{out}| d_1 \delta_b, \quad -1 \leq \delta_b \leq 1, \quad (31)$$

onde a variável  $\delta_b$  é definida como índice de modulação da corrente do capacitor  $C_b$  durante um período de comutação. Por exemplo, se  $\delta_b = -1$ , durante o período em que a tensão de referência esteja localizada no setor seis, o capacitor  $C_b$  será descarregado, visto que somente o estado  $v_{1,3}^+$  é utilizado (considerando  $i_{out} > 0$ ). De forma similar, considerando-se  $\delta_b = 0$ , o estado  $v_{1,3}^+$  é utilizado durante metade do período de comutação, enquanto no tempo restante os vetores  $v_{1,1}^+$  e  $v_{1,2}^+$  são utilizados. Para o setor cinco, os vetores  $v_0$  e  $v_1^+$  são utilizados, e o valor médio da corrente sobre o capacitor  $C_b$  também é obtido por (31). Em síntese, as equações até então verificadas para os vetores positivos são mostradas na Tabela 9.

Tabela 9 - Valor médio da corrente sobre o capacitor  $C_b$ , em um período de comutação.

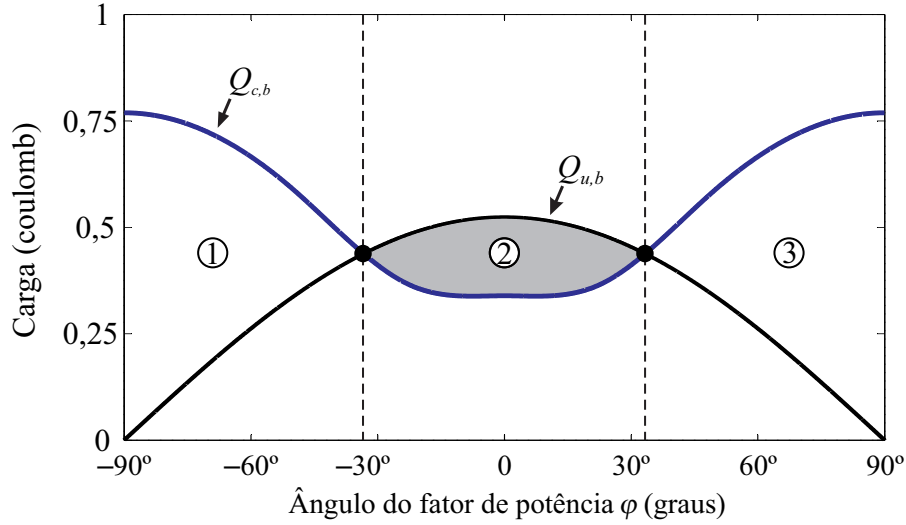
Setor	$\overline{i_{cb}}$
5 e 6	$ i_{out}  d_1 \delta_b, \quad -1 \leq \delta_b \leq 1$
7 e 8	$i_{out} d_3$

Fonte: (Próprio autor).

Dessa forma, o balanceamento da tensão sobre o capacitor  $C_b$  depende da amplitude do índice de modulação  $m_a$ , da corrente de saída  $i_{out}$  (fator de potência) e do índice de modulação da corrente  $\delta_b$ . Adicionalmente, a análise da Tabela 9 permite afirmar que o valor médio da corrente sobre o capacitor  $C_b$ , em um período de comutação, é composto por uma parte controlável (quando a tensão de referência localiza-se nos setores cinco e seis) e por uma parte não controlável (quando a tensão de referência localiza-se nos setores sete e oito).

De acordo com a restrição (28), a parte controlável deve ser capaz de compensar a parte não controlável para alcançar o balanceamento de tensão para o capacitor flutuante  $C_b$ . Essa compensação é atingida através do índice de modulação da corrente  $\delta_b$ , responsável por verificar as necessidades de balanceamento do conversor em cada período de comutação, considerando o ângulo do fator de potência da carga e amplitude do índice de modulação. Em outras palavras, a carga total acumulada pelo capacitor  $C_b$  nos setores sete e oito, decorrente

Figura 21 – Carga total acumulada sobre o capacitor  $C_b$  em função do ângulo do fator de potência, considerando  $m_a = 0,65$  e  $I = 1$  A.



Fonte: (Próprio autor).

da aplicação do vetor  $v_3^+$  deve ser compensada nos setores cinco e seis, através da aplicação dos estados redundantes do vetor  $v_1^+$ . Dessa forma, a carga total não controlável do capacitor  $C_b$  é determinada por:

$$Q_{u,b}(m_a, \theta) = \int_0^\pi i_{out}(\theta, \varphi) d_3(\theta, m_a) d\theta. \quad (32)$$

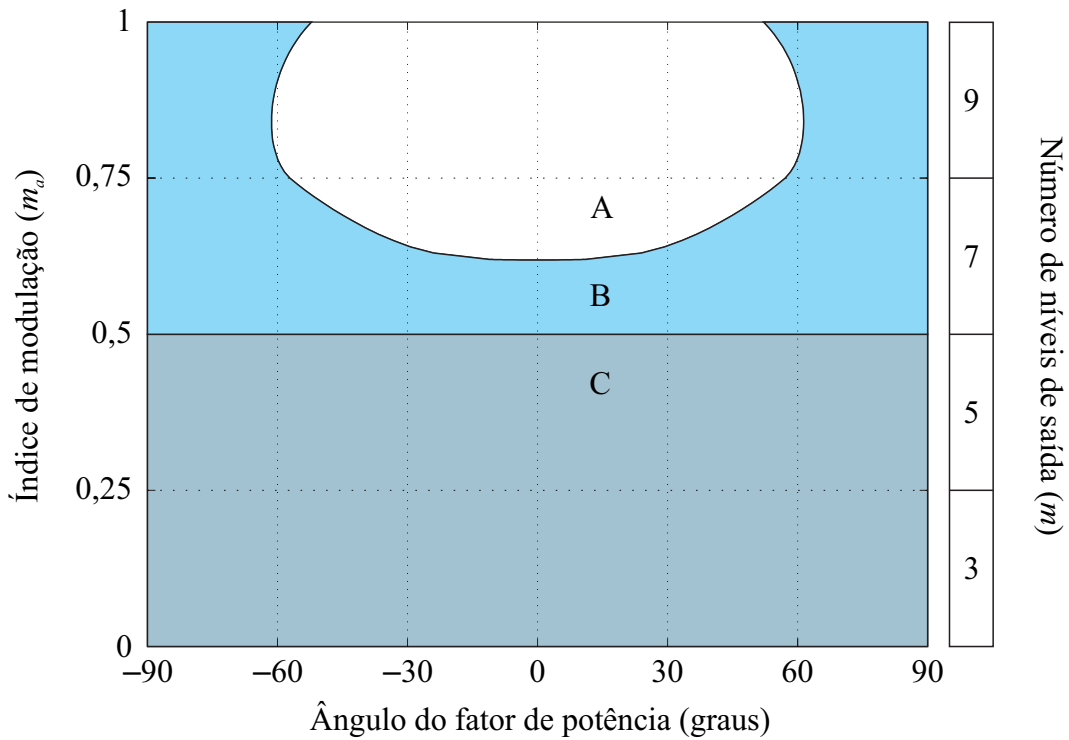
Da mesma forma, a carga máxima sobre o capacitor  $C_b$ , associada aos setores controláveis, pode ser determinada considerando-se  $\delta_b = 1$ :

$$Q_{c,b}(m_a, \theta) = \int_0^\pi |i_{out}(\theta, \varphi)| d_1(\theta, m_a) d\theta. \quad (33)$$

Para exemplificar a aplicação da restrição (28), as cargas  $Q_{c,b}$  e  $Q_{u,b}$  são mostradas na Figura 21, em função do ângulo do fator de potência, para  $m_a = 0,65$  e  $I = 1$  A. É possível verificar que  $Q_{c,b} > Q_{u,b}$  nas regiões 1 e 3, indicando que o balanceamento das tensões é praticável. Por outro lado,  $Q_{c,b} < Q_{u,b}$  na região 2 e o balanceamento das tensões não é possível. Assim, de acordo com a Figura 21, o balanceamento da tensão sobre o capacitor  $C_b$  pode ser obtido apenas para  $-34^\circ > \varphi > 34^\circ$ , considerando  $m_a = 0,65$ .

Estendendo os resultados obtidos a partir da Figura 21 para qualquer condição do índice de modulação de amplitude, a solução espacial para o balanceamento das tensões dos capacitores flutuantes é apresentada na Figura 22. Esse resultado foi obtido considerando-se a

Figura 22 - Solução espacial para o balanceamento de tensão do capacitor  $C_b$ , considerando  $m = 9$ ,  $v_{ca} = 1/2$  pu e  $v_{cb} = 1/4$  pu. Região A: região não operável. Região B: região com ondulação de tensão de baixa frequência. Região C: região de operação normal.



Fonte: (Próprio autor).

operação do conversor em regime permanente. As regiões B e C representam os espaços operacionais do conversor onde o balanceamento das tensões é realizável (região estável), isto é, onde a restrição (28) é satisfeita. Na região C, as ondulações de baixa frequência sobre o capacitor  $C_b$  também podem ser eliminadas, visto que o vetor  $v_3^+$  não é utilizado para  $m_a \leq 0,5$ . Essa conclusão também pode ser obtida através da análise da Tabela 9 em que a parte não controlável da corrente média sobre  $C_b$ , associada aos setores sete e oito, não existe. Por outro lado, para a região B, o balanceamento das tensões é obtido a cada meio período da tensão de referência. Por fim, o balanceamento das tensões não pode ser atingido na região A e a tensão sobre o capacitor  $C_b$  tende a divergir de seu valor nominal de operação. Note que, para cargas com fator de potência maior que 0,5 (capacitivo ou indutivo), e  $m_a \geq 0,62$ , o vetor  $v_3^+$  é aplicado quando a corrente de saída  $i_{out}$  está bastante próxima de seu valor máximo (em módulo) de operação. Consequentemente, a aplicação dos estados redundantes relacionados aos setores controláveis não é suficiente para compensar os desvios de tensão provenientes dos setores não controláveis.

### 3.3.2 Configuração de treze níveis

O número máximo de níveis obtido para o conversor multinível com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa é obtido adotando-se  $v_{ca} = 1/3$  pu e  $v_{cb} = 1/6$  pu, considerando as estruturas apresentadas na Tabela 7. Os vetores positivos e suas contribuições para as correntes sobre os capacitores flutuantes para a estrutura de treze níveis são apresentados na Tabela 10, para o sentido de corrente positivo definido na Figura 15.

É possível observar que a configuração de treze níveis apresenta um número reduzido de estados redundantes. O vetor  $v_0$  apresenta dois estados redundantes, que não afetam as correntes sobre os capacitores flutuantes. De forma similar, o vetor  $v_1^+$  também apresenta dois estados redundantes. Os vetores  $v_2^+$ ,  $v_3^+$ ,  $v_4^+$  e  $v_5^+$  não possuem estados redundantes e afetam a corrente em pelo menos um dos capacitores flutuantes. Por fim, o vetor  $v_6^+$  não apresenta efeitos sobre as correntes dos capacitores flutuantes.

Tabela 10 - Impacto dos vetores positivos sobre as tensões dos capacitores flutuantes, considerando  $i_{out} > 0$ ,  $m = 13$ ,  $v_{ca} = 1/3$  pu e  $v_{cb} = 1/6$  pu.

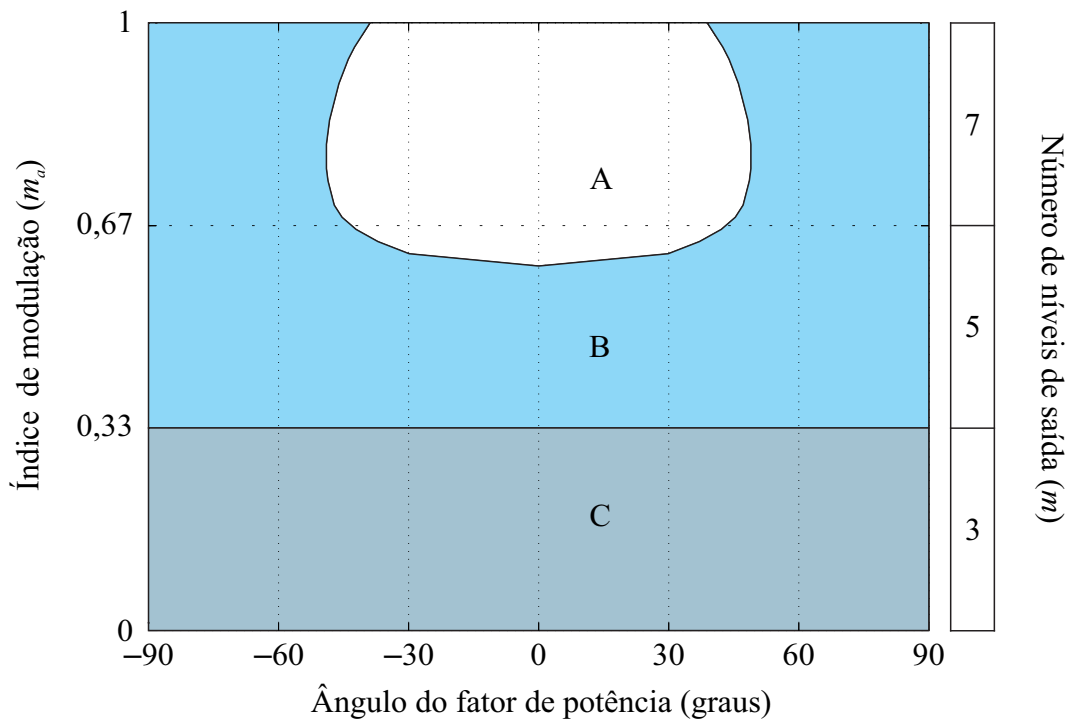
Vetor	Estado	$(v_{an}, v_{bn})$ (pu)	$C_a$	$C_b$	$v_{out}$ (pu)
$v_0$	$v_{0,1}$	(0, 0)	-	-	0
	$v_{0,2}$	(1, 1)	-	-	
$v_1^+$	$v_{1,1}^+$	$(v_{ca}, v_{cb})$	↓	↑	1/6
	$v_{1,2}^+$	$(1, 1 - v_{cb})$	-	↓	
$v_2^+$		$(v_{ca}, 0)$	↓	-	1/3
$v_3^+$		$(1 - v_{ca}, v_{cb})$	↑	↑	1/2
$v_4^+$		$(1 - v_{ca}, 0)$	↑	-	2/3
$v_5^+$		$(1, v_{cb})$	-	↑	5/6
$v_6^+$		(1, 0)	-	-	1
↑ (carrega), ↓ (descarrega), - (inalterado)					

Fonte: (Próprio autor).

### 3.3.3 Comparação entre as regiões de operação das diferentes configurações do conversor

Nesta seção, as regiões de operação de cada uma das estruturas apresentadas na Tabela 7 serão analisadas, a fim de que a melhor estrutura possa ser escolhida para diferentes tipos de

Figura 23 - Solução espacial para o balanceamento das tensões dos capacitores, considerando  $m = 7$ .  
 Região A: região não operável. Região B: região com ondulação de tensão de baixa frequência.  
 Região C: região de operação normal.



Fonte: (Próprio autor).

aplicações. A análise apresentada a partir deste ponto refere-se apenas às configurações base, visto que suas respectivas configurações equivalentes apresentam as mesmas regiões de operação.

Existem duas possíveis combinações entre as tensões dos capacitores que resultam em um conversor de sete níveis. Essa configuração possui um grande número de estados redundantes, o que simplifica o processo de balanceamento do conversor. Utilizando uma análise similar àquela apresentada anteriormente para a configuração de nove níveis, é possível obter a região de operação para cada uma das topologias de sete níveis. Como os estados redundantes das estruturas de sete níveis apresentam os mesmos efeitos sobre as correntes dos capacitores flutuantes (em módulo), a região de operação é igual para ambas as configurações, de acordo com a Figura 23. De forma similar à região de operação obtida para o conversor de nove níveis, apresentada na Figura 22, a região A corresponde à região instável, onde as tensões sobre os capacitores flutuantes divergem de seus valores nominais. O balanceamento das tensões sobre os capacitores flutuantes é possível apenas nas regiões B e C. Na região C, a ondulação de baixa frequência sobre ambos os capacitores também pode ser eliminada, visto que não existem vetores não controláveis.

Em relação à configuração de nove níveis, existem duas possíveis configurações base capazes de produzir níveis igualmente espaçados para a tensão de saída do conversor. A região de operação apresentada na Figura 22 refere-se à situação em que  $v_{ca} = 1/2$  pu e  $v_{cb} = 1/4$  pu. Note que há uma diminuição significativa da região de operação em comparação com a configuração de sete níveis, visto que existe um menor número de estados redundantes para o controle da corrente média sobre os capacitores flutuantes.

Complementarmente, uma configuração de nove níveis também pode ser obtida adotando-se  $v_{ca} = v_{cb} = 1/4$  pu. Contudo, essa configuração não apresenta estados redundantes para o balanceamento das tensões do conversor. Portanto, essa topologia não apresenta uma região de operação estável.

A região de operação para a configuração de onze níveis é apresentada na Figura 24. O controle total sobre as tensões dos capacitores é atingido apenas na região B. Adicionalmente, as tensões sobre os capacitores flutuantes, na região estável de operação do conversor, sempre apresentam ondulação de baixa frequência, dado que o balanceamento das tensões dos capacitores é atingível a cada meio período da tensão de referência.

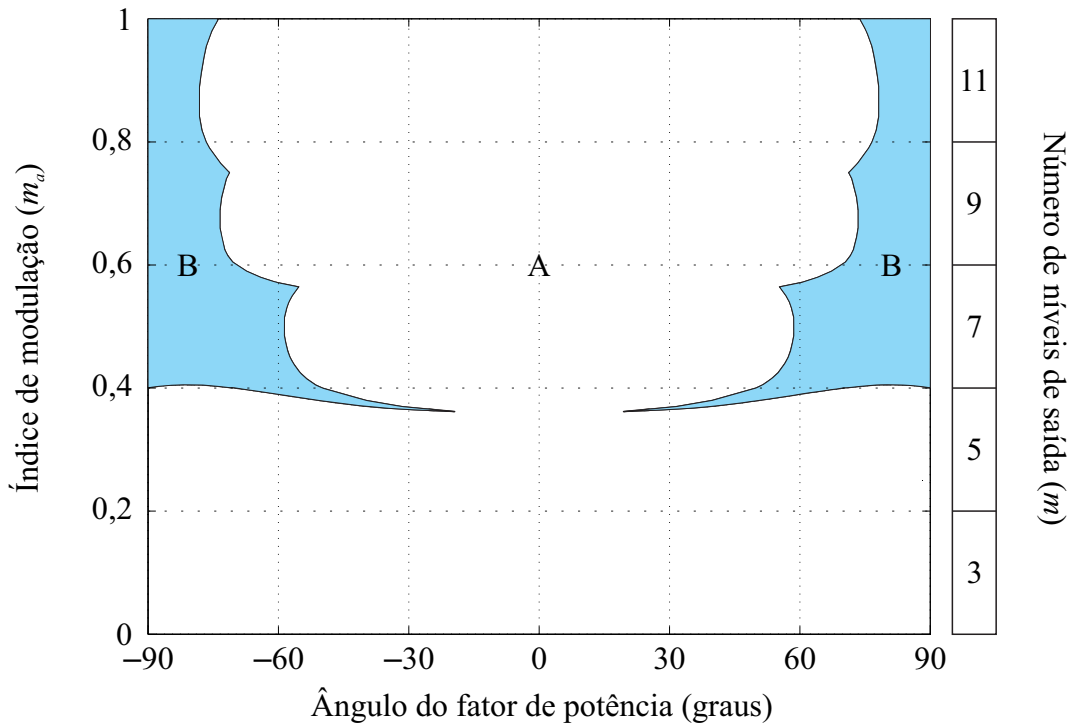
A partir da análise das regiões de operação, para cada uma das possíveis combinações entre as tensões dos capacitores flutuantes, é possível verificar que o conversor multinível assimétrico com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa pode ser utilizado principalmente em aplicações com baixo fator de potência. Nesse sentido, essas estruturas apresentam grande potencial em sistemas de compensação de potência reativa, aumentando a qualidade da energia fornecida pela rede elétrica de distribuição. Ademais, o filtro de saída pode ser bastante reduzido, em função do elevado número de níveis da tensão de saída do conversor.

### 3.4 TÉCNICA PARA A EXPANSÃO DA REGIÃO DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR

Como pode ser observado, a região de operação de cada uma das configurações assimétricas apresentadas neste trabalho é limitada. A aplicação de vetores não controláveis sobre cargas puramente resistivas ocorre nos momentos em que a corrente sobre a carga está bastante próxima de seu valor máximo, impossibilitando o conversor de operar com fator de potência e índice de modulação de amplitude elevados. Nesse sentido, a estratégia de modulação por vetores virtuais (BUSQUETS MONGE et al., 2004; GRIGOLETTO, 2013) constitui uma alternativa para aumentar a região de operação estável de topologias assimétricas.



Figura 24 - Solução espacial para o balanceamento das tensões dos capacitores, considerando  $m = 11$ . Região A: região não operável. Região B: região com ondulação de tensão de baixa frequência.



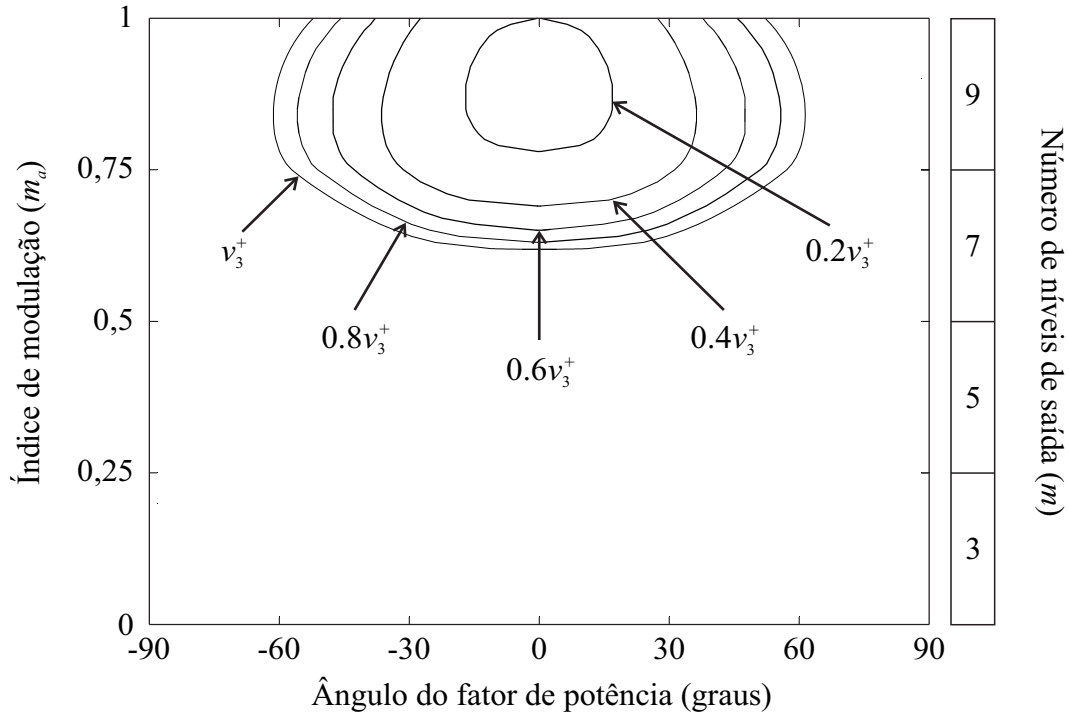
Fonte: (Próprio autor).

O emprego de vetores não controláveis na tensão de saída do conversor é considerado como o principal motivo de desbalanceamento da tensão do conversor. Esses vetores afetam as correntes sobre os capacitores flutuantes, mas não possuem estados redundantes disponíveis para o equilíbrio da tensão do conversor. Para a topologias de nove níveis com  $v_{ca} = 1/2$  pu e  $v_{cb} = 1/4$  pu, o vetor  $v_3^+$  sempre tende a carregar o capacitor  $C_b$ , quando aplicado na saída do conversor.

Para uma estratégia de modulação vetorial convencional, o valor da tensão de saída é sintetizado a cada período de comutação, através dos vetores mais próximos à tensão de referência. No entanto, é possível sintetizar o valor médio dos vetores não controláveis através da aplicação de vetores virtuais, possibilitando a diminuição ou até mesmo a eliminação das razões cíclicas associadas aos vetores não controláveis.

Por exemplo, a Figura 25 apresenta uma nova solução espacial para a região de operação da topologia de nove níveis em estudo nesta seção, através de diminuições sucessivas da razão cíclica associada ao vetor  $v_3^+$ . Nesse caso, os vetores controláveis  $v_2^+$  e  $v_4^+$  são utilizados para sintetizar o valor médio do vetor  $v_3^+$ , em um período de comutação:

Figura 25 – Nova solução espacial para a configuração de nove níveis, obtida através da redução sucessiva da razão cíclica associada ao vetor  $v_3^+$ . A região controlável é apresentada abaixo de cada uma das curvas que representam o decréscimo do tempo de aplicação do vetor  $v_3^+$ .

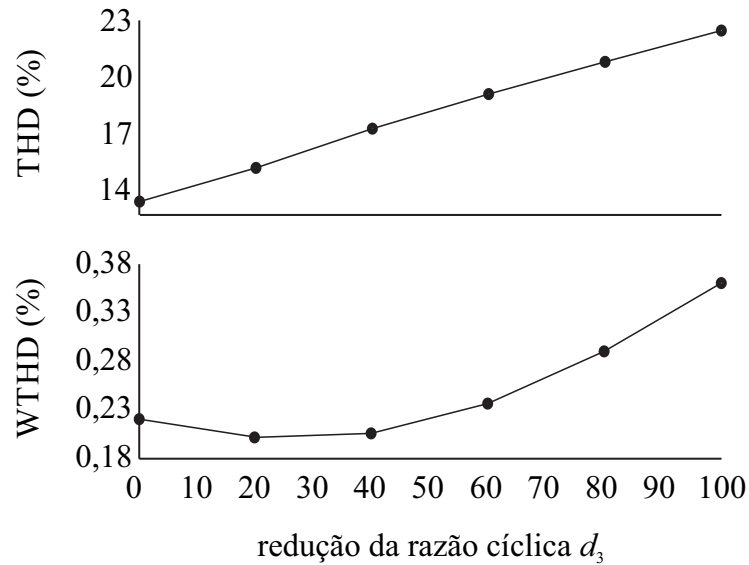


Fonte: (Próprio autor).

$$v_3^+ = \frac{v_2^+ + v_4^+}{2}. \quad (34)$$

De acordo com a Figura 25, é possível notar que, para cada decréscimo na utilização do vetor  $v_3^+$ , a região de operação do conversor aumenta, até o caso em que  $d_3 = 0$ , onde o conversor é capaz de operar para qualquer condição de índice de modulação de amplitude e ângulo do fator de potência da carga. Por outro lado, o decréscimo do tempo de aplicação do vetor  $v_3^+$  resulta em alterações na tensão de saída do conversor e a distorção harmônica total (THD – *Total Harmonic Distortion*) e a distorção harmônica total ponderada (WTHD – *Weighted Total Harmonic Distortion*) (HOLMES e LIPO, 2003) aumentam, de acordo com a Figura 26, considerando-se as harmônicas até a ordem 1000 e os capacitores flutuantes como fontes ideais de tensão.

Figura 26 – Impacto da redução da razão cíclica do vetor  $v_3^+$  na distorção harmônica total e na distorção harmônica total ponderada da tensão de saída do conversor, considerando  $m_a = 0,98$  e os capacitores flutuantes como fontes ideais de tensão.



Fonte: (Próprio autor).

### 3.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou uma metodologia para a determinação das tensões sobre os capacitores flutuantes em função do número de níveis de saída de um conversor multinível assimétrico com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa. A seguir, foi apresentada a estratégia de modulação empregada para o balanceamento das tensões dos capacitores flutuantes e as regiões de operação para cada uma das estruturas foi definida. Dessa forma, algumas limitações quanto ao modo de operação assimétrico do conversor foram identificadas, principalmente em relação à operação com altos valores de fator de potência da carga e de índice de modulação de amplitude. Dessa forma, essas topologias podem ser utilizadas em sistemas de compensação de potência reativa, para eliminar as componentes harmônicas da corrente geradas por cargas não lineares conectadas à rede elétrica de distribuição.



## 4. ANÁLISE E PROJETO DA TOPOLOGIA ASSIMÉTRICA DE NOVE NÍVEIS

### 4.1 INTRODUÇÃO

Entre as configurações assimétricas apresentadas, a estrutura de nove níveis com  $v_{ca} = 1/2$  pu e  $v_{cb} = 1/4$  pu é especialmente interessante, visto que os interruptores do braço A mantêm a característica simétrica de operação do conversor. Ademais, essa topologia é capaz de produzir formas de onda de reduzido conteúdo harmônico em sistemas de compensação de potência reativa, em comparação à topologia simétrica convencional. Assim, este capítulo apresenta o projeto de uma topologia de nove níveis.

Primeiramente, são apresentadas as metodologias de projeto utilizadas para a determinação dos valores dos capacitores flutuantes. Em seguida, são verificadas as estratégias de controle das tensões dos capacitores flutuantes e resultados de simulação são apresentados. Por fim, a aplicação do conversor como compensador estático de reativos é também verificada.

### 4.2 PROJETO DOS CAPACITORES FLUTUANTES

O projeto dos capacitores flutuantes para a configuração de nove níveis com  $v_{ca} = 1/2$  pu e  $v_{cb} = 1/4$  pu é realizado através de critérios distintos. A regulação da tensão sobre o capacitor  $C_a$  é realizada durante um período de comutação, através dos estados redundantes dos vetores  $v_1^+$  e  $v_2^+$ . No entanto, o balanceamento de tensão sobre o capacitor flutuante  $C_b$  somente é atingível a cada meio período da tensão de referência, de acordo com os valores do índice de modulação de amplitude e ângulo do fator de potência da carga. Dessa forma, esta seção apresenta a metodologia de projeto utilizada para a determinação dos valores desses componentes.

#### 4.2.1 Projeto do capacitor flutuante $C_a$

O capacitor flutuante  $C_a$  apresenta apenas ondulação de tensão de alta frequência, visto que a corrente sobre esse componente pode ser sempre controlada em um período de comutação. Dessa forma, metodologias convencionais de projeto podem ser utilizadas com resultados aceitáveis (FAZEL, et al., 2007). Assumindo-se que as formas de onda de tensão e de corrente na saída do conversor são senoidais,

$$C_a = \frac{I}{f_{sw} \Delta v_{ca} p}, \quad (35)$$

pode ser utilizada como aproximação para a determinação do valor para o capacitor flutuante  $C_a$ , em que  $p$  é o número de células com capacitores flutuantes em cada um dos braços do conversor,  $f_{sw}$  é a frequência de comutação e  $\Delta v_{ca}$  é o valor máximo desejado para a ondulação de tensão sobre o capacitor  $C_a$ . Usualmente, são permitidas ondulações de, no máximo, 15 % da tensão nominal do capacitor flutuante (FAZEL et al., 2007). Por exemplo, um capacitor de 0,27 mF no braço A do conversor da Figura 15 garante uma ondulação máxima de tensão  $\Delta v_{ca}$  igual a 15 V, considerando-se os parâmetros detalhados na Tabela 11.

Tabela 11 – Parâmetros adotados para o projeto do capacitor flutuante  $C_a$ .

Grandeza	Valor
Corrente máxima de saída ( $I$ )	12 A
Número de células do braço ( $p$ )	1 Célula
Frequência de comutação ( $f_{sw}$ )	3 kHz

Fonte: (Próprio autor).

#### 4.2.2 Projeto do capacitor flutuante $C_b$

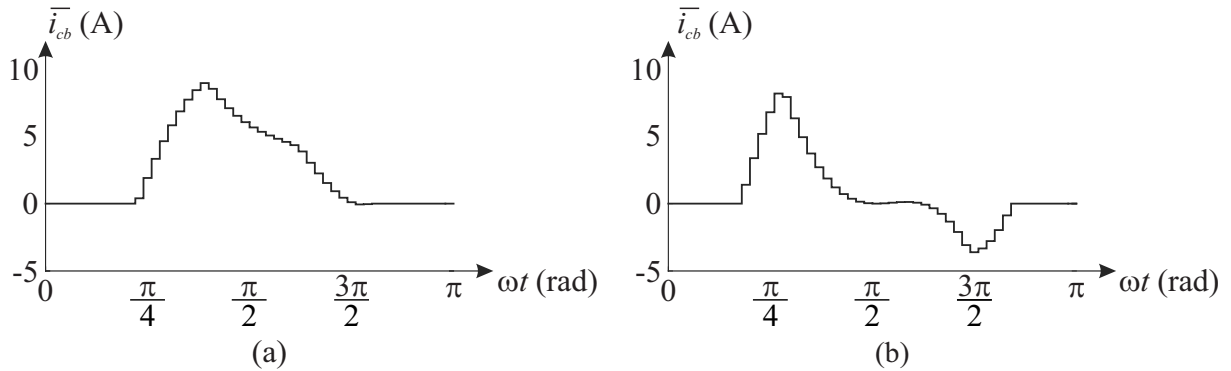
O capacitor flutuante  $C_b$  apresenta uma ondulação de tensão de baixa frequência na região de operação B da Figura 22. Esse processo tem origem na aplicação do vetor  $v_3^+$ , nos setores sete e oito do espaço vetorial da tensão de saída do conversor. Assim, a metodologia de projeto empregada para a definição do valor para o capacitor  $C_b$  é baseada no valor máximo desejado para a ondulação de tensão de baixa frequência sobre esse componente.

A ondulação de tensão sobre um capacitor é determinada pela corrente que atravessa esse componente, durante o intervalo de tempo considerado. Nesse caso, a ondulação de tensão de baixa frequência sobre o capacitor  $C_b$  origina-se pela aplicação do vetor  $v_3^+$ , que não possui estados redundantes para o balanceamento da tensão em um período de comutação. Por exemplo, a Figura 27 (a) e a Figura 27 (b) apresentam a corrente média sobre o capacitor  $C_b$ , nos setores sete e oito do espaço da tensão de saída do conversor, de acordo com (29) sob condições específicas do índice de modulação de amplitude e de ângulo do fator de potência da carga, considerando-se  $\omega = 377$  rad/s, frequência de comutação  $f_s$  igual a 3 kHz, amplitude

da corrente de saída  $I$  igual a 10 A e frequência da tensão de referência igual a 60 Hz. Note que, em ambas as situações, a carga total acumulada sobre o capacitor  $C_b$  é positiva durante o intervalo de tempo considerado e a tensão sobre esse componente irá aumentar.

Estendendo os resultados da carga total acumulada sobre o capacitor  $C_b$ , conforme (32), para qualquer condição de índice de modulação de amplitude e ângulo do fator de potência, obtém-se o valor total da carga não controlável sobre o capacitor, em meio período da tensão de referência, mostrada na Figura 28. Note que esse valor é sempre positivo, isto é, o capacitor  $C_b$  sempre irá carregar em meio período da tensão de referência. Além disso, a carga total não controlável acumulada sobre o capacitor é sempre nula para  $m_a \leq 0,5$ , visto que o vetor  $v_3^+$  somente é utilizado nos setores sete e oito do espaço da tensão de saída do conversor.

Figura 27 - Corrente média sobre o capacitor  $C_b$  durante a aplicação do vetor  $v_3^+$ , considerando-se  $\omega = 377 \text{ rad/s}$ ,  $f_s = 3 \text{ kHz}$ ,  $I = 10 \text{ A}$  e frequência da tensão de referência igual a 60 Hz. (a) Corrente média para  $\varphi = -45^\circ$  e  $m_a = 0,8$ . (b) Corrente média para  $\varphi = -70^\circ$  e  $m_a = 1,0$ .

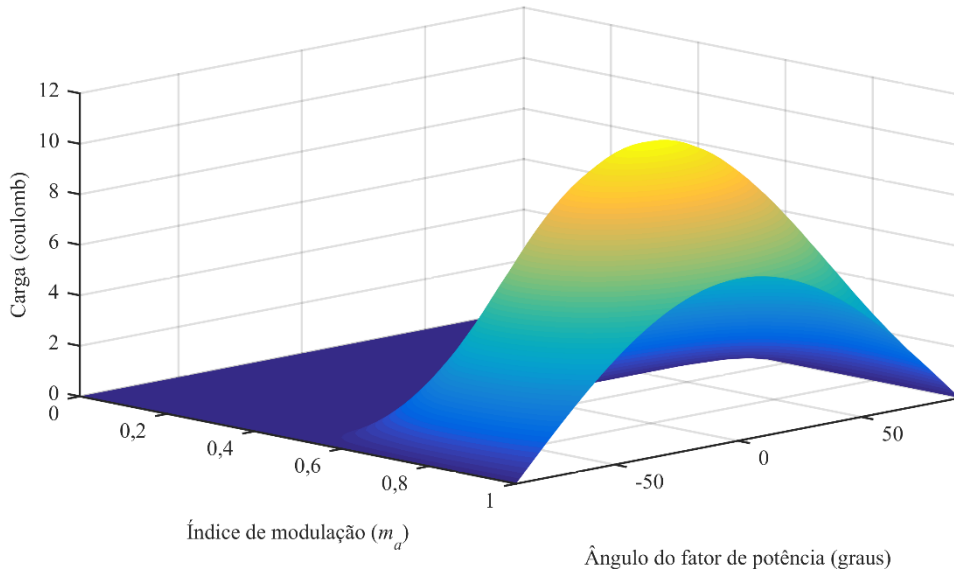


Fonte: (Próprio autor).

Dessa forma, a metodologia de projeto para o capacitor  $C_b$  é realizada considerando-se apenas os instantes de tempo em que a corrente sobre esse componente é positiva, isto é, nos momentos em que há um aumento da tensão sobre o capacitor, durante a aplicação do vetor  $v_3^+$ . Para isso, utilizou-se a função  $\text{sign}(i_{out})$ , que resulta no sinal da corrente de saída, isto é:

$$\text{sign}(i_{out}) = \begin{cases} 1, & i_{out} \geq 0 \\ -1, & i_{out} < 0 \end{cases} \quad (36)$$

Figura 28 - Valor total da carga acumulada sobre o capacitor  $C_b$  em meio período da tensão de referência, sobre diferentes condições de operação do conversor.



Fonte: (Próprio autor).

Nesse sentido, a ondulação de tensão sobre o capacitor  $C_b$   $\Delta v_{cb}$  é proporcional à integral da corrente que circula sobre esse componente, nos instantes em que é positiva, durante a aplicação do vetor  $v_3^+$  na tensão de saída do conversor, em meio período da tensão de referência:

$$\Delta v_{cb}(\varphi, m_a) = \left[ \frac{\text{sign}(i_{out}) + 1}{2} \right] \frac{1}{C_b} \int_0^{\frac{T}{2}} i_{out}(\theta, \varphi) d_3(m_a, \theta) d\theta. \quad (37)$$

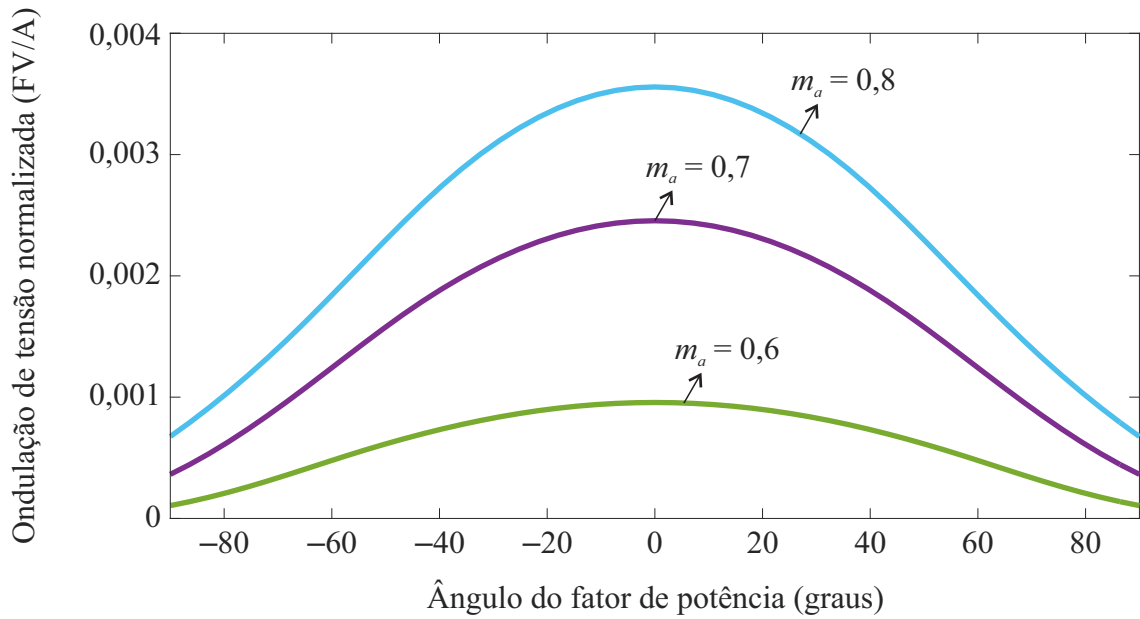
Visto que associam as mesmas grandezas, o resultado obtido em (37) pode ser relacionado com (30), obtendo-se a seguinte equação de ondulação de tensão normalizada sobre o capacitor  $C_b$ :

$$\frac{C_b \Delta v_{cb}(\varphi, m_a)}{I} = \left[ \frac{\text{sign}(i_{out}) + 1}{2} \right] \int_0^{\frac{T}{2}} \text{sen}(\theta + \varphi) d_3(m_a, \theta) d\theta. \quad (38)$$

Por exemplo, a ondulação de tensão normalizada é igual a 0,0008629 considerando-se  $\varphi = -85^\circ$  e  $m_a = 0,85$ . Uma capacitância de 4,3 mF garante uma ondulação de tensão de baixa frequência máxima igual a 2 V, para uma amplitude máxima da corrente de saída igual a 10 A. A solução espacial para a determinação do valor do capacitor flutuante  $C_b$  é apresentada na Figura 29 e na Figura 30. Note que a ondulação de tensão de baixa frequência sobre esse

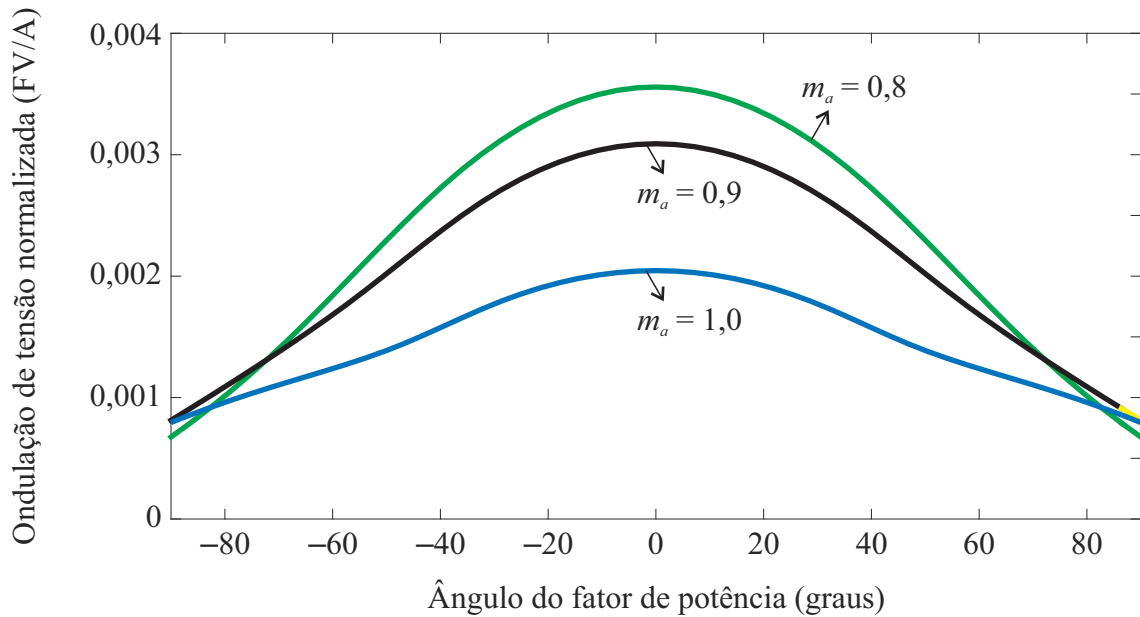


Figura 29 – Solução espacial para a determinação do valor para o capacitor  $C_b$ , para  $0 \leq m_a \leq 0,8$ .



Fonte: (Próprio autor).

Figura 30 – Solução espacial para a determinação do valor para o capacitor, para  $0,8 \leq m_a \leq 1,0$ .



Fonte: (Próprio autor).

componente é maior conforme o fator de potência e o índice de modulação de amplitude aumentam, considerando-se  $m_a \leq 0,8$ . Esse processo ocorre visto que a contribuição de corrente do vetor  $v_3^+$ , em meio período da tensão de referência é maior para  $m_a = 0,8$ , maximizando a ondulação de tensão. No entanto, considerando-se  $m_a > 0,8$ , a carga total acumulada no capacitor  $C_b$  decresce à medida que o índice de modulação de amplitude aumenta, e a ondulação de tensão diminui. Ademais, a ondulação de tensão de baixa frequência é nula para  $m_a < 0,5$ , uma vez que  $d_3 = 0$  para essa região de operação.

#### 4.3 PROJETO DO CONTROLADOR DA MALHA DE BALANÇO DAS TENSÕES DOS CAPACITORES FLUTUANTES

Esta seção apresenta o sistema de controle utilizado para a implementação do conversor assimétrico com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa. Inicialmente, a descrição da estratégia de controle para o balanceamento das tensões sobre os capacitores é abordada. O projeto dos controladores são realizados utilizando técnicas convencionais baseadas na resposta em frequência. A metodologia de discretização dos controladores também é apresentada.

O valor médio da corrente sobre o capacitor  $C_a$  é igual a zero durante um período de comutação, isto é, não existem maiores problemas quanto ao balanceamento da tensão sobre esse componente. Basta igualar a distribuição das razões cíclicas associadas ao carregamento e ao descarregamento do capacitor. No entanto, a possibilidade de desbalanceamento para o capacitor  $C_a$  não pode ser descartada durante transitórios, faltas ou não idealidades, e um controlador precisa ser projetado para reestabelecer as condições normais de operação.

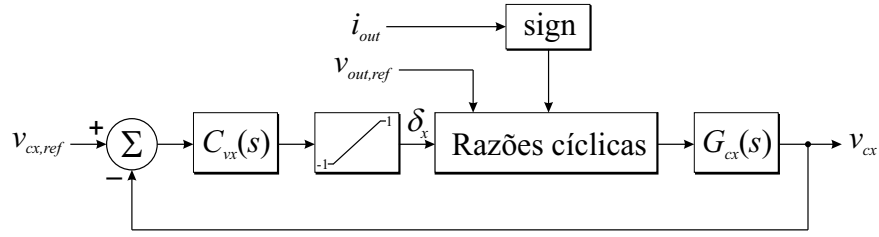
De forma contrária, o balanceamento de tensão para o capacitor  $C_b$  é realizado através da determinação de um valor para o índice de modulação da corrente  $\delta_b$ , aplicado nos setores controláveis de operação do conversor. Nesse sentido, um controlador também precisa ser projetado para o capacitor  $C_b$ , de forma a garantir o funcionamento correto do conversor na região de operação B mostrada na Figura 22.

O sistema de controle implementado para a regulação das tensões dos capacitores flutuantes é apresentado na Figura 31. Nesse diagrama, a tensão do capacitor  $v_{cx}$  é comparada com seu sinal de referência  $v_{cx,ref}$ , para a entrada do controlador  $C_{vx}(s)$ . A variável de controle  $\delta_x$ , definida como índice de modulação da corrente, estabelece as razões cíclicas dos interruptores que atuarão sobre a planta  $G_{cx}(s)$  para o controle das tensões dos capacitores flutuantes, para  $x = a, b$ . Note que o sinal da corrente que circula sobre a carga e a tensão de referência  $v_{out,ref}$  são utilizados para o cálculo das razões cíclicas. Para o capacitor  $C_b$ , as razões cíclicas associadas aos estados redundantes do vetor  $v_1^+$  são determinadas por:

$$d_{1,1} = d_{1,2} = (1 + \text{sign}(i_{out}) \delta_b) d_1 / 4, \quad (39)$$

$$d_{1,3} = (1 - \text{sign}(i_{out}) \delta_b) d_1 / 2, \quad (40)$$

Figura 31 – Diagrama de blocos para a malha de controle das tensões sobre os capacitores flutuantes.



Fonte: (Próprio autor).

em que  $d_{1,1}$ ,  $d_{1,2}$  e  $d_{1,3}$  são as razões cíclicas dos estados redundantes dos vetores  $v_{1,1}^+$ ,  $v_{1,2}^+$  e  $v_{1,3}^+$ , respectivamente. Os vetores  $v_{2,1}^+$  e  $v_{2,2}^+$  são utilizados para o controle da tensão do capacitor  $C_a$ . Esses valores são utilizados para implementar a modulação vetorial (SVM – *Space Vector Modulation*).

As correntes que circulam sobre os capacitores flutuantes definem a taxa de variação da tensão sobre esses componentes em um intervalo de tempo  $t$ , ou seja:

$$i_{cx}(t) = C_x \frac{dv_{cx}(t)}{dt}, \quad x = a, b. \quad (41)$$

A transformada de Laplace é considerada um artifício matemático que permite a transformação de uma equação diferencial no domínio do tempo em uma equação algébrica no domínio da frequência. Através da aplicação da transformada de Laplace em (41), obtém-se:

$$I_{cx}(s) = sC_x V_{cx}(s), \quad x = a, b, \quad (42)$$

onde  $I_{cx}(s)$  e  $V_{cx}(s)$  representam a tensão e a corrente sobre os capacitores flutuantes, no domínio da frequência.

Visto que representam a mesma grandeza, o resultado obtido em (42) pode ser relacionado com (31), para a determinação da variável de controle para o capacitor  $C_b$ :

$$sC_b V_{cb}(s) = |I_{out}(s)| D_1(s) \delta_b(s), \quad (43)$$

em que  $I_{out}(s)$ ,  $D_1(s)$  e  $\delta_b(s)$  correspondem à corrente de saída, à razão cíclica do vetor  $v_1^+$  e ao índice de modulação da corrente do capacitor  $C_b$ , respectivamente, no domínio da frequência.

De forma análoga, o controle da corrente sobre o capacitor  $C_a$  é realizado nos setores 6 e 7 do espaço da tensão de saída do conversor, durante a aplicação do vetor  $v_2^+$ , que não possui influência sobre a corrente do capacitor  $C_b$ :

$$sC_a V_{ca}(s) = |I_{out}(s)| D_2(s) \delta_a(s), \quad (44)$$

onde  $D_2(s)$  e  $\delta_a(s)$  representam, respectivamente, a razão cíclica do vetor  $v_2^+$  e a variável de controle utilizada para o balanceamento da tensão sobre o capacitor  $C_a$ , referida como índice de modulação da corrente do capacitor  $C_a$ .

Assim, as funções de transferência  $G_{ca}(s)$  e  $G_{cb}(s)$  são obtidas considerando-se  $i_{out} = I$  e  $d_1 = d_2 = 1$ , resultando no máximo ganho para as plantas que devem ser controladas:

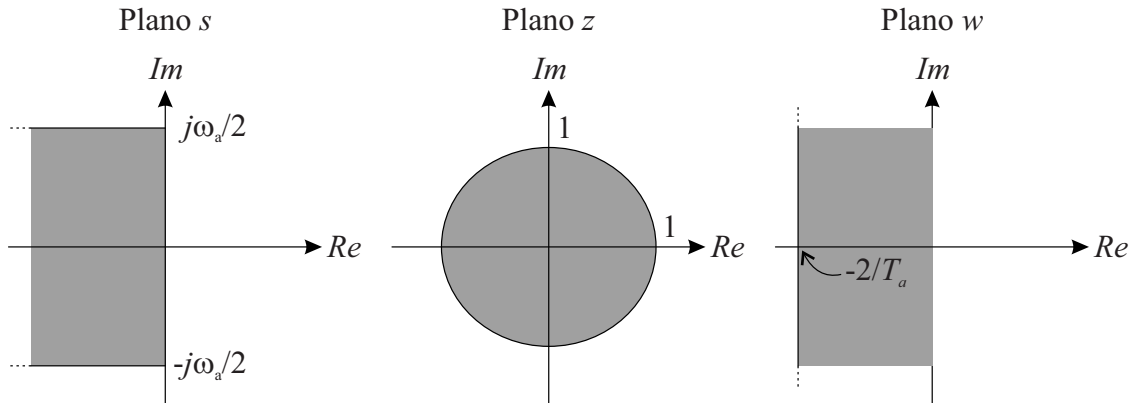
$$G_{cx}(s) = \frac{I}{C_x s}, \quad x = a, b. \quad (45)$$

A fim de simplificar a análise da resposta em frequência no domínio discreto, o seguinte remapeamento do plano  $z$  pode ser produzido através da transformada bilinear (OGATA, 1994):

$$z = \frac{1 + (T_a/2)w}{1 - (T_a/2)w}, \quad (46)$$

em que  $T_a$  é o período de amostragem e  $w$  é a nova variável do plano complexo. Dessa forma, a parte externa do círculo de raio unitário do plano  $z$  é mapeada no semiplano direito do plano  $w$ , enquanto o interior do círculo é representado no semiplano esquerdo do plano  $w$ , que corresponde à parte esquerda do plano contínuo  $s$ , como mostrado na Figura 32. A parcela imaginária do plano  $s$  varia de 0 a  $\omega_a/2$  para o atendimento ao critério de Nyquist (BUSO e MATTARELLI, 2006), que define que a frequência de amostragem deve ser, pelo menos, duas vezes maior que a frequência do sinal amostrado para que esse sinal possa ser reconstruído. Esse processo resulta em uma variação de  $-1$  a  $1$  ao longo do círculo de raio unitário do plano  $z$  representado na Figura 32 e em uma variação de  $0$  a  $\infty$  ao longo do eixo imaginário do plano  $w$ , visto que não há limitação de Nyquist para esse caso. Assim sendo, a transformação de um intervalo finito em outro infinito resulta em uma diferença entre as

Figura 32 - Correspondência entre os planos  $s$ ,  $z$  e  $w$ .



Fonte: Adaptado de (GIACOMINI, 2015).

frequências dos planos  $s$  e  $w$ . A relação entre a frequência  $\omega$  no plano  $s$  e a frequência fictícia  $v$  no plano  $w$  é definida por:

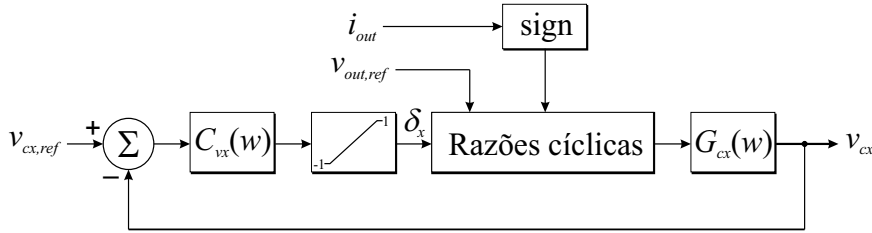
$$v = \frac{2}{T_a} \tan\left(\omega \frac{T_a}{2}\right). \quad (47)$$

Isso significa que existe uma distorção de frequência quando a transformada bilinear é usada, principalmente para valores de frequência próximos ou maiores do que a frequência de amostragem. No entanto, para valores de frequência que resultam no termo  $\omega T_s$  muito pequeno, os planos  $s$  e  $w$  tornam-se bastante semelhantes e a aproximação  $v \approx \omega$  é válida. Logo, para estas condições é permitido afirmar que a função de transferência  $G(w)$  representa de forma coerente a função contínua  $G(s)$  (OGATA, 1994).

Portanto, utilizando a transformada bilinear, os seguintes passos podem ser seguidos para o projeto do controlador (GIACOMINI, 2015):

- obtenção do modelo discreto da planta considerando o efeito do modulador PWM, representado por um retentor de ordem zero (ZOH – *Zero Order Hold*), uma vez que apresenta uma boa aproximação para frequências bem menores que a frequência de comutação;
- multiplicar a planta discretizada por  $z^{-1}$ , incluindo no projeto do controlador o processo do atraso que ocorre na atualização da lei de controle;
- realizar a transformada bilinear sobre a planta discretizada resultante, obtendo-se a nova planta em função de  $w$ ;
- projetar o controlador no plano  $w$  utilizando as ferramentas de projeto para o plano  $s$  (margem de ganho, margem de fase, etc...);

Figura 33 - Diagrama de blocos para a malha de controle das tensões sobre os capacitores flutuantes, no plano  $w$ .



Fonte: (Próprio autor).

- e) discretizar o controlador projetado utilizando a transformada bilinear inversa;
- f) obter a equação de diferenças para a implementação digital do processador.

A dinâmica do atraso de implementação na planta foi realizada por meio do projeto no plano  $w$ , de forma que esse efeito seja levado em consideração no projeto do controlador. A seguir, o procedimento descrito acima é aplicado na determinação do controlador discretizado para as tensões dos capacitores flutuantes.

O diagrama de blocos para o controle das tensões dos capacitores no plano  $w$  é apresentado na Figura 33, considerando-se a frequência de amostragem igual à frequência de comutação do conversor, isto é, 3 kHz. A frequência de cruzamento do ganho foi estabelecida em 20 Hz, uma vez que a malha deve ser lenta para evitar variações bruscas dos índices de modulação da corrente  $\delta_a$  e  $\delta_b$ . Os parâmetros adotados no projeto foram:  $I = 10$  A,  $C_a = 1$  mF e  $C_b = 4,7$  mF e dois compensadores do tipo proporcional integral (PI – *Proportional Integral*) foram escolhidos para a manutenção da estabilidade do sistema:

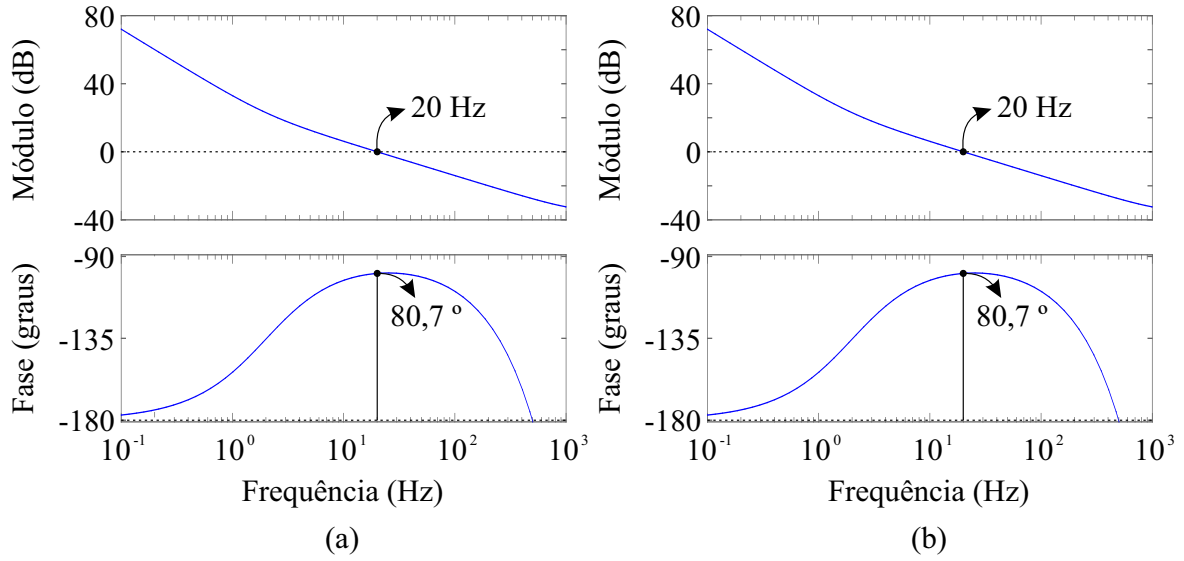
$$C_{va}(w) = 0,0125 \frac{(w + 12,57)}{w}, \quad (48)$$

$$C_{vb}(w) = 0,0588 \frac{(w + 12,57)}{w}. \quad (49)$$

As respostas em frequência das funções de transferência em malha aberta com a inclusão dos controladores são apresentadas na Figura 34 (a) e na Figura 34 (b), para os capacitores flutuantes  $C_a$  e  $C_b$ , respectivamente. Os ganhos dos compensadores foram ajustados para a obtenção da frequência de cruzamento desejada, resultando em uma margem de fase igual a  $80,7^\circ$  em ambos os sistemas. Efetuando-se a transformada bilinear discreta em ambos os controladores, obtém-se os seguintes controladores de corrente:

Figura 34 - Resposta em frequência das malhas de balanço no plano  $w$  após a inserção do controlador.

(a) Resposta para o capacitor  $C_a$ . (b) Resposta para o capacitor  $C_b$ .



Fonte: (Próprio autor).

$$C_{va}(z) = 0,0125 \frac{(z - 0,996)}{(z - 1)}, \quad (50)$$

$$C_{vb}(z) = 0,0588 \frac{(z - 0,996)}{(z - 1)}. \quad (51)$$

#### 4.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

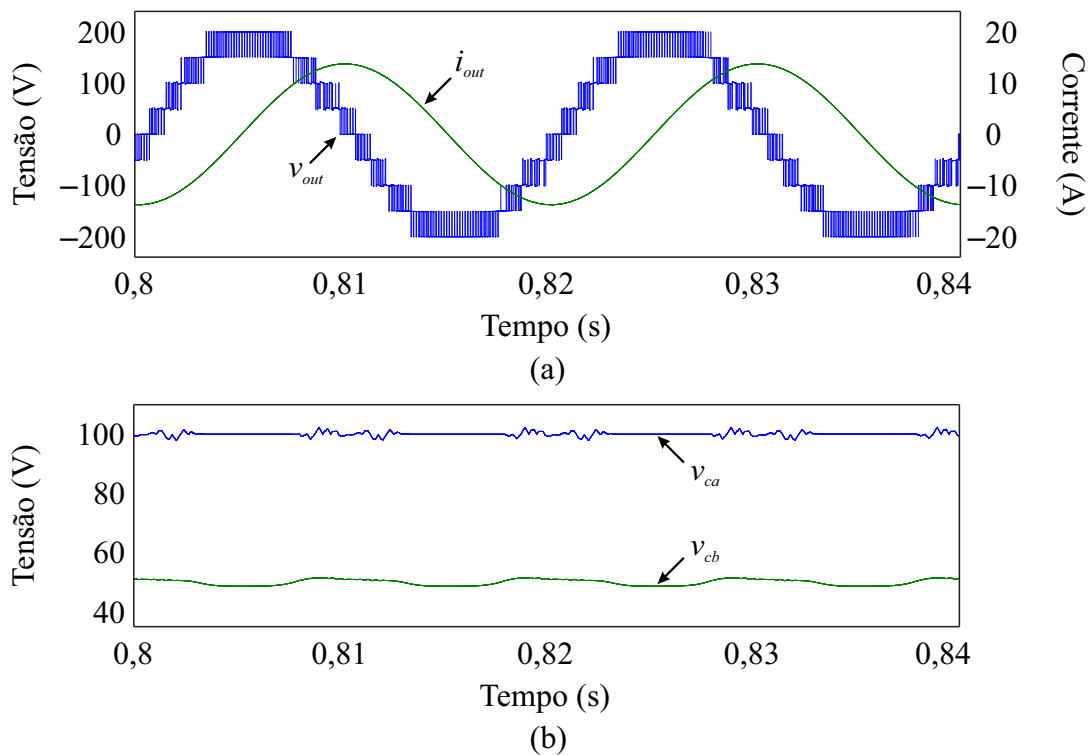
Tabela 12 – Parâmetros de simulação para o conversor.

Parâmetro	Valor
Potência do conversor $S_{out}$	1 kVA
Tensão do barramento $v_{dc}$	200 V
Tensão sobre o capacitor $C_a$	100 V
Tensão sobre o capacitor $C_b$	50 V
Capacitância $C_a$	1 mF
Capacitância $C_b$	4,7 mF
Frequência da tensão de saída $f_1$	60 Hz
Frequência de comutação $f_{sw}$	3 kHz
Carga 1	$1,8 + 14,13j \, \Omega$ (FP = 0,12)
Carga 2	$31,4 + 14,13j \, \Omega$ (FP = 0,91)

Fonte: (Próprio autor).

Resultados de simulação para a operação do conversor foram obtidas utilizando-se o software PSIM®, a fim de comprovar o desempenho do conversor assimétrico com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa. Os parâmetros adotados na implementação da simulação são detalhados na Tabela 12. Duas cargas foram consideradas para a validação das regiões de operação do conversor: baixo fator de potência (Carga 1) e alto fator de potência (Carga 2).

Figura 35 - Resultados de simulação para a carga 1 e  $m_a = 0,98$ . (a) Tensão e corrente de saída do conversor. (b) Tensões sobre os capacitores flutuantes.



Fonte: (Próprio autor).

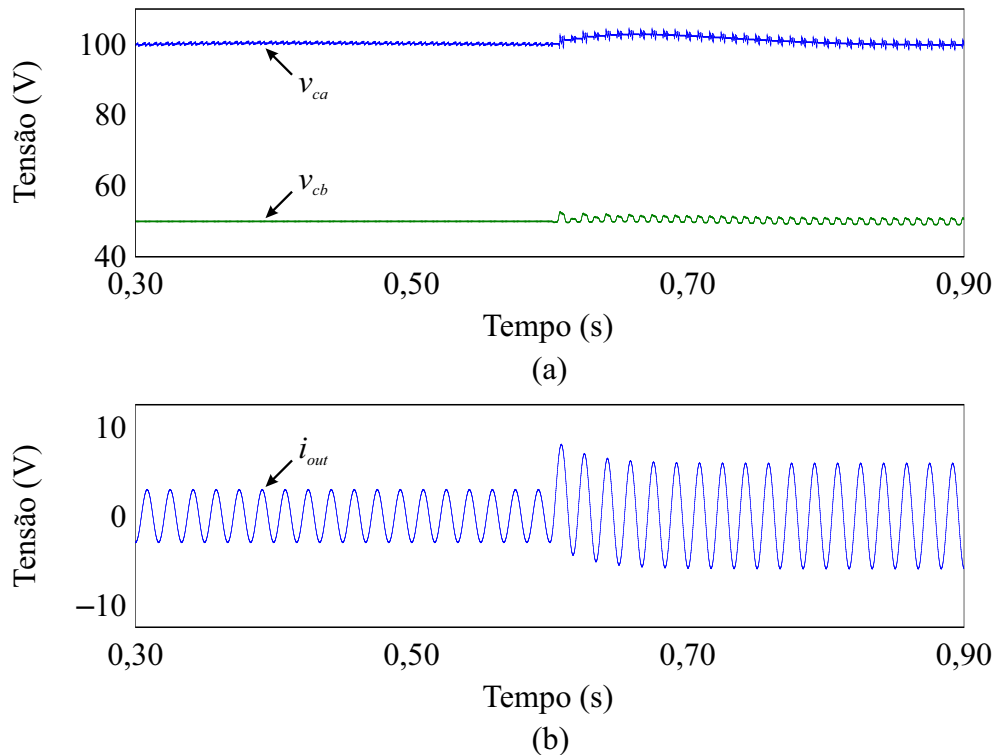
Os valores escolhidos para os capacitores flutuantes resultam em uma ondulação máxima de tensão igual a 1,5 % e 1,0 % da tensão total do barramento, para os capacitores  $C_a$  e  $C_b$ , respectivamente, considerando  $m_a = 0,85$  e  $\varphi = -85^\circ$ , em aplicações como compensador de potência reativa. Um resultado de simulação para essas condições de operação com a Carga 1, é apresentado na Figura 35. É possível verificar os nove níveis sintetizados na tensão de saída do conversor e as tensões sobre os capacitores flutuantes. Como esperado, a tensão sobre o capacitor  $C_b$  apresenta uma ondulação de baixa frequência resultante do processo de balanceamento para esse componente (região B da Figura 22).



Ademais, o balanceamento de tensão sobre o capacitor  $C_b$  é atingido através da estratégia de modulação proposta neste trabalho.

O balanceamento da tensão para o capacitor flutuante  $C_b$  ocorre normalmente para a Carga 1. Nesse caso, as razões cíclicas associadas aos vetores controláveis são capazes de equilibrar os efeitos dos vetores não controláveis e o inversor opera corretamente para qualquer valor de amplitude do índice de modulação. A Figura 36 ilustra os resultados de regulação de tensão sobre os capacitores flutuantes mediante degrau no do índice de modulação de amplitude ( $m_a = 0,5 \rightarrow m_a = 0,85$ ), em 600 ms para a Carga 1. Como o controlador definido para o capacitor flutuante  $C_b$  realiza o balanceamento da tensão em um período completo da tensão de referência, para  $m_a > 0,5$ , surge uma ondulação de baixa frequência na tensão sobre esse componente.

Figura 36 – Resultados de simulação para um degrau no índice de modulação do conversor, utilizando a carga 1. (a) Tensões sobre os capacitores flutuantes. (b) Corrente de saída.

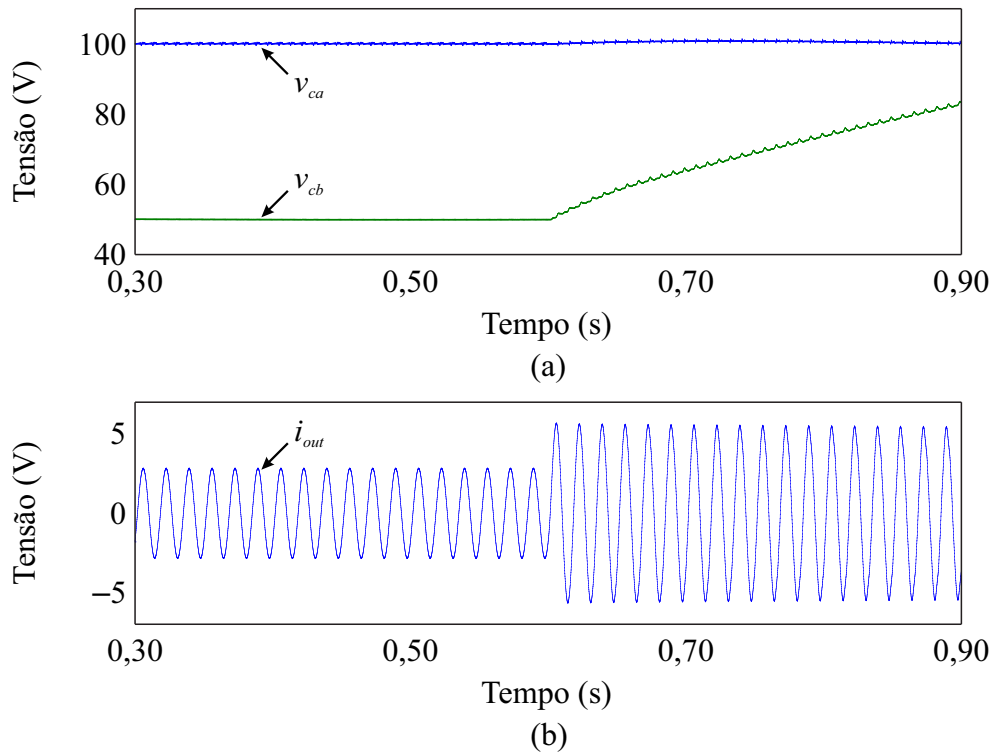


Fonte: (Próprio autor).

Por outro lado, considerando a Carga 2, o balanceamento da tensão sobre o capacitor  $C_b$  somente é atingido para baixos valores do índice de modulação de amplitude, como pode ser verificado na Figura 37. Para esse resultado, é realizado um degrau no índice de modulação de amplitude em 600 ms ( $m_a = 0,5 \rightarrow m_a = 0,85$ ), onde é possível verificar que a tensão sobre o capacitor  $C_b$  diverge de seu valor nominal, visto que esse ponto de operação

localiza-se dentro da região A, mostrada na Figura 22. Em contrapartida, a tensão sobre capacitor  $C_a$  se mantém sempre regulada.

Figura 37 – Resultados de simulação para um degrau no índice de modulação do conversor, utilizando a carga 2. (a): Tensões sobre os capacitores flutuantes. (b) Corrente de saída.

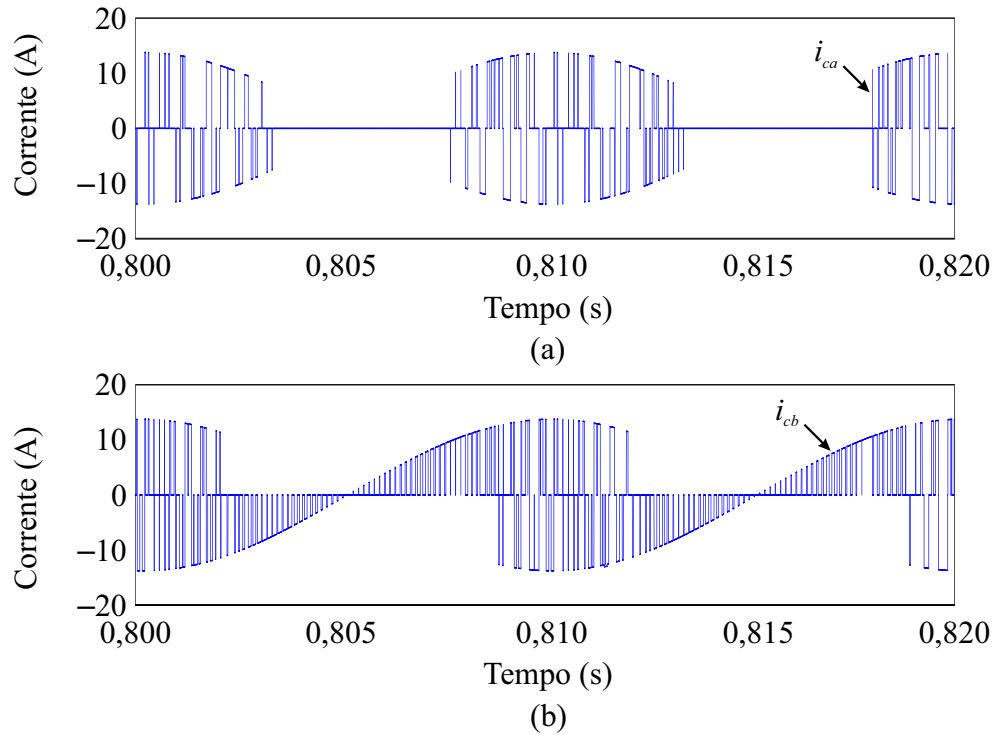


Fonte: (Próprio autor).

As correntes sobre os capacitores flutuantes são apresentadas na Figura 38, considerando-se a operação do conversor com a Carga 1. Em cada período de comutação, a corrente média sobre o capacitor  $C_a$  é igual a zero, resultando em apenas uma ondulação de alta frequência sobre esse componente. De forma contrária, a carga total acumulada sobre o capacitor flutuante  $C_b$  é sempre positiva durante a aplicação do vetor  $v_3^+$ , em meio período da tensão de referência. Portanto, o vetor controlável  $v_1^+$  deve ser utilizado para manter a corrente média igual a zero, durante meio período da tensão de referência.

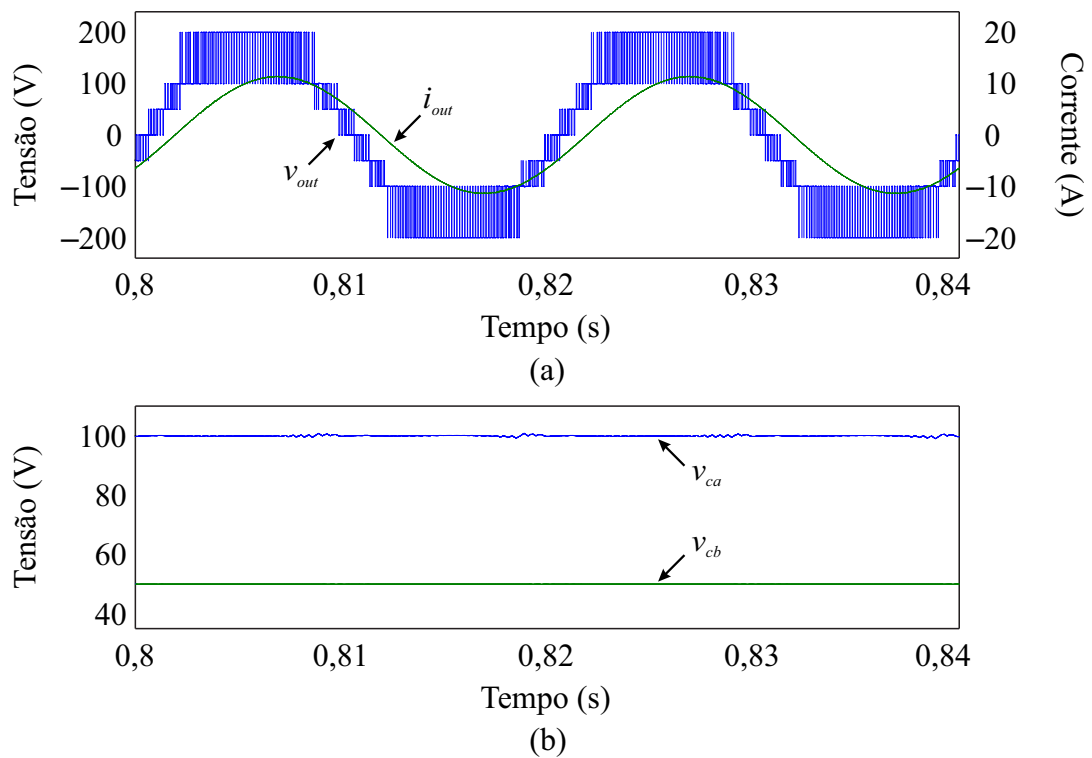
A Figura 39 apresenta a tensão de saída do conversor, considerando-se a razão cíclica associada ao vetor  $v_3^+$  igual a zero, para a Carga 2, de alto fator de potência. Nesse caso, o conversor é capaz de operar corretamente sob qualquer condição do índice de modulação de amplitude e ângulo de fator de potência da carga e a tensão sobre o capacitor  $C_b$  se mantém sobre o valor nominal. Ademais, a tensão de saída do conversor pode apresentar até sete níveis.

Figura 38 – Resultados de simulação para as correntes sobre os capacitores flutuantes, considerando a carga 1 e  $m_a = 0,98$ . (a) Corrente sobre o capacitor  $C_a$ . (b): Corrente sobre o capacitor  $C_b$ .



Fonte: (Próprio autor).

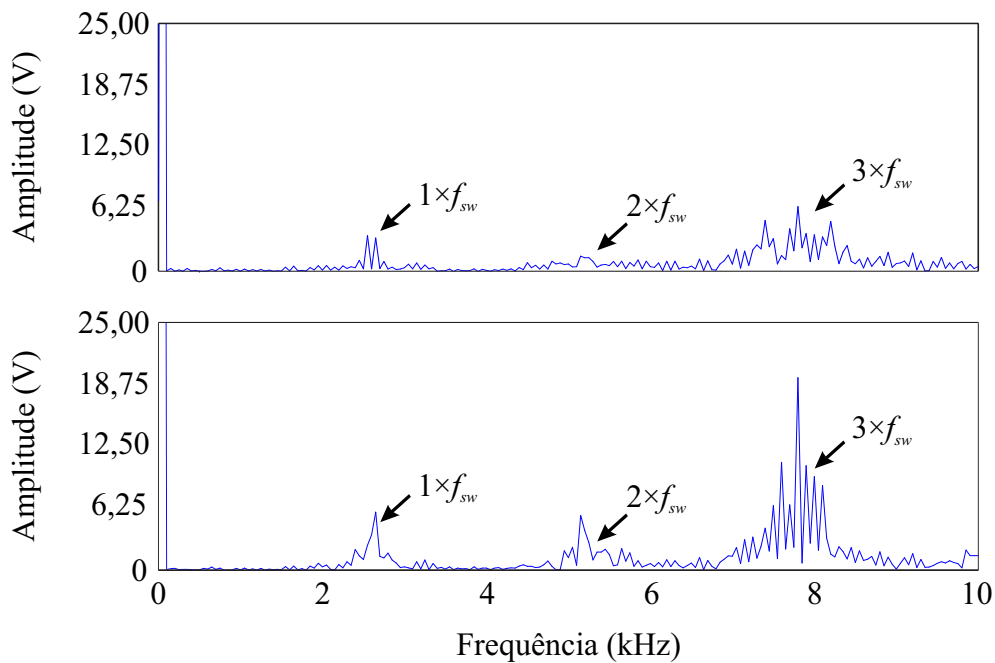
Figura 39 - Resultados de simulação para  $d_3 = 0$  e  $m_a = 0,98$ , utilizando-se a carga 2. (a) Tensão e corrente de saída. (b) Tensões sobre os capacitores flutuantes.



Fonte: (Próprio autor).

O espectro harmônico da tensão de saída do conversor  $v_{out}$  para as configurações de nove níveis com  $d_3 = 1$  e com  $d_3 = 0$  são apresentados na Figura 40. A componente fundamental da tensão em ambos os casos é igual a 196 V, enquanto as componentes harmônicas são diretamente relacionadas com o método de balanceamento das tensões dos capacitores flutuantes. Ademais, é possível perceber que as componentes harmônicas da configuração com  $d_3 = 0$  apresentam maior amplitude quando comparadas à topologia com  $d_3 = 1$ , resultando em maior distorção da tensão de saída.

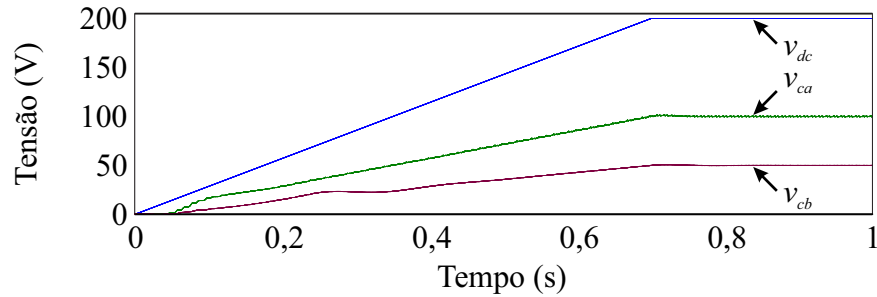
Figura 40 – Resultados de simulação do espectro harmônico da tensão de saída do conversor, considerando  $m_a = 0,98$ . Acima: espectro harmônico da configuração com  $d_3 = 1$ . Abaixo: espectro harmônico da configuração com  $d_3 = 0$ .



Fonte: (Próprio autor).

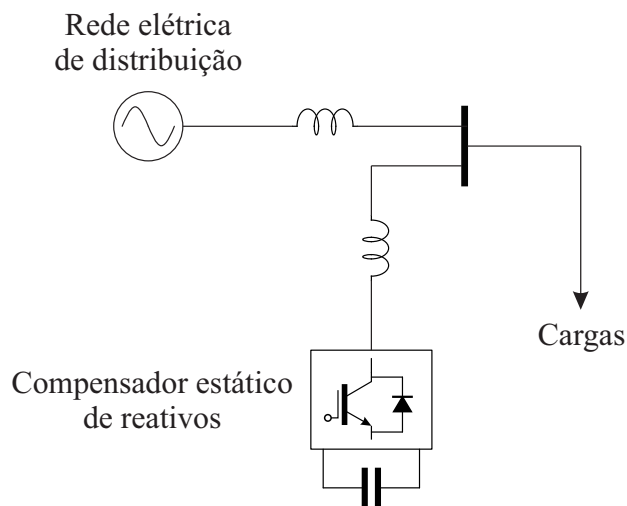
Por fim, o método de pré-carregamento dos capacitores flutuantes, mostrado na Figura 41, é realizado através do aumento gradual do valor da tensão do barramento CC, utilizando-se uma fonte variável de tensão em simulação. Nesse caso, o balanceamento das tensões dos capacitores flutuantes é realizado por meio dos controladores projetados nas seções anteriores, em que a referência de tensão é gerada a partir da medida da tensão do barramento CC, que aumenta linearmente. Utilizando esse método, a proporção entre a tensão total do barramento e as tensões sobre os capacitores flutuantes se mantém constante e os semicondutores suportam sempre os mesmos níveis de tensão, em pu.

Figura 41 – Resultados de simulação para o método de pré-carregamento dos capacitores flutuantes: tensão do barramento e tensões sobre os capacitores flutuantes.



Fonte: (Próprio autor).

Figura 42 – Diagrama de um filtro ativo paralelo implementado com um conversor multinível.



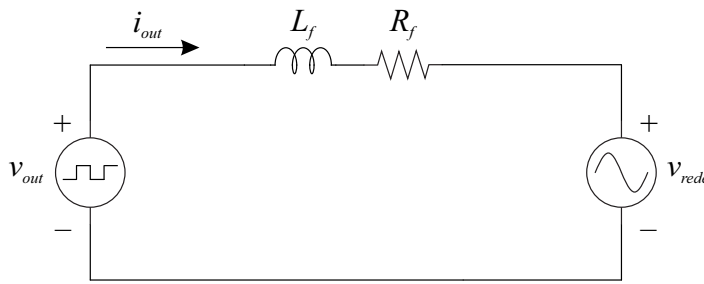
Fonte: (Próprio autor).

#### 4.5 COMPENSADOR ESTÁTICO DE REATIVOS

O princípio de funcionamento de um compensador estático de reativos é baseado na síntese de uma corrente atrasada ou adiantada em  $90^\circ$  com sua tensão de saída a fim absorver ou injetar potência reativa no sistema em que se encontra conectado. Em sistemas com níveis de potência elevados e que exijam baixa distorção de tensão e de corrente, conversores multiníveis assimétricos são alternativas atraentes para suporte a sistemas de potência. Um conversor multinível operando compensador estático de reativos conectado em paralelo com a rede elétrica é apresentado na Figura 42.

Conversores estáticos de potência são sistemas variantes no tempo e não lineares, visto que circuitos elétricos distintos operam em diferentes etapas de funcionamento do conversor, em um período de comutação. Dessa forma, é usual o emprego de um modelo médio para o conversor, em um período de comutação, para a obtenção de um circuito invariante no tempo. Esse processo de linearização é realizado em torno de um ponto de operação do conversor em regime permanente, resultando na obtenção do modelo de pequenos sinais. A seguir são descritos os passos utilizados para a obtenção do modelo que representa o funcionamento do conversor.

Figura 43 – Modelo equivalente do conversor multinível assimétrico com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa conectado à rede elétrica.



Fonte: (Próprio autor).

O modelo CA do conversor assimétrico com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa permite que sejam obtidas as funções de transferência necessárias para o projeto da malha de controle da corrente de saída. Assim, a considerando-se as cargas como distúrbios e substituindo-se a estrutura do conversor pela fonte de tensão ideal  $v_{out}$  o modelo equivalente do circuito é representado na Figura 43. Com isso, o circuito equivalente é linear e invariante no tempo. Aplicando-se a Lei das Tensões de Kirchhoff no circuito da Figura 43, a seguinte equação de estados é obtida:

$$\frac{di_{out}(t)}{dt} = \frac{v_{out}(t)}{L_f} - \frac{v_{rede}(t)}{L_f} - \frac{R_f i_{out}(t)}{L_f}, \quad (52)$$

em que  $v_{rede}$  é a tensão da rede elétrica de distribuição e  $R_f$  e  $L_f$  são os valores da resistência e da indutância do filtro, respectivamente, para conexão do conversor à rede elétrica.

O valor médio da tensão de saída  $\langle v_{out}(t) \rangle$ , em um período de comutação  $T_S$ , pode ser definido em função da razão cíclica do conversor  $d$  e da tensão total do barramento  $v_{dc}$ :

$$\langle v_{out}(t) \rangle = \frac{1}{T_S} \int_t^{t+T_S} v_{out}(\tau) d\tau = d(t) v_{dc}. \quad (53)$$

Relacionando-se o resultado obtido em (52) com (53), obtém-se a seguinte equação média de estados:

$$\frac{d\langle i_{out}(t) \rangle}{dt} = \frac{d(t) v_{dc}}{L_f} - \frac{v_{rede}(t)}{L_f} - \frac{R_f \langle i_{out}(t) \rangle}{L_f}, \quad (54)$$

em que  $\langle i_{out}(t) \rangle$  é o valor médio da corrente de saída, em um período de comutação.

No modelo CA do conversor, as perturbações são incluídas na razão cíclica para o controle da corrente. Dessa forma, assumindo-se a tensão da rede elétrica como um distúrbio constante durante um período de comutação, os efeitos dessa fonte podem ser desconsiderados para a obtenção do modelo:

$$\frac{d\langle i_{out}(t) \rangle}{dt} = \frac{d(t) v_{dc}}{L_f} - \frac{R_f \langle i_{out}(t) \rangle}{L_f}. \quad (55)$$

O objetivo principal desta análise é encontrar a função de transferência que relaciona a razão cíclica do conversor com a corrente injetada na rede elétrica. Dessa forma, a equação (55) deve ser rearranjada utilizando-se o artifício da Transformada de Laplace:

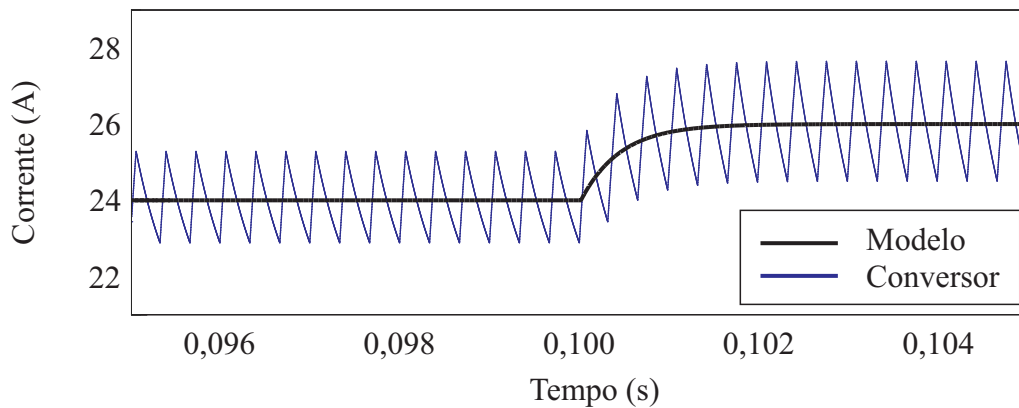
$$I_{out}(s) = \frac{D(s) v_{dc}}{L_f} - \frac{R_f I_{out}(s)}{L_f}, \quad (56)$$

onde  $D(s)$  representa a razão cíclica de operação do conversor, no domínio da frequência. Manipulando-se algebricamente o resultado obtido em (56), é possível obter a função de transferência  $G_{id}(s)$  que relaciona a corrente de saída com a razão cíclica do conversor:

$$G_{id}(s) = \frac{I(s)}{D(s)} = \frac{v_{dc}}{sL_f + R_f} . \quad (57)$$

De forma a validar o equacionamento, foram realizadas simulações comparando a resposta transitória do inversor com o modelo apresentado. Para tanto, um degrau de 5% foi aplicado na razão cíclica do conversor, em  $t = 0,1$  s, com o intuito de causar um distúrbio na corrente de saída do conversor. O resultado é mostrado na Figura 44, onde foram adotados os seguintes parâmetros:  $v_{dc} = 200$  V,  $L_f = 2,2$  mH,  $R_f = 5 \Omega$  e fontes de tensão ideais no lugar dos capacitores flutuantes. Percebe-se que o modelo do lado CA retrata de forma bastante precisa o comportamento transitório da corrente de saída mediante perturbação na razão cíclica do conversor.

Figura 44 – Validação do modelo de pequenos sinais do lado CA.



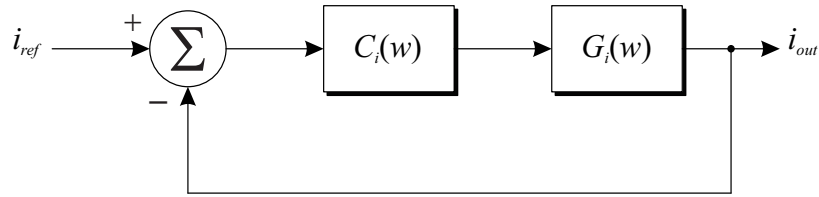
Fonte: (Próprio autor).

O projeto do controlador para a malha de corrente foi baseado no diagrama de blocos da Figura 45. A planta  $G_i(w)$  foi obtida através dos passos de discretização descritos anteriormente, já incluindo o atraso de implementação e o efeito do ZOH,  $v_{dc} = 200$  V,  $L_f = 2,2$  mH,  $R_f = 0 \Omega$ . A frequência de amostragem adotada é igual à frequência de comutação do conversor, isto é, 3 kHz.

Como parâmetros de desempenho, foram adotados uma margem de fase de aproximadamente  $45^\circ$  para garantir a estabilidade do sistema e uma frequência cruzamento de, pelo menos uma década abaixo da frequência de comutação do conversor. Como a corrente de saída assume valores contínuos no tempo, um controlador ressonante  $C_i(w)$  foi escolhido de modo a rastrear sinais em 60 Hz (TEODORESCU et al., 2006). Com isso, o controlador ressonante projetado no plano  $w$  para anteder às especificações foi:



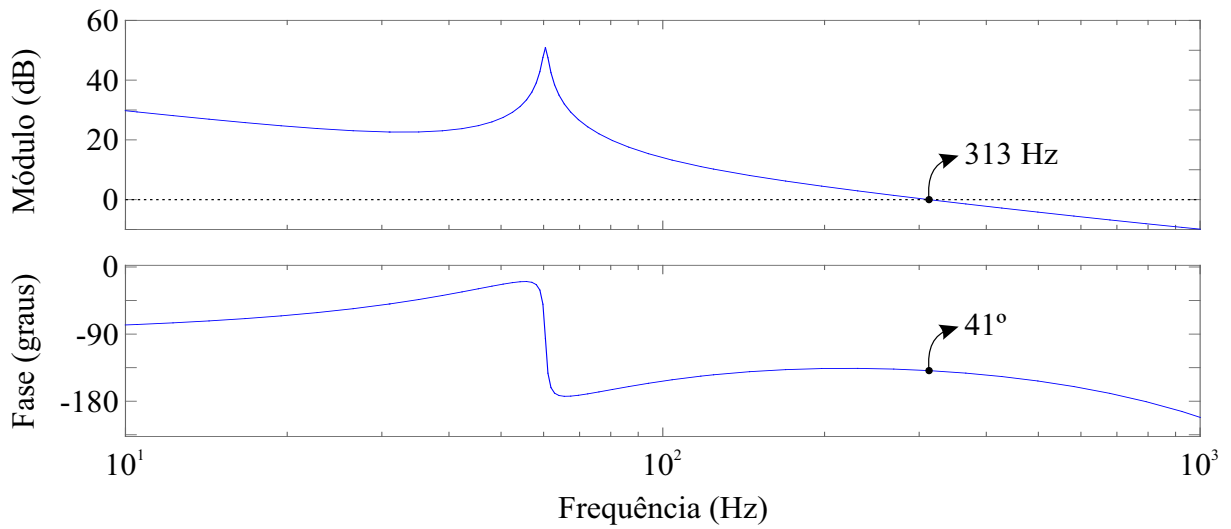
Figura 45 – Diagrama de blocos equivalente no plano  $w$  para a malha de corrente.



Fonte: (Próprio autor).

$$C_i(w) = \frac{0,0021783(w^2 + 510w + 137000)}{w^2 + 7,6w + 144000}. \quad (58)$$

Figura 46 – Resposta em frequência da malha de corrente no plano  $w$  após a inserção do controlador.



Fonte: (Próprio autor).

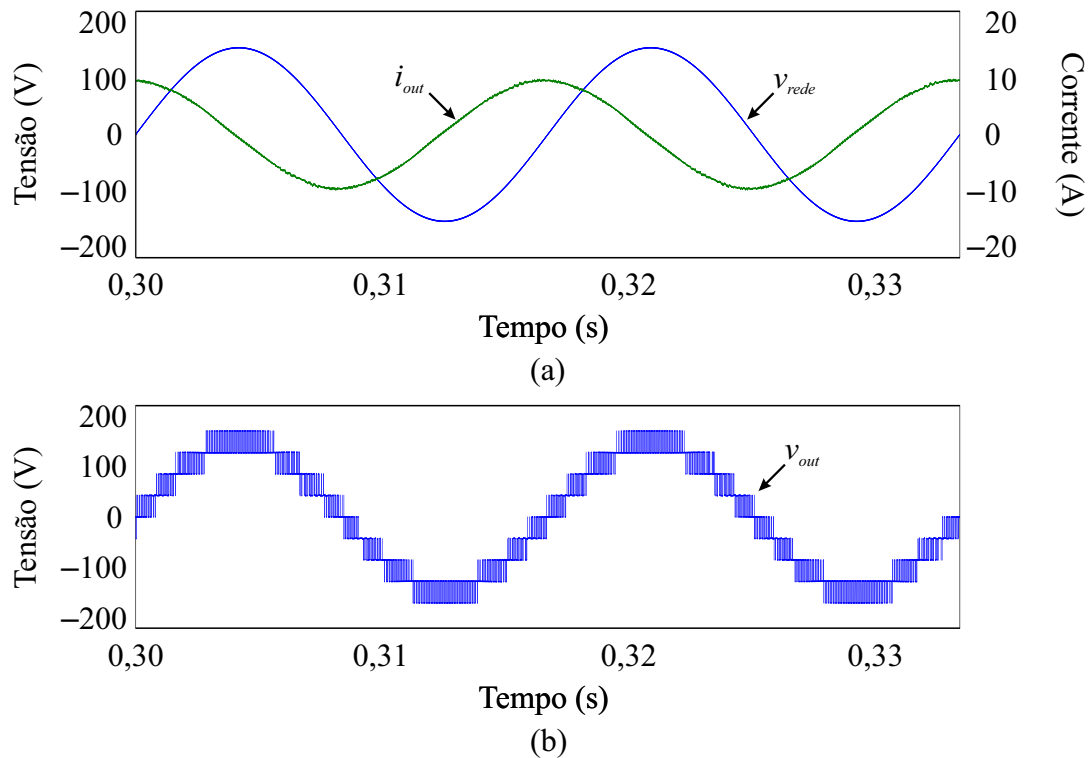
A resposta em frequência da função de transferência em malha aberta com a inclusão do controlador é mostrada na Figura 46, onde verificam-se parâmetros de desempenho com resultados satisfatórios. Logo, efetuando-se a transformada bilinear inversa sobre (58), obtém-se o controlador discreto:

$$C_i(z) = \frac{0,021783(z^2 - 1,89z + 0,899)}{z^2 - 1,99z + 0,998}. \quad (59)$$

Resultados de simulação para o conversor conectado à rede elétrica operando como compensador estático de reativos são apresentados na Figura 47, considerando-se a resistência  $R_f$  e a indutância do filtro  $L_f$  iguais a, respectivamente,  $0 \, \Omega$  e  $2,2 \, \text{mH}$ . Uma fonte de tensão contínua foi utilizada na entrada do conversor, podendo ser substituída por um capacitor de

tensão controlada, uma vez que essa fonte não fornece potência ativa. Note que o conversor opera com fator de potência indutivo, indicando consumo de energia reativa pelo conversor. Ademais, o conversor opera normalmente para uma referência de corrente defasada de  $90^\circ$  em relação à referência da tensão da rede elétrica.

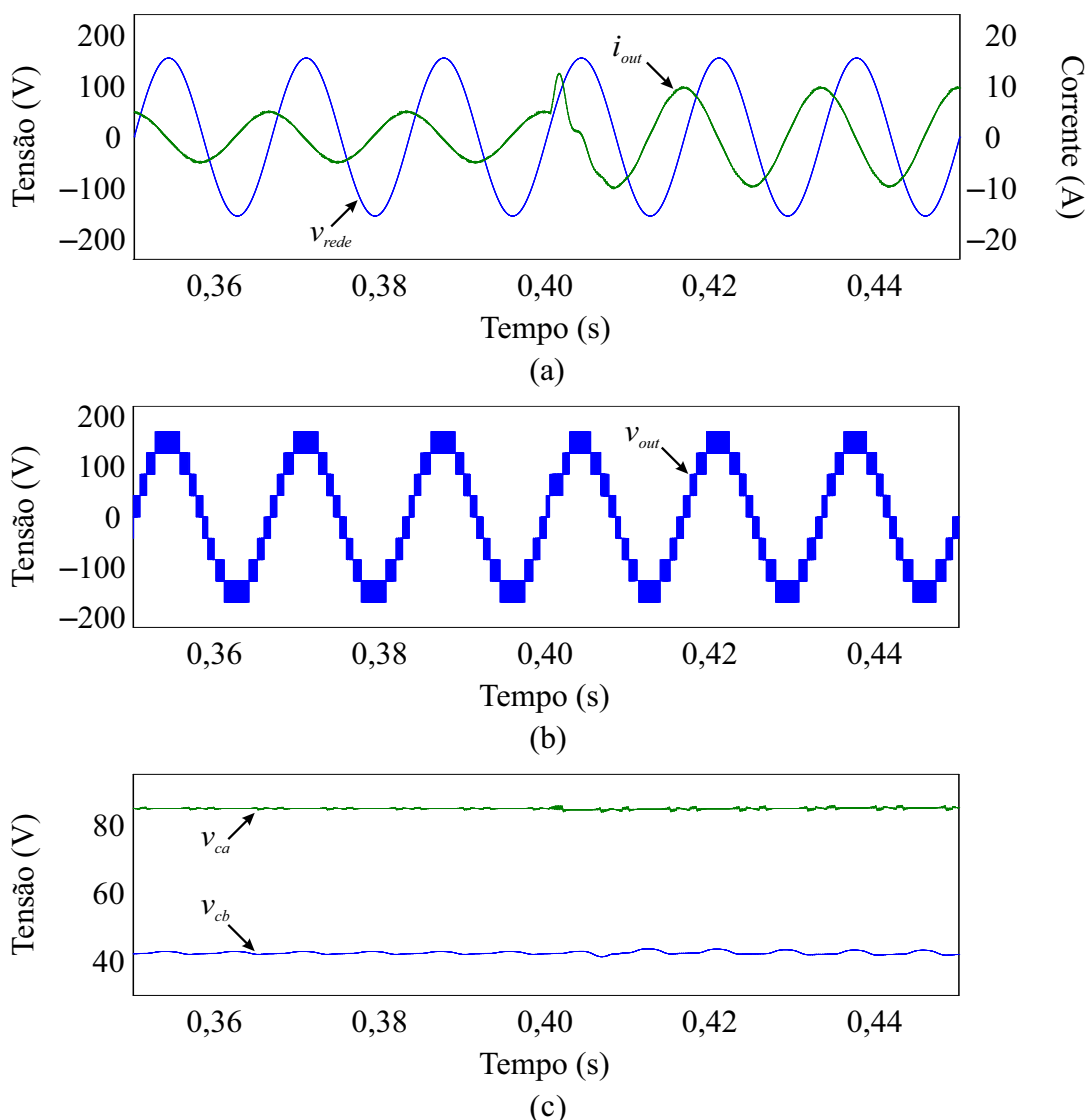
Figura 47 – Resultados de simulação para a operação do conversor como compensador estático de reativos. (a) Tensão da rede e corrente de saída. (b) Tensão de saída do conversor.



Fonte: (Próprio autor).

A Figura 48 apresenta um resultado de simulação mediante degrau na amplitude da referência da corrente de saída ( $I = 5 \text{ A} \rightarrow I = 10 \text{ A}$ ) em 0,5 s, considerando-se  $m_a = 0,85$ . A estratégia de controle permite a manutenção de nove níveis na tensão de saída do conversor ao passo que mantém as tensões sobre os capacitores flutuantes reguladas. No entanto, a ondulação de tensão sobre esses componentes aumenta, visto que operam com maiores níveis de corrente.

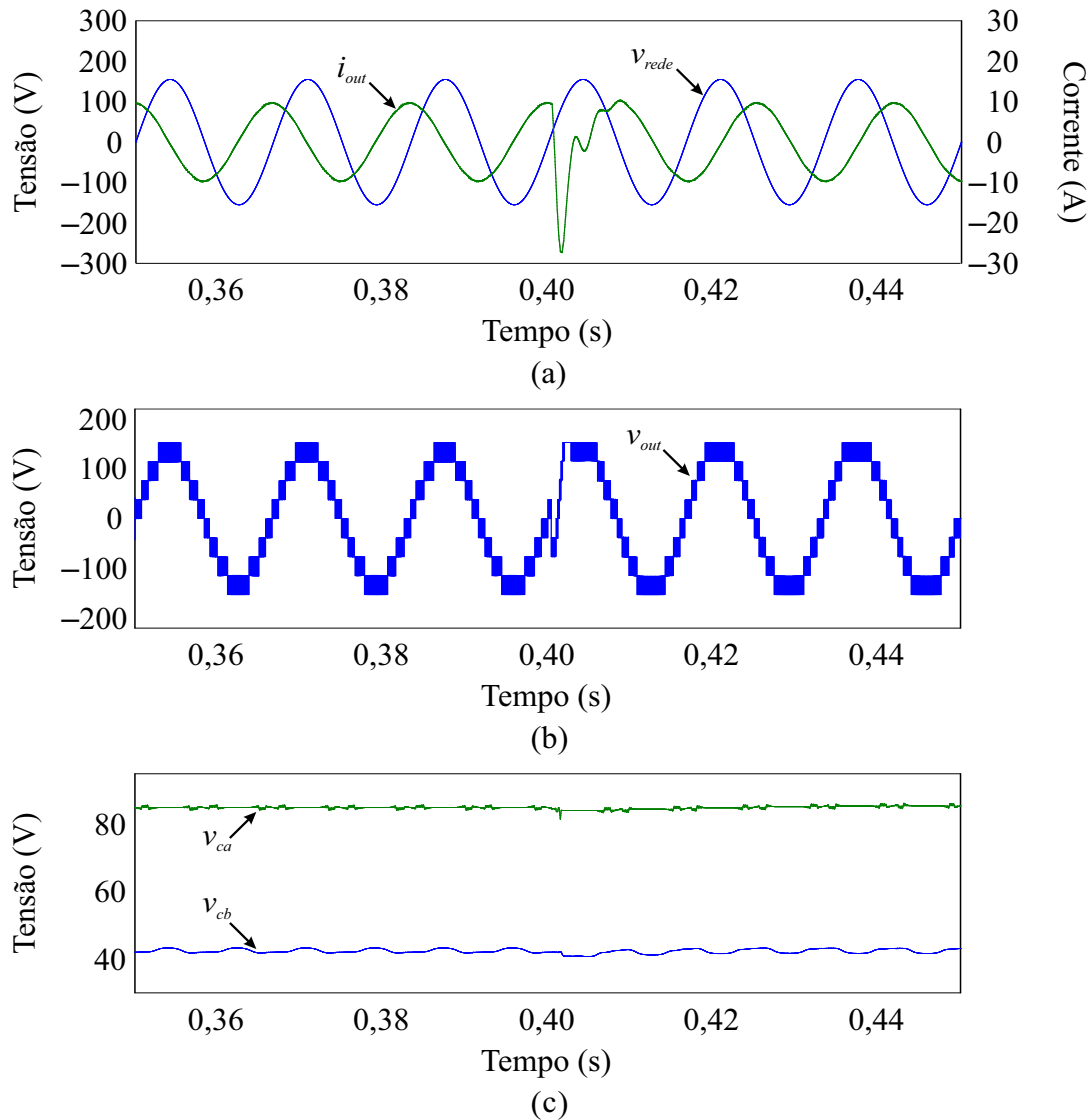
Figura 48 – Resultados de simulação mediante degrau na amplitude da corrente de saída do conversor: (a) Tensão da rede elétrica e corrente de saída do conversor. (b) Tensão de saída do conversor. (c) Tensões sobre os capacitores flutuantes.



Fonte: (Próprio autor).

A resposta do conversor mediante um degrau na defasagem da corrente de saída pode ser observada na Figura 49 ( $\varphi = -90^\circ \rightarrow \varphi = 90^\circ$ ). Nessa situação, a estratégia de controle também permite o balanceamento das tensões dos capacitores flutuantes e a recuperação de situações transitórias. Além disso, o conversor passa de um período de fornecimento de energia reativa (fator de potência capacitivo) para um período de consumo de energia reativa (fator de potência indutivo) para a rede elétrica, demonstrando a flexibilidade do conversor como compensador estático de reativos. As tensões sobre os capacitores flutuantes permanecem reguladas.

Figura 49 – Resultados de simulação mediante degrau na defasagem da corrente de saída do conversor. (a) Tensão da rede elétrica e corrente de saída do conversor. (b) Tensão de saída do conversor. (c) Tensões sobre os capacitores flutuantes.



Fonte: (Próprio autor).

#### 4.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou o projeto dos capacitores flutuantes e das malhas de controle das tensões dos capacitores flutuantes e da corrente de saída para o conversor monofásico assimétrico com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa em configuração de nove níveis. Diferentes metodologias foram empregadas para a determinação dos valores dos

capacitores flutuantes, em função da ondulação de tensão sobre esses componentes. Em seguida foram apresentados os principais resultados de simulação obtidos para o inversor sob diferentes configurações de carga, como forma de ratificar a região de operação obtida para a estrutura. Por fim, é definido o controlador para a implementação do conversor como compensador estático de reativos e resultados de simulação comprovaram a viabilidade de aplicação dos controladores projetados.

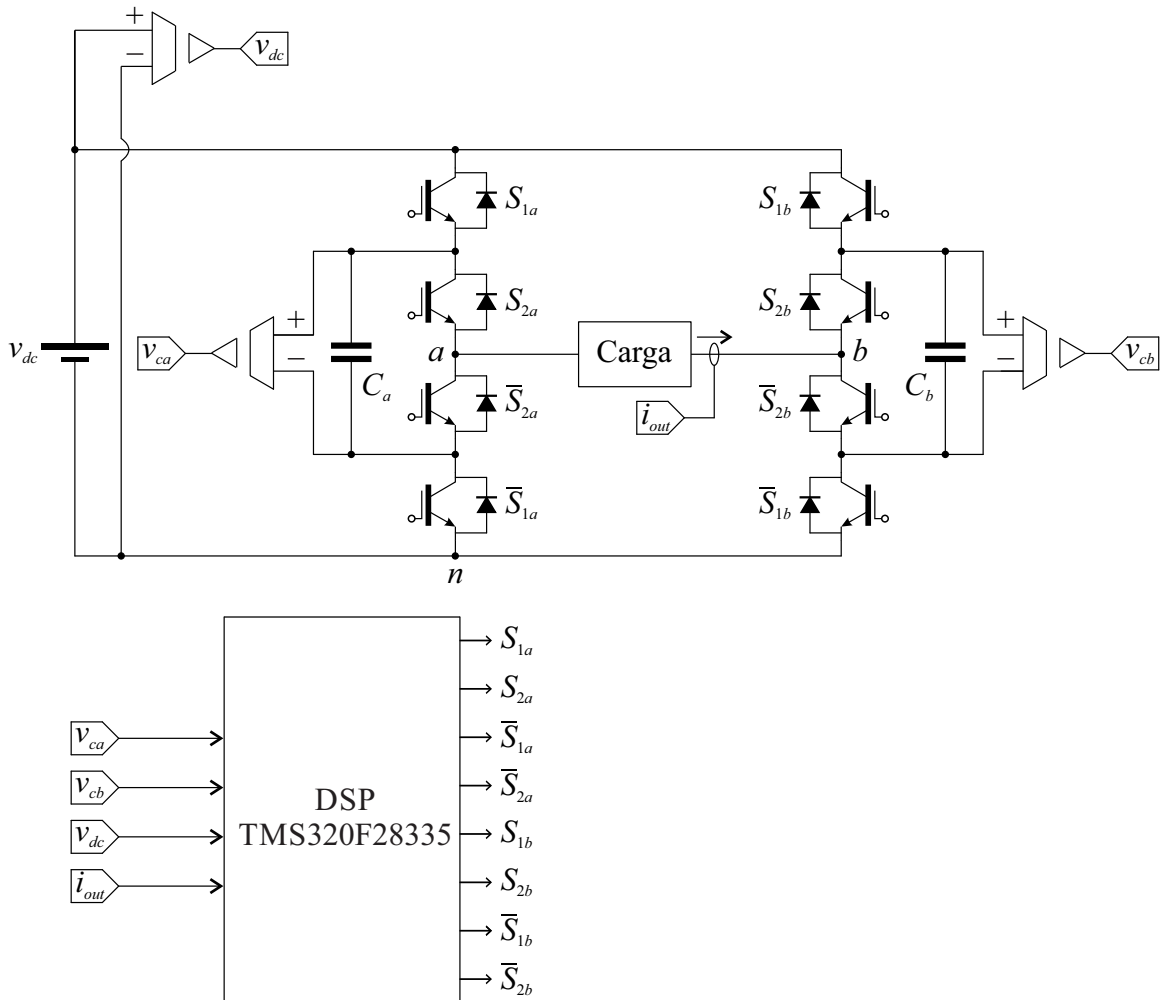


## 5. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

### 5.1 INTRODUÇÃO

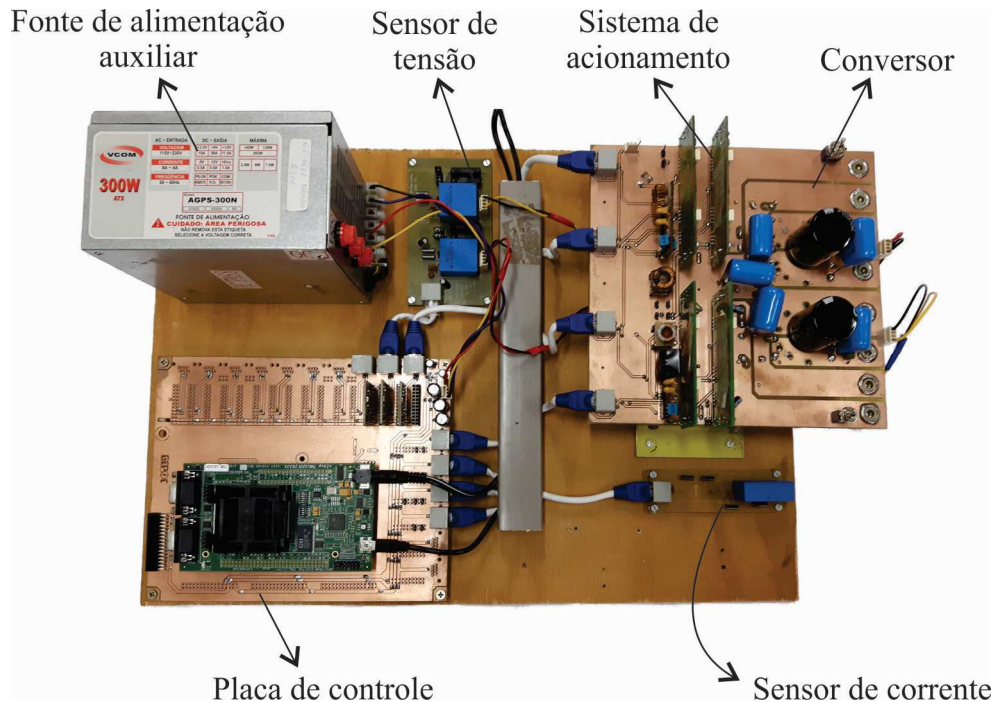
A Figura 50 ilustra um esquema simplificado do protótipo implementado. Os parâmetros adotados na implementação são os mesmos especificados na Tabela 12. Nas seções seguintes são apresentados alguns detalhes a respeito da implementação do protótipo, assim como os principais resultados experimentais para o conversor assimétrico com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa em configuração de nove níveis.

Figura 50 – Diagrama simplificado do protótipo implementado.



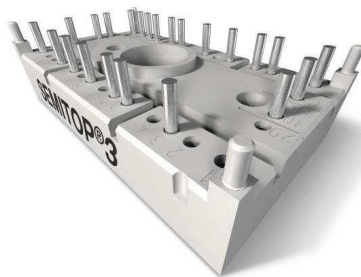
Fonte: (Próprio autor).

Figura 51 – Protótipo implementado.



Fonte: (Próprio autor).

Figura 52 – Aspecto físico do módulo SK50MLI066.



Fonte: (SEMIKRON, 2009).

## 5.2 DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO

A Figura 51 apresenta uma visão geral do protótipo desenvolvido. A montagem pode ser subdividida em duas partes principais: conversor estático de potência e circuito de controle. Nos itens a seguir são resumidas as principais partes que constituem o protótipo.

- a) Conversor: o conversor foi implementado utilizando-se os módulos de interruptores da *Semikron* SK50MLI066, cujo aspecto físico é mostrado na Figura 62. Esses módulos são constituídos por quatro IGBT's conectados em série e sua isolamento térmica é realizada por uma estrutura cerâmica de óxido de alumínio. Os módulos foram devidamente parafusados no circuito do conversor, de forma que recebam os sinais provenientes dos circuitos de acionamento dos interruptores. Dois capacitores eletrolíticos, de 1000  $\mu\text{F}$  e de 4700  $\mu\text{F}$ , encontram-se soldados



nessa placa, modelo 4Y19D e B43876, para os capacitores  $C_a$  e  $C_b$ , respectivamente. Em paralelo com cada capacitor foi inserido um resistor de  $1,5\text{ k}\Omega/5\text{ W}$  para o auxiliar no descarregamento do circuito após o desligamento.

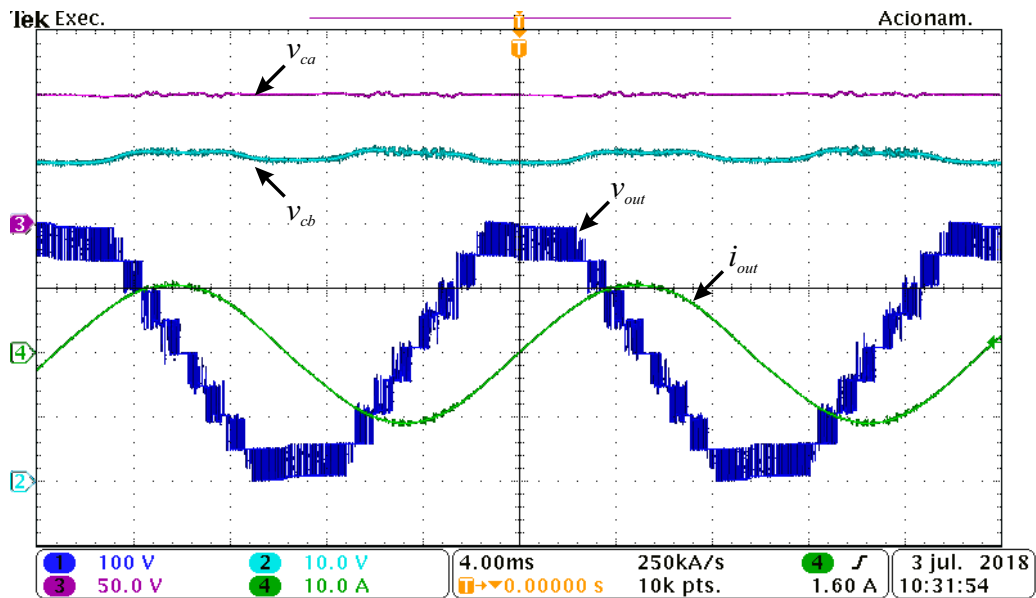
- b) Sistema de acionamento: para o acionamento dos módulos IGBTs foram utilizados os *drivers* da *Semikron* modelo SKHI20opa. Esses dispositivos podem ser utilizados para o acionamento de IGBTs de até 1200 V, com uma frequência de comutação de até 100 kHz. Esses circuitos podem ser utilizados para o acionamento de pares complementares de IGBTs, além de possuírem um sistema de proteção contra curtos-circuitos e gerenciamento de falhas.
- c) Placa de controle: a placa de controle aloja o processador digital de sinais (DSP – *Digital Signal Processor*), modelo TMS320F28335, da *Texas Instruments*®. Todo o sistema de controle e gerenciamento do inversor é realizado pelo DSP, incluindo o tratamento de sinais de erro enviados pelos circuitos de acionamento. Esta placa também é responsável pelo condicionamento dos sinais de medição com o circuito do processador. Os sinais de acionamento dos interruptores e de medição são enviados através de cabos de rede em modo corrente (par trançado), conferindo maior confiabilidade a esse processo. Os detalhes da implementação da modulação vetorial no DSP são apresentados no Apêndice A.
- d) Fonte de alimentação auxiliar: o sistema de alimentação auxiliar para o protótipo desenvolvido é constituído por fontes de tensão de + 15 V, - 15 V e + 5 V. Essa fonte é responsável pela alimentação dos circuitos de acionamento dos interruptores.
- e) Circuitos de medição: as medições das tensões sobre os capacitores flutuantes são realizadas por sensores de efeito hall (LV20-P). Como existe a necessidade do monitoramento da corrente de saída, optou-se pela utilização do sensor de efeito hall LA55-P. Todos esses sinais são medidos e tratados por circuitos individuais e enviados ao DSP através de cabos Cat5 em modo corrente.

### 5.3 RESULTADOS

Na Figura 53 são mostrados os resultados experimentais para  $m_a = 0,98$ , utilizando a carga 1. É possível verificar os nove níveis de tensão gerados na saída do conversor, assim como as tensões dos capacitores flutuantes  $C_a$  e  $C_b$ . A tensão  $v_{ca}$  é ajustada a cada período de

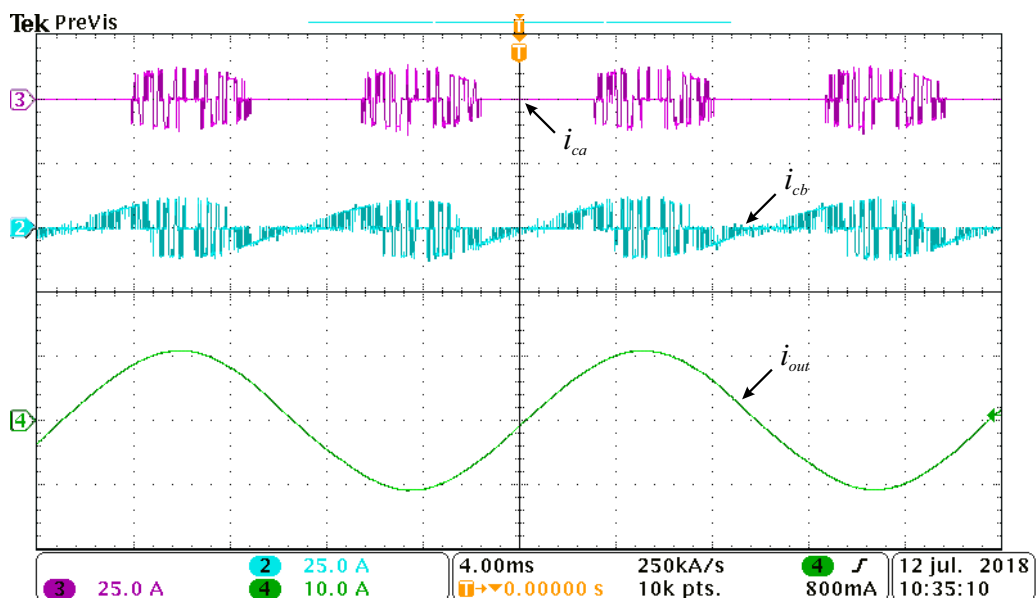
comutação, enquanto a tensão  $v_{cb}$  apresenta ondulações de baixa frequência em decorrência da estratégia de modulação proposta neste trabalho.

Figura 53 – Resultados experimentais para a carga 1 e  $m_a = 0,98$ : tensão de saída, corrente de saída, a tensões sobre os capacitores flutuantes.



Fonte: (Próprio autor).

Figura 54 – Resultados experimentais para as correntes dos capacitores flutuantes considerando a carga 1 e  $m_a = 0,98$ : corrente do capacitor  $C_a$ , corrente do capacitor  $C_b$  e corrente de saída  $i_{out}$ .

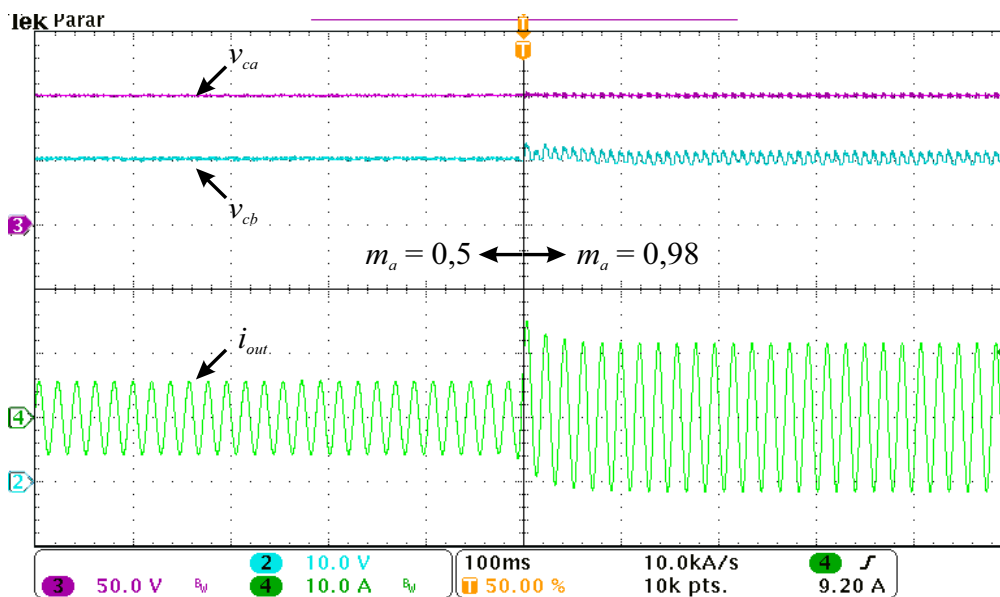


Fonte: (Próprio autor).

As correntes sobre os capacitores flutuantes podem ser verificadas na Figura 54. Os capacitores foram retirados da placa de circuito impresso para a retirada desses resultados. Note que o valor médio da corrente sobre o capacitor  $C_a$  pode ser controlado a cada período de comutação. Além disso, os vetores controláveis são utilizados para manter as corrente média sobre o capacitor  $C_b$  igual a zero, em meio período da tensão de referência, visto que o conversor opera na região B da Figura 22.

O balanceamento das tensões do conversor pode ser verificado na Figura 55, através da aplicação de um degrau no índice de modulação do conversor. As tensões sobre os capacitores flutuantes permanecem sempre reguladas, considerando-se que a carga 1 está conectada na saída do conversor. Esse resultado também comprova que a estratégia de modulação proposta neste trabalho é capaz de funcionar normalmente mesmo após estados transientes na operação do conversor. Complementarmente, componentes de baixa frequência aparecem sobre a tensão  $v_{cb}$  para  $m_a = 0,98$ , visto que o balanceamento das tensões do conversor só é possível em meio período da tensão de referência.

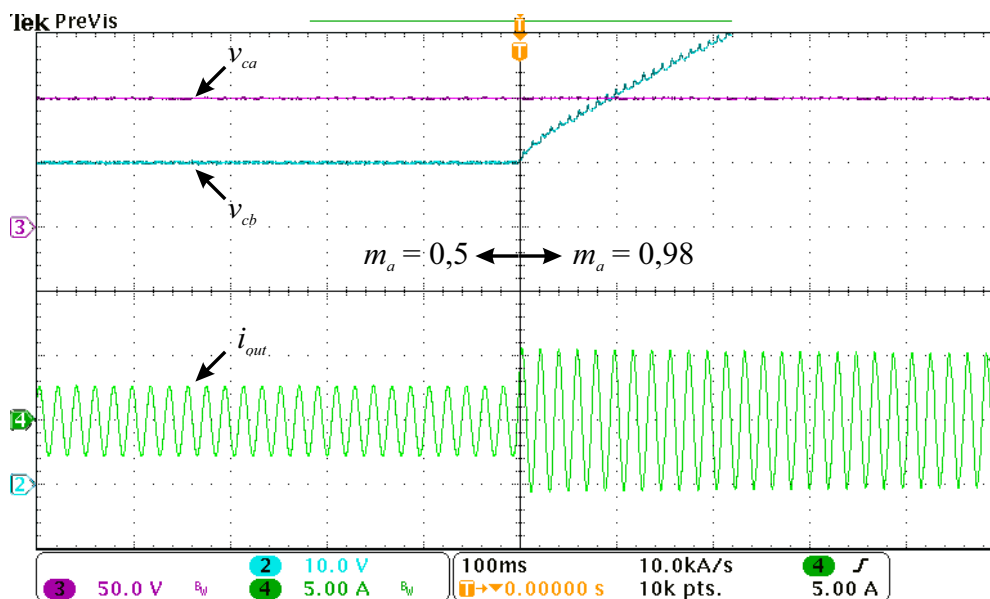
Figura 55 – Resultados experimentais para um degrau no índice de modulação de amplitude (Carga 1): tensões sobre os capacitores flutuantes e corrente de saída.



Fonte: (Próprio autor).

De forma contrária, considerando-se a carga 2, o balanceamento da tensão para o capacitor  $C_b$  não é possível para qualquer valor de amplitude do índice de modulação. Para essas condições de operação, conversor se mantém estável apenas se  $m_a \leq 0,62$ , de acordo com a Figura 56. Como o valor médio da corrente associado ao vetor  $v_3^+$  é sempre positivo, em

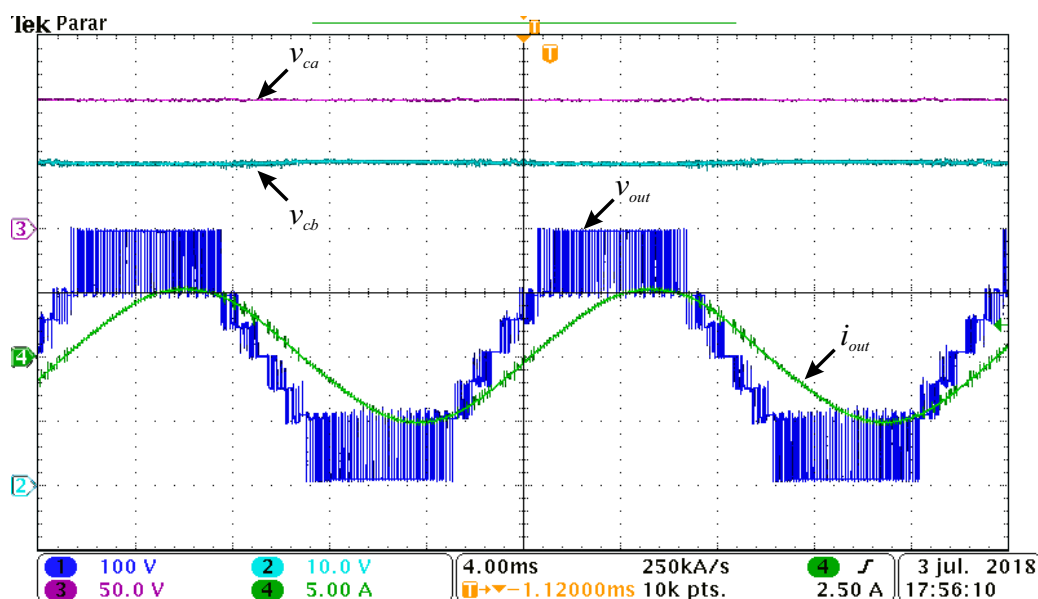
Figura 56 - Resultados experimentais para um degrau no índice de modulação (carga 2): tensões sobre os capacitores flutuantes e corrente de saída.



Fonte: (Próprio autor).

meio período da tensão de referência, a tensão sobre o capacitor  $C_b$  irá aumentar até atingir o valor da tensão total do barramento  $v_{dc}$ , de acordo com a Figura 56. Assim, um sistema de proteção baseado na medição da tensão sobre o capacitor  $C_b$  foi adicionado via DSP, interrompendo o funcionamento do conversor caso o valor da tensão  $v_{cb}$  ultrapasse o limite máximo de operação do capacitor.

Figura 57 - Resultados experimentais para  $d_3 = 0$ , considerando-se a carga 2: tensões sobre os capacitores flutuantes, tensão de saída.

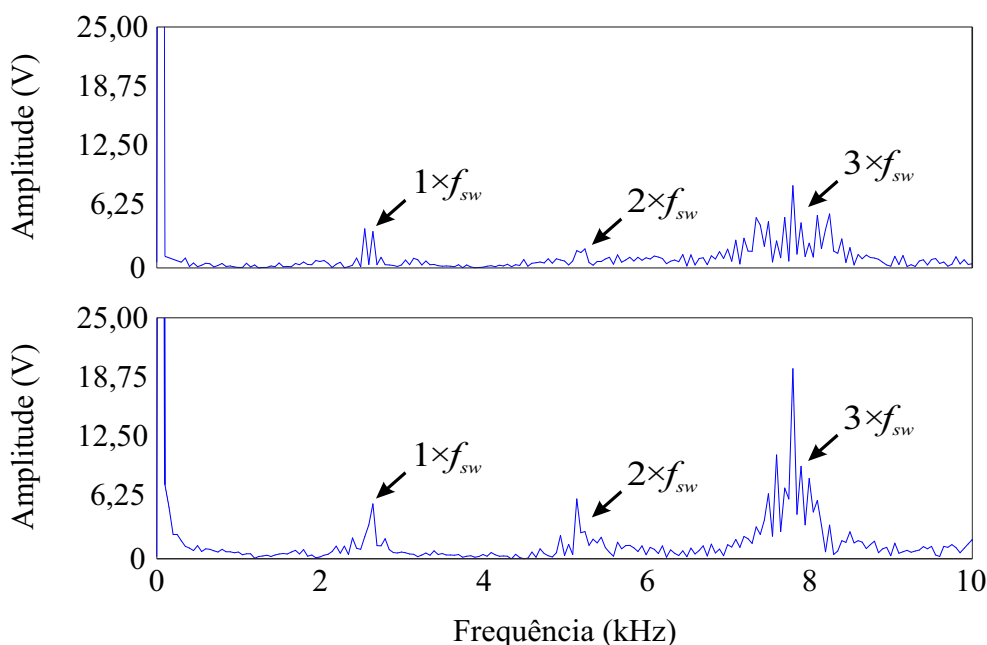


Fonte: (Próprio autor).

A Figura 57 mostra os resultados experimentais considerando-se a razão cíclica associada ao vetor  $v_3^+$  igual a zero, ou seja,  $d_3 = 0$ , para a carga 2 conectada à saída do conversor. Note que as tensões sobre os capacitores flutuantes permanecem reguladas mesmo para  $m_a = 0,98$  e a ondulação de baixa frequência sobre o capacitor  $C_b$  desaparece. No entanto, a distorção total da tensão de saída aumenta.

Os resultados experimentais obtidos para o espectro harmônico da tensão de saída  $v_{out}$  são apresentados na Figura 58. As componentes fundamentais de tensão são iguais a 192 V e 188 V, para a configuração de nove níveis e de sete níveis, respectivamente. Esse fenômeno ocorre em função da queda de tensão sobre os diodos intrínsecos aos IGBTs, que entram em operação nos momentos em que a corrente de saída assume valores negativos, de acordo com o sentido definido na Figura 15, afetando diretamente a tensão de saída do conversor. Esse fenômeno pode ser observado na Figura 53, através das variações na tensão de saída do conversor, que ocorrem nos momentos em que a corrente inverte o seu sentido.

Figura 58 – Resultados experimentais do espectro harmônico da tensão de saída do conversor, considerando  $m_a = 0,98$ . Acima: espectro harmônico da configuração com  $d_3 = 1$ . Abaixo: espectro harmônico da configuração com  $d_3 = 0$ .

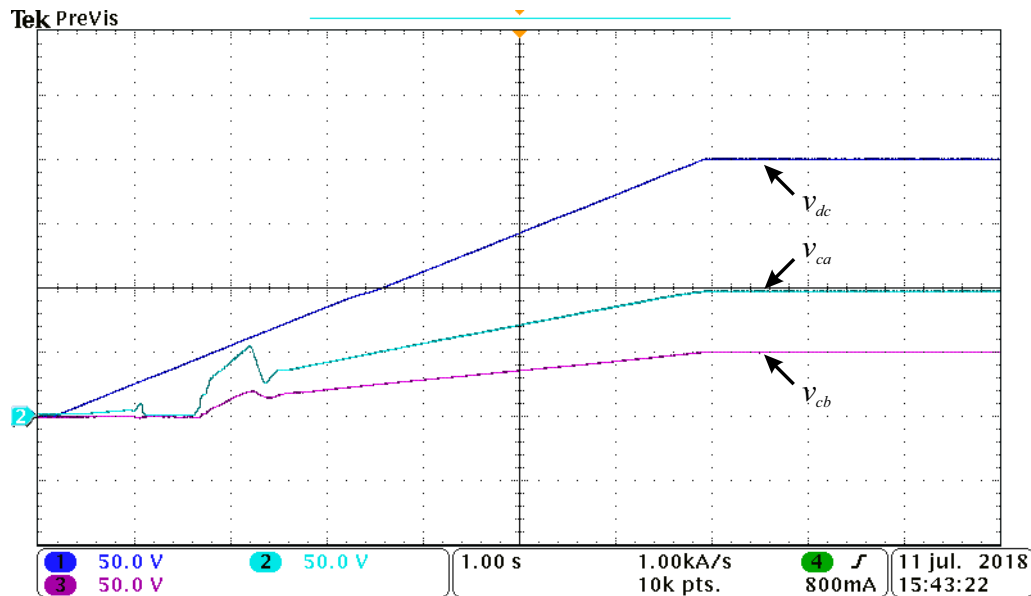


Fonte: (Próprio autor).

O método de pré-carregamento dos capacitores flutuantes é apresentado na Figura 59. Para isso, a fonte de tensão 6813B, da Agilent foi utilizada, visto que permite o aumento gradual da tensão do barramento. Assim, as tensões sobre os capacitores flutuantes são

calculadas a partir da tensão total do barramento  $v_{dc}$ , que aumenta linearmente. Esse processo continua até que o conversor atinja os valores nominais de operação.

Figura 59 - Resultados experimentais para o método de pré-carregamento dos capacitores flutuantes: tensão do barramento e tensões sobre os capacitores flutuantes.

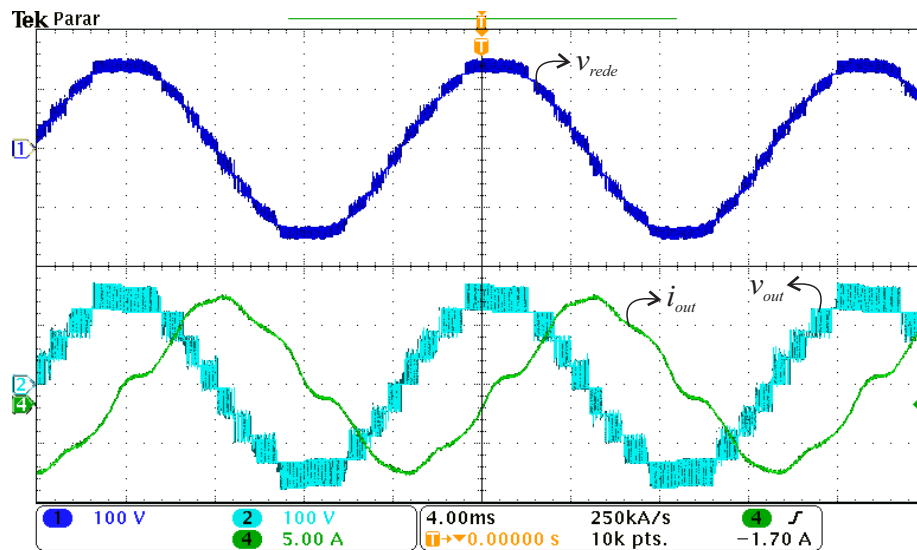


Fonte: (Próprio autor).

Resultados experimentais de operação do inversor como compensador estático de reativos são mostrados na Figura 60, considerando-se a tensão eficaz da rede igual a 110 V. A distorção da corrente de saída origina-se da quinta componente harmônica da tensão da rede, igual a 2,14 V. Como o controlador ressonante projetado garante apenas o rastreamento de sinais em 60 Hz, os distúrbios causados pelas componentes harmônicas da tensão da rede não foram rejeitados. Mesmo assim, a estratégia de modulação proposta neste trabalho ainda é capaz de garantir o balanceamento das tensões dos capacitores flutuantes.

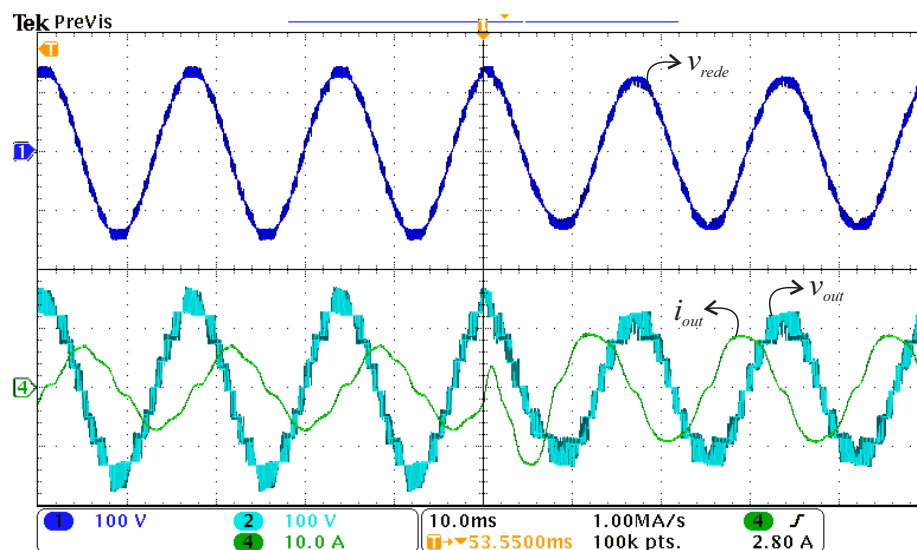
A Figura 61 apresenta o resultado experimental mediante degrau no ângulo de fator de potência da corrente de saída. A queda de tensão sobre a indutância de dispersão do autotransformador resulta na diminuição da amplitude do índice de modulação no momento em que o conversor passa a operar com fator de potência capacitivo. Ademais, os resultados experimentais para operação do conversor como compensador estático de reativos foram retirados utilizando-se uma frequência de comutação igual a 5,16 kHz, a fim de obter respostas transitórias mais satisfatórias. Dessa forma, os controladores foram novamente projetados de acordo com os passos definidos na seção 4.5.

Figura 60 – Resultados experimentais para a operação do conversor conectado à rede elétrica: tensão da rede, corrente de saída e tensão de saída do conversor.



Fonte: (Próprio autor).

Figura 61 – Resultados experimentais mediante degrau no ângulo de fator de potência do conversor ( $\varphi = -90^\circ \rightarrow \varphi = 90^\circ$ ): tensão da rede, corrente de saída e tensão de saída do conversor.



Fonte: (Próprio autor).

## 5.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou os resultados experimentais obtidos para o conversor assimétrico com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa em configuração de nove

níveis. Inicialmente, é realizada uma descrição detalhada do protótipo e dos principais componentes utilizados para a implementação do conversor. A seguir, foram obtidos os resultados experimentais de funcionamento do conversor, ratificando a capacidade de regulação das tensões dos capacitores flutuantes e da operação com nove níveis de saída. No entanto, diferenças notáveis entre resultados de simulação e experimentais ocorreram na corrente de saída do conversor, quando utilizado como compensador estático de reativos. Esse fenômeno origina-se a partir das componentes harmônicas da tensão da rede, que não foram consideradas no projeto do controlador de corrente. Ademais, a indutância de dispersão do autotransformador exerce influência direta sobre a tensão de saída do conversor.



## 6. CONCLUSÃO

O desenvolvimento de conversores multiníveis é um tema de grande destaque na indústria, visto que essas estruturas são capazes de operar com elevados níveis de potência, utilizando dispositivos de baixa tensão. Por outro lado, a construção de topologias capazes de produzir um maior número de níveis necessita de um maior número de componentes, além de estratégias de controle mais complexas. Nesse sentido, a operação de conversores com características assimétricas constitui uma alternativa bastante vantajosa, visto que permite o acréscimo do número de níveis sem a necessidade de um grande número de componentes. Dessa forma, o objetivo principal desta Dissertação de Mestrado foi o desenvolvimento de um conversor assimétrico com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa, que apresenta um elevado número de níveis de saída, para aplicação como compensador estático de reativos.

Assim, uma metodologia para a determinação das tensões dos capacitores foi proposta, para níveis igualmente espaçados na saída do conversor. A partir dessa análise, uma estratégia de modulação vetorial foi definida para a regulação das tensões dos capacitores flutuantes, utilizando-se os estados redundantes disponíveis para cada configuração. Nessa etapa constatou-se que o número de estados redundantes para as estruturas assimétricas decresce à medida que o número de níveis de saída aumenta, dificultando o balanceamento das tensões dos capacitores flutuantes. Esse processo resulta em limitações na região de operação do conversor, o qual somente é capaz de operar para determinadas condições de índice de modulação de amplitude e ângulo do fator de potência da carga.

Portanto, as configurações apresentadas neste trabalho podem ser utilizadas principalmente em aplicações que exijam a operação do conversor com baixo fator de potência, como é o caso de sistemas de compensação de potência reativa. Uma estratégia de modulação por vetores virtuais foi definida para aumentar a região de operação das topologias propostas, através da substituição dos vetores não controláveis por vetores controláveis. Esse processo garante maior flexibilidade para a regulação das tensões dos capacitores flutuantes, permitindo o aumento das regiões de operação das diferentes configurações do conversor. No entanto, esse método resulta no aumento da distorção da tensão de saída e a manutenção de níveis de tensão igualmente espaçados não é mais garantida.

Nesse sentido, o projeto de uma topologia de nove níveis com  $v_{ca} = 1/2$  pu e  $v_{cb} = 1/4$  pu possibilita o balanceamento da tensão do capacitor  $C_a$  em um período de comutação, visto que o braço A do conversor mantém as características simétricas. A metodologia de projeto para o capacitor  $C_b$  foi desenvolvida considerando-se a ondulação de

tensão de baixa frequência originada pelo emprego do vetor não controlável  $v_3^+$ . Assim, o valor do capacitor  $C_b$  pode ser determinado em função da região de operação do conversor, de forma que a ondulação de tensão de baixa frequência sobre esse componente não apresente efeitos significativos sobre a tensão de saída. A seleção dos estados redundantes para o balanceamento das tensões dos capacitores flutuantes é realizada por meio de um controlador PI, que define os valores para os índices de modulação da corrente  $\delta_a$  e  $\delta_b$ . A funcionalidade do processo de balanceamento das tensões dos capacitores é verificada por meio de resultados de simulação. Um controlador ressonante foi ainda projetado para o rastreamento de sinais de 60 Hz, garantindo o controle da corrente de saída para a operação do conversor como compensador estático de reativos.

Os resultados experimentais validam a teoria apresentada no decorrer do trabalho. Como esperado, o capacitor  $C_b$  apresenta uma ondulação de tensão de baixa frequência decorrente da aplicação do vetor  $v_3^+$  na saída do conversor, visto que o valor médio da corrente  $i_{cb}$  pode ser controlado somente a cada meio período da tensão de referência. O emprego de cargas com diferentes valores de fator de potência na saída do conversor comprovam as regiões de operação anteriormente obtidas e a utilização de vetores virtuais evidenciam que essas regiões podem ser estendidas. A estratégia de modulação proposta garante ainda o balanceamento das tensões dos capacitores flutuantes e a injeção de corrente na rede elétrica (com fator de potência indutivo ou capacitivo) para a operação do conversor como compensador estático de reativos. No entanto, forma de onda da corrente de saída ainda pode ser otimizada visto que apresenta distorções originadas das componentes harmônicas da tensão da rede.

## 6.1 PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

No decorrer desta Dissertação de Mestrado foram identificadas algumas oportunidades de trabalhos futuros visando o melhoramento e/ou complemento das atividades realizadas. Algumas possibilidades de análises são enumeradas a seguir:

- a) definição de um controlador que considere os efeitos provenientes das componentes harmônicas da tensão da rede sobre a corrente de saída do conversor;
- b) análise e projeto de conversores multiníveis assimétricos com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa nas configurações de sete e onze níveis, para comparação de resultados;

- c) projeto e implementação de uma malha de controle para substituição da fonte de tensão de entrada do conversor por um capacitor, para operação do conversor como compensador de reativos;
- d) análise e projeto do filtro de saída do conversor para conexão à rede elétrica;
- e) definição de uma nova estratégia de modulação para minimizar as perdas do conversor.

## 6.2 PUBLICAÇÕES RELACIONADAS AO TRABALHO

**(Publicado)** Saccol, G. A. Giacomini, J. C., Batschauer, A., Rech, C. Extension of the Operating Region of a Nine-level Asymmetrical Flying Capacitor Inverter. 2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), 2017.

**(Publicado)** Saccol, G. A. Giacomini, J. C., Batschauer, A., Rech, C. Comprehensive Analysis of Single-phase Full-bridge Asymmetrical Flying Capacitor Inverters. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018.



## REFERÊNCIAS

- A. M. Y. M. Ghias, J. Pou, V. G. Agelidis and M. Ciobotaru. Initial Capacitor Charging in Grid-Connected Flying Capacitor Multilevel Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 29, no. 7, pp. 3245-3249, July 2014.
- A. M. Y. M. Ghias, J. Pou, V. G. Agelidis and M. Ciobotaru. Voltage Balancing Method for a Flying Capacitor Multilevel Converter Using Phase Disposition PWM. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 61, no. 12, pp. 6538-6546, Dec. 2014.
- A. Rufer, M. Veenstra, and K. Gopakumar. **Asymmetric multilevel converter for high resolution voltage phasor generation**. Proc. EPE, 1999, p. 10.
- BARBI, I. **Teoria Fundamental do Motor de Indução**. Florianópolis: Editora da UFSC-Eletróbrás, 1985.
- B. P. McGrath and D. G. Holmes. Enhanced Voltage Balancing of a Flying Capacitor Multilevel Converter Using Phase Disposition (PD) Modulation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 26, no. 7, pp. 1933-1942, July 2011.
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. **Digital Control in Power Electronics**. Morgan & Claypool, 2006.
- C. A. Teixeira, B. P. Mcgrath, D. G. Holmes. **Topologically Reduced Multilevel Converters using Complementary Unidirectional Phase-Legs**. Proc. 21st IEEE ISIE, 2012, pp. 2007-2012.
- C. Li, S. Wang, Q. Guan and D. Xu. Hybrid Modulation Concept for Five-Level Active-Neutral-Point-Clamped Converter **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 32, no. 12, pp. 8958-8962, Dec. 2017.
- C. Rech and J. R. Pinheiro. Hybrid Multilevel Converters: Unified Analysis and Design Considerations. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, vol. 54, no. 2, pp. 1092-1104, Apr. 2007.

D. G. Holmes and T. A. Lipo, **Pulse Width Modulation for Power Converters - Principles and Practice**. New York: Wiley, 2003.

E. Solas *et al.* Modular Multilevel Converter With Different Submodule Concepts—Part II: Experimental Validation and Comparison for HVDC Application. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, vol. 60, no. 10, pp. 4536-4545, Oct. 2013.

Frederick Kieferndorf, Michael Basler, Leonardo Serpa, Jan-Henning Fabian, Antonio Coccia, Gerald Scheuer. **The five-level converter**. 2011. Disponível em: <[https://library.e.abb.com/public/8c65d75ced8b80d6c1257988005b5c69/41-46%201m127\\_ENG\\_72dpi.pdf](https://library.e.abb.com/public/8c65d75ced8b80d6c1257988005b5c69/41-46%201m127_ENG_72dpi.pdf)>. Acesso em: 03 jan. 2019.

G. Gateau, T. A. Meynard, and H. Foch. **Stacked multicell converter (SMC): Properties and design**. Proc. IEEE 32nd Power Electron. Spec. Conf., Jun. 17–21, 2001, vol. 3, pp. 1583–1588.

Giacomini, J. C. **Desenvolvimento de um Inversor Fotovoltaico Trifásico não Isolado Conectado à Rede Elétrica**. 2015. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2015.

Grigoletto, F. B. **Análise, Projeto e Implementação de um Arranjo Flexível de Conversores Estáticos para Sistemas de Conversão de Energia Eólica Conectados à Rede**. 2013; Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2013.

H. Vahedi and K. Al-Haddad. Real-Time Implementation of a Seven-Level Packed U-Cell Inverter with a Low-Switching-Frequency Voltage Regulator. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 31, no. 8, pp. 5967-5973, Aug. 2016.

H. Vahedi, P. A. Labbé and K. Al-Haddad. Sensor-Less Five-Level Packed UCell (PUC5) Inverter Operating in Stand-Alone and Grid-Connected Modes. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, vol. 12, no. 1, pp. 361-370, Feb. 2016.

H. W. van der Broeck, H. C. Skudelny and G. V. Stanke. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 24, no. 1, pp. 142-150, Jan/Feb 1988.

J. Amini, A. H. Viki, A. Radan, and M. Moallem. A General Active Capacitor Voltage Regulating Method for L-Level M-Cell N-Phase Flying Capacitor Multilevel Inverter With Arbitrary DC Voltage Distribution. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, vol. 63, no. 5, pp. 2659-2668, May 2016.

J. Amini and M. Moallem. A Fault-Diagnosis and Fault-Tolerant Control Scheme for Flying Capacitor Multilevel Inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 64, no. 3, pp. 1818-1826, March 2017.

J. Amini. An Effortless Space-Vector-Based Modulation for  $N$ -level Flying Capacitor Multilevel Inverter With Capacitor Voltage Balancing Capability. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 29, no. 11, pp. 6188-6195, Nov. 2014.

J. I. Leon, S. Vazquez and L. G. Franquelo. **Multilevel Converters: Control and Modulation Techniques for Their Operation and Industrial Applications**. Proceedings of the IEEE, vol. 105, no. 11, pp. 2066-2081, Nov. 2017.

Jing Huang and K. A. Corzine. Extended operation of flying capacitor multilevel inverters. **IEEE Trans. Power Electron.**, vol. 21, no. 1, pp. 140-147, Jan. 2006.

J. Rodriguez, Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 49, no. 4, pp. 724-738, Aug 2002.

J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt, and S. Kouro. Multilevel Voltage- Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, vol. 54, no. 6, pp. 2930-2945, Dec. 2007.

J. Rodriguez, S. Bernet, P. K. Steimer and I. E. Lizama. A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, vol. 57, no. 7, pp. 2219-2230, Jul. 2010.

K. K. Gupta and S. Jain. A Novel Multilevel Inverter Based on Switched DC Sources. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, vol. 61, no. 7, pp. 3269-3278, Jul. 2014.

L. G. Franquelo, J. Rodriguez, J. I. Leon, S. Kouro, R. Portillo and M. A. M. Prats. The age of multilevel converters arrives. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, vol. 2, no. 2, pp. 28-39, June 2008.

L. Xu and V. G. Agelidis. **Active capacitor voltage control of flying capacitor multilevel converters.** *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 151, no. 3, pp. 313-320, 8 May 2004.

M. A. S. Mendes, Z. M. A. Peixoto, P. F. Seixas and P. Donoso-Garcia. **A space vector PWM method for three-level flying-capacitor inverters.** 2001 IEEE 32<sup>nd</sup> Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230), Vancouver, BC, 2001, pp. 182-187 vol. 1.

M. F. M. Elias, N. A. Rahim, H. W. Ping, and M. N. Uddin. Asymmetrical Cascaded Multilevel Inverter Based on Transistor-Clamped H-Bridge Power Cell. **IEEE Trans. Ind. Appl.**, vol. 50, no. 6, pp. 4281-4288, Nov.-Dec. 2014.

M. Khazraei, H. Sepahvand, K. A. Corzine and M. Ferdowsi. Active Capacitor Voltage Balancing in Single-Phase Flying-Capacitor Multilevel Power Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 59, no. 2, pp. 769-778, Feb. 2012.

M. Manjrekar, P. Steimer, and T. Lipo. Hybrid multilevel power conversion system: A competitive solution for high-power applications. **IEEE Trans. Ind. Appl.**, vol. 36, no. 3, pp. 834-841, May/Jun. 2000

M. Trabelsi, S. Bayhan, K. A. Ghazi, H. Abu-Rub and L. Ben-Brahim. Finite- Control-Set Model Predictive Control for Grid-Connected Packed-U-Cells Multilevel Inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 63, no. 11, pp. 7286- 7295, Nov. 2016.

OGATA, K. **Discrete-Time Control Systems.** Prentice Hall, 1994.



P. Barbosa, P. Steimer, J. Steinke, M. Winkelkemper, and N. Celanovic. **Activenneutral-point-clamped (ANPC) multilevel converter technology**. *Proc. IEEE EPE*, 2005, pp. 125-130.

P.W. Hammond. **A new approach to enhance power quality for medium voltage drives**. *Proc. Ind. Appl. Soc. 42nd Annu. Petroleum Chem. Ind. Conf.*, Sep. 11-13, 1995, pp. 231-235.

P. Xiao, G. K. Venayagamoorthy and K. A. Corzine. Seven-Level Shunt Active Power Filter for High-Power Drive Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 24, no. 1, pp. 6-13, Jan. 2009.

R. H. Baker and L. H. Bannister, **Electric power converter**. U.S. Patent 3 867 643, Feb. 1975.

R.H. Baker, **Switching circuit**. U. S. Patent 4 210 826, 1980.

R. MARQUARDT. **Stromrichterschaltungen mit verteilten energiespeichern**. DE Patent 10103031A1, 2001.

R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre and P. C. Loh. **Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters**. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 153, no. 5, pp. 750-762, September 2006.

S. Busquets-Monge, J. Bordonau, D. Boroyevich, and S. Somavilla. The Nearest Three Virtual Space Vector PWM A Modulation for the Comprehensive Neutral-Point Balancing in the Three-Level NPC Inverter. **IEEE Power Electron. Letters**, vol. 2, no. 1, pp. 11-15, Mar. 2004.

S. Choi and M. Saeedifard. Capacitor Voltage Balancing of Flying Capacitor Multilevel Converters by Space Vector PWM. **IEEE Transactions on Power Delivery**, vol. 27, no. 3, pp. 1154-1161, July 2012.

S. Kouro *et al.* Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 57, no. 8, pp. 2553- 2580, Aug. 2010.

S. Kouro, R. Bernal, H. Miranda, C. A. Silva and J. Rodriguez. High- Performance Torque and Flux Control for Multilevel Inverter Fed Induction Motors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 22, no. 6, pp. 2116-2123, Nov. 2007.

S. Lu, S. Mariéthoz and K. A. Corzine. Asymmetrical Cascade Multilevel Converters With Noninteger or Dynamically Changing DC Voltage Ratios: Concepts and Modulation Techniques. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, vol. 57, no. 7, pp. 2411-2418, Jul. 2010.

S. Mariéthoz. Design and Control of High-Performance Modular Hybrid Asymmetrical Cascade Multilevel Inverters. **IEEE Trans. Ind. Appl.**, vol. 50, no. 6, pp. 4018-4027, Nov.-Dec. 2014.

S. Mariéthoz, A. Rufer. **New Configurations for the three-phase asymmetrical multilevel inverter**. IAS Conference, pp. 828-835, 2004.

S. S. Fazel, S. Bernet, D. Krug and K. Jalil. Design and Comparison of 4-kV Neutral-Point-Clamped, Flying Capacitor, and Series-Connected H-Bridge Multilevel Converters. **IEEE Trans. Ind. Appl.**, vol. 43, no. 4, pp.1032-1040, Jul.-Aug. 2007.

S. Thielemans, A. Ruderman and J. Melkebeek. **Self-precharge in single-leg flying capacitor converters**. 2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, Porto, 2009, pp. 812-817.

T. Bruckner, S. Bernet, and H. Guldner. The active NPC converter and its lossbalancing control. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, vol. 52, no. 3, pp. 855–868, Jun. 2005.

Texas Instruments. **TMS320x2833x, 2823x Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM) Module**. 2009. Reference Guide. Disponible en <http://www.ti.com/lit/ug/sprug04a/sprug04a.pdf>

T. Meynard and H. Foch. **Dispositif électronique de conversion d'énergie électrique.** French Patent 267 971 5B1, Jan. 29, 1993.

T. A. Meynard, M. Fadel and N. Aouda. Modeling of multilevel converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 44, no. 3, pp. 356-364, Jun 1997.

W. McMurray. **Fast response stepped-wave switching power converter circuit.** U.S. Patent 3 581 212, May 25, 1971.

X. Kou, K. A. Corzine, and Y. L. Familiant. Full binary combination schema for floating voltage source multilevel inverters. **IEEE Trans. Power Electron.**, vol. 17, no. 6, pp. 891-897, Nov. 2002.

Y. Ounejjar, K. Al-Haddad and L. A. Gregoire. Packed U Cells Multilevel Converter Topology: Theoretical Study and Experimental Validation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 58, no. 4, pp. 1294-1306, April 2011.

Z. Lim, A. I. Maswood, and G. H. P. Ooi. Modular-Cell Inverter Employing Reduced Flying Capacitors With Hybrid Phase-Shifted Carrier Phase-Disposition PWM. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, vol. 62, no. 7, pp. 4086-4095, Jul. 2015.

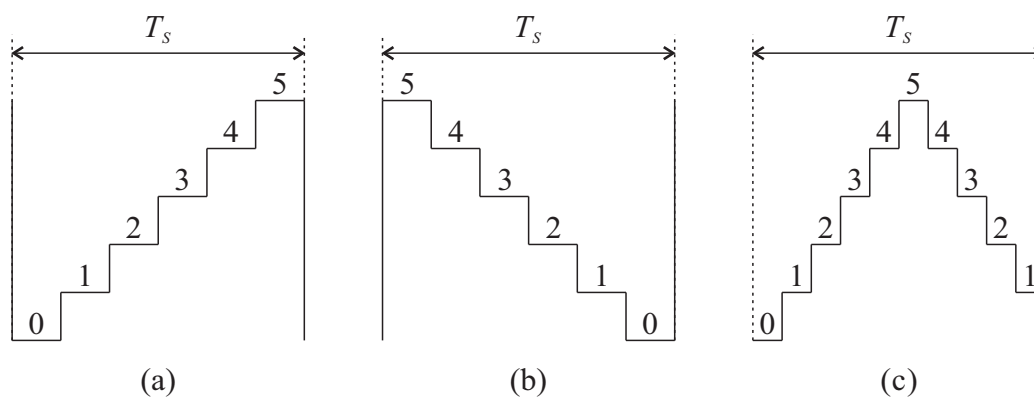


## APÊNDICE A – IMPLEMENTAÇÃO DA MODULAÇÃO VETORIAL

Neste capítulo a lógica utilizada no DSP para a implementação da estratégia de modulação vetorial para o conversor multinível assimétrico com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa em configuração de nove níveis é apresentada. Nesse caso, o controle dos estados de condução dos interruptores é realizado por meio de seis módulos moduladores por largura de pulso aprimorado (ePWM – *Enhanced Pulse Width Modulator*), divididos em duas saídas: EPWMxA e EPWMxB. Neste documento a letra  $x$  é utilizada para indicar um módulo ePWM genérico,  $x = 1, 2, \dots, 6$  (TEXAS INSTRUMENTS, 2009). Cada um desses módulos é constituído por sete subunidades cujas funções podem ser configuradas por *software*.

A subunidade principal de um módulo ePWM é denominada submódulo de tempo base (TB – *Time-Base Submodule*) e determina os instantes de tempo dos eventos que ocorrem para cada par complementar de interruptores. Esse bloco é constituído pelo contador TBCTR (*Time Base Counter*), que tem seu valor máximo limitado pelo registrador TBPRD (*Time Base Period*) e pode ser ajustado para operar por contagem crescente, decrescente ou crescente e decrescente, de acordo com a Figura 62 (TEXAS INSTRUMENTS, 2009).

Figura 62 – Contador interno do DSP, considerando-se TBPRD = 5. (a) Contagem crescente. (b) Contagem decrescente. (c) Contagem crescente e decrescente.



Fonte: Adaptado de (TEXAS INSTRUMENTS, 2009).

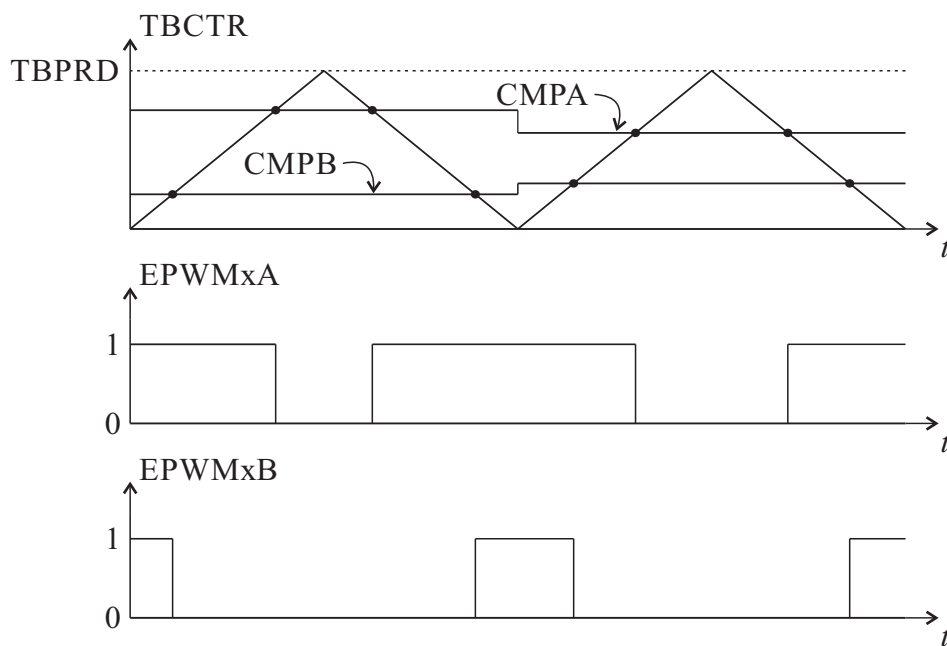
O submódulo de contagem e comparação (CC – *Counter Compare*) realiza a comparação entre o valor do contador TBCTR e os valores definidos para os registradores CMPA (*Counter Compare A*) e CMPB (*Counter Compare B*). Esses dados são enviados ao

submódulo qualificador de ação (AQ – *Action Qualifier*), que é responsável pela tomada de decisão nos seguintes instantes (TEXAS INSTRUMENTS, 2009):

- a.  $TBCTR = TBPRD$ ;
- b.  $TBCTR = 0$ ;
- c.  $TBCTR = CMPA$ ;
- d.  $TBCTR = CMPB$ .

Em função dessas comparações, uma sequência de pulsos pode ser gerada para cada saída ePWM do DSP, de acordo com a Figura 63 (TEXAS INSTRUMENTS, 2009). Note que a razão cíclica associada à saída ePWMxA é definida pelo comparador CMPA, enquanto a razão cíclica associada à saída ePWMxB é definida pelo comparador CMPB. Nesse caso, a modulação apresenta ainda ativo em alto, visto que a quantidade de tempo em que as saídas permanecem em nível lógico um é proporcional ao valor definido para os comparadores.

Figura 63 – Sequência de pulsos para um módulo PWM genérico, com ativo em alto.



Fonte: Adaptado de (TEXAS INSTRUMENTS, 2009).

A estratégia de modulação vetorial implementada neste trabalho é baseada em metade do período de uma portadora triangular. Assim, a sequência de comutação definida no momento em que o contador é incrementado (borda de subida da forma de onda triangular) é simplesmente espelhada a partir do momento em que o contador passa a decrementar (borda de descida da forma de onda triangular). Quatro módulos ePWM são utilizados para a produção da sequência de pulsos que deve ser enviada ao sistema de acionamento dos

interruptores. Os módulos ePWMxA e seus comparadores foram renomeados de acordo com os interruptores que devem acionar, enquanto o bloco ePWMxB é responsável pelo acionamento dos pares complementares de interruptores, de acordo com a Tabela 13.

Tabela 13 – Módulos ePWM e seus respectivos comparadores para a geração dos sinais que são enviados ao sistema de acionamento dos interruptores.

Módulo	Acionamento dos interruptores	Comparador
ePWM1a e ePWM1b	$S_{1a}$ e $\bar{S}_{1a}$	Comp1a
ePWM2a e ePWM2b	$S_{2a}$ e $\bar{S}_{2a}$	Comp2a
ePWM3a e ePWM3b	$S_{1b}$ e $\bar{S}_{1b}$	Comp1b
ePWM4a e ePWM4b	$S_{2b}$ e $\bar{S}_{2b}$	Comp2b

Fonte: (Próprio autor).

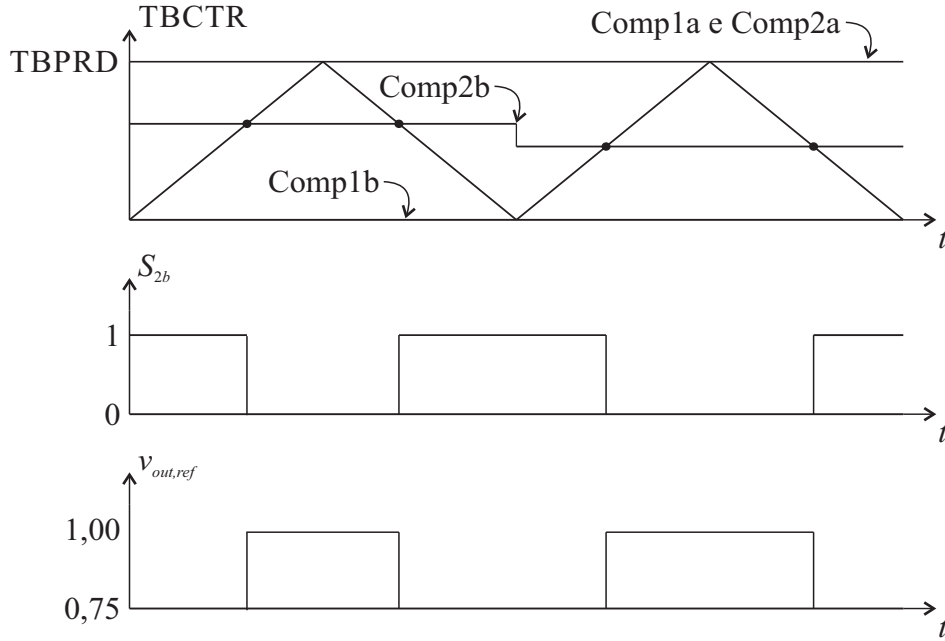
Os estados de condução dos interruptores para os vetores positivos de uma configuração de nove níveis com  $v_{ca} = 1/2$  pu e  $v_{cb} = 1/4$  pu são representados na Tabela 14. Considerando-se que a tensão de saída localiza-se no setor oito, existem apenas dois vetores que são utilizados para sintetizar a tensão de saída do conversor:  $v_3^+$  e  $v_4^+$ . A alternância entre esses dois vetores é realizada por meio da mudança do estado de condução do interruptor  $S_{2b}$ , que pode ser feita através da comparação entre o contador e o comparador Comp2b, de acordo com a Figura 64, considerando-se que a modulação atua com ativo em alto.

Tabela 14 – Estados de condução dos interruptores para os vetores positivos de um conversor assimétrico com capacitores flutuantes em estrutura ponte completa, considerando  $m = 9$ ,  $v_{ca} = 1/2$  pu,  $v_{cb} = 1/4$  pu.

Vetor	Estado	$S_{1a}$	$S_{2a}$	$S_{1b}$	$S_{2b}$
$v_0$	$v_{0,1}$	0	0	0	0
	$v_{0,2}$	1	1	1	1
$v_1^+$	$v_{1,1}^+$	1	0	0	1
	$v_{1,2}^+$	0	1	0	1
	$v_{1,3}^+$	1	1	1	0
$v_2^+$	$v_{2,1}^+$	1	0	0	0
	$v_{2,2}^+$	0	1	0	0
$v_3^+$		1	1	0	1
$v_4^+$		1	1	0	0

Fonte: (Próprio autor).

Figura 64 – Mudança de estado do interruptor  $S_{2b}$ , para realizar a alternância entre os vetores  $v_3^+$  e  $v_4^+$ .



Fonte: (Próprio autor).

No entanto, em setores com grande quantidade de estados redundantes, uma maior quantidade de comutações deve ser realizada para garantir que exista alternância entre os diferentes estados de condução dos interruptores. Por exemplo, no setor seis do espaço das tensões de saída do conversor, existem três estados redundantes capazes de sintetizar o vetor  $v_1^+$  e dois estados redundantes que podem sintetizar o vetor  $v_2^+$ . Nesse caso, uma simples comparação não é suficiente para garantir a utilização de todos os estados de condução dos interruptores, em um período de comutação.

Dessa forma, a estratégia de modulação foi dividida em três etapas durante um período de comutação  $T_s$ . Cada etapa apresenta uma portadora triangular e seus respectivos comparadores, resultando em três sequências de comutação espelhadas em um período de comutação. A sequência de comutação implementada para o setor seis é apresentada na Tabela 15. Note que essa abordagem possibilita que todos os vetores redundantes desse setor sejam implementados em um período de comutação.

As razões cíclicas  $d_{1,1}$ ,  $d_{1,2}$  e  $d_{1,3}$ , associadas aos vetores  $v_{1,1}^+$ ,  $v_{1,2}^+$  e  $v_{1,3}^+$ , respectivamente, são obtidas por:

$$d_{1,1} = d_{1,2} = (1 + \text{sign}(i_{out})\delta_b) d_1 / 4, \quad (60)$$



$$d_{1,3} = (1 - \text{sign}(i_{out}) \delta_b) d_1 / 2. \quad (61)$$

Tabela 15 – Representação da sequência de comutação baseada em três portadoras implementadas no DSP para o setor seis.

Portadora	Etapa 1			Etapa 2			Etapa 3		
Vetor	$v_{1,1}^+$	$v_{2,1}^+$	$v_{1,1}^+$	$v_{1,3}^+$	$v_{2,1}^+$	$v_{1,3}^+$	$v_{1,2}^+$	$v_{2,2}^+$	$v_{1,2}^+$
$S_{1a}$	1	1	1	1	1	1	0	0	0
$S_{2a}$	0	0	0	1	0	1	1	1	1
$S_{1b}$	0	0	0	1	0	1	0	0	0
$S_{2b}$	1	0	1	0	0	0	1	0	1

Fonte: (Próprio autor).

Para o capacitor  $C_a$ , as razões cíclicas associadas aos estados redundantes de  $v_2^+$  são obtidas por:

$$d_{2,1} = (1 + \text{sign}(i_{out}) \delta_a) d_2 / 2, \quad (62)$$

$$d_{2,1} = (1 - \text{sign}(i_{out}) \delta_a) d_2 / 2. \quad (63)$$

Em que  $d_{2,1}$  e  $d_{2,2}$  são as razões cíclicas dos estados redundantes  $v_{2,1}^+$  e  $v_{2,2}^+$ . Assim sendo, as amplitudes máximas das portadoras podem ser calculadas em função do tempo de aplicação de cada vetor, em cada etapa de operação:

$$\text{TP1} = \frac{n_{pa}}{2} \left( d_{1,1} + \frac{d_{2,1}}{2} \right), \quad (64)$$

$$\text{TP2} = \frac{n_{pa}}{2} \left( d_{1,3} + \frac{d_{2,1}}{2} \right), \quad (65)$$

$$\text{TP3} = \frac{n_{pa}}{2} (d_{1,2} + d_{2,2}). \quad (66)$$

Em que TP1, TP2 e TP3 representam as amplitudes de cada portadora, para as etapas 1, 2 e 3 de operação, respectivamente. O valor de  $n_{pa}$  é calculado por meio da soma entre as amplitudes de cada portadora e também pode ser obtido pela relação entre o período de comutação  $T_S$  e o tempo de cada incremento do contador  $T_{CLK}$ :

$$n_{pa} = \frac{T_S}{T_{CLK}}. \quad (67)$$

Complementarmente, os valores dos comparadores são atualizados em cada etapa de operação da estratégia de modulação. Esses comparadores são proporcionais à quantidade de tempo que os interruptores permanecem em nível lógico alto (ativo em alto), de acordo com a Tabela 16, para a sequência de comutação apresentada na Tabela 15.

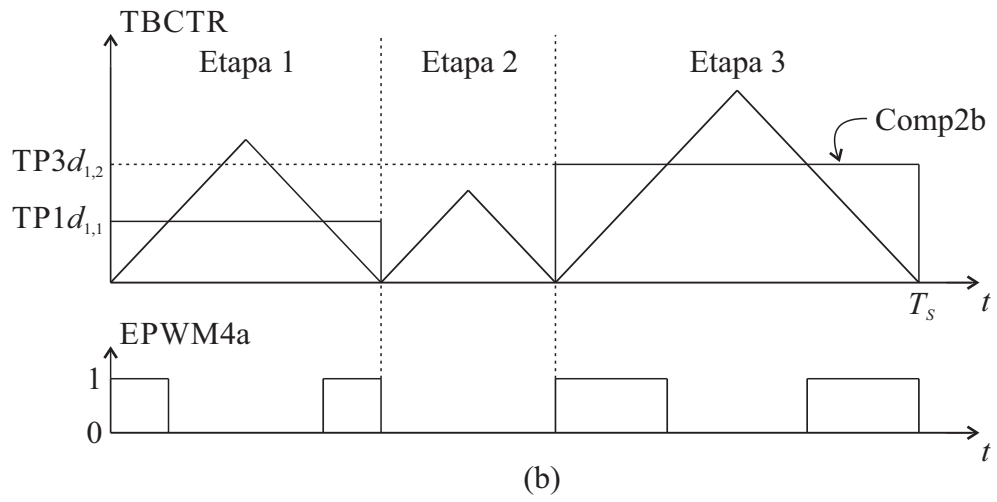
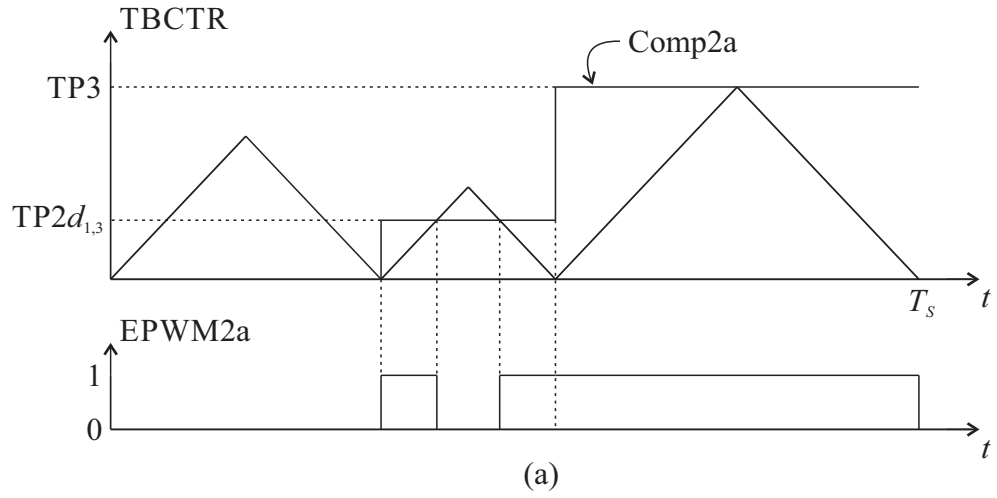
Tabela 16 – Valores dos comparadores atualizados em cada etapa de operação, para a sequência de comutação apresentada na Tabela 15.

Comparador	Etapa 1	Etapa 2	Etapa 3
Comp1a	TP1	TP2	0
Comp2a	0	$d_{1,3} \cdot TP2$	TP3
Comp1b	0	$d_{1,3} \cdot TP2$	0
Comp2b	$d_{1,1} \cdot TP1$	0	$d_{1,2} \cdot TP3$

Fonte: (Próprio autor).

A Figura 65 e a Figura 66 apresentam a estratégia de modulação implementada para a definição dos estados de condução dos interruptores  $S_{2a}$  e  $S_{2b}$ , respectivamente. Esse mesmo método é estendido para a determinação dos estados de condução dos interruptores  $S_{1a}$  e  $S_{1b}$  e para todos os setores de operação do conversor.

Figura 65 – Estratégia de modulação de três etapas utilizada para o controle dos estados de condução dos interruptores  $S_{2a}$  e  $S_{2b}$ .



Fonte: (Próprio autor).