UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO CENTRO TECNOLÓGICO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

FELIPE SILVA OLIVEIRA

CONTROLE PREDITIVO APLICADO AO CONVERSOR MULTINÍVEL EM CASCATA DE MÉDIA TENSÃO NA CONFIGURAÇÃO BACK-TO-BACK COM CONEXÃO PARALELO-SÉRIE

VITÓRIA 2020

FELIPE SILVA OLIVEIRA

CONTROLE PREDITIVO APLICADO AO CONVERSOR MULTINÍVEL EM CASCATA DE MÉDIA TENSÃO NA CONFIGURAÇÃO BACK-TO-BACK COM CONEXÃO PARALELO-SÉRIE

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica. Orientador: Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação.

VITÓRIA 2020

FELIPE SILVA OLIVEIRA

CONTROLE PREDITIVO APLICADO AO CONVERSOR MULTINÍVEL EM CASCATA DE MÉDIA TENSÃO NA CONFIGURAÇÃO BACK-TO-BACK COM CONEXÃO PARALELO-SÉRIE

Dissertação submetida ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 26 de março de 2020.

COMISSÃO EXAMINADORA

Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação - Orientador Universidade Federal do Espírito Santo

Prof. Dr. Walbermark Marques dos Santos Universidade Federal do Espírito Santo

Prof. Dr. Márcio Almeida Có Instituto Federal do Espírito Santo

Ficha catalográfica disponibilizada pelo Sistema Integrado de Bibliotecas - SIBI/UFES e elaborada pelo autor

Silva Oliveira, Felipe, 1995-

S586c Controle preditivo aplicado ao conversor multinível em cascata de média tensão com conexão paralelo-série / Felipe Silva Oliveira. - 2020. 81 f. : il.

> Orientador: Lucas Frizera Encarnação. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Espírito Santo, Centro Tecnológico.

1. Conversores de frequência. 2. Controle preditivo. 3. Eletrônica de potência. I. Frizera Encarnação, Lucas. II. Universidade Federal do Espírito Santo. Centro Tecnológico. III. Título.

CDU: 621.3

Aos meus pais, meu irmão e meu avô, e a todos meus queridos amigos.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus por sua intercessão.

Agradeço a minha família pela compreensão nos fins de semana e feriados que não os visitei, bem como pelas repetitivas cobranças sobre como estava a situação do mestrado. Definitivamente não teria finalizado este trabalho sem o apoio de vocês.

Para este trabalho em especial, agradeço ao meu professor e orientador Lucas por seu apoio, sua compreensão e sua disposição por toda a duração desta pesquisa. Foram várias as barreiras associadas à localização e à indisponibilidade que foram enfrentadas e que não teriam sido possíveis de serem superadas sem o seu auxílio. Muito obrigado!

Devo também agradecer ao meu companheiro de pesquisa Renner por toda a troca de informações e bom humor durante nossos grupos de discussão.

Agradeço também a todos os professores da Ufes, que me mostraram que há várias áreas de estudo interessantes para ainda serem desbravadas na engenharia elétrica, e que sempre há assuntos para aprender mais e mais.

Durante as matérias, conheci vários outros alunos que muito contribuíram para o enriquecimento das aulas e para o compartilhamento de conhecimentos e experiências. Agradeço muito a vocês por deixarem este período muito mais agradável!

Resumo

A introdução de equipamentos de alta potência, como motores, laminadores, bombas, ventiladores e compressores nas redes elétricas é uma realidade em diversos parques industriais em escala global. Esse acentuado incremento na demanda energética implica na necessidade de elevação dos níveis de tensão industriais, podendo assim ultrapassar os limites físicos das chaves semicondutoras, impossibilitando o acionamento desses equipamentos por meio de um conversor convencional conectado diretamente à média tensão. Devido a esse déficit tecnológico, uma das propostas bastante difundida na literatura é o uso da topologia de conversores multiníveis com ponte-H em cascata (*Cascaded H-Bridge* – CHB). Entretanto, a topologia CHB possui limitação operacional ao utilizar a configuração *Back-to-Back* (B2B), visto que algumas combinações de estados de chaveamento resultam em curto-circuito entre vários capacitores isolados. A partir dos conceitos de controle preditivo baseado em modelo, construiu-se uma estratégia de chaveamento de alta frequência capaz de eliminar os estados de curto-circuito nos capacitores sem comprometer a controlabilidade e a qualidade das formas de onda da corrente e da tensão do conversor.

Palavras-chave— Conversores multiníveis, Conversores não isolados, Ponte H em Cascata, Alta frequência de chaveamento, Back-to-Back, Controle Preditivo.

Abstract

The growth in the energy demand, caused by the continuous increase in industrial plants capacity, has been demanding higher voltage levels of the static converters applied to the industrial equipment drives, such as motors, rolling mills, pumps, fans and compressors. This increase ends up reaching the power semiconductor physical limit, making it impossible to drive equipment with conventional converters connected directly to the medium voltage. Due to this technological deficit, one of the proposals in the literature is the usage of the Cascaded H-Bridge Multilevel Converter (CHB). However, the CHB topology has an operational limitation when using the Back-to-Back (B2B) configuration, since some switching states result in short circuits between the multiple isolated capacitors. According to the concepts of model predictive control, a high-frequency switching strategy capable of eliminating the capacitors short-circuit stages without losing the controllability and quality of current waveforms and converter voltage was built.

Keywords— Multilevel Converters, Non-isolated Cascaded H Bridge, High-Frequency Switching, Back-to-Back, Predictive Control.

Sumário

Capitule	o 1: Introdução	
1.1	Objetivos e Motivação do Trabalho	11
1.2	Objetivos Específicos	12
1.3	Metodologia Aplicada	13
1.4	Proposta do Trabalho	13
Capítul	o 2: Conversor CHB	
2.1	Estrutura	15
2.2	Modos de Operação do Módulo	16
2.3	CHB em back-to-back	21
2.4	Métodos de prevenção de curto-circuito	22
2.5	Mapeamento dos estágios de curto-circuito	
Capítul	o 3: Controle Preditivo baseado em Modelo	
3.1	Estado da Arte	
Capítul	o 4: Modelo Preditivo do conversor CHB-B2B	44
-		
4.1	Modelagem do estágio retificador	45
4.1 4.2	Modelagem do estágio retificador Modelagem do estágio inversor	45
4.1 4.2 4.3	Modelagem do estágio retificador Modelagem do estágio inversor Elaboração da Função de Custo	45 46 48
4.1 4.2 4.3 Capítulo	Modelagem do estágio retificador Modelagem do estágio inversor Elaboração da Função de Custo o 5: Simulação	
4.1 4.2 4.3 Capítulo 5.1	Modelagem do estágio retificador Modelagem do estágio inversor Elaboração da Função de Custo o 5: Simulação Introdução	
4.1 4.2 4.3 Capítulo 5.1 5.2	Modelagem do estágio retificador Modelagem do estágio inversor Elaboração da Função de Custo lo 5: Simulação Introdução Projeto dos componentes	
4.1 4.2 4.3 Capítule 5.1 5.2 5.3	Modelagem do estágio retificador Modelagem do estágio inversor Elaboração da Função de Custo o 5: Simulação Introdução Projeto dos componentes Resultados	
4.1 4.2 4.3 Capítulo 5.1 5.2 5.3 Capítulo	Modelagem do estágio retificador Modelagem do estágio inversor Elaboração da Função de Custo o 5: Simulação Introdução Projeto dos componentes Resultados o 6: Conclusão	
4.1 4.2 4.3 Capítulo 5.1 5.2 5.3 Capítulo 6.1	Modelagem do estágio retificador Modelagem do estágio inversor Elaboração da Função de Custo o 5: Simulação Introdução Projeto dos componentes Resultados Propostas de Continuidade	
4.1 4.2 4.3 Capítule 5.1 5.2 5.3 Capítule 6.1 Referên	Modelagem do estágio retificador Modelagem do estágio inversor Elaboração da Função de Custo o 5: Simulação Introdução Projeto dos componentes Resultados o 6: Conclusão Propostas de Continuidade ncias Bibliográficas	

Lista de Figuras

Figura 1-1 – Crescimento da produção de energia elétrica mundial [3]5
Figura 1-2 – DCMC de três níveis [8], [10]-[11]6
Figura 1-3 – CCMC de três níveis [8], [10]-[11]7
Figura 1-4 – Aplicação da topologia CHB para acionamento de motor [6]8
Figura 1-5 – Aplicação da topologia MMC para acionamento de motor [6]9
Figura 1-6 – Célula básica de um conversor MMC9
Figura 1-7 – Célula básica de um conversor CHB10
Figura 1-8 – Quantidade de componentes em função do número de níveis11
Figura 2-1 – Composição do CHB trifásico com indicação de suas respectivas partes15
Figura 2-2 – Módulo do CHB – Modo de operação com capacitor inserido (a) positivamente e (b) negativamente
Figura 2-3 – Módulo do CHB – Modos de operação com capacitor em bypass17
Figura 2-4 – CHB de 5 níveis de tensão de saída19
Figura 2-5 – Estrutura de um CHB-B2B de cinco níveis de tensão de saída21
Figura 2-6 – Exemplo de estágio de curto-circuito de um CHB-B2B de cinco níveis22
Figura 2-7 – Soluções para a ocorrência de curto-circuito nos CHB-B2B consagradas na literatura
Figura 2-8 – Utilização de LFT para garantir a isolação galvânica do conversor CHB-B2B24
Figura 2-9 – Utilização de HFT para garantir a isolação galvânica do conversor CHB-B2B. 24
Figura 2-10 – Esquema simplificado de um CHB-B2B com estágio triplo25
Figura 2-11 – Divisão das estratégias de chaveamento dos inversores multiníveis [10]-[11]. 26
Figura 2-12 – Resultados de testes em laboratório com a estratégia de controle SHE-PWM aplicada a um conversor CHB-B2B paralelo-série de cinco níveis. [5]27
Figura 2-13 – Esquemático do CHB-B2B de cinco níveis de tensão de saída na conexão paralelo-série
Figura 2-14 – Condição de curto-circuito do estado de chaveamento 9666h no conversor CHB-B2B de cinco níveis de tensão de saída na conexão paralelo-série
Figura 2-15 – Matriz de adjacência do conversor CHB-B2B de cinco níveis de tensão de saída na conexão paralelo-série
Figura 2-16 – Matriz de adjacência no estado de chaveamento 9666h do conversor CHB-B2B de cinco níveis de tensão de saída na conexão paralelo-série
Figura 2-17 – Grafo equivalente do do estado de chaveamento 9666h no conversor CHB-B2B de cinco níveis de tensão de saída na conexão paralelo-série

Figura 2-18 – Níveis de tensão possíveis de serem sintetizados por um chaveamento unipolar em um conversor CHB-B2B de cinco níveis de tensão de saída na conexão paralelo-série.
Figura 3-1 – Classificação dos tipos de MPC aplicados a eletrônica de potência [43]
Figura 3-2 – Estrutura básica do controle preditivo [54]41
Figura 3-3 – Fluxograma da execução do algoritmo do controle preditivo [54]42
Figura 4-1 – Estrutura construída para estudo da aplicação do OSV-MPC ao conversor CHB- B2B
Figura 4-2 – Forma reduzida de um estágio retificador do conversor CHB-B2B de cinco níveis
Figura 4-3 – Forma reduzida de um estágio inversor do conversor CHB-B2B de cinco níveis.
Figura 4-4 – Fluxograma da geração das referências de corrente dos alimentadores de cada retificador49
Figura 4-5 – Fluxograma da estratégia OSV-MPC implementada para o controle do conversor CHB-B2B
Figura 5-1 – Tensão nos barramentos CC carregados pelos módulos retificadores 1 e 254
Figura 5-2 – Tensão e corrente total drenada do alimentador
Figura 5-3 – Corrente drenada pelos módulos retificadores 1 e 255
Figura 5-4 – Visão ampliada da corrente drenada pelos módulos retificadores 1 e sua referência
Figura 5-5 – Visão ampliada da corrente total drenada pelos módulos retificadores sobreposta à tensão de entrada
Figura 5-6 – Tensão e corrente total drenada pela carga
Figura 5-7 – Visão ampliada da corrente de carga e da corrente da rede sob carga nominal em comparação com suas referências
Figura 5-8 – Corrente de carga sobreposta à tensão de saída chaveada pela associação em série dos módulos inversores quando operando sob carga nominal
Figura 5-9 – Tensão de saída da associação em série dos módulos inversores (V) e das tensões de entrada dos módulos retificadores (VR1 e VR2) sob carga nominal
Figura 5-10 – Versão ampliada da tensão nos barramentos CC carregados pelos módulos retificadores 1 e 2 durante o período de operação sob carga nominal
Figura 5-11 – Comparação entre a corrente que atraversa os módulos inversores e a corrente demandada pela carga
Figura 5-12 – Corrente circulante de modo comum entre os conversores
Figura 5-13 – Comparação entre a tensão de entrada do módulo retificador 1 (<i>VR</i> 1) quando operando sob carga nominal com tensão de entrada de 0,8 pu, 1,0 pu e 1,2 pu
Figura 5-14 – Corrente de carga sobreposta à tensão de saída chaveada pela associação em série dos módulos inversores durante variação da referência da corrente de carga63

Lista de Tabelas

Fabela 1-1 – Quantidade de componentes em função do número de níveis [10]-[11]	10
Гаbela 2-1 – Tensão de saída do módulo em função de seu estado de chaveamento l	18
Fabela 2-2 – Conjunto de estados de chaveamento unipolares do conversor CHB-B2B decinco níveis na configuração paralelo-série.	34
Fabela 2-3 – Combinações de níveis de tensão dos módulos de ponte-H do conversor CHB- B2B de cinco níveis na configuração paralelo-série que não provocam curto-circuito3	36
Γabela 5-1 – Parâmetros de simulação do conversor CHB B2B monofásico de cinco níveis. 5	53
Γabela 5-2 – Legenda dos instantes de alteração de parâmetros durante a simulação5	53
Γabela 5-3 – Valores das bases de normalização para tensões e correntes5	58

Nomenclatura

Símbolos métricos

Símbolo	Descrição	Unidade do SI
С	Capacitância	F
E,V	Tensão elétrica	V
f	Frequência	Hz
I,i	Corrente elétrica	А
L	Indutância	Н
V _{cc}	Tensão no elo de corrente contínua	V
θ	Defasamento angular	rad
ω	Velocidade angular	rad/s

Outras Unidades

Unidade	Descrição	Nome
0	Posição angular	Graus
W	Potência ativa	Watt
var	Potência reativa	Volt-Ampére reativo
Hz	Frequência ou velocidade angular	Hertz

Letras Gregas

Símbolo	Descrição	Unidade
π	Número "pi" no valor de 3,14159	-

Outros símbolos

Símbolo	Descrição	Unidade
m	Número de níveis de tensão	-
<u> </u>	Derivada da corrente em relação ao tempo	A/s
$\overline{\partial t}$		
n	Número de módulos	-
OFF	Desligado	-
ON	Ligado	-
MOD	Módulo	-
S	Chave semicondutora	-
SS	Estado de chaveamento	-

Símbolos sobrepostos

Símbolo	Descrição	Exemplo
	Estado negado de determinada chave	$\overline{S_x}$

Símbolos subscritos ou sobrescritos

Símbolo	Descrição	Exemplo
*	Valor de referência	V^*
CC	Corrente contínua	V _{CC}
CA	Corrente alternada	V _{CA}
f	Alimentador	e_f
i	Número de identificação de chave	S _i
j	Número de identificação de módulo	V_j
S	Saída	f_s
1	Carga	R_l

S	i	σ	la	S
\mathbf{r}	-	5	14	5

Símbolo	Descrição
APOD	Alternative Phase Opposition Disposition
THD	Total Harmonic Distortion
ССМС	Capacitor Clamped Multilevel Converter
DCMC	Diode Clamped Multilevel Converter
CHB — B2B	Cascaded H-Bridge Converter in back to back configuration
ММС	Modular Multilevel Converter
МРС	Model Predictive Control
MATLAB®	Software de cálculo numérico
Simulink	Software de simulação
PD	Phase Disposition
POD	Phase Opposition Disposition
PSPWM	Phase Shifted Carrier Pulse Width Modulation
PWM	Pulse Width Modulation

Capítulo 1: Introdução

A utilização de cada vez mais equipamentos de alta potência como motores, laminadores, bombas, ventiladores e compressores é uma realidade vivida por diversos parques industriais em escala global. Esse crescimento acentuado é marcado principalmente pelo aumento de sua demanda energética [1]. Ao observar a Figura 1-1, por exemplo, nota-se que a produção de energia elétrica no mundo aumentou consideravelmente nas últimas décadas, sendo o setor industrial responsável por 37 % de seu consumo [2].



Figura 1-1 - Crescimento da produção de energia elétrica mundial [3].

Entretanto, o aumento do nível de potência da planta implica na necessidade de elevar os níveis de tensão envolvidos, visto que desta forma é possível reduzir os custos relacionados ao incremento da seção transversal dos condutores elétricos. Porém, esse acréscimo de tensão pode ultrapassar os limites físicos das chaves semicondutoras, impossibilitando, em algumas ocasiões, o acionamento desses equipamentos por meio de um conversor convencional conectado diretamente à média tensão [1].

A partir dos estudos na área de conversores para solucionar tais problemas, o interesse pela utilização de conversores multiníveis para aplicações de alta potência em média tensão aumentou significativamente, principalmente devido ao seu potencial de rompimento da barreira tecnológica dos semicondutores de potência [4].

Alguns dos principais beneficios dos conversores multiníveis sobre os conversores convencionais incluem sua capacidade de sintetizar mais níveis de tensão, a utilização de dispositivos semicondutores de menor potência, baixa distorção de tensão devido a oferta de

maior número de níveis de tensão de saída, menor geração de ruído de modo comum, alta eficiência, pequena propagação de interferência eletromagnética e a facilidade de operação em baixas frequências de chaveamento [5]-[6].

Os conversores multiníveis podem ser categorizados em três tipos principais: os conversores grampeados por ponto comum (*Neutral Point Clamped* – NPC), como o conversor multinível com grampeamento à diodo (*Diode-clamped multilevel converter* – DCMC) [7], os conversores com capacitor flutuante (*Flying Capacitor* – FLC), como o o conversor multinível com células em cascata (*Cascaded cell multilevel converter* – CCMC) [7], e os conversores em cascata [6].

No passado, os conversores grampeados a diodo (DCMC) com três níveis de tensão foram os mais utilizados no âmbito comercial nas aplicações em média tensão. Entretanto, ao utilizar conversores grampeados a diodo com mais do que três níveis de tensão de saída verifica-se a presença de desbalanceamentos das tensões dos capacitores nos elos de corrente contínua, o que demandaria conversores CC-CC adicionais para a regulação destas tensões. Desta forma, para topologias que necessitam de mais do que três níveis de tensão de saída, esta necessidade de regulação de tensão constitui uma severa desvantagem deste conversor [7]-[9]. A Figura 1-2 ilustra a estrutura de um DCMC de três níveis.



Figura 1-2 – DCMC de três níveis [8], [10]-[11].

De modo geral, o DCMC de m níveis de tensão é composto por 2(m-1) chaves semicondutoras, 2(m-1) diodos em antiparalelo, (m-1) capacitores e (m-1). (m-2)diodos de grampeamento, que são necessários devido aos seus diferentes limites de bloqueio de tensão reversa. Embora a quantidade de chaves de potência se eleve linearmente com o acréscimo de níveis, a quantidade de diodos grampeadores utilizados aumenta quase que com o quadrado, o que inviabiliza a implementação de DCMC com muitos níveis de tensão na saída [8], [10]-[11].

Uma alternativa ao uso dos DCMC consiste nos conversores grampeados a capacitor (CCMC) [12]-[13]. Assim como no DCMC, basta aumentar o número de componentes a fim de elevar os níveis de tensão de saída do conversor. De maneira geral, o CCMC de m níveis de tensão é composto por 2(m - 1) chaves semicondutoras, 2(m - 1) diodos em antiparalelo, (m - 1) capacitores do elo CC e $\frac{(m-1).(m-2)}{2}$ capacitores com tensão flutuante [7]. A Figura 1-3 ilustra a estrutura de um CCMC de três níveis.



Figura 1-3 – CCMC de três níveis [8], [10]-[11].

Do mesmo modo que o DCMC, o CCMC possui como grande desvantagem o incremento da quantidade de componentes em função do aumento da quantidade de níveis de tensão. Embora o número de capacitores no CCMC aumente numa proporção menor que a do número de diodos do DCMC, ela também aumenta de maneira quase quadrática [1], [9]-[10], [12], [14]-[15].

Conforme pode ser observado ao analisar o DCMC e CCMC, a adição de componentes centrais que conectam os módulos entre si deve ser evitada a fim de garantir a escalonabilidade e filosofia modular de um sistema, características essas que estão sendo demandadas constantemente hoje em dia devido às tendências de desregulamentação dos mercados energéticos internacionais e descentralização da geração de energia. Para este conjunto de

aplicações, os conversores modulares consistem em soluções viáveis por possuírem a possibilidade de expansão, em tese, para quaisquer quantidades de níveis e também devido a sua baixa distorção harmônica produzida [10], [16].

Para essas topologias em cascata, não é necessária nenhuma conexão externa adicional ou transmissão de energia para os módulos para que ele possa operar em todos os quatro quadrantes, o que não só facilita seu equacionamento, controle e manutenção, como também diminui o custo do equipamento. Dentre esse conjunto de topologias, destacam-se os conversores com conexão em cascata de células *chopper*, também conhecidos simplesmente como conversores modulares multiníveis (*Modular multilevel converter* – MMC), e os conversores com conexão em cascata de inversores em ponte-H (*Cascaded H-bridge* – CHB) [17]-[18].

Ambos os dois tipos de conversores se apresentam como topologias que podem alcançar altos níveis de tensão e potência sem a utilização de transformadores de acoplamento e que possuem uma estrutura monofásica baseada em células independentes entre si [18]. Ressalta-se que pelo fato de cada capacitor ser isolado, não existe a necessidade de qualquer grampeamento de tensão adicional [11].

Na Figura 1-4 é mostrada a estrutura de um conversor CHB no acionamento de um motor, enquanto na Figura 1-5 é ilustrada a estrutura de um MMC para a mesma aplicação.



Figura 1-4 - Aplicação da topologia CHB para acionamento de motor [6].



Figura 1-5 - Aplicação da topologia MMC para acionamento de motor [6].

A principal diferença entre as configurações MMC e CHB está associada a quantidade de módulos presentes em sua estrutura, em que a topologia MMC, na configuração dupla estrela, possui o dobro de células se comparado ao CHB. Entretanto, conforme pode ser observado ao comparar a célula básica de cada um destes conversores pela Figura 1-6 e pela Figura 1-7, cada módulo da topologia MMC contém metade da quantidade de chaves presente em um módulo da topologia CHB, o que faz com que ambos possuam a mesma quantidade de chaves semicondutoras de potência em sua estrutura. A diferença está, então, na quantidade de capacitores do elo CC de cada estrutura, de modo que a topologia MMC possuirá o dobro de capacitores quando comparada ao CHB.



Figura 1-6 – Célula básica de um conversor MMC.



Figura 1-7 – Célula básica de um conversor CHB.

Um MMC em dupla estrela com m níveis de tensão é composto por 2 * (m - 1) chaves semicondutoras, 2 * (m - 1) diodos principais e (m - 1) capacitores do elo de corrente contínua [10]-[11], enquanto um CHB de m níveis de tensão é composto por 2 * (m - 1)chaves semicondutoras, 2 * (m - 1) diodos principais e $\frac{(m-1)}{2}$ capacitores do elo de corrente contínua [11].

Assim, a vantagem mais importante do CHB sobre o MMC e demais topologias de conversores multiníveis consiste na menor taxa de crescimento da quantidade de componentes em função da quantidade de níveis de tensão. A Tabela 1-1 e a Figura 1-8 mostram um comparativo da função de crescimento da quantidade de componentes em função do número de níveis.

Conversor	Chaves Controladas	Capacitores do Elo CC	Capacitores Flutuantes	Diodos em Antiparalelo	Diodos de Grampeamento	
Grampeado a diodo	2 * (<i>m</i> – 1)	(<i>m</i> – 1)	0	2 * (<i>m</i> – 1)	(m-1)*(m-2)	
Grampeado a capacitor	2 * (<i>m</i> – 1)	(<i>m</i> – 1)	$\frac{(m-1)*(m-2)}{2}$	2 * (<i>m</i> – 1)	0	
MMC	2 * (m - 1)	(<i>m</i> – 1)	0	2 * (m - 1)	0	
CHB	2 * (<i>m</i> – 1)	$\frac{(m-1)}{2}$	0	2 * (m - 1)	0	

Tabela 1-1 – Quantidade de componentes em função do número de níveis [10]-[11].



Figura 1-8 – Quantidade de componentes em função do número de níveis.

A configuração CHB possui um arranjo simples, uma modularidade marcante e quando comparada aos demais conversores multiníveis é a que requer a menor quantidade de componentes para uma determinada quantidade de níveis de tensão de saída, e são por estas razões que diversos fabricantes como a Siemens, Emerson e Delta Electronics optaram por utilizar esta topologia em seus conversores de média tensão vendidos atualmente com fins de acionamento de grandes motores [6].

1.1 Objetivos e Motivação do Trabalho

Em aplicações de alta potência, o conversor deve ser capaz de operar em todos os quatro quadrantes, visto que o estado de regeneração é indispensável. Devido a este motivo, o conversor CHB é frequentemente conectado em uma topologia *back-to-back* (B2B). Todavia, a utilização de estratégias de chaveamento convencionais, sejam elas defasadas por nível, como a disposição por oposição de fase (*phase opposition disposition* – POD), a disposição por oposição de fase alternative *phase opposition* – APOD) e a disposição por fase (*phase disposition* – PD) [19], ou sejam elas defasadas por fase, como a modulação por largura

de pulso baseada em múltiplas portadoras defasadas (*phase shifted carrier pulse width modulation* – PSCPWM) [15], produz uma combinação de estados das chaves semicondutoras que geram curto-circuitos inesperados devido aos múltiplos capacitores isolados dos links CC presentes nos módulos, que, por consequência, danificam o conversor [10].

Uma das soluções encontradas para evitar essas ocorrências de curtos-circuitos consiste na utilização de transformadores no conjunto a fim de garantir a presença de um isolamento galvânico nos caminhos em que o curto ocorreria. Dessa maneira, as estratégias de chaveamento tradicionais poderiam ser utilizadas normalmente [15], [20]-[23].

Entretanto, tais soluções eliminam a grande vantagem da utilização de conversores multiníveis que consiste justamente na ausência de transformadores de acoplamento, que seria então responsável por uma substancial parcela no volume, peso e custo do equipamento.

Outra solução encontrada foi a utilização de chaveamento em baixa frequência utilizando a modulação de eliminação seletiva de harmônicos (*selective harmonic elimination* – SHE). Todavia, esta estratégia possui um conteúdo harmônico superior quando comparado às estratégias PWM, visto que a modulação é realizada em baixa frequência. Além disso, adotar esta estratégia faz com que o conversor seja limitado a produzir uma tensão de saída em fase com a tensão de entrada e em uma faixa específica de índice de modulação de amplitude, o que torna suas aplicações bastante restritas [5].

Como todas as soluções propostas possuem desvantagens críticas, a ideia de utilizar o CHB-B2B não isolado a partir da eliminação dos estados de curto-circuito na estratégia de controle é atrativa, mesmo que por essa razão a solução se torne mais complexa.

No contexto deste trabalho é proposta uma solução para o CHB-B2B baseada em uma estratégia com chaveamento de alta frequência capaz de não somente eliminar os estados de curto-circuito nos capacitores, mas também garantir um fator de potência unitário no estágio de retificação e explorar todos os estados de chaveamento restantes do CHB-B2B sem perder a controlabilidade e a qualidade da forma de onda, tanto da corrente quanto da tensão. A fim de atingir tal objetivo, os conceitos de controle preditivo baseado em modelo serão aplicados ao conversor CHB-B2B.

1.2 Objetivos Específicos

Durante o desenvolvimento deste trabalho, busca-se desenvolver uma estratégia de controle preditivo baseado no modelo do conversor CHB-B2B que possua a capacidade de:

• Evitar os estados de curto-circuito nos capacitores do conversor;

- Garantir um fator de potência unitário no estágio de retificação;
- Manter controlabilidade;
- Garantir um baixo conteúdo harmônico de corrente e de tensão para a carga.

1.3 Metodologia Aplicada

Inicialmente será realizado um estudo aprofundado no conversor CHB não isolado, com o intuito de identificar os estados de chaveamento que causam curto-circuitos e verificar se os estados válidos restantes conseguem alcançar todos os níveis de tensão planejados.

Em seguida, serão levantadas as estratégias de chaveamento cujo princípio de funcionamento se baseia no controle preditivo baseado em modelo (*model predictive control* – MPC) a fim de verificar como estas estratégias podem ser aplicadas no conversor CHB-B2B para eliminar os estados de chaveamento que formam curto-circuito e qual delas melhor se aplica para esta função.

Por fim, para verificar o funcionamento da estratégia de controle e do conversor atrelado, foi construído um conversor CHB-B2B no ambiente de simulação *Simulink* do software *MATLAB*® aplicado ao acionamento de um carga predominantemente indutiva, em que serão verificadas características elétricas do conversor que serão comparadas a de outros presentes na literatura.

1.4 Proposta do Trabalho

Este trabalho possui como intuito a aplicação de uma estratégia de controle preditivo baseado em modelo capaz de acionar um conversor CHB-B2B não isolado, de modo a garantir que um curto-circuito interno não ocorra, que o fator de potência seja unitário na entrada e que ele apresente baixo conteúdo harmônico, características essas que associadas às vantagens inerentes do conversor CHB viabilizariam tecnicamente o conversor e reduziria seu custo.

No Capítulo 2 é realizado um estudo aprofundado sobre os conversores CHBs com ênfase no seu funcionamento e na análise dos estados de curto-circuito. Também serão abordadas com mais detalhes as soluções encontradas na literatura para viabilizar tecnicamente este conversor utilizando as estratégias de chaveamento usuais.

No Capítulo 3 é realizado um estudo aprofundado sobre o controle preditivo baseado em modelo, apresentando seu princípio e suas classificações. No Capítulo 4 serão construídas as equações do modelo preditivo das variáveis de interesse do conversor CHB-B2B que serão utilizados na programação da estratégia de controle a partir das informações levantadas.

A validação do desenvolvimento se dá no Capítulo 5, onde o conversor será construído em ambiente de simulação e a estratégia de controle será aplicada no acionamento de uma carga indutiva. Também serão apresentados e discutidos os resultados obtidos durante a simulação, com ênfase nas características elétricas propostas, como a distorção harmônica de saída e o fator de potência de entrada.

No Capítulo 6 são apresentadas as conclusões deste trabalho, bem como suas propostas de continuidade.

Capítulo 2: Conversor CHB

A fim de identificar os estados de chaveamento do conversor CHB quando disposto configuração *back-to-back* que produzem um curto-circuito é necessário se aprofundar em seu funcionamento.

2.1 Estrutura

Para simplificar sua apresentação, o CHB terá sua composição dividida em três partes, conforme mostrado na Figura 2-1, em que a indicação da perna, do módulo e do braço é feita.



CHB TRIFÁSICO

Figura 2-1 – Composição do CHB trifásico com indicação de suas respectivas partes.

Um braço é o nome dado à estrutura constituída por duas chaves em série com seus diodos em antiparalelo, em que uma das chaves está conectado no terminal positivo do capacitor e a outra chave está conectada em seu terminal negativo. Assim, as chaves que compõem o braço devem ser intertravadas, ou seja, jamais serão acionadas simultaneamente, visto que isto causaria um curto-circuito no capacitor e danificaria o conversor.

O conjunto de dois braços em paralelo e um capacitor com a função de link CC forma a estrutura chamada de módulo. Cada módulo em ponte-H possui a capacidade de fornecer três níveis de tensão em sua saída dependendo de como as chaves serão acionadas: $-V_{cc}$, 0 e $+V_{cc}$. O módulo se constitui na célula básica do conversor CHB, e a quantidade de níveis de tensão de saída está diretamente associada a seu número.

Para facilitar a identificação das chaves no interior de um módulo, será atribuída a cada uma delas o nome S_i , em que *i* é a indicação numérica que representa em qual dos dois braços do módulo ela está presente e em que posição. O braço *a* consiste naquele cujo ponto comum entre suas chaves é o terminal positivo do módulo, enquanto o braço *b* é aquele cujo ponto comum entre suas chaves é o terminal negativo. A chave S_1 é a chave localizada no braço *a* com conexão no positivo do barramento CC enquanto a chave S_2 é a outra chave localizada no mesmo braço, com conexão no negativo do barramento. Da mesma maneira, a chave S_3 é a chave localizada no braço *b* com conexão no positivo do barramento CC enquanto a chave S_4 é a chave deste braço conectada no negativo do barramento.

A perna é formada a partir da conexão em série de vários módulos e se constitui no conjunto de chaves que atuam em uma das fases do conversor. Assim, caso n seja a quantidade de módulos presentes em uma perna, a quantidade de níveis que o conversor poderá alcançar será (2n + 1).

Além da perna, o conversor também possui um filtro de saída em cada fase, que é formado pela associação em série com a perna de um resistor e de um indutor. Este filtro RL deverá ser projetado de acordo com os parâmetros que sejam requeridos pela carga.

2.2 Modos de Operação do Módulo

Ao analisar a associação entre as chaves que constituem um módulo do CHB, é possível identificar três modos de operação distintos, que estão associados diretamente ao nível de tensão enxergado pelos terminais do módulo e que são apresentados na Figura 2-2 e na Figura 2-3.

O primeiro deles consiste no modo com capacitor inserido positivamente, em que as chaves S_1 e S_4 estão fechadas e as chaves S_2 e S_3 estão abertas, o que faz com que a tensão V_j vista entre os terminais do *j*-ésimo módulo de uma perna seja de $+V_{cc}$, ou seja, a própria tensão do capacitor. A corrente que circulará pelo módulo durante este modo é chamada de i_j , que é equivalente à corrente que circulará pela perna. Este modo de operação está representado na Figura 2-2 (a). O segundo deles consiste no modo com capacitor inserido negativamente. Diferentemente do primeiro modo, neste as chaves S_2 e S_3 estão fechadas enquanto as chaves S_1 e S_4 são mantidas abertas, o que fará com que V_j assuma o valor de $-V_{cc}$. Este modo de operação está representado na Figura 2-2 (b).



Figura 2-2 – Módulo do CHB – Modo de operação com capacitor inserido (a) positivamente e (b) negativamente.

O terceiro e último modo de operação do módulo consiste no capacitor em by-pass, em que as chaves S_1 e S_3 permanecem fechadas enquanto as chaves S_2 e S_4 estão abertas ou viceversa, o que faz com que a corrente elétrica *i* circule sem atravessar o capacitor do link CC. Quando operando nesta condição, V_i será nulo. A Figura 2-3 ilustra estas duas condições.



Figura 2-3 – Módulo do CHB – Modos de operação com capacitor em bypass.

Com o objetivo de identificar o modo de operação no qual um módulo se encontra, cada estado de chaveamento será representado por uma sequência única. Como cada chave semicondutora de potência S_i possui forma de atuação discreta, seus estados podem ser codificados em binário, de modo que caso S_i seja 1 a chave estará fechada e caso S_i seja 0 a chave estará aberta.

Ao concatenar os estados das quatro chaves em uma única variável $SS_j = S_1S_2S_3S_4$, teremos ao todo 16 estados de chaveamento em um módulo, que estão presentes na Tabela 2-1. Entretanto, alguns deles resultariam em um curto circuito no próprio link CC e, portanto, não devem ocorrer. Tais estados estão destacados em vermelho na Tabela 2-1, enquanto os estados válidos utilizados em uma estratégia unipolar de chaveamento estão destacados em verde.

Ressalta-se que para garantir que os estados de chaveamento possam ser indicados com um único algorismo, será utilizado um índice com seu valor em hexadecimal. Assim, os estados de chaveamento de *j* módulos podem ser representados pela sequência de *j* algarismos.

Índice	SS _j	<i>S</i> ₁	<i>S</i> ₂	S ₃	<i>S</i> ₄	s _j
0	0h	0	0	0	0	-
1	1h	0	0	0	1	-
2	2h	0	0	1	0	-
3	3h	0	0	1	1	Curto
4	4h	0	1	0	0	-
5	5h	0	1	0	1	0
6	6h	0	1	1	0	-1
7	7h	0	1	1	1	Curto
8	8h	1	0	0	0	-
9	9h	1	0	0	1	1
10	Ah	1	0	1	0	0
11	Bh	1	0	1	1	Curto
12	Ch	1	1	0	0	Curto
13	Dh	1	1	0	1	Curto
14	Eh	1	1	1	0	Curto
15	Fh	1	1	1	1	Curto

Tabela 2-1 – Tensão de saída do módulo em função de seu estado de chaveamento.

Nota-se também na Tabela 2-1 a presença de estados de chaveamento destacados em amarelo na Tabela 2-1. Estes estados, embora não resultem em curto-circuito, dependem da condução dos diodos em antiparalelo com as chaves para funcionar. Mesmo que eles não sejam utilizados durante a operação contínua do conversor numa estratégia de chaveamento unipolar, estes estados podem ser aplicados em sua partida, em que é necessário que o conversor opere durante um período de pré-carga de seus capacitores.

A fim de simplificar a análise do estado de chaveamento de cada módulo, será adotada a variável s_j para indicar o modo de operação que o *j*-ésimo módulo da perna se encontra. Assim, caso s_j seja -1, o módulo estará operando no modo com capacitor inserido negativo e a tensão em seus terminais será – V_{cc} , caso s_j seja +1, o módulo estará operando no modo com capacitor inserido positivo e a tensão em seus terminais será $+V_{cc}$ e, se s_j for 0, o módulo estará operando no modo com capacitor em by-pass e a tensão em seus terminais será 0. Desta forma, as tensões e correntes do *j*-ésimo módulo podem ser representadas de maneira analítica pelas equações (2.1) e (2.2), respectivamente.

$$V_j = s_j * V_{cc_j} \tag{2.1}$$

$$i_{cc_j} = s_j * i_j \tag{2.2}$$

Nestas equações, V_j é a tensão nos terminais do *j*-ésimo módulo da perna e V_{cc_j} é a tensão do capacitor do *j*-ésimo módulo. A corrente que circula no capacitor é chamada de i_{cc_j} , enquanto a corrente que atravessa o módulo é indicada pela variável i_j .

Na Figura 2-4 é possível visualizar uma a associação de dois inversores ponte-H em cascata de maneira simplificada. Cada um dos módulos pode ser interpretado como uma célula independente capaz de fornecer três níveis de tensão, conforme apresentado anteriormente.



Figura 2-4 – CHB de 5 níveis de tensão de saída.

Desta forma, o valor eficaz natural da forma de onda senoidal sintetizada pelo conversor é dado pela equação (2.3):

$$V_{rms} = \frac{n.V_{cc}}{\sqrt{2}} \tag{2.3}$$

Nesta equação, V_{rms} consiste no valor eficaz da tensão da perna enquanto *n* consiste na quantidade de módulos presentes na perna em questão. Assim, com base na tensão nominal do link CC e na quantidade de módulos em uma perna é possível estimar a tensão a ser sintetizada sem a necessidade de levar em conta padrões de chaveamento impostos pelo controle ou índices de modulação de amplitude, que poderiam alterar de maneira significativa o valor final de tensão.

Um CHB com *n* módulos conectados em série possui a capacidade de formar (2n + 1)níveis por fase [10], [15], [17], [24]-[25]. Assim, a tensão de saída para o CHB de 5 níveis, por exemplo, será composta por um vetor de saída $[-2V_{cc}, -V_{cc}, 0, +V_{cc}, +2V_{cc}]$. Desta forma, como a quantidade de níveis de tensão está atrelada a quantidade de módulos presentes no CHB, o valor da tensão de fase *V* está diretamente relacionado com a soma do valor da tensão dos links CC dos capacitores de cada módulo, como apresentado na equação (2.4).

$$V = \sum_{j=1}^{n} V_j = \sum_{j=1}^{n} s_j \cdot V_{cc_j}$$
(2.4)

Dependendo do modo de operação que o módulo se encontra, o capacitor poderá estar sendo carregado ou descarregado. Devido a isso, a tensão nos seus terminais será distinta de um módulo para outro, visto que cada um poderá estar trabalhando de uma maneira diferente. Entretanto, como estas operações ocorrem em curtos períodos de tempo, o capacitor irá se carregar e descarregar de maneira cíclica, mantendo a tensão em seus terminais aproximadamente constante. Assim, a equação (2.4) pode ser simplificada para a equação (2.5).

$$V = \sum_{j=1}^{n} V_j = \sum_{j=1}^{n} s_j \cdot V_{cc_j} = V_{cc} \cdot \sum_{j=1}^{n} s_j$$
(2.5)

2.3 CHB em back-to-back

Conforme mencionado anteriormente, em aplicações de alta potência a viabilidade econômica do conversor depende da sua capacidade de operação em todos os quatro quadrantes, visto que a atuação em estados de regeneração de energia é indispensável. Por este motivo, o conversor CHB é frequentemente conectado em uma configuração *back-to-back* (B2B).

Esta topologia pode ser observada na Figura 2-5, em que um CHB-B2B com cinco níveis de tensão é mostrado. Nela, é possível identificar três segmentos distintos: o estágio retificador, composto por RET_1 e RET_2 , o estágio inversor, composto por INV_1 e INV_2 , e o estágio dos links CC, que é composto por $V_{cc_1} e V_{cc_2}$. Nota-se que os estágio inversor possui suas pontes-H conectadas em série enquanto o estágio retificador possui seus módulos de pontes-H conectados em paralelo com a fonte de tensão CA. Além disso, verifica-se também que os dois capacitores provêm links CC distintos e isolados, embora com o mesmo valor nominal, e realiza a conexão entre seu respectivo estágio retificador e inversor. À estrutura de conexão desta topologia dá-se o nome de paralelo-série, visto que ela possui os módulos do estágio retificador em paralelo com a fonte e os módulos do estágio inversor em série com a carga.



Figura 2-5 – Estrutura de um CHB-B2B de cinco níveis de tensão de saída.

Nesta topologia, e estágio retificador é alimentado por uma fonte de tensão CA por meio de um filtro RL, abastecendo o capacitor com a tensão V_{cc} de projeto. O link CC suprirá, então, o estágio inversor.

Conforme mostrado na Figura 2-5, o filtro RL de entrada é formado por uma resistência r e uma indutância L, os dois links CC são isolados e possuem tensões equivalentes a $V_{cc_1} e V_{cc_2}$. A corrente drenada da fonte CA é chamada de i_f , enquanto i_{R1} e i_{R2} são as correntes drenadas por cada um dos módulos que compõem o estágio retificador. As tensões entre os terminais de cada módulo retificador são chamadas de V_{R_1} e V_{R_2} , enquanto a tensão sintetizada pelo estágio inversor é chamada de V. A tensão e_f consiste no valor eficaz da fonte de tensão CA de entrada e a corrente i_l consiste no valor da corrente solicitada pela carga.

Caso a carga alimentada seja uma carga capaz de devolver energia devido a uma operação de processo, como por exemplo a frenagem de um motor, tal excedente é disponibilizado à rede elétrica por meio do alimentador do CHB-B2B, contribuindo para economia de energia elétrica, melhorando a dinâmica do sistema e evitando o uso de métodos para dissipar a energia excedente, como por exemplo a utilização de bancos de resistores.

2.4 Métodos de prevenção de curto-circuito

Na estrutura mostrada do CHB-B2B, os módulos ponte-H do estágio retificador e do estágio inversor estão diretamente conectados uns aos outros sem a presença de quaisquer estágios de isolamento.

Como as chaves de cada módulo comutam de maneira completamente independente, ao conectar o conversor CHB na configuração *back-to-back* existem estados de chaveamento específicos que causam curto-circuito em um capacitor ou entre capacitores isolados de módulos distintos e que, por consequência, danificam o conversor [26]. Um destes estágios de chaveamento que geram um curto-circuito está ilustrado na Figura 2-6, com o caminho do curto destacado em vermelho.



Figura 2-6 – Exemplo de estágio de curto-circuito de um CHB-B2B de cinco níveis.

Como estes estados de chaveamento que originam curto-circuito ocorrem em diversos estados de chaveamento, os conversores CHB-B2B não podem ser utilizados com estratégias convencionais sem que haja algum dispositivo de isolamento que os suprima [5].

Na literatura existem três métodos consagrados para solucionar a questão dos curtocircuitos nos conversores CHB-B2B, que consistem basicamente na adição de componentes que promovam isolamento galvânico ou no uso de estratégias de chaveamento em baixa frequência, como mostrado no diagrama presente na Figura 2-7.



Figura 2-7 – Soluções para a ocorrência de curto-circuito nos CHB-B2B consagradas na literatura.

Dentro da estratégia do isolamento galvânico existem duas possibilidades: a utilização de transformadores de linha (*Line frequency transformer* – LFT) na entrada ou na saída do conversor e a utilização de transformadores de alta frequência (*High frequency isolation transformer* – HFT), posicionados entres os dois estágios em cada módulo [27]-[28].

O primeiro método, apresentado na Figura 2-8, consiste numa solução simples utilizando um LFT, que são alguns dos equipamentos mais utilizados nos sistemas de energia atuais para prover a adequação aos níveis e tensão requeridos. Normalmente, ele é utilizado para elevar a tensão para um nível mais alto no lado da geração com a finalidade de minimização de perdas e também para reduzir a tensão para níveis mais baixos para uso industrial, comercial e residencial.

Embora o LFT possua alta eficiência e custos baixos, ele possui desvantagens expressivas, como o seu peso elevado, a sua baixa densidade de potência, sua regulação de tensão ruim e sua incapacidade de isolamento harmônico [29].

Nesta aplicação, devido à tensão de baixa frequência do LFT (60 Hz), seria necessário que seu núcleo magnético fosse muito volumoso a fim de evitar sua saturação. Além disso, como estes núcleos volumosos são geralmente densos, o peso total da estrutura em *back-to-back* também aumentaria consideravelmente [30].



Figura 2-8 – Utilização de LFT para garantir a isolação galvânica do conversor CHB-B2B.

Com o objetivo de reduzir os custos e o peso da solução com o LFT, o segundo método, por sua vez, consiste em um conjunto de topologias com a utilização de HFTs, que buscam utilizar tensão de altas frequências na entrada do transformador a fim de reduzir o tamanho e o peso da estrutura consideravelmente. A estrutura mais difundida é a topologia de estágio triplo com link CC de ambos os lados, que se encontra ilustrada na Figura 2-9 [31]-[35].



Figura 2-9 – Utilização de HFT para garantir a isolação galvânica do conversor CHB-B2B.

Este esquema é ilustrado de maneira simplificada na Figura 2-10. Esta configuração realiza uma conversão de três estágios com isolamento de alta frequência no estágio CC/CC. Deste modo, haverá um estágio de conversão de energia CA/CC de entrada para gerar um barramento CC, um estágio conversor CC/CC de alta frequência para produzir um barramento CC regulado e um estágio CC/CA para produzir um barramento CA de tensão regulada. Assim, o isolamento galvânico em relação aos estados de curto-circuito entre os capacitores é garantido.



Figura 2-10 – Esquema simplificado de um CHB-B2B com estágio triplo.

Esta solução se utiliza do efeito comum de que um incremento na frequência elétrica da ocasiona uma redução expressiva da densidade de fluxo do dispositivo. Uma vez que as perdas no ferro do transformador variam aproximadamente com o quadrado da densidade de fluxo, tem-se uma queda acentuada nas perdas, o que permite a redução das dimensões e, por consequência, do peso e do volume do transformador. Assim, a técnica se resume na manipulação da frequência aplicada sobre determinada categoria de transformador, aumentando assim sua capacidade em potência e permitindo a utilização de equipamentos em menor escala [29], [36].

Este princípio já vem sendo utilizado há bastante tempo nos sistemas elétricos de aeronaves, em que a frequência utilizada é da ordem de 400 Hz a fim de reduzir o volume e peso dos transformadores embarcados e, por consequência, diminuir o consumo de combustível do veículo [21].

Entretanto, esta estrutura possui a desvantagem de possuir três estágios de processamento de energia, o que faz com que as perdas de comutação no estágio intermediário aumentem significativamente as perdas totais do conversor e que, por consequência, faz com que sua eficiência seja reduzida [37].

Em suma, para realizar quaisquer destas soluções envolvendo o isolamento galvânico seria necessária uma quantidade maior de chaves semicondutoras ou estágios de conversão, que iriam não somente reduzir significantemente o rendimento e confiabilidade do conversor, mas
também aumentar o tamanho, peso, custo e complexibilidade devido ao uso dos transformadores.

De modo geral, os principais objetivos do estudo de conversores com novas topologias ou estratégias de chaveamento está ligado à minimização do conteúdo harmônico das tensões e correntes de linha, à minimização da frequência de chaveamento e das interferências eletromagnéticas, à confiabilidade de um chaveamento uniforme em todos os dispositivos semicondutores e ao balanceamento e controle de tensão dos capacitores do link CC [4], [10]-[11]. Estas estratégias podem ser divididas em dois grandes grupos: as que utilizam chaveamento na frequência fundamental e as que utilizam chaveamento em alta frequência, conforme pode ser visualizado no esquemático apresentado na Figura 2-11 [7], [38]-[39].



Figura 2-11 – Divisão das estratégias de chaveamento dos inversores multiníveis [10]-[11].

A complicação inerente às estratégias de chaveamento baseadas em alta frequência para aplicação nos conversores CHB-B2B consiste na incerteza do momento exato em que ocorrerão os pulsos de comando das chaves do conversor. O instante pode variar conforme a onda de referência, o que dificulta o controle e inviabiliza sua utilização neste tipo de equipamento. Assim, estratégias de chaveamento consagradas como a POD, APOD e PD, que são muito utilizadas em conversores grampeados a diodos, e PSPWM, que é usual em conversores em cascata, são inviabilizadas quando a possibilidade de curto-circuito existe [11], [17].

Entretanto, conforme mencionado anteriormente, outra solução para garantir que não ocorra curto-circuito nos capacitores durante o funcionamento do conversor consiste na utilização de estratégias de chaveamento de baixa frequência. Dentro deste grupo, destacam-se a modulação por degrau (*Staircase Modulation* – SM) [40] e a eliminação seletiva dos harmônicos (*Selective Harmonic Elimination* – SHE) [10], [26], [41], que pode ser aplicada para supressão de estágios de curto-circuito dos conversores CHB-B2B [5], [42]. Isto é possível visto que como a frequência de chaveamento do inversor é baixa em comparação com o retificador, um período de comutação do inversor consiste em vários períodos de comutação do retificador. Assim, seu estado é determinado antes do estado de comutação do retificador, garantindo que uma combinação de chaves em que um curto-circuito ocorra não seja selecionado.

Entretanto, a utilização deste método torna o conversor menos dinâmico a variações da frequência de alimentação da frequência sintetizada pelo estágio inversor, visto que ele se torna forçado a produzir uma tensão de saída em fase com a tensão de entrada e com uma faixa limitada de índice de modulação, inconvenientes que não ocorreriam se uma modulação de alta frequência fosse utilizada para ambos os estágios. Este efeito pode ser observado na Figura 2-12 [5]. Nota-se também que a qualidade da energia das formas de onda de tensão e de corrente são bem ruins pelo mesmo motivo, o que se traduz em um conteúdo harmônico elevado.



Figura 2-12 – Resultados de testes em laboratório com a estratégia de controle SHE-PWM aplicada a um conversor CHB-B2B paralelo-série de cinco níveis. [5]

Ressalta-se que apesar das estratégias de alta frequência apresentarem vantagens perante a estratégia SHE, esta possui a capacidade de trabalhar em conjunto com o CHB-B2B sem a necessidade de estágios de isolamento, característica esta que as estratégias de alta frequência não possuem.

Assim, a identificação dos estados de chaveamento inválidos é necessária, visto que com isso poderá ser proposto um algoritmo que objetive removê-los e, assim, permitir a conexão direta dos dois estágios. Caso isto seja alcançado, será obtida uma solução com maior eficiência em comparação com os conversores CHB convencionais e com um peso e volume menores, visto que os transformadores seriam removidos.

2.5 Mapeamento dos estágios de curto-circuito

Conforme pode ser visualizado no esquemático do CHB-B2B de cinco níveis presente na Figura 2-13, há 16 chaves semicondutoras na topologia por fase. Nota-se que mesmo para módulos distintos a nomenclatura interna das chaves se manteve exatamente a mesma, com cada uma em suas respectivas posições. Deste modo, para referenciar de uma chave específica do estágio retificador será utilizado expressões como "chave S_1 do primeiro estágio retificador" ou simplesmente " S_{1R1} ", enquanto para referenciar chaves do estágio inversor será utilizado expressões como "chave S_1 do primeiro estágio inversor" ou simplesmente " $S_{1/1}$ ".

Considerando que cada chave é completamente independente das demais em sua comutação entre os estados 1, em que ela está fechada, e 0, em que ela está aberta, serão obtidas 2¹⁶ combinações distintas, o que equivale a 65.536 estados de chaveamento possíveis.



Figura 2-13 – Esquemático do CHB-B2B de cinco níveis de tensão de saída na conexão paralelo-série.

Entretanto, nesta estrutura os módulos da ponte-H do lado da fonte e do lado da carga estão diretamente conectados, sem a presença de qualquer estágio de isolamento. Conforme mencionado anteriormente, como as chaves são comutadas de maneira independente haverão estados nos quais um ou ambos capacitores do link CC serão curto-circuitados. Um exemplo deste acontecimento é ilustrado na Figura 2-14, em que as chaves coloridas de verde ou de vermelho estão fechadas, enquanto as chaves coloridas em preto estão abertas. Nela, nota-se que o inversor CHB está com o comando de um estado de chaveamento SS de código hexadecimal 9666h, ou seja, com o primeiro retificador trabalhando no estado 9h (capacitor inserido positivamente) e com o segundo retificador e os dois inversores trabalhando no estado 6h (capacitor inserido negativamente).

Conforme pode ser observado na Tabela 2-1, tanto o estado 9h quanto o estado 6h consistem em vetores válidos para um único módulo. Entretanto, ao associá-los em *back-to-back*, a inversão dos terminais entre os capacitores no estado 9666*h* ocasiona um curto-circuito.



Figura 2-14 – Condição de curto-circuito do estado de chaveamento 9666h no conversor CHB-B2B de cinco níveis de tensão de saída na conexão paralelo-série.

Assim, como o CHB-B2B de cinco níveis possui apenas duas células no estágio retificador e no estágio inversor, existem três situações distintas em que um curto-circuito nos capacitores pode ocorrer. A primeira delas consiste em um curto-circuito no próprio capacitor C_1 , ou seja, quando seus terminais a e b estiverem com uma conexão física por meio das chaves. De forma análoga, a segunda delas consiste em um curto-circuito no capacitor C_2 , que ocorrerá quando seus terminais c e d possuírem uma conexão física por meio das chaves. A terceira possibilidade de curto consiste no curto-circuito pela inversão de polaridade entre dois capacitores, ou seja, quando o positivo de um capacitor estiver conectado no negativo do capacitor e vice-versa simultaneamente. Isso ocorrerá quando o seu terminal a estiver conectado no terminal d ao mesmo tempo em que o terminal b estiver conectado no terminal c. Caso quaisquer uma destas três situações ocorra em um conversor real, ele será danificado.

Assim, é necessário identificar todos os estados de chaveamento proibidos, ou seja, os estados que causam estas condições. Para tal fim, pode ser utilizada uma metodologia matricial para indicar a adjacência de todos os nós elétricos separados por chaves do sistema, como mostrado na Figura 2-15.

Nó	а	b	С	d	е	f	g	h	i
а	1	0	0	0	S_{1R1}	S_{3R1}	S_{3I1}	<i>S</i> _{1/1}	0
b	0	1	0	0	S_{2R1}	S_{4R1}	S_{4I1}	S_{2I1}	0
С	0	0	1	0	S_{1R2}	S_{3R2}	$S_{1/2}$	0	S_{3I2}
d	0	0	0	1	S_{2R2}	S_{4R2}	S_{2I2}	0	S_{4I2}
е	S_{1R1}	S_{2R1}	S_{1R2}	S_{2R2}	1	0	0	0	0
f	S_{3R1}	S_{4R1}	S_{3R2}	S_{4R2}	0	1	0	0	0
g	S_{3I1}	S_{4I1}	$S_{1/2}$	S_{2I2}	0	0	1	0	0
h	$S_{1/1}$	S_{2I1}	0	0	0	0	0	1	0
i	0	0	S_{3I2}	S_{4I2}	0	0	0	0	1

Figura 2-15 – Matriz de adjacência do conversor CHB-B2B de cinco níveis de tensão de saída na conexão paralelo-série.

Cada nó está sempre adjacente a si mesmo e, portanto, a diagonal principal é toda preenchida com o valor 1. Sempre que não houver nenhuma chave diretamente entre dois nós elétricos a matriz é preenchida com o valor 0, para indicar que não há conexão física diretamente de um nó para o outro utilizando apenas uma chave. Quando houver uma chave entre os dois nós, seu estado é preenchido como uma variável na planilha. Sempre que este estado for 1, haverá conexão entre os dois nós, enquanto sempre que ele for 0 não haverá.

Esta matriz pode ser interpretada pela análise sequencial e iterativa das linhas. Caso seja almejado identificar se há conexão entre um nó a e um nó b, basta iniciar da linha do nó a na matriz e percorrê-la. Considerando novamente o exemplo do estado de chaveamento 9666h apresentado na Figura 2-14, esta matriz estará preenchida com os valores mostrados na Figura 2-16.

Nó	а	b	С	d	е	f	g	h	i
а	1	0	0	0	1	0	1	0	0
b	0	1	0	0	0	1	0	1	0
С	0	0	1	0	0	1	0	0	1
d	0	0	0	1	1	0	1	0	0
е	1	0	0	1	1	0	0	0	0
f	0	1	1	0	0	1	0	0	0
g	1	0	0	1	0	0	1	0	0
h	0	1	0	0	0	0	0	1	0
i	0	0	1	0	0	0	0	0	1

Figura 2-16 – Matriz de adjacência no estado de chaveamento 9666h do conversor CHB-B2B de cinco níveis de tensão de saída na conexão paralelo-série.

Assim, o nó *a* não está conectado diretamente ao nó *b*, mas está conectado ao nó *e* e *g*. O nó *e*, por sua vez, está conectado apenas ao nó *d*, visto que o nó *a* já foi contado anteriormente. O nó *d* possui conexão ao nó *g*, que por sua vez não se conecta a nenhum outro nó adicional. Deste modo, conclui-se que não há conexão neste estado de chaveamento entre os nós *a* e *b* e, portanto, não há conexão entre os terminais do capacitor C_1 . Caso este procedimento seja repetido para as demais condições de curto-circuito dos capacitores, verificará-se que ele constitui um estado inválido, visto que há uma conexão entre os nós *a* e *d* simultaneamente a uma conexão entre os nós *b* e *c*.

Embora esta metodologia seja facilmente implementada por algoritmos computacionais, ela é de difícil visualização. Uma abordagem mais simples para solucionar este problema consiste na aplicação da teoria dos grafos. Esta teoria é um ramo da matemática que estuda as relações entre objetos de um determinado conjunto utilizando estruturas chamadas de grafos, que são estruturas abstratas representativas dos pontos de análise deste conjunto chamados de vértice e suas relações de interdependências conhecidas como arestas.

Assim, podemos classificar os nós elétricos do sistema como vértices e as chaves semicondutoras que realizam a interdependência entre eles de arestas. Desta maneira, encontrar os estados proibitivos se resume basicamente em encontrar todas as possibilidades de caminhos no grafo que conectem os dois vértices. Cada caminho, então, estará associado a um conjunto de chaves que, quando fechadas, causam curto-circuito no conversor. Na Figura 2-17 este procedimento é exemplificado para um curto devido a inversão de polaridade dos capacitores, com seu grafo equivalente ao lado.



Figura 2-17 – Grafo equivalente do do estado de chaveamento 9666h no conversor CHB-B2B de cinco níveis de tensão de saída na conexão paralelo-série.

O algoritmo de busca em largura (*Breadth-First Search* – BFS) é um algoritmo comumente utilizado em árvores de dados a fim de varrer e identificar todos os pontos que estão conectados a um ponto inicial. Isto é feito a partir da anotação dos pontos descobertos ao descer na árvore. Em grafos este algoritmo precisa ser melhorado, visto que diferentemente das árvores é possível revisitar um vértice que já foi descoberto e visitado anteriormente. Para impedir que um ciclo sem fim seja formado, é possível modificar o algoritmo para utilizar uma lógica booleana em que ao visitar um vértice pela primeira vez ele se torna bloqueado para uma possível revisita. Caso hajam vértices desconectados ao vértice inicial, o algoritmo será finalizado sem que eles tenham sido visitados.

Deste modo, é possível verificar se dois vértices de um ou mais capacitores estão conectados em um dado estado de chaveamento e, com esta informação, definir se este vetor de chaveamento é válido ou não. Ao aplicar, então, esta versão modificada do algoritmo de busca em largura, é possível varrer por todos os caminhos possíveis e obter um conjunto de vetores de estado de chaveamento nas quais cada uma destas conexões proibitivas para o funcionamento do conversor ocorrem.

Todos os estados de chaveamento em que pelo menos um dos três tipos de curto-circuito ocorrerem devem ser marcados, de modo a diferenciar os vetores válidos dos proibitivos. Assim, dentre os 65.536 estados possíveis, 49.984 ocorrem devido a curto-circuito no capacitor C_1 , 49.984 ocorrem devido a curto-circuito no capacitor C_2 e 38.376 ocorrem devido à inversão de polaridade entre os capacitores C_1 e C_2 , com apenas 4.725 estados válidos ao término da execução deste algoritmo. Ressalta-se que existem estados de chaveamento como o estado *FFFFh* em que mais de uma das três condições para a ocorrência de curto circuito são verdadeiras, o que faz com que um mesmo estado seja incluído em vários desses conjuntos.

Entretanto, dentro destes 4.725 estados de chaveamento válidos existem muitos estados que dependem da condução dos diodos para que seu funcionamento ocorra, assim como os estados destacados em amarelo na análise de um módulo do CHB apresentada na Tabela 2-1. Para identificá-los, basta separar deste conjunto todos os estados cuja forma de chaveamento é unipolar, isto é, todos os estados em que as condições $S_1 = \overline{S_2}$ e $S_3 = \overline{S_4}$ sejam verdadeiras simultaneamente em cada módulo presente no sistema.

Caso esta condição seja aplicada em todo o conjunto de estados de chaveamento, seriam obtidos 2⁸ estados unipolares, ou seja, 256 vetores. Aplicando-a apenas no conjunto de estados válidos obtidos, sobram apenas 40 estados nos quais não ocorre um curto-circuito. Todas estas combinações são mostradas na Tabela 2-2. Nela, é possível observar o porquê de a aplicação

de estratégias convencionais acabarem ocasionando um curto-circuito no conversor CHB-B2B quando operando isolado, visto que 84,375 % das combinações destas chaves resultam em um curto-circuito. Os estados de chaveamento proibitivos estão marcados de vermelho, enquanto os estados válidos unipolares estão marcados de verde.

Tabela 2-2 – Conjunto de estados de chaveamento unipolares do conversor CHB-B2B de cinco níveis na configuração paralelo-série.



A partir da análise do circuito deste conversor, nota-se que devido a conexão em paralelo dos módulos retificadores, cada um deles se comporta como conversor de três níveis de tensão quando em estado de regeneração de energia à rede. Isto facilita o controle de tensão do link CC, visto que a corrente requerida por um é independente da corrente requerido pelo outro. Caso estes módulos fossem ligados em série, eles se comportariam como um conversor de cinco níveis e a corrente seria de mesma magnitude em ambos os capacitores, o que dificultaria o balanceamento de suas tensões.

Os inversores, por sua vez, estão conectados em série. Assim, eles trabalham como um inversor multinível de cinco níveis de tensão de saída, o que provê à carga uma tensão de maior amplitude e uma forma de onda de melhor qualidade com um menor índice de conteúdo harmônico.

Com estas informações é possível construir a Tabela 2-3, em que os valores em vermelho representam as tensões chaveadas por cada estágio. O estágio retificador é classificado de acordo com todas as combinações de tensão produzida pelos seus dois módulos, enquanto o estágio inversor é classificado de acordo com os cinco níveis de tensão possíveis na saída. Os estados válidos são marcados com o valor "1", enquanto os inválidos são marcados com "0". A tensão resultante nos dois estados retificadores e na combinação dos estágios inversores são mostradas em vemelho em sua respectiva linha e coluna.

A partir da comparação dos valores exibidos na Tabela 2-3 com os 40 estágios permitidos presentes na Tabela 2-2, verifica-se que o conjunto de vetores válidos é suficiente para atingir todos os 3 níveis de cada retificador e todos os cinco níveis de tensão do inversor. Assim, a lógica de controle se torna capaz de sintetizar as formas de onda requeridas da melhor maneira possível a partir do gerenciamento destes estados.

	or	NV_2)	.001)	101)	010)	.001)	.001)	010)	101)	101)	010)	110)	.001)	010)	101)	110)	110)	110)
	Invers	NV ₁) (I	001) (1	001) (0	001) (1	010) (1	101) (1	010) (1	010) (0	101) (0	101) (1	001) (0	110) (1	110) (1	110) (0	010) (0	101) (0	110) (0
		(I	(1	(1	(1	(1	0)	(1	(1	0)	0)	(1	<u> </u>	o)	0)	1)	0)	0)
Retificador			+2\/	+\/	+\/	+\/	+\/	0	0	0	0	0	0	-V	-V	-V	-V	-21/
(RET_1) (RET_2)			121	••	••	. •	•••	0	0	0	0	0	U	•	>	•	•	2 V
(1001) (1001)	+V,	+V	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0
(1001) (0101)	+V	,0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
(1001) (1010)	+V	,0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
(1010) (1001)	0,	+V	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
(0101) (1001)	0,	+V	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
(1010) (1010)	0,	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0
(1010) (0101)	0,	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1
(0101) (0101)	0,	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0
(0101) (1010)	0,	0	1	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
(1001) (0110)	+V,	, -V	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
(0110) (1001)	-V,	+V	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
(0110) (1010)	-V	, 0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
(0110) (0101)	-V	, 0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
(1010) (0110)	0,	-V	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
(0101) (0110)	0,	-V	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
(0110) (0110)	-V,	-V	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0

Tabela 2-3 – Combinações de níveis de tensão dos módulos de ponte-H do conversor CHB-B2B de cinco níveis na configuração paralelo-série que não provocam curto-circuito.

Deste modo, conforme mostrado na Figura 2-18, há 11 combinações válidas de tensão de saída entre os dois módulos retificadores e o módulo inversor que podem ser utilizadas a fim de construir a onda senoidal de tensão com baixa distorção harmônica. Observa-se que é possível sintetizar todos os níveis de tensão de saída quando os dois estágios retificadores assumem o nível de tensão "0", porém caso eles assumam "+Vcc" ou "-Vcc", apenas os estágios de saída "-Vcc", "0" e "+Vcc" não provocariam curto-circuito no conversor.



Figura 2-18 – Níveis de tensão possíveis de serem sintetizados por um chaveamento unipolar em um conversor CHB-B2B de cinco níveis de tensão de saída na conexão paralelo-série.

Capítulo 3: Controle Preditivo baseado em Modelo

3.1 Estado da Arte

O controle preditivo baseado em modelo (*Model Predictive Control* – MPC) é uma estratégia de controle não-linear originalmente aplicada nos processos industriais [43]-[44] e é descrito na literatura como o maior avanço na teoria de controle nas últimas duas décadas [44]-[46]. Recentemente, devido aos avanços na tecnologia de microcontroladores, o MPC também tem sido estudado nas aplicações de eletrônica de potência [44]-[45], [47]-[50].

Para exemplificar o princípio de funcionamento do controle preditivo, podemos utilizar uma abordagem filosófica a partir da sua comparação com o ato de uma pessoa atravessar uma rua. Nesta situação, não basta apenas que não haja carros entre a pessoa e o outro lado da rua, é necessário que não haja um carro em uma certa distância que possa atingi-la enquanto ela estiver atravessando. Em outras palavras, a pessoa precisa prever se existe a possibilidade de ocorrer um acidente antes de realizar a travessia baseado na velocidade e aceleração dos carros distantes [51].

A fim de realizar esta predição, um modelo do processo deve existir e quanto mais preciso ele for, melhor será sua predição e seu controle [52]. Deste modo, tem-se que o MPC consiste na predição do comportamento futuro de um sistema a ser controlado a partir de seu próprio modelo e decidir, baseado em uma função de custo, qual é a ação de controle que produzirá o menor custo futuro estimado em relação a uma referência a ser rastreada [43].

Os métodos de controle preditivo podem ser divididos em duas classes distintas, separados conforme a natureza do problema de otimização [53]-[54], conforme apresentado na Figura 3-1.



Figura 3-1 – Classificação dos tipos de MPC aplicados a eletrônica de potência [43].

A classe chamada conjunto de controle contínuo (*Continuous Control Set Model Predictive Control* – CCS-MPC) consiste na solução de um problema de otimização que gera um sinal de controle contínuo no tempo que ao ser modulada produz os pulsos de chaveamento do conversor. Dentro deste grupo, podem ser citadas as estratégias de controle preditivo generalizado (*Generalized Predictive Control* – GPC) e o controle preditivo baseado em modelo explícito (*Explicit Model Predictive Control* – EMPC). A grande vantagem destas técnicas é a operação com frequência de chaveamento fixa, mas ambas possuem uma alta complexidade de implementação [43].

A classe que complementa a CCS-MPC é o conjunto de controle finito (*Finite Control Set Model Predictive Control* – FCS-MPC), em que a natureza discreta de suas aplicações é considerada, o que simplifica a sua implementação. Ressalta-se que as soluções desta classe dispensam a utilização de técnicas e modulação para atuar no conversor, o que contribui para a simplicidade das estratégias deste grupo [43]. Na literatura são encontradas duas estratégias diferentes de chaveamento pertencentes a esse grupo, o controle preditivo baseado em modelo com otimização de estados de chaveamento (*Optimal Switching Vector Model Predictive Control* – OSV-MPC) e o controle preditivo baseado em modelo com otimização de sequências de chaveamento (*Optimal Switching Sequence Model Predictive Control* – OSS-MPC). A técnica OSV-MPC foi a primeira estratégia de controle preditivo desenvolvida [55] e é a mais utilizada em eletrônica de potência até hoje devido a sua baixa complexidade de implementação e rápida resposta dinâmica [43]. Ele consiste na varredura exaustiva de todos os estados de chaveamento possíveis e na escolha daquele estado com o menor valor da função de custo. Sua grande desvantagem é o fato de operar com frequência de chaveamento variável, visto que o melhor estado pode se repetir por vários instantes consecutivos e variar de forma indefinida ao longo do tempo. Embora esta seja uma desvantagem crítica do OSV-MPC, existem diversos estudos que visam a minimizar a dispersão do perfil da frequência de chaveamento a partir de adições de termos ou mudanças de pesos na função de custo [49].

A técnica OSS-MPC, diferentemente da OSV-MPC que busca o estado de chaveamento com o menor custo, tem como finalidade produzir uma sequência de pulsos de chaveamento que, em um determinado período de tempo, minimiza a função de custo desejada [43]. Deste modo, é possível manter simultaneamente uma frequência de chaveamento fixa e o algoritmo de otimização de natureza discreta.

Como os atuadores da estratégia de controle do conversor consistem na abertura e no fechamento das chaves de potência, a quantidade de estados de chaveamento é limitada em um conjunto específico. Devido a este fato, o conjunto de estratégias FCS-MPC se torna uma opção de controle de fácil implementação e eficiente para conversores.

Na estratégia OSV-MPC, a cada instante de amostragem o controlador digital predirá as variações futuras das grandezas de interesse para cada estado de chaveamento possível baseado no modelo, nas medidas e nos estados presentes do sistema. Após esta varredura, o estado de chaveamento com o menor custo será selecionado e aplicado no conversor, dispensando, assim, a necessidade de uma técnica de modulação.

Como o CHB-B2B não isolado possui diversos estados de chaveamento indesejáveis e que produzem curto-circuitos a seus capacitores, a dispensa do uso de estratégias de chaveamento, entre as quais encontram-se as citadas anteriormente, faz com que o OSV-MPC se torne uma estratégia de controle ainda mais atrativa para esta aplicação.

Apesar do controle preditivo trabalhar em malha aberta, ao ser repetido em cada instante de amostragem ele se comporta como um controle realimentado em malha fechada baseado em otimização, o que faz com que sua resposta dinâmica seja rápida diante de variações de referência ou perturbações [28], [43], [54].

Um esquemático desta estratégia de controle é apresentado na Figura 3-2. Nela, x^k são as medidas de interesse do sistema no instante k, x^p são as predições feitas pelo modelo preditivo para cada um dos estados de chaveamento do conversor no instante k + 1, x^* são as referências e S^{opt} é o estado de chaveamento ótimo [54].

Esta estrutura é comum para a maioria das técnicas de controle preditivo e seu ajuste entre as aplicações é simples, visto que se a planta do sistema ou seus parâmetros forem modificados, bastará alterar seu modelo, se o tipo de conversor for modificado, bastará mudar como seus estados de chaveamento interferem na planta e, caso o objetivo da estratégia de controle seja mudado, será necessário apenas uma alteração na função de custo para que ela tenha efeito [46].



Figura 3-2 – Estrutura básica do controle preditivo [54].

Esta estrutura apresentada na Figura 3-2 pode ser implementada digitalmente de acordo com o algoritmo ilustrado na Figura 3-3. A partir dele é possível observar que o maior custo computacional está na varredura de cada estado de chaveamento que calcula as suas predições a fim de identificar o estado que produzirá o custo mínimo, o qual será chamado de g^{min} . Devido a isso, a estratégia garantirá uma resposta otimizada cujo tempo de amostragem dependerá diretamente da capacidade do microcontrolador de executá-lo, o que significa que esta estratégia possui uma exigência computacional maior do que as técnicas clássicas de controle linear. Ressalta-se, entretanto, que essa desvantagem vem sendo mitigada nos últimos anos devido aos avanços na velocidade e capacidade de memória dos microcontroladores que costumam ser utilizados nos conversores [43]-[44], [54], [56].



Figura 3-3 – Fluxograma da execução do algoritmo do controle preditivo [54].

Além da rápida resposta dinâmica, o MPC também apresenta outras vantagens como a fácil adição de restrições e não linearidades ao controle, aumentando sua flexibilidade de utilização e facilitando a realização de um controle multivariável [57]-[58].

Como apresentado anteriormente, a frequência de chaveamento que o conversor opera é variável devido à natureza de seleção dos estados de chaveamento pela função de custo. Isto se constitui em uma severa desvantagem para esta estratégia de controle, visto que o dimensionamento do filtro é dificultado e a possibilidade de ocorrência de problemas de ressonância é aumentada [43]-[46], [59]. Entretanto, há maneiras de mitigar esta desvantagem a partir da minimização da dispersão do perfil de frequência de chaveamento por meio do projeto da função de custo [49], [60]. A dependência do desempenho do MPC pela precisão da predição do modelo também se constitui em outra desvantagem marcante desta estratégia, visto que modelos com parâmetros imprecisos formam predições incertas que prejudicam o desempenho do controle [43]-[46].

Capítulo 4: Modelo Preditivo do conversor CHB-B2B

Com o objetivo de verificar o desempenho de uma estratégia de chaveamento baseada no OSV-MPC no acionamento de um conversor CHB-B2B, será desenvolvido e simulado neste trabalho um conversor CHB-B2B monofásico com dois estágios retificadores em paralelo e dois estágios inversores em série, de modo a formar cinco níveis de saída. Como carga, é considerado um equivalente RL monofásico, obtido a partir dos parâmetros de regime de um motor de indução trifásico de média tensão. Deste modo, este circuito em estudo está apresentado Figura 4-1.



Figura 4-1 – Estrutura construída para estudo da aplicação do OSV-MPC ao conversor CHB-B2B.

A fim de construir o modelo preditivo do conversor CHB-B2B, é necessário conhecer como a comutação das chaves interage com o sistema. Para isto, um modelo preciso deste sistema como um todo deve ser levantado, visto que o controle construirá uma forma de onda buscando reduzir o erro entre as referências e as variáveis do modelo construído. Assim, é preciso determinar os modelos dinâmicos tanto do filtro RL, presente no estágio retificador, como os da carga, presente no estágio inversor.

Como o link CC entre o estágio retificador e o estágio inversor possui o mesmo valor de tensão, é possível dividir o modelo do conversor em dois, um para cada estágio. Cada estágio

irá enxergar esta tensão do capacitor de maneira diferente, visto que ela dependerá de quais chaves estão abertas ou fechadas.

4.1 Modelagem do estágio retificador

O estágio retificador pode ser reduzido para o circuito mostrado na Figura 4-2, em que V_{R1} é a tensão do link CC enxergada pela rede por meio das chaves dependendo de seu estado de chaveamento do primeiro retificador. Deste modo, V_{R1} poderá assumir quaisquer dos valores $+V_{cc}$, 0 e $-V_{cc}$.



Figura 4-2 – Forma reduzida de um estágio retificador do conversor CHB-B2B de cinco níveis.

As equações do modelo podem ser desenvolvidas como mostrado na equação (4.1), em que e_f é a tensão do alimentador, $r \in L$ são respectivamente a resistência e indutância do filtro RL e i_{R1} é a corrente do primeiro retificador.

$$e_f - 2L\frac{di_{R1}}{dt} - 2ri_{R1} - V_{R1} = 0 ag{4.1}$$

Uma das maneiras de trabalhar com esta equação diferencial é utilizar o método de integração numérica de Euler. Ele se baseia no princípio de que, dada uma equação diferencial de primeira ordem x'(t) = f(t, x(t)) e um valor conhecido x_k em um instante t_k , é possível inferir o valor x_{k+1} no instante $t_{k+1} = t_k + h$ a partir da linearização da função no ponto (t_k, x_k) . Assim, obtém-se a equação $x_{k+1} = x_k + h * f(t_k, x_k)$, em que para determinar o valor no instante t_{k+1} basta possuir as variáveis da função no instante t_k .

Deste modo, a equação que define o sistema preditivo para o estágio retificador pode ser obtida ao utilizar este método, conforme mostrado na equação (4.2) em que T é o tempo de amostragem para a discretização.

$$e_f - \frac{2L}{T}(i_{R1}[k] - i_{R1}[k-1]) - 2ri_{R1}[k] - V_{R1} = 0$$
(4.2)

Como a frequência da rede elétrica é pequena quando comparada à frequência de chaveamento, pode ser assumido que a variação da corrente do alimentador entre dois instantes consecutivos é a mesma que no instante seguinte. Com esta aproximação, o modelo pode ser simplificado para a equação apresentada em (4.3). Ao rearranjar esta igualdade, a equação (4.4) é obtida.

$$e_f - \frac{2L}{T}(i_{R1}[k+1] - i_{R1}[k]) - 2ri_{R1}[k] - V_{R1} = 0$$
(4.3)

$$i_{R1}[k+1] = \frac{T}{2L} \left(e_f + \frac{2L}{T} i_{R1}[k] - 2ri_{R1}[k] - V_{R1} \right)$$
(4.4)

Assim, observa-se que caso a tensão e corrente do alimentador, a tensão do link CC, a resistência e indutância do filtro RL e o estado de chaveamento sejam conhecidos em um determinado instante, a corrente do instante seguinte se torna previsível e pode ser calculada. A mesma análise pode ser replicada para todos os estágios retificadores, visto que eles são independentes entre si por estarem em paralelo.

4.2 Modelagem do estágio inversor

Como os estágios inversores estão conectados em série, a corrente do instante seguinte dependerá dos valores de ambas as tensões dos links CC, bem como dos estados de chaveamento de ambas pontes-H. Ainda assim, o circuito pode ser simplificado, como mostrado na Figura 4-3, em que a combinação das tensões dos links CC de ambos os estágios de inversão enxergada pela carga é representada por *V* e uma combinação de uma carga resistiva e indutiva é utilizada para representar, por exemplo, um motor de indução.



Figura 4-3 – Forma reduzida de um estágio inversor do conversor CHB-B2B de cinco níveis.

O modelo do estágio inversor é representado pela equação (4.5), em que V é a tensão do link CC enxergada pela carga por meio das chaves, L_l é a indutância da carga, R_l é a resistência da carga e i_l é a corrente da carga.

$$V - L_l \frac{di_l}{dt} - R_l i_l = 0 \tag{4.5}$$

Aplicando o método de integração numérica de Euler, a equação do modelo preditivo para o estágio inversor pode ser obtida e, após realizar sua simplificação, obtém-se a equação (4.6).

$$i_{l}[k+1] = \frac{T}{L} \left(V + \frac{L}{T} i_{l}[k] - Ri_{l}[k] \right)$$
(4.6)

Utilizando a equação (4.6) é possível calcular a corrente de carga no instante seguinte para cada estado de chaveamento possível se os valores da corrente de carga e da tensão do link CC do instante atual forem conhecidos.

Após ambas as predições de corrente para cada estado de chaveamento serem calculadas, as soluções são aplicadas a uma função de custo onde serão comparadas com suas respectivas referências senoidais, em que apenas o estado de chaveamento com o menor custo será selecionado.

4.3 Elaboração da Função de Custo

O objetivo principal da função de custo no conversor CHB-B2B monofásico é encontrar as correntes que minimizem o erro calculado em relação às suas referências dentre todos os estados de chaveamento avaliados durante a varredura de modo a garantir um fator de potência unitário no lado retificador. Assim, esta função deve ser construída de maneira a minimizar simultaneamente a diferença entre cada valor de corrente e sua referência ou, em outras palavras, minimizar o erro entre cada um dos três valores de corrente principais do conversor e sua respectiva referência.

Entretanto, como os estados proibitivos devem ser evitados, há também a adição de uma penalidade na função de custo. Assim, os custos desses estados de chaveamento serão maiores do que aqueles estados válidos e, por consequência, jamais serão escolhidos pelo controlador preditivo.

Uma expressão para a função de custo adotada nessa dissertação é mostrada na equação (4.7), onde g^p é o custo para um estado de chaveamento p, i_{R1} e i_{R2} são as correntes do alimentador para cada um dos estágios de retificação, i_L é a corrente de saída do estágio de inversão, i_L^* , i_{R1}^* e i_{R2}^* são as referências de corrente para o instante k + 1, w_{R1} , w_{R2} e w_L são os pesos e P é a penalidade descrita.

$$g^{p} = w_{R1} \left(i_{R1}^{*k+1} - i_{R1}^{k+1} \right)^{2} + w_{R2} \left(i_{R2}^{*k+1} - i_{R2}^{k+1} \right)^{2} + w_{L} \left(i_{L}^{*k+1} - i_{L}^{k+1} \right)^{2} + P$$
(4.7)

Como todos os termos da equação possuem a mesma ordem de grandeza e todos eles devem ser minimizados a fim de atingir o objetivo proposto, a todos os pesos é atribuído um valor unitário.

Todavia, como os estados de chaveamento que produzem um curto-circuito são identificáveis, uma possibilidade de otimizar o tempo de processamento e cálculo da função de custo é retirar tais estados inválidos da varredura. Assim, optou-se por gerar um vetor de estados de chaveamento válidos a serem percorridos pelo algoritmo, alcançando uma redução expressiva em seu esforço computacional requerido.

Usando esta função de custo e referências adequadas, é possível determinar o estado de chaveamento adequado a cada ciclo. Como o objetivo do estágio de retificação é manter um fator de potência unitário para a rede, é necessário que a forma de onda da corrente esteja em fase com a forma de onda da tensão. Para isso, é fundamental a utilização de um dispositivo PLL para identificar a fase da tensão do alimentador a fim de se construir a função da referência de corrente do alimentador. Isto pode ser feito utilizando o fluxograma mostrado na Figura 4-4, em que um filtro passa baixa (*Low-Pass Filter* – LPF) é utilizado antes de um controlador PI (proporcional integrativo) para garantir a robustez da referência de corrente às variações de tensão do link CC.



Figura 4-4 – Fluxograma da geração das referências de corrente dos alimentadores de cada retificador.

A amplitude da corrente do alimentador está diretamente relacionada à potência consumida pela carga, visto que a tensão da rede é considerada constante. A referência do estágio de inversão é construída como uma corrente senoidal na frequência configurada para a corrente de carga, com amplitude equivalente ao ponto de ajuste da corrente de saída, que é determinada pela necessidade de potência da carga.

Na Figura 4-5 apresenta-se um fluxograma do algoritmo do controle OSV-MPC implementado. Nota-se que, a cada instante de amostragem, as correntes de referência do retificador obtidas por meio do controlador PI são lidas pelo algoritmo e utilizadas no cálculo

da função de custo para cada estado de chaveamento varrido. O estado com o menor custo é gravado e têm sua sequência de chaveamento aplicada às chaves semicondutoras do conversor CHB-B2B.



Figura 4-5 – Fluxograma da estratégia OSV-MPC implementada para o controle do conversor CHB-B2B.

Capítulo 5: Simulação

5.1 Introdução

O comportamento do conversor CHB-B2B de cinco níveis configurado em paralelosérie quando controlado pelo MPC descrito é então verificado por meio de simulação na plataforma *Simulink* do software *MATLAB*®.

A construção do conversor foi feita conforme a apresentada na Figura 4-1, mas com a adição de uma resistência R_p com uma chave em paralelo em série com a fonte. A função desta resistência é limitar a corrente de carga dos capacitores dos barramentos CC durante o período de pré-carga, necessário para que o conversor possa operar em suas condições nominais.

Assim, a simulação será dividida em três etapas: o período de pré-carga, o período de operação em condições nominais e um terceiro período em que serão avaliados distúrbios da tensão de entrada e alterações nos valores de referência da corrente de saída.

É necessário, então, projetar os componentes do conversor de modo a garantir que ele opere de maneira adequada nas condições nominais que serão estabelecidas.

5.2 **Projeto dos componentes**

A carga foi projetada como um ramo RL em série a fim de representar o comportamento monofásico de um equipamento industrial de alta potência, como um motor de indução de média tensão. Considerando um motor trifásico de 4,16 kV e 600 HP, a corrente eficaz de entrada por fase é aproximadamente 72,8 A para um fator de potência típico de 0,89 e um rendimento típico de 0,96.

A partir da equação (2.3), sabe-se que a tensão eficaz que alimentará a carga por este conversor será de $V_{rms} = m * \frac{V_{cc}}{\sqrt{2}} = \sqrt{2} * V_{cc} = 3.111,27 V$. Assim, a impedância equivalente por fase deste motor pode ser obtida a partir da equação (5.1).

$$Z_{l} = R_{l} + jX_{l} = \frac{V_{rms}}{l} \ge \cos^{-1} fp = 35,38 \ge 27,12^{\circ}$$

= 31,5 + j16,13 Ω (5.1)

A resistência da carga equivalente por fase será, então, 31,5 Ω , enquanto a indutância da carga pode ser calculada pela expressão apresentada na equação (5.2).

$$L_l = \frac{X_l}{2\pi f} = \frac{16,13}{2\pi * 60} = 0,04278 H = 42,78 mH$$
(5.2)

O capacitor do link CC foi projetado a fim de reduzir o ripple de tensão para 0,5 %, que para a tensão de 2200 V é equivalente a 11 V. Como mostrado na equação (5.3), a capacitância do link CC em um arranjo como filtro passivo pode ser calculada para uma variação pico-apico (ΔV) caso a frequência de linha f, a tensão do link CC V_{cc} e a potência demandada P_o sejam conhecidas [61].

$$C = \frac{P_o}{2\pi * f * V_{dc} * \Delta V} = \frac{300 * 746}{2\pi * 60 * 2200 * 11} = 24,5 \, mF$$
(5.3)

A indutância do filtro RL de entrada é projetada para que esteja acima de um limite inferior, a fim de garantir que o *ripple* de corrente (ΔI) esteja dentro dos requisitos, e abaixo de um limite superior, a fim de garantir uma variação de corrente mínima para que o filtro possa compensar as rápidas mudanças de carga [62], como mostrado na equação (5.4).

$$\frac{V_{cc}}{I_{R1(pico)} * 4\pi * f_c * \Delta I} \le L \le \frac{V_{cc} - E_f}{2[\mathrm{di}/\mathrm{dt}]}$$
(5.4)

Considerando um valor de di/dt típico para cargas não lineares de 25 kA/s [62], uma frequência de chaveamento f_c de 20 kHz, uma tensão nominal do link CC V_{cc} de 2,2 kV, um valor de pico da tensão de entrada da rede E_f de $440\sqrt{2}/\sqrt{3}$, um valor de pico da corrente que circula pelo primeiro retificador durante corrente de carga nominal de 280 A e um ripple de corrente máximo ΔI de 5%, a indutância do filtro deve se manter dentro da faixa apresentada na equação (5.5).

$$0,625 \ mH \le L \le 36,81 \ mH \tag{5.5}$$

Para garantir que ambos os critérios sejam alcançados, um valor de indutância de 3 mH foi selecionado. Para o valor de resistência foi, então, escolhido um o valor 20 vezes menor do que a reatância para evitar grandes variações e imprecisões matemáticas na simulação.

Na Tabela 5-1 é apresentada de forma consolidada os valores considerados para execução da simulação.

Parâmetro	Simbologia	Valor
	Simbologia	440
Tensão da rede eficaz	e_{f}	$\frac{440}{\sqrt{3}}$ V
Tensão da rede de pico	E_{f}	$\frac{440\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$ V
Frequência da rede	f	60 Hz
Tensão nominal do barramento CC	V_{cc1}, V_{cc2}	2200 V
Capacitor do barramento CC	C_1, C_2	24,5 mF
Indutância de entrada do estágio retificador	L	3 mH
Resistência de entrada do estágio retificador	r	$50 \text{ m}\Omega$
Frequência de chaveamento	f_c	20 kHz
Resistência equivalente monofásica da carga	R_l	31,5 Ω
Indutância equivalente monofásica da carga	L_l	42,78 mH
Resistência de pré-carga	R_p	5 Ω
Amplitude da corrente de saída	Ι	80 A
Frequência da corrente de saída	f_s	60 Hz
Ganho proporcional do controlador PI	K_p	1,0
Ganho integral do controlador PI	$\overline{K_i}$	1.5

Tabela 5-1 – Parâmetros de simulação do conversor CHB B2B monofásico de cinco níveis.

5.3 Resultados

Durante a simulação foram realizados diversos comandos em instantes específicos a fim de observar o comportamento do conversor acionando uma carga estática, como mostrado na linha do tempo apresentada na Tabela 5-2.

Rótulo	Tempo (s)	Ação
То	0,00	Início da simulação e da pré-carga passiva dos links CC com resistor de pré-carga e com chaves dos módulos inversores abertas
<i>T</i> 1	0,50	Retirada do resistor de pré-carga
<i>T</i> 2	1,00	Fim da pré-carga passiva e início da pré-carga ativa
Тз	7,50	Final da pré-carga dos capacitores dos links CC
Τ4	8,00	Início do chaveamento dos módulos inversores e degrau nominal de carga
<i>T</i> 5	15,00	Elevação de tensão da fonte em 20% (e _f = 1,2 pu)
<i>T</i> 6	20,00	Afundamento da tensão da fonte em 50% (e _f = 0,8 pu)
Τ7	25,00	Redução do setpoint de corrente da carga em 50%
T8	30,00	Fim da simulação

Tabela 5-2 – Legenda dos instantes de alteração de parâmetros durante a simulação.

No período de pré-carga passiva, todas as chaves do retificador e do inversor são forçadas para o estado aberto, e ambos os capacitores do barramento CC são carregados como um retificador de onda completa a partir dos diodos do módulo retificador. A corrente de partida desse processo é limitada por uma resistência de pré-carga, que é então removida em T_1 , ainda durante o período de pré-carga passiva.

Quando a tensão de cada capacitor alcança um valor de pré-determinado (335 V) no instante T_2 , os retificadores entram no período de pré-carga ativo em que as chaves começam a comutar livremente a fim de carregar os capacitores do barramento CC até seu valor nominal (2200 V), como é apresentado na Figura 5-1.



Figura 5-1 – Tensão nos barramentos CC carregados pelos módulos retificadores 1 e 2.

O valor de referência no período de pré-carga ativo é incrementado em rampa para evitar altos picos de corrente no retificador. Deste modo, a tensão do barramento CC é aumentada gradualmente até que ela esteja estabilizada. Durante este período, a função de custo age em ambos os retificadores a fim de manter o fator de potência unitário e a forma de onda senoidal das correntes.

As formas de onda da tensão e da corrente totais que alimentam os conversores e das correntes dos retificadores i_{R1} e i_{R2} são apresentadas na Figura 5-2 e na Figura 5-3, respectivamente.



Figura 5-2 – Tensão e corrente total drenada do alimentador.



Figura 5-3 – Corrente drenada pelos módulos retificadores 1 e 2.

Nota-se que durante o intervalo de pré-carga os valores das correntes i_{R1} e i_{R2} são rigorosamente iguais, uma vez que por estarem em paralelo estão sob mesma tensão e regidos pelo mesmo controle preditivo. Uma comparação entre a corrente i_{R1} e a sua referência em fase com a tensão da rede durante o período de pré-carga ativo é mostrada na Figura 5-4, enquanto uma versão ampliada da corrente total drenada pelo alimentador ($i_f = i_{R1} + i_{R2}$) é apresentada



na Figura 5-5, em que se verifica que ela se encontra em fase com a tensão da rede durante a pré-carga.

Figura 5-4 – Visão ampliada da corrente drenada pelos módulos retificadores 1 e sua referência.



Figura 5-5 – Visão ampliada da corrente total drenada pelos módulos retificadores sobreposta à tensão de entrada.

O período de pré-carga é finalizado no instante T_3 e em seguida, no instante T_4 , os inversores são habilitados e a referência de corrente de saída é variada como uma função degrau ao valor de amplitude ajustado, como apresentado na Figura 5-6. Da Figura 5-1, também é possível concluir que o controle proposto é capaz de regular as tensões dos barramentos CC para o valor de referência mesmo quando o nível de potência demandado pela carga é alterado.



Figura 5-6 – Tensão e corrente total drenada pela carga.

Em ambas as duas variações na tensão de entrada, verifica-se pela Figura 5-6 que a corrente da carga se mantém constante. Este fato consiste em uma das principais vantagens do conversor CHB na configuração B2B, visto que a corrente de carga é independente dos distúrbios da rede contanto que o link CC continue a ser controlado.

Uma versão ampliada das dinâmicas em regime permanente sob carga nominal é mostrada na Figura 5-7. Observa-se que o controle preditivo é capaz de sintetizar uma corrente de entrada senoidal, com baixos níveis de distorção harmônica (THD = 2.3%) e em fase com a tensão da rede, o que se traduz em um alto fator de potência. O OSV-MPC implementado também é capaz de sintetizar a corrente de saída desejada com baixa distorção harmônica (THD = 1.1%). Ressalta-se o fato de a corrente de saída obtida com esta estratégia para uma razão X/R = 0,512 possuir qualidade superior àquela obtida utilizando a estratégia SHE desenvolvida em [5] para uma razão X/R = 0,105. A principal razão para esta diferença de

qualidade ocorre porque o controle preditivo é capaz de alcançar todos os níveis de tensão possíveis do CHB-B2B em alta frequência, como pode ser observado a partir da Figura 5-8. As bases utilizadas para normalização das grandezas em pu que são mostradas nas ilustrações são apresentadas na Tabela 5-3.

Base para normalização em pu	Valor
Tensão de entrada	$\frac{440\sqrt{2}}{\sqrt{3}}\mathrm{V}$
Corrente na entrada	560 A
Tensão do barramento CC	2200 V
Corrente de saída	72,8 A

Tabela 5-3 – Valores das bases de normalização para tensões e correntes.



Figura 5-7 – Visão ampliada da corrente de carga e da corrente da rede sob carga nominal em comparação com suas referências.



Figura 5-8 – Corrente de carga sobreposta à tensão de saída chaveada pela associação em série dos módulos inversores quando operando sob carga nominal.

Na Figura 5-9, os padrões de chaveamento para os estágios de retificação e de inversão são apresentados. Como os estágios de retificação são conectados em paralelo, há apenas três níveis diferentes de tensão a serem trabalhados a fim de sintetizar as referências de corrente desejadas. Esta é uma das razões para que a corrente de carga possua um THD menor que a corrente do alimentador, visto que o estágio de inversão é capaz de alcançar cinco níveis diferentes de tensão.



Figura 5-9 – Tensão de saída da associação em série dos módulos inversores (V) e das tensões de entrada dos módulos retificadores (V_{R1} e V_{R2}) sob carga nominal.

Os capacitores dos barramentos CC foram projetados para um ripple de até 11 V sob carga nominal. Uma versão ampliada da Figura 5-1 presente na Figura 5-10 mostra que nesta condição o ripple de tensão permanece abaixo do valor calculado.



Figura 5-10 – Versão ampliada da tensão nos barramentos CC carregados pelos módulos retificadores 1 e 2 durante o período de operação sob carga nominal.

Outra informação a ser destacada é a presença de uma corrente circulante de modo comum entre os conversores. Caso a corrente que circula pela carga seja comparada com a corrente que atravssa o módulo inversor 1 e 2, observa-se que elas não são idênticas, conforme mostrado pela Figura 5-11. A corrente de modo comum consiste na diferença entre elas, e é mostrada na Figura 5-12. A presença desta corrente faz com que as tensões dos capacitores C_1 e C_2 não possuam valor médio idêntico, como pode ser observado pela Figura 5-10.



Figura 5-11 – Comparação entre a corrente que atraversa os módulos inversores e a corrente demandada pela carga.



Figura 5-12 – Corrente circulante de modo comum entre os conversores.

No instante T_5 , é realizada uma variação instantânea na tensão de entrada de +20%, conforme pode ser visualizado na Figura 5-2, fazendo com que a rede assuma o valor de tensão de 1,2 pu. Esta elevação de tensão faz com que os módulos retificadores tenham que alterar seu perfil de chaveamento a fim de manter a tensão nos barramentos CC em 2,2 kV, conforme pode
ser observado na Figura 5-1, onde ocorre uma sobretensão no barramento CC que é corrigida pelo controle.

Logo em seguida, no instante T_6 , é realizada uma variação instantânea na tensão de entrada de -50%, conforme pode ser visualizado na Figura 5-2, fazendo com que a rede assuma o valor de tensão de 0,8 pu. Este afundamento de tensão faz com que os módulos retificadores tenham que alterar seu perfil de chaveamento a fim de manter a tensão nos barramentos CC em 2,2 kV, visto que eles precisarão permanecer mais tempo nos estados +V e -V. Este comportamento causa uma recuperação da tensão afundada nos barramentos CC, como pode ser observado por meio da Figura 5-1. Uma comparação do perfil de chaveamento dos módulos retificadores sob carga nominal nas tensões de 0,8 pu, 1,0 pu e 1,2 pu é apresentada na Figura 5-13. Nota-se que quanto menor a tensão de entrada são necessárias mais comutações para assegurar que a corrente de saída se mantenha no mesmo nível. Embora estes padrões sejam apresentados em apenas um ciclo, eles se repetem caso não haja variação na tensão do barramento CC ou outros distúrbios no sistema.



Figura 5-13 – Comparação entre a tensão de entrada do módulo retificador 1 (V_{R1}) quando operando sob carga nominal com tensão de entrada de 0,8 pu, 1,0 pu e 1,2 pu.

No instante T_7 , a referência de corrente de carga tem seu valor reduzido em 50 % instantâneamente. O controle preditivo imediatamente detecta esta variação e altera seu perfil de chaveamento a fim de se adequar à nova referência. Entretanto, o retificador continua carregando o capacitor com a mesma corrente que na situação anterior devido ao controlador PI, o que causa uma sobretensão no barramento CC. Assim que a referência de corrente do

retificador é ajustada pelo controlador PI, a tensão do barramento CC volta a ser controlada em 2,2 kV e a corrente drenada da fonte reduz consideravelmente, visto que a potência demandada pela carga estática também foi reduzida, como pode ser observado por meio da Figura 5-1 e Figura 5-2. Nota-se que esta variação da tensão do barramento CC não interfere na corrente de saída da carga, que permanece seguindo à referência da corrente de carga imediatamente, conforme pode ser mostrado na Figura 5-14.



Figura 5-14 – Corrente de carga sobreposta à tensão de saída chaveada pela associação em série dos módulos inversores durante variação da referência da corrente de carga.

Conforme esperado, com a redução da corrente de entrada e de saída houve também um aumento do conteúdo harmônico total. Operando com metade da carga, verifica-se um THD para a corrente de entrada de 7,09 % e um THD para a corrente de saída de 2,5 %.

Capítulo 6: Conclusão

A partir do estudo acerca do funcionamento do conversor CHB-B2B de cinco níveis na configuração *back-to-back* utilizando a teoria dos grafos, verificou-se que haviam apenas 40 estados de chaveamento unipolares dentre os 256 possíveis em que um curto-circuito não fosse provocado. Entretanto, estes 40 estados válidos são suficientes para formar um conjunto de 11 combinações de tensão que é capaz de sintetizar os cinco níveis de tensão de saída do estágio inversor e os três níveis de tensão de entrada de cada estágio retificador e, portanto, tornar o conversor viável.

Baseado nos resultados da simulação, a aplicação do OSV-MPC no controle do conversor CHB-B2B garante que os estados de curto-circuito do conversor sejam evitados mesmo sem a presença de estágios isoladores e que uma baixa distorção harmônica total das correntes de ambos os estágios de retificação e inversão seja obtida. Como a corrente drenada da rede é sintetizada em fase com a tensão, o THD de 2,3 % obtido para operação na corrente nominal de projeto é traduzido em um fator de potência unitário, uma característica essencial para conversores de alta potência.

O baixo THD de 1,1 % na corrente de carga obtido para operação na corrente nominal de projeto significa que a qualidade da corrente injetada é maior. Isso torna-se uma vantagem caso a carga possua características de tração, como um motor, visto que a presença de harmônicos pode causar torções oscilantes em seu eixo e outras desvantagens para a máquina. Além disso, quando comparada a outras soluções para o controle do conversor CHB-B2B, o MPC requer menor número de chaves semicondutoras, não necessitando de isolação galvânica, o que representa uma vantagem ao considerar tamanho e custo financeiro no projeto e torna a solução economicamente atraente.

Além disso, verifica-se que mesmo com distúrbios instantâneos na tensão de entrada ou na referência da corrente de carga a estratégia de controle é capaz de manter o controle da tensão do barramento CC. Nota-se também que o ripple de tensão no barramento quando operando com carga nominal de projeto se manteve no valor de 9 V, permanecendo dentro do ripple de 0,5 % estipulado durante o seu dimensionamento.

6.1 Propostas de Continuidade

A partir do que foi realizado neste trabalho é possível identificar alguns temas que ainda precisam ser desenvolvidos:

- Desenvolvimento de uma bancada experimental ou simulação em tempo real;
- Desenvolvimento de uma estrutura trifásica do conversor CHB-B2B;
- Acionamento de cargas dinâmicas como um motor de indução;
- Eliminação do controlador PI na construção da referência de corrente, tentando manter todo o controle exclusivamente preditivo;
- Aplicação da teoria de grafos em outros conversores ou topologias com problemas de curto-circuito;
- Incorporação dos estágios de todos os 4725 estados de chaveamento válidos na varredura de controle em conjunto com a supervisão da condução dos diodos, o que permitiria alcançar um THD ainda menor devido a uma magnitude maior de combinações disponíveis com uma estratégia de chaveamento não-unipolar;
- Minimização da corrente de modo comum a partir da modificação da função de custo ou da introdução de indutores de bloqueio entre os módulos inversores.

Referências Bibliográficas

- [1] CAMARGO, Renner; ENCARNAÇÃO, Lucas; ROCHA JUNIOR, Edimilson. Análise Matemática do Conteúdo Harmônico das Estratégias de Chaveamento Aplicadas aos Conversores CHB Baseada na Transformada Dupla de Fourier. In: 13th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON 2018, 2018.
- [2] INTERNATIONAL ENERGY AGENCY. **Tracking Industry 2019**. Disponível em: https://www.iea.org/reports/tracking-industry. Acesso em: 19 mar. 2020.
- [3] ENERDATA. Global Energy Statistical Yearbook 2019. Disponível em: https://yearbook.enerdata.net/. Acesso em: 19 mar. 2020.
- [4] SUH, Bum-Seok et al. Multilevel power conversion-an overview of topologies and modulation strategies. In: Proceedings of the 6th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipments. IEEE, 1998. p. AD-AD.
- [5] MIRANBEIGI, Mohammadreza; IMAN-EINI, Hossein; ASOODAR, Mohsen. A new switching strategy for transformer-less back-to-back cascaded H-bridge multilevel converter. IET Power Electronics, v. 7, n. 7, p. 1868-1877, 2014.
- [6] MARZOUGHI, Alinaghi et al. Investigation and comparison of cascaded H-bridge and modular multilevel converter topologies for medium-voltage drive application. In: IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IEEE, 2014. p. 1562-1568.
- [7] RODRIGUEZ, Jose; LAI, Jih-Sheng; PENG, Fang Zheng. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. IEEE Transactions on industrial electronics, v. 49, n. 4, p. 724-738, 2002.
- [8] NABAE, Akira; TAKAHASHI, Isao; AKAGI, Hirofumi. A new neutral-point-clamped PWM inverter. **IEEE Transactions on industry applications**, n. 5, p. 518-523, 1981.
- [9] ZHAO, Zhihong; ZHAO, Jianfeng; HUANG, Can. An improved capacitor voltage-balancing method for five-level diode-clamped converters with high modulation index and high power factor. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 4, p. 3189-3202, 2015.
- [10] CAMARGO, Renner Sartório. Desenvolvimento Matemático de MMC Utilizando a Estratégia de Chaveamento PSCPWM. Universidade Federal do Espírito Santo, Dissertação de Mestrado, 2015.
- [11] ENCARNAÇÃO, Lucas Frizera. Compensador síncrono estático multinível em média tensão para sistemas de distribuição. Universidade Federal do Rio de Janeiro, Tese de Doutorado, 2009.
- [12] MEYNARD, T. A.; FOCH, Henry. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltagesource inverters. In: PESC'92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. IEEE, 1992. p. 397-403.
- [13] MEYNARD, Thierry A.; FADEL, Maurice; AOUDA, Noureddine. Modeling of multilevel converters. **IEEE transactions on industrial electronics**, v. 44, n. 3, p. 356-364, 1997.
- [14] BROADMEADOW, M. A. H.; WALKER, G. R.; BULMER, S. M. An FPGA-based, single transducer, active balancing scheme for a 5-level flying capacitor converter with 1 MHz effective switching frequency. In: 8th IET Int. Conf. Power Elect., Machines and Drives (PEMD 2016), p. 1-6, 2016.
- [15] HOLMES, D. Grahame; LIPO, Thomas A. Pulse width modulation for power converters: principles and practice. John Wiley & Sons, 2003.

- [16] LESNICAR, Anton; MARQUARDT, Rainer. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. In: 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings. IEEE, 2003. p. 6 pp. Vol. 3.
- [17] CAMARGO, Renner; NUNES Weder; ENCARNAÇÃO, Lucas. Análise Harmônica de PSCPWM Aplicada a MMC Utilizando Transformada Dupla de Fourier. In: IEEE/IAS -INDUSCON Juiz de Fora, 2014.
- [18] LIANG, Yiqiao; NWANKPA, C. O. A new type of STATCOM based on cascading voltagesource inverters with phase-shifted unipolar SPWM. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 35, n. 5, p. 1118-1123, 1999.
- [19] MCGRATH, Brendan Peter. **Topologically independent modulation of multilevel inverters**. 2002. Tese de Doutorado. Monash University.
- [20] SHI, Jianjiang et al. Research on voltage and power balance control for cascaded modular solidstate transformer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 4, p. 1154-1166, 2011.
- [21] ZHANG, Wenjing et al. Modeling and simulation of aviation static inverter based on dymola and modelica. In: 2016 IEEE International Conference on Aircraft Utility Systems (AUS). IEEE, 2016. p. 512-516.
- [22] SHE, Xu; HUANG, Alex Q.; BURGOS, Rolando. Review of solid-state transformer technologies and their application in power distribution systems. **IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics**, v. 1, n. 3, p. 186-198, 2013.
- [23] ZHAO, Tiefu et al. Voltage and power balance control for a cascaded multilevel solid state transformer. In: 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2010. p. 761-767.
- [24] HOLMES, Donald Grahame; MCGRATH, Brendan P. Opportunities for harmonic cancellation with carrier-based PWM for a two-level and multilevel cascaded inverters. IEEE Transactions on industry applications, v. 37, n. 2, p. 574-582, 2001.
- [25] MCGRATH, Brendan Peter; HOLMES, D. Grahame. A comparison of multicarrier PWM strategies for cascaded and neutral point clamped multilevel inverters. In: 2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings (Cat. No. 00CH37018). IEEE, 2000. p. 674-679.
- [26] LI, Li et al. Multilevel selective harmonic elimination PWM technique in series-connected voltage inverters. **IEEE transactions on industry applications**, v. 36, n. 1, p. 160-170, 2000.
- [27] TARISCIOTTI, Luca et al. Modulated model predictive control for a seven-level cascaded Hbridge back-to-back converter. IEEE Transactions on industrial electronics, v. 61, n. 10, p. 5375-5383, 2014.
- [28] COLAK, Ilhami; KABALCI, Ersan; BAYINDIR, Ramazan. Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes. Energy conversion and management, v. 52, n. 2, p. 1114-1128, 2011.
- [29] KINGSLEY JR, Charles; UMANS, Stephen D.; FITZGERALD, Arthur E. Máquinas Elétricas Com Introdução à Eletrônica de Potência. Bookman, 2006.
- [30] KUNOMURA, Ken et al. Electronic frequency converter feeding single-phase circuit for Shinkansen. In: The 2010 International Power Electronics Conference-ECCE ASIA-. IEEE, 2010. p. 3136-3143.
- [31] KADANDANI, Nasiru B. et al. Solid state transformer: An overview of circuit configurations and applications. **IET Conference Publications.** 2019.
- [32] FALCONES, Sixifo; MAO, Xiaolin; AYYANAR, Raja. Topology comparison for solid state transformer implementation. In: **IEEE PES General Meeting**. IEEE, 2010. p. 1-8.

- [33] WANG, Gangyao et al. Design and hardware implementation of Gen-1 silicon based solid state transformer. In: 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2011. p. 1344-1349.
- [34] LING, Chen et al. An effective power electronic transformer applied to distribution system. In: **2011 International Conference on Electrical Machines and Systems**. IEEE, 2011. p. 1-6.
- [35] ROASTO, Indrek et al. State of the art of active power electronic transformers for smart grids.
 In: IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. IEEE, 2012. p. 5241-5246.
- [36] KOSOW, Irving L. Máquinas elétricas e transformadores. Globo, 1985.
- [37] IMAN-EINI, Hossein et al. Design of power electronic transformer based on cascaded H-bridge multilevel converter. In: 2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. IEEE, 2007. p. 877-882.
- [38] CELANOVIC, Nikola; BOROYEVICH, Dushan. A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters. IEEE transactions on industry applications, v. 37, n. 2, p. 637-641, 2001.
- [39] RODRÍGUEZ, José et al. A vector control technique for medium-voltage multilevel inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 4, p. 882-888, 2002.
- [40] LAI, Jih-Sheng; PENG, Fang Zheng. Multilevel converters-a new breed of power converters. **IEEE Transactions on industry applications**, v. 32, n. 3, p. 509-517, 1996.
- [41] SIRISUKPRASERT, Siriroj; LAI, Jih-Sheng; LIU, Tian-Hua. Optimum harmonic reduction with a wide range of modulation indexes for multilevel converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 4, p. 875-881, 2002.
- [42] ASOODAR, Mohsen; IMAN-EINI, Hossein. A new switching algorithm in back to back CHB multilevel converters with the advantage of eliminating isolation stage. In: 2012 11th International Conference on Environment and Electrical Engineering. IEEE, 2012. p. 731-736.
- [43] VÁZQUEZ PÉREZ, Sergio et al. Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 64, n. 2, 935-947, 2017. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2016.2625238.
- [44] VAZQUEZ, Sergio et al. Model predictive control: A review of its applications in power electronics. IEEE industrial electronics magazine, v. 8, n. 1, p. 16-31, 2014. ISSN: 19324529. doi: 10.1109/MIE.2013.2290138.
- [45] LEE, Wujong; HAN, Byung-Moon; CHA, Hanju. Battery ripple current reduction in a threephase interleaved dc-dc converter for 5kW battery charger. In: 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. IEEE, 2011. p. 3535-3540. doi: 10.1109/ECCE.2011.6064247.
- [46] KOURO, Samir et al. Model predictive control: MPC's role in the evolution of power electronics. IEEE Industrial Electronics Magazine, v. 9, n. 4, p. 8-21, 2015. ISSN: 1932-4529. doi: 10.1109/MIE.2015.2478920.
- [47] LARRINAGA, Sergio Aurtenechea et al. Predictive control strategy for DC/AC converters based on direct power control. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 54, n. 3, p. 1261-1271, 2007. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2007.893162.
- [48] CORTES, Patricio et al. Direct power control of an AFE using predictive control. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 23, n. 5, p. 2516-2523, 2008. ISSN: 08858993. doi: 10.1109/TPEL.2008.2002065.
- [49] KOURO, Samir et al. Model predictive control—A simple and powerful method to control power converters. **IEEE Transactions on industrial electronics**, v. 56, n. 6, p. 1826-1838, 2008. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2008.2008349.

- [50] MARIÉTHOZ, Sébastien et al. Comparison of hybrid control techniques for buck and boost DC-DC converters. IEEE transactions on control systems technology, v. 18, n. 5, p. 1126-1145, 2009. ISSN: 1063-6536. doi: 10.1109/TCST.2009.2035306.
- [51] ROSSITER, J. Anthony. Model-based predictive control: a practical approach. CRC press, 2017.
- [52] DE OLIVEIRA, Pedro A. et al. A Practical Guide to Implement Model Based Predictive Control Applied on Cascaded H-Bridge Converters. In: **2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**. IEEE, 2019. p. 2027-2032.
- [53] RODRIGUEZ, Jose et al. State of the art of finite control set model predictive control in power electronics. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 9, n. 2, p. 1003-1016, 2012.
- [54] TRICARICO, Thiago Cardoso. Estudo de Técnicas de Controle para Interface de Potência de uma Microrrede Híbrida utilizando um Conversor Interleaved. Universidade Federal do Rio de Janeiro, Dissertação de Mestrado, 2018.
- [55] HOLTZ, Joachim. A predictive controller for the stator current vector of ac machines fed from a switched voltage source. **Proc. of IEE of Japan IPEC-Tokyo'83**, p. 1665-1675, 1983.
- [56] VAZQUEZ, Sergio et al. Model predictive control of a VSI with long prediction horizon. In:
 2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. IEEE, 2011. p. 1805-1810.
- [57] YOUNG, Hector A. et al. Assessing finite-control-set model predictive control: A comparison with a linear current controller in two-level voltage source inverters. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 8, n. 1, p. 44-52, 2014.
- [58] CHANG, Ye-Then; LAI, Yen-Shin. Parameter tuning method for digital power converter with predictive current-mode control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 12, p. 2910-2919, 2009.
- [59] VAZQUEZ, Sergio et al. Model predictive control with constant switching frequency using a discrete space vector modulation with virtual state vectors. In: 2009 IEEE International Conference on Industrial Technology. IEEE, 2009. p. 1-6.
- [60] NGUYEN, Thai-Thanh; YOO, Hyeong-Jun; KIM, Hak-Man. Application of model predictive control to BESS for microgrid control. **Energies**, v. 8, n. 8, p. 8798-8813, 2015.
- [61] KREIN, Philip T.; BALOG, Robert S.; MIRJAFARI, Mehran. Minimum energy and capacitance requirements for single-phase inverters and rectifiers using a ripple port. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 27, n. 11, p. 4690-4698, 2012.
- [62] VILLALVA, MARCELO G. et al. Practical rules for designing a shunt active power filter for non-linear unbalanced loads. In: **Congresso Brasileiro de Automação**. 2006. p. 2802-2807.

Apêndice 1: Produção Científica

Durante a realização do trabalho, os seguintes artigos foram aprovados, apresentados e publicados.

Autoria própria:

- 1. OLIVEIRA, Felipe Silva et al. Model Predictive Control on Back-to-Back Parallel-Series Cascaded H-Bridge Converters. In: **2019 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Europe (ISGT-Europe)**. IEEE. p. 1-5.
- OLIVEIRA, Felipe Silva et al. Multilevel Back-to-Back Cascaded H-Bridge Converter with Model Predictive Control. In: IECON 2019-45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IEEE, 2019. p. 1880-1885.