

Este trabalho apresenta um estudo sobre conversores multiníveis para inversores de média tensão. Um esquema de pré-carga é apresentado, desde o circuito de potência até o método de balanceamento das tensões dos capacitores. Por último, um novo conceito de bypass é proposto juntamente com a análise dos impactos nas etapas de funcionamento do conversor. São utilizados resultados de simulação e experimentais para comprovar as teorias presentes neste trabalho.

Orientador: Yales Rômulo de Novaes

Joinville, 2019

ANO
2019

JULIANO RAFAEL SCHOENHALZ | ESTUDO DE UM CONVERSOR MMC PARA
ACIONAMENTOS EM MÉDIA TENSÃO - PRÉ-CARGA, EQUALIZAÇÃO E TÉCNICAS DE
COMPENSAÇÃO DE TENSÃO POR FALHA DE MÓDULOS



UDESC

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**ESTUDO DE UM CONVERSOR MMC
PARA ACIONAMENTOS EM MÉDIA
TENSÃO - PRÉ-CARGA,
EQUALIZAÇÃO E TÉCNICAS DE
COMPENSAÇÃO DE TENSÃO POR
FALHA DE MÓDULOS**

JULIANO RAFAEL SCHOENHALZ

Joinville, 2019

JULIANO RAFAEL SCHOENHALZ

**ESTUDO DE UM CONVERSOR MMC PARA ACIONAMENTOS EM MÉDIA
TENSÃO - PRÉ-CARGA, EQUALIZAÇÃO E TÉCNICAS DE COMPENSAÇÃO DE
TENSÃO POR FALHA DE MÓDULOS**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação Profissional em Engenharia Elétrica, do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes

JOINVILLE

2019

**Ficha catalográfica elaborada pelo programa de geração automática da
Biblioteca Setorial do CCT/UDESC,
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)**

Schoenhalz, Juliano Rafael

ESTUDO DE UM CONVERSOR MMC PARA
ACIONAMENTOS EM MÉDIA TENSÃO - PRÉ-CARGA,
EQUALIZAÇÃO E TÉCNICAS DE COMPENSAÇÃO DE
TENSÃO POR FALHA DE MÓDULOS / Juliano Rafael
Schoenhalz. -- 2019.

91 p.

Orientador: Yales Rômulo de Novaes

Dissertação (mestrado) -- Universidade do Estado de Santa
Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de
Pós-Graduação Profissional em Engenharia Elétrica, Joinville, 2019.

1. conversor modular multinível. 2. pré-carga. 3. bypass. 4.
operação com tensão reduzida. I. Novaes, Yales Rômulo de . II.
Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências
Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação Profissional em
Engenharia Elétrica. III. Título.

**ESTUDO DE UM CONVERSOR MMC PARA ACIONAMENTOS EM MÉDIA
TENSÃO - PRÉ-CARGA, EQUALIZAÇÃO E TÉCNICAS DE COMPENSAÇÃO DE
TENSÃO POR FALHA DE MÓDULOS**

por

Juliano Rafael Shoenhalz

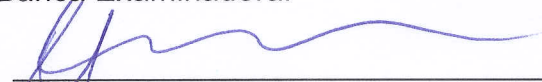
Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de

MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

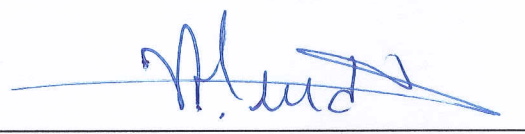
Área de concentração em "Automação de Sistemas"
e aprovada em sua forma final pelo

**CURSO DE MESTRADO PROFISSIONAL EM ENGENHARIA ELÉTRICA
DO CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS DA
UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA.**

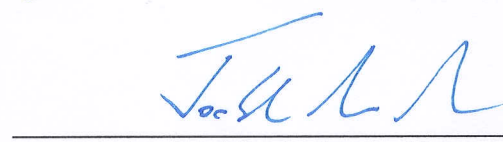
Banca Examinadora:



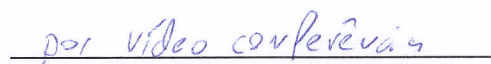
Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes
CCT/UDESC (Orientador/Presidente)



Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerd
CCT/UDESC



Dr. Joable Andrade Alves
WEG S/A

por video conferência


Dr. Kefas Damazio Coelho
ABB MV Drives

Joinville, 25 de fevereiro de 2019

Este trabalho é dedicado à minha filha Isabelle.

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais que foram meus primeiros mestres.

Ao meu orientador, professor Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes, pelo apoio e orientação na elaboração deste trabalho.

A WEG Drives & Controls pela oportunidade de poder realizar este trabalho.

RESUMO

Este trabalho apresenta um estudo sobre conversores multiníveis para inversores de média tensão, partindo da análise das topologias clássicas *Neutral Point Clamped* (NPC), *Cascaded H-Bridge* (CHB), *Flying Capacitor* (FC) até o aprofundamento na topologia *Modular Multilevel Converter* (MMC). Um esquema de pré-carga a diodos e transformador elevador é apresentado, desde o circuito de potência até o método de balanceamento das tensões dos capacitores das células *half-bridge* (HB). Por último, um novo conceito de *bypass* é proposto juntamente com a análise dos impactos nas etapas de funcionamento do conversor. São utilizados resultados de simulação e alguns experimentais adquiridos no protótipo de baixa tensão para comprovar as teorias presentes neste trabalho.

Palavras-chave: conversor modular multinível. pré-carga. *bypass*. operação com tensão reduzida.

ABSTRACT

This work presents an investigation of multilevel converters for medium voltage drive applications, from the analysis of the classical topologies Neutral Point Clamped (NPC), Cascaded H-Bridge (CHB), Flying Capacitor (FC) to the deepening of the Modular Multilevel Converter (MMC). A pre-charge scheme based on diodes and transformer is presented, from the power circuit to the half-bridge (HB) cells capacitors' balancing. A new concept of bypass is proposed along with the analysis of the impacts on the converter operation. Results from simulations and from experiments of the low voltage prototype are used to verify the theory presented in this work.

Keywords: modular multilevel converter. pre-charge. bypass. operation with reduced voltage.

LISTA DE FIGURAS

1.1	Inversores de frequência com topologia MMC	24
2.1	Estágios de potência inversores de frequência	25
2.2	Topologia de três níveis referenciada ao ponto médio proposta por Holtz	26
2.3	Topologia NPC de um conversor CC-CA de três níveis trifásico	26
2.4	Circuito de potência de um inversor de frequência de média tensão com topologia NPC de três níveis	27
2.5	Circuito de potência de um inversor NPC <i>Back-to-Back</i>	28
2.6	Circuito de potência de um inversor NPC monofásico de 5 níveis	29
2.7	Conversor CHB de duas células com saída monofásica	30
2.8	Circuito de potência de um inversor de frequência de média tensão com topologia CHB de três níveis	31
2.9	Topologia FC de um conversor CC-CA trifásico	33
2.10	Circuito de potência de um inversor de frequência de média tensão com topologia FC de três níveis	33
2.11	Circuito de potência de um inversor FC monofásico de 5 níveis	34
2.12	Topologia MMC de um conversor CC-CA (reversível) monofásico	35
2.13	Circuito de potência de um inversor de frequência de média tensão com topologia MMC-NPC	36
2.14	Possíveis configurações do conversor MMC	37
3.1	Estrutura de um inversor MMC com células HB e $n = 5$, alimentado por um retificador multipulsos	39
3.2	Topologia de uma célula meia ponte	40
3.3	Fase de um conversor MMC com células HB com o barramento CC em curto-circuito	40
3.4	Topologia de uma célula ponte completa	41
3.5	Topologia da célula <i>Twin Cell</i>	43
3.6	Topologia de uma célula duplamente grampeada	44
3.7	Possíveis configurações da célula	46
3.8	Célula do protótipo em escala de baixa tensão (circuitos de potência e controle local)	46
3.9	Modelagem 3D de uma célula HB, vista isométrica frontal	47
3.10	Modelagem 3D de uma célula HB, vista isométrica traseira	47
3.11	Valor do A/D durante o desligamento da célula	48

3.12	Circuitos de pré-carga das células aplicados a um conversor MMC monofásico e suas fontes de alimentação	50
3.13	Circuitos de descarga dos capacitores das células	51
3.14	Circuito de pré-carga utilizado no protótipo do inversor MMC	52
3.15	Comando dos contadores e tensão da pré-carga	53
3.16	Falhas monitoradas no primeiro estágio da pré-carga	53
3.17	Resistor para descarga do barramento CC	54
3.18	<i>Time-out</i> na comunicação	54
3.19	Circuitos equivalentes de uma célula com <i>bypass</i> e uma célula <i>dummy</i>	55
3.20	Modelagem 3D de uma célula <i>dummy</i> , vista isométrica	55
3.21	Fluxograma para troca de célula defeituosa por <i>dummy</i>	56
3.22	Fluxograma para troca de célula <i>dummy</i> por normal	57
3.23	Célula HB com comunicação inibida	58
3.24	Célula <i>dummy</i> - interface de espelhamento	58
3.25	Tensão da célula normalizada em V_{CC}	59
3.26	Conversor MMC monofásico	60
3.27	Forma de onda sinusoidal da tensão de saída (valor médio instantâneo)	61
3.28	Tensão <i>vs</i> corrente de braço	61
3.29	Influência do <i>bypass</i> na tensão de saída	63
3.30	Operação com potência nominal (a e b) e com tensão reduzida com método tradicional (c e d)	64
3.31	Operação com potência reduzida com adição de terceiro harmônico	65
3.32	Operação com potência reduzida com método ZSVI	65
3.33	Operação sem (a e b) e com NS (c e d)	66
3.34	Operação com potência reduzida com método CDCNS	67
3.35	Operação com potência reduzida com deslocamento de neutro e adição de terceiro harmônico	68
3.36	Operação com potência reduzida com método CDCTI	69
4.1	Circuito de potência de um inversor de frequência MMC	72
4.2	Tensão e corrente no primeiro estágio da pré-carga	73
4.3	Tensões dos barramentos CC das células da fase <i>U</i> com a rotina de equalização das tensões inativa	74
4.4	Diagrama do balanço de tensões da pré-carga: cálculo da referência de tensão do barramento CC das células e de comando do resistor de descarga	74
4.5	Equalização das tensões da fase <i>U</i> com 1 célula <i>dummy</i> e 9 convencionais durante o processo de pré-carga	75

4.6	Equalização das tensões da fase U com $n = 5$ e uma célula <i>dummy</i>	76
4.7	Maior valor de tensão entre os barramentos CC das células por braço durante o processo de pré-carga ($n = 5$ e com uma célula <i>dummy</i> na fase U)	77
4.8	Conversor MMC em operação normal (sem células <i>dummy</i>)	78
4.9	Conversor MMC com células <i>dummy</i> sem a utilização de métodos de compensação	79
4.10	Operação com duas células <i>dummy</i> no braço U_N com método de compensação tradicional	80
4.11	Operação com duas células <i>dummy</i> no braço U_N com método de compensação tradicional com injeção de terceiro harmônico	81
4.12	Operação com duas células <i>dummy</i> no braço U_N com método de compensação <i>Neutral Shift</i>	82
4.13	Operação com duas células <i>dummy</i> no braço U_N com método de compensação <i>Zero Sequence Voltage Injection</i>	83
4.14	Operação com duas células <i>dummy</i> no braço U_N com método de compensação <i>CDCTI</i>	84
4.15	Comparativo entre os métodos de compensação para operação com tensão reduzida ($n = 6$ com duas células <i>dummy</i> no braço U_N)	85
4.16	Espectro harmônico da tensão de fase para operação com $n = 6$ e duas células <i>dummy</i> no braço U_N utilizando o método de compensação <i>CDCTI</i>	85
4.17	Espectro harmônico da tensão de linha para operação com $n = 6$ e duas células <i>dummy</i> no braço U_N utilizando o método de compensação <i>CDCTI</i>	86
5.1	Estrutura de controle e comunicação	87
5.2	<i>Sniffer</i> utilizado na aquisição de informações do protótipo	88
5.3	Protótipo de baixa tensão	89
5.4	Pré-carga com configuração $n = 5$. Maior tensão entre as células por braços das fases U , V e W (20V, 2s/div)	90
5.5	Pré-carga (primeiro instantes) com configuração $n = 5$. Maior tensão entre as células por braços das fases U , V e W (2V, 500ms/div)	91
5.6	Pré-carga com configuração $n = 5$, com duas células <i>dummy</i> em cada fase. Maior tensão entre as células por braços das fases U , V e W (20V, 2s/div)	92
5.7	Pré-carga (primeiro instantes) com configuração $n = 5$, com duas células <i>dummy</i> em cada fase. Maior tensão entre as células por braços das fases U , V e W (1V, 500ms/div)	92
5.8	Pré-carga com configuração $n = 5$, com duas células <i>dummy</i> na fase V . Maior tensão entre as células por braços das fases U , V e W (20V, 2s/div)	93

5.9 Pré-carga com configuração $n = 5$ (primeiro instantes), com duas células *dummy*
na fase V ($5V, 500ms/div$) 94

LISTA DE TABELAS

2.1	Componentes da estrutura do inversor NPC da Figura 2.4	28
2.2	Componentes da estrutura do inversor NPC <i>Back-to-Back</i> da Figura 2.5	29
2.3	Componentes da estrutura do inversor CHB da Figura 2.8.	32
2.4	Componentes da estrutura do inversor FC da Figura 2.10	34
2.5	Componentes da estrutura do inversor MMC-NPC da Figura 2.13	37
3.1	Etapas de operação da célula meia ponte	41
3.2	Etapas de operação da célula ponte completa	42
3.3	Etapas de operação da célula <i>Twin Cell</i>	44
3.4	Etapas de operação da célula com duplo grampeamento	45
4.1	Parâmetros de simulação da pré-carga	71
5.1	Fontes de falhas durante o processo de pré-carga e possíveis indicadores de diagnóstico do controle	94

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	23
2	TOPOLOGIAS DE CONVERSORES MULTINÍVEIS	25
2.1	NPC (<i>Neutral Point Clamped</i>)	25
2.2	CHB (<i>Cascaded H-Bridge</i>)	30
2.3	FC (<i>Flying Capacitor</i>)	32
2.4	MMC (Conversor modular multiníveis)	35
3	CONVERSOR MODULAR MULTINÍVEL	39
3.1	Topologia da célula	39
3.1.1	Célula implementada	45
3.2	Pré-carga e descarga do conversor	48
3.2.1	Método de pré-carga implementado	51
3.2.2	Equalização das tensões das células	52
3.3	<i>Bypass</i>	53
3.3.1	Métodos de identificação de célula <i>dummy</i>	56
3.3.1.1	Identificação manual	56
3.3.1.2	Identificação automática	57
3.3.2	Método de <i>bypass</i> implementado	58
3.3.3	Pré-carga com <i>bypass</i>	58
3.4	Funcionamento	59
3.5	Operação com tensão reduzida	62
3.5.1	Método de compensação tradicional	62
3.5.2	Métodos alternativos	63
3.5.3	Método implementado	67
4	SIMULAÇÃO DE UM CONVERSOR MMC	71
4.1	Resultados de simulação	73
4.1.1	Pré-carga	73
4.1.1.1	Pré-carga com <i>bypass</i>	75
4.1.2	Operação normal e com tensão reduzida	76
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	87
5.1	Estrutura do protótipo	87

5.2	Resultados experimentais	89
6	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	95
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	97

1 INTRODUÇÃO

Com a crescente demanda por altas potências em instalações industriais, o aumento da tensão surgiu como solução para manter a alta eficiência nas plantas. Para que os acionamentos de motores de altas potências possam ocorrer de forma controlada e segura, a melhor alternativa é a utilização de inversores de frequência de média tensão, em decorrência da ótima relação entre peso, volume e custo.

Inversores de frequência que utilizam conversores multiníveis com conexões em série de células de baixa tensão, podem continuar operando mesmo com a ocorrência de falhas em algumas células, utilizando um recurso chamado de *bypass*, que consiste em isolar as células defeituosas no sistema, possibilitando uma manutenção programada. Esta funcionalidade é altamente desejada em aplicações críticas, em que a parada do inversor impacta em parada da planta industrial, ou ainda, em aplicações remotas, onde os recursos para a manutenção são limitados.

As principais topologias de conversores multiníveis aplicáveis a inversores de frequência presentes na literatura e indústria para acionamentos de máquinas elétricas, bem como seus princípios básicos de funcionamento, são apresentadas e discutidas no Capítulo 2. Com o intuito de dar ao leitor um melhor entendimento das soluções empregadas na indústria, desde a conexão do inversor de frequência com a rede até o motor, será proposta juntamente com cada topologia uma solução tipicamente utilizada, dando uma visão geral do sistema de acionamento.

Dentre as topologias de conversores apresentadas no Capítulo 2 a mais recente, promissora e desafiadora é a do Conversor Modular Multinível (MMC). Esta topologia vem ganhando espaço na indústria, com diferentes configurações e aplicações. O inversor de frequência M2L 3000, da fabricante Benshaw mostrado na Figura 1.1(a), utiliza uma ponte inversora MMC e um retificador multipulsos passivo a diodos, juntamente com um transformador defasador, com tensão de saída de até 4.160 V. Esta estrutura combina as vantagens do já consolidado conjunto transformador e retificador com o estado da arte do inversor MMC, além de possibilitar o posicionamento do conjunto retificador/transformador remotamente a ponte inversora, flexibilizando a instalação nas plantas industriais. O Perfect Harmony GH150 da Siemens, conta com uma estrutura similar, baseada em retificador com transformador defasador e ponte de diodos (até 36 pulsos) e uma ponte inversora MMC, com 24 ou 36 células, com uma tensão de saída de até 6,6 kV/13.300 kVA. Oferece funcionalidades como *bypass* de células e opção de refrigeração a água. No inversor de frequência SINAMICS SM120 mostrado na Figura 1.1(c), também da fabricante Siemens, a topologia MMC é utilizada como um retificador ativo, alimentando uma ponte inversora NPC de três níveis. Esta estrutura é chamada de *transformerless*

Figura 1.1 – Inversores de frequência com topologia MMC

(a) Benshaw M2L 3000



(b) Siemens GH150



(c) Siemens SM120



Fontes: (a) Catálogo Benshaw M2L 3000 (BENSHAW ADVANCED CONTROLS & DRIVES, 2014),
(b) Catálogo Siemens SINAMICS PERFECT HARMONY GH150 (SINAMICS..., 2014)
(c) Catálogo Siemens Large Drives SINAMICS SM120 (LARGE..., 2013)

pois o transformador na entrada é opcional, exigindo apenas um reator de linha, o que auxilia na economia de espaço e peso.

Todos os inversores comerciais citados anteriormente possuem uma estrutura complexa e repleta de desafios inerentes da topologia MMC, como compensar o desequilíbrio das tensões entre as fases decorrente da atuação do *bypass* nas células e fornecer uma tensão de linha de saída equilibrada, senoidal, sem nível CC e com níveis próximos aos valores nominais do motor, tanto na partida quanto em operação.

No Capítulo 3 é feito um apanhado geral da topologia MMC, onde são abordadas as diferentes opções de *hardware* para as células, bem como a análise dos quadrantes e etapas de operação. São discutidos a implementação do método de pré-carga, o desequilíbrio natural das tensões, o agravante causado pelo consumo da eletrônica em células autoalimentadas e o método utilizado para estabelecer o equilíbrio nos barramentos das células. O funcionamento e os impactos dos métodos de *bypass* são analisados e o conceito de célula *dummy* é introduzido como uma alternativa para células sobressalentes de baixo custo, substituindo mecanicamente células defeituosas e possibilitando o retorno da operação como inversor, juntamente com uma análise dos seus impactos na tensão de saída.

No Capítulo 4 são apresentados os resultados de simulação dos métodos de pré-carga, balanceamento e operação com tensão nominal e reduzida de um inversor MMC, após a análise é apresentado um comparativo entre os resultados.

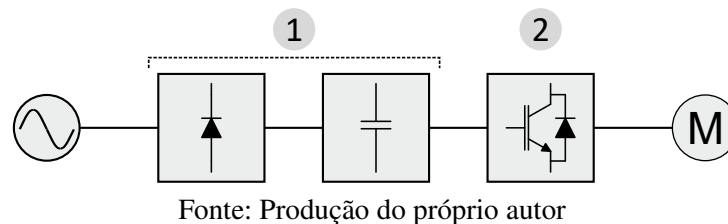
No Capítulo 5 são apresentados os resultados experimentais do balanceamento de tensões dos barramentos CC (corrente contínua) das células adquiridos no protótipo de baixa tensão, utilizando o conceito de células *dummy* introduzido no Capítulo 3.

2 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES MULTINÍVEIS

Neste capítulo serão apresentadas as topologias clássicas de conversores multiníveis aplicáveis a inversores de média tensão do tipo fonte de tensão.

Estes inversores possuem tipicamente uma estrutura composta por dois estágios de potência (CUNHA, 2015), conforme Figura 2.1.

Figura 2.1 – Estágios de potência inversores de frequência



Estágios de potência:

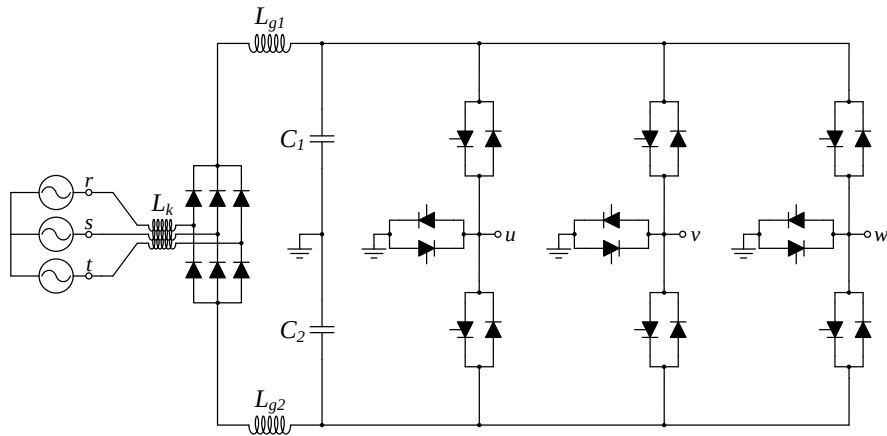
- (1) Estágio de entrada - Retificador alimentando um barramento CC. Em conversores com topologia em cascata o barramento CC total é formado por múltiplos barramentos distribuídos;
- (2) Estágio de saída - Inversor, impondo tensão e frequência variáveis ao motor.

2.1 NPC (*NEUTRAL POINT CLAMPED*)

(HOLTZ, 1977) publicou o primeiro trabalho sobre uma topologia de um inversor de frequência de três níveis referenciado ao ponto médio de um barramento CC, na época membro do P&D (Pesquisa e desenvolvimento) da empresa Siemens. Este, sugeriu a utilização de uma ponte retificadora de seis pulsos a diodos com indutores a montante e a jusante, um banco de capacitores com conexão ao terra no ponto médio e uma ponte inversora trifásica com semicondutores GTO (*Gate Turn Off Thyristor*), conforme Figura 2.2.

No início da década de 80 foi proposta a topologia NPC por (BAKER, 1979) e (NABAE et al., 1981) respectivamente, que foram os responsáveis por difundir os termos NPC e inversores multiníveis. Embora muito semelhante com a topologia apresentada anteriormente por Holtz (Figura 2.3), teve como base os inversores tradicionais de dois níveis e desenvolvimento voltado para a redução da tensão nos interruptores e do conteúdo harmônico, afim de reduzir a ondulação de torque na carga (DIAS, 2015).

Figura 2.2 – Topologia de três níveis referenciada ao ponto médio proposta por Holtz

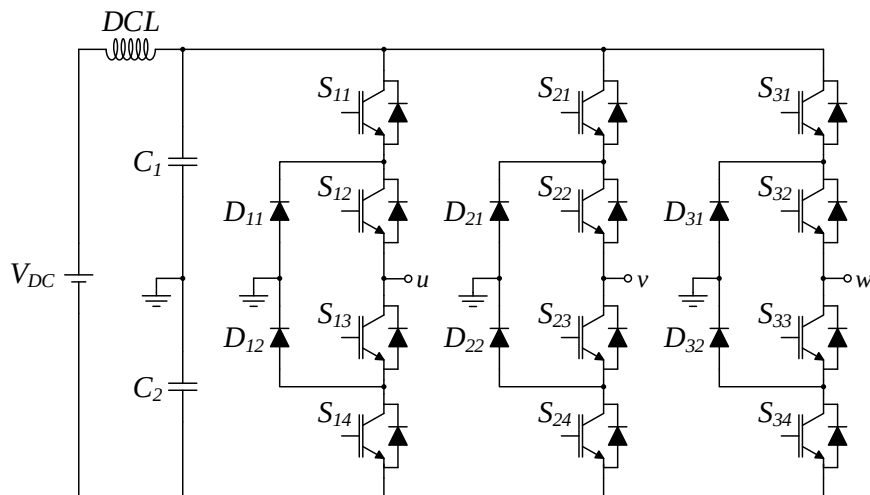


Fonte: Próprio autor, baseado no artigo publicado por Joachim Holtz, 1977

O lançamento dos semicondutores de média tensão em meados da década de 80 impulsionou os estudos para utilização da topologia em média tensão (RODRIGUEZ et al., 2007), que convergiram para a redução das perdas por meio da redução da frequência de chaveamento, utilização de técnicas de modulação para manter o equilíbrio do barramento CC e retificadores multipulsos em série para alcançar melhores níveis de THD (*Total Harmonic Distortion*). O agregamento destas melhorias garantiu a grande aceitação da topologia NPC e sua disseminação na indústria.

A Figura 2.4(a) apresenta a estrutura de inversor de frequência NPC com retificador a diodos, bastante difundida na indústria devido a simplicidade e robustez, sua estrutura é descrita na Tabela 2.1.

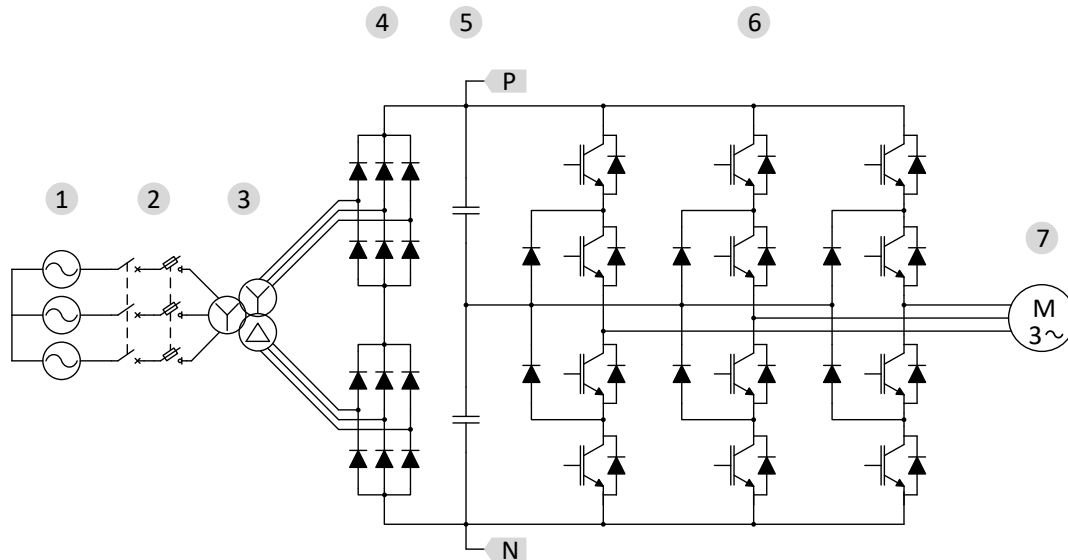
Figura 2.3 – Topologia NPC de um conversor CC-CA de três níveis trifásico



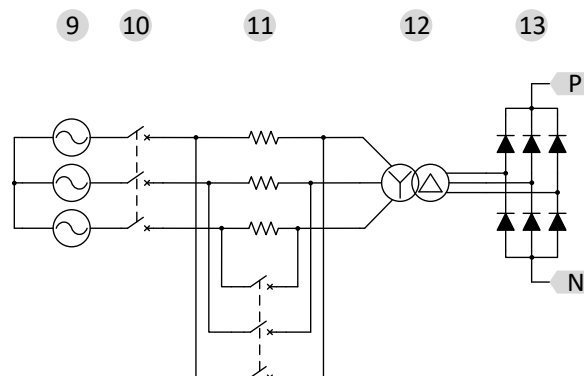
Fonte: Artigo publicado na IEEE por Akira Nabae, 1981

Figura 2.4 – Circuito de potência de um inversor de frequência de média tensão com topologia NPC de três níveis

(a) Estrutura típica com retificador a diodos e ponte inversora com IGBTs



(b) Circuito de pré-carga com limitação de corrente de partida



Fonte: Produção do próprio autor

Apesar da topologia NPC de três níveis ser usualmente utilizada em tensões de até 4.160 V, a existência do transformador na entrada permite a alimentação em tensões maiores, como 13.800 V, bastando que este seja, além de defasador, rebaixador. O mesmo pode ser feito no lado da carga, bastando ser adicionado um transformador elevador para atender motores de maiores tensões.

Para limitar a corrente de carga dos capacitores do barramento CC é feita uma pré-carga, geralmente utilizado uma rede auxiliar de baixa tensão e um transformador elevador para média tensão onde está um segundo retificador de baixa potência.

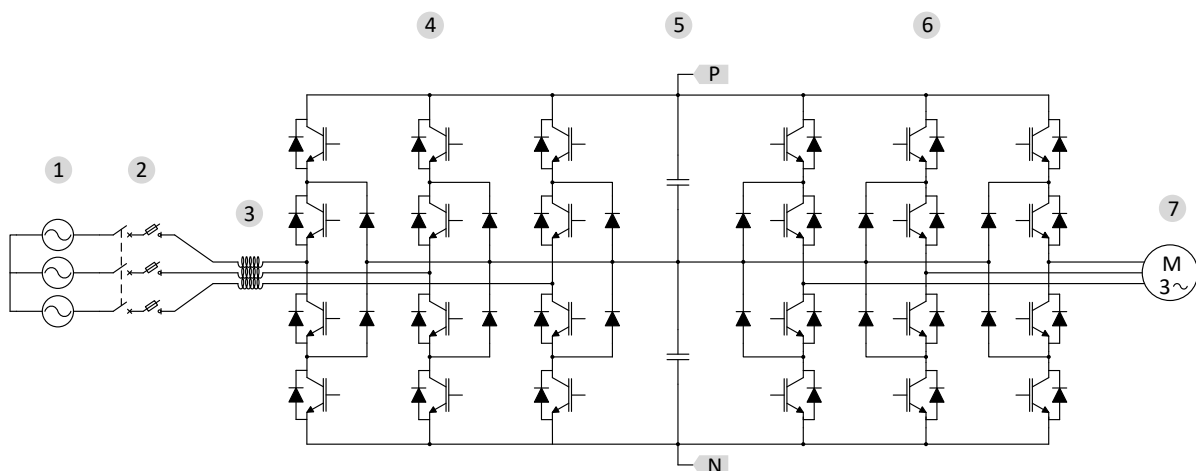
A Figura 2.4(b) mostra um circuito tipicamente utilizado para a pré-carga, constituída por 2 etapas, na primeira, a corrente é limitada por resistores até que a tensão atinja em torno

Tabela 2.1 – Componentes da estrutura do inversor NPC da Figura 2.4

Indicador	Descrição
1	Rede elétrica de média tensão
2	Cubículo de entrada
3	Transformador defasador
4	Ponte retificadora
5	Barramento CC e conexões da pré-carga
6	Ponte inversora NPC de 3 níveis
7	Motor de corrente alternada
9	Rede elétrica de baixa tensão
10	Disjuntor de pré-carga
11	Resistência série e disjuntor do segundo estágio de pré-carga
12	Transformador elevador (BT-MT)
13	Ponte retificadora e conexões da pré-carga

de 50 % do valor nominal da tensão do barramento CC, na segunda não existe limitação de corrente, e a tensão atinge em torno de 90 % do valor nominal, momento em que é realizada a conexão com a rede de média tensão.

Além da solução apresentada para o retificador do inversor na Figura 2.4(a), que utiliza retificador passivo, existe também a opção da topologia como retificador ativo, como o exemplo da Figura 2.5 que mostra um inversor NPC três níveis na configuração *Back-to-Back*. Esta solução é menos utilizada pois é economicamente viável apenas em aplicações que exigem a regeneração de energia, devido ao alto custo dos semicondutores e o volume do indutor de entrada (ABU-RUB et al., 2010).

Figura 2.5 – Circuito de potência de um inversor NPC *Back-to-Back*

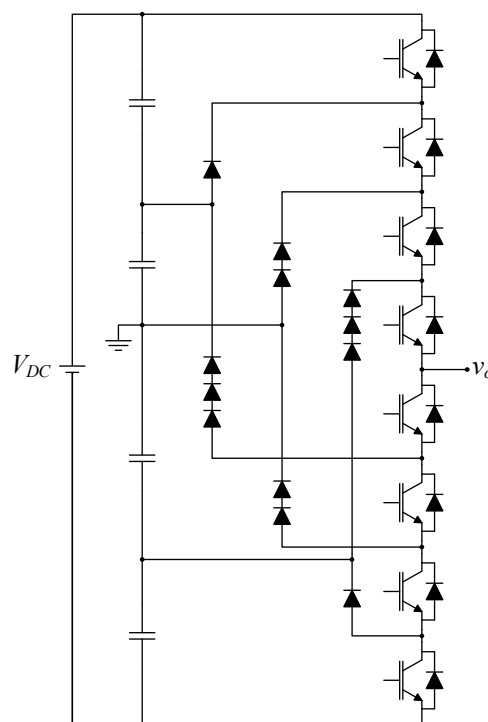
Fonte: Produção do próprio autor

Um maior número de níveis pode ser alcançado com a topologia NPC, a Figura 2.6 mostra a configuração monofásica para 5 níveis na saída, observa-se o aumento considerável no número

Tabela 2.2 – Componentes da estrutura do inversor NPC *Back-to-Back* da Figura 2.5

Indicador	Descrição
1	Rede elétrica de média tensão
2	Cubículo de entrada
3	Indutor elevador
4	Retificador ativo NPC de 3 níveis
5	Barramento CC e conexões da pré-carga
6	Inversor NPC de 3 níveis
7	Motor de corrente alternada

Figura 2.6 – Circuito de potência de um inversor NPC monofásico de 5 níveis



Fonte: Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications (RODRIGUEZ, 2002)

de dispositivos passivos e ativos, que acarretam em um elevado custo e volume para o conversor, motivo pelo qual foi pouco difundida na indústria.

Abrangendo uma visão geral da topologia dentre as vantagens, destacam-se:

- Possui tensão de saída multinível;
- Permitiu o aumento da tensão de trabalho utilizando a mesma tecnologia de semicondutores já existente;
- Possui um melhor conteúdo harmônico comparado com os inversores de dois níveis;
- Foi difundida com sucesso na indústria, dominando aplicações com tensões de até 4.160 V;
- Apresenta um menor stress sobre os semicondutores;

- Pode ser utilizada como retificador regenerativo.

Dentre as desvantagens destacam-se:

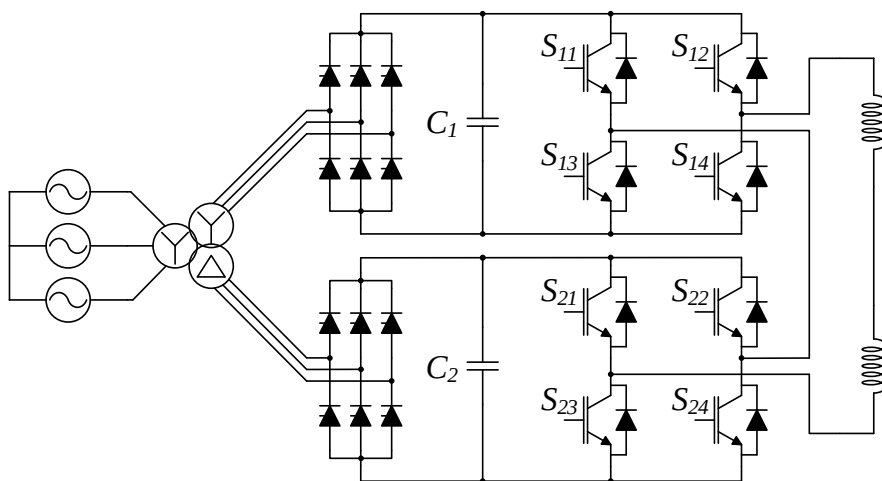
- Distribuição desigual das perdas;
- Necessidade de modulação dedicada para compensar o desequilíbrio do barramento CC;
- Necessidade de filtros dv/dt e/ou modo-comum para utilização em motores com classe de isolamento standard;
- Maior número de níveis aumentam consideravelmente a complexidade do inversor.

2.2 CHB (CASCADED H-BRIDGE)

Em (MARCHESONI; TENCONI, 1990), esta nova topologia surgiu como solução para a necessidade em experimentos com fusão nuclear, sua estrutura é baseada na conexão em cascata de conversores monofásicos, também chamados de células, conforme Figura 2.7.

Inversores de frequência CHB são capazes de fornecer média tensão utilizando apenas semicondutores de baixa tensão, o número de células varia e é determinado pela tensão de operação e pelos custos da manufatura, geralmente, é necessária a conexão de três a dez células por fase (MALINOWSKI et al., 2010).

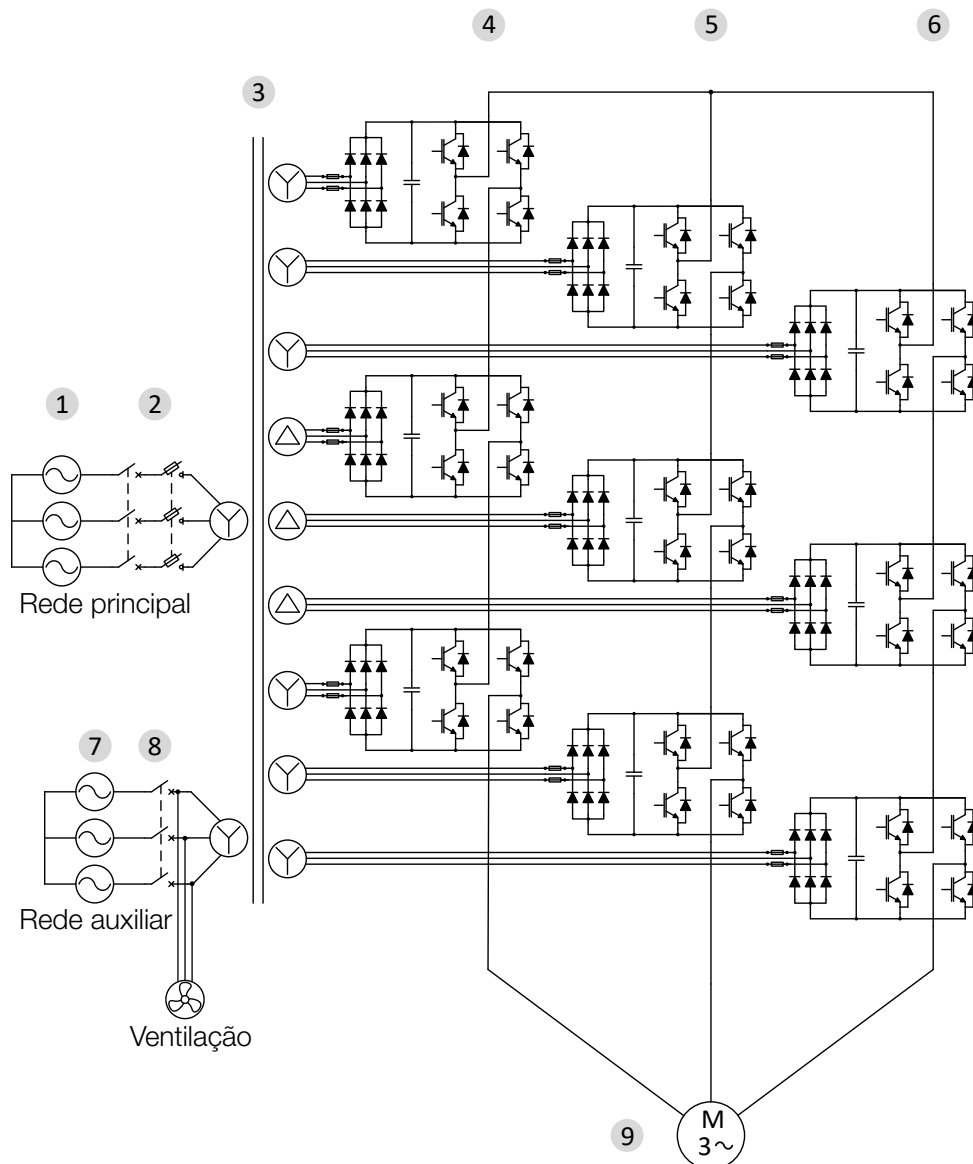
Figura 2.7 – Conversor CHB de duas células com saída monofásica



Fonte: Artigo publicado na IEEE por Marchesoni, 1990

Em contrapartida a modularidade da topologia, cada célula adicionada nas fases representam a adição de três secundários do transformador multipulsos da entrada (1 por fase do motor), responsável por fornecer a fonte CC isolada que alimenta a ponte inversora FB (*Full-Bridge*).

Figura 2.8 – Circuito de potência de um inversor de frequência de média tensão com topologia CHB de três níveis



Fonte: Produção do próprio autor

O inversor CHB, geralmente é empregado em sistemas unidirecionais utilizando retificadores trifásicos a diodos, que, para um número elevado de células, resultará em um elevado fator de potência na entrada (SOUSA, 2014)(WU, 2006). O uso de retificadores ativos é possível, mas aumenta a complexidade no controle do conversor.

A Figura 2.8 mostra a estrutura típica de um inversor de frequência de média tensão com topologia CHB de sete níveis, onde ficam evidentes a complexidade do transformador defasador, a modularidade das células e a escalabilidade do número de níveis.

O enrolamento conectado a rede auxiliar, além de ser utilizado para pré-carga das células, pode exercer uma função secundária, como a alimentação do sistema de refrigeração do inversor.

Abrangendo uma visão geral da topologia, dentre as vantagens destacam-se:

- Possui barramento CC isolado, sem necessidade de circuitos de grampeamento;
- Permite o aumento da tensão de saída com a utilização da tecnologia de semicondutores de baixa tensão;
- Não necessita a adição de filtros na saída para motores com classe de isolamento standard;
- Topologia modular.

Dentre as desvantagens destacam-se:

- Possui um transformador com peso, complexidade e tamanho consideráveis;
- Muitas partes, por consequência uma menor confiabilidade;
- Alta complexidade para o modelo regenerativo.

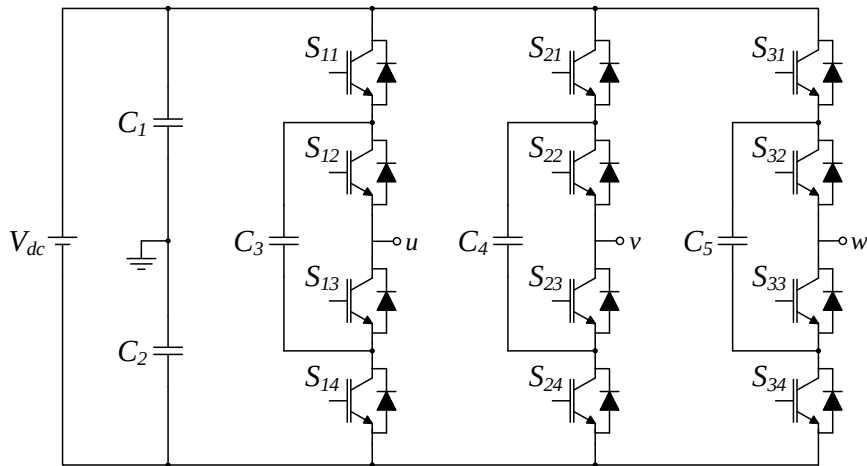
Tabela 2.3 – Componentes da estrutura do inversor CHB da Figura 2.8.

Indicador	Descrição
1	Rede elétrica de média tensão
2	Cubículo de entrada
3	Transformador multipulsos rebaixador defasador e enrolamento auxiliar da pré-carga
4	Células da fase U
5	Células da fase V
6	Células da fase W
7	Rede elétrica de média tensão
8	Disjuntor de pré-carga
9	Motor de corrente alternada

2.3 FC (*FLYING CAPACITOR*)

Proposta por (MEYNARD; FOCH, 1992), a topologia FC se assemelha muito com a NPC, porém, utiliza capacitores para realizar o grampeamento em vez de diodos, conforme a Figura 2.9. O nível zero não pode ser sintetizado pelo ponto médio do barramento CC, devendo ser obtido conectando o positivo ou o negativo através do capacitor flutuante, que possui a polaridade oposta à do barramento (RODRIGUEZ et al., 2009).

Figura 2.9 – Topologia FC de um conversor CC-CA trifásico

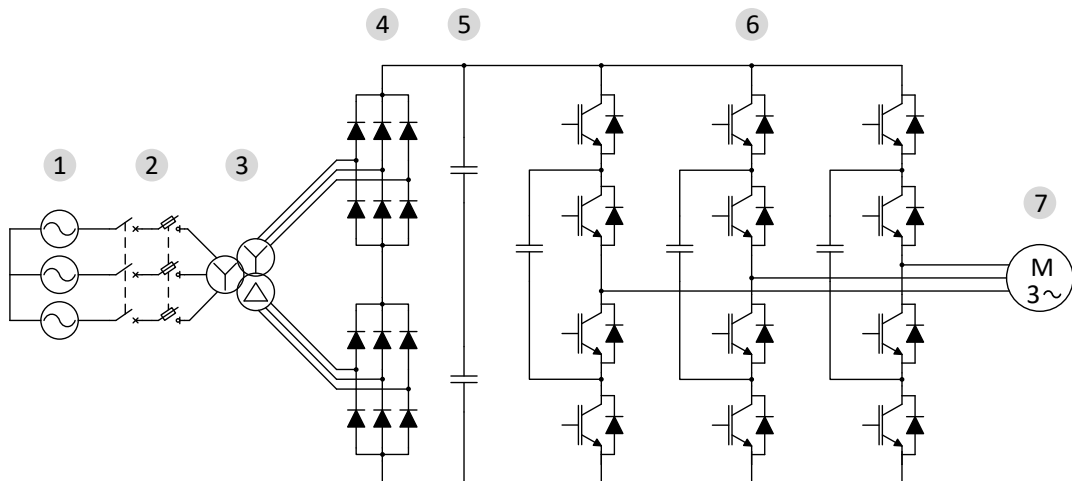


Fonte: Artigo publicado na IEEE por Meynard, 1992

A Figura 2.10 mostra a estrutura típica de um inversor de frequência de média tensão com topologia FC de três níveis. Devido aos capacitores flutuantes, a pré-carga torna-se ainda mais complexa, e deve ser realizada utilizando retificadores ativos, uma vez que, mesmo nesta etapa, a divisão de tensão deve ser controlada para evitar danos aos semicondutores. Devido a esta dificuldade, diferentes técnicas foram desenvolvidas (THIELEMANS; RUDERMAN; MELKEBEEK, 2009), (THIELEMANS; VYNCKE; MELKEBEEK, 2011), (KHAZRAEI et al., 2012).

Outra característica é que a topologia FC apresenta um elevado nível de energia armazenada, que permite a operação quando ocorre afundamentos da tensão de entrada ou curtas faltas na disponibilidade da rede, a operação em *Ride-Through* como é conhecida a função.

Figura 2.10 – Circuito de potência de um inversor de frequência de média tensão com topologia FC de três níveis



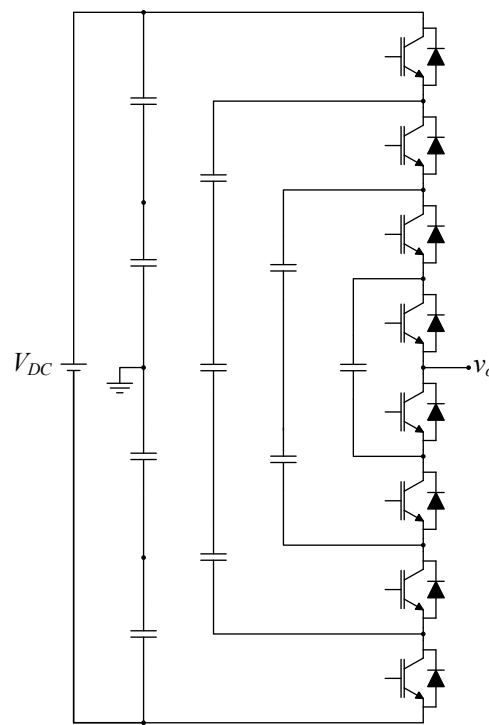
Fonte: Produção do próprio autor

Tabela 2.4 – Componentes da estrutura do inversor FC da Figura 2.10

Indicador	Descrição
1	Rede elétrica de média tensão
2	Cubículo de entrada
3	Transformador defasador
4	Ponte retificadora
5	Barramento CC
6	Ponte inversora FC de 3 níveis
7	Motor de corrente alternada

De maneira similar a NPC, esta topologia também permite o aumento do número de níveis na saída com a adição de semicondutores e capacitores, a Figura 2.11 mostra a configuração monofásica para 5 níveis na saída. Observa-se o elevado número de capacitores nesta topologia, o que exige um maior esforço do controle para realizar o balanço energético do conversor.

Figura 2.11 – Circuito de potência de um inversor FC monofásico de 5 níveis



Fonte: Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications (RODRIGUEZ, 2002)

Abrangendo uma visão geral da topologia dentre as vantagens, destacam-se:

- Estrutura semelhante com a do NPC, porém, utiliza capacitores ao invés de diodos de grampeamento;
- Utiliza um menor número de semicondutores;

Dentre as desvantagens destacam-se:

- Operação com baixa frequência na saída exige aumento no tamanho dos capacitores;
- Pré-carga complexa;
- Baixo rendimento para transmissão ativa de potência.
- Custo elevado e limite da vida útil determinado pelos capacitores.

2.4 MMC (CONVERSOR MODULAR MULTINÍVEIS)

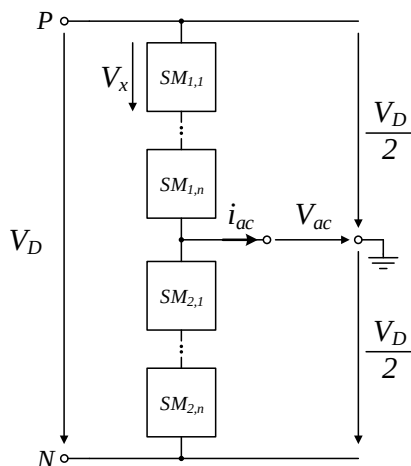
Proposta por (LESNICAR; MARQUARDT, 2003), esta topologia surgiu como opção para a crescente tendência de descentralização na geração de energia e, atualmente, é a mais promissora para transmissão de energia em aplicações de HVDC (*high-voltage direct current*).

Possui conceito e propósito similares aos conversores CHB, com células conectadas em série capazes de sintetizarem altas tensões utilizando apenas semicondutores de baixa tensão e fontes de tensão CC isoladas, porém, não utiliza um transformador defasador e retificadores para gerar a tensão do barramento de cada célula e sim a corrente circulante para carregar ou descarregar, de acordo com o sentido desta (DIAS, 2015).

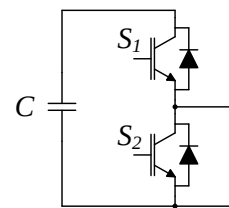
A Figura 2.12(a) apresenta a topologia do conversor MMC monofásico composto por n células em cada braço. Dois braços formam uma fase, que é constituída pela conexão em série das células e dos indutores. Embora seja possível uma configuração híbrida, com diferentes topologias, semicondutores e níveis de regulação de tensão entre as células, o mais usual é que

Figura 2.12 – Topologia MMC de um conversor CC-CA (reversível) monofásico

(a) Inversor MMC monofásico constituído de $2n$ células



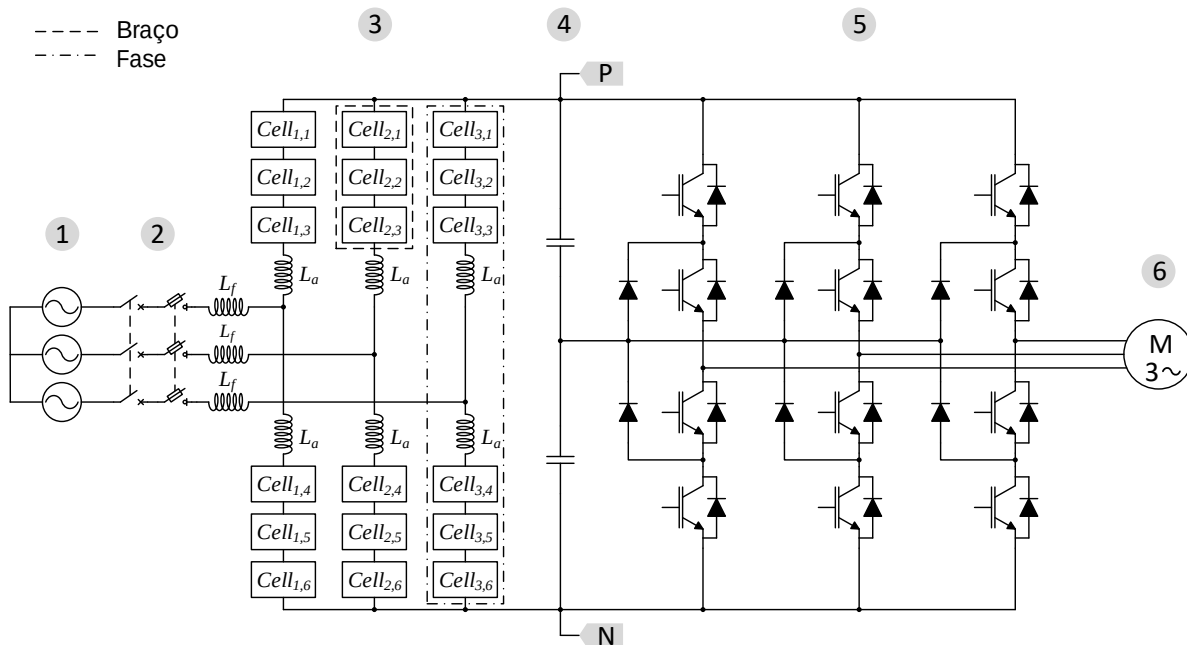
(b) Célula meia ponte



Fonte: Artigo publicado na IEEE por Marquardt, 2003

todas as células sejam iguais, utilizando o mesmo *hardware* e *software*, simplificando o controle e agregando mais modularidade e escalabilidade ao conversor.

Figura 2.13 – Circuito de potência de um inversor de frequência de média tensão com topologia MMC-NPC



Fonte: Produção do próprio autor

A associação em série de células tem como consequência uma alta complexidade na estrutura do conversor devido ao grande número de interruptores, no entanto, possibilita inserção de funcionalidades nas técnicas de modulação como a redução da frequência de chaveamento, minimizar a tensão de modo comum e/ou a regulação da tensão dos barramentos.

A Figura 2.13 apresenta a topologia de um retificador MMC com seu lado CC conectado a uma ponte inversora NPC e o lado CA conectado a rede de alimentação CA através dos indutores de acoplamento L_f e L_a . Esta estrutura é considerada uma solução *transformerless*, pois elimina a necessidade do transformador defasador da Figura 2.4(a), ou ainda, permite a utilização de um transformador *standard* caso seja necessário isolamento e/ou adequação do nível de tensão da rede.

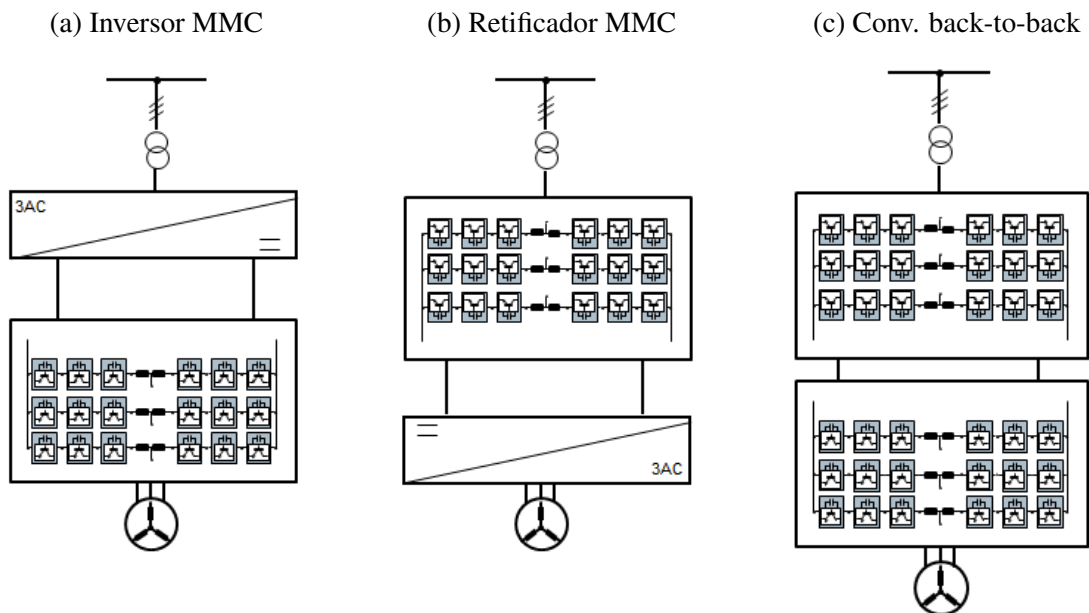
A Figura 2.14 apresenta os modos de operação mais comuns. Operando como retificador ativo, garante uma baixa distorção harmônica da corrente de entrada e uma baixa ondulação no barramento CC. Como inversor, um baixo dv/dt e uma baixa corrente de modo comum no motor quando comparado com os inversores tradicionais de 2 e 3 níveis.

Substituindo a ponte inversora por outro conversor MMC uma estrutura *back-to-back* é formada, como apresentado na Figura 2.14(c) e pode ser utilizada em aplicações como HVDC, conectando duas redes CA com tensões e/ou frequências diferentes.

Tabela 2.5 – Componentes da estrutura do inversor MMC-NPC da Figura 2.13

Indicador	Descrição
1	Rede elétrica de média tensão
2	Cubículo de entrada
3	Ponte retificadora MMC de 7 níveis
4	Barramento DC
5	Ponte inversora NPC de 3 níveis
6	Motor de corrente alternada

Figura 2.14 – Possíveis configurações do conversor MMC



Fonte: Modular Multilevel Converter, Siemens AG 2016

Na área de acionamentos de motores, a estrutura *back-to-back* possibilita o acionamento de motores de diferentes tensões sem a utilização de transformadores na saída do inversor, com uma forma de onda senoidal de corrente na entrada e na saída.

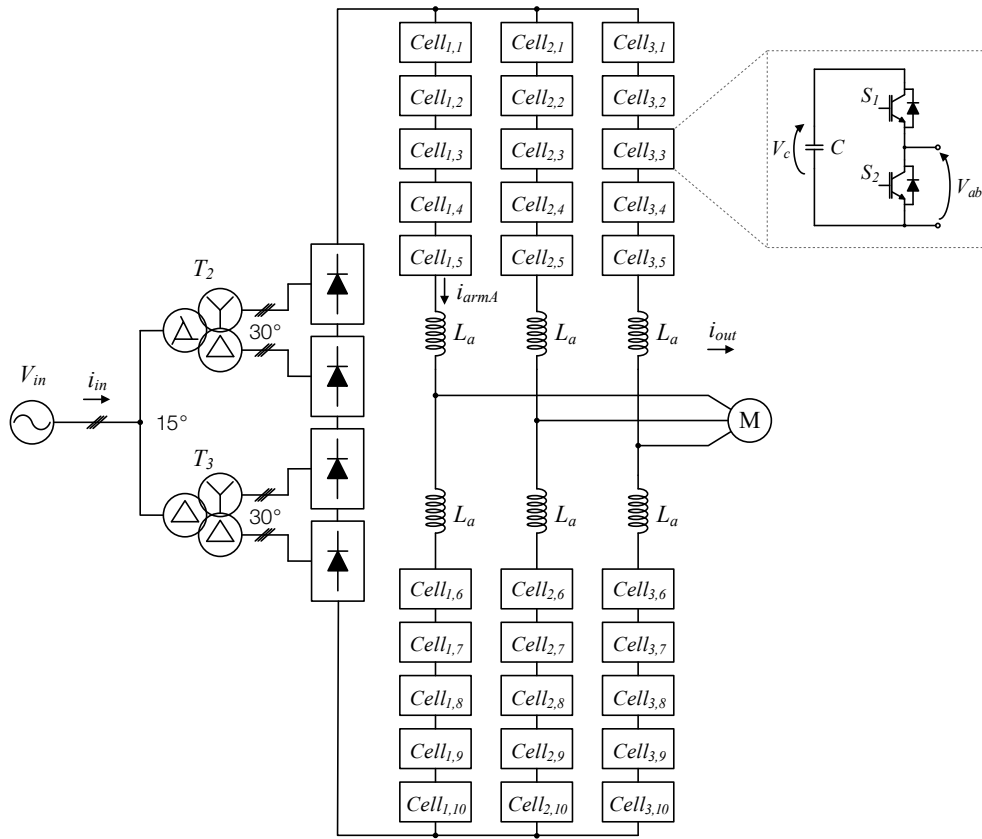
3 CONVERSOR MODULAR MULTINÍVEL

A estrutura modular do MMC possibilita sua utilização em diferentes configurações. No campo de conversores industriais para motorização tem como destaque a possibilidade de operação sem um transformador de entrada, reduzindo peso, custo e volume na instalação.

O uso destes transformadores pode ser imposto caso haja necessidade de adequar a tensão de entrada e/ou saída do conversor ou ainda para isolar o sistema, reduzindo as correntes de modo comum.

A Figura 3.1 apresenta a estrutura do inversor MMC utilizado como especificação para os demais assuntos apresentados no decorrer deste capítulo.

Figura 3.1 – Estrutura de um inversor MMC com células HB e $n = 5$, alimentado por um retificador multipulsos



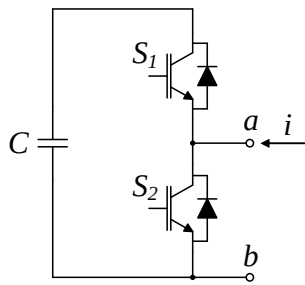
Fonte: Produção do próprio autor

3.1 TOPOLOGIA DA CÉLULA

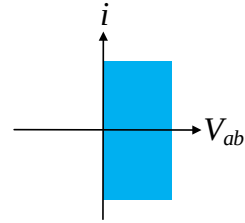
A topologia do conversor MMC foi lançada por (LESNICAR; MARQUARDT, 2003) utilizando células com topologia meia ponte, conforme Figura 3.2(a). Com apenas dois semicondutores e um banco de capacitores, é a célula que proporciona o maior rendimento ao

Figura 3.2 – Topologia de uma célula meia ponte

(a) Circuito de potência



(b) Quadrantes de operação



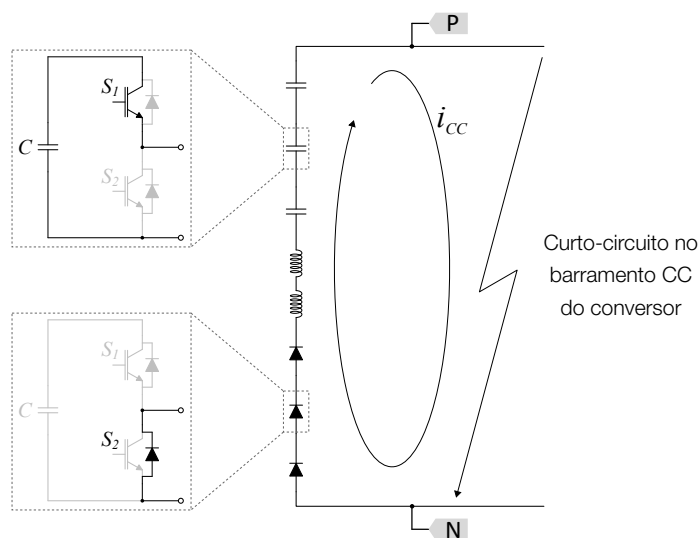
Fonte: Produção do próprio autor

conversor, pois é a única que insere apenas um semiconductor em série com a corrente que passa pela célula.

A célula meia ponte opera em dois quadrantes, conforme Figura 3.2(b), sendo que o sentido da corrente infere em carga ou descarga do banco de capacitores.

Podendo sintetizar apenas dois níveis de tensão, V_C e 0, torna-se susceptível a danos em caso de curto circuito no barramento CC do conversor, onde o diodo do semiconductor S_2 fica diretamente polarizado, oferecendo um caminho para a corrente, sendo a amplitude dessa limitada apenas pelos indutores de acoplamento. Esta característica pode ser melhor entendida através da Figura 3.3, que mostra uma fase de um conversor MMC com o barramento CC total em curto-circuito, bem como o caminho percorrido pela corrente.

Figura 3.3 – Fase de um conversor MMC com células HB com o barramento CC em curto-circuito

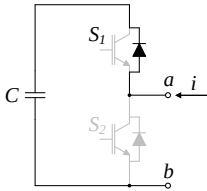
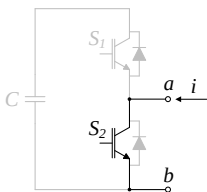
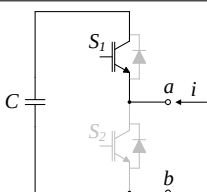
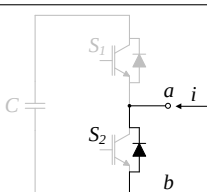


Fonte: Produção do próprio autor

A Tabela 3.1 apresenta as etapas de operação, a carga ou descarga do capacitor depende do sentido da corrente bem como do caminho que esta percorre no circuito. O semiconductor S_1

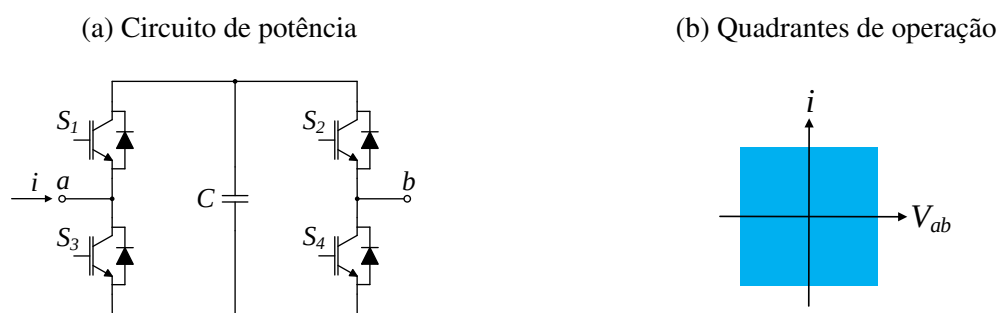
é responsável por inserir o capacitor no caminho da corrente e S_2 pela tensão nula na saída. S_1 e S_2 devem operar de forma complementar com tempo morto, evitando assim o curto circuito do capacitor da célula.

Tabela 3.1 – Etapas de operação da célula meia ponte

Corrente e tensão	Estágio de potência	Efeito no capacitor
$i > 0$, $V_{ab} = V_C$		Carga
$i > 0$, $V_{ab} = 0$		Nenhum
$i < 0$, $V_{ab} = V_C$		Descarga
$i < 0$, $V_{ab} = 0$		Nenhum

Com a necessidade de um conversor menos susceptível a danos, a utilização de células ponte completa, mostrada na Figura 3.4(a), surgiu como uma opção mais robusta, possibilitando a supressão desta corrente de curto circuito pelo controle do conversor, podendo inverter a tensão em seus terminais, sintetizando três níveis de tensão, V_C , 0 e $-V_C$.

Figura 3.4 – Topologia de uma célula ponte completa

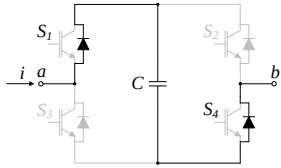
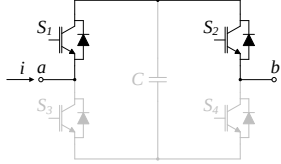
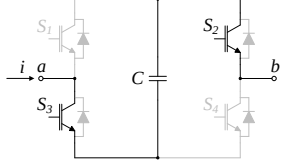
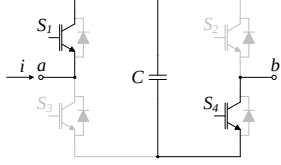
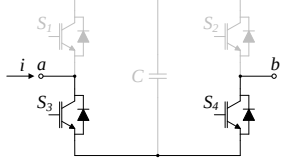
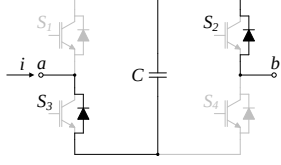


Fonte: Produção do próprio autor

Para possibilitar este nível a mais de tensão, esta célula conta com quatro semicondutores, sendo que sempre existem dois em série com a corrente, o que reduz o rendimento do conversor e aumenta a complexidade do comando das chaves.

A Figura 3.4(b) e a Tabela 3.2 apresentam os quadrantes de operação e as etapas de operação respectivamente, destaca-se que independente do sentido da corrente, é possível realizar a carga ou a descarga do capacitor de acordo com a sequência de comutação.

Tabela 3.2 – Etapas de operação da célula ponte completa

Corrente e tensão	Caminho da corrente	Efeito no capacitor
$i > 0$, $V_{ab} = +V_C$		Carga
$i > 0$ ou $i < 0$, $V_{ab} = 0$		Nenhum
$i > 0$, $V_{ab} = -V_C$		Descarga
$i < 0$, $V_{ab} = +V_C$		Descarga
$i > 0$ ou $i < 0$, $V_{ab} = 0$		Nenhum
$i < 0$, $V_{ab} = -V_C$		Carga

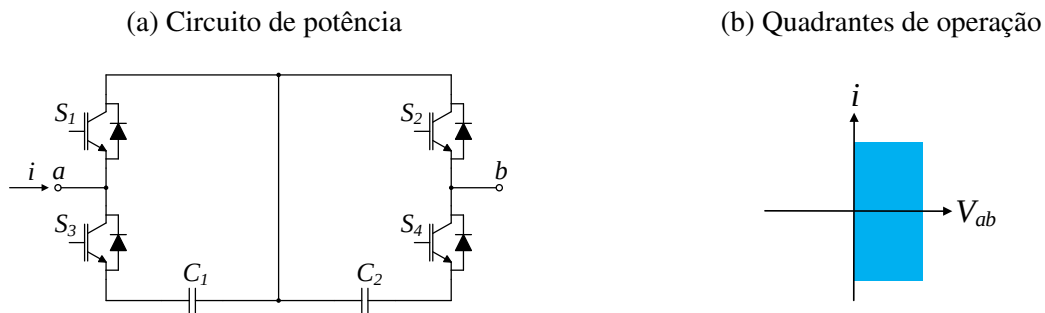
Esta célula apresenta duas combinações para a tensão nula de saída, uma vez que a combinação de S_1 com S_2 e S_3 com S_4 resultam em vetores redundantes, o que possibilita uma boa distribuição das perdas por comutação.

Possui ainda duas combinações proibitivas para os semicondutores, S_1 com S_3 e S_2 com S_4 que também devem operar com tempo morto para evitar o curto circuito do capacitor.

A Figura 3.5(a) mostra a topologia da célula *Twin Cell* proposta por (Hiller et al., 2009), embora seja muito similar a ponte completa podendo sintetizar três níveis de tensão e sempre possuir dois semicondutores em série com a corrente, possui um capacitor adicional e é capaz de sintetizar apenas as tensões positivas 0, V_{C1} , V_{C2} e $V_{C1} + V_{C2}$.

Os quadrantes de operação são apresentados na Figura 3.5(b), que deixa evidente a incapacidade de suprimir correntes de curto circuito uma vez que não sintetiza tensões negativas. Do ponto de vista construtivo, equivale a duas células meia ponte em série, o que é uma vantagem em estruturas descentralizadas, onde as células são responsáveis por comandar os interruptores, pois uma única placa pode controlar e gerenciar a comunicação de ambas.

Figura 3.5 – Topologia da célula *Twin Cell*



Fonte: Produção do próprio autor

Possui as mesmas restrições de combinações proibitivas e de tempo morto da célula ponte completa, as etapas de operação são apresentadas na Tabela 3.3, onde é possível observar a condição em que a tensão de saída é o resultado do somatório das tensões dos capacitores, o equivalente a duas células meia ponte em série.

Não possui redundância para a tensão de saída nula, sendo essa somente sintetizada pelo acionamento de S_1 e S_2 .

Outra célula capaz de sintetizar três níveis, a duplamente grampeada (LESNICAR; MARQUARDT, 2003), também consiste de duas células meia ponte em série conectadas por S_5 , D_1 e D_2 , conforme a Figura 3.6(a).

As etapas de operação estão detalhadas na Tabela 3.4, onde é possível observar os três vetores que sintetizam a tensão de saída nula, desses, dois são redundantes o que possibilita uma melhor distribuição das perdas.

O semicondutor S_5 fica ligado continuamente em operação normal, em caso de curto-circuito é desligado e a corrente passa pelos capacitores, que possibilitam o bloqueio dessa. Dentre as topologias de células apresentadas, é a que proporciona menor eficiência devido ao maior número de semicondutores (mínimo três) em série com a corrente.

Tabela 3.3 – Etapas de operação da célula *Twin Cell*

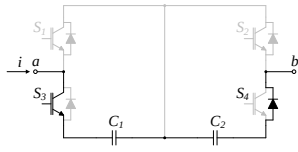
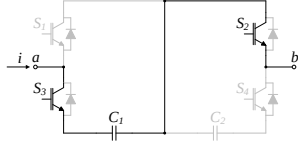
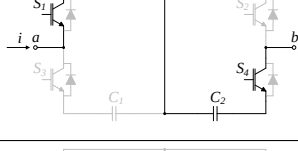
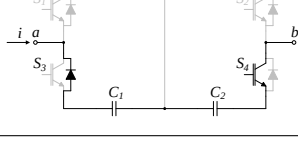
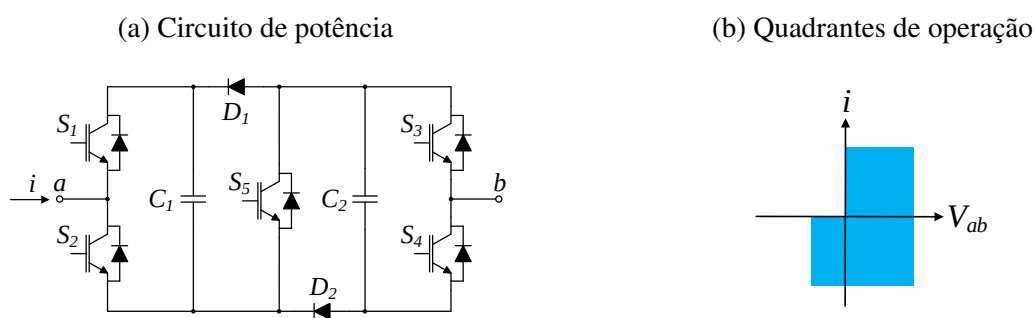
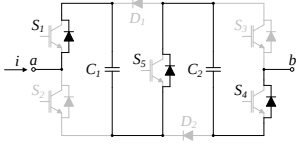
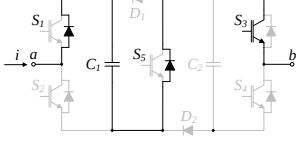
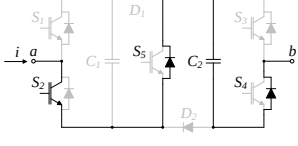
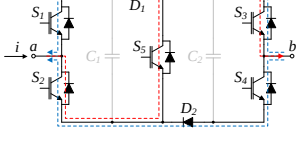
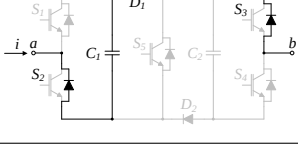
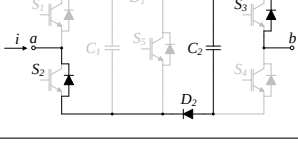
Corrente e tensão	Caminho da corrente	Efeito capacitores
$i > 0$, $V_{ab} = V_{C_1} + V_{C_2}$		C_1 Carga C_2 Carga
$i > 0$, $V_{ab} = V_{C_1}$		C_1 Carga C_2 Nenhum
$i > 0$, $V_{ab} = V_{C_2}$		C_1 Nenhum C_2 Carga
$i > 0$ ou $i < 0$, $V_{ab} = 0$		Nenhum
$i < 0$, $V_{ab} = V_{C_1}$		C_1 Descarga C_2 Nenhum
$i < 0$, $V_{ab} = V_{C_2}$		C_1 Nenhum C_2 Descarga
$i < 0$, $V_{ab} = V_{C_1} + V_{C_2}$		C_1 Descarga C_2 Descarga

Figura 3.6 – Topologia de uma célula duplamente grampeada



Fonte: Produção do próprio autor

Tabela 3.4 – Etapas de operação da célula com duplo grampeamento

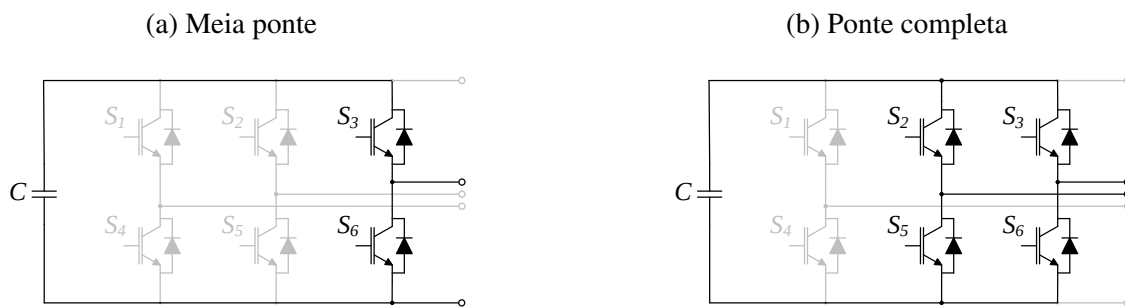
Corrente e tensão	Caminho da corrente	Efeito capacitores
$i > 0,$ $V_{ab} = V_{C_1} + V_{C_2}$		C_1 Carga C_2 Carga
$i > 0,$ $V_{ab} = V_{C_1}$		C_1 Carga C_2 Nenhum
$i > 0,$ $V_{ab} = V_{C_2}$		C_1 Nenhum C_2 Carga
$i > 0 \text{ ou } i < 0,$ $V_{ab} = 0$		Nenhum
$i < 0,$ $V_{ab} = -V_{C_1}$		C_1 Carga C_2 Nenhum
$i < 0,$ $V_{ab} = -V_{C_2}$		C_1 Nenhum C_2 Carga

3.1.1 Célula implementada

Devido a similaridade entre as topologias meia ponte e ponte completa, foram utilizados nas células do protótipo de baixa tensão módulos de IGBTs trifásicos que possibilitam ambas as ligações, agregando maior flexibilidade ao conversor e facilitando a operação com ambas as topologias.

A Figura 3.7 apresenta as possíveis ligações da célula, o semicondutor S_4 não possui função, permanecendo desligado, assim como S_2 e S_5 para a configuração meia ponte; a aplicação de S_1 será discutida na Seção 3.2.2. A topologia *Twin Cell* também poderia ser implementada com este módulo de IGBTs, porém, como utiliza dois bancos de capacitores necessitaria alterações no *layout* da PCI. A topologia duplamente grampeada não é compatível com as ligações internas do módulo e, portanto, não foi utilizada.

Figura 3.7 – Possíveis configurações da célula



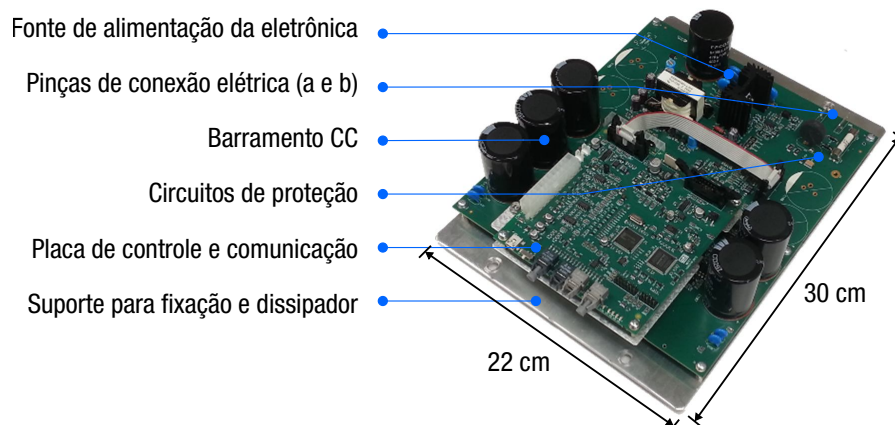
Fonte: Produção do próprio autor

Além do módulo de IGBTs, qualquer célula de um conversor MMC, independente da topologia, deve possuir uma placa de controle, no mínimo um banco de capacitores, uma fonte de alimentação para a eletrônica e um circuito de aquisição das grandezas elétricas.

A placa de controle da célula fica responsável pela comunicação com o controle central do conversor, onde estão as malhas de controle. O meio físico de comunicação predominante no mercado é por fibra óptica, que provém isolamento elétrico, imunidade a ruídos e boa performance com uma banda de comunicação, na faixa dos megahertz. O protocolo de comunicação serial pode variar entre CAN, Modbus, Ethernet ou ainda protocolos proprietários.

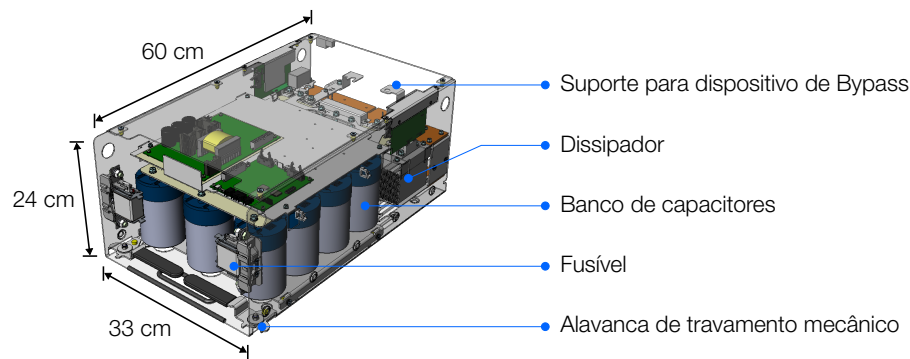
O banco de capacitores é responsável pelo armazenamento de energia da célula, sendo o componente de maior volume. Devido ao grande número, geralmente são utilizados duas ou mais conexões por *Busbar* para colocar os capacitores em paralelo. Devido ao grau de isolamento de baixa tensão da célula, a utilização de conexões por *Busbar* acaba se tornando uma solução viável e de fácil implementação.

Figura 3.8 – Célula do protótipo em escala de baixa tensão (circuitos de potência e controle local)



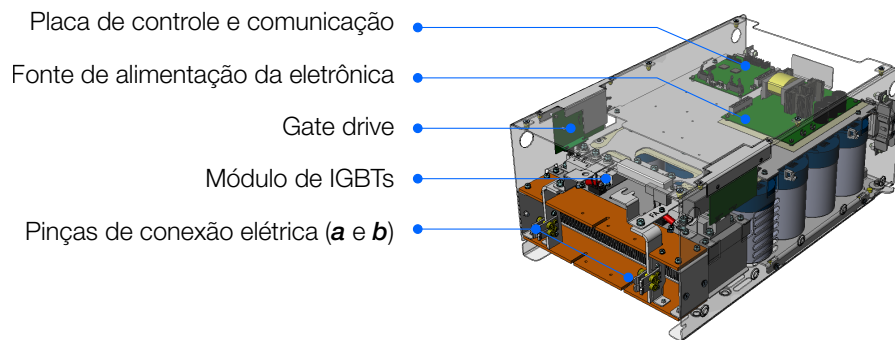
Fonte: Reprodução cortesia WEG S.A.

Figura 3.9 – Modelagem 3D de uma célula HB, vista isométrica frontal



Fonte: Reprodução cortesia WEG S.A.

Figura 3.10 – Modelagem 3D de uma célula HB, vista isométrica traseira



Fonte: Reprodução cortesia WEG S.A.

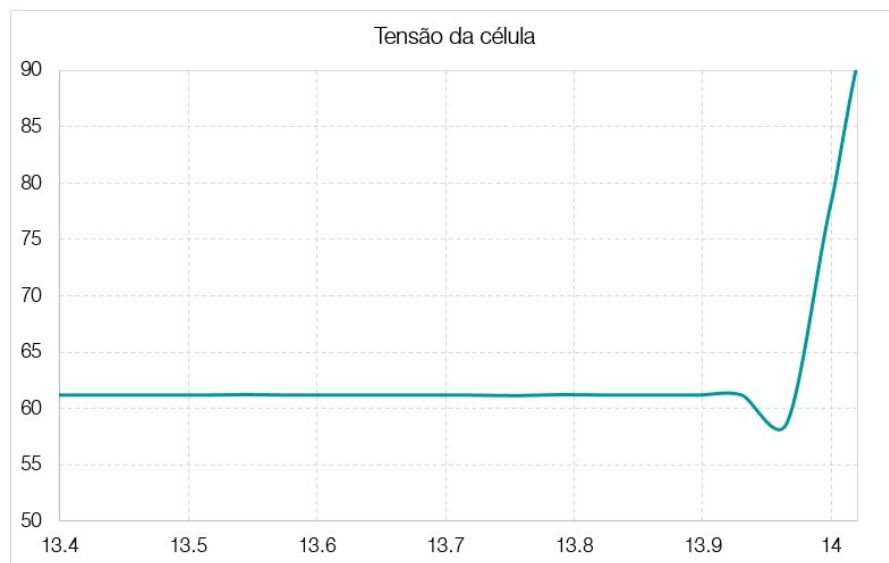
Para a alimentação da eletrônica da célula, afim de evitar a utilização de transformadores com um alto grau de isolamento, a melhor maneira de se obter a energia necessária é utilizar o próprio barramento de capacitores da célula. O conversor *flyback* utilizado na fonte chaveada da célula para adequar os níveis de tensão, deve suportar o *ripple* do barramento CC e ao mesmo tempo não ter um consumo que impacte na performance da célula.

O circuito de aquisições é responsável por atenuar o nível de tensão do barramento para que possa ser lido pelo conversor analógico/digital do cartão de controle da célula. Outras grandezas como temperatura do dissipador e corrente também podem ser processadas e enviadas pela célula para o controle central.

A Figura 3.8 apresenta a célula implementada no protótipo e as figuras 3.9 e 3.10 apresentam a modelagem 3D de uma célula típica para um conversor MMC com montagem em painéis, onde é possível perceber o grande volume ocupado pelo banco de capacitores de filme. Dentre os opcionais da célula estão: contator de *bypass*, fusíveis e ventilador para dissipador.

Uma característica da célula implementada e de qualquer outra célula com a eletrônica alimentada a partir do barramento CC local, independente da topologia, é a necessidade da

Figura 3.11 – Valor do A/D durante o desligamento da célula



Fonte: Produção do próprio autor

imunidade ao *ripple* deste para com a referência interna do conversor A/D, para isto, o nível de subtensão deve garantir a correta leitura da tensão.

A Figura 3.11 mostra o problema da perda da referência do conversor A/D durante o desligamento onde, mesmo com a tensão caindo e tendendo a zero, passa a informar uma derivada positiva de tensão ao controle central.

Leituras erradas de tensão podem levar o funcionamento do conversor ao colapso, uma vez que a leitura da tensão da célula influencia nas malhas de controle de tensão do controle central e no algoritmo de balanço de tensões das células pelo controle de braço. O método de balanceamento das tensões dos barramentos CC das células apresentado na Subseção 3.2.2 garante o nível mínimo de tensão para a correta leitura do conversor A/D.

3.2 PRÉ-CARGA E DESCARGA DO CONVERSOR

O MMC, assim como as demais topologias de conversores apresentadas neste trabalho, necessita da pré-carga dos elementos armazenadores de energia, ou seja, elevar a tensão dos capacitores das células até próximo do nível de operação. Este processo evita danos nos capacitores pela corrente de partida.

Existem diferentes formas de realizar a pré-carga, em (Das; Nademi; Norum, 2011), é proposto um método que utiliza a rede principal de alimentação do inversor, não necessitando fontes de tensão auxiliares. Para limitar a corrente de partida, são utilizados resistores em série com os braços do MMC, juntamente com um contator ou um semiconductor para retirar os resistores do circuito ao final do processo, evitando assim a queima desnecessária de energia

e possibilitando a operação do conversor. Este resistor também pode ser utilizado para a descarga dos capacitores das células, por exemplo, durante o processo de remoção de uma célula defeituosa. A maior desvantagem deste método é a utilização dos contadores, os quais são submetidos aos níveis de tensão de linha da entrada do inversor, o que pode inviabilizar aplicações em média tensão devido ao alto custo desses contadores.

Em (Xu et al., 2011) é proposto um esquema de pré-carga simultâneo de todas as células do conversor, utilizando 4 tiristores em antiparalelo para cada célula e uma fonte CC auxiliar. A grande vantagem deste método é o equilíbrio dos níveis de tensão do barramento CC das células, já que todas são conectadas em paralelo com a fonte auxiliar. O grande número de semicondutores e *gate drivers* acarreta em uma estrutura complexa e cara, principalmente em conversores com um grande número de células.

Em (Shi et al., 2012) é proposto um método similar ao de (Das; Nademi; Norum, 2011), porém, utiliza apenas 3 contadores e 3 resistores conectados diretamente ao contador de entrada. Sua análise utiliza uma estrutura de inversor de frequência com retificador passivo a diodos e uma ponte inversora MMC, no primeiro instante a corrente fica limitada pelos resistores, que são retirados do sistema pelo contador de pré-carga após o término desta, momento em que os capacitores possuem 50% da tensão nominal de operação, o que exige um segundo estágio no qual o controle passa a variar o número de células em paralelo com barramento CC total do conversor, fazendo com que circule uma corrente pelo braço carregando as células. Para garantir que não haja corrente circulando nos terminais do motor, o número de células inseridas no braço superior deve ser sempre igual ao do inferior. Apesar de utilizar um número menor de contadores que (Das; Nademi; Norum, 2011), este método de pré-carga ainda utiliza um contador trifásico na entrada do inversor, o que pode torná-lo inviável economicamente.

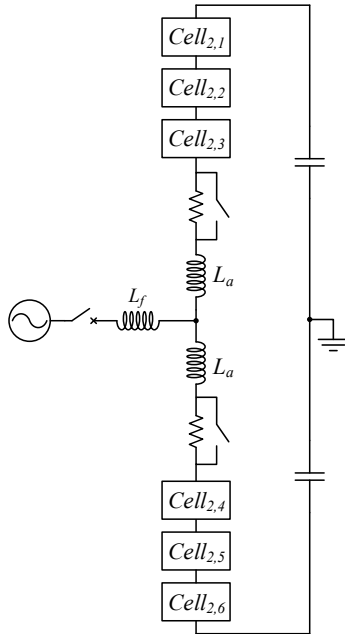
Em (Li et al., 2015) é proposto um método extremamente similar ao de (Shi et al., 2012), porém, sua análise leva em conta, além da operação do conversor como retificado MMC, a operação como inversor MMC com um retificador a diodos. Outra contribuição foi, além do primeiro e segundo estágios discutido por (Shi et al., 2012), um método de controle em malha fechada para balanço das tensões nos capacitores após o término do processo de pré-carga.

Além da pré-carga, outra funcionalidade desejada em conversores MMC é a descarga dos capacitores das células, tanto para desconexão do conversor para reparo e/ou manutenção quanto para proteção. Este processo deve ser rápido e controlado, garantindo a segurança do usuário que esteja realizando os reparos/manutenções.

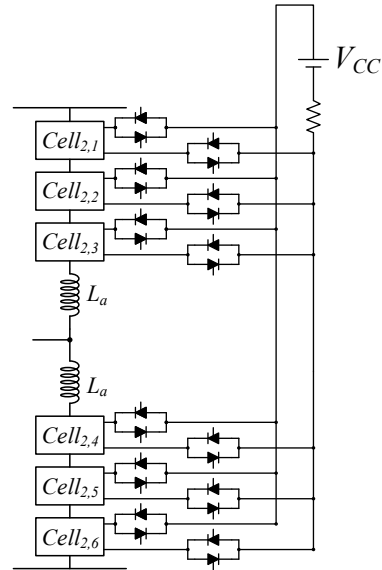
De acordo com (WO2012/013245A1..., 2010), em inversores MMC de média tensão, este processo exige no mínimo meia hora para a descarga total dos capacitores. Para solucionar este problema, propõe uma solução que utiliza um banco de resistores conectados no barramento CC total, duas chaves para seccionar o banco de resistores e uma chave por fase

Figura 3.12 – Circuitos de pré-carga das células aplicados a um conversor MMC monofásico e suas fontes de alimentação

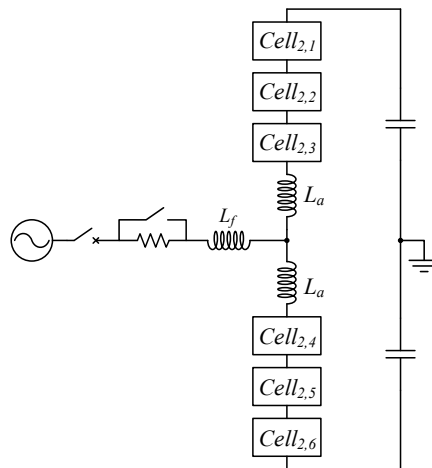
(a) Pré-carga a partir da rede principal (limitação de corrente no braço)



(b) Pré-carga individual das células a partir de uma fonte auxiliar



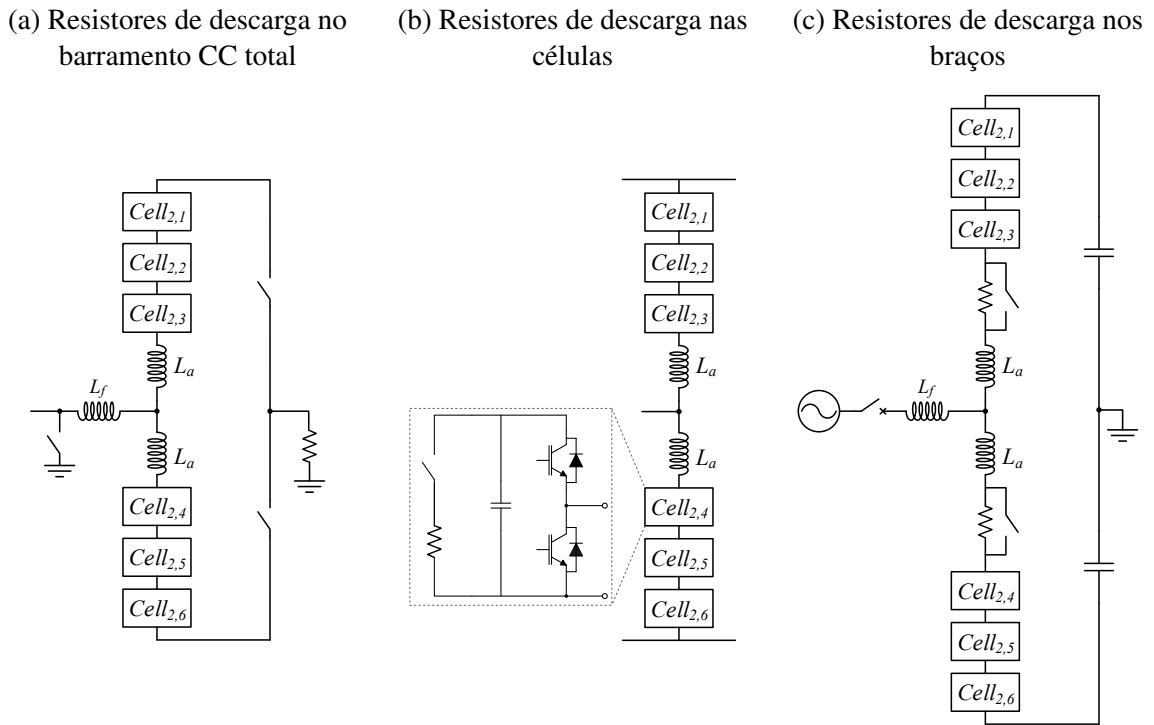
(c) Pré-carga a partir da rede principal (limitação de corrente na fase)



Fonte: Produção do próprio autor, baseado em (a)(Das; Nademi; Norum, 2011), (b)(Xu et al., 2011) e (c)(Shi et al., 2012)

para seccionar a fase que será descarregada. Esta estrutura possibilita selecionar o braço que será descarregado, o que limita a potência dissipada no banco de resistores o que influencia diretamente no dimensionamento destes.

Figura 3.13 – Circuitos de descarga dos capacitores das células



Fonte: Produção do próprio autor, baseado em (a)(WO2012/013245A1..., 2010), (b)(JP2009-247186) e (c)(Das; Nademi; Norum, 2011)

3.2.1 Método de pré-carga implementado

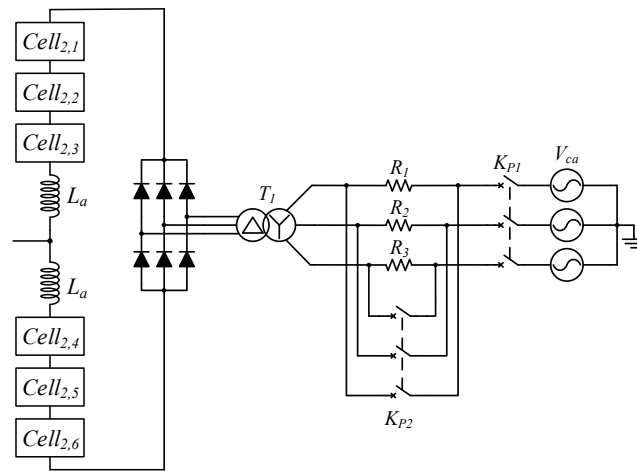
Conforme apresentado na revisão bibliográfica das topologias de conversores multiníveis, a pré-carga para tensões até 4.160 V pode ser realizada pelo barramento CC, através de uma fonte auxiliar de baixa tensão, um transformador elevador e uma ponte retificadora de baixa potência.

Este método possui vantagens como a independência da rede de alimentação principal, não utiliza contadores e/ou resistores de média tensão e a grande disseminação na indústria. A Figura 3.14 apresenta o circuito utilizado para realizar os dois primeiros estágios da pré-carga.

Durante o primeiro estágio, o controle central aciona o contator K_{P1} fazendo com que a fonte auxiliar inicie a carga dos capacitores até $U_d/2n$ o que equivale a aproximadamente 90 % do valor nominal de tensão de operação da célula, sendo a corrente limitada pelo banco de resistores R_x . Neste momento a K_{P2} é acionado, realizando o *bypass* de R_x evitando a dissipação de energia desnecessária sobre o banco de resistores, conforme Figura 3.15.

Para diagnose de possíveis falhas como conexões elétricas, problemas no transformador, resistores danificados ou subtensão na rede, foram associadas duas falhas de *time-out*, conforme Figura 3.16.

Figura 3.14 – Circuito de pré-carga utilizado no protótipo do inversor MMC



Fonte: Produção do próprio autor

Quando ocorrer uma falha, os disjuntores são abertos e o processo é abortado.

Com todos os capacitores dos barramentos CC ligados em série, as tensões irão divergir entre as células e, em um tempo tendendo ao infinito, a tendência é que um deles assuma toda a tensão do barramento CC total devido a não idealidades nas características elétricas, o que pode levar a danos permanentes se este nível for maior que a máxima tensão de operação.

3.2.2 Equalização das tensões da células

Para resolver o problema do desequilíbrio de tensões foi adicionado um resistor ao módulo da Figura 3.7, sendo este conectado em paralelo com a chave S_4 e em série com a chave S_1 , conforme Figura 3.17. Esta solução atende ainda a um segundo requisito, a descarga das células, funcionalidade muito desejada, principalmente em inversores de média tensão em que a descarga completa costuma levar no mínimo meia hora, de acordo com (WO2012/013245A1..., 2010), pois possibilita uma descarga controlada, agilizando o processo de reparo e/ou manutenção.

No momento em que a pré-carga é iniciada, o controle central passa a aguardar a inicialização das células e, no momento em que todas estabelecerem comunicação, inicia a rotina que busca equalizar as tensões, descarregando o barramento CC das células com maior tensão, através do acionamento de S_1 .

Para a proteção das células após o início da pré-carga foi utilizado um contador de *time-out*, que garante um tempo máximo que pode ficar sem comunicação. Caso este tempo seja extrapolado, o processo é abortado e os contadores de pré-carga são abertos.

As células que estabelecem comunicação passam a enviar seus dados, incluindo a tensão do barramento CC, possibilitando ao controle central uma proteção por sobretensão na célula.

Figura 3.15 – Comando dos contatores e tensão da pré-carga

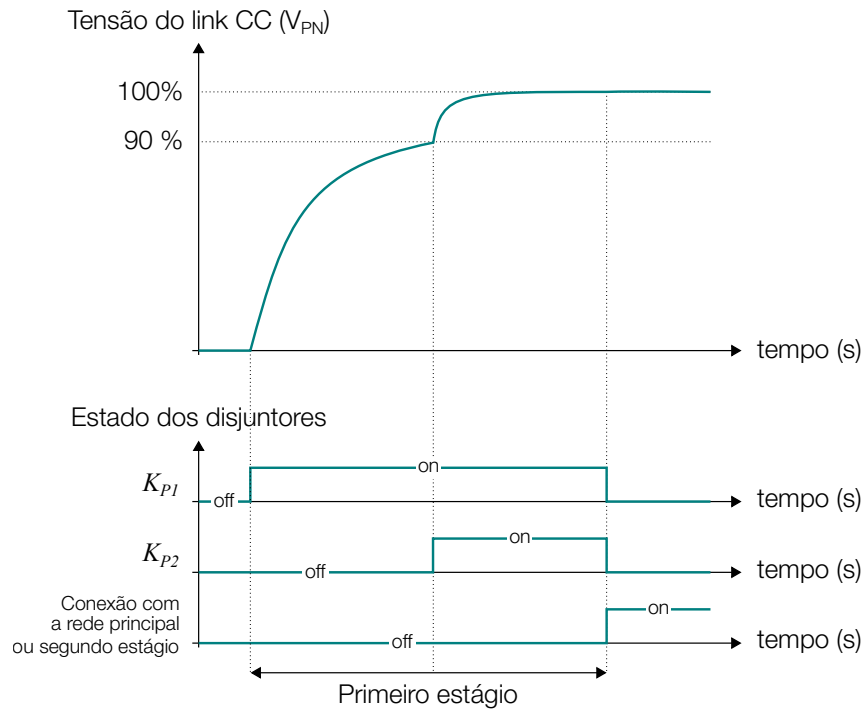
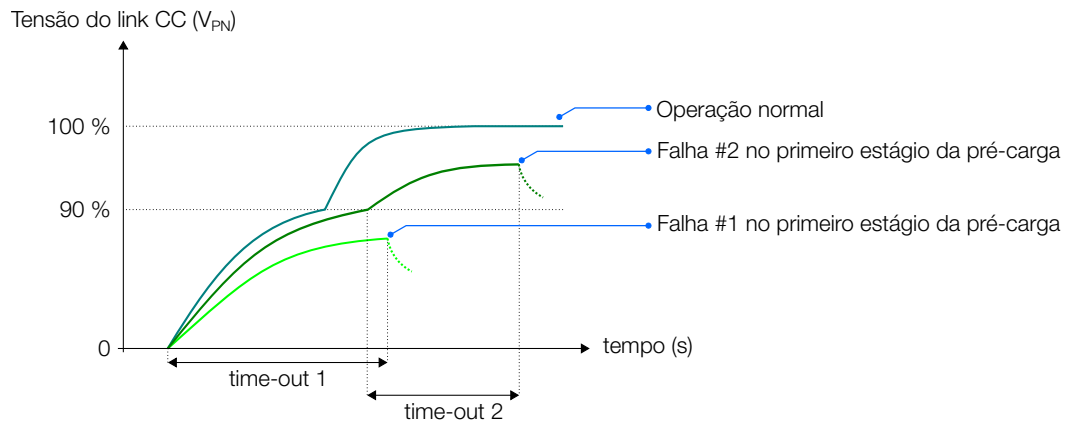


Figura 3.16 – Falhas monitoradas no primeiro estágio da pré-carga

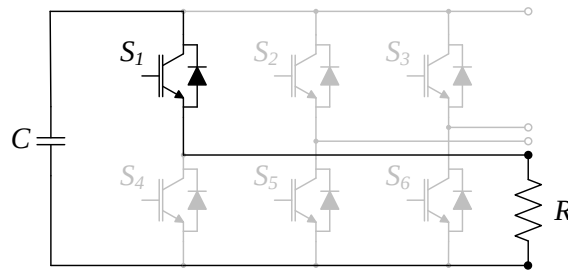


3.3 BYPASS

Uma das vantagens na utilização de conversores multiníveis é a possibilidade de colocar em *bypass* uma célula defeituosa, fazendo com que o conversor siga operando com potência reduzida.

Na literatura os métodos de redundância baseados em células sobressalentes são classificados em: métodos a frio, onde, em caso de falha, uma célula em espera entra no circuito para substituir a defeituosa (Farzamkia et al., 2019), mas antes de entrar em operação precisa

Figura 3.17 – Resistor para descarga do barramento CC

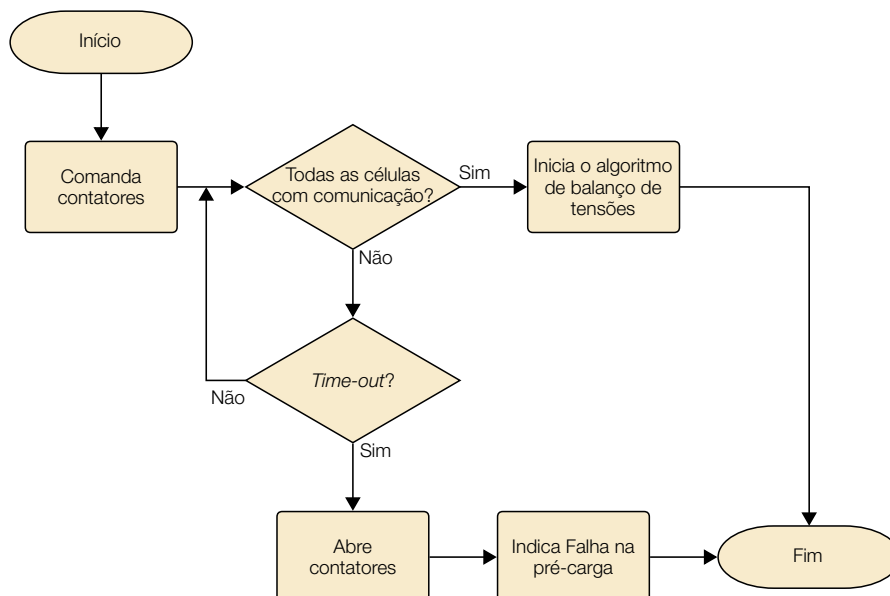


Fonte: Produção do próprio autor

passar pelo procedimento de pré-carga o que distorce a tensão de saída do conversor por um breve intervalo de tempo e, como as células sobressalentes não são utilizadas durante a operação normal, tem-se uma subutilização dos semicondutores; métodos a quente, onde as células sobressalentes ficam inseridas no sistema, o que inibe a necessidade da pré-carga e melhora o transiente, porém, diminuem o rendimento do conversor, devido as perdas por condução.

Para que este procedimento possa ser realizado *on-line*, independente do método a frio ou quente, as células devem conter uma chave semicondutora ou um contator mecânico que ligue os terminais *a* e *b*, oferecendo um caminho para a corrente circular externamente à célula, conforme Figura 3.19(a).

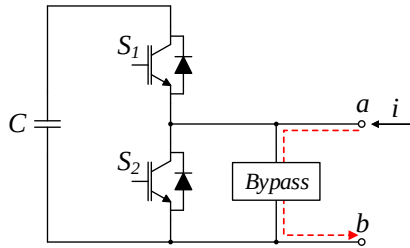
Para a utilização de um dispositivo semicondutor, a fonte de alimentação, os circuitos de comando e de potência devem ser independentes da eletrônica da célula, o que aumenta a complexidade do acionamento e o volume da célula. Para um contator o problema se repete, além

Figura 3.18 – *Time-out* na comunicação

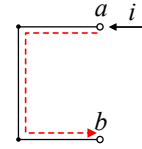
Fonte: Produção do próprio autor

Figura 3.19 – Circuitos equivalentes de uma célula com *bypass* e uma célula *dummy*

(a) Célula HB com circuito de *bypass*



(b) Equivalente do circuito de potência de uma célula *dummy*



Fonte: Produção do próprio autor

disso, seu contato deve ser normalmente aberto para possibilitar a pré-carga dos capacitores do conversor MMC.

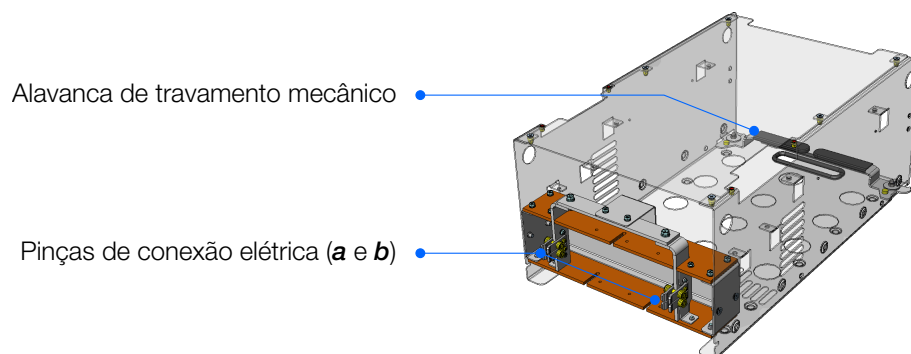
Devido ao grande número de células, a implantação do *bypass* aumenta consideravelmente o custo dos conversores MMC e, mesmo que o conversor continue operando com potência reduzida, serão necessárias células sobressalentes para ocupar o lugar da defeituosa enquanto esta estiver sendo reparada.

A célula *dummy* proposta substitui mecanicamente a defeituosa, funcionando como um *jumper* para os terminais de entrada e saída, conforme Figura 3.19(b), possibilitando a operação do conversor com potência reduzida, bem como a retirada da célula para a realização do processo de reparo, a Figura 3.20 apresenta o conceito da célula *dummy*

Ao identificar a ocorrência de alarmes ou a parada do inversor por falha, o usuário pode optar pela substituição da célula defeituosa por uma *dummy*.

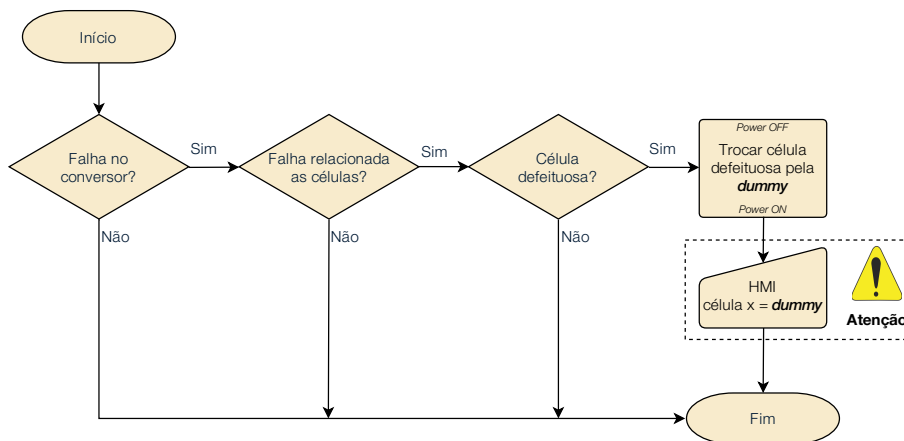
Diferente do *bypass* automático, este método requer obrigatoriamente a parada do conversor, que deve ser desenergizado para a troca das células, esta característica pode inviabilizar algumas aplicações e deve ser levada em conta no projeto da planta em que será utilizado.

Figura 3.20 – Modelagem 3D de uma célula *dummy*, vista isométrica



Fonte: Reprodução cortesia WEG S.A.

Figura 3.21 – Fluxograma para troca de célula defeituosa por *dummy*



Fonte: Produção do próprio autor

A inserção ou retirada de uma célula *dummy* no conversor também deve ser informada ao controle, que irá compensar a falta do elemento armazenador de energia no sistema.

3.3.1 Métodos de identificação de célula *dummy*

Foram analisados dois métodos para informar ao controle que a célula é *dummy*, a identificação manual pelo usuário e a automatizada. Em ambos os procedimentos, fica a cargo do usuário analisar a natureza, a causa e os efeitos da falha e/ou alarme sobre a célula.

3.3.1.1 Identificação manual

Consiste na entrada manual da informação “célula *dummy*” pelo usuário. O fluxograma da Figura 3.21 apresenta uma visão geral dos passos deste procedimento.

Caso o usuário esqueça de informar ao controle a existência de uma célula *dummy* e tente realizar a pré-carga, o conversor deverá apresentar uma falha de *time-out* no procedimento de pré-carga da célula em questão, uma vez que esta não responderá a comunicação enviada pelo controle.

A segunda intervenção do usuário será na troca da célula *dummy* pela normal, na qual o controle também deve ser informado da substituição. O fluxograma da Figura 3.22 apresenta uma visão geral dos passos deste procedimento.

Caso o usuário não informe ao controle a troca da célula *dummy* por uma normal e inicie a pré-carga, o controle irá assumir que a célula ainda é uma *dummy* inibindo a comunicação e, devido a estrutura da topologia Half-bridge, ter-se-á o equivalente a um retificador em série com o capacitor, conforme Figura 3.23.

Esta condição é considerada perigosa, pois a corrente que passa pelo banco de capacitores fará com que sua tensão aumente gradativamente e, sem o monitoramento realizado pelas rotinas de proteção do controle central, pode atingir um nível superior à máxima suportada, acarretando em danos irreversíveis aos capacitores.

Como solução pode-se utilizar a implementação de protocolos de auto-diagnose, em que o controle executa as rotinas de identificação mesmo se a célula estiver parametrizada como *dummy*, se uma célula responder, é possível indicar ao usuário a falha na parametrização.

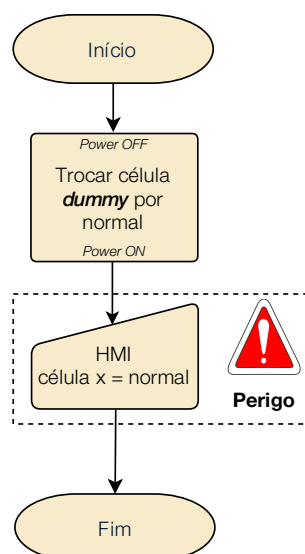
3.3.1.2 Identificação automática

Como não existe uma fonte de alimentação na célula *dummy* foram analisadas duas alternativas, a primeira utiliza de uma placa de controle simplificada e independente, apenas com o circuito necessário para a comunicação, a segunda, uma interface de espelhamento dos telegramas de comunicação.

Para a autonomia de alimentação da placa de controle simplificada optou-se pela utilização de uma bateria para a alimentação do microcontrolador, responsável pelo tratamento dos telegramas, e dos drivers de fibra óptica da comunicação com o controle central. Embora exista consumo de energia apenas na troca de telegramas de identificação na inicialização do conversor, os picos de consumo dos drivers de fibra óptica podem reduzir a vida útil da bateria, comprometendo a robustez desejada para o conversor.

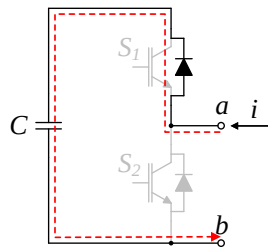
A segunda opção, a interface de espelhamento de comunicação, consiste em fechar o caminho entre as fibras ópticas de T_x e R_x com uma terceira fibra e dois conectores, conforme

Figura 3.22 – Fluxograma para troca de célula *dummy* por normal



Fonte: Produção do próprio autor

Figura 3.23 – Célula HB com comunicação inibida



Fonte: Produção do próprio autor

Figura 3.24. Desta forma, o controle central recebe o mesmo telegrama que enviou, reconhecendo a célula como *dummy*.

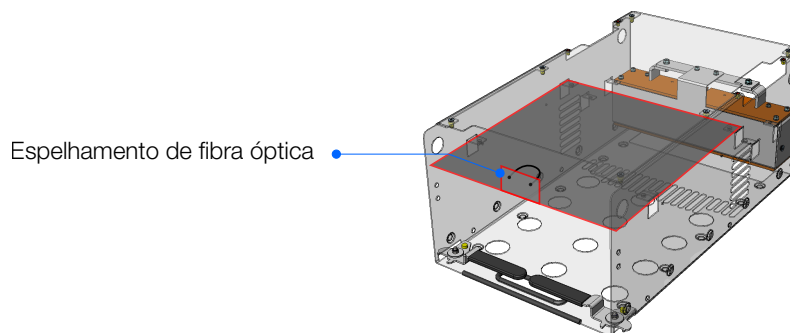
3.3.2 Método de *bypass* implementado

Devido aos riscos apresentados na identificação manual, optou-se pela identificação automática com interface de espelhamento. A Figura 3.24 apresenta a modelagem da interface montada na célula.

Este método de *bypass* com células *dummy* se destaca ao tradicional pois apresenta uma solução simples e de baixíssimo custo, o sistema de reconhecimento evita possíveis erros de parametrização por parte do usuário.

3.3.3 Pré-carga com *bypass*

Assim como na operação do conversor, as células em *bypass* influenciam nas demais etapas de funcionamento do conversor, para a pré-carga, além da comunicação, ocorrem alterações nos níveis de regulação das demais células da fase.

Figura 3.24 – Célula *dummy* - interface de espelhamento

cortesia WEG S.A.

Fonte: Reprodução

Com a pré-carga sendo realizada com tensão imposta pelo barramento CC do conversor, a tensão fica dividida entre as $2n$ células da fase, conforme Equação 3.1.

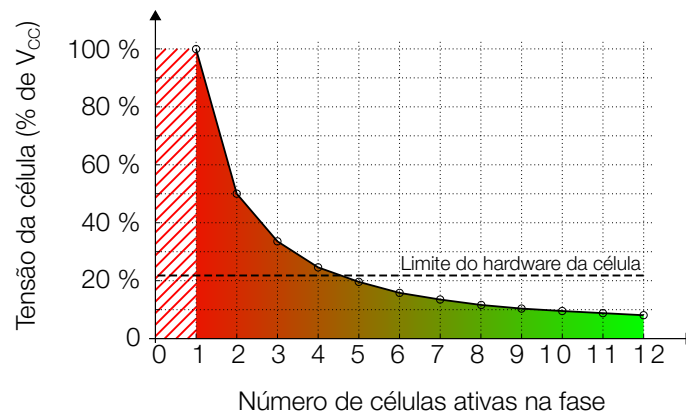
$$V_C = \frac{V_{CC}}{2n} \quad (3.1)$$

Fases com diferentes números de células terão um nível de regulação diferente no barramento CC das células, este nível não pode ultrapassar a tensão máxima dos capacitores ou a capacidade de bloqueio dos IGBTs, além disso, o controle deve se adequar ao novo nível de tensão.

A Figura 3.25 ilustra a relação entre o número de células em uma fase do conversor e a tensão do barramento CC dessas. Esta curva exponencial evidencia o impacto do *bypass* sobre a tensão da célula e de seus componentes internos, inclusive sobre a fonte chaveada que utiliza a energia do barramento CC para gerar as tensões de alimentação do controle.

A linha tracejada representa o limite utilizado para o número máximo de células em *bypass*, além deste valor, o conversor não permitirá a operação apresentando a falha “Número máximo de células em *bypass* excedido”.

Figura 3.25 – Tensão da célula normalizada em V_{CC}



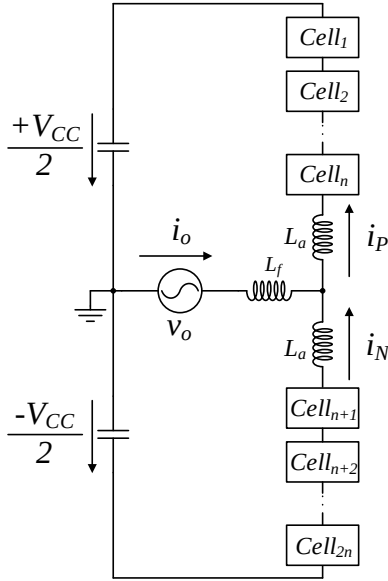
3.4 FUNCIONAMENTO

O funcionamento do conversor MMC pode ser facilmente explicado utilizando a topologia monofásica, apresentada na Figura 3.26(a), composta por dois braços, cada qual com n células.

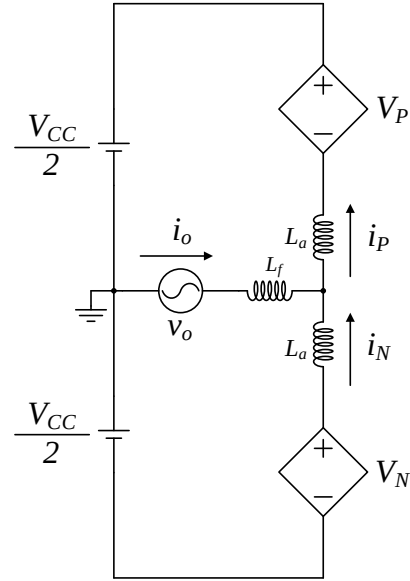
Para esta análise serão utilizadas células com topologia meia-ponte, originalmente proposta por (LESNICAR; MARQUARDT, 2003), possibilitando dois níveis de tensão em seus terminais, conforme quadrantes de operação da Figura 3.2.

Figura 3.26 – Conversor MMC monofásico

(a) Topologia MMC monofásica



(b) Circuito equivalente



Fonte a: Estudo do MMC (CÚNICO, 2013)

Fonte b: Distributed Modulation and control of MMC for HVDC (HUANG, 2013)

Inserindo ou colocando em *bypass* as células é possível variar a tensão nos terminais dos braços, o que equivale a duas fontes de tensões controladas, conforme Figura 3.26(b). Esta característica possibilita modular uma forma de onda de tensão senoidal v_o na saída do inversor, ou ainda uma tensão CC para operação como retificador.

A corrente i_o que circula na porta CA do conversor é definida como a diferença entre as correntes dos braços positivo i_P e negativo i_N .

$$i_o = i_P - i_N \quad (3.2)$$

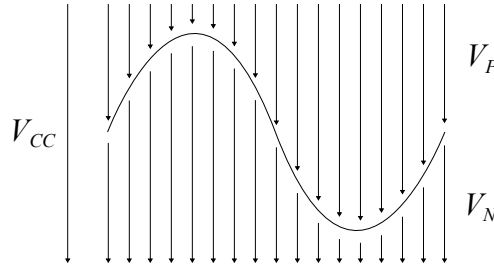
As diferenças entre as tensões do barramento CC (v_{cc}) e a gerada pelas células inseridas na fase, acarretam em uma corrente circulante i_{diff} entre as células do braço positivo e negativo.

$$i_{diff} = \frac{i_P + i_N}{2} \quad (3.3)$$

A corrente i_{diff} não é afetada pela tensão da porta CA, conforme Equação 3.3, porém, varia conforme a tensão gerada pelo braço e as variações nas tensões do barramento CC. Esta corrente é utilizada pelo controle para regular as tensões entre as células da fase e, em sistemas trifásicos, para trocar energia entre as fases, garantido assim o balanço energético do conversor.

A tensão gerada por cada braço do conversor pode ser representada pelo somatório da tensão de cada célula e pelo índice de modulação m que o braço opera. Desta forma as tensões dos braços positivo e negativo podem ser definidas como:

Figura 3.27 – Forma de onda sinusoidal da tensão de saída (valor médio instantâneo)



Fonte: Distributed Modulation and control of Modular Multilevel Converter for HVDC Application, S. Huang, 2013

$$V_P = m_P \sum_{j=1}^n V_{CellP_j} \quad (3.4)$$

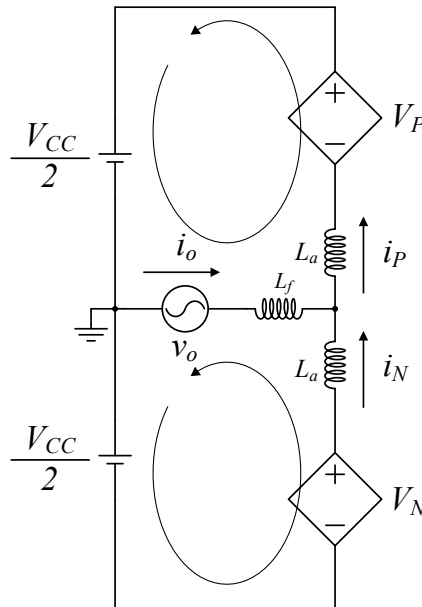
$$V_N = m_N \sum_{j=1}^n V_{CellN_j} \quad (3.5)$$

A Figura 3.27 exemplifica a relação entre as tensões geradas pelos braços (V_P e V_N) e a de saída (v_o).

Aplicando a primeira lei de Kirchhoff de acordo com sentido adotado na Figura 3.28, obtem-se a variação de tensão de braço em relação a corrente de braço:

$$-v_o + L_f \frac{di_a}{dt} + L_a \frac{di_P}{dt} - m_P V_{C_P} + \frac{V_{CC}}{2} = 0 \quad (3.6)$$

Figura 3.28 – Tensão vs corrente de braço



Fonte: Produção do próprio autor

$$+v_o - L_f \frac{di_a}{dt} + L_a \frac{di_N}{dt} - m_N V_{C_N} + \frac{V_{CC}}{2} = 0 \quad (3.7)$$

Onde V_{C_P} e V_{C_N} representam:

$$V_{C_X} = \sum_{j=1}^n V_{C_{cellX_j}} \quad (3.8)$$

Somando a Equação 3.6 e Equação 3.7, temos:

$$L_a \left(\frac{di_P}{dt} + \frac{di_N}{dt} \right) - m_N V_{C_N} - m_P V_{C_P} + V_{CC} = 0 \quad (3.9)$$

Aplicando a Equação 3.3 na Equação 3.9:

$$2L_a \left(\frac{di_{diff}}{dt} \right) - m_N V_{C_N} - m_P V_{C_P} + V_{CC} = 0 \quad (3.10)$$

A partir da Equação 3.10, pode-se obter o valor da indutância de acoplamento do braço, bastando especificar os demais parâmetros como a tensão total do barramento CC, índice de modulação nominal e corrente de braço.

3.5 OPERAÇÃO COM TENSÃO REDUZIDA

Caso ocorra uma falha em uma ou mais células, a utilização de células *dummy* possibilitará ao inversor seguir em operação com menos níveis de tensão em um ou mais braços sem grandes impactos no custo do conversor.

A Figura 3.29 exemplifica o efeito da atuação do *bypass*, onde a fase *C* tem uma redução em 20 % na capacidade de tensão do braço negativo e, 20 % no positivo por consequência, ficando evidente o problema do desequilíbrio nas tensões de fase e de linha.

3.5.1 Método de compensação tradicional

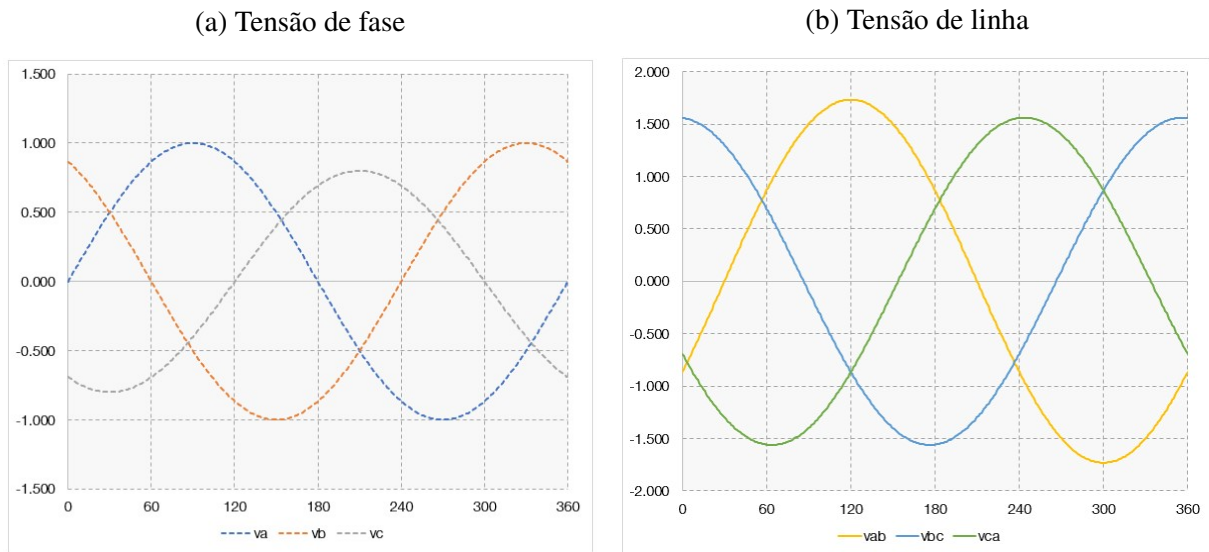
No método tradicional, quando o processo de *bypass* é aplicado em um ou mais braços, sua capacidade de tensão é reduzida conforme Equação 3.11:

$$Capacidade(\%) = \frac{n - N}{n} \times 100 \quad (3.11)$$

Onde N representa o maior número de células com *bypass* ativo entre os braços.

Para manter o equilíbrio das tensões o controle reduz o índice de modulação dos demais braços, como consequência, tem-se uma subutilização da capacidade das células do conversor.

Figura 3.29 – Influência do *bypass* na tensão de saída



Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 3.30(a e b) e a Figura 3.30(c e d) apresentam o valor médio instantâneo da tensão de saída do conversor em operação normal (com todas as células em operação) e após o *bypass* respectivamente. Neste exemplo pode-se notar que a redução de 20 % na capacidade do braço negativo, leva a uma redução de 20 % nas tensões de fase e de linha na saída do conversor.

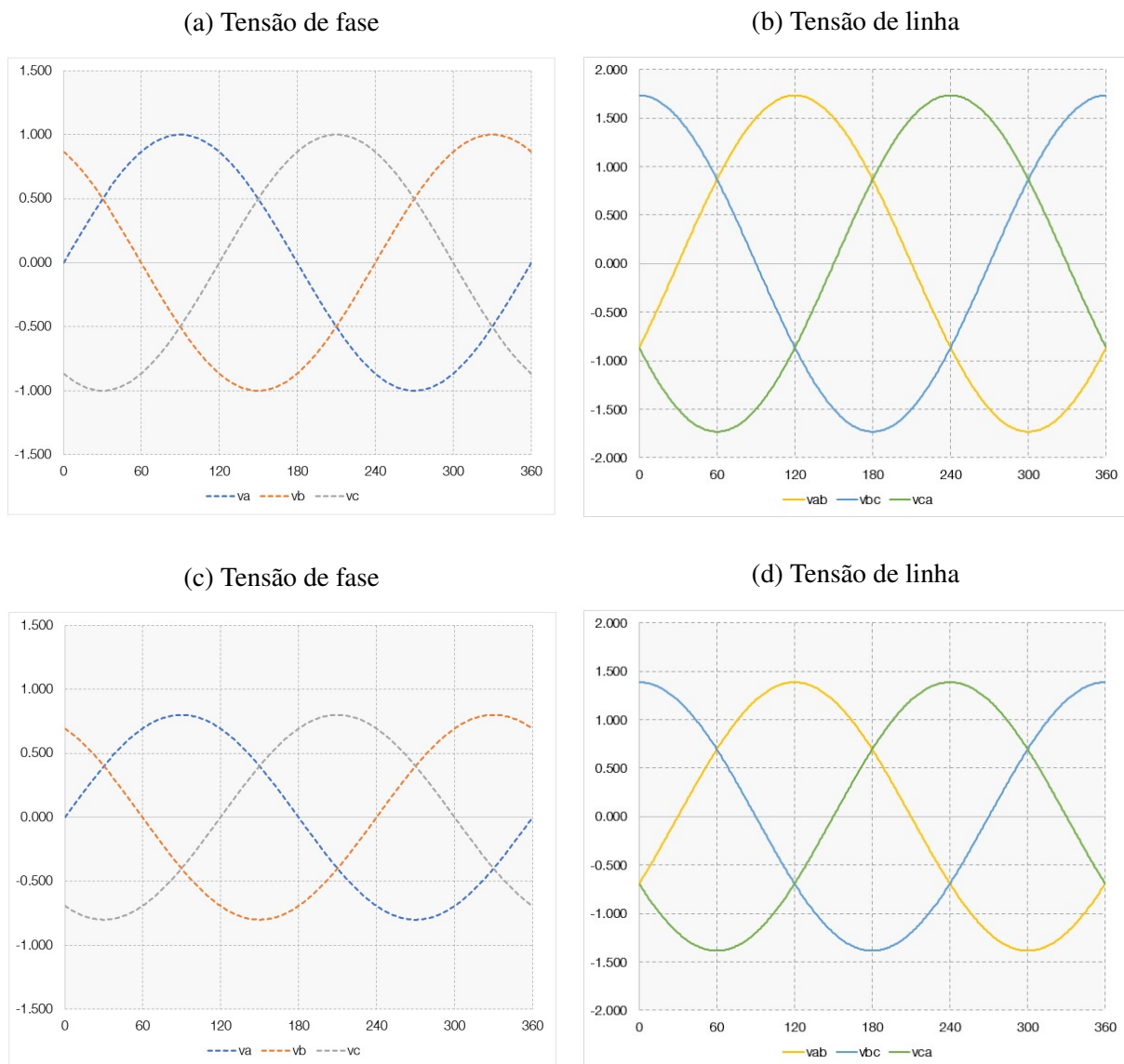
Buscando maximizar o aproveitamento do conversor, diversos estudos foram publicados, em (MCGRATH; HOLMES; LIPO, 2003) foi proposto método *third-order harmonic voltage injection* (THVI) para conversores multiníveis utilizando modulação *Space Vector*. Em (GUO, 2018) a ondulação das tensões dos capacitores presente na topologia MMC foi inserida nos cálculos de otimização da componente de terceira harmônica, que é adicionada na referência de tensão de fase aplicada ao conversor, de acordo com as condições de operação é calculado o ponto ótimo para a fase e a magnitude da componente do terceiro harmônico.

3.5.2 Métodos alternativos

Em (HU, 2014) é proposto um método que aumenta o nível de regulação da tensão nas células ativas. Embora mantenha o valor *rms* da tensão de saída, submete os semicondutores da fase com células em *bypass* a um esforço de tensão maior, aumentando as perdas e tornando o conversor mais susceptível a falhas, uma vez que diminui a margem entre a capacidade de bloqueio dos semicondutores e o valor máximo de tensão de operação dos capacitores.

Em (MCGRATH; HOLMES; LIPO, 2003) é proposta a utilização do método *Zero-Sequence Voltage Injection* (ZSVI) para compensar o desequilíbrio do barramento CC de um inversor NPC. Este método pode ser aplicado a topologia MMC para amenizar a redução da tensão de

Figura 3.30 – Operação com potência nominal (a e b) e com tensão reduzida com método tradicional (c e d)

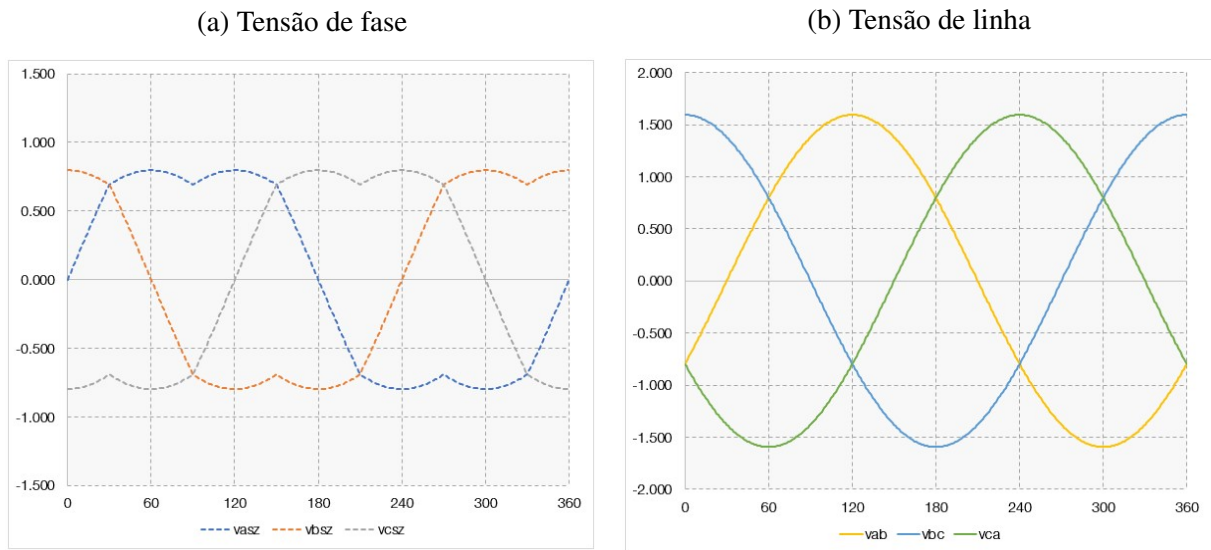


Fonte: Produção do próprio autor

saída em caso de falhas em células, embora cause um impacto menor no nível de regulação da tensão dessas, afeta o balanço energético do conversor, pois permite a utilização de fases com diferentes números de células. Nas topologias em cascata, este método pode ser considerado exclusivo para a MMC, devido a utilização de células *half-bridge* que, ao falhar, causa a perda de apenas um nível positivo ou negativo na fase, de acordo com o braço em que esta se encontra.

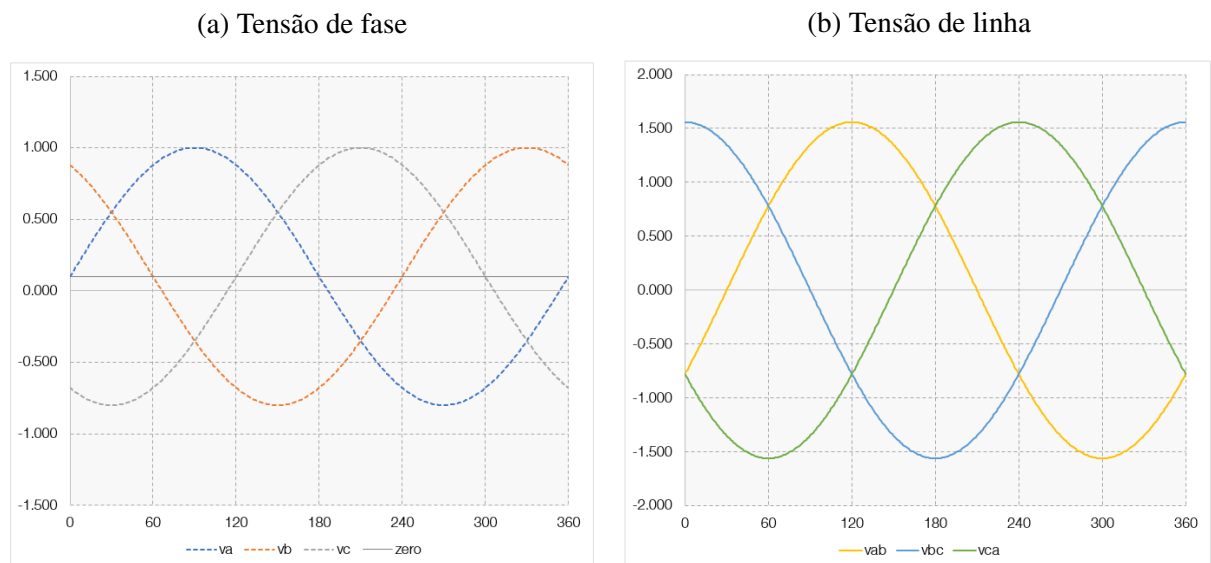
A Figura 3.32 apresenta as formas de onda da tensão de saída aplicando o método ZSVI onde é possível observar um nível CC que, por ser comum as três fases, acaba sendo suprimido na tensão de linha.

Figura 3.31 – Operação com potência reduzida com adição de terceiro harmônico



Fonte: Produção do próprio autor

Figura 3.32 – Operação com potência reduzida com método ZSVI



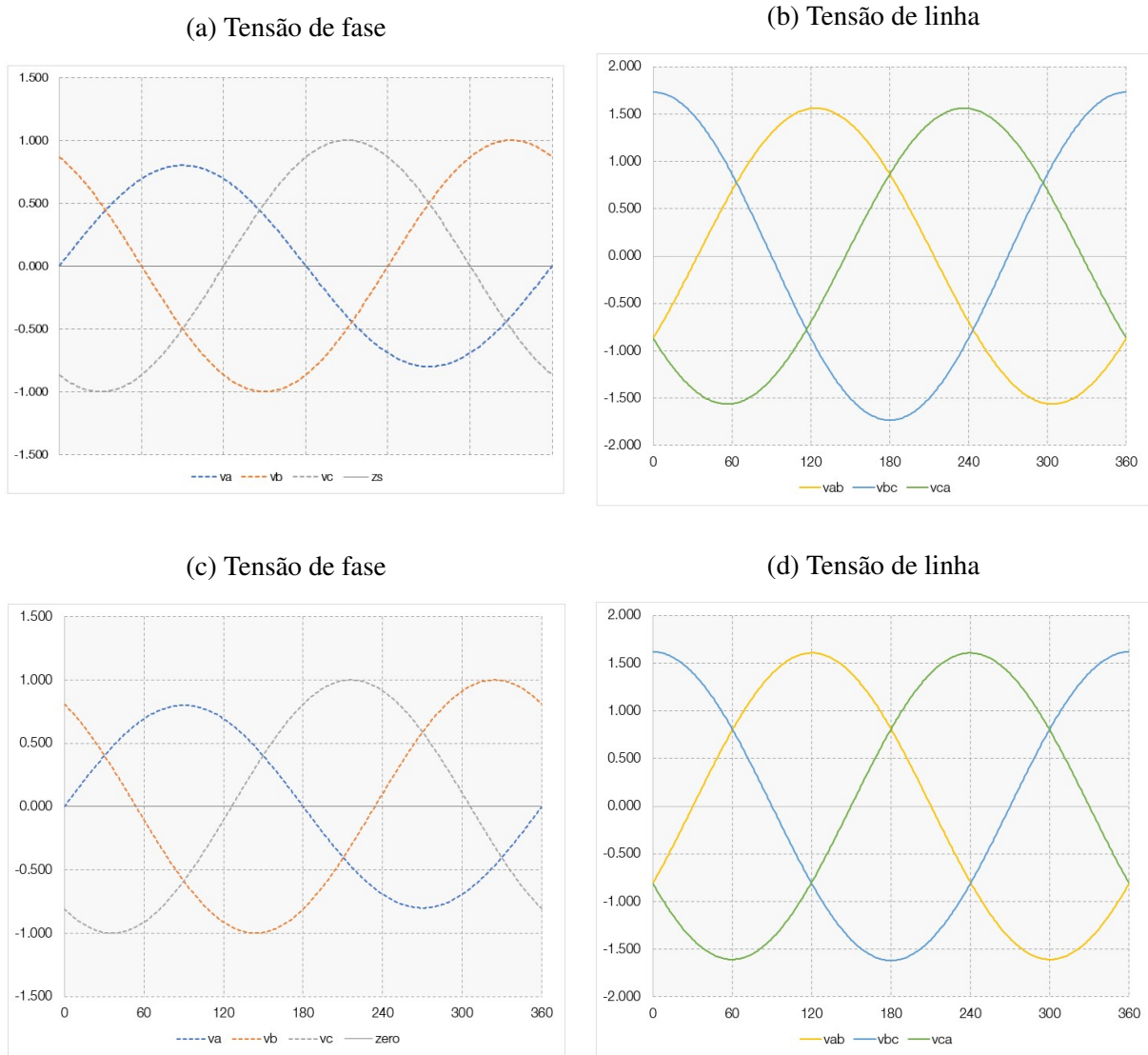
Fonte: Produção do próprio autor

Buscando uma solução que permitisse manter o nível de regulação da tensão e utilizando o maior número possível de células ativas, (HAMMOND, 2002) propôs o método NS, embora originalmente tivesse foco na topologia CHB para operação com células em *bypass*, mostrou-se uma boa solução para o MMC. Utilizando dados tabelados calculados *off-line* ajusta os ângulos entre as modulantes das fases de acordo com o número de células em *bypass* para realizar o equilíbrio das tensões de saída.

A Figura 3.33 apresenta as formas de onda do valor médio instantâneo das tensões de saída utilizando o método NS, é possível observar a utilização de todas as células nas fases sem

bypass, porém, dentro da fase o braço complementar ao que foi afetado pelo *bypass* ainda terá seu índice de modulação máximo reduzido, para garantir a simetria na tensão de saída.

Figura 3.33 – Operação sem (a e b) e com NS (c e d)

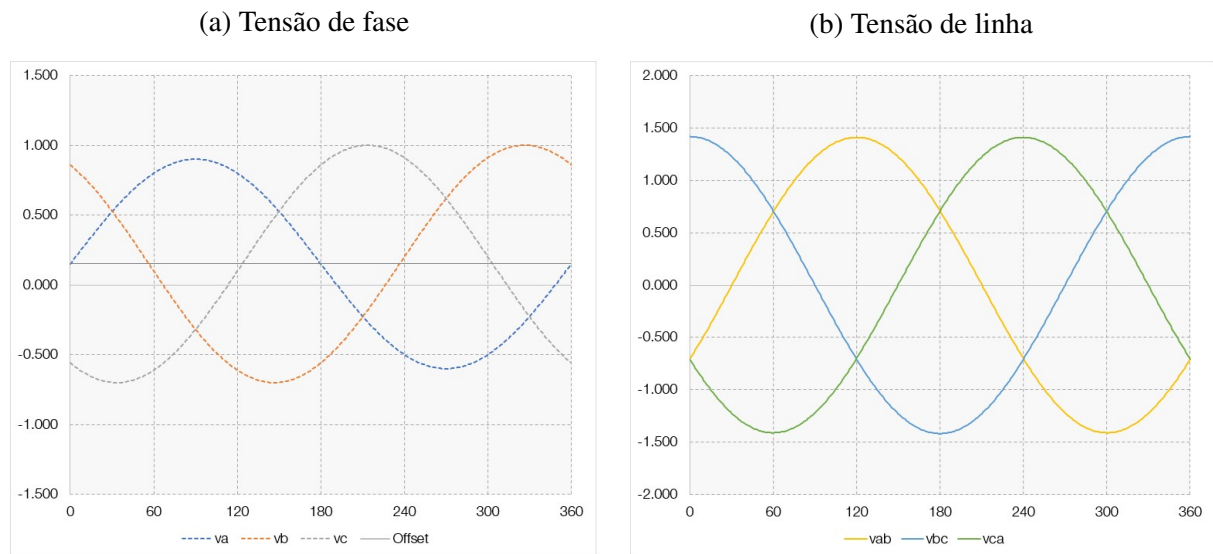


Fonte: Produção do próprio autor

Outro método promissor, o *Combined DC and Neutral Shift* proposto por (FARZAMKIA, 2018), faz uma combinação entre o *Neutral Shift* e o *Zero-Sequence Voltage Injection* e, comparado com os demais, é o que apresenta a maior compensação na saída do conversor para o ponto de operação analisado.

O ponto de operação do CDCNS utiliza a mesma estratégia de *lookup tables* do NS para adquirir os ângulos das fases em relação ao número de células ativas, onde os parâmetros são calculados *off-line* e inseridos no controle através de dados tabelados, agregando desempenho ao sistema. Visto esta funcionalidade, as informações do ZSVI podem seguir esta mesma filosofia, já que utiliza as mesmas variáveis e também são constantes para cada ponto de operação.

Figura 3.34 – Operação com potência reduzida com método CDCNS



Fonte: Produção do próprio autor

A Figura 3.34 apresenta os valores das médias instantâneas da tensão de fase e de linha simulando uma falha que compromete 40 % da tensão do braço negativo da fase A, utilizando o método CDCNS.

3.5.3 Método implementado

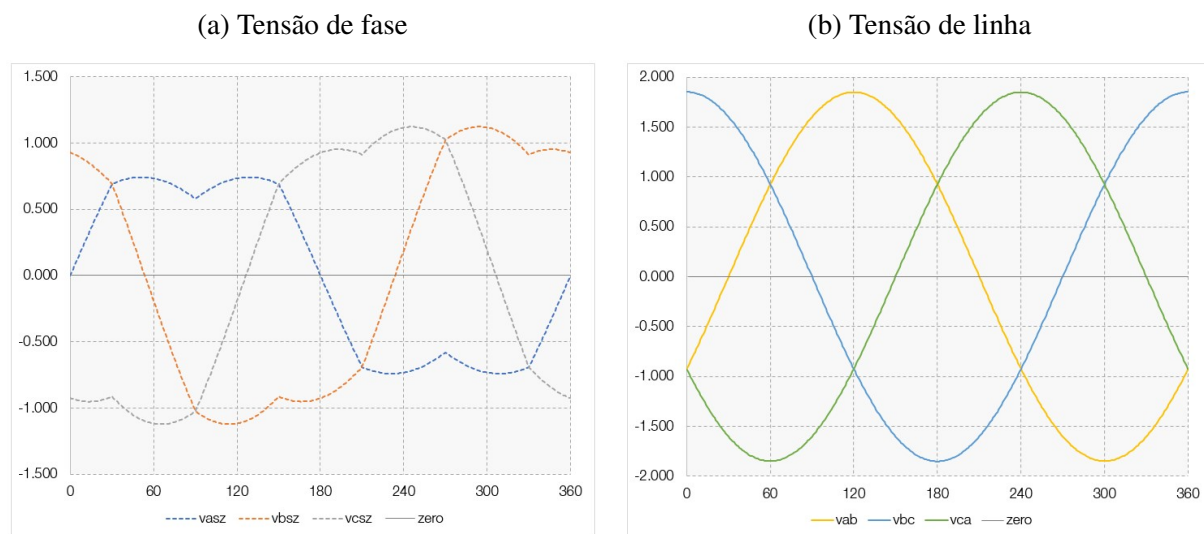
Partindo dos bons resultados publicados por (MCGRATH; HOLMES; LIPO, 2003) e (GUO, 2018) com a injeção de terceiro harmônico nas modulantes das fases, buscou-se aplicar este método nas técnicas de modulação alternativas para ganho de tensão de saída em conversores MMC.

A injeção de terceiro harmônico na tensão de fase dos métodos NS e CDCNS mostrou-se problemática, pois a defasagem entre as fases acarreta em sobremodulação nas fases com maior tensão e, embora as tensões de linha fiquem equilibradas e simétricas, é necessária uma atenuação na modulante para evitar a sobremodulação, ou seja, este método reduz a tensão disponível na saída do conversor.

A Figura 3.35 apresenta os valores médios instantâneos das tensões de fase e de linha com a injeção de terceiro harmônico no método NS, com apenas 80 % das células ativas na fase A, ao injetar o terceiro harmônico, observa-se a sobremodulação das fases B e C.

A adição de sequência zero em topologias de conversores multiníveis tem sido estudada ao longo das últimas duas décadas para solucionar e/ou contornar os desequilíbrios nas tensões dos capacitores. Em (RAN et al., 2009) foi utilizada como alternativa aos vetores redundantes da modulação SVM para contornar o desequilíbrio no banco de capacitores em relação ao ponto

Figura 3.35 – Operação com potência reduzida com deslocamento de neutro e adição de terceiro harmônico



Fonte: Produção do próprio autor

médio da topologia NPC, em (CHEN et al., 2015) para compensação de desequilíbrio nas tensões das células de um conversor *modular multilevel cascaded converter* (MMCC) causado por uma perturbação em uma ou mais fases da rede de alimentação principal.

Neste trabalho será proposto um novo método, nomeado como *Injeção de Terceiro harmônico e nível CC Combinados* (CDCTI) que consiste basicamente em uma união entre os conceitos publicados em (MCGRATH; HOLMES; LIPO, 2003), (GUO, 2018) e (CHEN et al., 2015), ou seja, será inferido na modulação uma mescla de nível DC e injeção de terceiro harmônico.

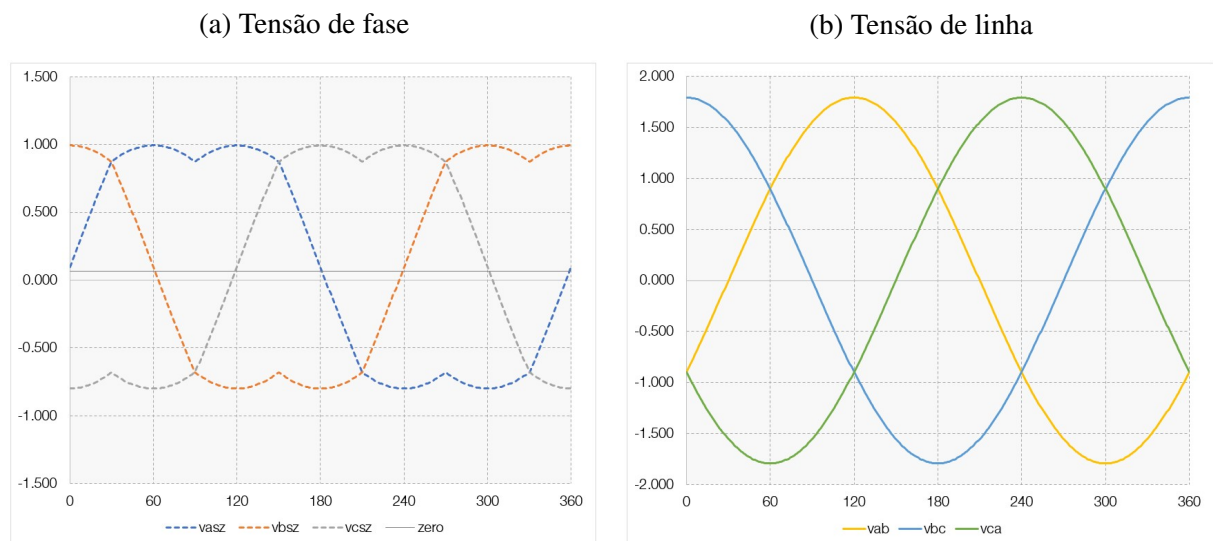
A Figura 3.36 mostra os valores médios instantâneos das tensões de fase e de linha com o método CDCTI, observa-se que mesmo com 20 % das células em *bypass* no braço negativo da fase A, ocorre uma utilização de 100 % da capacidade de todos os braços positivos das três fases, porém, os braços negativos das fase B e C tem sua capacidade reduzida para 80 % para garantir a simetria na tensão de linha.

Nota 1

Durante o decorrer do desenvolvimento deste trabalho um método muito similar ao proposto foi publicado em (LI et al., 2017). Uma análise mais detalhada deverá ser realizada observando os pontos comuns, as diferenças e as contribuições entre as metodologias.

Apesar de não terem relação, assume-se que os resultados obtidos com o método CDCTI seguem a estratégia apresentada por (LI et al., 2017), até uma nova análise.

Figura 3.36 – Operação com potência reduzida com método CDCTI



Fonte: Produção do próprio autor

4 SIMULAÇÃO DE UM CONVERSOR MMC

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulação de um conversor MMC com uma configuração que possibilita operar com até 36 células, funcionando como uma ponte inversora.

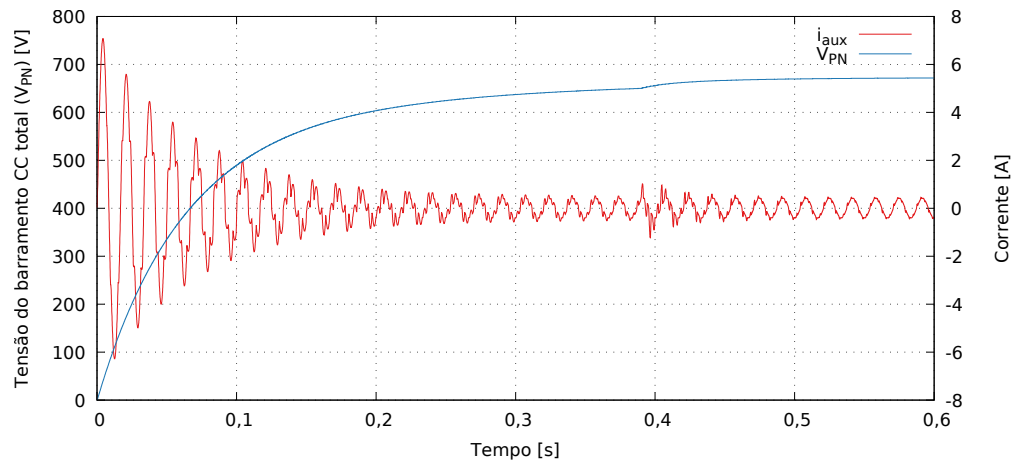
O projeto de potência do conversor não será detalhado, mantendo o foco nas estratégias de pré-carga, de operação com *bypass* e na compensação da tensão de saída. Os parâmetros construtivos do protótipo em escala e utilizados na simulação são apresentados na Tabela 4.1.

Para simular o desbalanço das tensões dos barramentos CC das células foram utilizados diferentes valores de capacitâncias, forçando um desbalanço entre as tensões das células no conversor, permitindo assim analisar e validar a estratégia de equalização implementada. Este desbalanço ocorre de forma natural nos resultados experimentais, não sendo necessária utilização de diferentes configurações de células, visto que sempre existe uma pequena variação entre o valor nominal e o real das capacitâncias dos capacitores.

Tabela 4.1 – Parâmetros de simulação da pré-carga

Componente		Valor
Potência nominal		$P_{nom} = 10 \text{ kW}$
Tensão principal		$V_{in} = 690 \text{ V}, 60 \text{ Hz}$
Tensão auxiliar		$V_{aux} = 380 \text{ V}, 60 \text{ Hz}$
Número total de células em cada braço		$n = 5$
Resistores de pré-carga		$R_{PC} = 3 \times 40 \Omega$
Ponte retificadora	Ideal a diodos, 6 pulsos	-
Transformador elevador	Resistências dos primários	$R_{p_trafo} = 0,3 \Omega$
	Resistências dos secundários	$R_{s_trafo} = 1 \Omega$
	Indutância dispersão primário	$L_{d_p_trafo} = 1,5 \text{ mH}$
	Indutância dispersão secundário	$L_{d_s_trafo} = 6 \text{ mH}$
	Relação de transformação	$n = 1 : 2,2$
Células fase U	Capacitância da célula 1	$C = 1617 \mu\text{F}$
	Cap. células 2, 4, 5, 6, 7, 9 e 10	$C = 1410 \mu\text{F}$
	Capacitância das células 3 e 8	$C = 1269 \mu\text{F}$
	Resistor de descarga	$R_d = 2,27 \text{ k}\Omega$
Células fase V	Cap. das células 1, 2, 3, 4 e 5	$C = 1617 \mu\text{F}$
	Cap. das células 6, 7, 8, 9 e 10	$C = 1269 \mu\text{F}$
	Resistor de descarga	$R_d = 2,27 \text{ k}\Omega$
Células fase W	Capacitância das células	$C = 1617 \mu\text{F}$
	Resistor de descarga	$R_d = 2,27 \text{ k}\Omega$

Figura 4.2 – Tensão e corrente no primeiro estágio da pré-carga



Fonte: Produção do próprio autor

4.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A Figura 4.1 apresenta a estrutura implementada onde optou-se pela utilização de um retificador de 24 pulsos, muito comum em aplicações de média tensão em altas potências, pois apresenta uma baixa distorção harmônica total. No caso de aplicações de média tensão com baixas potências pode ser utilizado um retificador de seis pulsos com diodos em série na topologia NPC que, além de tornar a estrutura *transformerless*, deixa o sistema extremamente compacto.

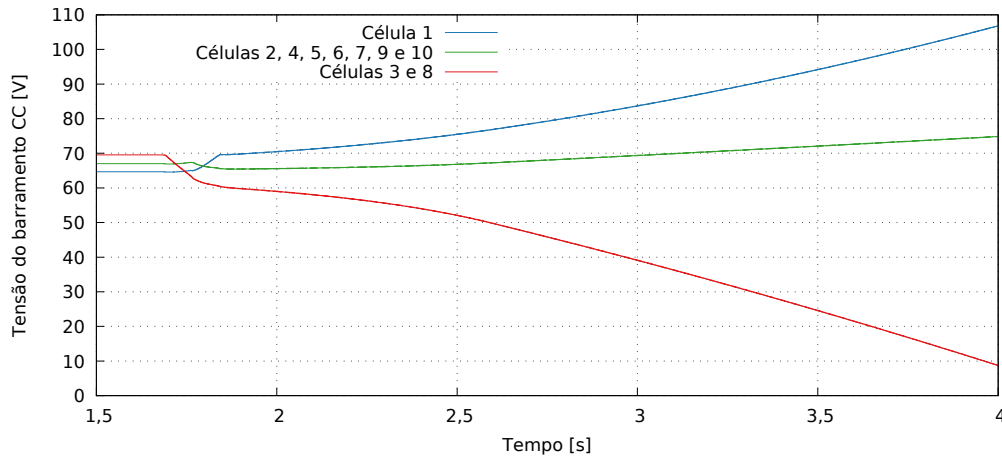
Para a simulação da pré-carga serão utilizados os parâmetros do protótipo de baixa tensão, que foi construído de maneira a representar em escala um inversor de média tensão. Para validação das técnicas de modulação serão utilizados os parâmetros de um inversor de média tensão, abrangendo assim o espectro de aplicações.

4.1.1 Pré-carga

A Figura 4.2 mostra as formas de onda do primeiro estágio da pré-carga, nesta etapa o contator K_{P1} dá início ao processo elevando a tensão do barramento CC e limitando a corrente através do banco de resistores R_{PC} . Após a estabilização da tensão no instante 0,38 s, o contator K_{P2} é acionado, retirando o banco de resistores do sistema e possibilitando o início da estabilização das tensões das células, conforme descrito adiante.

A Figura 4.3 apresenta o resultado do desbalanceamento de tensões causado pelas diferenças entre as capacitâncias dos capacitores e pelo consumo da eletrônica da célula, nos instantes 0 até 1,6 s e 1,6 s até 4 s respectivamente. Observa-se que uma pequena variação de 5 % na capacitância da célula 1 e -5 % nas células 3 e 8, levam a instabilidade do conversor, fazendo

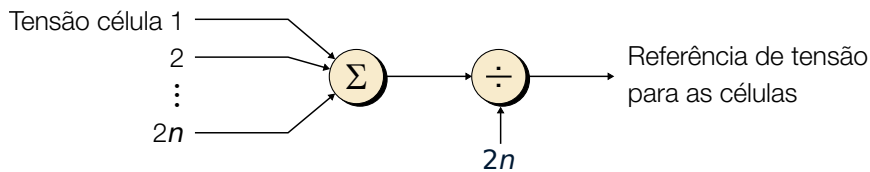
Figura 4.3 – Tensões dos barramentos CC das células da fase U com a rotina de equalização das tensões inativa



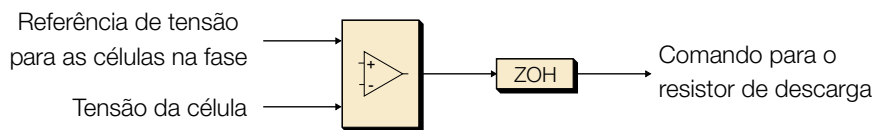
Fonte: Produção do próprio autor

Figura 4.4 – Diagrama do balanço de tensões da pré-carga: cálculo da referência de tensão do barramento CC das células e de comando do resistor de descarga

(a) Referência de tensão (1 bloco para cada fase)



(b) Comando de R_d (1 bloco para cada célula)

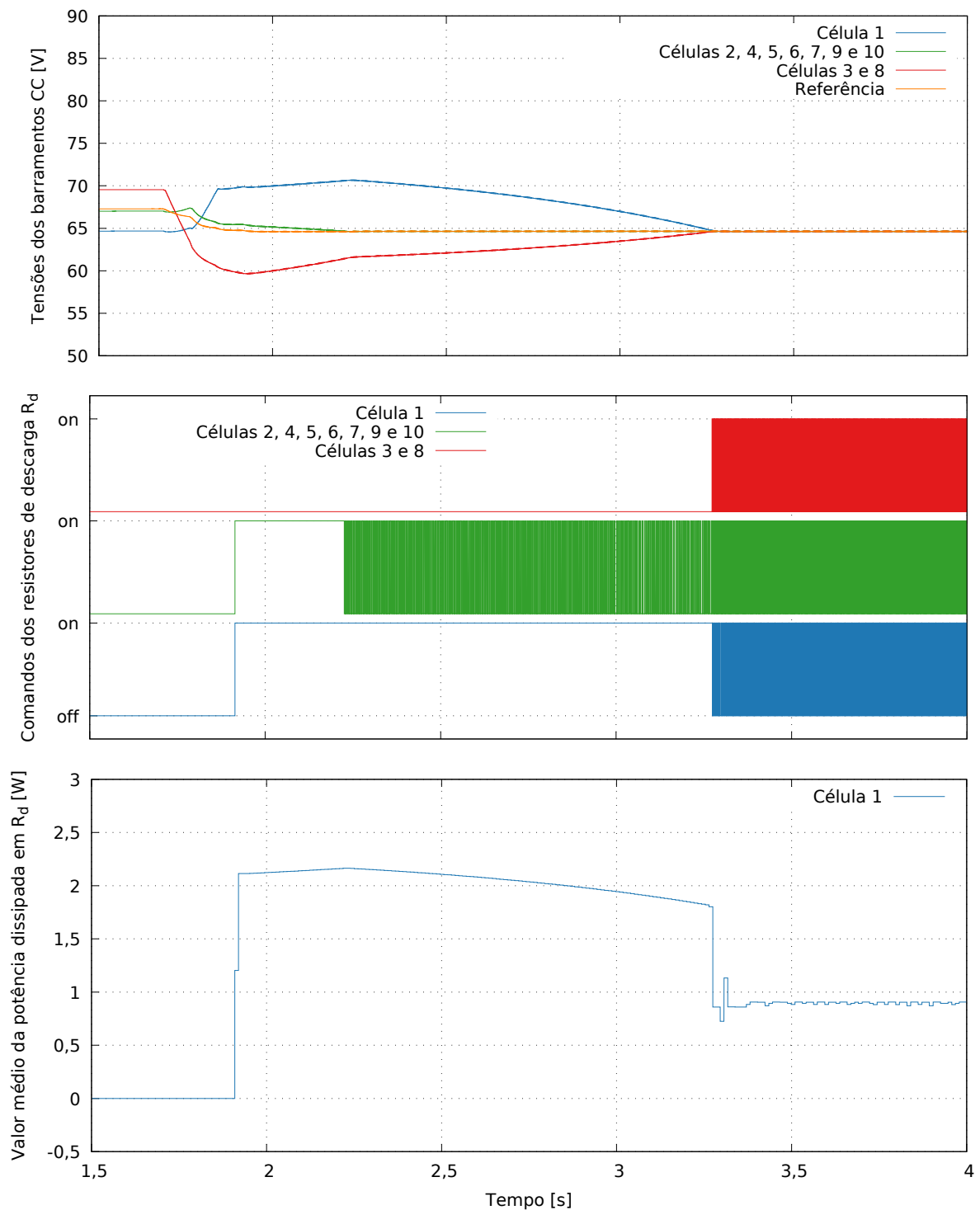


com que as células 3 e 8 desliguem por subtensão e a célula 1 sofra danos por sobretensão caso não haja intervenção controle central.

A Figura 4.4 mostra a atuação da estratégia de equalização das tensões descrita na Subseção 3.2.2. A descarga dos capacitores com energia maior que a média leva o sistema ao equilíbrio das tensões da fase em aproximadamente 1,5 s, período no qual ocorre a máxima dissipação de energia sobre R_d , com um consumo de aproximadamente 2 W na célula com maior tensão inicial. Após a equalização das tensões, o consumo passa a ser praticamente homogêneo entre as células, com um valor médio instantâneo de 0,9 W.

A Figura 4.5 mostra os disparos das chaves R_d , comutando a uma frequência de até 750 Hz sempre que a tensão do barramento CC da célula for maior que a média da fase.

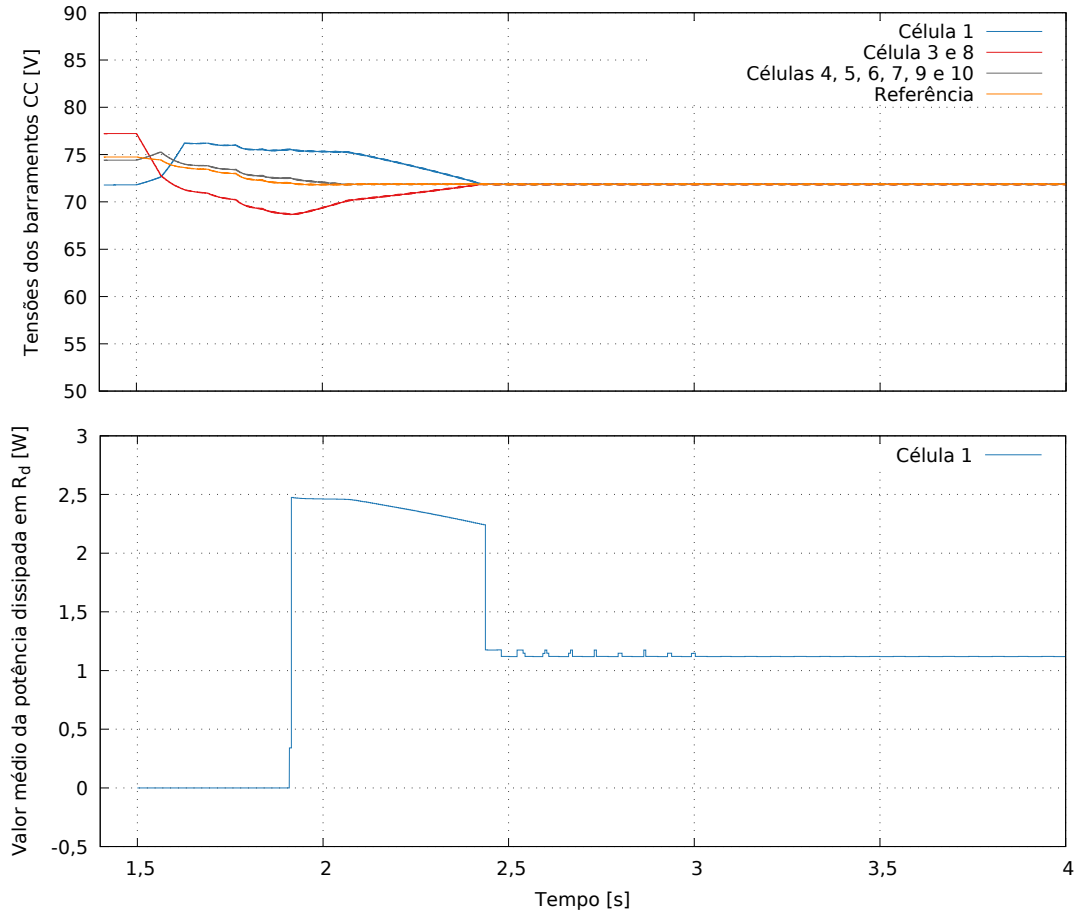
Figura 4.5 – Equalização das tensões da fase U com 1 célula *dummy* e 9 convencionais durante o processo de pré-carga



4.1.1.1 Pré-carga com *bypass*

A Figura 4.6 mostra as tensões das células da fase U , onde são utilizadas 9 células padrão e uma *dummy* ($Cell_{1,2}$), as demais fases contam com 10 células cada. A célula 1 da fase U , por apresentar a maior tensão inicial entre as células, tem a maior dissipação total de energia.

Figura 4.6 – Equalização das tensões da fase U com $n = 5$ e uma célula *dummy*



Com menos células, a fase U apresenta um nível de regulação da tensão do barramento CC das células maior que nas fases V e W , conforme equacionado na Equação 3.1. Como a potência dissipada em R_d é quadraticamente proporcional a esta tensão, esta fase alcança o equilíbrio de tensões em um intervalo menor, como pode ser observado na Figura 4.7, que mostra a máxima tensão entre as células de cada fase.

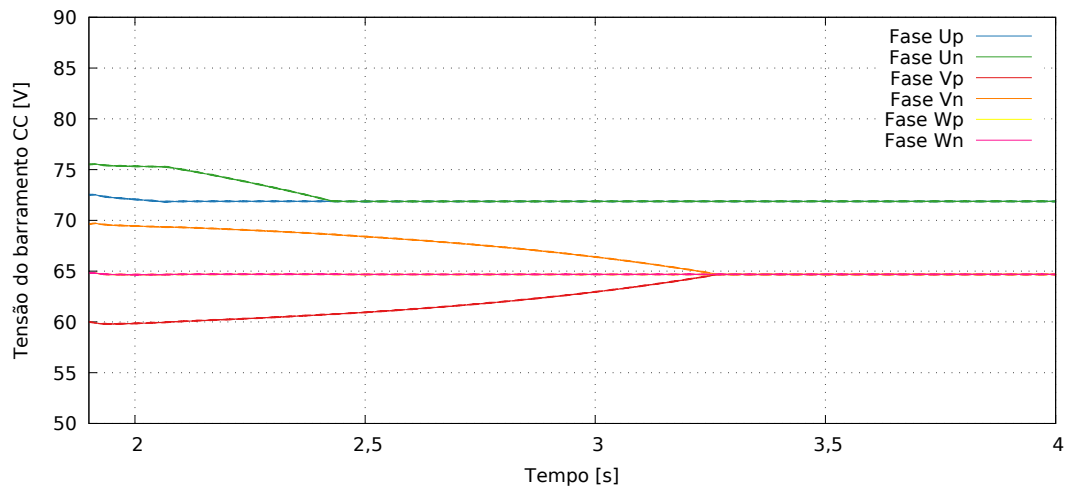
4.1.2 Operação normal e com tensão reduzida

Para os resultados do conversor MMC de média tensão em operação com potência reduzida, serão utilizadas duas células *dummy* na fase U , sendo ambas no braço negativo, caracterizando um grande desequilíbrio de energias no conversor.

A Figura 4.8 mostra as tensões de fase e de linha em operação normal, ou seja, sem células em *bypass*, observa-se a simetria tanto nas tensões de fase quanto na de linha.

A Figura 4.9 mostra o efeito da operação duas células *dummy* na fase U , observa-se o desequilíbrio entre as tensões e correntes de fase e de linha. Para operação como inversor, o

Figura 4.7 – Maior valor de tensão entre os barramentos CC das células por braço durante o processo de pré-carga ($n = 5$ e com uma célula *dummy* na fase U)



desequilíbrio acarreta em efeitos indesejados no eixo do motor devido a ondulação de torque, como o ruído excessivo e o aumento da temperatura (AREE, 2016).

Visando garantir o equilíbrio das tensões e correntes de linha, o método tradicional atua na modulação reduzindo os picos das modulantes, como pode ser observado na Figura 4.10. Embora a tensão de linha apresente simetria, observa-se a subutilização das células no braço U_P e nas fases V e W , visto que o número máximo de células inseridas no sistema simultaneamente é reduzido, conforme Equação 3.11. Esta subutilização é decorrente da redução do pico da modulante nos braços sem *bypass*

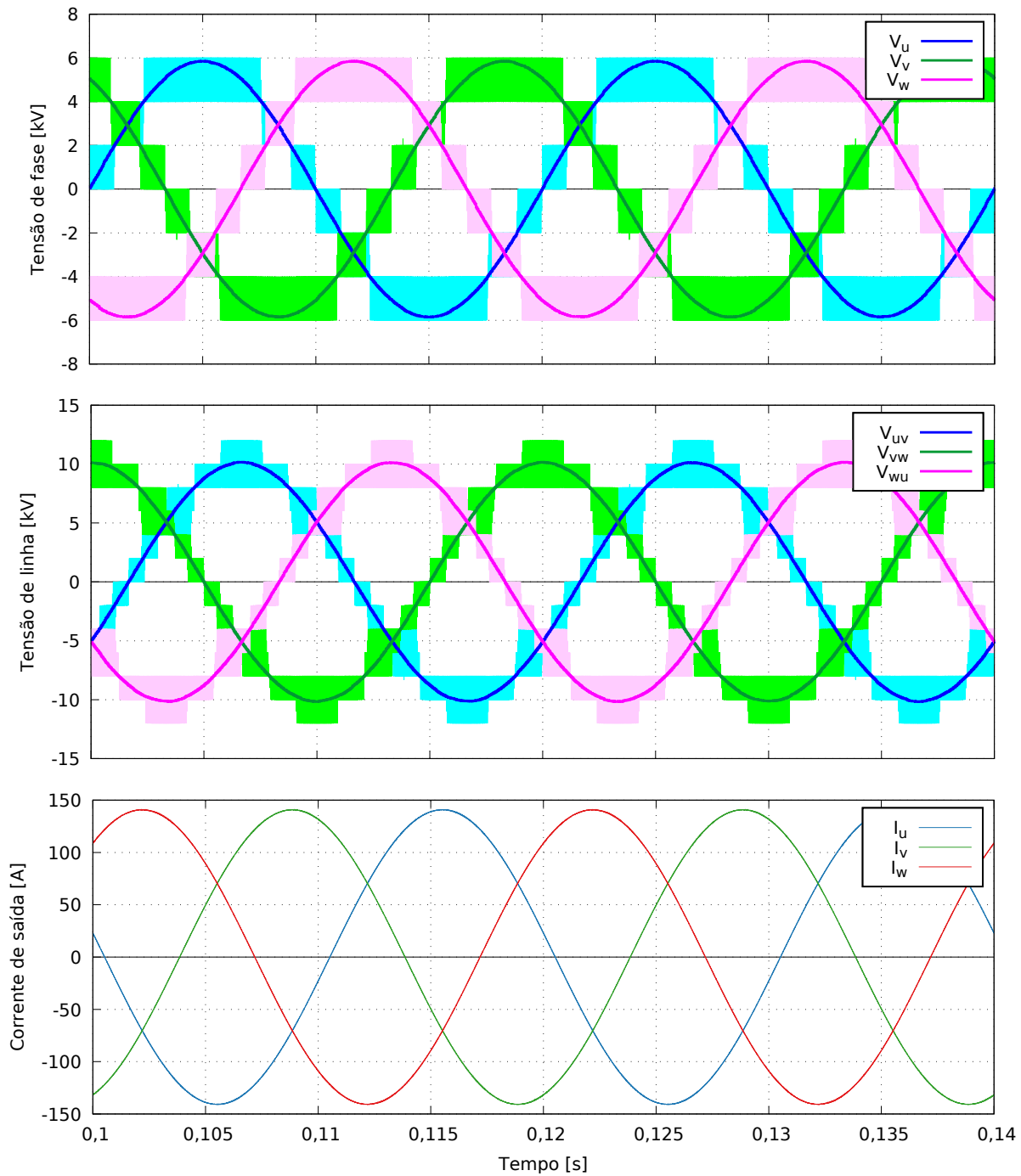
Possivelmente a solução mais simples e eficiente de compensação sobre o método tradicional, seja a injeção de terceiro harmônico na modulante. Amplamente difundido em inversores de baixa tensão, este método apresenta uma boa aceitação na indústria proporcionando um ganho de aproximadamente 15 % na tensão de linha, como pode ser observado na Figura 4.11.

A Figura 4.12 apresenta os resultados utilizando o método de compensação *Neutral Shift*. Observa-se a simetria entre as fases e uma melhor utilização das células nas fases V e W comparado aos resultados dos métodos anteriormente mostrados, porém, o braço U_P segue com subutilização das células.

A Figura 4.13 apresenta os resultados do método ZSVI. Como ponto positivo, o conversor passa a utilizar 100 % das células da fase U , porém, para manter a simetria na tensão de saída, o número máximo de células inseridas simultaneamente nos braços negativos das fases V e W é de 80 %, igual ao braço com células *dummy*, neste caso, o braço U_N .

A Figura 4.14 apresenta os resultados do método CDCTI. Este método apresenta o mesmo fator de utilização das células por fase do ZSVI, porém, com um valor de tensão de linha maior

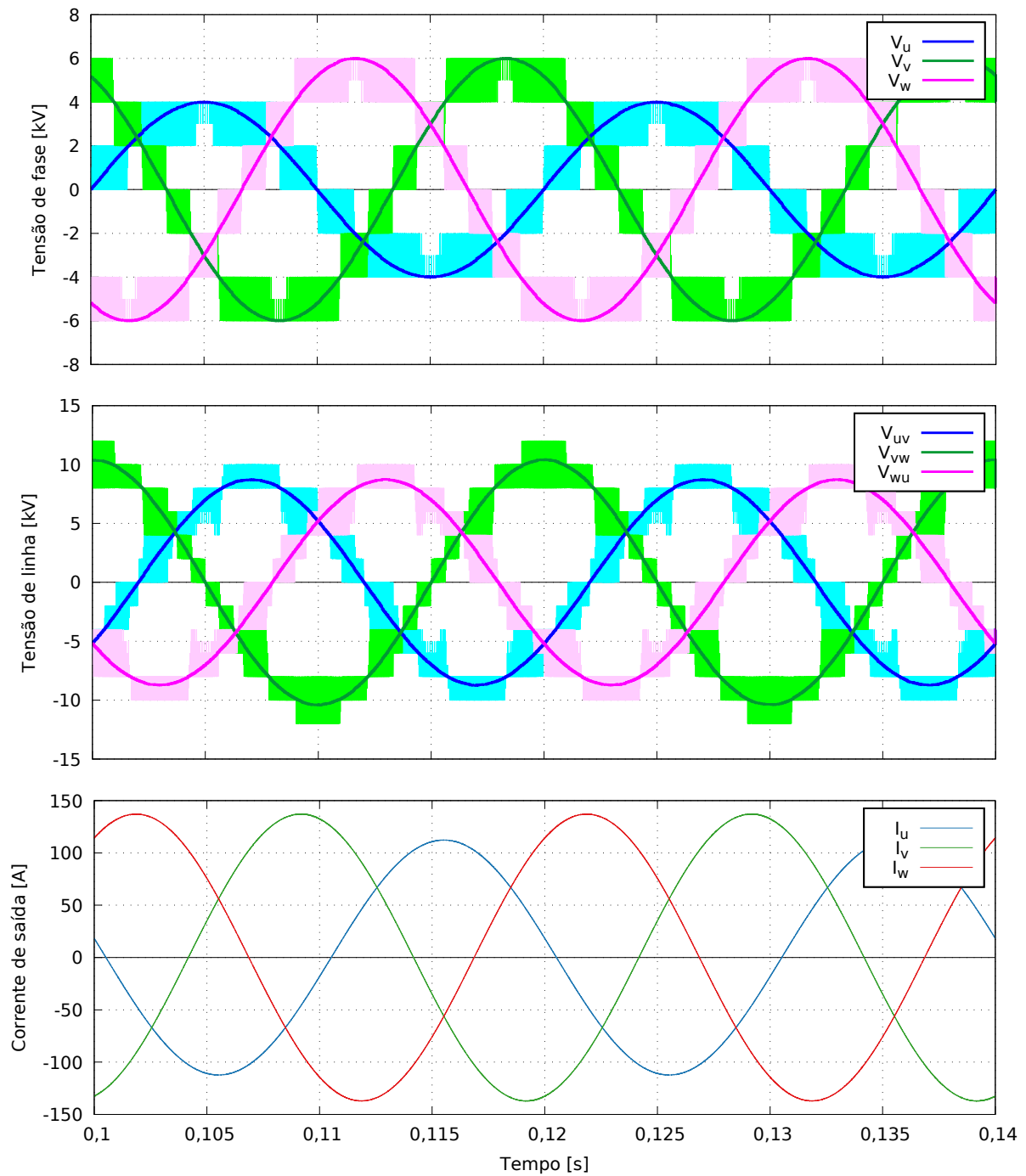
Figura 4.8 – Conversor MMC em operação normal (sem células *dummy*)



na saída do conversor, chegando a níveis próximos aos de operação normal para a condição analisada.

A Figura 4.15 apresenta um comparativos dos resultados e evidencia o ganho ao utilizar métodos de compensação para operação com células em *bypass*. Embora o método tradicional garanta o equilíbrio das tensões de saída, conforme apresentado na Figura 4.10, o decréscimo na tensão poderia comprometer o processo da planta.

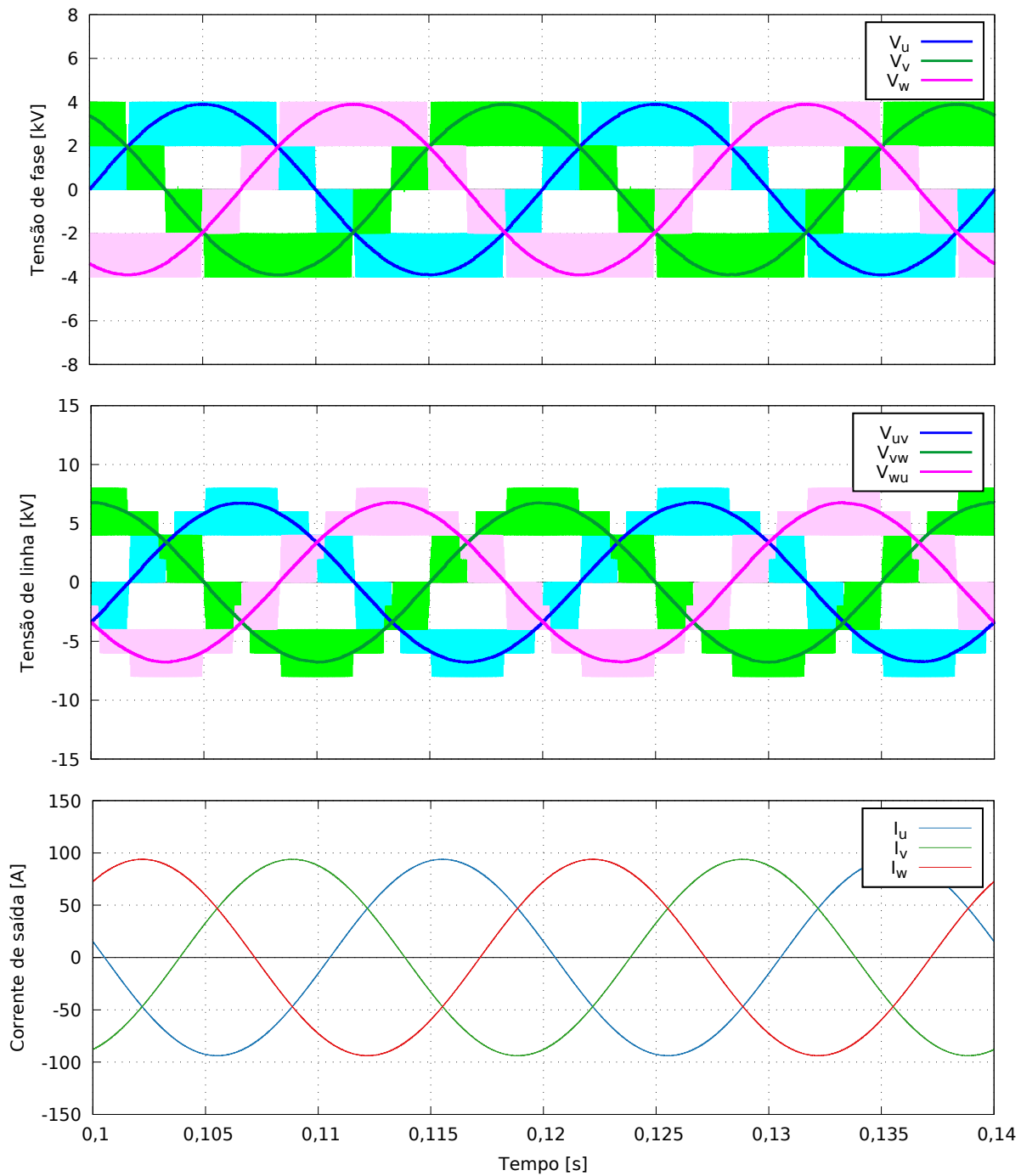
Figura 4.9 – Conversor MMC com células *dummy* sem a utilização de métodos de compensação



Com um número limitado de combinações, o método *Neutral Shift* é o que apresenta a menor flexibilidade, porém, apresenta bons resultados para operação com até 60 % da capacidade nominal.

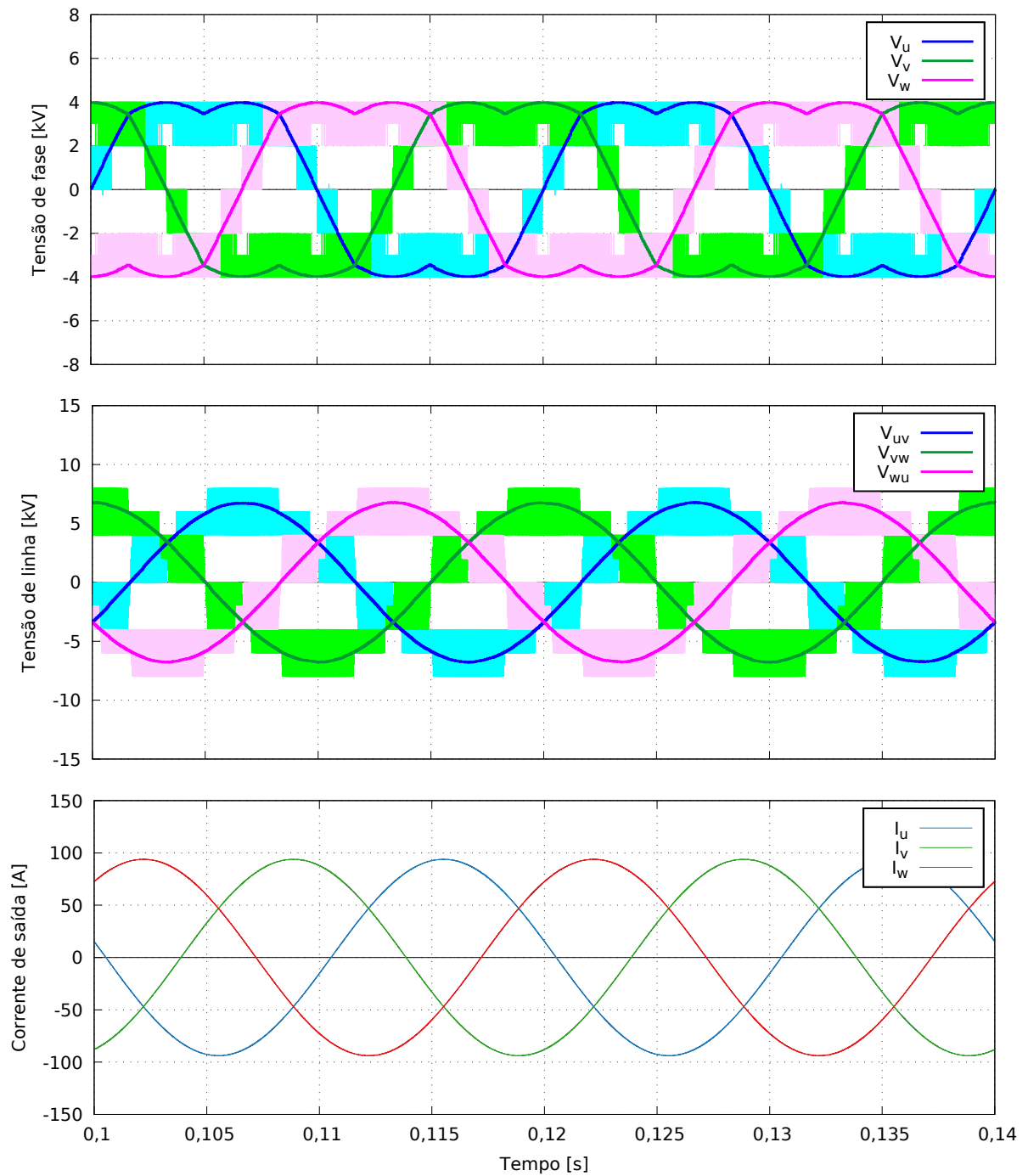
O método de compensação CDCTI apresentou o melhor resultado para a condição simulada e se mostrou ideal para aplicações em conversores com células com topologia *Half*

Figura 4.10 – Operação com duas células *dummy* no braço U_N com método de compensação tradicional



Bridge, como o MMC. A injeção de terceiro harmônico e nível CC nos moduladores geram uma tensão de fase desequilibrada e com alto conteúdo harmônico de baixa ordem, como pode ser observado na Figura 4.16, onde o nível CC tem uma amplitude de 1 kV, o que representa aproximadamente 17 % da fundamental e os harmônicos de terceira ordem chegam a passar de 20 %.

Figura 4.11 – Operação com duas células *dummy* no braço U_N com método de compensação tradicional com injeção de terceiro harmônico



As características presentes na tensão de fase do método CDCTI não são desejadas na tensão de linha do conversor e, pode-se observar na Figura 4.17, que não existem nível CC e harmônicos de baixa ordem significativos, apenas a fundamental.

Figura 4.12 – Operação com duas células *dummy* no braço U_N com método de compensação *Neutral Shift*

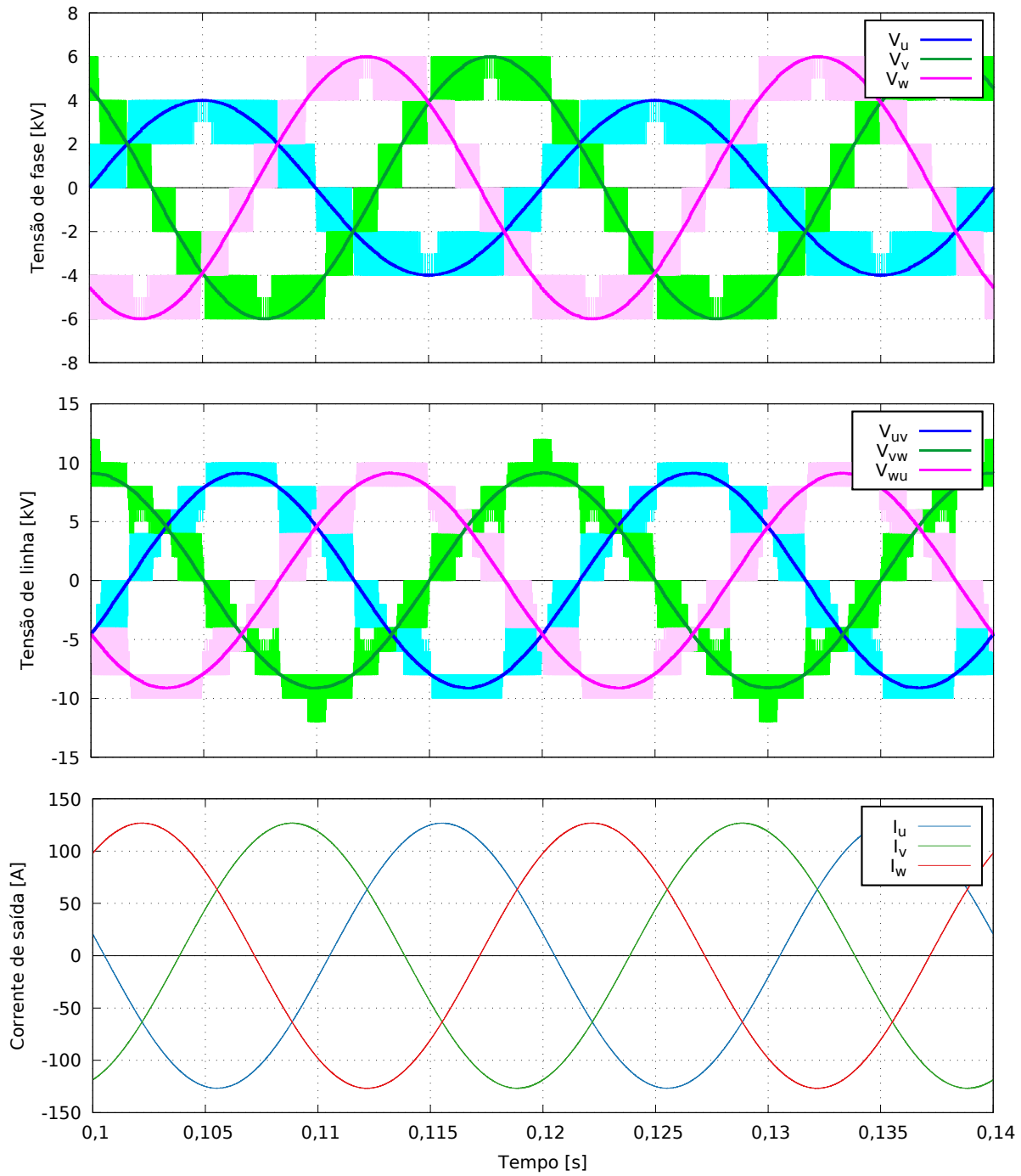


Figura 4.13 – Operação com duas células *dummy* no braço U_N com método de compensação
Zero Sequence Voltage Injection

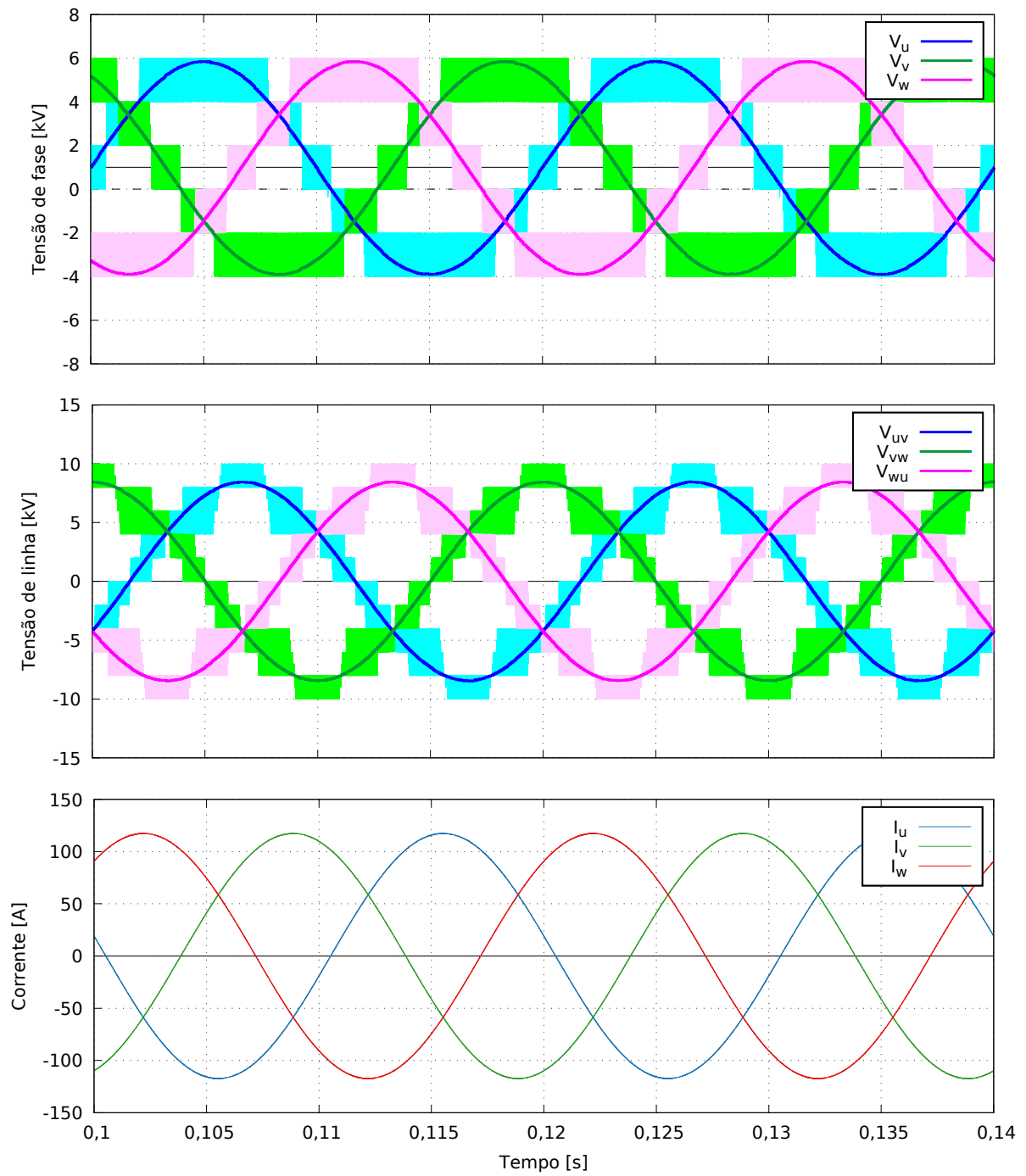


Figura 4.14 – Operação com duas células *dummy* no braço U_N com método de compensação *CDCTI*

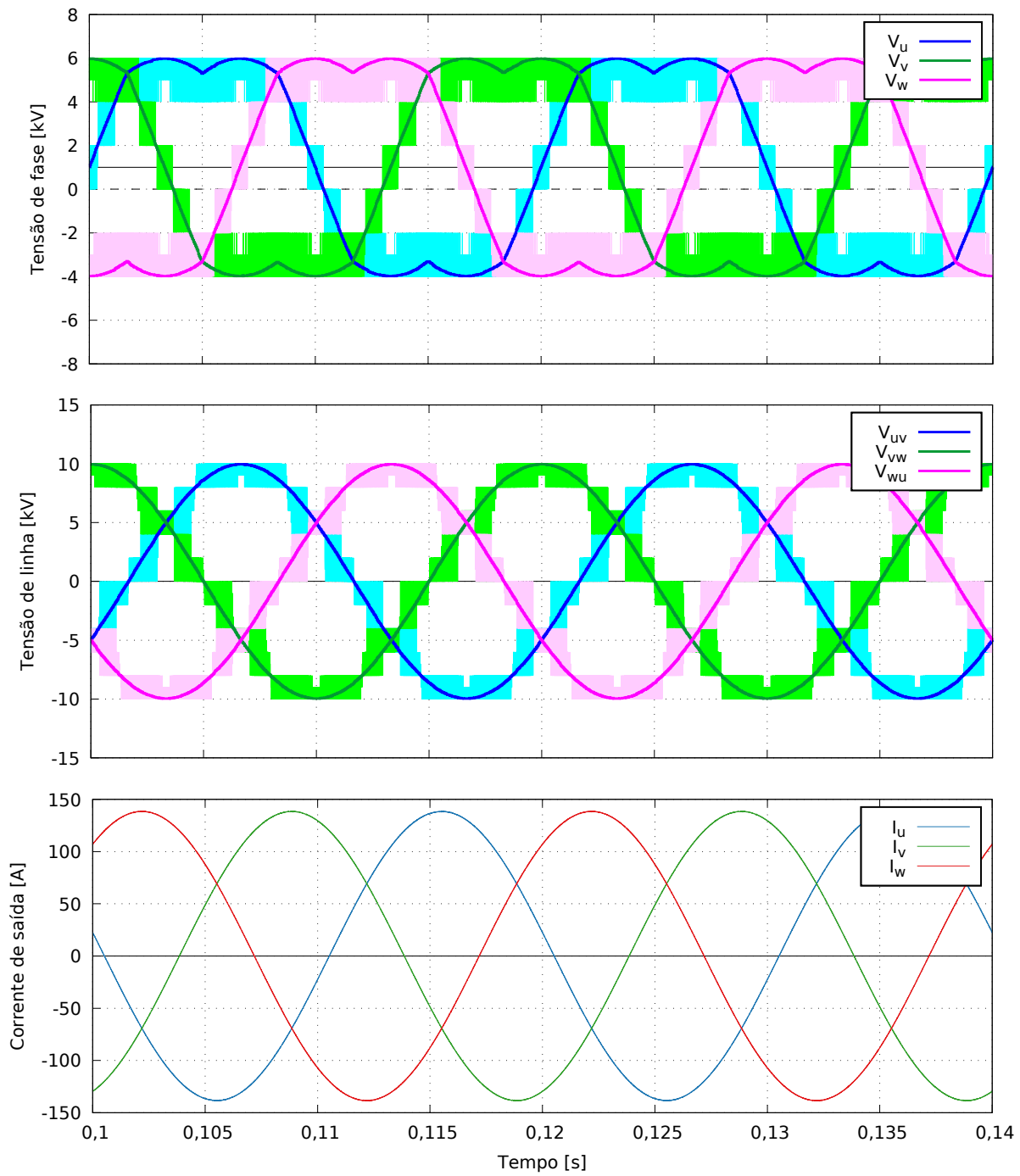


Figura 4.15 – Comparativo entre os métodos de compensação para operação com tensão reduzida ($n = 6$ com duas células *dummy* no braço U_N)

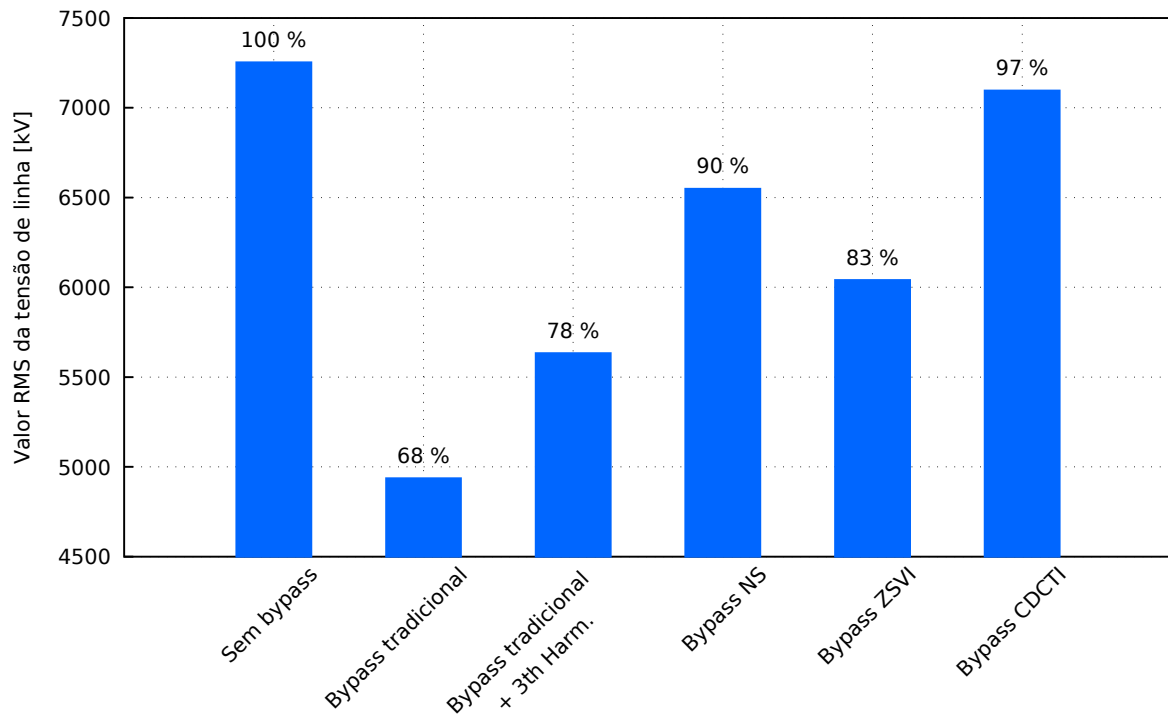


Figura 4.16 – Espectro harmônico da tensão de fase para operação com $n = 6$ e duas células *dummy* no braço U_N utilizando o método de compensação *CDCTI*

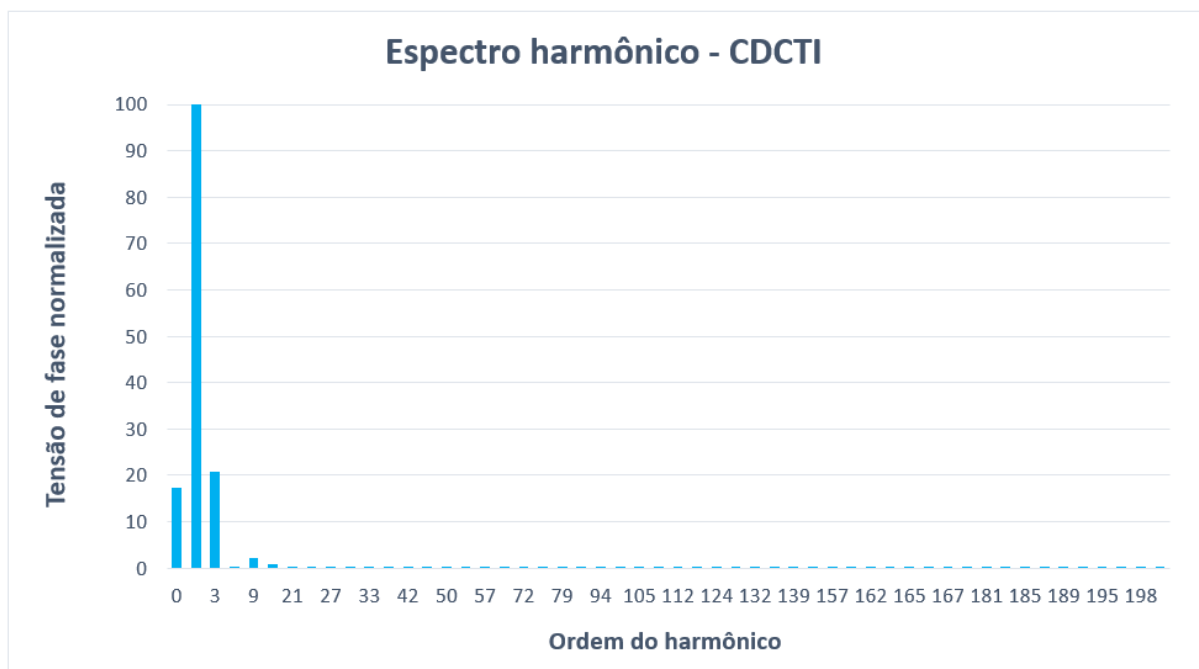
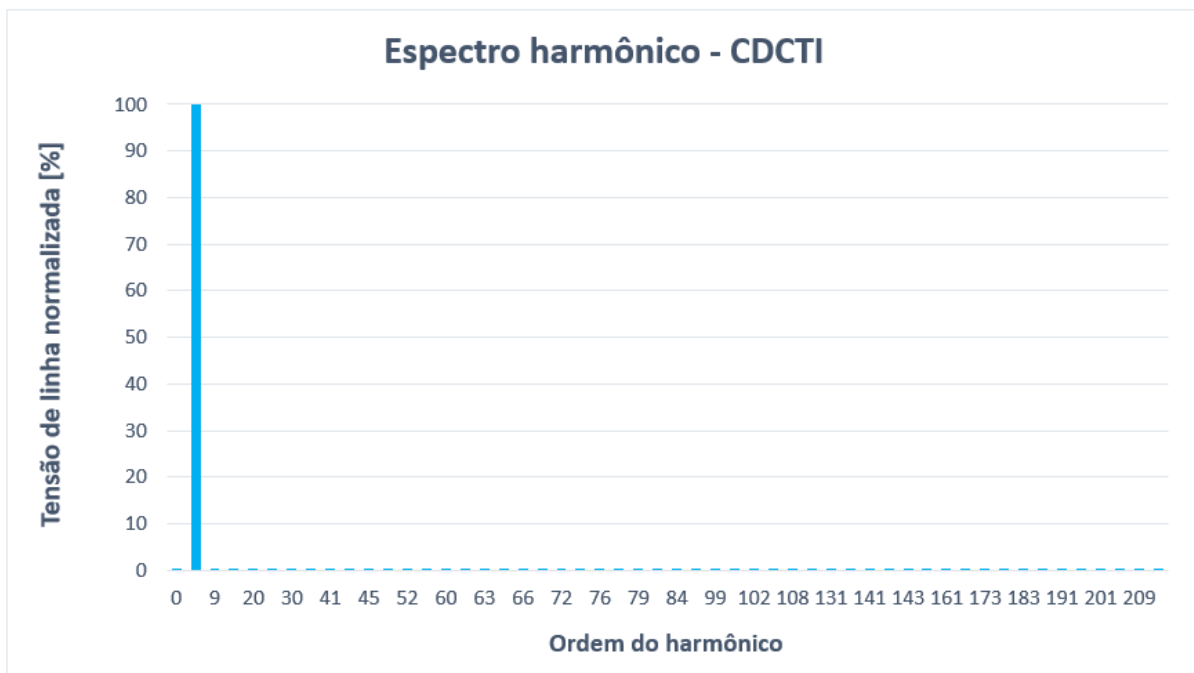


Figura 4.17 – Espectro harmônico da tensão de linha para operação com $n = 6$ e duas células *dummy* no braço U_N utilizando o método de compensação *CDCTI*



5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo serão descritos a estrutura do protótipo e os resultados dos ensaios experimentais. Devido a alta complexidade da estrutura de comunicação e controle dos conversores MMC, funções e estratégias de proteção que não faziam parte da especificação inicial mas que se mostraram necessárias e contratempos encontrados no decorrer deste trabalho, os resultados experimentais dos métodos de operação com tensão reduzida não serão apresentados.

5.1 ESTRUTURA DO PROTÓTIPO

O protótipo foi desenvolvido baseado em uma estrutura dividida em controle central, interfaces de braço e células, conforme Figura 5.1 e Figura 5.3. Esta estrutura é do tipo centralizada, onde as malhas de controle e a modulação ficam localizadas no controle central.

Cada parte da estrutura possui uma placa com um *firmware* dedicado, responsáveis pelos processos e/ou etapas de funcionamento do conversor.

Controle central:

- Controlar o processo de pré-carga em todas as suas etapas;
- Realizar as aquisições das tensões de saída das fases U , V , W e do barramento CC total (V_{PN});
- Executar as malhas de controle das tensões e correntes;
- Transmitir para a interface de braço o índice de modulação ou o código da ação para a parada segura do conversor em caso de proteção pelo controle central.

Interface de braço:

- Processar e transmitir ao controle central as informações das células;
- Realizar as aquisições e transmitir o valor das correntes do braço;
- Realizar o processo de *sorting* para o balanceamento das tensões das células.

Figura 5.1 – Estrutura de controle e comunicação

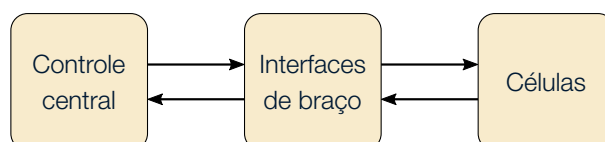
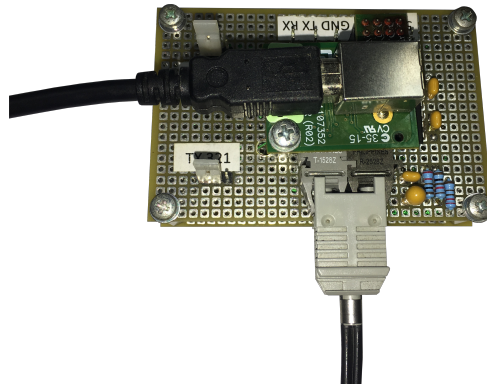


Figura 5.2 – *Sniffer* utilizado na aquisição de informações do protótipo



- Retransmitir para o controle central e demais células o código de erro informado pela célula que entrou em modo de proteção.
- Retransmitir para as células o código da ação para a parada segura do conversor em caso de proteção pelo controle central.

Célula:

- Processar e transmitir à interface de braço os valores de tensão do barramento CC e a temperatura do dissipador;
- Comutar os interruptores;
- Informar à interface de braço qualquer erro gerenciável pela célula.

Para o meio físico de comunicação entre as placas foram utilizadas fibras ópticas industriais para garantir uma boa performance, isolamento e imunidade a ruídos.

Para a aquisição das grandezas foi utilizado um conversor de comunicação fibra-óptica/serial, o que permitiu a extração de dados pós tratamento do controle central. Este processo possibilita realizar comparações e operações matemáticas entre os dados, bem como a concentração destes para a exportação em formatos específicos.

Pra o protótipo foi utilizado o formato de arquivos csv (*Comma-separated values*) com padrão RFC 4180, amplamente compatível com softwares de interfaces gráficas, facilitando a análise dos dados.

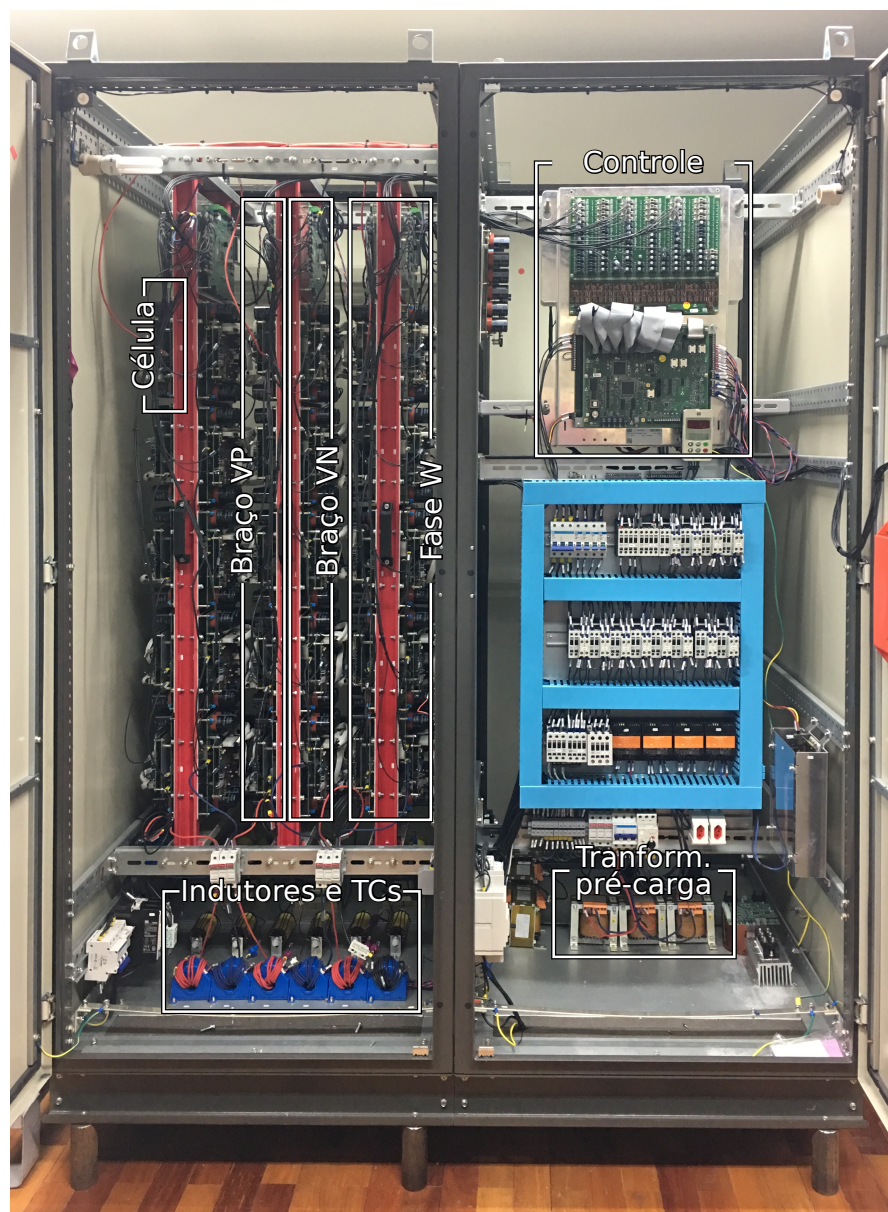
Como desvantagem na utilização de um *sniffer* pode-se destacar a imprecisão na aquisição das tensões das células durante o *power on* e *power off*, já que esta informação é processada e transmitida pelo microprocessador da célula e para tal, essa necessita estar energizada e totalmente funcional.

5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A Figura 5.3 mostra o protótipo utilizado nos ensaios. As células contam com um relação de tensão de aproximadamente $1/10$ de um conversor de média tensão, onde o usual são células com uma tensão nominal do barramento CC de 700 V à 1.200 V.

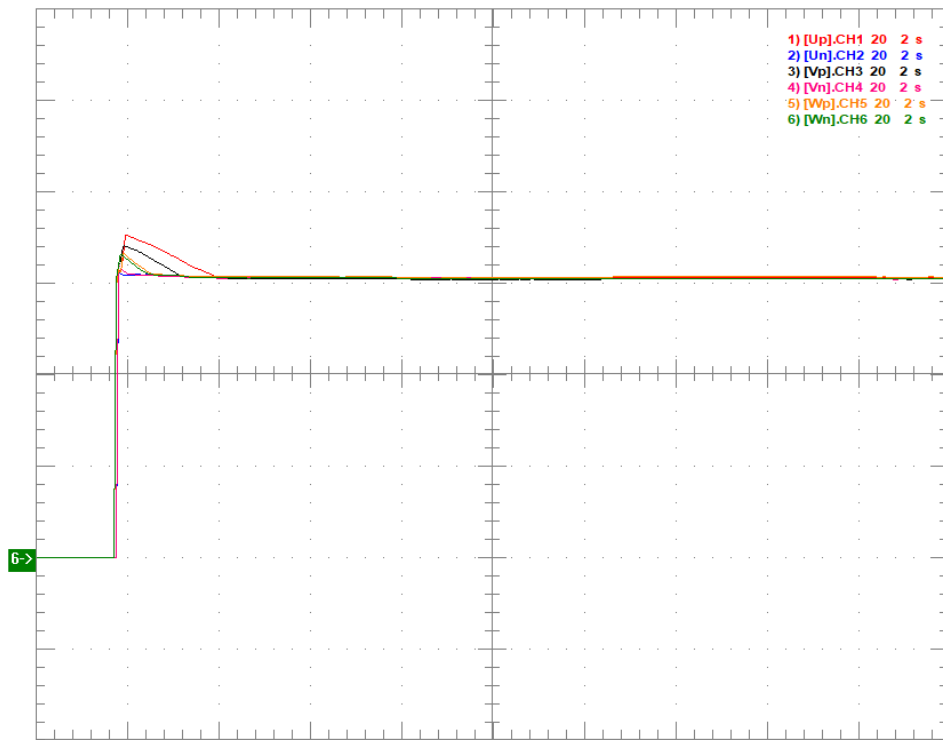
Esta mesma relação é válida para o transformador elevador da pré-carga, que em um conversor de média tensão deve possuir um isolamento mais robusto para suportar os altos níveis de tensões utilizados.

Figura 5.3 – Protótipo de baixa tensão



Os resultados experimentais da pré-carga foram adquiridos utilizando o *sniffer* anteriormente citado e o método de equalização de tensões apresentado na Subseção 3.2.2.

Figura 5.4 – Pré-carga com configuração $n = 5$. Maior tensão entre as células por braços das fases U , V e W (20V, 2s/div)



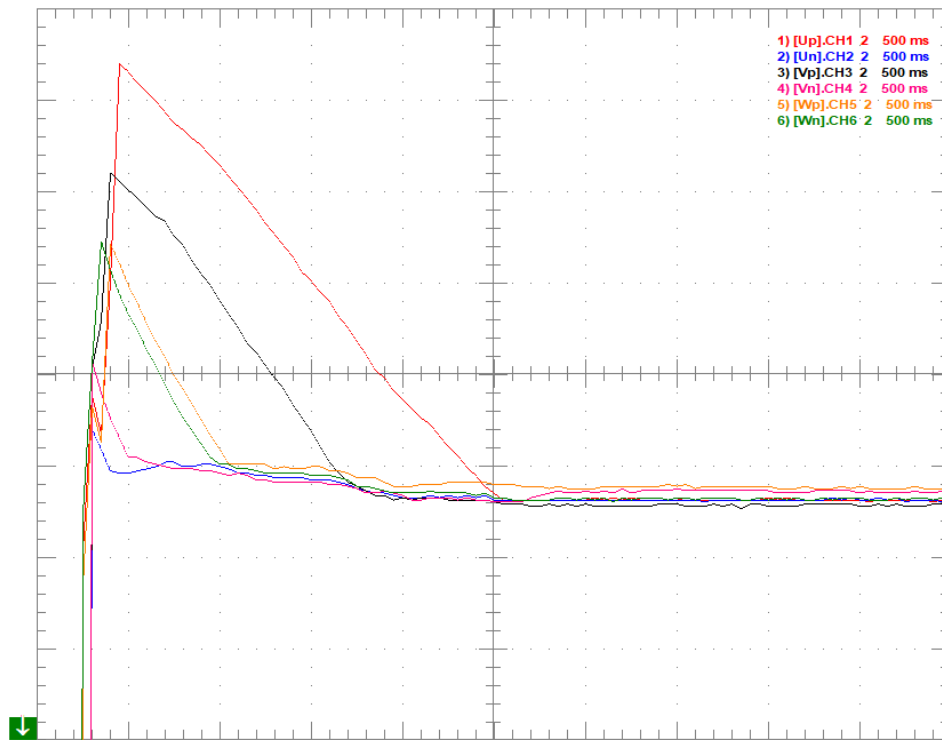
Para a pré-carga com o conversor operando com tensão reduzida, foram aplicadas diferentes condições de *bypass* utilizando o conceito apresentado na Seção *preCargaBypass*.

A Figura 5.4 apresenta os resultados da pré-carga com $n = 5$ obtidos com o *sniffer*, para tal, o controle compara os valores das tensões dos barramentos CC das células e envia apenas o maior valor de cada braço pela comunicação serial com o PC. Observa-se a imprecisão dos dados adquiridos nos primeiros instantes da pré-carga, antes da célula estabelecer a comunicação com o controle. Esta imprecisão é inerente do *hardware* e não apresentou problemas nos testes realizados.

Os primeiros dados transmitidos pelas células informam uma tensão máxima de 72 V e a mínima de 64 V, um desbalanceamento máximo de 16 % acima da referência final, que representa um nível de regulação de aproximadamente 62 V.

Os resultados da Figura 5.4 mostram ainda, a regulação da tensão por aproximadamente 16 s, este tempo, embora relativamente grande, pode ser expandido para minutos, uma vez que a potência dissipada após o equilíbrio passa a ser de aproximadamente 20 % da nominal do resistor de descarga. Destaca-se que, além do momento da inicialização do conversor, o balanceamento das tensões das células do conversor pode ser utilizado em funções específicas como *Ride-Through*, em que a rede principal de alimentação sobre uma queda momentânea, o contator de entrada é desligado e a pré-carga é acionada por um tempo máximo parametrizado, geralmente na casa de 20 s.

Figura 5.5 – Pré-carga (primeiros instantes) com configuração $n = 5$. Maior tensão entre as células por braços das fases U , V e W ($2V, 500ms/div$)



A Figura 5.5 apresenta em detalhe os primeiros instantes do processo de equalização, período em que ocorre a máxima dissipação de energia sobre a célula com maior tensão.

O tempo de estabilização é de aproximadamente $2,25\text{ s}$, após este intervalo, as tensões passam a ser praticamente constantes entre os braços, observando-se apenas uma pequena variação entre os níveis de regulação das fases. Esta diferença de $0,5\text{ V}$ representa apenas $0,8\%$ da média dos braços, não afetando o sistema da pré-carga e existe pois cada fase possui o seu nível de regulação independente das demais, característica desejável para um conversor que possibilite operação com número diferente de células ativas em cada fase.

A Figura 5.6 apresenta os resultados da pré-carga com $n = 5$, operando com duas células *dummy* em cada fase. O nível de regulação é de aproximadamente 78 V , 25% acima do resultado apresentado na Figura 5.4, valor inversamente proporcional ao número de células ativas na fase, conforme a Equação 3.1.

A Figura 5.7 apresenta os primeiros instantes do processo de pré-carga mostrado na Figura 5.6. Observa-se que o equilíbrio das tensões é alcançado em aproximadamente 800 ms , um resultado consideravelmente mais rápido quando comparando com a configuração sem células *dummy*, visto que, com uma maior tensão de regulação, a potência dissipada no resistor de descarga é quadraticamente maior.

Emulando falhas em células da fase V , a Figura 5.8 apresenta os resultados da pré-carga com uma configuração $n = 5$, utilizando duas células *dummy*. Nesta condição, com diferentes

Figura 5.6 – Pré-carga com configuração $n = 5$, com duas células *dummy* em cada fase. Maior tensão entre as células por braços das fases U , V e W ($20V, 2s/div$)

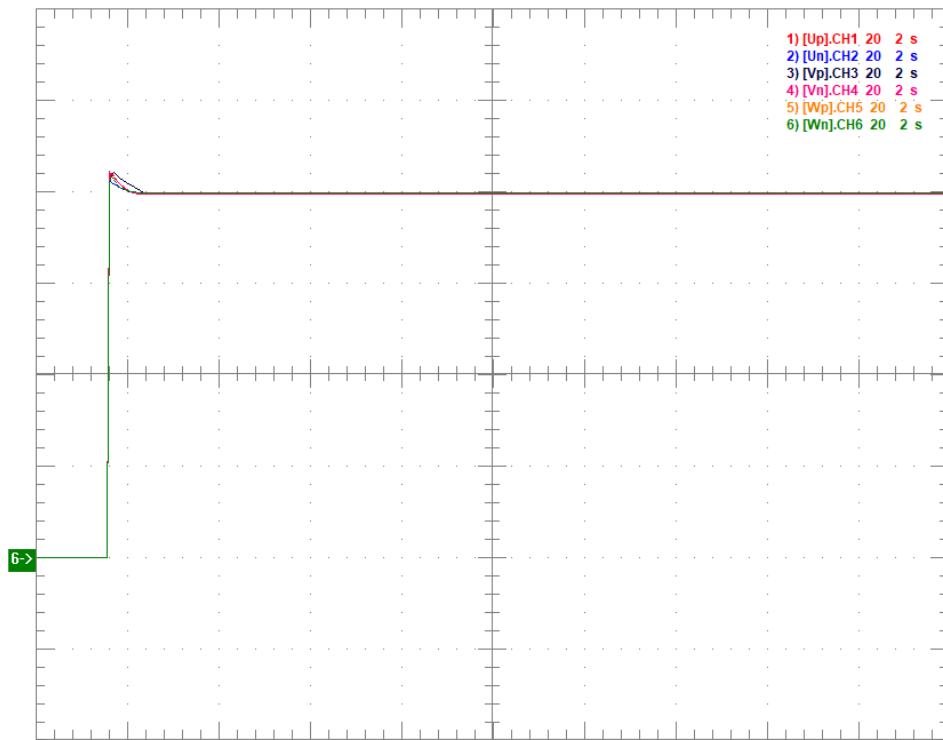
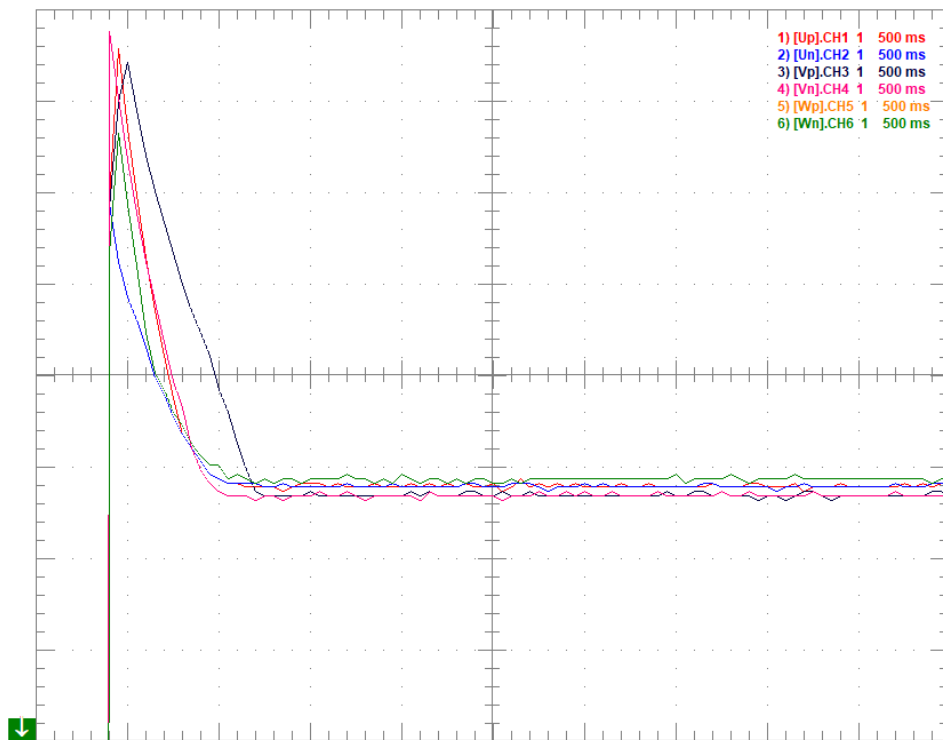
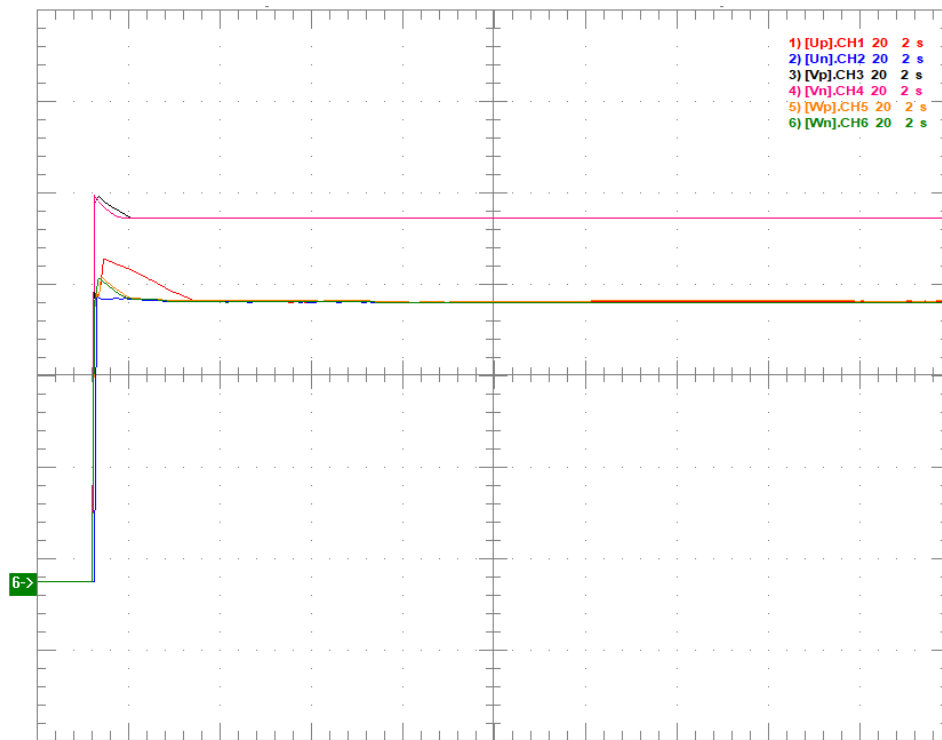


Figura 5.7 – Pré-carga (primeiro instantes) com configuração $n = 5$, com duas células *dummy* em cada fase. Maior tensão entre as células por braços das fases U , V e W ($1V, 500ms/div$)



números de células ativas em cada fase, fica evidente a modularidade do conversor, onde cada fase possui um nível de regulação independente, conforme diagrama da Figura 4.4(a).

Figura 5.8 – Pré-carga com configuração $n = 5$, com duas células *dummy* na fase V. Maior tensão entre as células por braços das fases U, V e W (20V, 2s/div)



Assim como nos resultados apresentados anteriormente, fases com um menor número de células ativas possuem um nível de regulação maior, neste caso, aproximadamente 62 V para as fases U e W e 78 V para a fase V. Observa-se ainda que a fase com maior nível de regulação mantém um menor erro frente a referência média, como consequência, têm-se uma maior dissipação de energia no resistor de descarga.

A Figura 5.9 mostra em detalhe o início do processo de balanceamento, conforme esperado a fase V, por possuir menos células ativas, entra em regime em um tempo menor, cerca de 1,5 s antes que as demais fases, somando um período de aproximadamente 0,8 s, contra 2,3 s das fases V e W.

Estes resultados deixam evidente o sucesso da partida do conversor utilizando células *dummy* para substituir células defeituosas que impediriam a operação do conversor. O algoritmo de equalização utilizado mostrou-se eficiente perante as diferentes condições de partida analisadas.

A Tabela 5.1 apresenta diferentes condições que podem causar falhas no processo de pré-carga e seu possível diagnóstico pelo controle, sendo que, qualquer ocorrência citada causa a abertura dos contadores de pré-carga, abortando o processo.

Figura 5.9 – Pré-carga com configuração $n = 5$ (primeiro instantes), com duas células *dummy* na fase V (5V, 500ms/div)

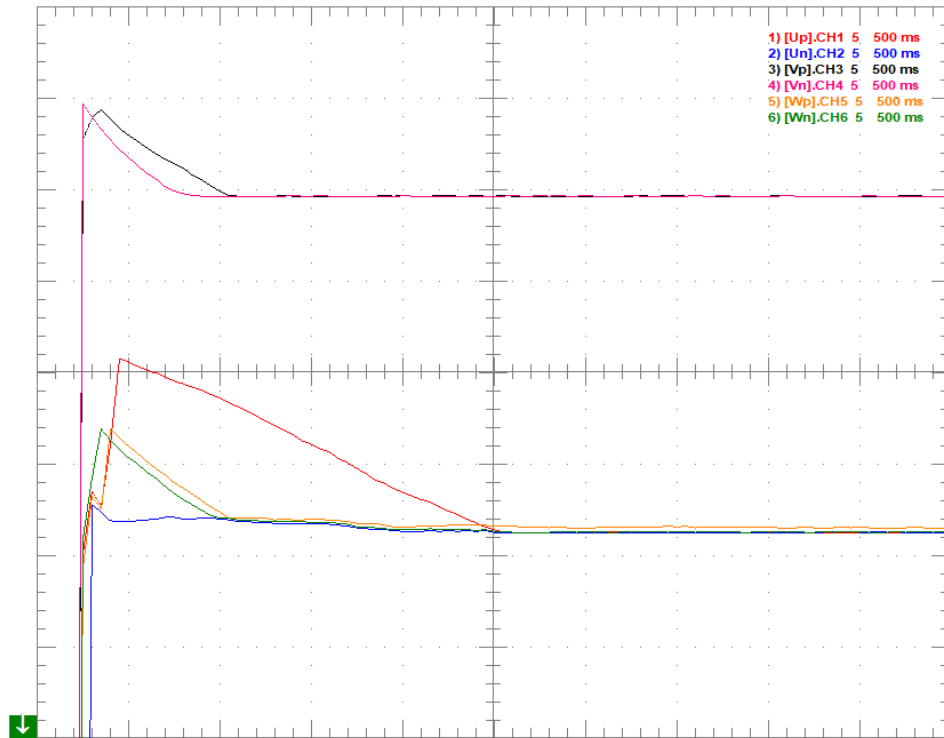


Tabela 5.1 – Fontes de falhas durante o processo de pré-carga e possíveis indicadores de diagnóstico do controle

Condição de falha	Diagnóstico pelo controle
Fibra optica não conectada	Time-out 1 na comunicação
Célula não inserida	Time-out 1 na comunicação
Perda de comunicação após o inicio da pré-carga	Time-out 2 na comunicação
Célula partindo com perda de referência do A/D	Sobretensão na célula
Numero de voltas incorreto no TC do braço	Sobrecorrente no braço
Resistor de descarga com defeito	Sobretensão na célula Sobretensão na célula Sobrecorrente no braço
Resistor de descarga em curto-circuito	Subtensão na célula Sobrecorrente no braço
Resistor da pré-carga em aberto	Sobretensão na célula Time-out 1 na comunicação
Resistor da pré-carga em curto-circuito	Time-out 1 na comunicação
Curto-circuito no barramento CC total	Sobrecorrente no braço

6 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho foi apresentado o estudo de um inversor de frequência para acionamentos de motores utilizando um conversor multiníveis na ponte inversora. Foram analisadas e discutidas diferentes topologias de conversores e células para então analisar em detalhes a MMC. As demais etapas como o circuito de pré-carga, de *bypass* e os desafios acerca destes completam o foco deste estudo.

O circuito de pré-carga apresentado na Subseção 3.2.1 é adequado para esta topologia e, por ser amplamente utilizado na indústria, agrega robustez e credibilidade ao sistema. Demonstrou-se que o desequilíbrio natural entre as tensões dos capacitores das células foi eliminado através do método descrito na Subseção 3.2.2, que utiliza a comutação dos resistores de descarga de acordo com os valores instantâneos das tensões dos barramentos CC distribuídos e o valor médio destes em cada fase.

Foi apresentado um método de *bypass* de baixo custo utilizando células *dummy* e uma solução para sua comunicação com o controle central, também foram analisados os impactos de diferentes condições de *bypass* na pré-carga e operação do conversor.

Para a operação com *bypass* e tensão reduzida, foram analisados e comparados diferentes métodos de inferência na modulação para aumentar a tensão de linha na saída do inversor, mantendo uma forma de onda senoidal modulada, equilibrada e sem nível CC.

Conclui-se pelos resultados de simulação e experimentais dos Capítulos 4 e 5 que os métodos apresentados no decorrer desta dissertação são adequados e funcionais para um MMC aplicado a sistemas de acionamentos.

Como trabalho futuro, recomenda-se a análise de um segundo estágio para a pré-carga, utilizando em conjunto com o semicondutor S_1 , os semicondutores S_3 e S_6 da Figura 3.17, para alterar em alta frequência o número de células em paralelo com o barramento CC total, forçando um desequilíbrio momentâneo controlado e, como consequência, aumentando a tensão do barramento CC das células. Este segundo estágio é vantajoso em conversores com tensão nominal de entrada acima de 3.300 V, nos quais, utilizando apenas o primeiro estágio, é necessário um alto grau de isolamento no transformador elevador da pré-carga.

Para o método de equalização, implementar um algoritmo que utilize a temperatura do dissipador da célula como limitante na razão cíclica do semicondutor que aciona a descarga, evitando assim, descargas contínuas e prolongadas de energia sobre o resistor, aumentando a vida útil da célula e reduzindo a temperatura de operação.

Para os métodos de compensação da tensão de saída, recomenda-se uma otimização no ângulo das portadoras de acordo com as condições de *bypass*, melhorando a distribuição de

pulsos e reduzindo o dv/dt sobre os terminais de saída do conversor. Recomenda-se também a implementação de um algoritmo que possibilite a transição entre os métodos de compensação (Ex.: Transitar de *Neutral Shift* para CDCTI), isso possibilitará alcançar a máxima tensão de saída em qualquer combinação de células em *bypass*. E, adquirir e analisar os resultados experimentais dos métodos discutidos.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABU-RUB, H.; HOLTZ, J.; RODRIGUEZ, J.; BAOMING, G. Medium-voltage multilevel converters—state of the art, challenges, and requirements in industrial applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2010. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 57, n. 8, p. 2581–2596, aug 2010.

AREE, P. Effects of unbalanced voltage on induction motor operating points under different load torque profiles. In: **2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–4.

Richard Baker. 1979. 4270163 A 19810526.

BENSHAW ADVANCED CONTROLS & DRIVES. **M2L 3000 Series MEDIUM VOLTAGE VARIABLE FREQUENCY DRIVE**. [S.l.], 2014.

CHEN, H.; WU, P.; LEE, C.; WANG, C.; YANG, C.; CHENG, P. Zero-sequence voltage injection for dc capacitor voltage balancing control of the star-connected cascaded h-bridge pwm converter under unbalanced grid. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2015. v. 51, n. 6, p. 4584–4594, Nov 2015. ISSN 0093-9994.

CUNHA, G. da. **Controle vetorial com saturação de fluxo de mAquinas síncronas de média tensão com rotor bobinado e escovas**. Dissertação (Mestrado) — FURB, 2015.

CÚNICO, L. M. **Estudo do conversor modular multiníveis**. Dissertação (Mestrado) — UDESC, 2013. Disponível em: <<http://www.tede.udesc.br/handle/tede/1801>>.

Das, A.; Nademi, H.; Norum, L. A method for charging and discharging capacitors in modular multilevel converter. In: **IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1058–1062. ISSN 1553-572X.

DIAS, A. da S. **Pesquisa e desenvolvimento de topologias para conversores sem transformadores defasadores na entrada**. Dissertação (Mestrado) — FURB, 2015.

FARZAMKIA, S. Improved fault tolerant method for mmc by combined dc and neutral shift strategy. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**, 2018. 2018.

Farzamkia, S.; Iman-Eini, H.; Noushak, M.; Hadizadeh, A. Improved fault-tolerant method for modular multilevel converters by combined dc and neutral-shift strategy. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2019. v. 66, n. 3, p. 2454–2462, March 2019. ISSN 0278-0046.

GUO, G. Application of third-order harmonic voltage injection in a modular multilevel converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2018. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 65, n. 7, p. 5260–5271, jul 2018.

HAMMOND, P. W. Enhancing the reliability of modular medium voltage drives. **IEEE Trans. Ind. Electron**, 2002. 2002.

Hiller, M.; Krug, D.; Sommer, R.; Rohner, S. A new highly modular medium voltage converter topology for industrial drive applications. In: **2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–10.

HOLTZ, J. Selbstgeführte wechselrichter mit treppenförmiger ausgangsspannung für grobe leistung und hohe frequenz. **Springer Verlag**, 1977. 1977.

HU, P. Energy balancing control strategy for modular multilevel converters under submodule fault conditions. **IEEE Trans. Power Electron**, 2014. 2014.

HUANG, S. **Distributed Modulation and Control of Modular Multilevel Converter for HVDC Application**. Dissertação (Mestrado) — Aalborg University, 2013.

KHAZRAEI, M.; SEPAHVAND, H.; CORZINE, K. A.; FERDOWSI, M. Active capacitor voltage balancing in single-phase flying-capacitor multilevel power converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2012. v. 59, n. 2, p. 769–778, Feb 2012. ISSN 0278-0046.

LARGE Drives SINAMICS SM120 Cabinet Modules Superior performance for industrial power regeneration. [S.l.], 2013.

LESNICAR, A.; MARQUARDT, R. **An Innovative Modular Multilevel Converter Topology Suitable for a Wide Power Range**. [S.l.], 2003.

Li, B.; Xu, D.; Zhang, Y.; Yang, R.; Wang, G.; Wang, W.; Xu, D. Closed-loop precharge control of modular multilevel converters during start-up processes. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2015. v. 30, n. 2, p. 524–531, Feb 2015. ISSN 0885-8993.

LI, J.; WU, X.; YAO, X.; JING, L.; JIN, X.; WU, W.; WANG, X.; WANG, S. A zero-sequence voltage injection control scheme for modular multilevel converter under submodule failure. In: **2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6.

MALINOWSKI, M.; GOPAKUMAR, K.; RODRIGUEZ, J.; PÉREZ, M. A. A survey on cascaded multilevel inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2010. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 57, n. 7, p. 2197–2206, jul 2010.

MARCHESONI, M. M. M.; TENCONI, S. A nonconventional power converter for plasma stabilization. In: **0885-8993/90/0400-02**. [S.l.]: IEEE, 1990.

MCGRATH, B.; HOLMES, D.; LIPO, T. Optimized space vector switching sequences for multilevel inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2003. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 18, n. 6, p. 1293–1301, nov 2003.

MEYNARD, T. A.; FOCH, H. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. In: **PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 1992. p. 397–403 vol.1.

NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; ; AKAGI, H. A new neutral-point-clamped pwm inverter. In: **0093-0094/81/0900-0518**. [S.l.]: IEEE, 1981.

RAN, W.; MA, L.; LIN, F.; ZHENG, T. Q. Zero-sequence voltage injection for narrow pulse compensation and neutral point potential balancing of npc inverter. In: **2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 887–891.

RODRIGUEZ, J. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2002. v. 49, n. 4, p. 724–738, Aug 2002. ISSN 0278-0046.

RODRIGUEZ, J.; BERNET, S.; WU, B.; PONTT, J. O.; KOURO, S. Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2007. v. 54, n. 6, p. 2930–2945, Dec 2007. ISSN 0278-0046.

RODRIGUEZ, J.; FRANQUELO, L. G.; KOURO, S.; LEON, J. I.; PORTILLO, R. C.; PRATS, M. A. M.; PEREZ, M. A. Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications. **Proceedings of the IEEE**, 2009. v. 97, n. 11, p. 1786–1817, Nov 2009. ISSN 0018-9219.

Shi, K.; Shen, F.; Lv, D.; Lin, P.; Chen, M.; Xu, D. A novel start-up scheme for modular multilevel converter. In: **2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 4180–4187. ISSN 2329-3721.

SINAMICS PERFECT HARMONY GH150 The next level of versatility for cell-based medium-voltage drives. [S.l.], 2014. Disponível em: <siemens.com/sinamics-perfect-harmony-gh150>.

SOUSA, G. J. M. de. **Estudo de conversores modulares multiníveis uni e bidirecionais**. Dissertação (Mestrado) — UFSC, 2014.

THIELEMANS, S.; RUDERMAN, A.; MELKEBEEK, J. Self-precharge in single-leg flying capacitor converters. In: **2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 812–817. ISSN 1553-572X.

THIELEMANS, S.; VYNCKE, T.; MELKEBEEK, J. Voltage quality analysis of a three-level flying capacitor inverter with model based predictive control. In: . [S.l.: s.n.], 2011. p. 124 – 131.

WO2012/013245A1 Capacitor discharge in a cell based voltage source converter. 2010. WO 2012/013245 A1.

WU, B. **High-power converters and AC drives**. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2006.

Xu, J.; Zhao, C.; Zhang, B.; Lu, L. New precharge and submodule capacitor voltage balancing topologies of modular multilevel converter for vsc-hvdc application. In: **2011 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–4. ISSN 2157-4847.