

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROJETO DE GRADUAÇÃO**

BERNARDO FIGUEIREDO DE ANDRADE CAMPOS

**TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO BASEADO EM
CONVERSORES MULTINÍVEL PONTE-H EM CASCATA EM
BACK-TO-BACK: CONTROLE, ANÁLISE E APLICAÇÕES**

VITÓRIA
2021

BERNARDO FIGUEIREDO DE ANDRADE CAMPOS

**TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO BASEADO EM
CONVERSORES MULTINÍVEL PONTE-H EM CASCATA EM
BACK-TO-BACK: CONTROLE, ANÁLISE E APLICAÇÕES**

Parte manuscrita do Projeto de Graduação do aluno **Bernardo Figueiredo de Andrade Campos**, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Lucas Encarnação Frizera

Coorientador: Prof. M. Sc. Renner Sartório Camargo

VITÓRIA
2021

BERNARDO FIGUEIREDO DE ANDRADE CAMPOS

**TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO BASEADO EM
CONVERSORES MULTINÍVEL PONTE-H EM CASCATA EM
BACK-TO-BACK: CONTROLE, ANÁLISE E APLICAÇÕES**


Parte manuscrita do Projeto de Graduação do aluno **Bernardo Figueiredo de Andrade Campos**, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Aprovada em 18 de maio de 2021.

COMISSÃO EXAMINADORA:



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



Prof. M.Sc. Renner Sartório Camargo
Instituto Federal do Espírito Santo
Coorientador



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



Victor Manuel Riva de Oliveira
Universidade Federal do Espírito Santo
Examinador

A todos e todas que dedicaram suas vidas à construção de um Brasil soberano e independente.

AGRADECIMENTOS

Com o coração aquecido, agradeço aos amigos e amigas da Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Espírito Santo, em especial à turma de 2016/1, sem os quais a jornada na graduação teria sido consideravelmente mais dura. Agradeço também aos amigos e amigas dessa grande escola da vida que é o Movimento Estudantil, tão necessário para manter viva a chama da esperança em um Brasil justo.

Agradeço o empenho e comprometimento dos que fazem da Ufes uma instituição pública de excelência, com uma Educação gratuita e de qualidade. Em especial, agradeço ao corpo docente do Departamento de Engenharia Elétrica, por proporcionar uma formação técnica distinguida, nos dando as ferramentas necessárias para seguir em frente.

Nomeadamente, agradeço ao Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação, orientador deste trabalho, por compartilhar comigo um pouco de seu grande conhecimento e instigar a curiosidade da pesquisa desde a Iniciação Científica. Agradeço ao Prof. M. Sc. Renner Sartório Camargo, coorientador, por todo o suporte dado.

Agradeço aos amigos e amigas mais próximas por todos os momentos de diversão ao longo dos anos de graduação, que julgo terem sido fundamentais para a minha formação.

Agradeço à Maria Anita pelo companheirismo e afeto ao longo destes últimos 4 anos de caminhada, anos de intenso aprendizado em conjunto. Por sempre me ensinar a ser melhor com sua sensibilidade e ternura.

A meus pais, Nelson e Zenólia, por nunca terem medido esforços para assegurar que eu e meu irmão Danilo tivéssemos acesso irrestrito ao conhecimento, e sempre nos incentivarem ao estudo. A eles, agradeço também pelos valiosos ensinamentos sobre a vida. Ao Dandan, por toda a parceria e carinho, características notáveis do menino brilhante que já é. Juntos, os três são a base de tudo.

RESUMO

Transformadores de estado sólido (SSTs) têm sido propostos como uma alternativa aos transformadores de potência convencionais (LFTs), a fim de atender às demandas de uma rede elétrica cada vez mais complexa. Dentre algumas vantagens, possibilitam fluxo de potência bidirecional controlado, filtragem ativa de harmônicos, controle de potência ativa e reativa e operam com fator de potência unitário. As quatro topologias clássicas de SSTs, no entanto, utilizam transformadores de alta frequência (HFTs) intermediários para converter os níveis de tensão do sistema, o que eleva o número de semicondutores, o volume, o peso e o custo do equipamento. Este trabalho tem como objetivo apresentar o controle, a análise e as aplicações de um SST sem transformadores físicos, baseado na estrutura de um conversor de 5-níveis ponte-H em cascata em *back-to-back* (CHB-B2B), em que capacitores *link-CC* intermediários fazem o balanço de energia do estágio retificador para o estágio inversor. Essa configuração possui estados proibitivos, que podem gerar curtos-circuitos em um ou ambos os capacitores. Para evitar estados de chaveamento de curto-circuito e garantir boa síntese das variáveis controladas, a saber a tensão dos *links-CC*, a corrente de entrada e a tensão de saída do SST, são utilizados os fundamentos do controle preditivo baseado em modelo (MPC). Trata-se de uma pesquisa aplicada quanto à sua natureza, explicativa quanto aos objetivos e experimental do ponto de vista dos procedimentos técnicos adotados. As etapas de desenvolvimento são constituídas por revisão bibliográfica sobre os temas de interesse, pelo desenvolvimento do modelo matemático do sistema e pela realização de simulações em *software*, implementadas no *software* MATLAB/Simulink. Em conclusão, a análise dos resultados evidencia o funcionamento adequado do SST controlado via MPC sob diferentes tipos de carga e condições de tensão de alimentação, sempre com taxas de distorção harmônica das variáveis controladas inferiores a 5%, tensões dos *links-CC* reguladas e operação com fator de potência unitário.

Palavras-chave: Transformadores de estado sólido. Controle preditivo. Conversores multinível. Conversores ponte-H em cascata. Qualidade da energia elétrica.

ABSTRACT

Solid state transformers (SSTs) have been proposed as an alternative to standard Low-Frequency power Transformers (LFTs), in order to meet the demands of an increasingly complex electrical grid. Controlled bidirectional power flow, active and reactive power control, unitary power factor and harmonic filtering are only a few advantages provided. However, all classic SST configurations use an intermediate High-Frequency Transformer (HTF) to adapt voltage levels, which increases the device's number of semiconductors, volume, weight and cost. This work aims to propose a transformerless SST based on a five-level back-to-back cascaded H-bridge (CHB-B2B) structure, in which the DC-link capacitors make the energy balance from the rectifier stage to the inverter stage. The proposed topology has prohibitive switching states, that can short-circuit either one or both capacitors. To avoid the possible short-circuit switching states of the converter and ensure a good tracking of the controlled variables, namely the DC-link voltages and the SST input current and output voltage, the fundamentals of Model Predictive Control (MPC) are applied. This is an applied research as to its nature, explanatory as to the objectives and experimental from the adopted procedures point of view. The development stages, documented through the work, consist of a bibliographic review on the topics of interest, of the mathematical modeling of the system and of software simulations, using MATLAB/Simulink. In conclusion, simulation results corroborate the proper functioning of the SST under several load and grid voltage scenarios, with harmonic distortion of the controlled variables always under 5%, regulated DC-link voltages and unitary power factor, as well as a proper application of the MPC.

Keywords: Solid state transformers. Model predictive control. Multilevel inverters. Cascaded H-bridge. Power quality.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Topologias clássicas dos SSTs.....	25
Figura 2 – SST de estágio único baseado em conversor multinível (MMC) ponte-H	26
Figura 3 – Esquemático do SST monofásico de estágio duplo baseado em CHB	27
Figura 4 – Esquemático do SST trifásico de estágio triplo baseado em CHB	29
Figura 5 – SST para sistemas de tração da ABB (a) e locomotiva em que o SST foi implementado (b).....	30
Figura 6 – Esquemático do FREEDM System Gen. III	31
Figura 7 – Chassi do FREEDM System Gen. III	31
Figura 8 – Conversor CHB-B2B de 5 níveis com conexão ISOP	33
Figura 9 – Possível caminho de curto circuito no CHB-B2B de 5 níveis	34
Figura 10 – Dois módulos ponte-H em série e forma de onda de 5 níveis associada	35
Figura 11 – Combinações de tensão possíveis do CHB-B2B de 5 níveis	35
Figura 12 – Esquemático completo do SST proposto.	37
Figura 13 – Fluxograma das estratégias de MPC.	39
Figura 14 – Algoritmo genérico de implementação do OSV-MPC	40
Figura 15 – Esquemático completo do SST com tensões e correntes circulantes.....	41
Figura 16 – Circuito simplificado do retificador	42
Figura 17 – Circuito simplificado do inversor.....	43
Figura 18 – Malha de controle dos sinais de referência do SST	46
Figura 19 – Visão geral das tensões e correntes de entrada (a) e saída (b) do SST	50
Figura 20 – Tensão e corrente de entrada do SST para a operação em vazio (a), com carga resistiva (b), capacitiva (c), indutiva (d) e não linear (e). Respectivas tensões e correntes de saída para cada cenário de carga (f), (g), (h), (i), (j)	51
Figura 21 – Tensões dos <i>links</i> -CC durante o período de simulação.....	52
Figura 22 – Tensões de cada módulo retificador (a, b) e da associação série do estágio retificador (c)	53
Figura 23 – Tensões do primeiro (a) e do segundo (b) módulo inversor	54
Figura 24 – Correntes dos módulos inversores (a, b) e corrente total do estágio inversor e de saída (c).....	54
Figura 25 – Tensão e corrente de entrada (a) e saída (b) durante um afundamento de 50% na tensão da rede.....	55

Figura 26 – Tensões dos <i>links</i> -CC durante o afundamento	55
Figura 27 – Formas de onda de tensão dos módulos retificadores individualmente (a), (b) e de tensão resultante da associação em série dos módulos (c) durante um afundamento de 50% da tensão de entrada.....	56
Figura 28 – Tensão e corrente de entrada (a) e saída (b) do SST sob distúrbio harmônico elevado	57
Figura 29 – Tensões dos <i>links</i> -CC sob distúrbio harmônico elevado.....	57
Figura A1 – Diagrama de blocos no <i>Simulink</i> : modelo do SST.....	66
Figura A2 – Diagrama de blocos no <i>Simulink</i> : modelo das cargas	67
Figura A3 – Diagrama de blocos no <i>Simulink</i> : malha de geração de referências	67
Figura A4 – Diagrama de blocos no <i>Simulink</i> : medições.....	68

LISTA DE GRÁFICOS

Gráfico 1 – Geração de energia (a) e participação na matriz elétrica (b) das fontes eólica e solar fotovoltaica	19
---	----

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Tabela de curto-circuito do CHB-B2B de 5 níveis.....	34
---	----

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 – Parâmetros da simulação do SST	48
Quadro 2 – Parâmetros das cargas simuladas.....	49
Quadro 3 – THD de tensão e corrente de saída e de corrente de entrada para cada tipo de carga simulada	52
Quadro 4 – Distorção harmônica de tensão e corrente da rede	57

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

B2B	<i>Back-to-Back,</i>
BEN	Balanço Energético Nacional
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCS-MPC	<i>Continuous Control Set Model Predictive Control</i>
CHB	<i>Cascaded H-Bridge</i>
DAB	<i>Double Active Bridge</i>
EMPC	<i>Explicit Model Predictive Control</i>
FCS-MPC	<i>Finite Control Set Model Predictive Control</i>
FLL	<i>Frequency-Locked Loop</i>
FREEDM	<i>Future Renewable Electric Energy Delivery and Management System</i>
GPC	<i>Generalized Predictive Control</i>
GWh	Gigawatt-hora
HFT	<i>High-Frequency Transformer</i>
HVDC	<i>High-Voltage Direct Current</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
ISOP	<i>Input Series Output Parallel</i>
LEPAC	Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico
LFT	<i>Low-Frequency Transformer</i>
LVDC	<i>Low-Voltage Direct Current</i>
MMC	<i>Modular Multilevel Converter</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MPC	<i>Model Predictive Control</i>
NPC	<i>Neutral-Point Clamped</i>
OSS-MPC	<i>Optimal Switching Sequence Model Predictive Control</i>
OSV-MPC	<i>Optimal Switching Vector Model Predictive Control</i>
PI	Proporcional Integral
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
SiC	Carbeto de Silício
SOGI	<i>Second-Order Generalized Integrator</i>
SRC	<i>Series Resonant Converter</i>

SST	<i>Solid-State Transformer</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UAH	<i>Universidad de Alcalá de Henares</i>
ZVS	<i>Zero-Voltage Switching</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

C_{dc1}	Valor de capacitância do <i>link</i> -CC 1 (F)
C_{dc}	Valor de capacitância do <i>link</i> -CC 2 (F)
S_n	Chave de índice n ($n = 1, 2 \dots 8$) do conversor
$\overline{S_n}$	Par intertravado da chave de índice n ($n = 1, 2 \dots 8$) do conversor
R_r	Valor de resistência do filtro L de entrada (Ω)
L_r	Valor de indutância do filtro L de entrada (H)
R_i	Valor de resistência do filtro LC de saída (Ω)
L_i	Valor de indutância do filtro LC de saída (H)
C_i	Valor de capacitância do filtro LC de saída (F)
e_g	Tensão da rede elétrica (V)
f_g	Frequência da rede elétrica (Hz)
i_r	Corrente de entrada do SST (A)
i_o	Corrente de saída do SST (A)
v_o	Tensão de saída do SST (V)
v_{dc}	Tensão sobre o <i>link</i> -CC 1 (V)
v_{dc2}	Tensão sobre o <i>link</i> -CC 2 (V)
V_{dc}	Tensão nominal dos <i>links</i> -CC (V)
V_r	Tensão sintetizada pelos módulos em série do estágio retificador (V)
T_s	Tempo de amostragem do modelo preditivo discreto (s)
(k)	Denota os valores medidos das variáveis no instante atual
$(k + 1)$	Denota os valores preditos das variáveis no instante imediatamente futuro
N	Número de estados de chaveamento possíveis do conversor
V_{i1}, V_{i2}	Tensões sintetizadas pelos módulos em paralelo do estágio inversor (V)
i_{i1}, i_{i2}	Correntes de saída dos módulos do estágio inversor (A)
Δi_{dcm}	Variação de corrente no <i>link</i> -CC de índice m ($m = 1,2$)
S_{rm}^N	Estado das chaves dos módulos retificadores
S_{im}^N	Estado das chaves dos módulos inversores
v_{dc}^*	Tensão de referência dos <i>links</i> -CC (V)
ω	Frequência de oscilação do sistema (rad/s)
p^*	Potência ativa de referência do SST (W)

q^*	Potência reativa de referência do SST (kvar)
$e_{\alpha g}$	Componente de sequência positiva da tensão da rede em eixo direto (V)
$e_{\beta g}$	Componente de sequência positiva da tensão da rede em quadratura (V)
i_r^*	Corrente de entrada de referência do SST (A)
$ V_o ^*$	Amplitude da tensão de saída de referência do SST (V)
θ_i^*	Fase da tensão de saída de referência do SST (°)
v_o^*	Tensão de saída de referência do SST (V)
P	Penalidade aplicada aos estados de curto-circuito na função custo
g^N	Função custo do controle preditivo
W_{v_o}	Peso da parcela relativa à tensão de saída do SST na função custo
W_{i_r}	Peso da parcela relativa à corrente de entrada do SST na função custo
W_{dc}	Peso da parcela relativa à tensão dos <i>links</i> -CC na função custo
M	Largura da janela do filtro de mediana da malha de cálculo de referências
K_p	Ganho proporcional do controlador PI da malha de cálculo de referências
K_i	Ganho integral do controlador PI da malha de cálculo de referências
$THD(i_r)$	Taxa de distorção harmônica da corrente de entrada do SST (%)
$THD(v_o)$	Taxa de distorção harmônica da tensão de saída do SST (%)
$THD(i_o)$	Taxa de distorção harmônica da corrente de saída do SST (%)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	Contextualização e Apresentação do Trabalho	18
1.2	Objetivo Geral.....	21
1.3	Objetivos Específicos	21
2	METODOLOGIA E ETAPAS DE DESENVOLVIMENTO	22
2.1	Metodologia	22
2.2	Etapas de Desenvolvimento	22
2.3	Conclusões Parciais	24
3	ESTADO DA ARTE DOS SSTs.....	25
3.1	Principais Topologias	25
3.2	Os SSTs em Sistemas de Tração e <i>Smart Grids</i>	29
3.3	Conclusões Parciais	32
4	O SST BASEADO EM CHB-B2B.....	33
4.1	Principais Topologias	33
4.2	Conclusões Parciais	37
5	CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO.....	38
5.1	Abordagem Geral	38
5.2	Modelagem Preditiva	41
5.2.1	Modelo Preditivo do Retificador.....	42
5.2.2	Modelo Preditivo do Inversor.....	43
5.2.3	Modelo Preditivo dos <i>Links-CC</i>	44
5.2.4	Cálculo dos Sinais de Referência do SST	45
5.2.5	Função Custo	46
5.3	Conclusões Parciais.....	47
6	SIMULAÇÕES E RESULTADOS.....	48
6.1	Operação do SST Sob Cargas Diversas.....	49
6.2	Operação do SST Sob Distúrbios na Rede Elétrica.....	54

6.3	Conclusões Parciais.....	58
7	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS.....	59
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	61
	APÊNDICE A – DIAGRAMA DE BLOCOS NO SIMULINK.....	66

1 INTRODUÇÃO

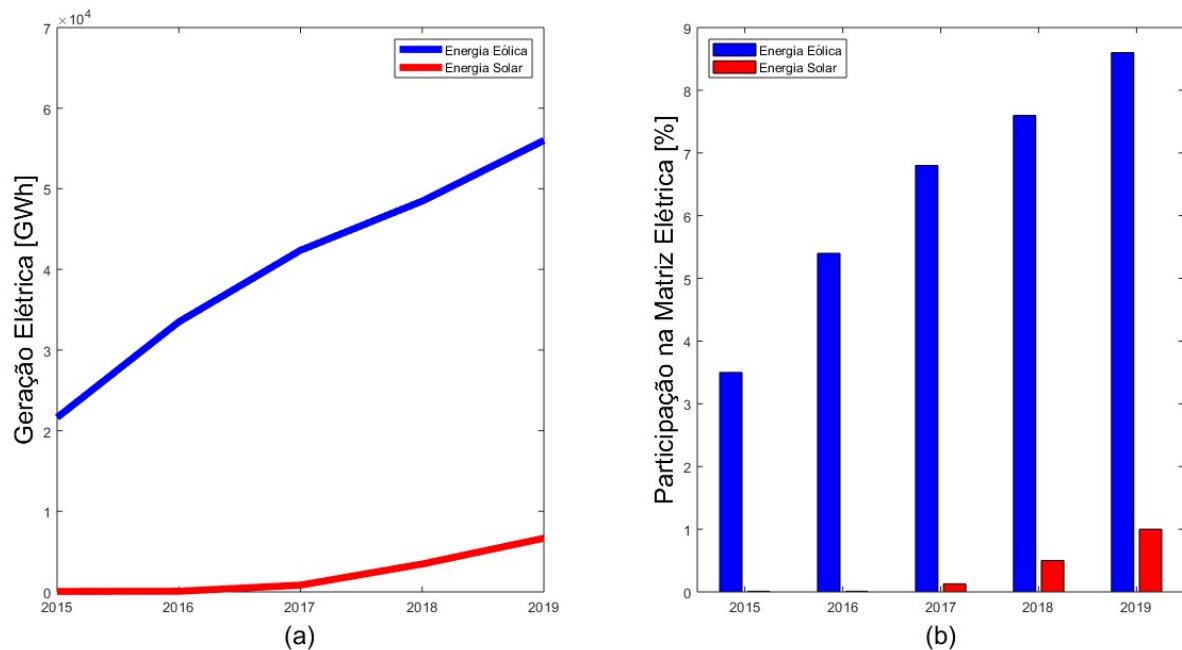
1.1 Contextualização e Apresentação do Trabalho

O desenvolvimento de novas tecnologias e a crescente demanda por energia tendem a transformar as características dos equipamentos utilizados em processos industriais e da matriz energética mundial. Aplicações industriais requerem equipamentos cada vez mais potentes, como motores, bombas e compressores, pressionando a rede elétrica, enquanto o aumento da participação de fontes renováveis na geração de energia demanda que o sistema elétrico, predominantemente passivo e estático, torne-se mais ativo e dinâmico (RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002; KADANDANI et al., 2019).

No período de 2015 a 2019 a geração solar fotovoltaica, fonte de energia recente no Brasil, aumentou mais de 112 vezes (EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA, 2016, 2018, 2020), atingindo 1% de participação na matriz elétrica brasileira em 2019. Neste ano, 25% dos 6.655 GWh provenientes de fontes solares fotovoltaicas foram gerados em plantas de micro e minigeração distribuída, modalidade que também tem crescido (EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA, 2020). Já o setor eólico viu sua participação na matriz elétrica aumentar de 3,5% em 2015, com 21.626 GWh, para expressivos 8,6% em 2019, com 55.986 GWh, conforme ilustrado no Gráfico 1.

Neste contexto, é fundamental que as redes elétricas, seus componentes e a tecnologia para a indústria passem por adequações físicas e qualitativas. Soluções baseadas em eletrônica de potência têm sido extensamente estudadas, alcançando mais importância nos últimos anos. A ampla gama de topologias de conversores e métodos de controle aplicáveis possibilitam também uma grande variedade de aplicações destes equipamentos, a exemplo de fontes de potência ininterruptas (AAMIR; KALWAR; MEKHILEF, 2016; CORTES et al., 2009), filtros ativos (TARISCIOTTI et al., 2017) e os transformadores de estado sólido (SSTs), objeto deste trabalho.

Gráfico 1 – Geração de energia (a) e participação na matriz elétrica (b) das fontes eólica e solar fotovoltaica



Fonte: Produção do próprio autor.

Segundo Liserre e outros (2016), os SSTs têm a capacidade para atuar como uma interface central desta rede elétrica dinâmica e ativa, reunindo toda a informação advinda das fontes de geração de energia e dos consumidores. Dentre alguns recursos, possibilitam que se leve em conta o nível de prioridade das cargas na rede, o planejamento da alimentação de cargas específicas e o armazenamento de energia em sistemas de baterias, bem como um manejo otimizado de toda a energia disponível. Além disso, permitem a integração à rede de energias geradas por diferentes fontes, a exemplo de placas fotovoltaicas e turbinas eólicas, apresentam bom funcionamento durante afundamentos de tensão e operam com fator de potência unitário (SHE et al., 2012).

Em redes de distribuição, o grande desafio dos SSTs para uma implementação em larga escala é superar os transformadores de potência de baixa-frequência convencionais (LFTs) em custo, eficiência e confiabilidade, ainda garantindo os recursos supracitados (LISERRE et al., 2016). Do ponto de vista da alimentação de cargas industriais de alta potência, em especial em aplicações onde é desejada a redução de peso e volume do equipamento, como por exemplo em sistemas de tração, os SSTs também podem oferecer vantagens, pois mesmo sendo consideravelmente mais leves e menos volumosos que os LFTs, são capazes de atingir níveis altos de potência (HANNAN et al., 2020).

Uma vez que um aumento dos níveis de tensão na rede significa um aumento nos níveis de potência, uma possibilidade interessante para a composição de um SST é a utilização de estruturas de conversores multinível, como por exemplo a ponte-H em cascata (CHB). A forma de onda de saída do CHB é escalonada em diferentes níveis, de acordo com as conexões entre os módulos ponte-H e a comutação das chaves do conversor. As conexões em série e paralelo permitem que cada módulo contribua individualmente com valores distintos de tensão e corrente, em comparação com os valores totais de saída (OLIVEIRA, F. S. et al., 2019a). Além disso, em aplicações de alta potência, é fundamental que os conversores possam operar nos quatro quadrantes de potência, propriedade que assegura a bidirecionalidade do fluxo de potência. Por isso, são frequentemente conectados na configuração *back-to-back* (B2B), que permite esse tipo de operação (OLIVEIRA, F. S. et al., 2019b)

Em outras palavras, os SSTs podem ser considerados transformadores inteligentes, capazes de lidar com demandas complexas da rede elétrica. Tipicamente, as configurações de SSTs incluem um retificador CA/CC, um conversor CC/CC com um transformador de potência de alta-frequência (HFT), e um inversor CC/CA (SHE et al., 2012; HANNAN et al., 2020). A utilização dos HFTs para fazer a transformação dos níveis de tensão, no entanto, é uma característica que aumenta o número de semicondutores, o volume, o peso e o custo do equipamento.

Este projeto de graduação apresenta um SST monofásico sem a utilização de transformadores físicos, baseado em um CHB-B2B de 5 níveis com os módulos conectados em série na entrada e em paralelo na saída (ISOP). Os capacitores *links*-CC intermediários são responsáveis pelo balanço de energia do estágio retificador, ponto de conexão da rede elétrica, para o estágio inversor, ponto de conexão da carga. Essa configuração possui um número reduzido de semicondutores (OLIVEIRA, F. S. et al., 2019a) além de ser versátil para o incremento dos níveis de tensão via acréscimo de módulos ponte-H, devido aos capacitores isolados entre si.

Esta topologia com capacitores isolados gera, no entanto, estados de chaveamento de curto-circuito. Assim, quanto maior o número de módulos conectados, ou seja, quanto mais capacitores fizerem parte do circuito, maiores dificuldades são impostas ao controle. Para garantir uma boa controlabilidade das variáveis desejadas, a saber a tensão dos *links*-CC, a

corrente de entrada e a tensão de saída do SST, e para restringir os estados de chaveamento indesejados, os fundamentos do controle preditivo baseado em modelo (MPC) são aplicados.

O SST proposto é implementado no *software* MATLAB/Simulink, devendo ser capaz de operar em diferentes cenários de carga definidos, a saber: operação em vazio, alimentando carga resistiva, indutiva, capacitiva e não linear. Além disso, distúrbios como um afundamento de 50% do valor nominal e a inclusão de uma poluição harmônica severa são aplicados na tensão de alimentação do SST, devendo este isolar a carga dos distúrbios. Os resultados obtidos são apresentados e discutidos ao longo deste trabalho.

1.2 Objetivo Geral

O objetivo geral deste projeto de graduação é a implementação do controle preditivo aplicado a um SST baseado em um conversor CHB-B2B de 5 níveis, modelando o sistema no *software* MATLAB/Simulink.

1.3 Objetivos Específicos

Os objetivos específicos, os quais constituem parte fundamental no cumprimento do objetivo geral, são:

- Avaliar a performance do SST a vazio e alimentando cargas resistivas, capacitivas, indutivas e não lineares;
- Avaliar a performance do SST alimentando uma carga não linear durante dois distúrbios na rede de alimentação: um afundamento e a inclusão de uma taxa de distorção harmônica de 10%;
- Obter de uma taxa de distorção harmônica inferior a 5% nas variáveis controladas do SST, para todos os cenários de carga e distúrbios na rede simulados, de modo a avaliar o desempenho do sistema;
- Obter fator de potência unitário para todos os cenários de carga e distúrbios na rede simulados.

2 METODOLOGIA E ETAPAS DE DESENVOLVIMENTO

2.1 Metodologia

Quanto à sua natureza, este projeto de graduação classifica-se como uma pesquisa aplicada, uma vez que gera conhecimentos dirigidos à solução de problemas específicos de conversores de potência, aplicáveis tanto em outros trabalhos como em possíveis implementações em bancada de testes, além de outras aplicações práticas que envolvam conversores CHB-B2B.

Em relação aos objetivos, trata-se de uma pesquisa explicativa, uma vez que busca o aprofundamento da realidade e o estudo de correlações entre as variáveis independentes do sistema, controladas experimentalmente no *software* de simulação, e as variáveis modeladas com o controle preditivo, que constituem as variáveis dependentes do sistema (PRODANOV; FREITAS, 2013).

Do ponto de vista dos procedimentos técnicos, este trabalho é uma pesquisa experimental, já que uma vez implementada a simulação em *software*, manipulam-se as variáveis de interesse a fim de que seja possível observar, de maneira controlada, as influências delas na operação do SST (PRODANOV; FREITAS, 2013). Os resultados obtidos são então apresentados e analisados sob uma perspectiva quantitativa, levando em consideração as métricas para a avaliação do desempenho do SST.

2.2 Etapas de Desenvolvimento

Inicialmente, realizou-se uma revisão de literatura sobre o tema central do projeto de graduação, sintetizada na seção 3, Estado da Arte dos SSTs. A subseção 3.1 apresenta as principais configurações, enquanto a 3.2 apresenta implementações em sistemas de tração e em *smart grids*, principais nichos de aplicação dos SSTs. Outros assuntos determinantes para o desenvolvimento deste trabalho, como o controle preditivo e conversores multiníveis, também foram revisados. Com base nos estudos realizados, foi possível escolher a topologia a ser adotada para a implementação do SST, o conversor CHB-B2B de 5 níveis.

Em seguida, realizou-se nova revisão de literatura, desta vez focada na topologia de conversores escolhida, visando aplicações com controle preditivo. Tendo mapeados os estados de curto-circuito e aprofundado as informações sobre o CHB-B2B, conforme documentado na seção 4 (O SST Baseado em CHB-B2B), foi possível iniciar a modelagem preditiva do sistema. Modelou-se os estágios retificador, inversor, os *links-CC*, os sinais de referência do controle preditivo e a função custo, processo relatado na seção 5, Controle Preditivo Baseado em Modelo. A subseção 5.1 faz uma abordagem geral do controle preditivo, distinguindo os diferentes tipos existentes. Já a subseção 5.2 traz os modelos desenvolvidos, explicitando os métodos matemáticos utilizados.

Implementou-se então as simulações do SST proposto no MATLAB/Simulink. A interface deste *software* permite a montagem de circuitos de potência, bem como a visualização das formas de onda do sistema e o acompanhamento de parâmetros de interesse, como as taxas de distorção harmônica. Além disso, permite a implementação de funções matemáticas intermediando os esquemáticos dos circuitos, o que faz com que seja possível a realização do controle preditivo.

Os parâmetros utilizados nas simulações e os resultados obtidos são mostrados e discutidos na seção 6. Para as simulações com diferentes tipos de carga, foram considerados os cenários com o SST operando em vazio, com carga resistiva, indutiva, capacitiva e não linear, documentados na subseção 6.1. Em seguida, na subseção 6.2, simulou-se o SST alimentando uma carga não linear durante distúrbios na tensão de entrada do equipamento, a saber um afundamento de 50% e a inclusão de um distúrbio harmônico severo na tensão da rede.

As conclusões do projeto de graduação são abordadas na seção 7, bem como possíveis pontos a serem melhorados para trabalhos futuros.

Finalmente, o APÊNDICE A traz os diagramas de blocos montados no MATLAB/Simulink para os modelos do SST, das cargas utilizadas, da malha de geração de referências e do setor de medições.

2.3 Conclusões Parciais

Na seção 2, foi definida a metodologia deste projeto de graduação, com base nos quatro aspectos metodológicos fundamentais. Em síntese, classificou-se o trabalho como uma pesquisa aplicada, explicativa e experimental (com simulações em *software*), com os resultados discutidos sob uma perspectiva quantitativa. Foram explicitadas também as etapas de desenvolvimento do trabalho, seção a seção, afim de facilitar ao leitor o entendimento da organização do texto.

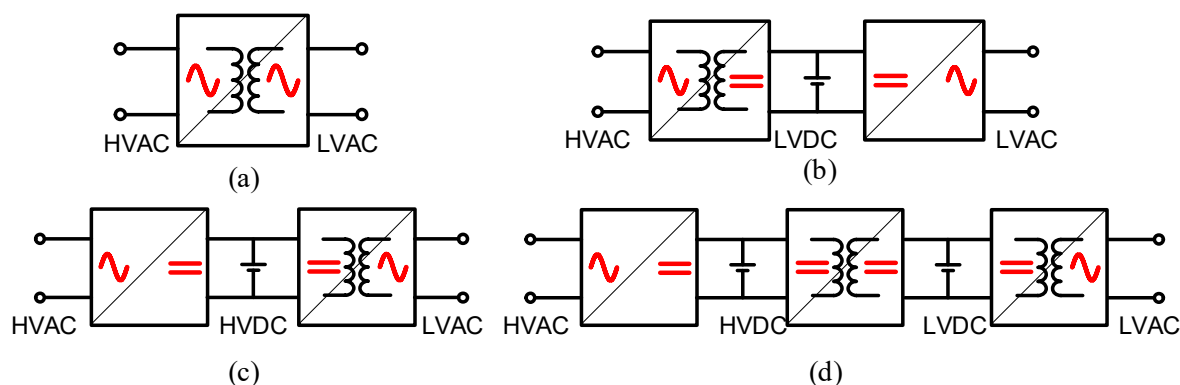
Para iniciar as discussões sobre o referencial teórico utilizado no transcorrer do projeto de graduação, a seção seguinte traz uma revisão bibliográfica sobre a temática dos transformadores de estado sólido. São apresentadas as quatro principais topologias propostas na literatura, bem como exemplos de aplicações dos SSTs nos nichos prioritários, a saber, em sistemas de tração e *smart grids*.

3 ESTADO DA ARTE DOS SSTs

3.1 Principais Topologias

Em resumo, as topologias de SSTs podem ser divididas em quatro configurações clássicas. São elas a topologia de estágio único, a de estágio duplo com *link-CC* no lado de alta tensão (*HVDC Link*), a de estágio duplo com *link-CC* no lado de baixa tensão (*LVDC Link*) e a de estágio triplo (SHE et al., 2012; KADANDANI et al., 2019; HANNAN et al., 2020), conforme apresenta a Figura 1.

Figura 1 – Topologias clássicas dos SSTs: estágio único (a), duplo (b), (c) e triplo (d)



Fonte: Produção do próprio autor.

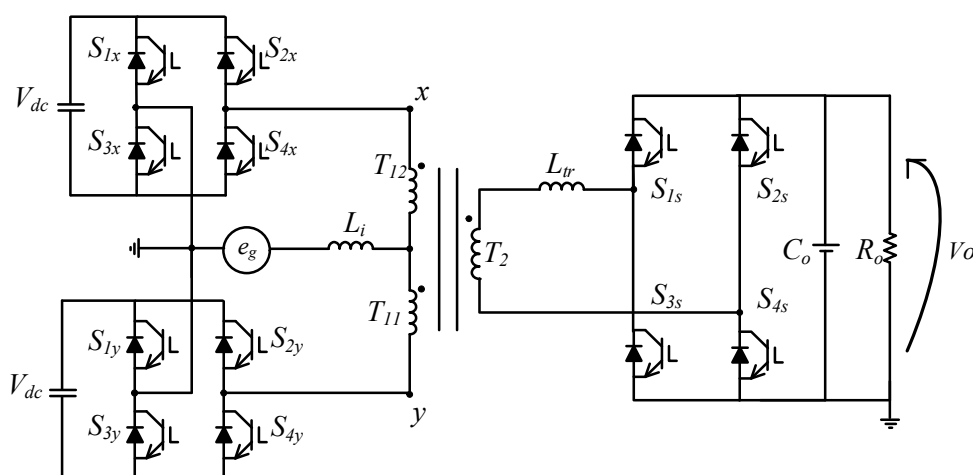
Na topologia de estágio único, da Figura 1(a), a energia é processada diretamente usando um conversor que converte a tensão de entrada de baixa frequência em um sinal de alta frequência, para que o HFT possa fazer a transformação dos níveis de tensão. Em seguida, esta tensão de alta frequência é convertida de volta para um sinal de saída com a frequência desejada, geralmente 50 ou 60 Hz (FALCONES; MAO; AYYANAR, 2010).

Por se tratar de uma configuração mais simples, sem um *link-CC* e com quantidade reduzida de semicondutores, apresenta menos perdas por comutação nas chaves. Em consequência, o SST de estágio único também apresenta maior eficiência e confiabilidade. Embora tenha funcionalidade limitada em comparação com outras topologias, ainda garante um fluxo de potência bidirecional e uma implementação modular simples (FALCONES; MAO; AYYANAR, 2010).

A literatura apresenta SSTs de estágio único baseados em diversas estruturas, como conversores em ponte ativa dupla (DAB), a exemplo dos propostos por Qin e Kimball (2013), Baranwal e outros (2018) e Sun e outros (2020), conversores multinível modulares (MMC), como os propostos por Pacheco, Honório e Oliveira (2019) e J. Liu e outros (2020), e conversores matriciais, como apresentado por Y. Liu e outros (2016). Os métodos de modulação aplicáveis também são flexíveis, como por exemplo o MPC (LIU, Y. et al., 2016), a modulação por largura de pulso (PWM) (SABAHI et al., 2010) e a comutação sob tensão nula (ZVS) (QIN; KIMBALL, 2013). Esta configuração é frequentemente associada a aplicações de alta potência, como no caso de sistemas de tração (PACHECO; HONÓRIO; OLIVEIRA, 2019) e de sistemas de aquecimento por indução eletromagnética (SABAHI et al., 2010), além de aplicações em plantas de geração de energia por fontes renováveis (BARANWAL et al., 2018).

Mostra-se na Figura 2 o esquemático do SST monofásico de estágio único composto por um MMC com módulos ponte-H, proposto por Pacheco, Honório e Oliveira (2019) com foco em aplicações em sistemas de tração. Nota-se que somente o primário é multinível, com dois módulos ponte-H conectados, e tanto a entrada como a saída deste transformador são em corrente contínua.

Figura 2 – SST de estágio único baseado em conversor multinível (MMC) ponte-H



Fonte: Pacheco, Honório e Oliveira (2019).

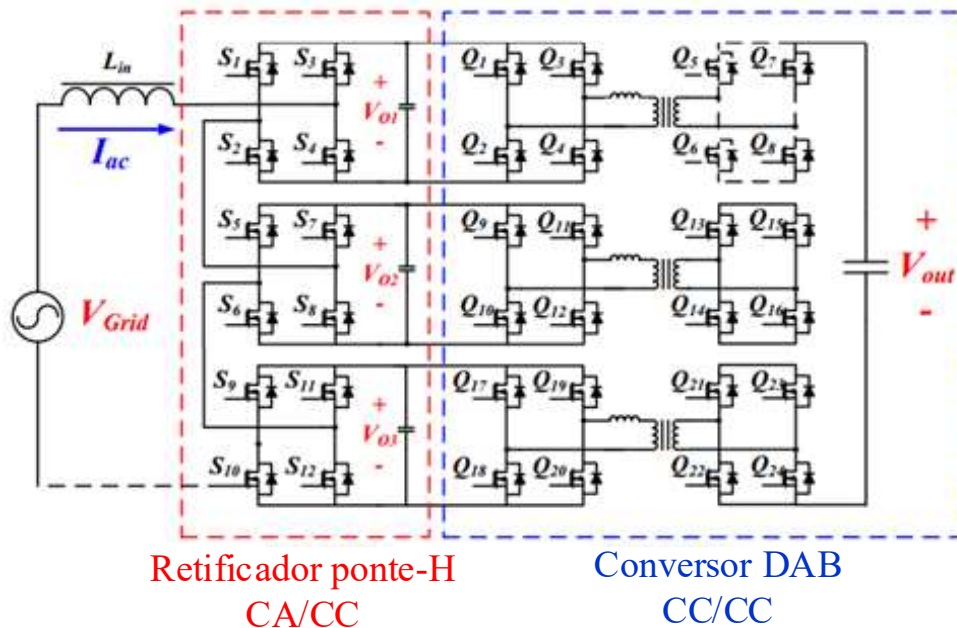
Nota: Adaptado pelo autor.

Para as topologias de estágio duplo, a diferença é que um *link-CC* é conectado ao circuito ou no lado de baixa tensão, conforme a Figura 1(b), ou no lado de alta tensão do SST, como na Figura 1(c). Assim, há estágios de conversão CA/CC e CC/CA, e a energia armazenada no

capacitor permite uma saída CC adicional. Em adição às vantagens da topologia de estágio único, esta configuração também possibilita compensação de potência reativa e baixa distorção harmônica (HANNAN et al., 2020), mas ao custo de maiores perdas por chaveamento, uma vez que a conexão do *link-CC* requer mais semicondutores e aumenta a complexidade do sistema (FALCONES; MAO; AYYANAR, 2010).

Associada a uma boa estratégia de controle, a presença do *link-CC* permite o manejo adequado da energia armazenada. Diversos SSTs de estágio duplo foram propostos ao longo do tempo, como os baseados em CHBs, a exemplo dos propostos por Besselmann, Mester e Dujic (2014) e Yun e outros (2015), e em MMCs, como apresentado por Li e outros (2013). Nas configurações de estágio duplo, o método de modulação mais utilizado é o PWM (HANNAN et al., 2020). A Figura 3 apresenta o esquemático do SST monofásico de estágio duplo proposto por Yun e outros (2015), numa configuração com 3 módulos em cascata, em que cada módulo é composto por uma ponte-H, um *link-CC* e um conversor DAB.

Figura 3 – Esquemático do SST monofásico de estágio duplo baseado em CHB



Fonte: Yun e outros (2015).

Nota: Adaptado pelo autor.

Embora esta configuração apresente um conversor multinível com maior número de módulos conectados, em comparação com o SST de estágio único da Figura 2, nota-se claramente o aumento do número de semicondutores necessários por módulo, agora com a adição do *link-*

CC ao circuito, mais especificamente no lado de alta tensão, uma vez que o HFT neste caso é um abaixador. A saída deste SST também é em corrente contínua, com foco em aplicações de distribuição de baixa tensão. Os SSTs de estágio duplo, no entanto, também são frequentemente associados a aplicações de alta potência (BESSELMANN; MESTER; DUJIC, 2014) e em *smart grids* (LI et al., 2013).

Na topologia de estágio triplo, Figura 1(d), a complexidade do sistema aumenta ainda mais. O maior número de semicondutores e componentes conseqüentemente tornam essa configuração a menos eficiente, de modo que um dos desafios dos pesquisadores em eletrônica de potência hoje é aumentar sua eficiência e confiabilidade. Em termos de funcionalidade, no entanto, os SSTs de estágio triplo apresentam todas as vantagens dos transformadores de estado sólido, com implementação modular simples, possibilitando atingir níveis mais altos de tensão (SHE et al., 2012)

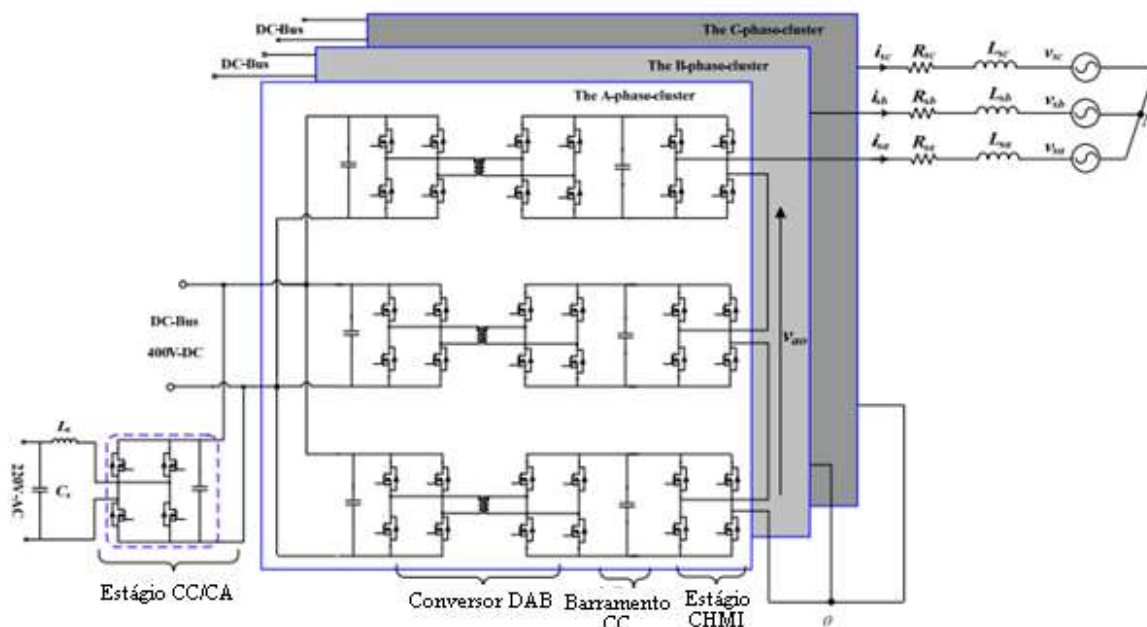
Além dos recursos já apresentados para as outras topologias, esta configuração fornece uma notória melhoria na qualidade da energia entregue, sendo superior também em regulação de tensão, fator de potência, proteção e controlabilidade do sistema. Em adição, os dois *links*-CC permitem saídas de tensão contínua tanto no lado de alta tensão quanto no lado de baixa tensão (HANNAN et al., 2020).

Na Figura 4, está representado o esquemático do SST trifásico de estágio triplo baseado em CHB proposto por Wang e outros (2016), para aplicações em *smart grids*. Possibilita saída de 220 V em corrente alternada e 400 V em corrente contínua, sobre o *LVDC Link*. São conectados 3 módulos por fase, e com a adição do segundo *link*-CC, novamente nota-se o aumento no número de semicondutores por módulo.

A literatura propõe também diversas outras configurações de SSTs de estágio triplo, como os baseados em MMC, a exemplo dos propostos por Sahoo e Mohan (2014) e Lopez e outros (2015), em conversores com ponto neutro grampeado (NPC), como o proposto por Madhusoodhanan e outros (2015), e em DAB, como apresentado por T. Liu e outros (2019). Segundo Hannan e outros (2020), como estratégia de modulação utiliza-se principalmente o PWM. Possui uma extensa gama de aplicações, como nas já citadas *smart grids* e na integração de fontes renováveis (LOPEZ et al., 2015; WANG et al., 2016) e em subestações de potência

inteligentes (MADHUSOODHANAN et al., 2015), permitindo a alimentação de cargas CC dentro da faixa de tensão do *LVDC Link* e do *HVDC Link*

Figura 4 – Esquemático do SST trifásico de estágio triplo baseado em CHB



Fonte: Wang e outros (2016).

Nota: Adaptado pelo autor.

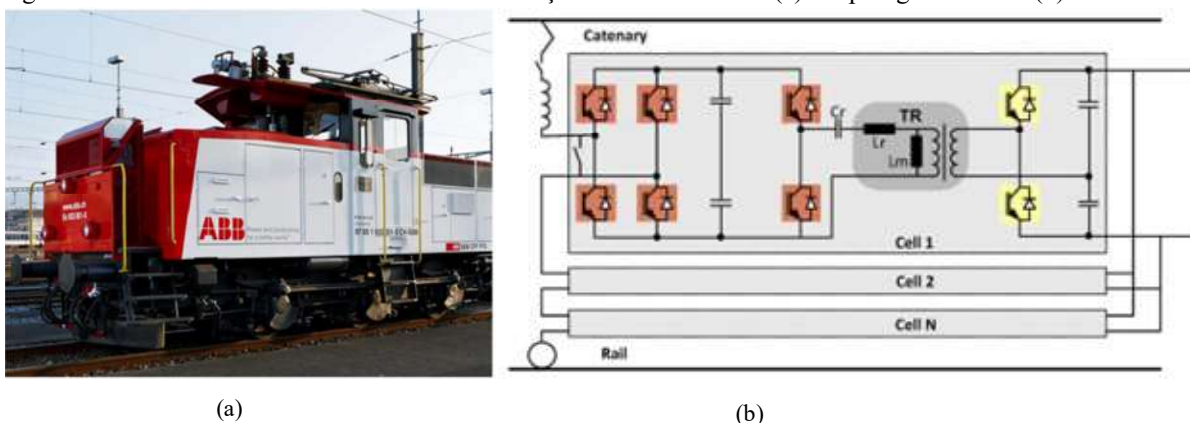
3.2 Os SSTs em Sistemas de Tração e *Smart Grids*

Os SSTs se caracterizam como um equipamento que está transitando entre estudos acadêmicos, com testes em bancada, e aplicações ainda sob demanda. Segundo Liserre e outros (2016), o impacto dos SSTs em curto prazo deverá se dar pelos recursos fornecidos que poderão aperfeiçoar as atividades econômicas de companhias e indústrias e em implementações em nós específicos da rede elétrica, em especial em microrredes de geração distribuída ou pequenas plantas de potência, mas ainda sem perspectiva de produção em massa.

Para aplicações práticas, os SSTs de estágio triplo têm sido os favoritos, principalmente por oferecerem a funcionalidade de alimentação CC para qualquer carga dentro das especificações de tensão dos *links-CC*. Outro aspecto importante levado em consideração é o grau de facilidade da implementação modular dos conversores da topologia, que permite que o equipamento atinja níveis mais altos de tensão e potência, dividindo os esforços entre os módulos.

Segundo Farnesi, Marchesoni e Vaccaro (2016), o maior esforço para o desenvolvimento de SSTs comerciais até hoje tem sido feito pela empresa suíça ABB, que apresentou em 2007 seu primeiro protótipo objetivando a implementação em locomotivas. A sequência dos estudos culminou no primeiro projeto desenvolvido, testado em campo e aprovado, apresentado por Zhao e outros (2014). A locomotiva utilizada está representada na Figura 5(a), e o esquemático da topologia proposta pela ABB na Figura 5(b). Outras empresas, como a alemã Alstom Transport Deutschland e a canadense Bombardier Transportation, também realizaram estudos incipientes e prototipagem para a implementação de SSTs em sistemas de tração, mas não há registro de testes práticos.

Figura 5 – Locomotiva da ABB com sistema de tração baseado em SST (a) e topologia utilizada (b)



Fonte: Zhao e outros (2014).

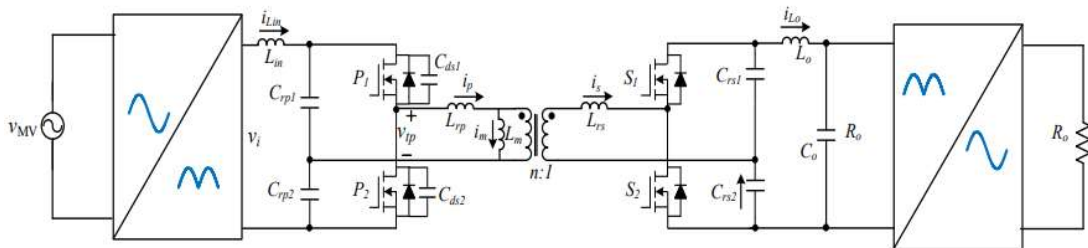
Trata-se de um SST baseado em MMC, com 9 módulos conectados em ISOP. Cada módulo possui três estágios: um estágio de entrada CA/CC em ponte-H, um estágio intermediário CC/CA em meia ponte-H com um transformador de média frequência e um estágio de saída CA/CC em meia ponte-H. A chave na entrada de cada módulo possibilita o *by-pass*. O projeto foi implementado com 1,2 MVA de potência, convertendo a tensão CA de 12 kV–16,7 Hz da rede para uma saída CC de 1,5 kV, provendo um aumento de 93 para 96% na eficiência da transformação, e está em operação até hoje na malha ferroviária suíça.

Huang e outros (2011) desenvolveram um protótipo objetivando aplicações em redes de distribuição. O projeto foi concebido para 20 kVA de potência, realizando a conversão de uma tensão CA de 7,2 kV para saídas de 120/240 V em CA ou 400 V em CC, e batizado de *Future Renewable Electric Energy Delivery and Management System* (FREEDM System). Com testes contra afundamentos e faltas na rede elétrica realizados com sucesso, foi inicialmente

implementado com IGBTs de 6,5 kV e numa topologia de estágio triplo baseada em MMC com conexão ISOP. Cada módulo originalmente foi composto por pontes-H nos estágios CA/CC de entrada e CC/CC dos *links*-CC e por um conversor convencional na conexão paralelo do estágio CC/CA de saída.

O avanço dos estudos resultou no aperfeiçoamento deste modelo, culminando em um SST CA/CA de estágio único (ZHU et. al, 2017), com eficiência superior a 97%, contra 85% no projeto inicial. Neste caso, os IGBTs de 6,5 kV foram substituídos por MOSFETs de carbeto de silício (SiC) de 15 kV, semicondutores que têm possibilitado grandes avanços na eletrônica da potência (HUANG, 2016). Por ser uma configuração de estágio único, desta vez baseada em um conversor ressonante série (SRC), o SST nomeado de FREEDM System Gen. III não apresenta saída em CC. As Figuras 6 e 7 apresentam o esquemático e o chassi do transformador, respectivamente.

Figura 6 – Esquemático do FREEDM System Gen. III



Fonte: Zhu e outros (2017).

Figura 7 – Chassi do FREEDM System Gen. III: parte externa (a) e interna (b)



(a)

(b)

Fonte: Zhu e outros (2017).

3.3 Conclusões Parciais

Na subseção 3.1 foram apresentadas as quatro principais configurações de SSTs: estágio único, estágio duplo com *link*-CC em baixa tensão, estágio duplo com *link*-CC em alta tensão e estágio triplo. Estas configurações foram apresentadas sob o formato de um esquemático geral, no diagrama de blocos da Figura 1, mas para cada uma delas verificou-se uma extensa gama de possibilidades de conversores e métodos de modulação e controle a serem utilizados, com base na literatura disponível. Alguns exemplos são citados ao longo do texto.

Na subseção 3.2, foram apresentadas as principais experiências práticas encontradas na literatura: o SST desenvolvido pela empresa suíça ABB em 2012, para a aplicação em uma locomotiva que se encontra em funcionamento até hoje, e o SST denominado de FREEDM System Gen. III, apresentado por um grupo de pesquisadores da Universidade Estadual da Carolina do Norte, nos Estados Unidos, em fase de testes em bancada e com foco em aplicações em *smart grids*.

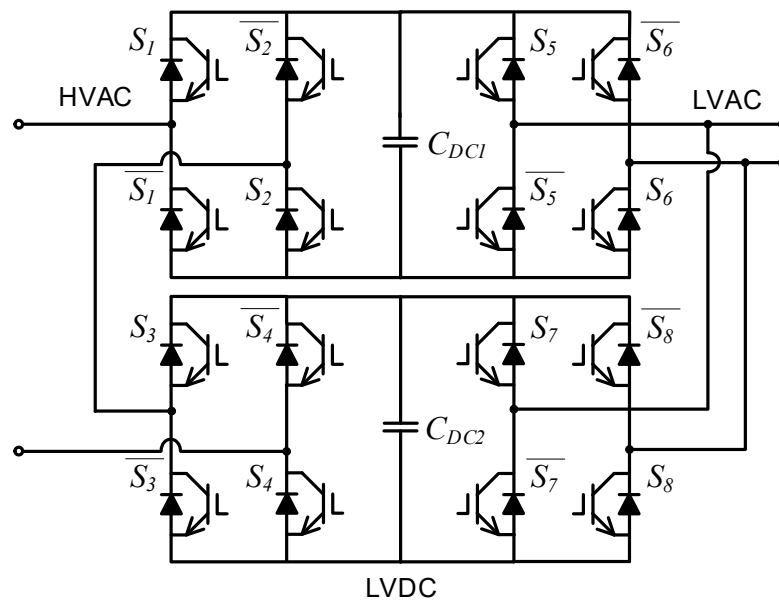
Dessa forma, na seção seguinte é apresentada a topologia de conversores de eletrônica de potência escolhida para este trabalho: o CHB-B2B.

4 O SST BASEADO EM CHB-B2B

4.1 Apresentação da Topologia

A topologia apresentada, sem uso de transformadores físicos, é baseada em um conversor CHB-B2B de 5 níveis com os módulos ponte-H conectados em ISOP, cujo esquemático está representado na Figura 8. Os capacitores C_{DC1} e C_{DC2} isolados entre si são responsáveis pelo balanço de energia do estágio retificador para o estágio inversor.

Figura 8 – Conversor CHB-B2B de 5 níveis com conexão ISOP



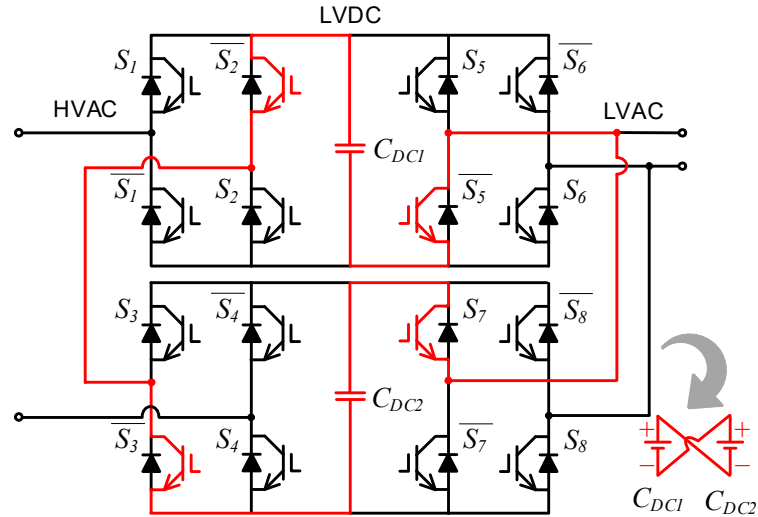
Fonte: Produção do próprio autor.

Cada uma das 16 chaves do SST pode assumir dois estados diferentes, *on* e *off*, resultando num total de 2^{16} (65.536) estados de chaveamento possíveis. Considerando que as chaves de cada perna dos módulos estão intertravadas, ou seja, não podem estar simultaneamente ligadas ou desligadas, apenas 2^8 (256) estados de chaveamento permanecem possíveis. O intertravamento na Figura 8 é representação pela notação de negação lógica (e.g. S_3 e \bar{S}_3). Esta estratégia de comutação, denominada de chaveamento unipolar, diminui o esforço computacional necessário, uma vez que há consideravelmente menos estados a analisar (CAMARGO et al., 2020).

Como estas chaves são comutadas de forma independente, alguns dos estados de chaveamento possíveis criam caminhos de curto-circuito em um ou ambos os capacitores, podendo assim

danificar o conversor inteiro, de modo que devem ser restringidos. Um possível caminho de curto-circuito para o SST está representado na Figura 9.

Figura 9 – Possível caminho de curto circuito no CHB-B2B de 5 níveis



Fonte: Produção do próprio autor.

Uma análise de curto-circuito baseada na teoria de grafos realizada por F. S. Oliveira e outros (2019a) provou que, para o CHB-B2B de 5 níveis, dos 256 estados de chaveamento possíveis, apenas 40 não são estados de curto-circuito, o que corresponde a aproximadamente 16% do total. A Tabela 1 apresenta os estados de operação (verde) e de curto-circuito (vermelho) para este conversor, bem como as tensões geradas por cada estágio.

Tabela 1 – Tabela de curto-circuito do CHB-B2B de 5 níveis

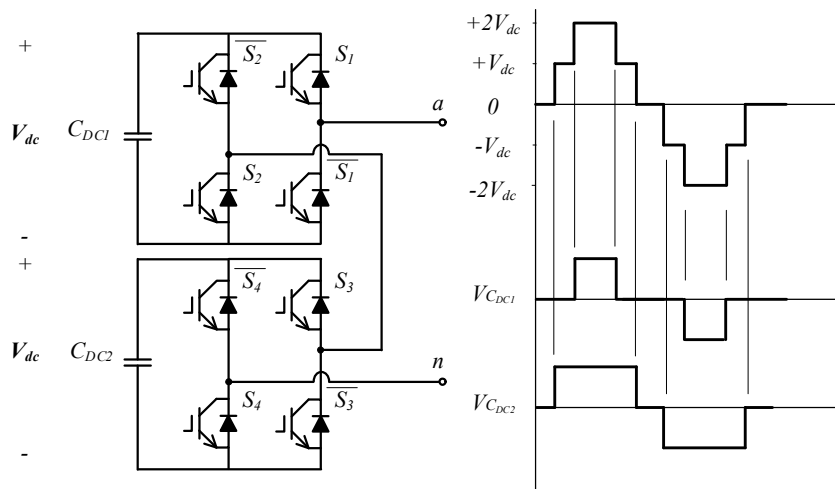
Tensão do inversor (paralelo)		Tensão do retificador (série)		Tensão do estágio																	
				S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8		
S5	S6	S7	S8	+2Vdc	+Vdc	+Vdc	+Vdc	+Vdc	0	0	0	0	0	0	0	-Vdc	-Vdc	-Vdc	-Vdc	-2Vdc	
1	1	1	1	+Vdc	+Vdc	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0
1	1	0	1	+Vdc	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	1	0	+Vdc	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	1	0	+Vdc	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	0	+Vdc	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0
1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1
0	1	0	1	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0
0	1	1	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	+Vdc	-Vdc	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	1	-Vdc	+Vdc	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	-Vdc	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	-Vdc	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	-Vdc	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	-Vdc	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	-Vdc	-Vdc	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0

Fonte: F. S. Oliveira e outros (2019a).

Nota: Adaptado pelo autor.

Ainda assim, o conversor é capaz de sintetizar os 3 níveis de tensão da saída inversora em paralelo e os 5 níveis de tensão da entrada retificadora em série, o que é fundamental para uma operação com baixa taxa de distorção harmônica. Na Figura 10 é apresentada a forma onda de 5 níveis característica da topologia proposta, sintetizada pelo estágio retificador. Nota-se que, para um CHB, quanto maior o número de módulos conectados em série, mais níveis a tensão de saída apresenta e, portanto, menor é a taxa de distorção harmônica (RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002).

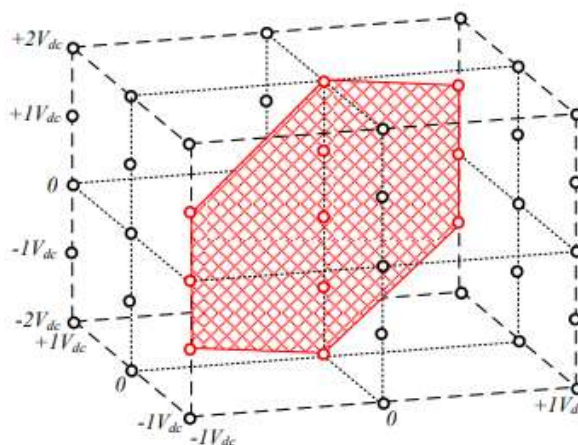
Figura 10 – Dois módulos ponte-H em série e forma de onda de 5 níveis associada



Fonte: Produção do próprio autor.

Na Figura 11 são apresentadas as 11 combinações possíveis de tensão que podem ser sintetizadas pelo CHB-B2B de 5 níveis, com base na análise da Tabela 1.

Figura 11 – Combinações de tensão possíveis do CHB-B2B de 5 níveis



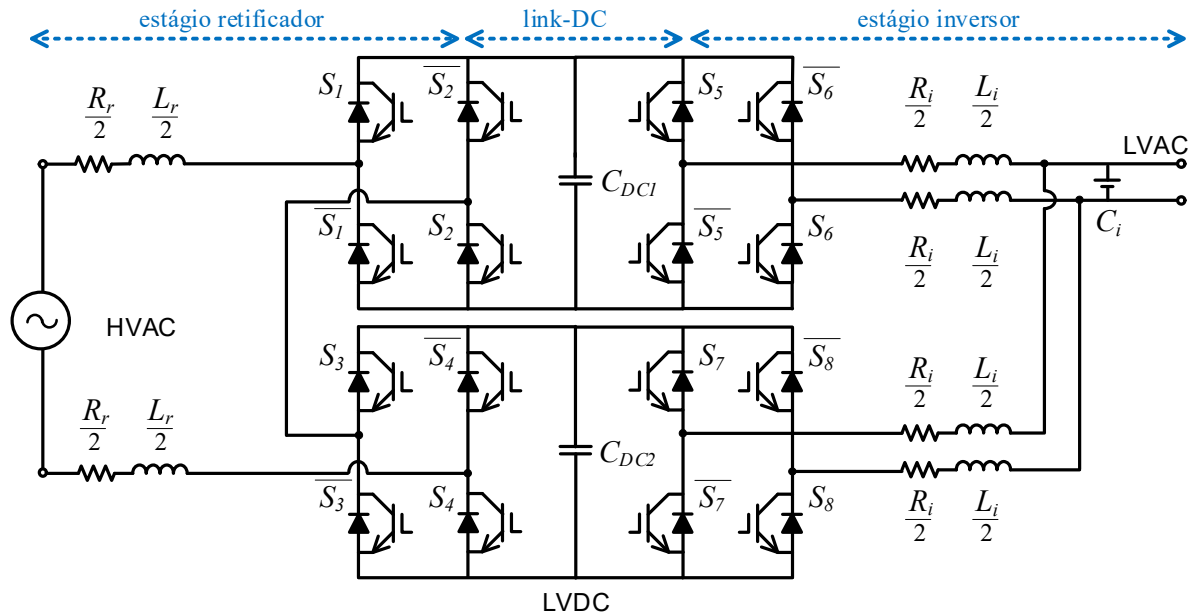
Fonte: F. S. Oliveira e outros (2019a).

Tipicamente, para evitar a propagação de curtos-circuitos, as topologias de SSTs usam ou um HFT ou um LFT como dispositivo intermediário entre os estágios retificador e inversor. Se por um lado esses dispositivos garantem o isolamento galvânico, por outro significam um aumento no número de semicondutores do circuito, e, conseqüentemente, um aumento no número de estados de chaveamento possíveis. Além disso, significam um aumento no custo, peso e tamanho do SST (OLIVEIRA, F. S. et al., 2019a). Uma alternativa possível, no entanto, é a implementação de uma estratégia de controle capaz de restringir os estados indesejados, como o MPC.

Nota-se que, por não utilizar transformadores intermediários, não há relação física de espiras na topologia proposta, mas a própria conexão ISOP entre os módulos garante uma relação de transformação entre a entrada e a saída do SST. A associação em série do lado da rede elétrica aumenta o nível de tensão da entrada, bem como sintetiza a forma de onda de 5 níveis com baixa taxa de distorção harmônica. A associação em paralelo do lado da carga aumenta o nível da corrente de saída total, dividindo metade da potência demandada pela carga para cada módulo. Assim, esta configuração gera uma relação de transformação de 2:1.

O SST baseado em CHB-B2B também apresenta uma implementação modular simples, mas o sucessivo aumento no número de *links*-CC conectados ao circuito torna a malha de controle cada vez mais complexa. Os níveis adequados de conteúdo harmônico e o controle da tensão CA de saída são assegurados com a aplicação de um filtro LC no ponto de conexão da carga. Com o mesmo objetivo para a corrente de entrada, um filtro L pode ser aplicado na malha de entrada do SST. Na Figura 12, apresenta-se o esquemático completo da topologia proposta, com a inclusão dos filtros supracitados. As pequenas resistências R_r e R_i representam as perdas elétricas nos indutores dos filtros L e LC, respectivamente.

Figura 12 – Esquemático completo do SST proposto



Fonte: Produção do próprio autor.

4.2 Conclusões Parciais

Nesta seção, foram apresentadas as principais características do SST baseado em um CHB-B2B de 5 níveis, com esquemáticos representando o sistema e explicitando também a forma de onda característica da topologia. Foi introduzido o problema dos estados de curto-circuito da topologia, de modo que na Tabela 1, adaptada pelo autor a partir de uma análise baseada na teoria de grafos feita por F. S. Oliveira e outros (2019a), estão sintetizadas todas as possibilidades de chaveamento do conversor, considerando uma comutação unipolar das chaves. Os estados permitidos representam apenas cerca de 16% do total, mas ainda assim possibilitam a síntese dos 5 níveis de tensão do estágio retificador e dos 3 níveis de tensão do estágio inversor.

Uma vez que a topologia proposta não possui transformador físico, ao contrário das configurações clássicas de SST, evitar os estados de curto-circuito torna-se ainda mais importante, pois não há isolamento galvânico. Dessa forma, retoma-se a proposta do uso do MPC para restringir os estados de chaveamento indesejados e garantir boa controlabilidade das variáveis desejadas. Esta estratégia de controle é abordada na próxima seção, bem como o desenvolvimento do modelo matemático do sistema para sua implementação.

5 CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO

5.1 Abordagem Geral

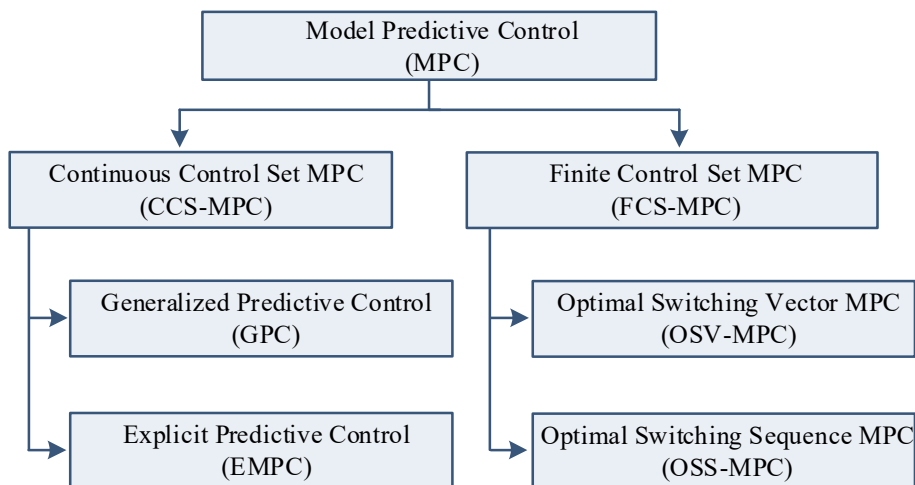
O controle preditivo baseado em modelo, ou MPC, é uma estratégia de controle não linear baseada na modelagem matemática do sistema. Por esse motivo, é um controle com uma ampla variedade de aplicações, sendo originalmente utilizado em processos industriais e posteriormente em eletrônica de potência, em especial após o desenvolvimento de *hardwares* de controle mais sofisticados (VASILADIOTIS et al., 2011).

Consiste em fazer a predição de todos os estados futuros possíveis de uma determinada variável, considerando um horizonte temporal de análise. Essa predição é calculada com base nas informações disponíveis dos estados atuais das variáveis e de parâmetros constantes do sistema, e em seguida uma função custo seleciona o estado futuro cuja resposta gera o menor erro em comparação com um sinal de referência estabelecido. O estado selecionado é então aplicado ao conversor e o ciclo se repete para o próximo intervalo de tempo. Em outras palavras, o MPC realiza o rastreamento do sinal de referência em cada intervalo de tempo.

Embora tenha um alto custo computacional, por se tratar de uma estratégia de controle que executa *loops* de cálculos matemáticos em alta frequência, o MPC lida de maneira simples e intuitiva com não linearidades e restrições do sistema (VAZQUEZ et al., 2014). Alguns exemplos de aplicações são em filtros ativos (TARISCIOTTI et al., 2017), fontes de potência ininterruptas (CORTES et al., 2009) e no acionamento de máquinas elétricas rotativas (OLIVEIRA, V. M. R.; CAMARGO; ENCARNAÇÃO, 2020).

Segundo Vazquez e outros (2016), as estratégias de MPC podem ser divididas em duas classes distintas, conforme apresenta a Figura 13. A primeira, chamada de *Continuous Control Set MPC* (CCS-MPC), produz um sinal contínuo ao longo do tempo e, associada a um método de modulação, gera as sequências de pulsos a chavearem o conversor. A modulação geralmente é feita por PWM ou por modulação vetorial espacial (SVM).

Figura 13 – Fluxograma das estratégias de MPC



Fonte: Vazquez e outros (2016).

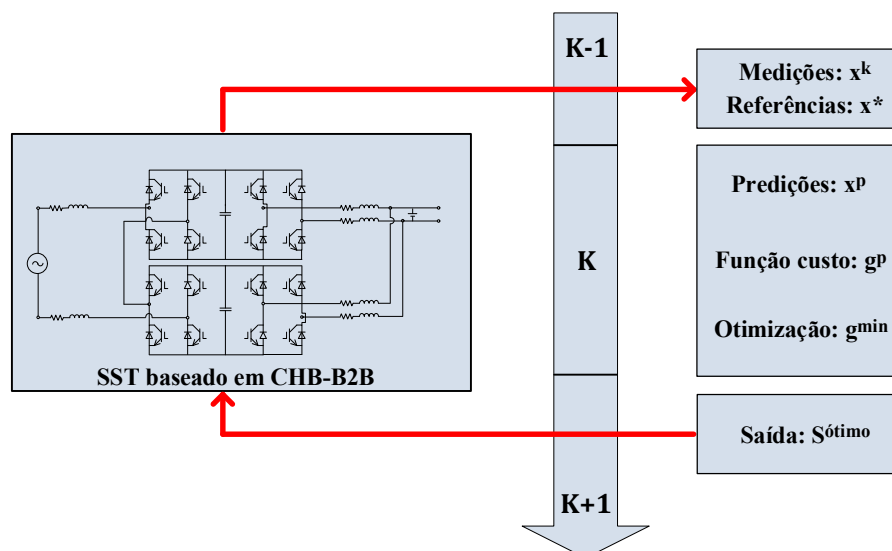
Nota: Adaptado pelo autor.

As estratégias de CCS-MPC mais utilizadas são o *Generalized Predictive Control* (GPC) e o *Explicit MPC* (EMPC), a primeira para problemas lineares e sem restrições e a segunda para problemas não lineares e com restrições. Apesar de possuírem implementação complexa, demandam um custo computacional menor, o que permite um maior horizonte de predição. Isso ocorre pois no CCS-MPC, parte dos cálculos matemáticos do controle são feitos *offline*, ou seja, sem informações do sistema realimentando a malha de controle a todo instante, fazendo com que este funcione parcialmente como uma *lookup table* (VAZQUEZ et al., 2016). A principal vantagem desta estratégia é sua frequência de chaveamento fixa.

A segunda classe, denominada de *Finite Control Set MPC* (FCS-MPC), é mais frequente em aplicações em eletrônica de potência. Isso porquê o FCS-MPC leva em consideração a natureza discreta das chaves dos conversores e, dado o fato de que o número de chaves em um conversor é finito, avalia um número também finito de ações de controle (OLIVEIRA, F. S. et al., 2019a). Um fato importante é que para esta estratégia de controle, não são necessários métodos de modulação. Por outro lado, como a otimização no FCS-MPC é feita online, com medições do sistema alimentando o controle, o custo computacional é maior, o que limita o horizonte de predição (VAZQUEZ et al., 2014). Para o FCS-MPC, os principais tipos de controle são o *Optimal Switching Vector MPC* (OSV-MPC) e o *Optimal Switching Sequence MPC* (OSS-MPC)

O OSV-MPC, cujo algoritmo de implementação está representado na Figura 14, é o mais usado em conversores de potência, por ser um método de baixa complexidade e com uma resposta rápida a variações do sistema. Calcula os estados possíveis da variável controlada em um intervalo de tempo da discretização à frente, e aplica às chaves do conversor a combinação que gera a saída com menor erro em relação a um sinal de referência para esta variável. Esta estratégia, no entanto, gera uma frequência de chaveamento variável, pois a mesma combinação pode ser repetida em intervalos de tempo subsequentes, assim espalhando conteúdo harmônico em uma faixa ampla de frequência, dificultando o dimensionamento dos filtros a serem aplicados.

Figura 14 – Algoritmo genérico de implementação do OSV-MPC



Fonte: Produção do próprio autor.

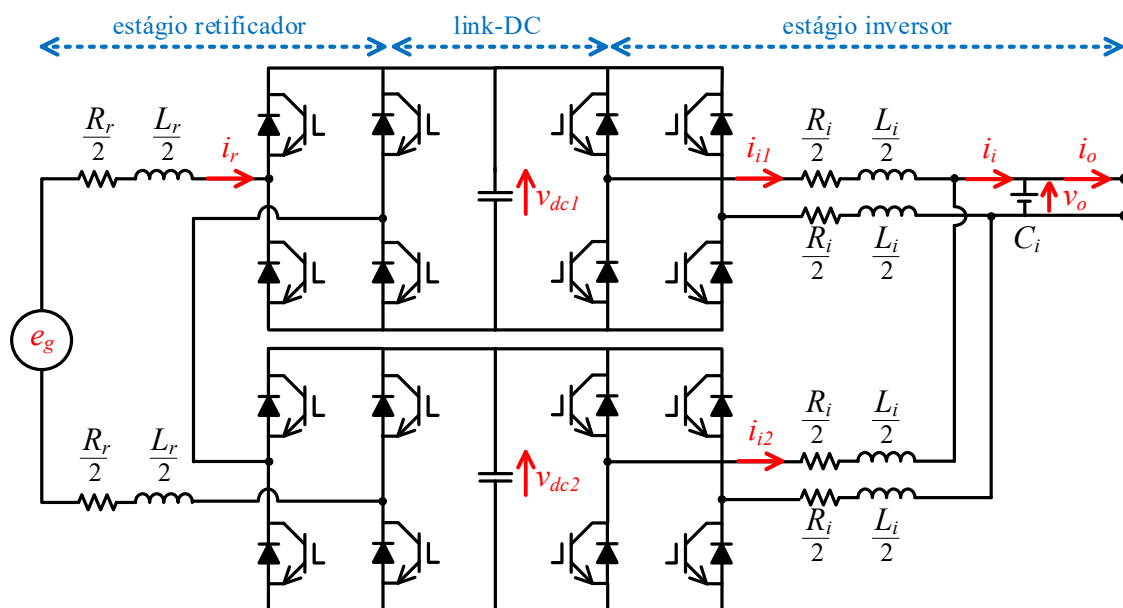
No OSS-MPC esse problema pode ser solucionado, mas ao custo de uma implementação mais complexa (VAZQUEZ et al., 2014). Nesse caso, uma sequência de chaveamento fixa é predefinida por uma sequência de pulsos aplicada ao conversor, tornando possível a manutenção das vantagens de se ter uma frequência de chaveamento fixa e a natureza discreta do algoritmo de controle.

Para controlar as tensões dos *links*-CC, a tensão CA de saída e a corrente de entrada do SST baseado em CHB-B2B, e ao mesmo tempo restringir os estados de curto-circuito com mínimo esforço computacional possível, a estratégia de controle utilizada nesse trabalho é baseada no OSV-MPC.

5.2 Modelagem Preditiva

Para desenvolver o modelo preditivo do sistema, é necessário detalhá-lo matematicamente, modelando os estágios retificador e inversor, os *links-CC* e as referências, e também definir a função custo. Na Figura 15, apresenta-se o esquemático completo do SST baseado em CHB-B2B, assinalando as tensões e correntes circulantes de interesse.

Figura 15 – Esquemático completo do SST com tensões e correntes circulantes



Fonte: Produção do próprio autor.

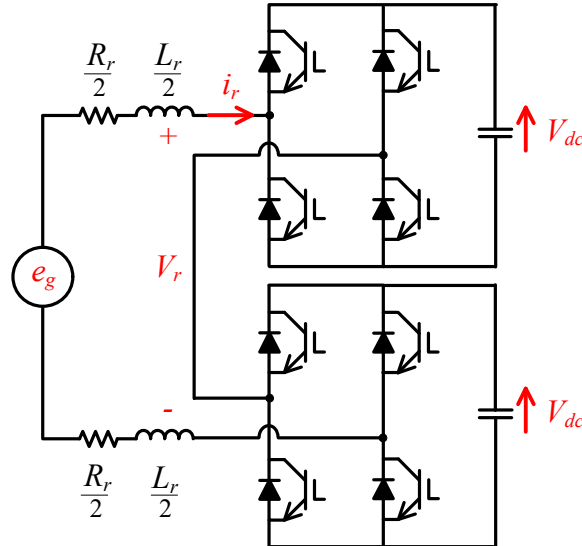
Para o estágio retificador, a malha de controle é formada pela fonte de tensão da rede (e_g) e pelo filtro L , sendo a variável controlada a corrente do retificador (i_r). No estágio inversor, a malha de controle é composta pela corrente de carga (i_o) e pelo filtro LC , e a variável controlada é a tensão de saída (v_o). Além disso, é necessário controlar as tensões dos *links-CC* (v_{dc1} , v_{dc2}) para fazer o balanço de energia no SST.

Cada estágio enxerga as tensões dos *links-CC* separadamente, uma vez que as chaves de cada módulo são independentes entre si. No entanto, como os níveis de tensão dos capacitores são iguais para ambos os estágios, com o objetivo de simplificar o processo de modelagem é possível dividir o esquemático do SST para cada estágio isoladamente e depois sobrepor as equações preditivas, via Teorema da Superposição, sem prejuízo para a análise global, conforme discutido nas próximas subseções.

5.2.1 Modelo Preditivo do Retificador

O circuito simplificado do estágio retificador do SST está representado na Figura 16.

Figura 16 – Circuito simplificado do retificador



Fonte: Produção do próprio autor

Considerando que as tensões dos *links*-CC estão reguladas ($v_{dc1} = v_{dc2} = V_{dc}$), a tensão de saída do retificador (V_r) pode assumir os valores $[-2V_{dc}, -V_{dc}, 0, +V_{dc}, +2V_{dc}]$ devido à conexão série dos módulos ponte-H. Aplicando a Lei de Kirchoff à malha do retificador, a equação (1) é desenvolvida, onde L_r é a indutância do filtro L de entrada e R_r representa as perdas elétricas no indutor.

$$e_g = R_r i_r + L_r \frac{di_r}{dt} + V_r \quad (1)$$

A equação discreta que define o estágio retificador, (2), é pode ser obtida aplicando o método de integração numérica de Euler à equação (1). O tempo de amostragem da discretização é representado por T_s .

$$e_g(k) = R_r i_r(k) + L_r \frac{i_r(k) - i_r(k-1)}{T_s} + V_r^N \quad (2)$$

Uma vez que a frequência da rede é muito pequena em comparação com a frequência de amostragem, ou seja, os sinais discretizados são divididos em uma quantidade muito grande de

amostras, considera-se que a variação na corrente do instante anterior ($k - 1$) ao instante atual (k) é a mesma variação que do instante atual (k) ao instante imediatamente futuro ($k + 1$). Realizando essa aproximação em (3) e rearranjando, a equação preditiva (4) estabelece todas as N possibilidades para a corrente de entrada do SST no próximo instante de chaveamento.

$$e_g(k) = R_r i_r(k) + L_r \frac{i_r(k+1) - i_r(k)}{T_s} + V_r^N \quad (3)$$

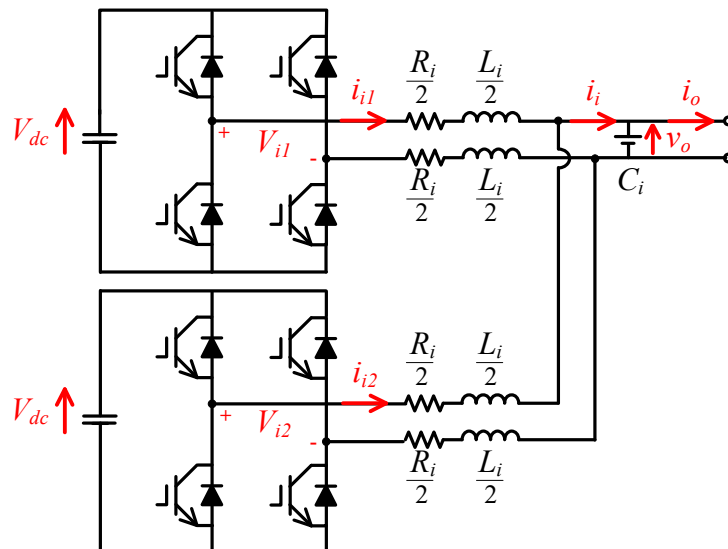
$$i_r^N(k+1) = i_r(k) + \frac{T_s}{L_r} [V_r^N - R_r i_r(k) - e_g(k)] \quad (4)$$

Nota-se que a equação preditiva depende apenas de valores medidos no instante atual e de parâmetros constantes do sistema, bem como do vetor de possibilidades de tensão sintetizáveis pelo estágio retificador, cada uma destas possibilidades podendo atingir 5 níveis de tensão.

5.2.2 Modelo Preditivo do Inversor

Na Figura 17, apresenta-se o circuito simplificado do estágio inversor do SST.

Figura 17 – Circuito simplificado do inversor



Fonte: Produção do próprio autor

Ainda assumindo os *links*-CC como regulados ($v_{dc} = v_{dc2} = V_{dc}$), as tensões de saída dos módulos inversores (V_{i1}, V_{i2}) podem apresentar os valores $[-V_{dc}, 0, +V_{dc}]$ devido à conexão paralelo dos módulos ponte-H. Aplicando a Lei de Kirchoff às malhas inversoras, as equações

(5) a (7) são desenvolvidas, em que L_i e C_i são a indutância e a capacitância do filtro LC de saída, R_i representa as perdas elétricas no indutor e i_{i1} e i_{i2} são as correntes de saída de cada inversor.

$$V_{i1} = R_i i_{i1} + L_i \frac{di_{i1}}{dt} + v_o \quad (5)$$

$$V_{i2} = R_i i_{i2} + L_i \frac{di_{i2}}{dt} + v_o \quad (6)$$

$$i_{i1} + i_{i2} = C_i \frac{dv_o}{dt} + i_o \quad (7)$$

Desenvolvendo de maneira similar ao estágio retificador, (8) e (9) são as equações preditivas que estabelecem todas as N possibilidades de corrente de saída de cada módulo inversor para o próximo instante de chaveamento. Somando as correntes individuais dos módulos, a equação (10) define a equação preditiva da corrente total de saída do SST.

$$i_{i1}^N(k+1) = i_{i1}(k) + \frac{T_s}{L_i} [V_{i1}^N - R_i i_{i1}(k) - v_o(k)] \quad (8)$$

$$i_{i2}^N(k+1) = i_{i2}(k) + \frac{T_s}{L_i} [V_{i2}^N - R_i i_{i2}(k) - v_o(k)] \quad (9)$$

$$i_i^N(k+1) = i_{i1}^N(k+1) + i_{i2}^N(k+1) \quad (10)$$

Finalmente, discretizando a equação (7) e substituindo (10), obtém-se em (11) a equação preditiva para a tensão de saída do SST.

$$v_o^N(k+1) = v_o(k) + \frac{T_s}{C_i} [i_i^N(k+1) - i_o(k)] \quad (11)$$

5.2.3 Modelo Preditivo dos *Links*-CC

Uma vez que os *links*-CC estão diretamente conectados às chaves de ambos os estágios do conversor, intermediando-os, para realizar o controle das tensões dos capacitores é importante controlar o balanço de energia em cada um deles. Em outras palavras, as tensões dos *links*-CC estão diretamente relacionadas ao fluxo de corrente em cada capacitor, como apresentado na equação (12) para o domínio do tempo, onde Δi_{dcm} é a variação do fluxo de corrente em cada

link-CC, C_{dcm} é a capacitância de cada *link*-CC, v_{dcm} é a tensão de cada *link*-CC e m é o índice relativo a cada módulo do CHB-B2B ($m = 1,2$).

$$\Delta i_{dcm} = C_{dcm} \frac{dv_{dcm}}{dt} \quad (12)$$

Discretizando a equação (12) é possível definir as equações preditivas das tensões dos *links*-CC, como apresentado em (13), onde S_{rm}^N e S_{im}^N representam os estados das chaves do módulo retificador e do módulo inversor, respectivamente. Cada módulo pode assumir os valores $[-1, 0, 1]$, indicando se a corrente está circulando pelo terminal positivo, negativo ou contornando o capacitor. Assim, indica também se os capacitores estão sendo carregados, descarregados ou então mantidos no estado atual.

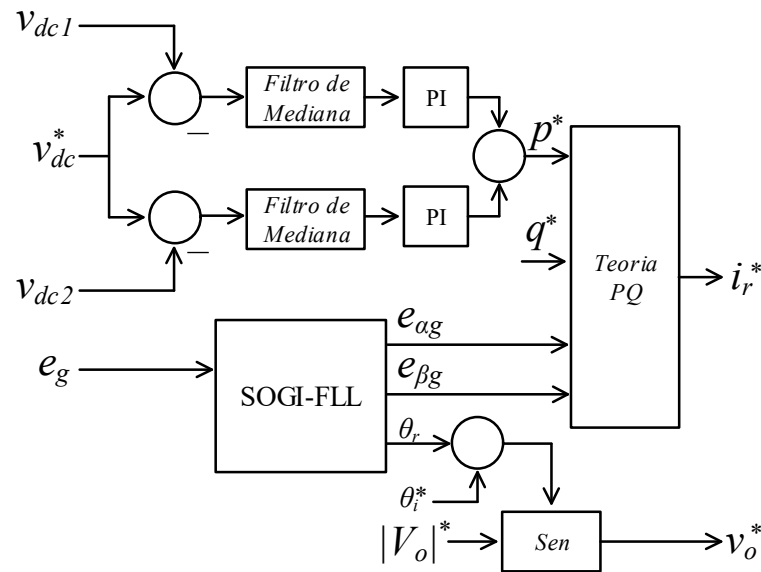
$$v_{dcm}^N(k+1) = v_{dcm}(k) + \frac{T_s}{C_{dcm}} [S_{rm}^N i_r(k) - S_{im}^N i_{im}(k)] \quad (13)$$

5.2.4 Cálculo dos Sinais de Referência do SST

Estando definidas as equações discretas dos modelos matemáticos para todos os estágios do SST, o próximo passo é definir os sinais de referência utilizados no controle preditivo proposto. Na Figura 18 é representada a malha principal de controle, empregada para a geração dos sinais de referência.

A tensão de referência dos *links*-CC (v_{dc}^*), um sinal em corrente contínua, é comparada com as tensões medidas dos *links*-CC (v_{dc1}, v_{dc2}). Um filtro de mediana discreto é aplicado aos erros resultantes desta comparação, com o objetivo de suavizar a oscilação de 2ω na tensão, comum em circuitos monofásicos. Os erros filtrados são então regulados por um controlador proporcional integral (PI) discreto, cujos sinais de saída são somados para definir o total de potência ativa (p^*) demandada pelo retificador para regular a tensão de cada *link*-CC.

Figura 18 – Malha de controle dos sinais de referência do SST



Fonte: Produção do próprio autor.

Considerando os *links*-CC regulados previamente, uma referência nula para a potência reativa do SST é definida ($q^* = 0$), de modo a garantir um fator de potência alto para o estágio retificador durante toda a operação. Um integrador generalizado de segunda ordem (SOGI), em conjunto com um *loop* de bloqueio de frequência (FLL), é aplicado à tensão da rede para extrair dinamicamente as componentes de sequência positiva da tensão em eixo direto e em quadratura ($e_{\alpha g}, e_{\beta g}$), bem como o ângulo de fase de sequência positiva da tensão.

As referências da potência ativa e reativa e as componentes de sequência positiva da tensão em eixo direto e em quadratura são aplicadas à Teoria PQ (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007) para definir instantaneamente a corrente de referência do retificador (i_r^*). Para o estágio inversor, referências arbitrárias de amplitude ($|V_o|^*$) e fase (θ_i^*) são estabelecidas pelo usuário para gerar a tensão de referência do inversor do SST (v_o^*).

5.2.5 Função Custo

O objetivo principal da função custo é rastrear as respectivas referências para cada variável controlada, minimizando os erros entre os valores preditos e seus sinais de referência. Comumente, uma penalidade (P) é aplicada à função custo dos estados indesejados do sistema, para restringi-los. Neste trabalho, os estados de curto-circuito, já tabelados, não são varridos

pelo controle preditivo, com o objetivo de poupar esforço computacional. Portanto, não há P . A função custo adotada está representada na equação (14).

$$\begin{aligned}
 g^N = & W_{vo}|v_o^*(k+1) - v_o^N(k+1)| + \\
 & W_{ir}|i_r^*(k+1) - i_r^N(k+1)| + \\
 & W_{dc}|v_{dc}^*(k+1) - v_{dc1}^N(k+1)| + \\
 & W_{dc}|v_{dc}^*(k+1) - v_{dc2}^N(k+1)| + \\
 & W_{dc}|v_{dc1}^N(k+1) - v_{dc2}^N(k+1)|
 \end{aligned} \tag{14}$$

As principais variáveis controladas são a tensão de saída e a corrente de entrada do SST, e, com um grau de prioridade menor, as tensões dos *links*-CC. Desse modo, os pesos W_{vo} , W_{ir} e W_{dc} são assinalados de modo a distinguir a contribuição das parcelas relativas a cada variável controlada para o valor final da função custo. A função custo é calculada para cada um dos N estados de chaveamento possíveis, e o estado ótimo, cuja saída apresenta o menor erro, é aplicado ao conversor.

5.3 Conclusões Parciais

Nesta seção, inicialmente realizou-se uma explanação sobre os fundamentos do controle preditivo e as principais estratégias de CCS-MPC e FCS-MPC, com destaque para a escolha do OSV-MPC como método de controle do conversor para este trabalho, por atender aos objetivos definidos. Em seguida, desenvolveu-se passo a passo o modelo matemático dos estágios do SST, desde o levantamento da planta no domínio do tempo até a obtenção das equações preditivas das variáveis controladas no domínio discreto. Definiu-se também a malha de geração dos sinais de referência do controle e, por fim, a função custo.

Tendo o modelo matemático do sistema em mãos, pode-se dar início à implementação do sistema no *software* MATLAB/Simulink, com o objetivo de executar as simulações de interesse. O diagrama de blocos destas simulações é apresentado no APÊNDICE A, e os resultados obtidos são discutidos na seção 6.

6 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

Os resultados das simulações dinâmicas do SST baseado em um CHB-B2B de 5 níveis são obtidos por meio do *software* MATLAB/Simulink. Duas análises diferentes são realizadas, com o objetivo de emular o comportamento do SST conectado a uma rede de distribuição em baixa tensão.

Inicialmente, o SST é simulado alimentando diferentes tipos de cargas que podem estar conectadas à rede: cargas resistivas, capacitivas, indutivas e não lineares. A operação em vazio também é considerada, uma vez que a demanda típica do período da madrugada, por exemplo, é próxima de zero. Os resultados obtidos nesta etapa são apresentados e discutidos na subseção 6.1.

Em seguida, na subseção 6.2, foi escolhido o cenário com a carga não linear, que demanda uma taxa de distorção harmônica (THD) maior dentre todas as cargas testadas, para a realização de duas simulações com o objetivo de emular possíveis distúrbios na tensão de alimentação do SST: um afundamento súbito de 50% do valor nominal e a inserção de um nível inadequado de harmônicos na rede elétrica. O Quadro 1 apresenta os parâmetros utilizados nas simulações.

Quadro 1 – Parâmetros da simulação do SST

(continua)

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão da rede	e_g	$\frac{440\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \text{ V}$
Frequência da rede	f_g	50 Hz
Tensão nominal dos <i>links</i> -CC	v_{dc1}, v_{dc2}	250 V
Capacitância dos <i>links</i> -CC	C_{dc1}, C_{dc2}	10 mF
Indutância do filtro L do retificador	L_r	15 mH
Resistência de perdas elétricas do filtro L do retificador	R_r	1,5 mΩ
Indutância do filtro LC do inversor	L_i	15 mH
Resistência de perdas elétricas do filtro LC do inversor	R_i	1,5 mΩ
Capacitância do filtro LC do inversor	C_i	120 μF
Amplitude da referência de tensão de saída	$ V_o ^*$	$\frac{220\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \text{ V}$
Fase da referência de tensão de saída	θ_i^*	30°
Largura da janela do filtro de mediana	M	200
Ganho proporcional do PI	K_p	1

Quadro 1 – Parâmetros da simulação do SST

(conclusão)

Parâmetro	Símbolo	Valor
Ganho integral do PI	K_i	50
Intervalo de tempo da discretização	T_s	50 μ s
Peso da corrente de entrada	W_{ir}	1
Peso da tensão de saída	W_{vo}	1
Peso das tensões dos <i>links</i> -CC	W_{dc}	0,5

Fonte: Produção do próprio autor.

Em razão de uma parceria do Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico (LEPAC-Ufes) com a Universidad de Alcalá (UAH), na Espanha, optou-se por adotar uma frequência de 50 Hz para a rede elétrica. Além disso, este valor favorece a realização das simulações, uma vez que o inverso da frequência padrão do sistema elétrico brasileiro, 60 Hz, é uma dízima periódica. Destaca-se também que o design dos filtros L e LC da topologia proposta foi dificultado, devido à frequência de chaveamento variável gerada pelo OSV-MPC. Dessa forma, foram adotados valores de indutância e capacitância com base em trabalhos com níveis de tensão e potência semelhantes.

6.1 Operação do SST Sob Cargas Diversas

Os transitórios e a resposta em regime permanente do SST são testados com diferentes tipos de cargas ao longo de 1 segundo de simulação. Os *links*-CC são inicializados pré-regulados, ou seja, já carregados com 250 V. Os parâmetros das cargas utilizadas e os tempos de conexão e desligamento de cada carga estão sintetizados no Quadro 2. A carga não linear foi dimensionada para demandar uma taxa de distorção harmônica (THD) de 11,08%.

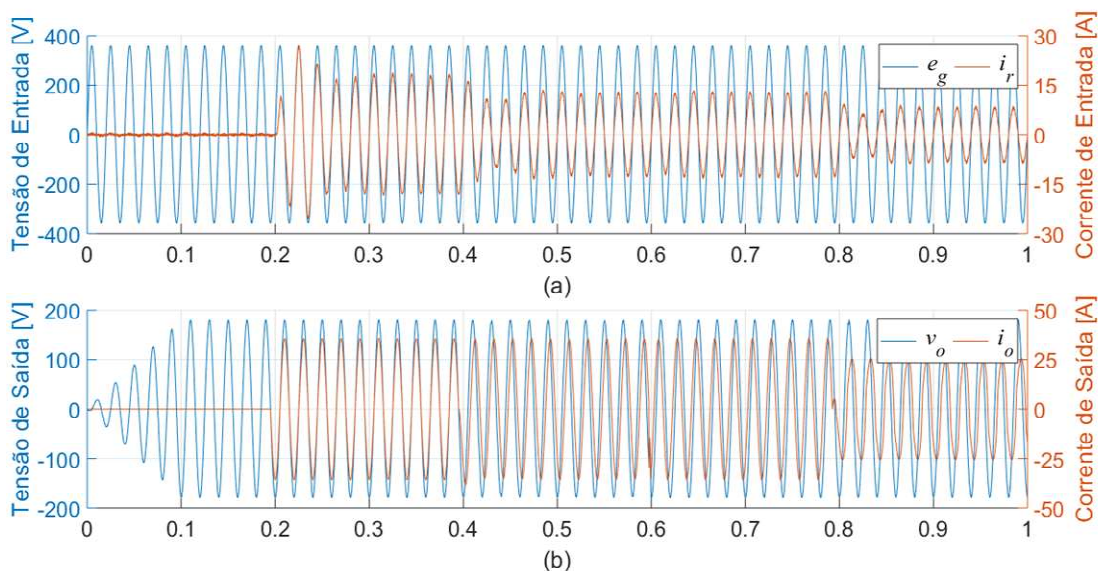
Quadro 2 – Parâmetros das cargas simuladas

Tipo de carga	Valores	Período
Vazio	–	0,0 a 0,2s
Cenário com carga resistiva	5 Ω	0,2 a 0,4s
Cenário com carga indutiva	3.5 Ω / 11 mH	0,4 a 0,6s
Cenário com carga capacitiva	3.5 Ω / 890 μ F	0,6 a 0,8s
Cenário com carga não linear	5 mH (CA) 3.5 Ω / 16 mH (CC)	0,8 a 1,0s

Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 19(a) mostra a visão geral de tensão e corrente de entrada do SST ao longo de todo o período de simulação. É possível observar que a corrente do retificador está sempre em fase com a tensão, assegurando uma operação com alto fator de potência em todos os cenários de carga simulados, mesmo durante os transitórios. Já a Figura 19(b) apresenta a visão geral de tensão e corrente de saída obtidos. A tensão de saída apresenta níveis adequados de qualidade de energia, com THD inferior a 5% durante toda a simulação.

Figura 19 – Visão geral das tensões e correntes de entrada (a) e saída (b) do SST



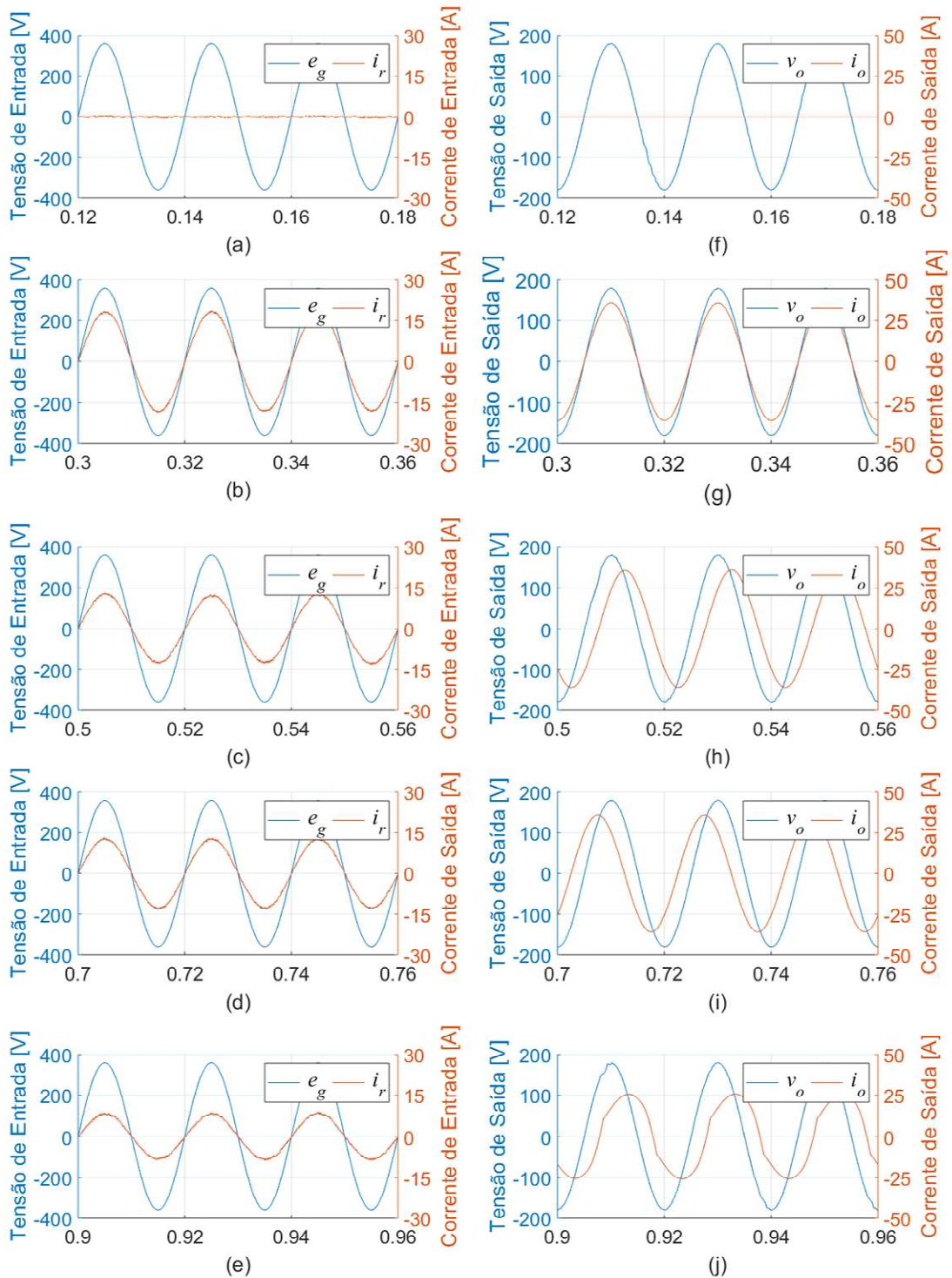
Fonte: Produção do próprio autor.

Os detalhes da operação em regime permanente para cada tipo de carga podem ser observados na Figura 20. Os tempos de cada gráfico indicam a carga correspondente, conforme a rotina de simulação indicada no Quadro 2. Da Figura 20(a) até a Figura 20(e), verificam-se as formas de onda de tensão e corrente de entrada, e as respectivas respostas na saída do SST estão representadas da Figura 20(f) até a Figura 20(j).

Nota-se que o SST é capaz de alimentar adequadamente todos os tipos de carga, com as formas de onda sintetizadas como se espera, ainda garantindo tensão e corrente sempre em fase do ponto de vista da rede. Da análise da Figura 20(f) até a Figura 20(j), observa-se que a tensão e a corrente de saída estão em fase para o cenário com a carga resistiva, defasadas com a corrente em atraso para o cenário com a carga indutiva, defasadas com a tensão em atraso para o cenário com a carga capacitiva e defasadas com uma corrente de saída distorcida para a carga não linear.

Outra observação importante que pode ser destacada é a relação entre as tensões de entrada e saída do SST, caracterizando uma relação de transformação de 2:1, uma vez que $|e_g|/|v_o| = 2$.

Figura 20 – Tensão e corrente de entrada do SST para a operação em vazio (a), com carga resistiva (b), capacitiva (c), indutiva (d) e não linear (e). Respectivas tensões e correntes de saída para cada cenário de carga (f), (g), (h), (i), (j)



Fonte: Produção do próprio autor.

O Quadro 3 apresenta as taxas de distorção harmônica de tensão e corrente de saída e de corrente de entrada resultantes para cada tipo de carga. Nota-se que, mesmo com uma carga que demanda uma taxa de distorção harmônica de 11,08%, a tensão de saída possui qualidade de energia adequada, com THD de 2,43%, corroborando a tese de que o SST é capaz de sintetizar uma tensão de saída com baixo nível harmônico para alimentar cargas não lineares. Em todos os casos para as variáveis controladas, i_r e v_o , o THD foi inferior a 5%. Para o caso da corrente de entrada, este é o limite estabelecido pela norma IEEE Std 519™-2014 (INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERS, 2014), ou seja, o THD apresentado está em conformidade com esta.

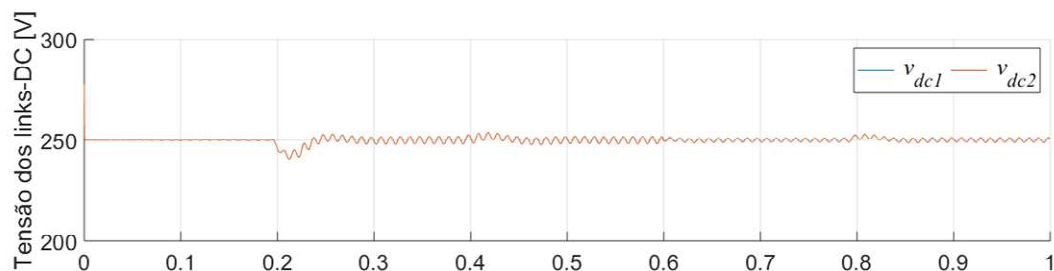
Quadro 3 – THD de tensão e corrente de saída e de corrente de entrada para cada tipo de carga simulada

Tipo de carga	$THD(i_r)$	$THD(v_o)$	$THD(i_o)$
Vazio	–	1,34 %	–
Cenário com carga resistiva	1,87 %	0,72 %	0,72 %
Cenário com carga indutiva	2,44 %	0,40 %	0,16 %
Cenário com carga capacitiva	2,66 %	0,47 %	0,39 %
Cenário com carga não linear	4,24 %	2,43 %	11,08 %

Fonte: Produção do próprio autor.

A corrente drenada da rede pelo estágio retificador é diretamente responsável pelo controle dos *links*-CC, buscando ajustar o nível de tensão conforme a referência de 250 V. Da Figura 21, observa-se que mesmo durante as transições entre as cargas na simulação, as tensões dos *links*-CC são mantidas reguladas, com um desvio máximo de 9 V (3,6%). Os desvios positivos e negativos na forma de onda ocorrem devido à entrada e saída de cargas de potências diferentes no sistema. Nota-se que as tensões dos *links*-CC oscilam numa frequência de 2ω , como esperado, por se tratar de um SST monofásico.

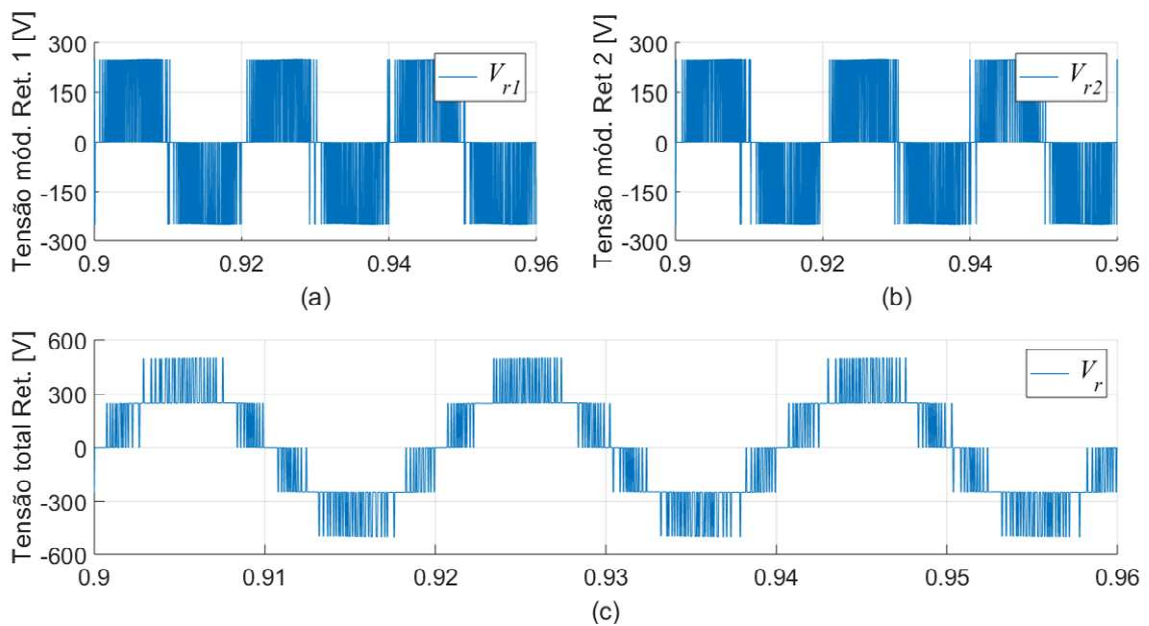
Figura 21 – Tensões dos *links*-CC durante o período de simulação



Fonte: Produção do próprio autor.

As Figuras 22 e 23 mostram os perfis de tensão dos módulos retificadores e inversores, respectivamente. As Figuras 22(a) e 22(b) apresentam as tensões individuais dos retificadores, enquanto a Figura 22(c) apresenta a forma de onda de 5 níveis característica da associação em série dos módulos ponte-H da configuração proposta. Sendo a tensão nominal dos *links-CC* 250V, os níveis de tensão da forma de onda do estágio retificador são $[-500\text{ V}, -250\text{ V}, 0\text{ V}, +250\text{ V}, +500\text{ V}]$.

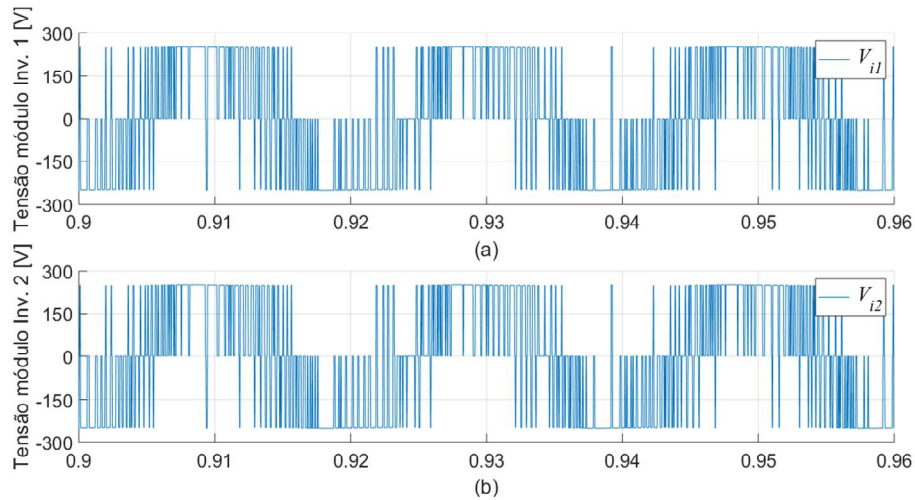
Figura 22 – Tensões de cada módulo retificador (a), (b) e da associação série do estágio retificador (c)



Fonte: Produção do próprio autor.

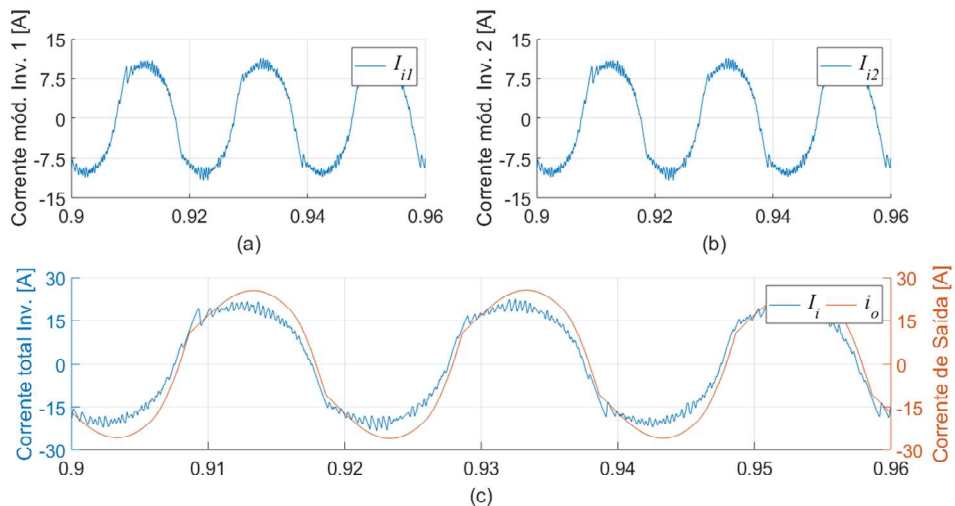
As Figuras 23(a) e 23(b) apresentam a forma de onda de tensão dos módulos inversores. Cada um deles pode chavear uma tensão com três níveis diferentes, $[-250\text{ V}, 0\text{ V}, +250\text{ V}]$, e com a associação em paralelo no estágio inversor, a forma de onda de saída continua com os mesmos três níveis. Nesse caso, são as correntes de saída de cada módulo, das Figuras 24(a) e 24(b) que se somam, resultando na corrente total de saída do estágio inversor. Nota-se que, por efeito do controle, não há nível CC nas correntes sintetizadas, o que permite a conexão em paralelo dos módulos. O filtro LC aplicado à saída do inversor retém para si a maior parte da poluição harmônica gerada durante a síntese de corrente no conversor, assegurando a alimentação da carga com uma corrente de saída do SST com baixa distorção, conforme mostrado na Figura 24(c).

Figura 23 – Tensões do primeiro (a) e do segundo (b) módulo inversor



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 24 – Correntes dos módulos inversores (a), (b) e corrente total do estágio inversor e de saída (c)

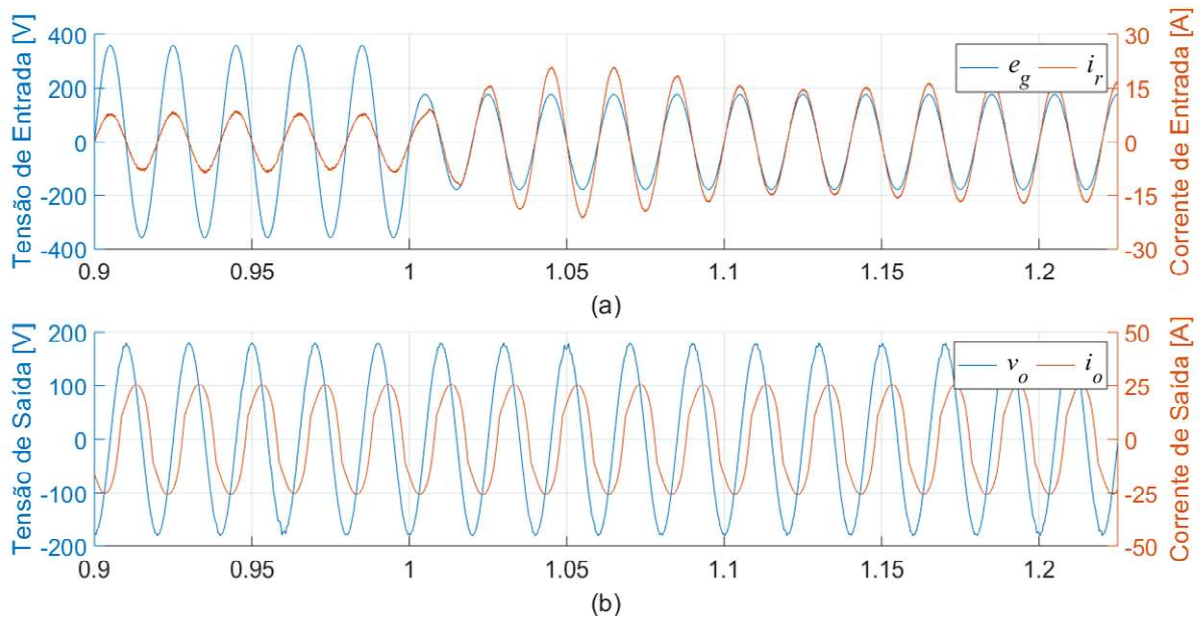


Fonte: Produção do próprio autor.

6.2 Operação do SST Sob Distúrbios na Rede Elétrica

Dois distúrbios diferentes são considerados. Em ambos os casos, a simulação inicia com os *links*-CC pré-regulados em 250 V, e a carga de teste escolhida foi a não linear. Inicialmente, um afundamento súbito de 50% é aplicado à tensão da rede no tempo de 1 segundo de simulação. O controle preditivo sente a variação de tensão, e imediatamente o estágio retificador demanda mais corrente da rede elétrica, conforme apresenta a Figura 25(a), com o objetivo de compensar o afundamento.

Figura 25 – Tensão e corrente de entrada (a) e saída (b) durante um afundamento de 50% na tensão da rede

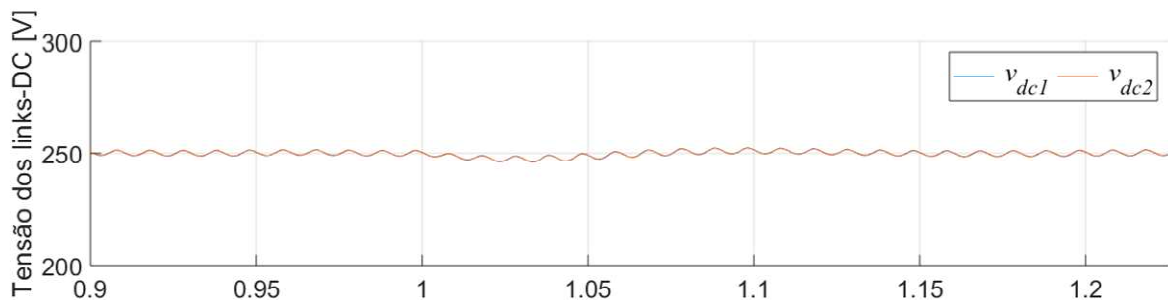


Fonte: Produção do próprio autor.

Da Figura 25(b), nota-se que o SST é capaz de manter a alimentação da carga com um nível adequado de qualidade da energia entregue, sem mudanças significativas na tensão e corrente de saída. Em outras palavras, o SST opera de modo que a carga não seja afetada pelo afundamento.

O aumento da corrente de entrada também garante que os *links*-CC permaneçam regulados com tensão nominal, conforme apresenta a Figura 26. O pequeno desvio de 4 V (1,6%) em relação à referência, que ocorre no momento em que o afundamento é aplicado à tensão de alimentação do SST, é rapidamente recuperado pelo controle.

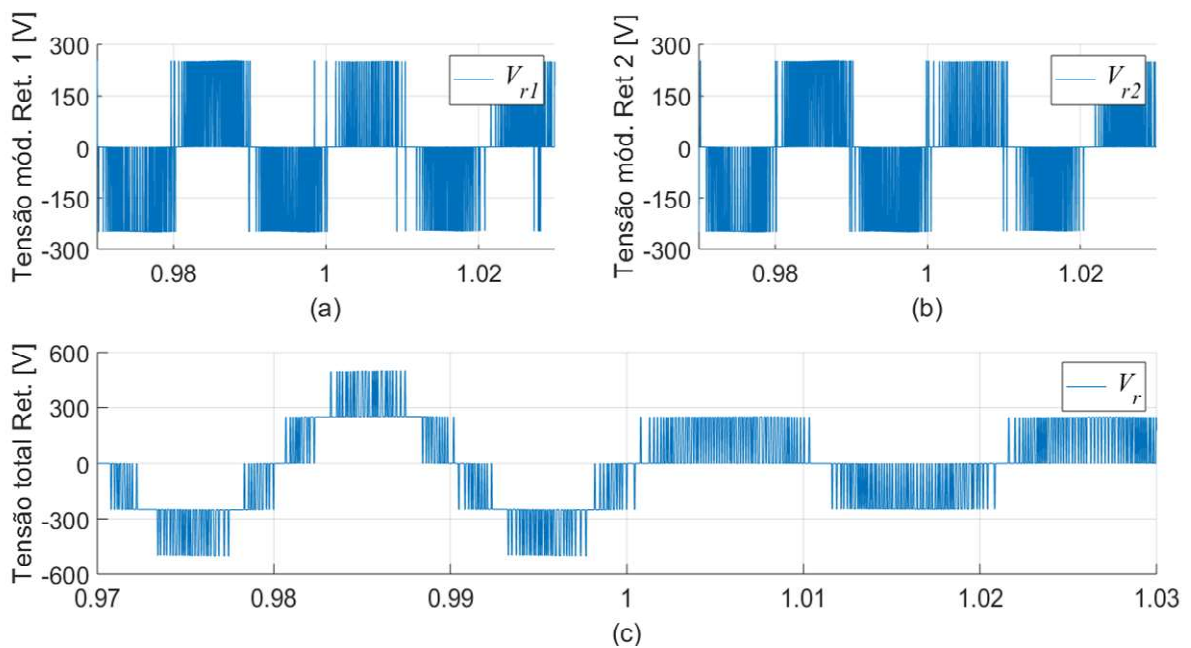
Figura 26 – Tensões dos *links*-CC durante o afundamento



Fonte: Produção do próprio autor.

Um ponto interessante da resposta do SST ao afundamento de 50% na tensão da rede é o fato de que, após o distúrbio, a forma de onda de tensão sintetizada pelo retificador passa a ter 3 níveis, ao invés dos 5 níveis característicos, como pode ser observado na Figura 27(c). Isso ocorre pois o retificador não precisa chavear ambos os *links*-CC ao mesmo tempo para sintetizar a tensão da rede após o afundamento. As Figuras 27(a) e (b) apresentam as tensões individuais dos módulos retificadores durante o instante em que ocorre o distúrbio.

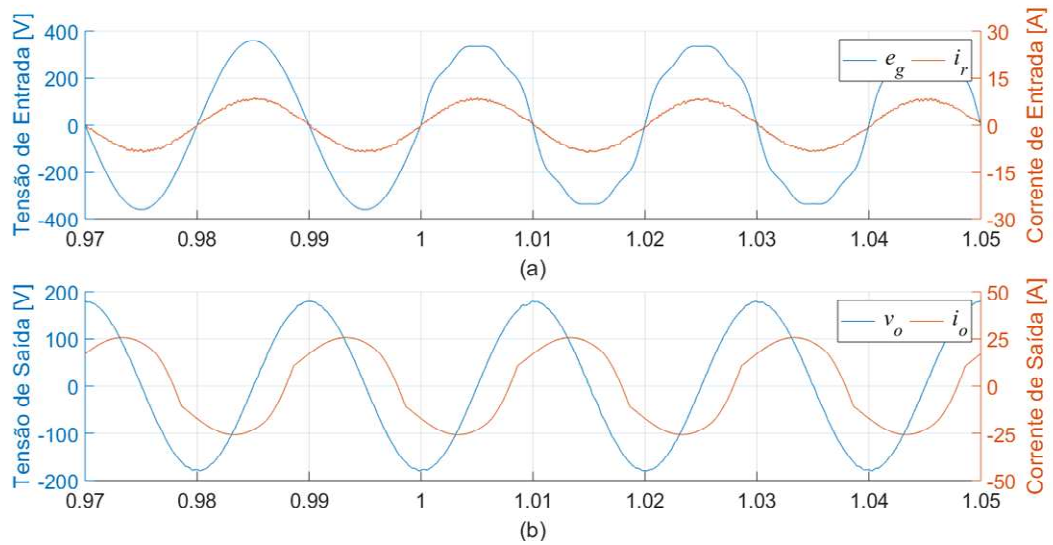
Figura 27 – Formas de onda de tensão dos módulos retificadores individualmente (a), (b) e de tensão resultante da associação em série dos módulos (c) durante um afundamento de 50% da tensão de entrada



Fonte: Produção do próprio autor.

No segundo momento, uma distorção harmônica severa é aplicada à tensão da rede no tempo de 1 segundo da simulação, como mostrado na Figura 28(a). Nota-se que, mesmo nesse caso, a corrente de entrada drenada da rede permanece senoidal e com conteúdo harmônico baixo. O Quadro 4 apresenta o THD de tensão e corrente de entrada do SST para esta simulação. O valor de THD para a tensão de entrada foi escolhido com base nos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), que estipula uma distorção máxima de 10% na alimentação para baixa tensão (AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA, 2021). Uma distorção de 10,34% foi aplicada. Nessas condições, a corrente de entrada drenada exibiu uma taxa de distorção harmônica de 4,30%, um leve aumento em comparação com os 4,24% exibidos com a alimentação senoidal sem a adição de harmônicos.

Figura 28 – Tensão e corrente de entrada (a) e saída (b) do SST sob distúrbio harmônico elevado



Fonte: Produção do próprio autor.

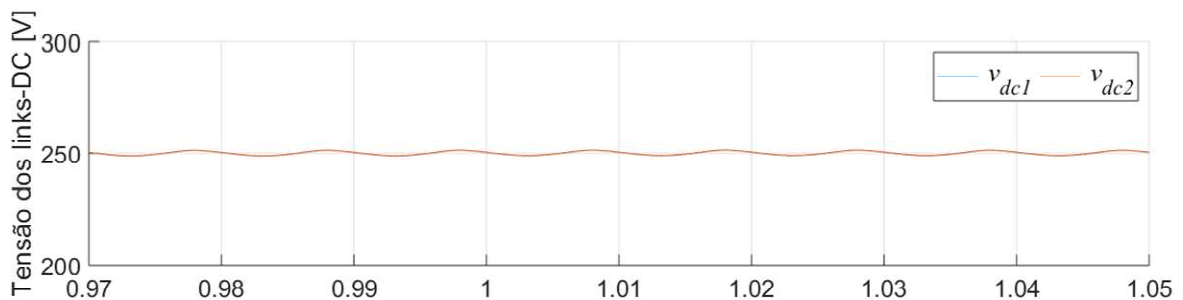
Quadro 4 – Distorção harmônica de tensão e corrente da rede

Conteúdo harmônico da tensão da rede					
e_{g3}	8,34%	e_{g5}	5%	e_{g7}	3,57%
$THD_{e_g} = 10,34\%$					
Conteúdo harmônico da corrente drenada da rede					
i_{r3}	1,39%	i_{r5}	0,98%	i_{r7}	0,78%
$THD_{i_r} = 4,30\%$					

Fonte: Produção do próprio autor.

Da Figura 28(b), observa-se que não há variações significativas na tensão e na corrente de saída do SST no momento mesmo com a aplicação da poluição harmônico. Isso ocorre pois os *links-CC* são capazes de isolar o distúrbio da carga, mantendo-se regulados com a tensão nominal de 250V durante todo o período da simulação, conforme apresentado na Figura 29.

Figura 29 – Tensões dos *links-CC* sob distúrbio harmônico elevado



Fonte: Produção do próprio autor.

6.3 Conclusões Parciais

Nesta seção, primeiramente foi feita uma contextualização das rotinas de simulações escolhidas para a realização do trabalho, tendo sido apresentados também os parâmetros utilizados nestas. Para a primeira rotina, discutida na subseção 6.1, verificou-se a operação adequada do SST sob todos os cenários de carga testados: a vazio, com carga resistiva, capacitiva, indutiva e não linear. O mesmo ocorreu para a segunda rotina, documentada na subseção 6.2, em que o SST foi capaz de blindar a carga do afundamento e da inserção dos níveis inadequados de harmônicos aplicados à tensão de alimentação do sistema. Em todos os casos, o THD das variáveis controladas (corrente de entrada e tensão de saída) foi inferior a 5%, estando o barramento CC sempre regulado pela estratégia de controle. As formas de onda de interesse foram apresentadas e discutidas, e as métricas de avaliação de desempenho para cada situação foram sintetizadas em quadros ao longo do texto.

Por fim, a próxima e última seção traz as conclusões deste projeto de graduação, avaliando quantitativa e qualitativamente a operação do SST baseado em um CHB-B2B de 5 níveis, de acordo com os resultados obtidos. Além disso, são elencadas possibilidades de trabalhos futuros, com o objetivo de melhorar os pontos vulneráveis observados ao longo do trabalho.

7 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Com base nos resultados das simulações, a aplicação dos fundamentos do MPC à topologia de SST proposta alcançou resultados apropriados para todos os cenários de carga considerados, a saber, com o sistema operando em vazio e com cargas resistivas, indutivas, capacitivas e não lineares. Para estes cenários, o SST é capaz de sintetizar a tensão de saída desejada e ao mesmo tempo drenar uma corrente de entrada adequada da rede elétrica, sempre apresentando THD inferior a 5% para estas variáveis controladas. Os THDs máximos das formas de onda sintetizadas são de 2,43% para a tensão de saída e 4,24% para a corrente de entrada, ocorrendo quando o SST alimenta uma carga não linear.

No caso das simulações sob distúrbios na tensão de alimentação da rede, nota-se que o SST também foi capaz de operar adequadamente, isolando a carga do afundamento e da poluição harmônica. Ao mesmo tempo, sintetizou a tensão e a corrente de saída desejadas para alimentar a carga não linear, mantendo o THD da corrente de entrada sempre inferior a 5%. No caso do afundamento de 50% na tensão da rede, o controle imediatamente demandou um aumento na corrente de entrada drenada para manter a potência demandada pela carga.

Além disso, o SST foi capaz de drenar corrente de entrada sempre em fase com a tensão da rede, em todas as simulações realizadas, o que representa uma operação com fator de potência unitário. No caso da simulação para uma tensão de entrada com alto distúrbio harmônico, o THD da corrente de entrada aumentou levemente para 4,30% para a carga não linear, em comparação com os 4,24% exibidos para a alimentação sem ruídos. O controle da tensão do barramento CC formado pelos *links*-CC da topologia também foi realizado com sucesso em todos os casos simulados, com um *ripple* pequeno em regime permanente e uma rápida resposta a transitórios.

Os estados de curto-circuito do CHB-B2B foram restringidos com sucesso pelo MPC, uma vez que todas as formas de onda sintetizadas são convergentes e de acordo com o esperado teoricamente. No entanto, devido à aplicação do OSV-MPC, verificou-se uma frequência de chaveamento variável do conversor, característica que pode ser ajustada futuramente para melhorar a performance do SST, favorecendo também o design dos componentes da topologia proposta, em especial dos filtros de entrada e saída.

Dessa forma, algumas sugestões de trabalhos futuros são:

- Implementar uma estratégia de OSS-MPC, afim de garantir uma frequência de chaveamento fixa no conversor;
- Realizar o design dos componentes do SST, em especial o projeto dos filtros de entrada e saída;
- Incluir os processos de pré-carga ativa e passiva dos *links-CC* no modelo preditivo, ao invés de considerá-los previamente regulados;
- Incluir cargas CC alimentadas via barramentos dos *links-CC*;
- Incluir um modelo de planta de geração distribuída no sistema.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AAMIR, M.; KALWAR, K. A.; MEKHILEF, S. Review: Uninterruptible Power Supply (UPS) System. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, [s. l.], v. 58, p. 1395-1410, maio 2016.

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica – Revisão 12**, vigente a partir de 01/01/2021. Brasília, DF: ANEEL, 2021, 88 p. Disponível em: <https://www.aneel.gov.br/modulo-8>. Acesso em: 07 maio 2021.

AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. **Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditions**. Nova Jersey: John Wiley and Sons, 2007.

BARANWAL, R.; IYER, K. V.; BASU, K.; CASTELINO, G. F.; MOHAN, N. A Reduced Switch Count Single-Stage Three-Phase Bidirectional Rectifier With High-Frequency Isolation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 33, n. 11, p. 9520-9541 nov. 2018.

BESSELMANN, T.; MESTER, A.; DUJIC, D. Power Electronic Traction Transformer: Efficiency Improvements Under Light-Load Condition. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 29, n. 8, p. 3971-3981, ago. 2014.

CAMARGO, R. S.; MAYOR, D. S.; FERNANDES, L. M.; MIGUEL, A. M.; PENNA, E. J. B.; ENCARNAÇÃO, L. F. A Novel Cascaded Multilevel Converter Topology Based on Three-Phase Cells with Model Predictive Control. *In*: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, 29., 2020, Delft. **Proceedings [...]**. Delft: IEEE, 2020. p. 1161-1166.

CORTES, P.; ORTIZ, G.; YUZ, J.I.; RODRIGUEZ, J.; VAZQUEZ, S.; FRANQUELO, L.G. Model Predictive Control of an Inverter With Output LC Filter for UPS Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 56, n. 6, p. 1875-1883, jun. 2009.

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. **Balanco Energético Nacional 2016 – Relatório Síntese: Ano Base 2015**. Rio de Janeiro: EPE, jun. 2016. Disponível em: <https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/balanco-energetico-nacional-ben>. Acesso em: 07 maio 2021.

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. **Balanco Energético Nacional 2018 – Relatório Síntese: Ano Base 2017**. Rio de Janeiro: EPE, mai. 2018. Disponível em: <https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/balanco-energetico-nacional-ben>. Acesso em: 07 maio 2021.

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. **Balanco Energético Nacional 2020 – Relatório Síntese: Ano Base 2019**. Rio de Janeiro: EPE, mai. 2020. Disponível em: <https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/balanco-energetico-nacional-ben>. Acesso em: 07 maio 2021.

FALCONES, S.; MAO, X.; AYYANAR, R. Topology Comparison for Solid State Transformer Implementation. *In: IEEE PES GENERAL MEETING, 10., 2010, Minneapolis. Proceedings [...].* Minneapolis: IEEE, 2010, p. 1-8.

FARNESI, S.; MARCHESONI, M.; VACCARO, L. Advances in Locomotive Power Electronic Systems Directly Fed Through AC Lines. *In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON POWER ELECTRONICS, ELECTRICAL DRIVES, AUTOMATION AND MOTION, 2016, Capri. Proceedings [...].* Capri: IEEE, 2016, p. 657-664.

HANNAN, M. A.; KER, P. J.; LIPU, M. S.; CHOI, Zheng Hang; RAHMAN, M. S.; MUTTAQI, K. M.; BLAABJERG, F. State of Art of Solid-State Transformers: Advanced Topologies, Implementation Issues, Recent Progress and Improvements. **IEEE Access**, [s. l.], v. 8, p. 19113-19132, jan. 2020.

HUANG, A. Q.; CROW, M. L.; HEYDT, G. T.; ZHENG, J. P.; DALE, S. J. The Future Renewable Electric Energy Delivery and Management (FREEDM) System: the Energy Internet. **Proceedings of the IEEE**, [s. l.], v. 99, n. 1, p. 133-148, jan. 2011.

HUANG, A. Q. Medium-Voltage Solid-State Transformer: Technology for a Smarter and Resilient Grid. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, [s. l.], v. 10, n. 3, p. 29-42, set. 2016.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERS. **IEEE Std™ 519-2014: IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems**. Nova Iorque: IEEE, 2014. Disponível em: https://edisciplinas.usp.br/pluginfile.php/1589263/mod_resource/content/1/IEE%20Std%20519-2014.pdf. Acesso em: 18 maio 2021.

KADANDANI, N.B.; DAHIDAH, M.; ETHNI, S.; YU, J. Solid state transformer: an overview of circuit configurations and applications. *In: IET INTERNATIONAL CONFERENCE ON AC AND DC POWER TRANSMISSION, 15., 2019, Coventry. Proceedings [...].* Coventry: IET, 2019, p. 1-6.

LI, Z.; WANG, P.; CHU, Z.; ZHU, H.; SUN, Z.; LI, Y. A Three-Phase 10 kVAC-750 VDC Power Electronic Transformer for Smart Distribution Grid. *In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS, 15., 2013, Lille. Proceedings [...].* Lille: IEEE, 2013, p. 1-9.

LISERRE, M.; BUTICCHI, G.; ANDRESEN, M.; DE CARNE, G.; COSTA, L. F.; ZOU, Z-X. The Smart Transformer: Impact on the Electrical Grid and Techonology Challenges. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, [s. l.], v. 10, n. 2, p. 46-58, jun. 2016.

LIU, J.; YUE, S.; YAO, W.; LI, W.; LU, Z. DC Voltage Ripple Optimization of a Single-Stage Solid-State Transformer Based on the Modular Multilevel Matrix Converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 35, n. 12, p. 12801-12815, dez. 2020.

LIU, T.; HAO, X.; WEIZENG, L.; ZHI, L.; XIANGEN, Y.; ZENG, J.; JIANZONG, H. Frequency-Domain-Based Complete Loss Model for 10kV/1MW Solid-State Transformer. **The Journal of Engineering**, [s. l.], v. 16, p. 2873-2877, jan. 2019.

LIU, Y.; LIU, Y.; LIU, H.; GE, B. Model Predictive Control of Matrix Converter Based Solid State Transformer. *In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL TECHNOLOGY*, 2016, Taipei. **Proceedings** [...]. Taipei: IEEE, 2016, p. 1248-1253.

LOPEZ, M.; RODRIGUEZ, A.; BLANCO, E.; SAEED, M.; MARTINEZ, A.; BRIZ, F. Design and Implementation of the Control of an MMC-Based Solid State Transformer. *In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL INFORMATICS*, 13., 2015, Cambridge. **Proceedings** [...]. Cambridge: IEEE, 2015, p. 1583-1590.

MADHUSOODHANAN, S.; MAINALI, K.; TRIPATHI, A.; PATEL, D.; KADAVELUGU, A.; BHATTACHARYA, S.; HATUA, K. Performance Evaluation of 15 kV SiC IGBT Based Medium Voltage Grid Connected Three-Phase Three-Level NPC Converter. *In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION*, 2015, Montreal. **Proceedings** [...]. Montreal: IEEE, 2015, p. 3710-3717.

OLIVEIRA, F. S.; ENCARNAÇÃO, L. F.; CAMARGO, R. S.; PENA, E. J. B. Multilevel Back-to-Back Cascaded H-Bridge Converter with Model Predictive Control. *In: ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY*, 45., 2019, Lisboa. **Proceedings** [...]. Lisboa: IEEE, 2019a, p. 1880-1885.

OLIVEIRA, F. S.; ENCARNAÇÃO, L. F.; CAMARGO, R. S.; PENA, E. J. B. Model Predictive Control on Back-to-Back Parallel-Series Cascaded H-Bridge Converters. *In: IEEE PES INNOVATIVE SMART GRID TECHNOLOGIES EUROPE*, 2019, Bucareste. **Proceedings** [...]. Bucareste: IEEE, 2019b, p. 1-5.

OLIVEIRA, V. M. R.; CAMARGO, R. S.; ENCARNAÇÃO, L. F. Field Oriented Predictive Current Control on NPC Driving an Induction Motor. *In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL TECHNOLOGY*, 2020, Buenos Aires. **Proceedings** [...]. Buenos Aires: IEEE, 2020, p. 169-174.

PACHECO, J. D. O.; HONÓRIO, D. D. A.; OLIVEIRA, D. D. S. An AC–DC Isolated MMC-Based Structure Suitable for MV SST Traction Applications. **IEEE Access**, [s. l.], v. 7, p. 106395-106406, jul. 2019.

PRODANOV, C. C.; FREITAS, C. E. Metodologia do trabalho científico: métodos e técnicas da pesquisa e do trabalho acadêmico. 2. ed. Novo Hamburgo: Feevale, 2013.

QIN, H.; KIMBALL, J. W. Solid-State Transformer Architecture Using AC–AC Dual-Active-Bridge Converter. **IEEE Transactions On Industrial Electronics**, [s. l.], v. 60, n. 9, p. 3720-3730, set. 2013.

RODRIGUEZ, J.; LAI, Jih-Sheng; PENG, Fang Zheng. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. **IEEE Transactions On Industrial Electronics**, [s. l.], v. 49, no. 4, p. 724-738, ago. 2002.

SABAHI, M.; HOSSEINI, S. H.; SHARIFIAN, M. B.; GOHARRIZI, A. Y.; GHAREHPETIAN, G.B. Bi-directional Power Electronic Transformer With Maximum

Power-Point Tracking Capability for Induction Heating Applications. **IET Power Electronics**, [s. l.], v. 3, n. 5, p. 724-731, set. 2010.

SAHOO, A. K.; MOHAN, N. Capacitor Voltage Balancing and and Intelligente Commutation Technique in a New Modular Multilevel Converter Based HVDC System. *In: IET INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS, MACHINES AND DRIVES*, 7., 2014, Manchester. **Proceedings** [...]. Manchester: IET, 2014, p. 1.3.02-1.3.02.

SHE, X.; BURGOS, R.; WANG, G.; WANG, F.; HUANG, A. Q. Review of Solid State Transformer in the Distribution System: From Componentes to Field Application. *In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION*, 2012, Raleigh. **Proceedings** [...]. Raleigh: IEEE, 2012, p. 4077-4084.

SUN, X.; WANG, H.; QI, L.; LIU, F. Research on Single-Stage High Frequency-Link SST Topology and Its Optimization Control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 35, n. 8, p. 8701-8711, ago. 2020.

TARISCIOTTI, L.; FORMENTINI, A.; GAETA, A.; DEGANO, M.; ZANCHETTA, P.; RABBENI, R.; PUCCI, M. Model Predictive Control of Shunt Active Filters With Fixed Switching Frequency. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 53, n. 1, p. 296-304, jan. 2017.

VASILADIOTIS, M.; PAVLOU, K.; MANIAS, S.; RUFER, A. Model Predictive-Based Control Method for Cascaded H-Bridge Multilevel Active Rectifiers. *In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION*, 2011, Phoenix. **Proceedings** [...]. Phoenix: IEEE, 2011, p. 3200-3207.

VAZQUEZ, S.; LEON, J. I.; FRANQUELO, L. G.; RODRIGUEZ, J.; YOUNG, H. A.; MARQUEZ, A.; ZANCHETTA, P. Model Predictive Control: A Review of its Applications in Power Electronics. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, [s. l.], v. 8, n. 1, p. 16-31, mar. 2014.

VAZQUEZ, S.; RODRIGUEZ, J.; RIVERA, M.; FRANQUELO, L. G.; NORAMBUENA, M. Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 64, n. 2, p. 935-947, fev. 2017.

WANG, L.; ZHANG, D.; WANG, Y.; WU, B.; ATHAB, H. S. Power and Voltage Balance Control of a Novel Three-Phase Solid-State Transformer Using Multilevel Cascaded H-Bridge Inverters for Microgrid Applications. **IEEE Transactions On Power Electronics**, [s. l.], v. 31, n. 4, p. 3289-3301, abr. 2016.

YUN, H-J.; KIM, H-S.; RYU, M-H.; BAEK, J-W.; KIM, H-J. A Simple and Practical Voltage Balance Method for a Solid-State Transformer Using Cascaded H-Bridge Converters. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND ECCE ASIA*, 9., 2015, Seul. **Proceedings** [...]. Seul: IEEE, 2015, p. 2415-2420.

ZHAO, C.; DUJIC, D.; MESTER, A.; STEINKE, J. K.; WEISS, M.; LEWDENI-SCHMID, S.; CHAUDHURI, T.; STEFANUTTI, P. Power Electronic Traction Transformer — Medium

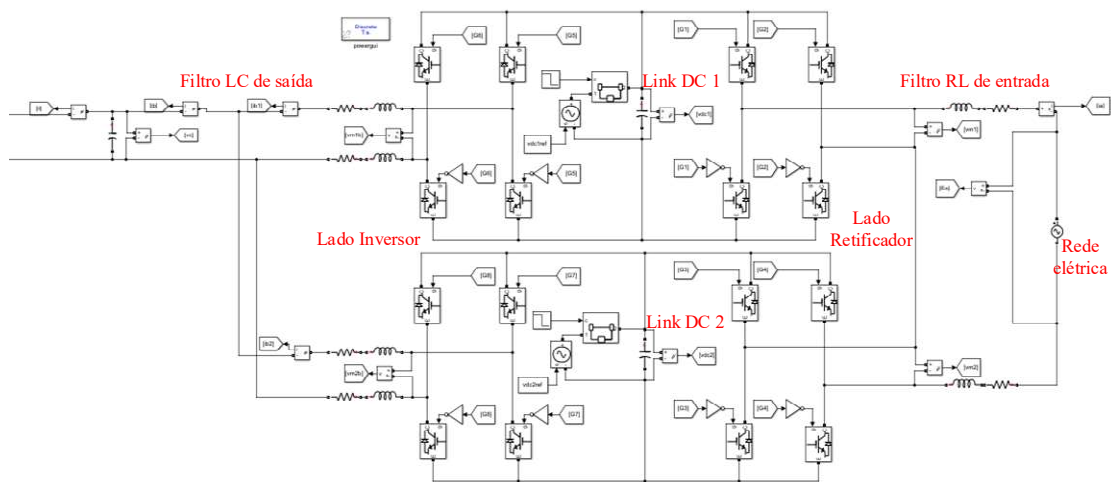
Voltage Prototype. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 61, n. 7, p. 3257-3268, jul. 2014.

ZHU, Q.; WANG, L.; CHEN, D.; ZHANG, L.; HUANG, A. Q. Design and Implementation of a 7.2kV Single Stage AC-AC Solid State Transformer Based on Current Source Series Resonant Converter and 15 kV SiC MOSFET. *In*: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION, 2017, Cincinnati. **Proceedings** [...]. Cincinnati: IEEE, 2017, p. 1288-1295.

APÊNDICE A – DIAGRAMAS DE BLOCOS NO SIMULINK

O Diagrama de Blocos da simulação no Simulink é representado nas Figuras A1 a A4. Para o melhor entendimento, o Diagrama foi dividido em partes, embora na simulação formem uma malha completa. A Figura A1 apresenta o modelo do SST, incluindo o CHB-B2B, os *links*-CC, e os filtros de entrada e saída. Os sinais de *gate* de cada IGBT do conversor são oriundos do código do Modelo Preditivo, sendo que os IGBTs na mesma perna estão intertravados (chaveamento unipolar).

Figura A1– Diagrama de blocos no *Simulink*: modelo do SST

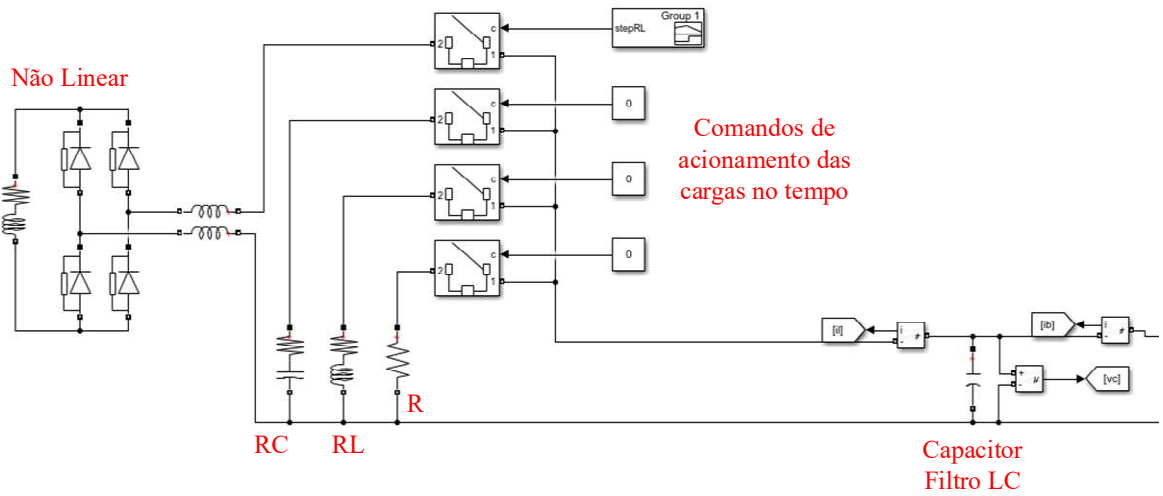


Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura A2 representa a malha de saída da simulação, com a ligação das cargas no ponto de conexão de carga do SST, que é o capacitor do filtro LC de saída. Cada carga é ligada e desligada do SST mediante um comando de tempo gerado para as chaves comutadoras. No caso retratado, somente a carga não linear está sendo acionada durante a simulação (Seção 5.2).

Já a Figura A3 apresenta o diagrama de blocos da malha de geração dos sinais de referência a serem rastreados pelo controle preditivo.

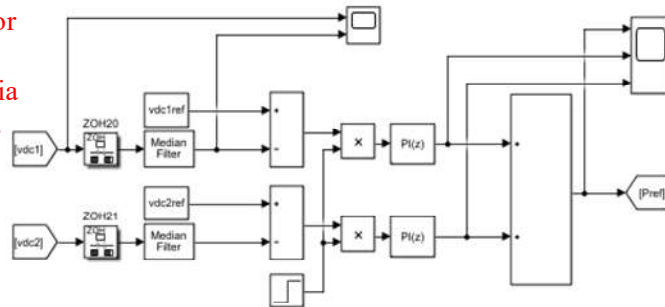
Figura A2 – Diagrama de blocos no *Simulink*: modelo das cargas



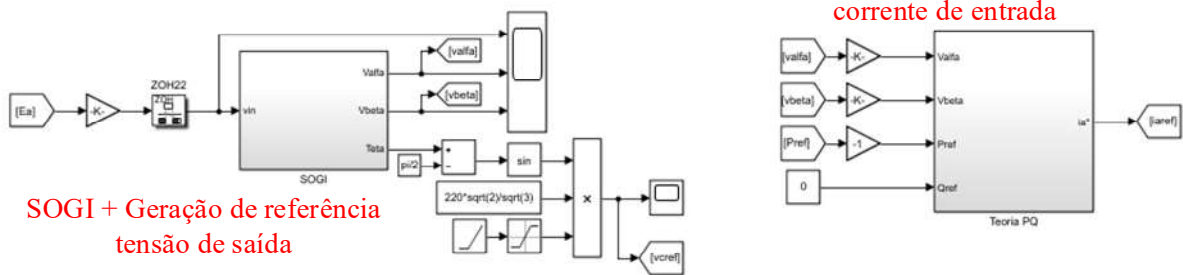
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura A3 – Diagrama de blocos no *Simulink*: malha de geração de referências

Malha do controlador PI, geração de referência de potência para o controle dos links-DC



Teoria PQ para geração de referência de corrente de entrada

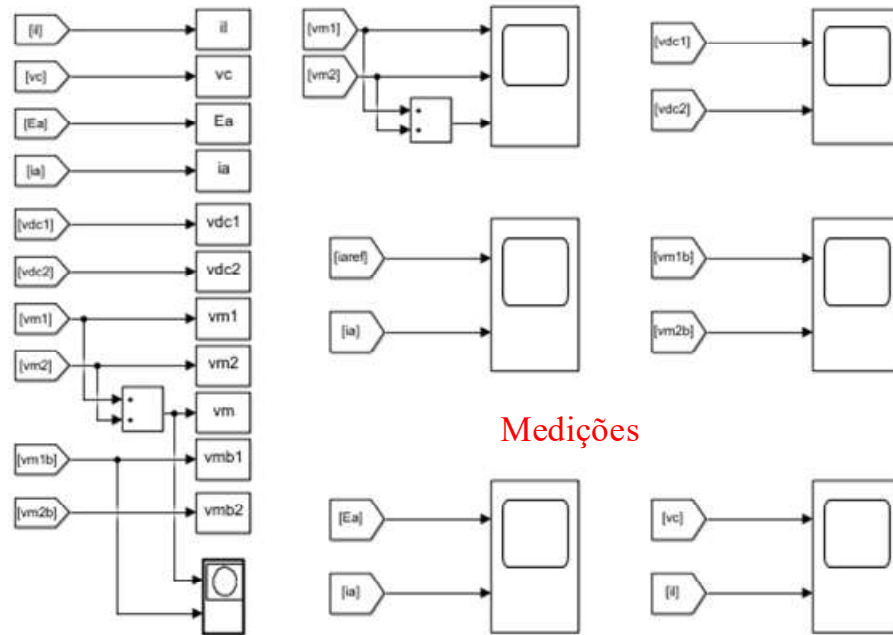


SOGI + Geração de referência tensão de saída

Fonte: Produção do próprio autor.

Por fim, a Figura A4 demonstra o setor de medições da simulação. Além da visualização das formas de onda do sistema, estas são enviadas em forma de *struct* ao *workspace* do MATLAB, para que possam ser manipuladas nas plotagens de gráficos.

Figura A4 – Diagrama de blocos no *Simulink*: medições



Fonte: Produção do próprio autor.