Gustavo Lambert

Conversor CA-CC Isolado baseado em Hexverter e no Retificador Multipulsos: Estrutura, Modelagem e Controle

Brasil

28 de Março de 2019

Gustavo Lambert

Conversor CA-CC Isolado baseado em Hexverter e no Retificador Multipulsos: Estrutura, Modelagem e Controle

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Eng. Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de **Doutor em Engenharia Elétrica.**

Universidade do Estado de Santa Catarina – UDESC

Centro de Ciências Tecnológicas

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Orientador: Yales Rômulo de Novaes

Brasil

28 de Março de 2019

LAMBERT, GUSTAVO
Conversor CA-CC Isolado baseado em Hexverter e no Retificador Multipulsos: Estrutura, Modelagem e Controle / Gustavo Lambert. – 2019 .
133 p. : il. ; 30 cm.

Orientador: Yales Rômulo de Novaes
Tese (Doutorado) – Universidade do Estado de Santa Catarina, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2019.

1. Hexverter. 2. Retificador Multipulsos. 3. CA-CC. 4. Fonte de Corrente. 5. Conversor Modular Multinível. I. Yales Rômulo de Novaes. II. . III. Universidade do Estado de Santa Catarina – UDESC
Centro de Ciências Tecnológicas
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica . IV. Título

Conversor CA-CC Isolado baseado em Hexverter e Retificador Multipulsos: Estrutura, Modelagem e Controle

por

Gustavo Lambert

Esta tese foi julgada adequada para obtenção do título de

DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA

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

CURSO DE DOUTORADO 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)

por vídeo conferência

Ph. D Peter Mantovanelli Barbosa
Delta Electronics Inc -Taiwan

Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer
CCT/UDESC

Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
CCT/UDESC

Prof. Dr. Sc ETH. Marcelo Lobo Heldwein UFSC/Florianópolis

Joinville,SC, 28 de março de 2019.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais Cesira Angela Santa Rosa Lambert e Leocir Luis Lambert que me deram suporte e apoio (emocional e financeiro) para que eu pudesse me dedicar em perseguir os meus sonhos. Estendo esse agradecimento também ao meu irmão Luciano Lambert.

Ao meu orientador Yales Rômulo de Novaes pelo suporte e dedicação para que o trabalho fosse realizado com o rigor e qualidade necessárias. Também, pela amizade e companherismo ao longo dos vários anos de pós-graduação que se iniciou no mestrado.

Aos muitos amigos do nPEE (núcleo de Processamento de Energia Elétrica), professores doutorandos, mestrandos, bolsistas e agregados, que das mais variadas formas contribuíram para com esse trabalho.

Aos professores que me receberam no PEMC (Power Electronics and Machine Control group), em especial ao Prof. Patrick Wheeler e ao Dr. Alessandro Costabeber pelo suporte e orientação durante o período de doutorado sanduíche. Também, aos muitos amigos que lá fiz e que me deram suporte durante esse período fora do Brasil.

A Fundação de Amparo à Pesquisa e Inovação do Estado de Santa Catarina (FAPESC) e a Fundação Instituto Tecnológico de Joinville (FITEJ) pelo apoio financeiro em projetos de pesquisa no nPEE que direta ou indiretamente contribuíram para o trabalho.

A SUPPLIER Indústria e Comércio de Eletro-Eletrônicos Ltda pelo empréstimo da fonte HPT 25-500-06i (Hipot) para ensaio de corrente de fuga dos transformadores das fontes auxiliares.

Aos desenvolvedores e mantenedores do projeto ABNTEX por contribuírem para a produção de trabalhos acadêmicos conforme as normas ABNT com LATEX fosse simplificada.

RESUMO

Esta tese apresenta um conversor CA-CC modular multinível baseado no Hexverter e no retificador de 12 pulsos do tipo série com isolação em média frequência. Tal conversor tem como objetivo ser uma alternativa para a alimentação de cargas em média tensão em corrente contínua e unidirecionais em fluxo de potência, utilizando-se de métodos e tecnologias atuais de semicondutores. Para tanto são analisadas as possíveis topologias para a interface com alimentador trifásico em corrente alternada e conectado a três fios, sendo definida a combinação Hexverter e retificador de 12 pulsos do tipo série para estudo em detalhes. As principais características da estrutura proposta são herdadas da classe dos conversores modulares multiníveis, como a escalabilidade e a modularidade. Outras características inerentes ao modo de operação proposto é a condição de suportar faltas nas conexões em corrente alternada dada a operação com correntes controladas. Do ponto de vista da carga, a presença de filtro capacitivo causa uma corrente inicial elevada no processo de falta, entretanto, caso a falta perdure, essa corrente é limitada pelo conversor CA-CA. Além da descrição dos elementos e da operação do Hexverter e do Retificador multipulsos, a tese se dedica a criação de uma estratégia de controle e da elaboração de modelos orientados ao controle. Essa estratégia de controle observa dois aspectos. O primeiro é a tensão de saída do conversor, que é a malha externa para o controle das correntes de saída do Hexverter ou de entrada do Retificador Multipulsos. O segundo aspecto é o controle da energia total armazenada no Hexverter que é monitorada pela tensão total dos capacitores de submódulos. Para tanto são necessárias uma malha de controle das correntes de entrada do Hexverter (para regulação da absorção de potência) e uma segunda malha de corrente de circulação para fazer o balanço das energias de cada ramo do Hexverter. A topologia e a estratégia de controle são verificadas experimentalmente através de um protótipo composto por 24 submódulos full-bridge e um retificador de 12 pulsos do tipo série isolado por transformador com conexões YYΔ.

Palavras-chave: Hexverter. Retificador Multipulso. CA-CC, Tranformador em Média Frequência. Fontes de Corrente. Controle de Correntes. Conversor Modular Multinível.

ABSTRACT

This thesis proposes an insulated two-stage ac-dc converter to be applied in unidirectional power flow systems with loads feed by medium voltage dc. Among the analyzed different possibilities, the two-stage structure selected for further development is a combination of a Hexverter and a series-type 12 pulse rectifier. The key features of the proposed structure are inherited from the modular multilevel converter concept such as modularity and scalability. Besides the topology, this article presents a complete control strategy based on the output (dc) voltage regulation and Hexverter's stored energy. In particular, an unusual method to regulate the Hexverter's branch energy unbalances is proposed. All currents in the Hexverer are controlled which increases the robustness for operation in harsh environments such as subsea systems. Mathematical analysis of the control loops is carried out to develop the necessary control-oriented models for each control loop. The converter and the control strategy are verified through experiments in a 24 cells Hexverter and series-type 12-pulse rectifier combination arrangement. The experimental results shows steady-state ans transitory behavior of the main variables.

Keywords: Hexverter. Multipulse Rectifier. AC-DC, Medium Frequency Transformers. Current Source. Modular Multilvel Converter.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Exemplos de FPSO: a) Navio P-69 e b) ilustração do Guanabara MV31 em operação com conjunto de cargas no solo marinho. 22
Figura 2 – Sistema elétrico em ambiente marinho: a) conexão com o sistema elétrico terrestre e b) distribuição de energia submarina para cargas no leito do oceano. 23
Figura 3 – Sistema de geração eólica com rede de distribuição em corrente contínua e conversor elevador para linha HVDC. 25
Figura 4 – Sistema de distribuição em corrente contínua para navio com geração trifásica. 25
Figura 5 – Sistema de alimentação de *data center* com entrada em corrente alternada monofásica ou trifásica em média tensão e várias cargas em baixa tensão (400 V). 26
Figura 6 – Soluções para *data center* da ABB: a) diagrama da configuração Tier I, b) diagrama da configuração Tier II e c) tabela de similaridades e diferenças. 27
Figura 7 – Diagrama com os principais elementos Google *data center* e sua eficácia energética em PUE. 28
Figura 8 – Conversor Modular Multinível Trifásico. 32
Figura 9 – Classificação e terminologia de conversores trifásicos da família MMCC (*Modular Multilevel Cascade Converter*). 32
Figura 10 – MMC conceitual monofásico. 34
Figura 11 – Retificador de 12 pulsos genérico, o ângulo de defasagem entre os secundários (δ) é de 30°. 36
Figura 12 – Retificador de 12 pulsos do tipo separado com transformador defasador do tipo estrela-estrela-delta e alimentação por fontes de corrente senoidais e balanceadas. 37
Figura 13 – Formas de onda de tensão (v_a) e corrente (i_a) no primário de retificador de 12 pulsos com alimentação por fonte de corrente senoidal para os tipos separado, série ou paralelo. 38
Figura 14 – Tensões (v_{r1} e v_{r2}) e correntes (i_{r1} e i_{r2}) monitoradas nas saídas do retificador 12 pulsos tipo separado. 38
Figura 15 – Formas de onda de tensão referente ao centro da estrela (v_{ya}) e corrente (i_{ya}) no secundário conectado em estrela de retificador de 12 pulsos com alimentação por fonte de corrente senoidal para os tipos separado, série ou paralelo. 38
Figura 16 – Tensão (v_o) e corrente (i_o) após o transformador de interfase do retificador 12 pulsos tipo paralelo. 39
Figura 17 – Tensão (v_o) e corrente (i_o) do retificador 12 pulsos tipo série. 39

Figura 18 – MMC com transformador de baixa frequência conectado em sua conexão de CA. 40
Figura 19 – Integração de TBF ao MMC pela configuração de enrolamento aberto (*Open-winding LFT MMC*). 41
Figura 20 – Conversão CA-CC com LFT e CC-CC com MFT, onde a) apresenta enrolamento adicional para cancelar a corrente CC no núcleo, b) conexão em Z para cancelamento do fluxo CC no núcleo (perdas são maiores que a)) e c) conversor CC-CC 41
Figura 21 – Estrutura CC-CC com estágio isolador em CA e cancelamento de fluxo CC no núcleo do transformador. 42
Figura 22 – Conversor Push-Pull Modular Multinível (*Modular Push-Pull Converter*). 42
Figura 23 – Conexão pelos terminais de corrente alternada de dois MMC em um transformador trifásico. 42
Figura 24 – Diagrama de um conversor fonte de tensão CC-CC em dois estágios utilizando um MMC e um AAC (*Alternate Arm Converter*), onde o interruptor direcional é representado pelo bloco DS (*Director Switch*). 43
Figura 25 – Conversor monofásico CA-CC baseado no MMC e retificador monofásico ponte completa. 43
Figura 26 – Conjunto de conversores monofásico CA-CC baseado no MMC e retificador monofásico ponte completa para operação trifásica CA-CC. . . 44
Figura 27 – Estrutura genérica para a conversão CC-CC composta por inversor (MMC) e retificador multipulsos (RM). 45
Figura 28 – Conversão trifásico CA para CC com a associação das saídas dos inversores em paralelo. 45
Figura 29 – Modular Multilevel Cascaded Converter - Triple-Star Bridge Cells com cada grupo de submódulos representados pelo bloco SMs. 46
Figura 30 – Hexverter com os sistemas abc e rst conectados em estrela: a) diagrama clássico e b) diagrama salientando a simplificação do TSBC. 46
Figura 31 – Expansão do conversor proposto formando uma variação do Hexverter com entrada em delta e três saídas trifásicas. 47
Figura 32 – Conversor Modular Multinível em configuração *back-to-back* (BTB-MMC) com cada grupo de submódulos comprimido em um bloco SMs. 47
Figura 33 – Variação de energia total (pico a pico) com frequência de entrada (f_1) de 50 Hz para as topologias BTB-MMC (azul), TSBC (vermelho) e Hexverter (preto). 50
Figura 34 – Variação de energia (Δe_{conv}) total nos conversores para frequência de entrada (f_1) 50 Hz e diferentes ganhos de tensão ($\mu = \hat{V}_2/\hat{V}_1$). Na condição em análise a transferência de 5 MW e potência reativa nula. . . . 51

Figura 35 – Estrutura CA-CC formada por Hexverter e Retificador de 12 pulsos tipo série. 53
Figura 36 – Diagrama básico do Hexverter e as variáveis e referências adotadas. 54
Figura 37 – Disposição fasorial dos termos em corrente alternada sintetizados pelos ramos em a) para a frequência do sistema 1 e em b) para o sistema 2 com $\psi = 0$. 56
Figura 38 – Circuito equivalente para análise de ondulação de corrente de alta frequência. 61
Figura 39 – Alimentação por fonte de corrente senoidal e balanceada de retificador 12 pulsos a diodos do tipo série com filtro capacitivo e transformador defasador com primário conectado em estrela e secundários conectados em estrela-delta (YYΔ-transformer). 62
Figura 40 – Correntes e tensões dos enrolamentos do primário do transformador YYΔ. 63
Figura 41 – Correntes e tensões dos enrolamentos do secundário do transformador YYΔ conectado em estrela. 64
Figura 42 – Correntes e tensões dos enrolamentos do secundário do transformador YYΔ conectado em delta. 64
Figura 43 – Correntes de alimentação do retificador multipulso (i_a, i_b, i_c) durante os dois primeiros intervalos. 65
Figura 44 – Comportamento estático para o intervalo 1: $-\pi/12 \leq \omega t \leq \pi/12$. Os elementos que não estão conduzindo corrente estão representados em cinza. 65
Figura 45 – Comportamento estático para o intervalo 2: $\pi/12 \leq \omega t \leq \pi/4$. Os elementos que não estão conduzindo corrente estão representados em cinza. 65
Figura 46 – Transferência de corrente durante a comutação do diodo D_{3Y} para o diodo D_{1Y}. A amplitude de corrente foi normalizada pelo valor do pico de corrente no primário ($ia_{pk} = 16.67$). 67
Figura 47 – Forma de onda da corrente de saída (i_o). 67
Figura 48 – Espectro da tensão de fase do primário (v_{aN} em amarelo) e das correntes do secundário (i_{aY} em azul e $i_{a\Delta f}$ em vermelho). 68
Figura 49 – Diagrama de fasores das tensões e representação do ângulo de defasagem. 70
Figura 50 – Estratégia de controle do conversor CA-CA-CC em camadas. . 73
Figura 51 – Tensões ideais de todos os ramos para o caso de tensões balanceadas e unitárias tanto no sistema 1 ($v_{1,123}$) quanto no sistema 2 ($v_{2,123}$), onde $f_1 = 12\,\text{Hz}$, $f_2 = 60\,\text{Hz}$ e $v_{st} = 0\,\text{V}$. 75

Figura 52 – Diagrama de blocos da malha de controle da tensão de saída em cascata com a malha de controle de corrente do sistema 2 (interface com o retificador multipulsos). 76
Figura 53 – Diagrama de blocos da malha de controle da tensão total em cascata com a malha de controle de corrente do sistema 1 (interface com a rede conversor). 76
Figura 54 – Regulação da energia dos ramos: a) Diagrama de blocos da estratégia de controle da diferença de energia entre os ramos. b) Bloco T2 detalhado. 78
Figura 55 – Diagrama de blocos da simulação do modelo com a perturbação P_2. 84
Figura 56 – Resposta da tensão total para o modelo (laranja) e para o conversor simulado (azul) nos casos de perturbação de aumento/redução de carga. 85
Figura 57 – Resposta da amplitude de corrente do primário para o modelo (laranja) e para o conversor simulado (azul) nos casos de perturbação de aumento/redução de carga. 85
Figura 58 – Espectro da tensão de fase do primário ($v'_{1,1}$). 87
Figura 59 – Tensões de fase das fontes do sistema 1. 87
Figura 60 – Referências de corrente e correntes do sistema 1 para a coordenada α. 88
Figura 61 – Referências de corrente e correntes do sistema 1 para a coordenada α com frequência de amostragem e de chaveamento de 20 kHz. 88
Figura 62 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente $i_{1,\alpha}$: a) diagrama com adição da perturbação e b) diagrama com perturbação e adição da malha feedforward. A adição da malha feedforward é analóga para o controle das correntes $i_{1,\beta}$, $i_{2,\alpha}$ e $i_{2,\beta}$. Onde, C representa o controlador, M o modulador e G a planta. 89
Figura 63 – Vistas do protótipo: a) transformadores do retificador 12 pulsos, Hexverter, variador de tensão e computador de interface (em ordem da esquerda para a direita), b) encaixe do submódulo e c) vista traseira do Hexverter. 91
Figura 64 – Elementos do protótipo: a) submódulo full-bridge com vista em perspectiva, b) módulo de IGBTs full-bridge da Infineon Technologies modelo F430R06W1E3 600 V 30 A e c) vista lateral do protótipo e superior da interface de controle com FPGAs e dos canais óticos. 92
Figura 65 – Diagrama da configuração do protótipo para o ensaio experimental. 96
Figura 66 – Correntes de entrada ($i_{1,k} \in \{1, 2, 3\}$) e tensão de saída (v_o) na condição de regime permanente. 98
Figura 67 – Tensões de todos os 24 barramentos de SM separados por ramos. 98
Figura 68 – Índice de modulação (m) de cada um dos seis ramos. . . . 99
Figura 69 – Referências e valores medidos para as correntes $\alpha\beta$ do sistema 1 ($i_{1,\alpha}$ e $i_{1,\beta}$), do sistema 2 ($i_{2,\alpha}$ e $i_{2,\beta}$) e a corrente de circulação (i_{circ}). 100

Figura 70 – Ações de controle da malha de regulação de energia entre os ramos. 100
Figura 71 – Tensões de linha do secundário conectado em delta ($v_{12,d}$, $v_{23,d}$ e $v_{31,d}$) juntamente com uma corrente de fase do sistema 2 ($i_{2,1}$). 101
Figura 72 – Tensões de linha do secundário conectado em estrela ($v_{12,y}$, $v_{23,y}$ e $v_{31,y}$) juntamente com uma corrente de fase do sistema 2 ($i_{2,1}$). 101
Figura 73 – Tensões v_{st}, v_o e $v_{b,1}$ adquiridas em conjunto com a corrente $i_{2,1}$. . 102
Figura 74 – Resposta da tensão total (v_t) e da tensão de saída (v_o) ao transitório de mudança da referência da tensão de saída. Caso a) aumento de referência e caso b) redução de referência. 103
Figura 75 – Transitório de correntes e tensões após variação da referência da tensão de saída de 140 V para 200 V. 103
Figura 76 – Transitório de correntes e tensões após a variação da referência da tensão de saída de 200 V para 140 V. 104

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Sumário dos requisitos para o padrão Tier (Tier Requirements Summary) 27
Tabela 2 – Definição dos intervalos de frequência. 29
Tabela 3 – Elementos básicos dos conversores. 48
Tabela 4 – Normalização das correntes e potência dos semicondutores 49
Tabela 5 – Correntes e tensões do retificador 12 pulsos do tipo série com filtro capacitivo e alimentado com correntes trifásicas, senoidais e balanceadas para os intervalos 1 e 2 de ωt. 66
Tabela 6 – Comparativo entre os harmônicos do retificador alimentado em tensão (VFMR) e o retificador alimentado em corrente (CFMR). 68
Tabela 7 – Harmônicos no alimentador. 87
Tabela 8 – Valor dos parâmetros experimentais. 96
Tabela 9 – Topologia de controlador escolhido para cada malha. 97

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AAC	*Alternate Arm Converter*
BOE	*Barrel of Oil Equivalent*
BTB-MMC	*Back-to-back Modular Multilevel Converter*
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DAB	*Dual Active Bridge*
DSBC	*Double-Star Bridge-Cells*
DSCC	*Double-Star Chopper-Cells*
FB	*Full-Bridge*
HB	*Half-Bridge*
LFT	*Low Frequency Transformer*
LVDC	*Low Voltage Direct Current*
MMC	*Modular Multilevel Converter*
MMCC	*Modular Multilevel Cascade Converter*
MMMC	*Modular Multilevel Matrix Converter*
MFT	*Medium Frequency Transformer*
MVAC	*Medium Voltage Alternate Current*
MVDC	*Medium Voltage Direct Current*
PFC	*Power Factor Correction*
PWM	*Pulse-Width Modulation*
PUE	*Power Usage Effectiveness*
RM	Retificador Multipulsos
SM	Submódulo
SSBC	*Single-Star Bridge-Cells*
TI	Tecnologia da Informação

TSBC	*Triple-Star Bridge Cells*
TBF	Transformador de Baixa Frequência
TMF	Transformador de Média Frequência
VSC	*Voltage Source Converter*

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 21
1.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS E IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA . 21
1.2 OBJETIVOS 28
1.3 CONVENÇÕES ADOTADAS 29
1.3.1 Referências a baixas, médias e altas frequências 29
1.3.2 Nomenclatura das variáveis 29
1.4 NOTA DE ORIENTAÇÃO AO LEITOR 30

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA 31
2.1 CONVERSOR MODULAR MULTINÍVEL 31
2.1.1 Princípios de funcionamento do MMC 33
2.2 RETIFICADOR MULTIPULSOS 35
2.2.1 RM alimentado por fonte de corrente 37
2.3 CONVERSORES MODULARES MULTINÍVEIS ISOLADOS 39
2.4 ESTRUTURA PROPOSTA E CONVERSORES CA-CA MODULAR MULTINÍVEL 44
2.4.1 Comparações entre as topologias BTB-MMC, TSBC e Hexverter . . . 47
2.4.2 Caraterísticas, considerações da aplicação e definição da estrutura . . 50

3 ELEMENTOS DA ESTRUTURA CA-CC 53
3.1 PRINCÍPIOS DE FUNCIONAMENTO DO HEXVERTER 53
3.1.1 Tensão e corrente máxima de um ramo 56
3.1.2 Potência instantânea e energia armazenada 57
3.1.3 Capacitor de submódulo 60
3.1.4 Indutor de ramo 61
3.2 RETIFICADOR DE 12 PULSOS DO TIPO SÉRIE ALIMENTADO EM CORRENTE 62
3.2.1 Operação ideal do retificador alimentado em corrente 63
3.2.2 Conteúdo harmônico e cancelamento de harmônicos 67
3.2.3 Corrente nos diodos 69
3.2.4 Considerações sobre a potência do retificador 69
3.2.5 Níveis nos pulsos de tensão do transformador 70
3.3 CONCLUSÃO E DISCUSSÃO 71

4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE E MODELAGEM 73
4.1 REPRESENTAÇÃO NO PLANO $\alpha\beta$ 73
4.2 ESTRATÉGIA DE CONTROLE 76
4.3 MODELAGEM ORIENTADA AO CONTROLE 81
4.3.1 Modelos para o controle das correntes do Hexverter 81

4.3.2 Modelo de pequenos sinais da tensão de saída pela corrente de entrada 83
4.3.3 Modelo de tensão total do Hexverter 83
4.3.4 Modelo da troca de energia entre os ramos do Hexverter 84
4.4 OPERAÇÃO COM HARMÔNICOS NO ALIMENTADOR 87
4.5 MALHA FEEDFORWARD 89
4.6 CONCLUSÃO E DISCUSSÃO 90

5 PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS 91
5.1 ELEMENTOS DO PROTÓTIPO 91
5.1.1 Sistema de processamento e interface 92
5.1.2 Sistema de modulação, sincronismo e conversão analógico digital . . . 93
5.2 SOFTWARE DE CONTROLE 93
5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS 95
5.3.1 Resultados na condição de regime permanente 97
5.3.2 Resultados durante transitórios 102
5.4 CONCLUSÃO E DISCUSSÃO 104

6 CONCLUSÃO 107
6.1 PUBLICAÇÕES RELACIONADAS A TESE 109
6.2 TRABALHOS FUTUROS 109

REFERÊNCIAS 111

APÊNDICES 119

APÊNDICE A – CÓDIGOS EM LINGUAGEM MATLAB 121
A.1 CAPACITÂNCIA DE SUBMÓDULO 121
A.2 ONDULAÇÃO DE ALTA FREQUÊNCIA 127

APÊNDICE B – MECANISMO DE RASTREAMENTO DE FASE 133
B.1 MECANISMO DE SINCRONIA POR RASTREAMENTO DE FASE . 133

1 INTRODUÇÃO

O capítulo de introdução trata da contextualização do leitor aos temas que circundam a proposta de tese. Para tanto o contexto e a relevância do tema são apresentados através de aplicações relacionadas ao estudo da tese que podem se beneficiar com a solução. Após delinear o tema, os objetivos para com este são traçados na subseção Objetivos. Por fim, são dispostas as convenções adotadas e algumas orientações ao leitor.

1.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS E IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA

A motivação dos estudos está relacionada com o interesse no desenvolvimento de conversores eletrônicos para o processamento de energia elétrica e alimentação de cargas em Corrente Contínua (CC). Em particular, uma aplicação que descreve as necessidades da classe de conversores de interesse da tese é o fornecimento de energia à sistemas ou unidades de processamento de petróleo e gás instaladas no fundo do oceano. A relevância dessa aplicação se traduz em números ao observar alguns dos grandes poços de exploração esperados para entrar em funcionamento[1]:

- Peroba, na região do pré-sal na bacia de Santos-BR, onde estima-se uma produção de mais de 5 bilhões de barris de óleo equivalente (BOE)[2].
- Brulpadda-1, localizado na bacia Outeniqua localizada na África do sul. É estimada uma produção em torno de 1 bilhão BOE.
- Nour-1 situada no delta do rio Nilo no Egito e com capacidade estimada de 860 milhões BOE.
- Kingsholm-1, localizado no Canyon do Mississipi região do Golfo do México. A estimativa é de 300 milhões BOE.
- Jethro situada no mar da Guiana em Orinduik Block. Esse poço possui uma estimativa de 200 milhões BOE.

Todavia, a obtenção desses recursos esbarra em várias dificuldades técnicas relativas a operação. Limitando-se ao aspecto de topologia do sistema, na Figura 1 apresenta-se o formato convencional através de plataformas ou navios FPSO[3]. Muito embora existam benefícios nesse método, por exemplo uma certa mobilidade da FPSO, há um custo elevado

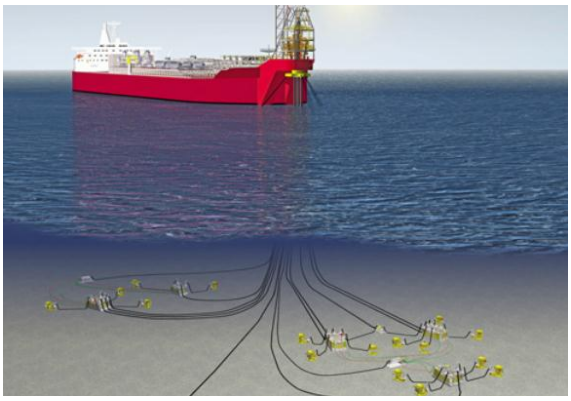
[1] Link para a notícia.

[2] A sigla BOE (*Barrel Of Oil Equivalent*) é um termo utilizado para resumir a quantidade de energia que é encontrada em um barril de óleo cru. Por se tratar de uma quantidade energética, essa figura de mérito, pode ser utilizada como comparativo entre diferentes tipos de recursos energéticos. O BOE em unidade do SI é igual a 5 861 520 000 J.

[3] FPSO significa *Floating Production Storage and Offloading*. Esse tipo de navio possui múltiplas funções haja visto que é capaz de prover recursos para a exploração, o armazenamento e o escoamento da produção por navios petroleiros.

na operação em função da conexão individual de cada carga com a plataforma por umbilical de potência[4]. Para além do fator econômico, o arranjo com um número elevado de umbilicais torna-se complexo e cria um requisito de infra-estrutura (mecânica e elétrica) para suportar os cabos e equipamentos, dentre esses os conversores estáticos (usualmente VSD[5]) instalados na superfície para acionar as máquinas no fundo do mar. Soma-se a esses fatores, a dependência do sistema às turbinas a gás utilizadas tanto para gerar energia elétrica quanto para pressurizar líquidos e gases. Tal equipamento foi desenvolvido para as condições impostas, entretanto é um equipamento complexo com muitas partes móveis e suscetíveis a falha. Por isso, o interesse em substituí-lo ou adicionar fontes alternativas para aumentar a confiabilidade. Uma possibilidade é a adição da energia vinda de fazendas eólicas [1, 2, 3], das correntes marinhas [4, 5] e até mesmo a conexão com a rede elétrica do continente através de cabos submarinos como é o caso do projeto Valhall [6]. A adição de outras fontes de energia não apenas aumenta a confiabilidade e a disponibilidade do sistema mas, também, reduz o impacto ambiental causado no processo de extração dos hidrocarbonetos.

Figura 1 – Exemplos de FPSO: a) Navio P-69 e b) ilustração do Guanabara MV31 em operação com conjunto de cargas no solo marinho.

a)  b) 

Fonte: Extraído de [7].

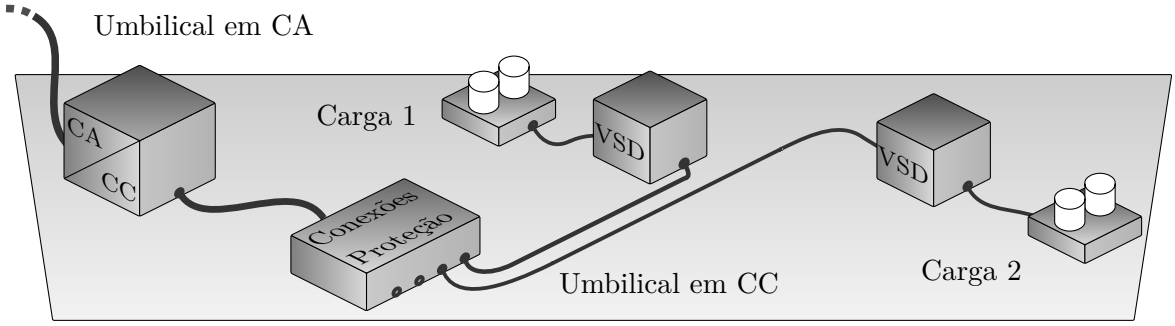
Em uma vertente alternativa ao método de extração citado, há a possibilidade de transferir o sistema de processamento e extração para o solo marinho, nas proximidades das cargas tal como ilustrado na Figura 2. Um dos objetivos dessa estratégia é reduzir o número de cabos ou umbilicais, limitando essas conexões aos alimentadores e, eventualmente, os canais de escoamento da produção. Nesse sentido e observando o caráter relativo à eletrônica de potência, o primeiro requisito é atender a demanda energética exigida pelo conjunto de cargas, da ordem de MW. Em função disso, para manter as perdas ôhmicas

[4] O umbilical de potência é a denominação utilizada pelo setor para se referir aos cabos com estruturas multicamadas que possuem uma extensa variação de funções. Tais cabos podem ser utilizados para o suprimento de fluidos de serviço, fluidos hidráulicos, potência elétrica e sinais de comando ou sensoriamento.

[5] VSD significa *Variable Speed Drive*.

em níveis aceitáveis, há a necessidade de elevar a tensão de operação para reduzir as correntes do sistema. Operar com tensão elevada implica no aumento da complexidade e do custo tanto da isolação dos cabos quanto dos conversores estáticos, em especial seus semicondutores e capacitores [8]. Embora hajam as dificuldades citadas e outras mais devido às características desse ambiente inóspito ou da marinização[6] dos equipamentos, o potencial de redução de custos e o aumento da confiabilidade tem impulsionado a indústria nessa direção [9].

Figura 2 – Sistema elétrico em ambiente marinho: a) conexão com o sistema elétrico terrestre e b) distribuição de energia submarina para cargas no leito do oceano.



Fonte: o autor, 2019.

Para além das restrições de equipamentos e das dificuldades do ambiente, a capacidade de transferência de potência nas linhas submarinas deve ser observada. No caso específico das conexões em Corrente Alternada (CA), há ainda problemas de regulação da tensão na linha (afundamentos e elevações excessivas com variações de carga), com a circulação de energia reativa que limita a capacidade de transferência de potência ativa [10] e com a isolação dos cabos em contato com a água do mar [11, 12]. Os problemas citados são oriundos de elementos parasitas decorrentes da proximidade dos condutores no cabo multipolar e das características físico-químicas do meio no ambiente submarino, onde se ressalta a elevada capacitância parasita da água do mar [13]. Uma alternativa é adoção de filtros passivos ou ativos ao longo da linha para controle dos reativos ou de ressonâncias [14, 15], mas o encarecimento dessa solução somada a redução da robustez do sistema e da eventual necessidade de marinização de um maior número de componentes torna o uso de elementos adicionais uma possibilidade pouco atraente. Embora não exista uma solução única, pois as características de cada sistema (profundidade, distâncias e tecnologias disponíveis para cabos, cargas e geradores) influenciam muito no resultado, o uso da energia elétrica na forma de CC em alguns pontos do sistema pode eliminar os problemas de regime permanente constatados. Também, no caso das cargas alimentadas por VSD, a alimentação em corrente contínua pode significar a eliminação de um possível primeiro

[6] Processo de adequação de um equipamento para operar submerso. Dentre os fatores deve-se garantir a operação do equipamento em ambiente com elevada pressão, elevada temperatura e contato com a água (efeitos corrosivos, condutivos e elementos parasitas).

estágio CA-CC e evita problemas de qualidade de energia relacionados a linhas em CA, como circulação de harmônicos e ressonâncias.

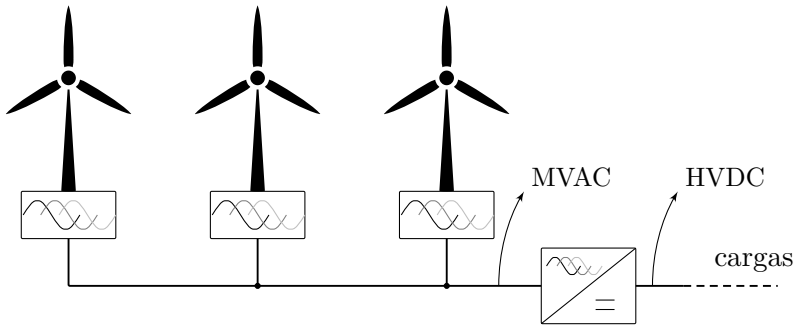
Essas modificações na alimentação do sistema de potência submarino requerem atenção não apenas no desenvolvimento dos conversores de potência mas também em todos os elementos envolvidos na transmissão e distribuição, como é reportado em [16]. Devido à características hostis do sistema de potência submarino (alta pressão e alta temperatura), existe uma preocupação em torno de todos os componentes como equipamentos tolerantes a pressão, disjuntores de alta-tensão, cabos umbilicais, conectores de potência para conexão molhada (*wet-mate conectors*) e outros. Também, dada a dificuldade de acesso e o custo de parar a produção, todos os elementos do sistema são dimensionados para operar por longos períodos sem falhar ou até mesmo sem manutenção. Consequentemente, um dos principais requisitos de um equipamento para operação em ambiente submarino é possuir um nível de confiabilidade elevado [9].

Um outro aspecto que restringe as possíveis soluções do elemento (conversor CA-CC) de estudo da tese é a necessidade de isolação galvânica entre a geração e a distribuição. Propriedade essa necessária para proteção do sistema e/ou em função de características das cargas. A operação do sistema isolado oferece maior segurança pessoal, pois na ocorrência de curto-circuito fase-terra reduz-se a possibilidade de arcos elétricos/explosões. Além disso, possibilita que a falta para à terra não cause o desligamento dos dispositivos de proteção (disjuntores ou fusíveis) e, portanto, há uma continuidade operacional. Não obstante, sistemas de monitoramento devem indicar tais falhas para que medidas planejadas sejam tomadas, uma vez que a massa passe a ter um novo potencial (a tensão da fase em falta) o material isolador das demais fases estará submetido ao esforço elétrico equivalente a tensão entre linhas (não mais a tensão de fase à terra). Esse esforço extra pode, ao longo do tempo, evoluir para uma falta bifásica que causaria uma parada forçada no sistema. Para obter tal isolação uma primeira possibilidade é a adoção de um transformador de baixa frequência ligado na saída do grupo gerador. Contudo, para reduzir o volume e o peso da solução, a tese sugere que o conversor CA-CC providencie a isolação galvânica através de um estágio com frequência mais elevada.

Assim, o uso de um conversor CA-CC pode beneficiar a operação com funcionalidades extras. Por exemplo, ao custo de limitar a potência de saída e do projeto adequado dessas funções, operar em condição de sub ou sobretensão, com apenas duas das três fases, com variações de frequência do alimentador ou compensando a energia reativa da linha. Todas essas funções contribuem para que a planta não paralise totalmente a produção.

Para além das necessidades da atividade de extração de hidrocarbonetos, há outras aplicações que podem se beneficiar de um conversor CA-CC isolado que permita a conexão em média ou alta tensão [17, 18]. Uma destas aplicações são as fazendas de geração eólica, onde o conversor pode estar conectado individualmente com a turbina ou concentrando a energia que será transmitida, como ilustrado na Figura 3 [19, 20]. Sistemas similares podem ser observados através dos sistemas apresentados nas patentes [21, 22, 23].

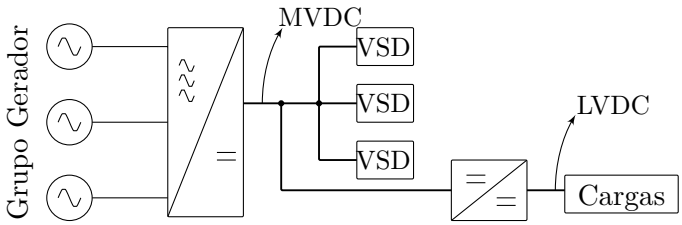
Figura 3 – Sistema de geração eólica com rede de distribuição em corrente contínua e conversor elevador para linha HVDC.



Fonte: o autor, 2019.

Outro segmento, que segue uma linha de raciocínio similar ao caso das plantas de extração de óleo e gás, é a eletrificação dos navios em CC Sua adequação apresenta vantagens como redução das partes mecânicas móveis (eixo cardã usado no acoplamento do motor com o propulsor de hélice) e maior flexibilidade na distribuição dos equipamentos (geradores, motores e acionadores). Em sistemas de menor potência essa energia é distribuída pelo navio em CA e baixa tensão sem grandes problemas, mas para sistemas de maior potência (por exemplo navios de carga) ou críticos (navios de guerra) há demanda por um aumento na densidade de potência e, assim, a alternativa em MVDC torna-se bastante atraente [24, 25]. Como exemplo da aplicação dos conversores no sistema apresenta-se a Figura 4. Nessa, o conversor CA-CC faz a interface entre o grupo gerador e os conversores para o acionamento de velocidade variável dos propulsores da embarcação (alimentados em MVDC). Ainda, um conversor CC reduz o nível de tensão para alimentar as demais cargas do navio (alimentadas em LVDC).

Figura 4 – Sistema de distribuição em corrente contínua para navio com geração trifásica.

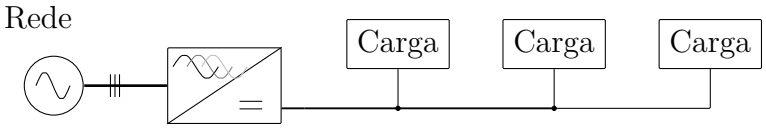


Fonte: o autor, 2016.

Por fim, verifica-se pode se beneficiar do uso da alimentação em corrente contínua qualquer grande conjunto de cargas em CC cujo consumo energético justifique uma ligação em média tensão, como é o caso de alguns centros de processamento de dados (*data centers*). De acordo com [26] nos Estados Unidos da América existem aproximadamente 3 milhões de *data center* que são responsáveis pelo consumo de 2 % do total da energia elétrica consumida. Sendo que uma instalação típica é dimensionada para uma carga de 15 MW com um adicional de 7 MW, cerca de 40 %, para resfriamento do sistema.

Do ponto de vista da carga, uma vantagem do uso da CC é um possível aumento na eficiência do sistema, tal como em [27] que propõe o uso das cargas conectadas em série para um barramento CC comum. Outra vantagem da alimentação em corrente contínua para esses sistemas é a viabilização de um conversor CA-CC com fator de potência elevado comum a todas as fontes de alimentação [28]. Além dos fatores citados, um único conversor com saída em corrente contínua implica na redução de custo e volume das fontes de cada carga, através da remoção do estágio retificador. Onde a tensão de operação das cargas sugerida pela maioria dos estudos é de 400 V. Já o alimentador, devido às características do conversor, pode ser alimentado tanto em baixa tensão quanto em média tensão como na Figura 5.

Figura 5 – Sistema de alimentação de *data center* com entrada em corrente alternada monofásica ou trifásica em média tensão e várias cargas em baixa tensão (400 V).



Fonte: o autor, 2016.

Por sua vez, sob a ótica do sistema, há de se observar que o *data center* é uma carga crítica que tem requisitos de disponibilidade e de confiabilidade altíssimos. De acordo com a classificação do padrão Tier[7] existem quatro níveis de infraestrutura que descrevem a capacidade de operação de um *data center*. As principais características do padrão estão descritas na Tabela 1.

Para ilustrar como essas características são atendidas por soluções comerciais é apresentado como exemplo na Figura 6, a solução da ABB[8] para atender aos padrões Tier I e Tier II. Cumpridos os requisitos de confiabilidade e disponibilidade, a eficiência energética é o próximo item relevante para esse tipo de aplicação. Tanto que a eficiência energética desses sistemas é classificada pela figura de mérito PUE[9]. O diagrama de um dos *data centers* utilizados pela Google com seu valor PUE é apresentado na Figura 7.

[7] The Uptime Institute ©.

[8] Empresa resultante da junção da ASEA (Allmänna Svenska Elektriska Aktiebolaget – que numa tradução livre significa Compania Elétrica Sueca Geral) com a Brown Boveri.

[9] PUE significa *Power Usage Effectiveness* que em tradução livre é Eficiência do Uso de Energia. Em resumo, se o PUE for igual a 2 significa dizer que cada watt despendido em TI necessita de mais um watt para arrefecer e distribuir energia para os equipamentos de TI.

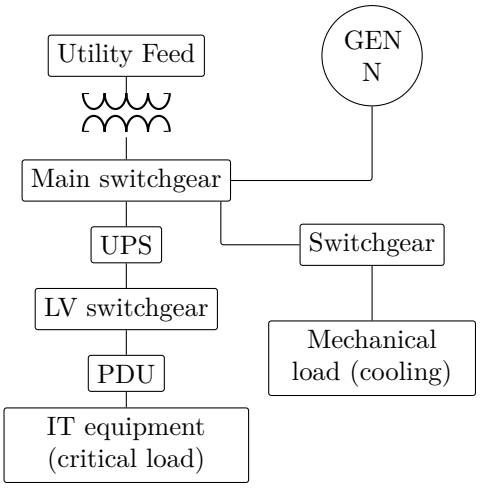
Tabela 1 – Sumário dos requisitos para o padrão Tier (Tier Requirements Summary)

	Tier I	**Tier II**	**Tier III**	**Tier IV**
Minimum Capacity Components to Support the IT Load	N	N+1	N+1	N After any Failure
Distribution Paths - Electrical Power Backbone	1	1	1 Active and 1 Alternate	2 Simultaneosly Active
Crítical Power Distribution	1	1	2 Simultaneosly Active	2 Simultaneosly Active
Concurrently Maintainable	No	No	Yes	Yes
Fault Tolerance	No	No	No	Yes
Compartmentalization	No	No	No	Yes
Continuous Cooling	No	No	No	Yes

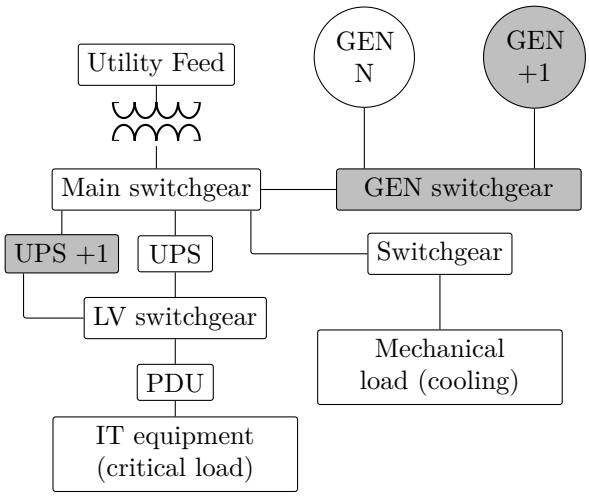
Fonte: Extraído de [29].

Figura 6 – Soluções para *data center* da ABB: a) diagrama da configuração Tier I, b) diagrama da configuração Tier II e c) tabela de similaridades e diferenças.

a) **Tier I**



b) **Tier II**

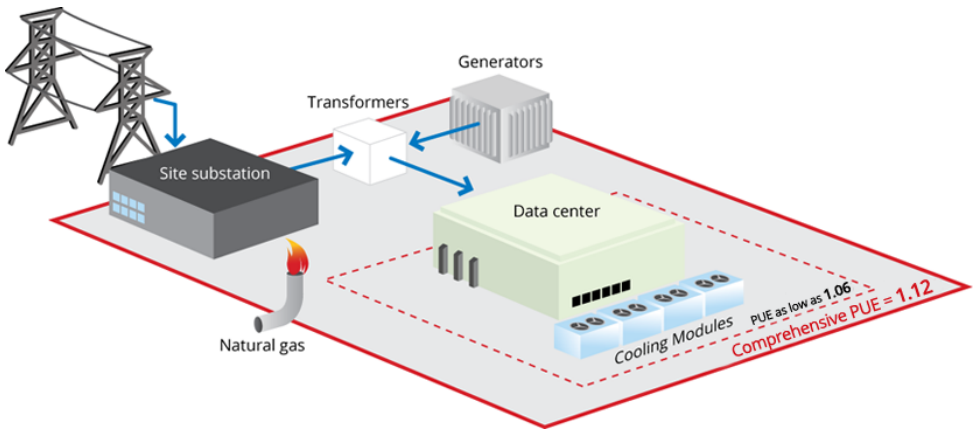


c)

Number of delivery paths	**Tier I** **Only 1**	**Tier II** **Only 1**	**Tier III** **1 active 1 passive**	**Tier IV** **2 active**
Redundant components	N	N+1	N+1	2(N+1) or S+S
Utility voltage	208-480V	208-480V	12-15kV	12-15kV
Annual IT downtime due to site	28,8h	22,0h	1,6h	0,4h
Site availability	99.671%	99,749%	99,982%	99,995%

Fonte: Adaptado de [30], 2019.

Figura 7 – Diagrama com os principais elementos Google *data center* e sua eficácia energética em PUE.



Fonte: Adaptado de [31], 2019.

1.2 OBJETIVOS

O objetivo geral da tese pode ser descrito como o desenvolvimento de uma solução para conversão de energia com saída em corrente contínua e isolação galvânica da entrada para saída. Cujos objetivos específicos são direcionados a complementar a pesquisa iniciada no mestrado, haja visto que o mesmo conceito é estendido ao caso particular do alimentador em CA, trifásico e de baixa frequência. Os objetivos específicos são apresentados a seguir na forma de grupos, o que não necessariamente corresponde a ordem de evolução da pesquisa.

- Estrutura e operação
  - Definição estrutura CA-CA.
  - Detalhamento da operação em regime permanente.
  - Análise das interações entre os estágios CA-CA e CA-CC.
  - Definição da estratégia de energização e desligamento do conversor.
  - Projeto dos parâmetros do conversor.
  - Identificação dos principais esforços nos componentes do conversor.
- Modelagem e controle
  - Definição da estratégia e da estrutura de controle.
  - Obtenção de modelos matemáticos orientados ao controle.
  - Sintonia dos controladores.

1.3 CONVENÇÕES ADOTADAS

1.3.1 Referências a baixas, médias e altas frequências

Os conversores que serão analisados nesse trabalho fazem uso da CA em diferentes frequências, assim como é necessário tratar de situações genéricas onde o valor de frequência não está definido far-se-á o uso dos termos: baixa, média ou alta frequência. Todavia, esses termos, embora amplamente utilizados pela literatura de eletrônica de potência, não possuem faixas determinadas por normas ou padrões. Logo, uma vez que padrões de outras áreas não atendem as necessidades desse trabalho, foram estabelecidos limites que diferem as frequências por faixas referentes a frequência de alimentação em CA (f_r) e a frequência de chaveamento (f_c), essas faixas estão contidas na Tabela 2. Nessa tabela observa-se que os termos foram cunhados de acordo com a aplicação em análise, ou seja, cada faixa pode se alterar em função do caso em análise.

Tabela 2 – Definição dos intervalos de frequência.

Definição	**Intervalo**
Baixa frequência	$f \leq 2 \cdot f_r$
Média frequência	$2 \cdot f_r \leq f \leq f_c/2$
Alta frequência	$f_c/2 < f$

Fonte: o autor, 2016.

1.3.2 Nomenclatura das variáveis

As variáveis matemáticas referentes as diferentes grandezas utilizadas no texto seguem os seguintes padrões:

- Letra minúscula para variáveis no tempo. Eventualmente, omite-se a indicação da variável tempo (t) para reduzir o tamanho das expressões matemáticas.
- Letra maiúscula para referenciar a componente contínua de uma grandeza. Por exemplo, $v_a(t)$ é a variável associada a uma dada tensão e V_a faz referência a componente contínua.
- Letra minúscula com acento grave sobrescrito ($\hat{}$) indica um valor de pico. Por exemplo, a tensão $v(t) = \hat{v} \cdot \sin(\theta)$ tem um valor de pico de $\hat{v}$.
- Letra minúscula com acento sobrescrito ($\tilde{}$) faz referência a perturbações de pequeno sinal na variável.

- Letra maiúscula com flecha sobrescrita ($\vec{}$) faz referência a um fasor.

Os índices subscrito das variáveis possuem os seguintes significados:

x_{ef} Valor eficaz de x (raiz do valor quadrático médio).

x_{md} Valor médio de x.

x_{mdp} Valor médio de x referente ao período equivalente a frequência fundamental ("valor médio instantâneo").

x_{max} Valor máximo de x.

x_{min} Valor mínimo de x.

1.4 NOTA DE ORIENTAÇÃO AO LEITOR

O documento digital dessa tese conta com links para todas as referências ao longo do texto que com um clique levam o leitor a citação. Por isso, leitores de pdf com suporte a função "voltar" facilitam a leitura do documento, pois após o clique da referência é possível retornar ao ponto anterior de leitura. Para os leitores cuja função "voltar" não esteja explicita, sugere-se tentar o comando "Alt+←" que funciona para a maioria dos leitores de pdf.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Nesse capítulo a literatura referente aos elementos que compõem a tese e dos temas correlacionados ao trabalho é apresentada na forma de estado da arte. Dentre esses destacam-se o conversor modular multinível e o retificador multipulsos que são os elementos fundamentais, uma seção relativa a cada um desses conversores será apresentada inicialmente para observar sua evolução e apresentar termos e definições que serão importantes para o entendimento da tese.

Na sequência são apresentadas algumas das principais topologias de conversores modulares multiníveis com isolação galvânica. Uma vez que será apresentada uma solução de dois estágios, tais conversores serviram de base para a definição do primeiro estágio. Haja visto que o segundo estágio havia sido previamente definido.

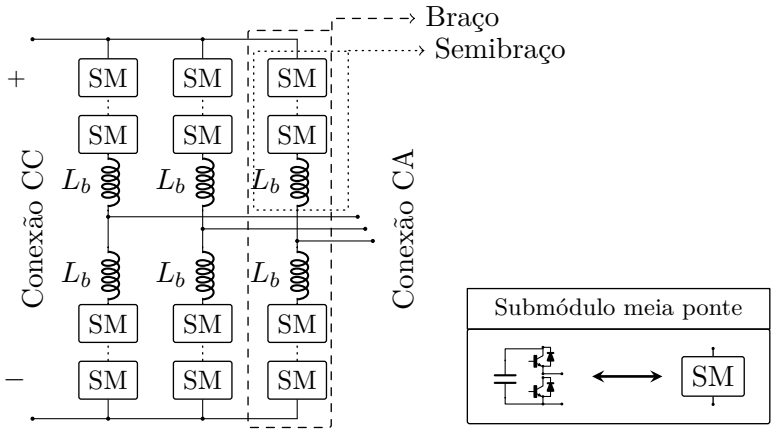
Por fim, os principais conversores CA-CA modulares são apresentados e uma análise a cerca de suas propriedades é realizada. Também, algumas observações das necessidades estrutura CA-CC e suas propriedades são realizadas, de modo a definir o estágio CA-CA que será foco da pesquisa no capitulo subsequente.

2.1 CONVERSOR MODULAR MULTINÍVEL

O Conversor Modular Multinível (MMC) foi apresentado primeiramente em 2002 através de uma patente [32], sendo apresentado em conferência apenas em 2003 [33] como uma solução para transmissão em corrente contínua e alta tensão (HVDC - *High Voltage DC Transmisssion*). O MMC, dentre outros aspectos, se destaca pela sua modularidade e pela a ausência de fonte externa alimentado seus submódulos. Em síntese, o MMC se caracteriza pela conexão série ou paralelo de submódulos (SM) que são constituídos de semicondutores e um elemento armazenador de energia. Inicialmente o MMC foi proposto sem o indutor de semibraço (L_b), mas os picos de corrente resultantes das diferenças de tensão entre os submódulos durante as comutações eram prejudiciais a operação do conversor. A inserção do indutores de semibraço (L_b) é observada em [34, 35] e uma ilustração do conversor na sua configuração clássica CC-CA trifásica sem neutro é apresentada na Figura 8.

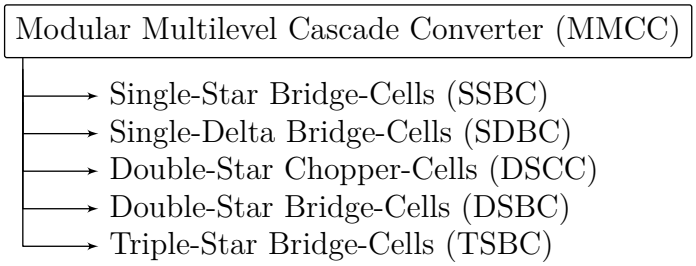
Dada a conexão em cascata dos submódulos a comparação do MMC com o conversor cascata de ponte completa é imediata [36, 37]. No entanto a possibilidade de processar energia ativa sem a presença de fontes externas conectadas a seus submódulos e uma única conexão CC cuja única limitação de valor é a quantidade de submódulos do conversor (caso da Figura 8) tornam o MMC um conversor completamente diferente. Em função das semelhanças nessa classe de conversores moduladores e multiníveis, H. Akagi em [38] propôs uma distinção desses conversores através de classificação e terminologias próprias. Dessa maneira, os conversores modulares multiníveis podem ser entendidos com uma subclasse dos conversores multiníveis. Segundo essa nomenclatura, apresentada na Figura 9,

Figura 8 – Conversor Modular Multinível Trifásico.



Fonte: o autor, 2017.

Figura 9 – Classificação e terminologia de conversores trifásicos da família MMCC (*Modular Multilevel Cascade Converter*).



Fonte: Adaptado de [38].

cada elemento da família é distinguível pela quantidade de conjunto de semibraços, pela conexão desse conjunto de semibraços e pela topologia de submódulo que pode ser meia ponte (*Chopper-Cells*) ou ponte completa (*Bridge-Cells*).

Logo, o caso apresentado na Figura 8 é classificado segundo essa proposta como DSCC. Esse mesmo conversor se tiver os submódulos meia ponte substituídos por submódulos ponte completa se torna um conversor DSBC. É interessante notar que tanto o SSBC quanto o SDBC só operam com energia reativa e são a interseção da família dos conversores MMC com os tradicionais conversores em cascata.

Na Figura 9 foi adicionada a estrutura TSBC que ainda não havia sido proposta na época de sugestão dessa classificação. Há de ser observado que o TSBC é um arranjo composto por três SSBC, onde o centro da conexão em estrela de cada SSBC é ligado a uma das fontes de um sistema trifásico [39]. O conversor TSBC é também referido como o conversor modular multinível matricial (*Modular Multilevel Matrix Converter)* e será apresentado em outro contexto na Figura 29.

Dentre as melhorias alcançadas através da classe dos conversores modulares multiníveis,

verifica-se que ela possibilitou um melhora significativa, entre outros fatores, na escalabilidade, na redução de harmônicos (formas de ondas) e na redundância dos conversores estáticos. Além disso, o uso de células flutuantes com tensões de bloqueio adequadas, possibilita operar nos níveis de média e alta tensão com a tecnologia de semicondutores atual.
Conforme sugerido por R. Marquardt em [40], a funcionalidade e o custo da eletrônica de potência passam a ser julgados pelo ponto de vista do sistema. E com relação a proteção, não basta apenas observar o elemento semicondutor. É necessário considerar os demais equipamentos envolvidos. Ainda, prevê-se em [40] que no futuro os requerimentos à nível de sistema passarão a incluir:

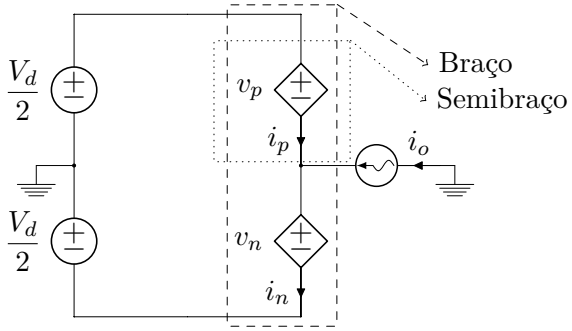
- Altíssima disponibilidade de todo o conjunto eletrônico, o qual idealmente deve possuir redundância intrínseca.
- Conversor de potência com escalabilidade melhorada como resultado do uso de submódulos idênticos.
- Eliminação de elementos volumosos ou pesados como filtros passivos e transformadores.
- Troca de potência ativa entre vários sistemas através de uma conexão multiterminal comum.

2.1.1 Princípios de funcionamento do MMC

Os modos de operação do MMC derivam das necessidades intrínsecas à sua configuração, ou seja, da inexistência de fontes externas aos seus submódulos e da conexão de suas células. Por isso, a operação em regime permanente requer um nível de tensão mínimo em cada submódulo para que haja um balanço entre as tensões dos terminais dos alimentadores CC ou CA e os ramos do conversor, conforme mostra a Figura 8.
Para a análise do conversor, considera-se que seus submódulos estão conectados/inseridos quando a corrente que circula pelo semibraço/ramo do conversor também circular pela chave/diodo superior do SM meia ponte. Dessa forma a tensão de saída do submódulo é a tensão do capacitor. Por sua vez, se a corrente circular pela chave/diodo inferior do SM meia ponte, diz-se que o submódulo está desconectado e a tensão de saída será, idealmente, zero.
Com tensão nominal nos submódulos, a operação tradicional do conversor prevê que estejam sempre inseridos N por braço, com N sendo o total de submódulos de um semibraço. Isso se deve ao fato da operação tradicional do MMC prever uma tensão nominal de cada submódulo igual a $V_d/(N)$.
De maneira a simplificar o entendimento do MMC, a análise do funcionamento será realizada através do MMC ideal e monofásico da Figura 10. Esse conversor é uma redução do

caso apresentado na Figura 8 e possui: duas fontes CC que resultam numa tensão total na conexão CC igual a V_d, dois conjuntos de submódulos simplificados por fontes controladas em cada semibraço (v_p e v_n) e na conexão CA uma fonte de corrente senoidal ideal i_o, com frequência ω_o e tensão v_o referenciada ao nó de conexão das fontes CC.

Figura 10 – MMC conceitual monofásico.



Fonte: o autor, 2016.

Pela lei das malhas de Kirchhoff observa-se que a tensão de saída está para as tensões das fontes controladas como (2.1), onde a tensão de saída é (2.2). Além disso, a tensão das fontes controladas deve observar a tensão total da conexão CC e, por isso, atender a (2.3).

$$v_o(t) = \frac{v_n(t) - v_p(t)}{2} \tag{2.1}$$

$$v_o(t) = V_o \cdot \cos(\omega_o \cdot t) \tag{2.2}$$

$$V_d = v_p(t) + v_n(t) \tag{2.3}$$

Por isso, para manter tanto o balanço de tensão da conexão CC quanto o balanço de tensão da conexão CA as tensões de cada fonte controlada possuem parcelas de ambas as conexões. Combinando (2.1) e (2.3), obtém-se relações de cada fonte controlada em função das tensões V_d e v_o, como é apresentado para o semibraço superior em (2.4) e para o semibraço inferior em (2.5).

$$v_p(t) = \frac{V_d}{2} - v_o(t) \tag{2.4}$$

$$v_n(t) = \frac{V_d}{2} + v_o(t) \tag{2.5}$$

De maneira análoga ao caso das tensões, podem ser obtidas expressões relativas as correntes do conversor. Para tanto supõe-se uma parcela constante da fonte CC I_d que é a média ao longo de um período relativo à ω_o. Assim, supondo um possível ângulo de defasagem de carga ϕ e utilizando a lei dos nós de Kirchhoff é obtida a expressão (2.6). Por fim, as correntes que cada fonte controlada podem ser verificadas contendo uma parcela contínua e outra alternada, (2.7) e (2.8).

$$i_o(t) = I_o \cdot \cos(\omega_o \cdot t + \phi) = i_p(t) - i_n(t) \tag{2.6}$$

$$i_p(t) = I_d + \frac{i_o(t)}{2} \tag{2.7}$$

$$i_n(t) = I_d - \frac{i_o(t)}{2} \tag{2.8}$$

Através dessas expressões simples é possível verificar que o produto das tensões e correntes de cada semibraço (v_p e i_p ou v_n e i_n) resulta em potências advindas de parcelas contínuas e de parcelas alternadas. É dessa forma que o MMC pode operar sem a necessidade de fontes externas, pois é possível obter ou fornecer energia tanto da fonte contínua quanto da fonte alternada. Contudo, dessa "vantagem" surge a necessidade do controle desse balanço de potência entre a fonte contínua e a fonte alternada. Também, salienta-se a importância do elemento armazenador de energia que absorve as diferenças instantâneas entre as potências das duas fontes, lembrando que a potência em um sistema monofásico ideal é pulsada com o dobro da frequência e a potência do sistema contínuo é constante. As expressões de potência são apresentadas em (2.9) e (2.10), sendo simplificadas em (2.11) e (2.12).

$$P_p(t) = v_p(t) \cdot i_p(t) = \left(\frac{V_d}{2} - \frac{v_o(t)}{2}\right) \cdot \left(I_d + \frac{i_o(t)}{2}\right) \tag{2.9}$$

$$P_n(t) = v_n(t) \cdot i_n(t) = \left(\frac{V_d}{2} + \frac{v_o(t)}{2}\right) \cdot \left(I_d - \frac{i_o(t)}{2}\right) \tag{2.10}$$

$$P_p(t) = \frac{V_d \cdot I_d}{2} + \frac{V_d \cdot i_o(t)}{4} - \frac{v_o(t) \cdot I_d}{2} - \frac{v_o(t) \cdot i_o(t)}{4} \tag{2.11}$$

$$P_n(t) = \frac{V_d \cdot I_d}{2} + \frac{v_o(t) \cdot I_d}{2} - \frac{V_d \cdot i_o(t)}{4} - \frac{v_o(t) \cdot i_o(t)}{4} \tag{2.12}$$

Conforme mencionado, não há fontes externas para os submódulos e, portanto, de maneira a garantir que a energia armazenada mantenha-se constante ao longo de um período, relativo a ω_o, a soma das potências dos semibraços deve ser nula.

$$P_p(t) + P_n(t) = V_d \cdot I_d - \frac{v_o(t) \cdot i_o(t)}{2} \tag{2.13}$$

Por fim, salienta-se que a corrente senoidal observada em cada braço, na condição de sistema trifásico balanceado, não aparece na fonte CC pois a soma dessas senoides é nula e, por isso, a fonte CC fornecerá apenas CC.

2.2 RETIFICADOR MULTIPULSOS

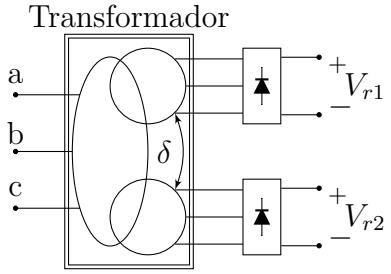
A denominação Retificador Multipulsos (RM) é dada a estruturas retificadoras capazes de realizar a conversão CA-CC com um número de pulsos superior as tradicionais pontes retificadoras trifásicas (Ponte de Graetz), ou seja, maior que seis pulsos. A principal

característica dos RM é, entre outros fatores, a redução dos harmônicos gerados pelos retificadores de 6 pulsos (pontes de Graetz) que são injetados nas correntes do alimentador (primário). Para tanto, os RM utilizam-se de dois ou mais retificadores de 6 pulsos alimentados conectados entre si e o alimentador através de um elemento magnético que proporciona um ângulo de defasagem adequado entre cada conjunto trifásico (2.14) [41]. Uma vez que o cancelamento de alguns harmônicos no primário do elemento defasador ocorre em função da oposição de fase dos harmônicos, para que o cancelamento desses harmônicos seja total os retificadores devem gerar harmônicos de mesma amplitude, ou seja, processar a mesma potência.

$$\delta = \frac{60}{\text{n}^\circ \text{ de conjuntos trifásicos}} \tag{2.14}$$

O elemento utilizado para criar a defasagem entre os conjuntos trifásicos é usualmente um transformador ou um autotransformador. Onde, o transformador é capaz de providenciar isolação galvânica, mas, em contra partida, processa toda a potência do sistema e, por isso, é mais volumoso e pesado do que um autotransformador que processa apenas uma parcela da potência total. Como exemplo, apresenta-se na Figura 11 um retificador de 12 pulsos.

Figura 11 – Retificador de 12 pulsos genérico, o ângulo de defasagem entre os secundários (δ) é de 30°.



Fonte: O autor, 2016.

Os RMs são classificados pela quantidade de pulsos da estrutura, por exemplo 12, 18, 24 ou 30 pulsos, pelo tipo de elemento defasador, transformador ou autotransformador e pelas as conexões utilizadas nesse elemento defasador (delta, estrela, zig-zag, polígono...) para obter o ângulo de defasagem. Além dessas características, como é sugerido em [42], o RM pode ser classificado de acordo com a conexão dos seus retificadores de 6 pulsos.

- **RM tipo série,** nesse caso todos os retificadores de seis pulsos são conectados em série no lado de CC.
- **RM tipo separado,** nesse tipo de configuração cada retificador alimenta uma carga isolada.

- **RM tipo paralelo,** os retificadores são conectados em paralelo no lado de CC. Nessa configuração, como há diferenças instantâneas entre as tensões de saída de cada retificador, se faz necessário o uso de transformadores de interfase para limitar as correntes de circulação entre os retificadores.

2.2.1 RM alimentado por fonte de corrente

A alimentação em corrente de um RM é uma variação operacional da estrutura clássica pouco descrita na literatura. Nesse caso, através da alimentação por fontes de corrente senoidal trifásica, o RM apresenta uma série de particularidades ao RM com alimentação por fontes de tensão que foram verificadas anteriormente em [43, 44]. As principais particularidades a serem destacadas são:

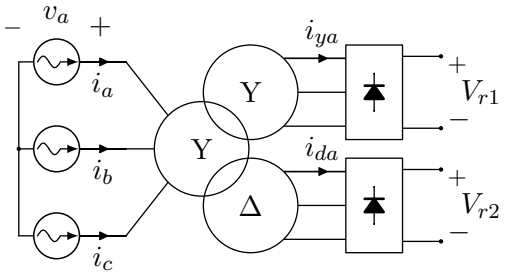
- Os pulsos do retificador são verificados nas formas de onda da tensão do primário do elemento defasador. Além da transferência de harmônicos para a tensão do transformador é verificada uma limitação das derivadas de tensão. Essa limitação de tensão ocorre pela imposição de tensão dos retificadores nos secundários do transformador.

- As correntes nas conexões com os retificadores não são senoidais, embora no primário assim sejam. Ou seja, os harmônicos que o RM cancela no primário continuam a existir nas demais conexões com suas devidas defasagens.

- O comportamento de cada tipo de RM é similar (série, paralelo e separado).

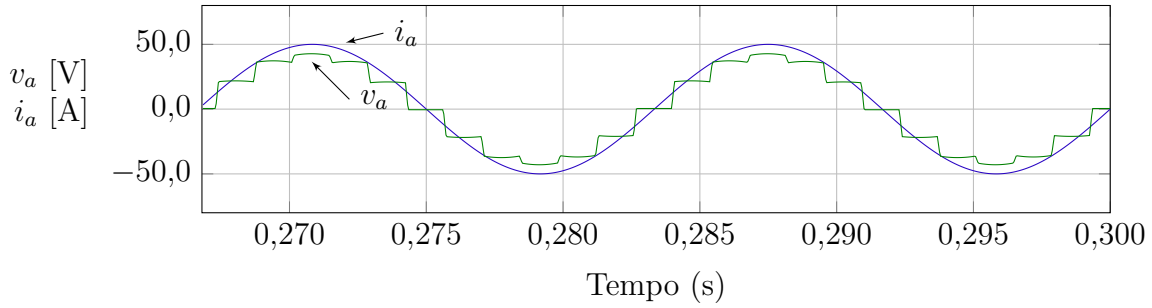
A visualização de tais características é apresentada de forma gráfica através dos resultados de simulação para os três tipos de configuração dos retificadores de 6 pulsos da saída na figuras de 13 a 17, em todas as simulações manteve-se a potência total da carga. As formas de onda obtidas para tensão e corrente no primário estão sobrepostas na Figura 13. As fases "b" e "c" foram omitidas, mas apresentam, respectivamente, o mesmo comportamento defasado de 120° e −120°.

Figura 12 – Retificador de 12 pulsos do tipo separado com transformador defasador do tipo estrela-estrela-delta e alimentação por fontes de corrente senoidais e balanceadas.



Fonte: O autor, 2016.

Figura 13 – Formas de onda de tensão (v_a) e corrente (i_a) no primário de retificador de 12 pulsos com alimentação por fonte de corrente senoidal para os tipos separado, série ou paralelo.



As tensões de fase e as correntes do secundário conectado em estrela são apresentadas na Figura 15. Nessa observa-se que a corrente deixou de ser senoidal, fenômeno que embora não representado também ocorre para a conexão em delta. A tensão e a corrente para cada saída do retificador 12 pulsos do tipo separado estão contidas na Figura 14. Já no caso, do tipo paralelo e do tipo série, há uma única carga e, por isso, apenas a tensão (v_o) e a corrente (i_o) na carga são apresentadas na Figura 16 e na Figura 17.

Figura 14 – Tensões (v_{r1} e v_{r2}) e correntes (i_{r1} e i_{r2}) monitoradas nas saídas do retificador 12 pulsos tipo separado.

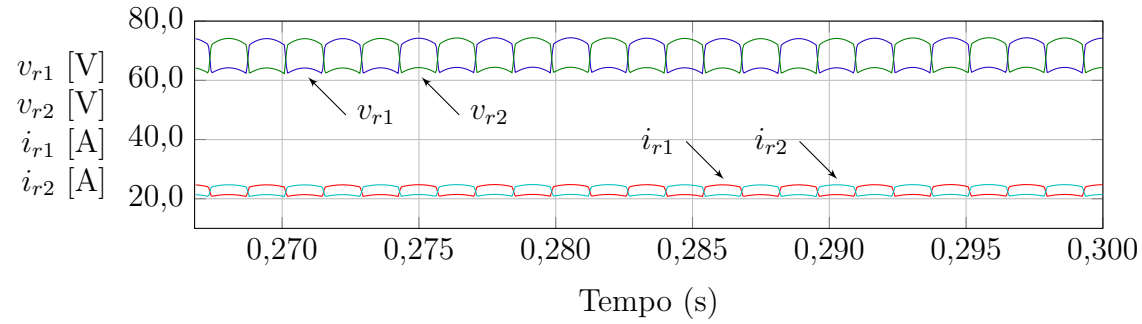


Figura 15 – Formas de onda de tensão referente ao centro da estrela (v_{ya}) e corrente (i_{ya}) no secundário conectado em estrela de retificador de 12 pulsos com alimentação por fonte de corrente senoidal para os tipos separado, série ou paralelo.

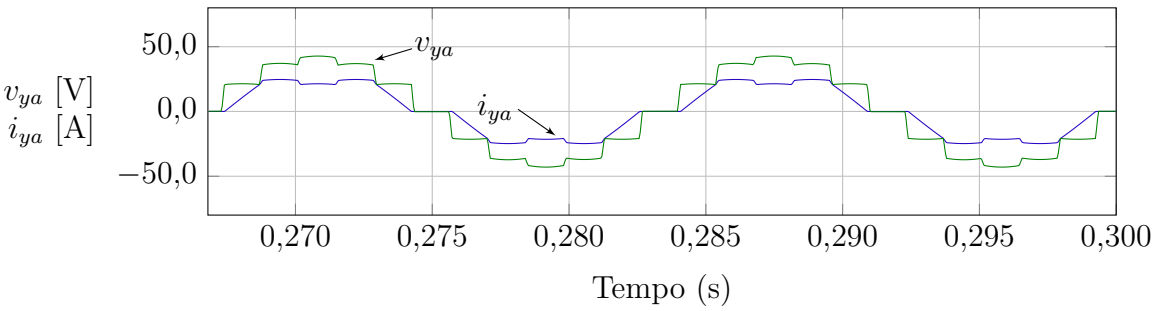


Figura 16 – Tensão (v_o) e corrente (i_o) após o transformador de interfase do retificador 12 pulsos tipo paralelo.

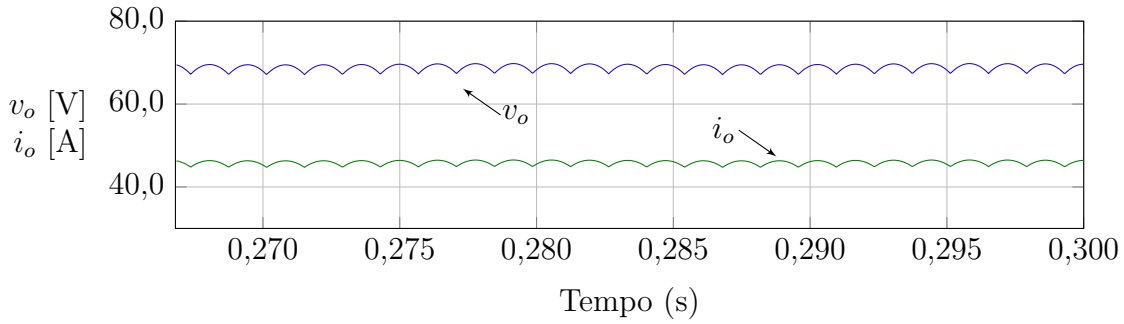
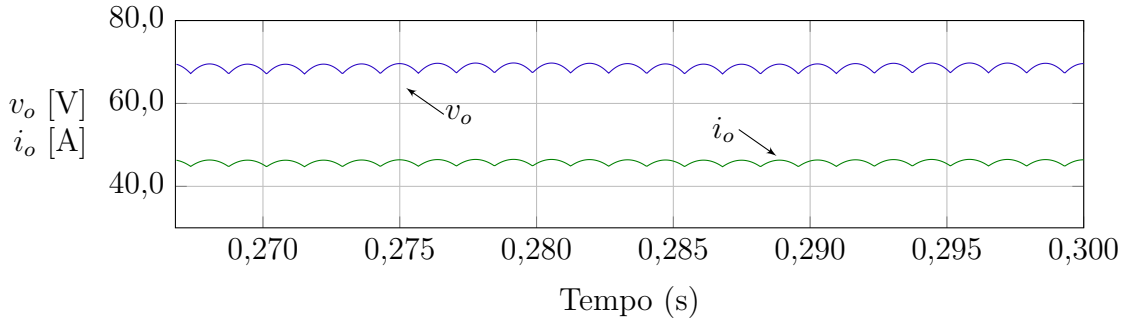


Figura 17 – Tensão (v_o) e corrente (i_o) do retificador 12 pulsos tipo série.



2.3 CONVERSORES MODULARES MULTINÍVEIS ISOLADOS

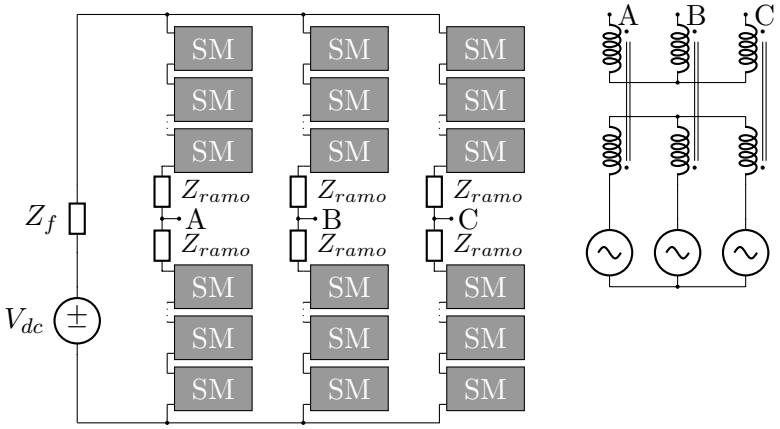
Conforme já foi comentado, a isolação entre a entrada e a saída do conversor é necessária para flexibilizar a operação do sistema, principalmente durante condições anormais como faltas, e simplifica a conexão com outro sistema em CC que poderá fazer uso de outra referência para o aterramento do sistema. De maneira mais simples do que o caso observado em estruturas CC-CC, um conversor CA-CC pode obter isolação galvânica através de um Transformador de Baixa Frequência (TBF) conectado aos terminais em CA. Sendo, o caso mais simples apresentado na Figura 18 onde um TBF é ligado diretamente ao MMC. Além da isolação galvânica, a necessidade de uma grande mudança de nível de tensão pode ser o motivo pelo uso desse elemento.

A simples conexão de um transformador externo ao MMC não elimina a necessidade do uso de indutores de semibraço. Todavia, conforme verificado nas Figuras de 19 a 22, é possível integrar o TBF na estrutura do MMC de diferentes maneiras, de modo a remover a indutância de semibraço. Como será verificado, essa alteração no conversor exige também mudanças na modulação do mesmo. A modulação do MMC clássico é apresentada como referência para as demais pelo índice de modulação do conjunto superior (m_p) em (2.15) e pelo índice de modulação do conjunto inferior (m_n) em (2.16).

$$m_p(t) = \frac{1}{2}\left[1 - m \cdot \operatorname{sen}(\omega t)\right] \tag{2.15}$$

$$m_n(t) = \frac{1}{2}\left[1 + m \cdot \operatorname{sen}(\omega t)\right] \tag{2.16}$$

Figura 18 – MMC com transformador de baixa frequência conectado em sua conexão de CA.



Fonte: Extraído de [45].

Uma das formas de integração do TBF ao MMC que possibilita a remoção dos indutores de semibraço é conhecida como *Open-winding LFT*[1] *MMC* (Figura 19). Nessa cada enrolamento do secundário do TBF é posto em série com cada braço do MMC e a modulação de cada semibraço é modificada para (2.17). Um problema dessa estrutura é que o núcleo opera com um deslocamento na sua curva B-H devido a circulação de corrente contínua presente em braço do MMC e isso implica em um sobredimensionamento do núcleo [45].

$$m_p(t) = m_n(t) = \frac{1}{2}\left[1 - m \cdot \operatorname{sen}(\omega t)\right] \tag{2.17}$$

Estruturas CA-CC e CC-CC com cancelamento de fluxo CC são ilustradas na Figura 21 com transformadores monofásicos e na Figura 20 com transformador trifásico. Sendo que as estruturas CA-CC operam com TBF e a estrutura CC-CC pode operar com Transformador de Média Frequência (TMF), haja visto que a conexão em CA é interna ao conversor e, por isso, torna-se um parâmetro de projeto. Especificamente para o caso mínimo na Figura 21 referente ao item c) da Figura 20, a modulação é dividida em duas parcelas onde o índice de modulação esquerdo é dado por (2.18) e o direito dado por (2.19).

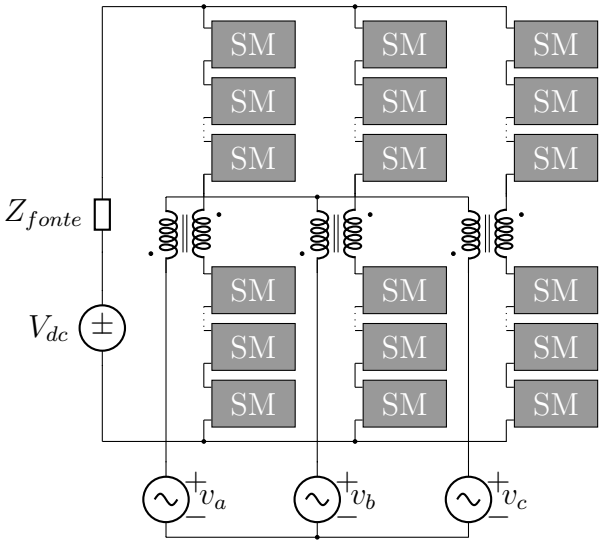
$$m_l(t) = m \cdot \operatorname{sen}(\omega t - \pi) \tag{2.18}$$

$$m_r(t) = m \cdot \operatorname{sen}(\omega t) \tag{2.19}$$

A possibilidade de integração de um TBF com um MMC na forma conversor Push-Pull é realizada através do uso de múltiplos enrolamentos [48], o qual também é denominado de conversor *interleaved* [49]. Essa conexão possibilita o cancelamento do fluxo CC no transformador. Variações no arranjo permitem a conexão na forma empilhada que remete ao MMC tradicional [50], o qual é similar ao caso apresentado na Figura 18 mas devido ao enrolamento extra não sofre com o problema de fluxo CC. Ambos os conversores (*interleaved* e *stacked*) citados estão ilustrados na Figura 22.

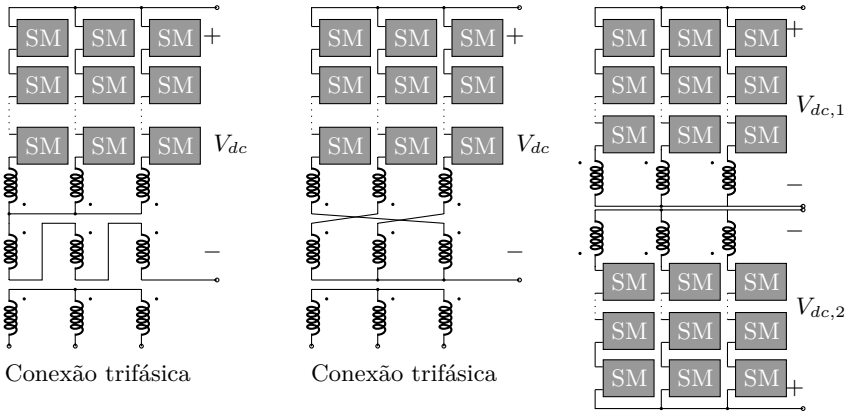
[1] *Low Frequency Transformer*

Figura 19 – Integração de TBF ao MMC pela configuração de enrolamento aberto (*Open-winding LFT MMC*).



Fonte: Publicado em [46] e figura extraída de [45].

Figura 20 – Conversão CA-CC com LFT e CC-CC com MFT, onde a) apresenta enrolamento adicional para cancelar a corrente CC no núcleo, b) conexão em Z para cancelamento do fluxo CC no núcleo (perdas são maiores que a)) e c) conversor CC-CC .



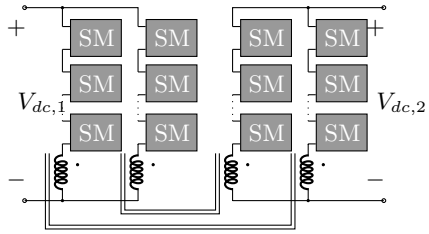
a) Enrolamento extra b) Enrolamento Z c) CC-CC

Fonte: Adaptado de [47].

Buscando principalmente a redução de volume e de peso, a alternativa isolada e multinível mais recorrente é a conexão de dois estágios apresentada na Figura 23 para conversão CC-CC. Essa topologia foi explorada em termos de análises e modelagem, também, por outros autores [51, 52, 53], inclusive sob o aspecto de alteração do segundo estágio por um AAC (*Alternate Arm Converter*) que é apresentado na Figura 24 [45].

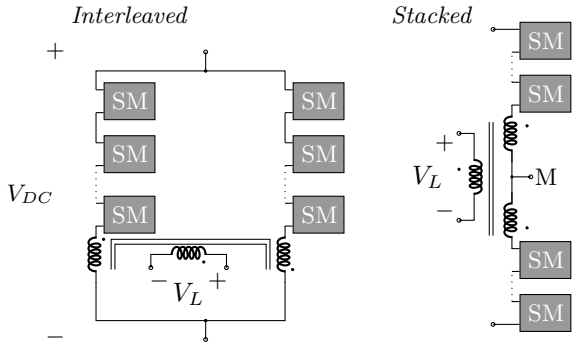
Por fim, como exemplo de estrutura CA-CC isolada em média frequência são apresentadas a Figura 25 e a Figura 26. Na primeira estrutura os autores fazem uso do MMC monofásico numa configuração *interleaved* para obter uma versão multinível do DAB, onde o MMC

Figura 21 – Estrutura CC-CC com estágio isolador em CA e cancelamento de fluxo CC no núcleo do transformador.



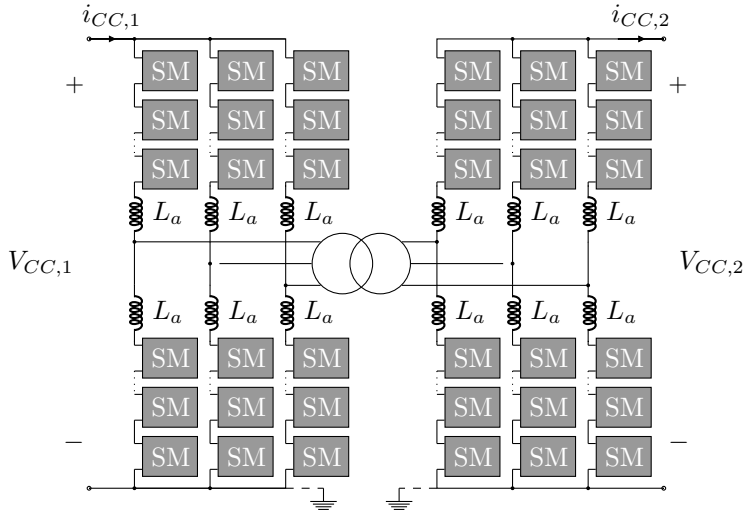
Fonte: Extraído de [45] mas deriva de [47].

Figura 22 – Conversor Push-Pull Modular Multinível (*Modular Push-Pull Converter*).



Fonte: Figura extraída de [49] mas conversor aparece anteriormente em [48, 50].

Figura 23 – Conexão pelos terminais de corrente alternada de dois MMC em um transformador trifásico.

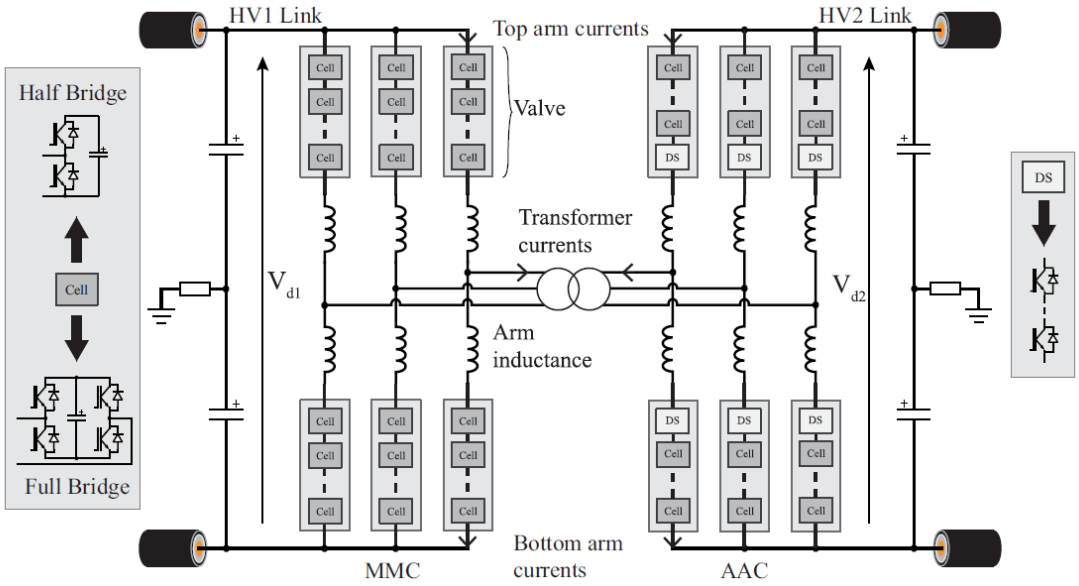


Fonte: Adaptado de [51], 2017.

substitui o primeiro estágio do DAB. Para restringir a circulação de CC pela alimentação em CA do conversor, é realizado o acoplamento magnético dos indutores de semibraço do MMC.

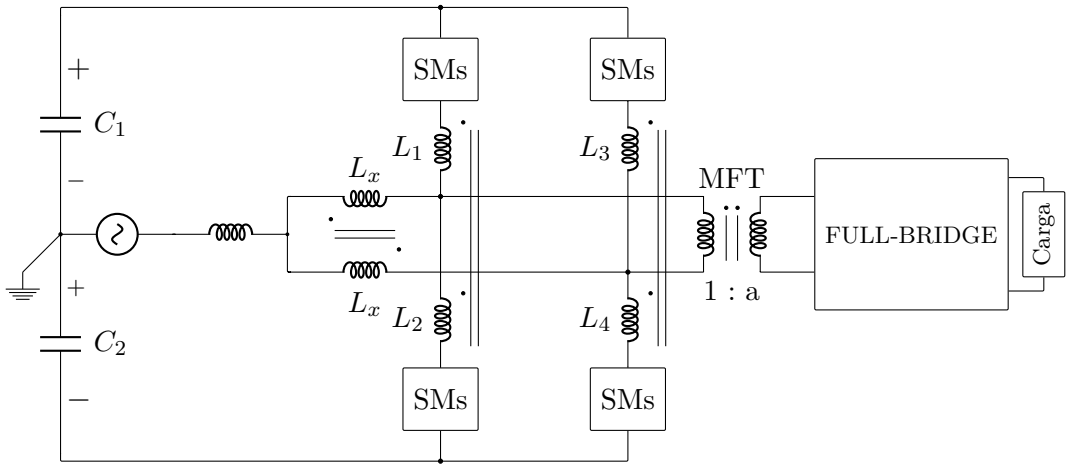
Já na Figura 26, os autores fazem uso de três conversores full-bridge em configuração *back-to-back* para realizar a conversão CA baixa frequência em CA média frequência. A forma

Figura 24 – Diagrama de um conversor fonte de tensão CC-CC em dois estágios utilizando um MMC e um AAC (*Alternate Arm Converter*), onde o interruptor direcional é representado pelo bloco DS (*Director Switch*).



Fonte: Extraído de [45].

Figura 25 – Conversor monofásico CA-CC baseado no MMC e retificador monofásico ponte completa.



Fonte: Adaptado de [54], 2017.

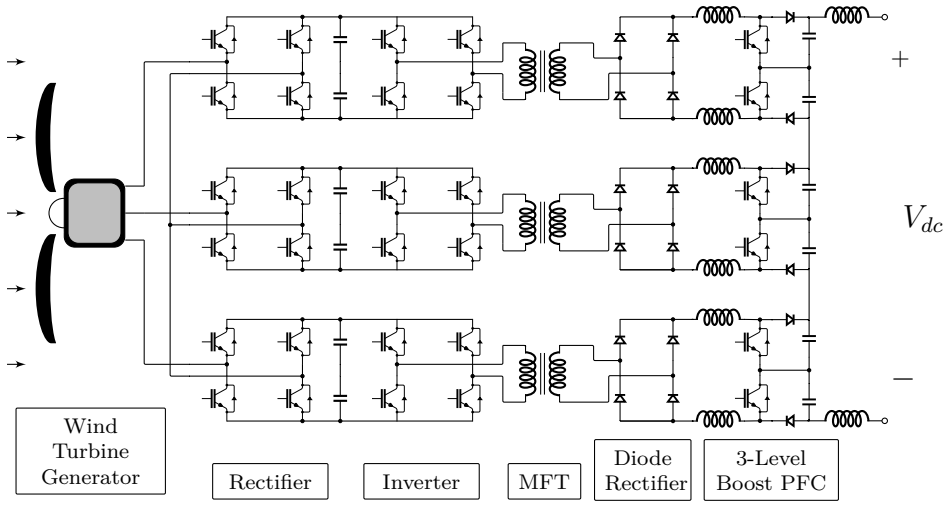
de onda CA em média frequência e isolada por transformadores monofásicos alimenta retificadores ativos do tipo boost PFC de três níveis cujas saídas estão conectadas em série formando uma conexão MVDC. Segundo os autores as vantagens de tal configuração são:

- Os conversores de entrada não precisam de grandes capacitores, o que traz vantagens construtivas e econômicas. Além disso, barramento pulsante (grande ondulação) é

benéfico pois contribui para a redução das perdas de comutação.

- O uso de TMF possibilita o uso de ferro silício ou ferro silício amorfo, que reduz volume e custo.
- Conexão série dos retificadores elevadores (Boost) possibilita o balanceamento de potência nas fases da máquina e a busca pelo ponto de máxima potência.

Figura 26 – Conjunto de conversores monofásico CA-CC baseado no MMC e retificador monofásico ponte completa para operação trifásica CA-CC.



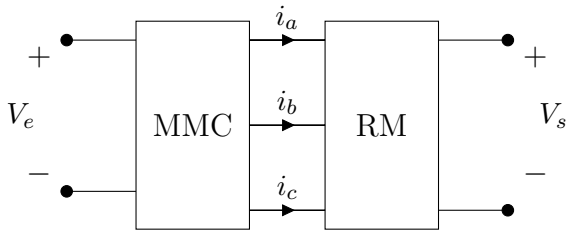
Fonte: Adaptado de [55], 2019.

2.4 ESTRUTURA PROPOSTA E CONVERSORES CA-CA MODULAR MULTINÍVEL

A escolha dos elementos da estrutura CA-CC parte do conceito aplicado ao desenvolvimento da estrutura de conversão CC-CC [43], aqui apresentada na Figura 27. Desse modo, são considerados dois estágios isolados por um TMF, onde tanto o TMF quanto a entrada do conversor modular multinível (necessário para média ou alta tensão) usam de sistema trifásico conectado a três fios. Logo, criou-se a necessidade por um conversor CA-CA trifásico-trifásico.

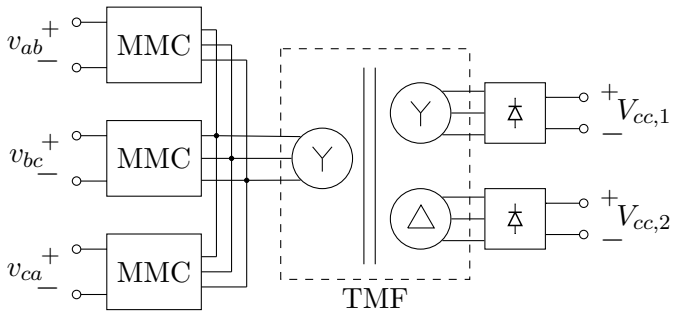
Dentre as alternativas, uma primeira possibilidade é a associação em paralelo do conversor da Figura 27, onde cada terminal de entrada é ligado aos terminais referentes a cada tensão de linha do alimentador trifásico. Nesse caso, há a necessidade de substituição dos submódulos *half-bridge* (HB) por submódulos com capacidade de operar com tensões positivas e negativas, como é o caso do conversor *full-bridge* (FB). Além disso, com o interesse de utilizar apenas um transformador chegou-se na solução da Figura 28, onde as saídas inversoras estão dispostas em paralelo.

Figura 27 – Estrutura genérica para a conversão CC-CC composta por inversor (MMC) e retificador multipulsos (RM).



Fonte: o autor, 2016.

Figura 28 – Conversão trifásico CA para CC com a associação das saídas dos inversores em paralelo.



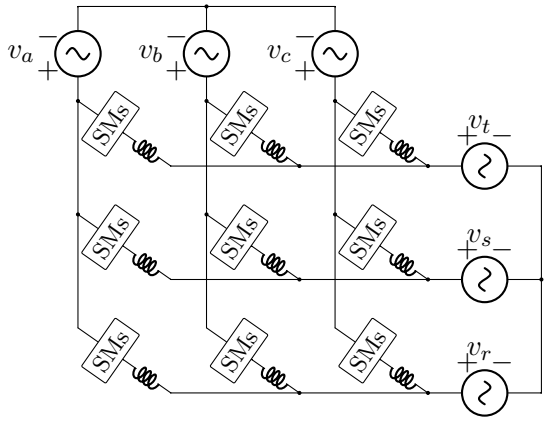
Fonte: o autor, 2016.

Todavia, observa-se que a solução apresentada na Figura 28, não é única em termos de fases dos conjuntos trifásicos do transformador ou da conexão de um ou mais retificadores na saída. A estrutura oferece possibilidade de alterar as conexões de acordo com o sistema onde o conversor vai ser aplicado. Em termos de conversores CA-CA que fazem uso do conceito modular multinível, na literatura encontram-se duas principais variantes com submódulos FB e uma que utiliza submódulos HB.

Uma das alternativas utilizando submódulos FB, é denominada de Modular Matrix Converter, Modular Multilevel Cascaded Converter ou, ainda, *Triple-Star Bridge Cells* (MMCC-TSBC) [39, 56, 57] e está ilustrada na Figura 29. A outra topologia é o Hexverter [58, 59], ilustrado na Figura 30. É interessante notar que o Hexverter trata-se de um MMCC com um menor número de ramos. Essa redução de ramos mantém a funcionalidade CA-CA mas reduz alguns dos graus de liberdade na operação e transfere os esforços de corrente para os SMs restantes.

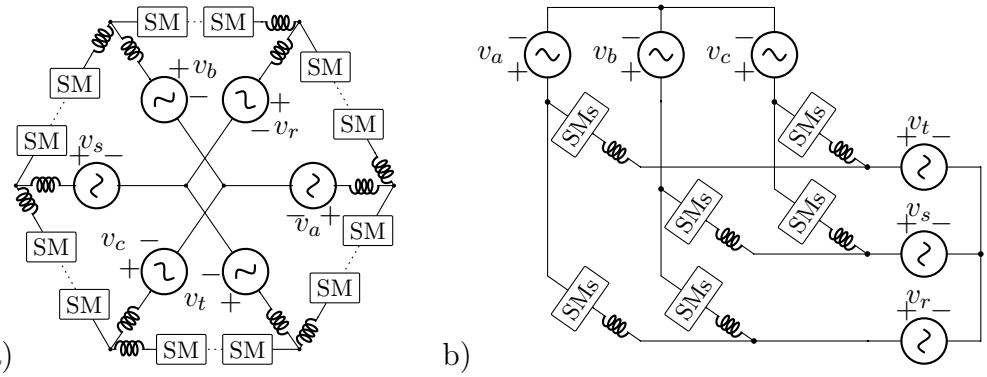
Através da reestruturação do conversor apresentado na Figura 28, observa-se que a topologia sugerida é uma extensão do Hexverter com a entrada ligada em delta e múltiplas saídas. Além disso, a estrutura possui três saídas trifásicas mas o conversor é expansível para um número qualquer de saídas. Para exemplificar o conversor com uma entrada trifásica e três saídas trifásicas é apresentado na Figura 31.

Figura 29 – Modular Multilevel Cascaded Converter - Triple-Star Bridge Cells com cada grupo de submódulos representados pelo bloco SMs.



Fonte: O autor, 2016.

Figura 30 – Hexverter com os sistemas *abc* e *rst* conectados em estrela: a) diagrama clássico e b) diagrama salientando a simplificação do TSBC.

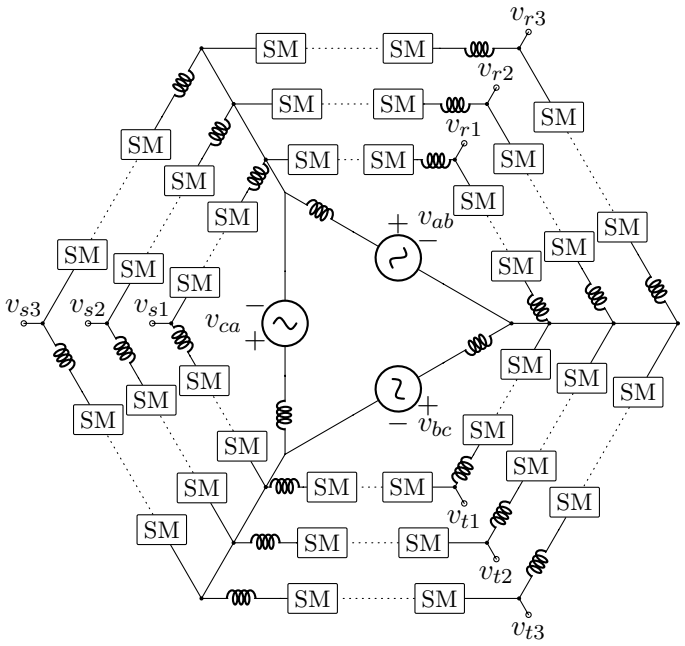


Fonte: o autor, 2016.

Um atrativo da estrutura apresentada na Figura 31 é que as múltiplas saídas trifásicas podem ser criadas, teoricamente, com qualquer defasagem ou frequência. Além disso, os grupos trifásicos podem ser obtidos de duas formas sendo: $v_{r(123)}$, $v_{s(123)}$ e $v_{t(123)}$ ou $v_{rst(1)}$, $v_{rst(2)}$ e $v_{rst(3)}$. Embora a entrada dessa estrutura seja apresentada em delta, não há restrição para que seja feita a conexão em estrela do alimentador.

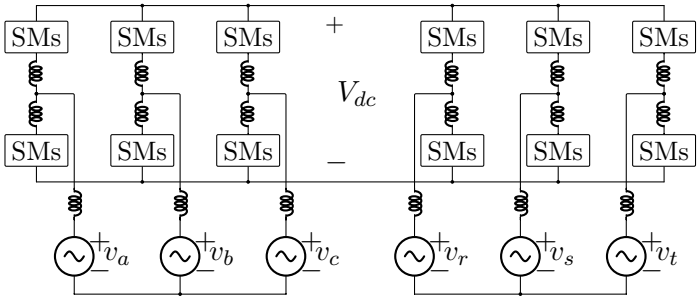
Por sua vez, a variação do MMC que utiliza SM com topologia *half-bridge* e pode operar como conversor CA-CA é o arranjo *back-to-back* (BTB-MMC) generalizado na Figura 32. Nesse conversor um primeiro MMC opera como retificador e o segundo MMC opera como inversor. Essa é possivelmente a mais natural das soluções, uma vez que o mesmo conversor utilizado como inversor é adicionado na entrada como retificador. Contudo, ainda persistem nesse conversor os problemas associados a condução dos diodos em antiparalelo com as chaves, devido ao uso de submódulos HB, no caso de falta na conexão de corrente contínua [60].

Figura 31 – Expansão do conversor proposto formando uma variação do Hexverter com entrada em delta e três saídas trifásicas.



Fonte: o autor, 2016.

Figura 32 – Conversor Modular Multinível em configuração *back-to-back* (BTB-MMC) com cada grupo de submódulos comprimido em um bloco SMs.



Fonte: o autor, 2016.

2.4.1 Comparações entre as topologias BTB-MMC, TSBC e Hexverter

Haja visto que o estágio de saída está definido pelo uso do RM, as possibilidades de conversão para o estágio de entrada (CA-CA) serão restritas aos principais conversores modulares multiníveis conhecidos. Sendo essas estruturas os conversores *Hexverter*, MMC *Back-to-back* (BTB-MMC) e o TSBC. A primeira figura de mérito apresentada é o número de elementos básicos que cada conversor necessita. Embora os conversores possam fazer uso de diferentes tipos de submódulos, a Tabela 3 foi elaborada supondo o submódulo mais simples que cada estrutura comporta. Nessa tabela observe que a tensão mínima necessária de submódulo ($V_{sm,min}$) considera apenas as tensões conexões CA. Falta considerar mais uma pequena parcela necessária para controles secundários de regulação de energia.

Tabela 3 – Elementos básicos dos conversores.

Item	BTB-MMC	TSBC	Hexverter
Semibraços	12	9	6
Submódulo	HB	FB	FB
Semicondutores	$2 \cdot 12 \cdot N$	$4 \cdot 9 \cdot N$	$4 \cdot 6 \cdot N$
Capacitores	$12 \cdot N$	$9 \cdot N$	$6 \cdot N$
Indutores	12	9	6
$V_{sm,min}$	$\sqrt{3}\,\hat{v}_a/N$	$(\hat{v}_a + \hat{v}_r)/N$	$(\hat{v}_a + \hat{v}_r)/N$

Fonte: O autor, 2016.

Na literatura referente ao tema, há uma investigação teórica a respeito desses conversores (BTB-MMC, TSBC e Hexverter) em [61]. Nesse comparativo os autores adotam variáveis comuns aos três conversores que estão ligadas ao dimensionamento do mesmo para criar figuras de mérito. Uma das variáveis é dita como $\hat{V}_{arm}$ que é o pico de tensão em um semibraço qualquer, essa variável foi assim definida porque fica intimamente ligada a tensão de bloqueio dos semicondutores de cada submódulo. Também, no caso da corrente, é escolhido o pico de corrente que um semibraço qualquer conduz, $\hat{I}_{arm}$. Já a potência processada pelos semicondutores é definida por (2.20).

$$S_{sm} = n_{arm} \cdot n_{sm} \cdot \hat{V}_{arm} \cdot \hat{I}_{arm} \tag{2.20}$$

Outra variável apresentada na comparação é a variação de energia em um semibraço, essa variável é importante pois está relacionada com o volume, o peso e o custo dos capacitores de um SM (elemento armazenador de energia). Os autores assumem que não há erro no rastreamento das referências e, por isso, (2.21) pode ser utilizada para obter a variação de energia em um semibraço. Onde as expressões de corrente e de tensão ideais para cada estrutura, aqui omitidas, estão contidas em [61].

$$w_{arm} = \int v_{arm} \cdot i_{arm} \mathrm{dt} \tag{2.21}$$

Na Tabela 4 são apresentadas algumas figuras de mérito normalizadas. Nessa tabela, para o método proposto, verifica-se que a configuração BTB-MMC tem a menor relação de potência para seus semicondutores e que o TSBC tem os menores valores eficazes e de pico para as correntes de semibraço. Também, normalizada pela corrente de fase, a estrutura TSBC possui o menor valor de corrente eficaz no semibraço e a estrutura BTB-MMC o menor valor de pico na corrente de semibraço. Por sua vez, o valor eficaz e de pico mais elevados aparecem na estrutura Hexverter.

Para o caso de variação de energia foram obtidas as curvas da Figura 33, as quais consideram transferência de potência entre sistemas 1 e 2, onde o sistema 1 é mantido com

Tabela 4 – Normalização das correntes e potência dos semicondutores

	S_{sm}/S_{conv}	i^*_{RMS}	i^*_{pico}
BTB-MMC	24	0,4330	0,7500
BTB-MMC (SHI)	32	0,4677	1,0000
TSBC	32	0,3333	0,6667
TSBC(LOW)	48	0,4082	1,0000
TSBC(SYN)	49	0,4714	1,0264
Hexverter	37	0,5774	1,1547

*: Os valores foram normalizados pelo valor da corrente de fase relativa a entrada.

BTB-MMC (SHI): Topologia BTB-MMC utilizando técnica de injeção de segunda harmônica (*Second-order Harmonic Injection* [62].

TSBC(LOW): Método alternativo ao IPM (*Instantaneous Power Mode* para reduzir a oscilação de potência em baixas frequências e evitar a instabilidade em $\omega_2 = 1/3 \cdot \omega_1$ [63].

TSBC(SYN): Método de injeção de harmônicas para situações em que ω_2 é próximo ou igual a ω_1 [64].

NOTA: Dados obtidos para transferência de potência ativa com índice de modulação unitário.

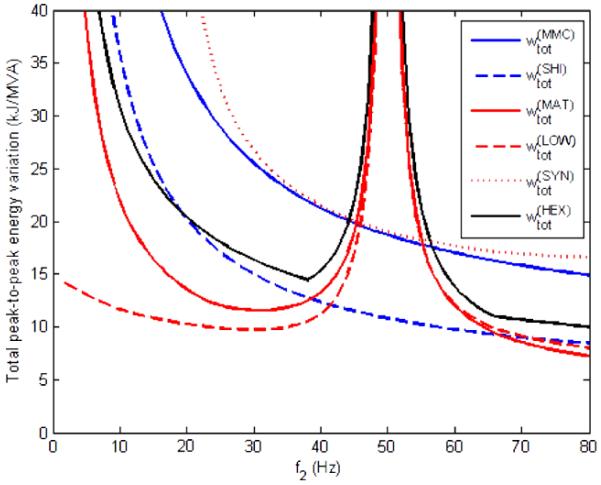
Fonte: Extraído de [61].

frequência fixa $f_1 = 50\,\text{Hz}$. Além disso, para evitar circular correntes contínuas no Hexverter de maneira a manter o balanço de potências reativas mantém-se o sistema 1 com um ângulo de 15° capacitivo e o sistema 2 com um ângulo de 15° indutivo. Todavia, fica claro que para frequências próximas da síncrona tanto o TSBC quanto o Hexverter ficam instáveis (nas condições da análise).
Como as curvas da Figura 33 se cruzam ao longo da variação de frequência fica claro que a variação de energia é dependente da frequência de saída e, por isso, apresenta-se três regiões (acima, abaixo e próximo da frequência síncrona) para identificar as menores variações de energia.

- **Abaixo da frequência síncrona,** o TSBC e o Hexverter possuem melhores resultados, sendo que somente o TSBC como técnica de baixa frequência (wLOW) não fica instável partindo de zero.

- **Frequência igual ou próxima da síncrona,** o conversor BTB-MMC e o conversor TSBC com técnica para a frequência síncrona apresentam as menores variações de energia, as quais estão bastante próximas.

Figura 33 – Variação de energia total (pico a pico) com frequência de entrada (f_1) de 50 Hz para as topologias BTB-MMC (azul), TSBC (vermelho) e Hexverter (preto).



Fonte: Extraído de [61].

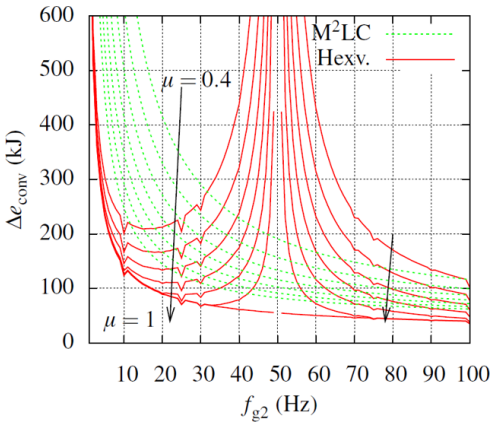
- **Acima da frequência síncrona,** BTB-MMC e TSBC com técnica para operar na frequência síncrona possuem quase o dobro de variação quando comparados as demais estruturas com qualquer técnica.

A respeito da variação de energia fica claro que para operação em frequência igual ou inferior a frequência de entrada os conversores apresentam grandes variações de energia, o que inclusive impossibilita a operação em algumas faixas de frequência. Todavia, para frequências superiores a frequência de entrada, baseando-se na Figura 33, a variação de energia de todos os conversores, com a exceção do BTB-MMC e TSBC com técnica síncrona, tendem a diminuir e aparentam convergir para valores próximos.
Os próprios autores do Hexverter também comparam a estrutura com o conversor BTB-MMC (denominado M^{2}LC) [58]. Na comparação de variação de energia, Figura 34, verifica-se que tanto no BTB-MMC quanto no Hexverter se a tensão de entrada é maior do que a de saída ou a frequência de saída é menor que a de entrada há um aumento na variação de energia nos semibraços. Também, tal como no caso anterior, o aumento da frequência de saída é benéfico para ambas as estruturas, mas o Hexverter possui uma variação menor de energia quando comparado ao BTB-MMC sem nenhuma técnica para reduzir a variação de energia.

2.4.2 Caraterísticas, considerações da aplicação e definição da estrutura

Através dos comparativos entre as estruturas torna-se ainda mais clara a importância de delimitar as condições de operação do conversor, pois conforme verificado em [58, 59, 61, 65], a variação de energia em cada topologia é dependente da operação. Assim, são salientadas as seguintes condições de operação do conversor CA-CA almejado:

Figura 34 – Variação de energia (Δe_{conv}) total nos conversores para frequência de entrada (f_1) 50 Hz e diferentes ganhos de tensão ($\mu = \hat{V}_2/\hat{V}_1$). Na condição em análise a transferência de 5 MW e potência reativa nula.



Fonte: Extraído de [58].

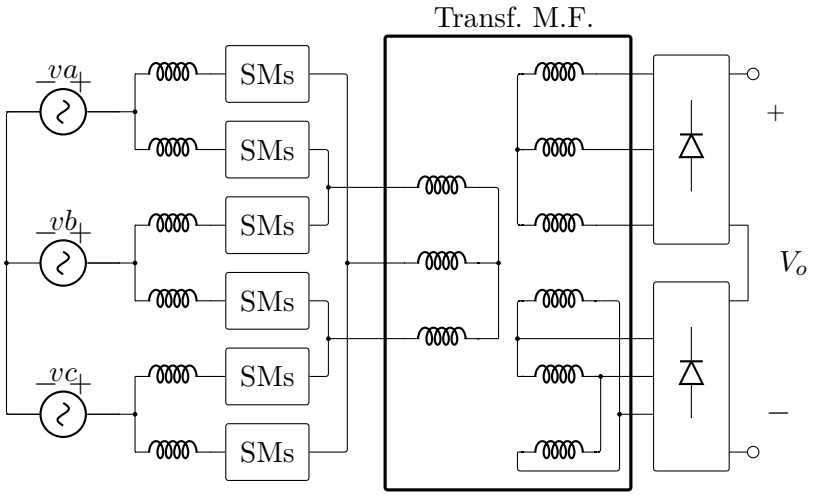
- Transferência de potência ativa.
- Operação balanceada tanto em baixa frequência quanto em média frequência.
- Sistema trifásico de baixa frequência (alimentador) e sistema trifásico de média frequência (conexão com RM) operam com frequência fixa e forma de ondas controladas senoidais (corrente de entrada e corrente de saída).
- O ganho de tensão da estrutura será transferido para o transformador do RM, logo, a relação entre as tensões da entrada e da saída ($\hat{V}_2/\hat{V}_1$) é inicialmente definida como unitária.

Através das comparações apresentadas na literatura entende-se que, para a proposta de estrutura CA-CC, os dois conversores mais significativos são o BTB-MMC e o Hexverter. Haja visto que o Hexverter é uma simplificação do TSBC e as reais potencialidades do conversor (TSBC) são verificadas em aplicações de baixas frequências de saída, o conversor TSBC será descartado como possibilidade nesse momento.
Com relação às duas estruturas restantes, o BTB-MMC e o Hexverter, observa-se um desempenho semelhante e, por isso, entende-se que há um empate técnico. Como um comparativo mais profundo e detalhado dessas duas topologias demandaria muito tempo e fugiria do escopo inicial da tese, decidiu-se por escolher uma das topologias para dar sequência a tese. Dessas escolhe-se o conversor Hexverter pela possibilidade de vantagem em aspectos operacionais e de proteção do sistema [66, 67, 68]. Tais vantagens são mais pronunciadas ao supor que a aplicação real exija submódulos FB para realizar o bloqueio de qualquer ramo com qualquer polaridade de tensão. Para além do exposto, há o interesse do pesquisador em desenvolver uma topologia até então pouco explorada.

3 ELEMENTOS DA ESTRUTURA CA-CC

Nesse capítulo os elementos da estrutura CA-CC são analisados considerado a inserção de um conversor Hexverter (CA-CA) conectado ao retificador de 12 pulsos do tipo série. Para essa estrutura, serão apresentados os princípios de funcionamento de cada conversor, as restrições na operação, e o cálculo dos principais parâmetros. A estrutura citada é ilustrada no circuito da Figura 35, onde os retificadores trifásicos e os grupos de submódulos foram simplificados para uma melhor visualização da estrutura.

Figura 35 – Estrutura CA-CC formada por Hexverter e Retificador de 12 pulsos tipo série.



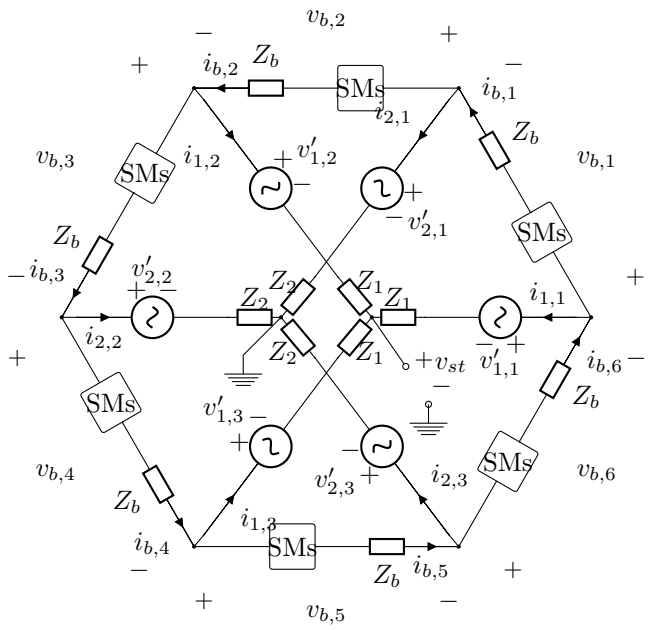
Fonte: O autor, 2016.

3.1 PRINCÍPIOS DE FUNCIONAMENTO DO HEXVERTER

O Hexverter é um conversor CA-CA que permite a conexão de dois sistemas trifásicos sem neutro. Para tanto, o conversor faz uso de ramos idênticos que são constituídos por um indutor ($Z_b = R_b + j\omega L_b$) e um conjunto (N) de submódulos do tipo ponte completa conectados em cascata. Esses ramos operam como fontes de tensão controladas e permitem o equilíbrio de tensão entre o conversor e os conjuntos trifásicos do sistema 1 e do sistema 2. A conexão das fases dos sistemas 1 e 2 com os ramos do Hexverter é realizada de maneira alternada, tal como pode ser visualizado na Figura 36. De modo que, um par de ramos adjacentes sempre está em paralelo com a tensão de linha de um dos conjuntos trifásicos. Onde, o conjunto de N submódulos conectados em cascata é simplificado pelo bloco SMs e a diferença de tensão entre o centro da estrela do sistema 1 com relação ao sistema 2 (referência) é definida como tensão entre estrelas v_{st}.

Para a análise do funcionamento do Hexverter são apresentadas as polaridades e referências adotadas para as tensões e correntes do conversor disposto na forma clássica na Figura 36. A distinção entre as variáveis dos diferentes ramos e fontes é feita através do

Figura 36 – Diagrama básico do Hexverter e as variáveis e referências adotadas.



Fonte: O autor, 2016.

uso de subíndices, onde o primeiro caractere se refere a origem desta (sistema 1 = 1, sistema 2 = 2, ramo = b) e o segundo caractere está associado a qual elemento do conjunto essa variável se refere. Assim, as tensões sintetizadas pelos ramo serão definidas por $v_{b,m}$ com $m \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$, as tensões de fase do sistema 1 por $v_{1,k}$ e as tensões de fase do sistema 2 por $v_{2,k}$ com $k \in \{1, 2, 3\}$. A exceção à regra são as variáveis das impedâncias dos sistemas e dos ramos. Nesses casos, a variável da impedância por fase do sistema 1 é Z_1, a variável da impedância por fase do sistema 2 é Z_2 e a variável da impedância de ramo é Z_b.

Com relação às conexões trifásicas apresentadas na Figura 36, supõe-se que são sistemas trifásicos balanceados e com frequências quaisquer, exceto zero. As funções temporais que descrevem a tensão e a corrente de cada fonte senoidal são definidas de (3.1) a (3.4), onde $k \in \{1, 2, 3\}$. Sendo que: φ_1 é a defasagem entre as tensões e correntes do sistema 1, φ_2 é a defasagem entre as tensões e correntes do sistema 2 e ψ é a defasagem relativa entre o sistema 1 e o sistema 2.

$$v_{1,k}(t) = \hat{v}_1 \cdot \cos\left(\omega_1 \cdot t - \frac{2\pi \cdot (k-1)}{3}\right) \tag{3.1}$$

$$i_{1,k}(t) = \hat{i}_1 \cdot \cos\left(\omega_1 \cdot t - \varphi_1 - \frac{2\pi \cdot (k-1)}{3}\right) \tag{3.2}$$

$$v_{2,k}(t) = \hat{v}_2 \cdot \cos\left(\omega_2 \cdot t + \psi - \frac{2\pi \cdot (k-1)}{3}\right) \tag{3.3}$$

$$i_{2,k}(t) = \hat{i}_2 \cdot \cos\left(\omega_2 \cdot t - \varphi_2 + \psi - \frac{2\pi \cdot (k-1)}{3}\right) \tag{3.4}$$

A interação do Hexverter com os sistemas 1 de 2 é realizada através das tensões sintetizadas pelo ramos, $v_{b,m}$. Para que haja um balanço de tensão entre os sistemas e o conversor, deve-se observar que as tensões de ramo estão relacionadas tanto com o sistema 1 quanto com o sistema 2. Esse fato é observado ao aplicar a lei de Kirchhoff das malhas no sistema apresentado na Figura 36. Das malhas formadas no conversor, desprezando as quedas de tensão nas impedâncias, duas observações são primordiais para a operação do mesmo:

1. A tensão de ramo é o resultado da soma entre uma tensão de fase de cada sistema e da diferença de tensão entre os centros de cada conexão em estrela (v_{st}). Por exemplo, $v_{b,1} = v_{1,1} + v_{st} - v_{2,1}$.

2. A tensão de linha de cada sistema está relacionada a soma de duas tensões de ramo. Por exemplo, $v_{1,1} - v_{1,2} = v_{b,1} + v_{b,2}$ e $v_{2,3} - v_{2,1} = v_{b,1} + v_{b,6}$.

Supondo que as tensões dos ramos sejam compostas por dois fasores, um referente a cada sistema e a $v_{st} = 0$, o conjunto de (3.5) apresenta os fasores de cada ramo em função de um fasor do sistema 1 ($\vec{V}_m$) e um fasor do sistema 2 é $\vec{V}_{m+6}$ com $m = \{1, 2, \ldots 6\}$. Para gerar tensões de linha compatíveis com o sistema 1 e que não interfiram no sistema 2 é necessário que as componentes relativas a frequência ω_1 das tensões de cada braço sejam elaboradas tal como na Figura 37 para que ocorram cancelamentos específicos. Dessa maneira, a soma da tensão resultante do ramo 1 com a tensão resultante do ramo 2 produz a tensão de linha não nula relativa ao sistema 1 e um valor nulo relativo ao sistema 2, já no caso da soma da tensão resultante dos ramos 2 e 3 o processo é inverso, pois, a tensão relativa ao sistema 1 é nula e a tensão relativa ao sistema 2 é diferente de zero.

$$\vec{V}_{bm} = \vec{V}_m + \vec{V}_{m+6} \tag{3.5}$$

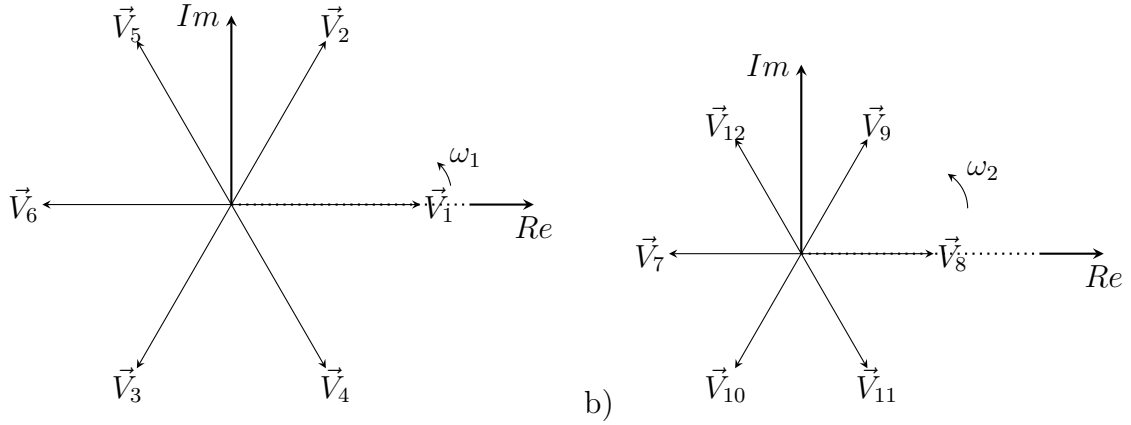
Essa verificação, além de importante para o entendimento do conversor, mostra que há um ponto de operação estável em que idealmente pode-se atuar nos sistemas 1 e 2 independentemente, absorvendo ou injetando energia. A diposição espacial requisitada é descrita em termos de tensão e corrente generalizadas em (3.6) e (3.10), com $m = \{1, 2, \ldots 6\}$ [59]. Onde a média da soma das correntes dos ramos, que formam a malha externa do hexágono, é definida como a corrente de circulação (i_{circ}) em (3.13).

$$v_{b,\,m} = \chi_1 + \chi_2 + \chi_3 \tag{3.6}$$

$$\chi_1 = \hat{V}_1 \cdot \cos\left[\omega_1 t - \frac{\pi}{3} \cdot (m + 1 + 2 \cdot (-1)^m)\right] \tag{3.7}$$

$$\chi_2 = \hat{V}_2 \cdot \cos\left[\omega_2 t + \psi - \frac{\pi}{3} \cdot (m - 2 \cdot (-1)^m)\right] \tag{3.8}$$

Figura 37 – Disposição fasorial dos termos em corrente alternada sintetizados pelos ramos em a) para a frequência do sistema 1 e em b) para o sistema 2 com $\psi = 0$.



Fonte: O autor, 2016.

$$\chi_3 = -v_{st} \cdot (-1)^m \tag{3.9}$$

$$i_{b,\,m} = \xi_1 + \xi_2 + \xi_3 \tag{3.10}$$

$$\xi_1 = \frac{\hat{I}_1}{\sqrt{3}} \cdot \cos\left[\omega_1 t - \varphi_1 - \frac{\pi}{6} \cdot (2 \cdot m + 2 - (-1)^m)\right] \tag{3.11}$$

$$\xi_2 = \frac{\hat{I}_2}{\sqrt{3}} \cdot \cos\left[\omega_2 t + \psi - \varphi_2 - \frac{\pi}{6} \cdot (2 \cdot m + (-1)^m)\right] \tag{3.12}$$

$$\xi_3 = i_{circ} = \frac{1}{6} \sum_{m=1}^{6} i_{b,m} \tag{3.13}$$

3.1.1 Tensão e corrente máxima de um ramo

A maior tensão que um ramo precisa sintetizar é igual a soma das tensões de cada sistema com a diferença de tensão entre os centros das estrelas, tal como (3.14). Assim, o número mínimo de submódulos por ramo é dado pelo arredondamento para cima da divisão entre a tensão máxima do ramo ($v_{b,max}$) pela tensão mínima de submódulo ($V_{sm,min}$), tal como em (3.15) onde a função "ceil" representa o arredondamento para cima caso a divisão não seja inteira.

$$V_{b,max} = \hat{V}_1 + \hat{V}_2 + V_{st,max} \tag{3.14}$$

$$N_{min} = \text{ceil}\left(\frac{V_{b,max}}{V_{sm,min}}\right) \tag{3.15}$$

Com relação à corrente máxima no ramo ($I_{b,max}$), ela será uma composição da corrente de fase dos dois sistemas com a corrente de circulação, tal como em (3.16).

$$I_{b,max} = \frac{\hat{I}_1}{\sqrt{3}} + \frac{\hat{I}_2}{\sqrt{3}} + I_{circ,max} \tag{3.16}$$

Observe que (3.16) é a corrente que os indutores e os semicondutores de um ramo devem suportar. Já a tensão de bloqueio dos semicondutores fica dependente da topologia utilizada para o SM.

3.1.2 Potência instantânea e energia armazenada

Uma questão de suma importância para os conversores com armazenadores flutuantes é a manutenção e o equilíbrio da energia armazenada. No caso do Hexverter, o armazenamento de energia é realizado pelo capacitor de barramento de cada SM. Embora o desbalanço seja simplesmente o fato de um ou mais SMs possuírem uma tensão de barramento diferente da nominal, nesse trabalho o desbalanço será dividido em três categorias. A primeira está relacionada a energia total armazenada pelo conversor e simplesmente indica se durante a operação o conversor está acumulando energia ou se o mesmo está sendo descarregado. Para que o conversor opere normalmente, tal energia deve ser constante ou próxima do valor nominal que é mensurado pela soma das tensões dos $6 \cdot N$ capacitores.

A segunda categoria a ser verificada é a variação de energia para capacitores de um mesmo ramo, a qual é consequência do processamento de potência desigual entre os SMs desse ramo. Esse processamento desigual é oriundo, principalmente, da técnica de modulação adotada mas também pode ser consequência de perdas desiguais entre os SMs ou eventuais correntes de fuga. Uma técnica simples para o controle desse desbalanço interno ao ramo é o uso de um algoritmo de seleção dos SMs que permita carregar ou descarregar cada SM do ramo de maneira independente. Entretanto, tal método tem como revés a necessidade de conhecer todas as tensões de SM e correntes de ramo para processar a informação e definir a ordem de inserção/retirada dos SMs [69, 70].

Por fim, mesmo mantendo os submódulos de cada ramo equilibrados e a energia total constante e no valor nominal, ainda é possível que haja ramos com diferentes valores de energia armazenada. Tal desbalanço não pode ser corrigido pela técnica anterior, pois, ela apenas equaliza a energia total de um ramo qualquer entre os SMs do mesmo. Também, não é verificada na energia total do conversor, uma vez que, a energia excedente em um ramo pode ser equivalente a energia faltante em outro. Assim, para corrigir a diferença de energia entre os ramos é necessário entender como a energia é processada pelos mesmos.

Um método apresentado na literatura para entender o processamento de energia pelos ramos é a análise espectral apresentada em [57, 58, 59, 71]. Nesse método a potência processada por um ramo qualquer é definida por (3.17), onde a tensão e corrente de ramo são modeladas por (3.6) e (3.10), e os efeitos dos indutores de ramo são desprezados. A equação de potência resultante possui nove termos que foram expandidos de (3.18) à

(3.27). Nessas equações podem ser observadas componentes constantes e com frequências iguais a ω_1, ω_2, $|\omega_1 \pm \omega_2|$, $2\,\omega_1$ e $2\,\omega_2$.

$$p_{bm} = v_{bm} \cdot i_{bm} \tag{3.17}$$

$$\chi_1 \cdot \xi_1 = \frac{\hat{V}_1 \cdot \hat{I}_1}{2 \cdot \sqrt{3}} \cdot \left\{ \cos\left[\varphi_1 - \frac{\pi}{2} \cdot (-1)^m\right] + \ldots + \cos\left[2\,\omega_1 t - \varphi_1 - \frac{\pi}{6} \cdot (4m + 4 + 3(-1)^m)\right] \right\} \tag{3.18}$$

$$\cos\left[\varphi_1 - \frac{\pi}{2} \cdot (-1)^m\right] = (-1)^m \cdot \operatorname{sen}(\varphi_1) \tag{3.19}$$

$$\chi_1 \cdot \xi_2 = \frac{\hat{V}_1 \cdot \hat{I}_2}{2\,\sqrt{3}} \cdot \left\{ \cos\left((\omega_1 - \omega_2)\,t - \psi + \varphi_2 - \frac{\pi}{6}\,(2 - (-1)^m)\right) + \ldots + \cos\left[2\omega_1 \cdot t - \varphi_1 - \frac{\pi}{6} \cdot (4m + 4 + 3(-1)^m)\right] \right\} \tag{3.20}$$

$$\chi_1 \cdot \xi_3 = \hat{V}_1 \cdot i_{circ} \cdot \cos\left[\omega_1 t - \frac{\pi}{3} \cdot (m + 1 + 2(-1)^m)\right] \tag{3.21}$$

$$\chi_2 \cdot \xi_1 = \frac{\hat{V}_2 \cdot \hat{I}_1}{2\,\sqrt{3}} \cdot \left\{ \cos\left((\omega_1 + \omega_2)\,t - \varphi_1 + \psi - \frac{\pi}{6}\,[4m + 2 - 5(-1)^m]\right) + \ldots + \cos\left((\omega_2 - \omega_1)\,t + \varphi_1 - \psi + \frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{2}(-1)^m\right) \right\} \tag{3.22}$$

$$\chi_2 \cdot \xi_2 = \frac{\hat{V}_2 \cdot \hat{I}_2}{2\,\sqrt{3}} \cdot \left\{ \cos\left[\varphi_2 + \frac{\pi}{6} \cdot 5 \cdot (-1)^m\right] + \ldots + \cos\left[2(\omega_2 + \psi)t - \varphi_2 - \frac{\pi}{6} \cdot (4m - (-1)^m)\right] \right\} \tag{3.23}$$

$$\chi_2 \cdot \xi_3 = \hat{V}_2 \cdot i_{circ} \cdot \cos\left[\omega_2 t + \psi - \frac{\pi}{3} \cdot (m - 2(-1)^m\right] \tag{3.24}$$

$$\chi_3 \cdot \xi_1 = \frac{-v_{st} \cdot \hat{I}_1}{\sqrt{3}} \cdot \cos\left[\omega_1 t - \varphi_1 - \frac{\pi}{6} \cdot (2m + 2 - (-1)^m\right] \tag{3.25}$$

$$\chi_3 \cdot \xi_2 = \frac{-v_{st} \cdot \hat{I}_2}{\sqrt{3}} \cdot \cos\left[\omega_2 t - \varphi_2 + \psi - \frac{\pi}{6} \cdot (2m + (-1)^m\right] \tag{3.26}$$

$$\chi_3 \cdot \xi_3 = -v_{st} \cdot i_{circ} \tag{3.27}$$

Para a analisar a expressão de potência em cada ramo será considerado que v_{st} e i_{circ} são valores constantes, pois, caso não fossem, adicionariam mais componentes harmônicos no

sistema (isso será analisado na seção de controle do conversor). Além disso, as componentes de potência são simplificadas pelos termos de potência ativa (3.28) e reativa (3.29) referentes ao deslocamento da fundamental (φ_y), onde $y = \{1, 2\}$ faz menção ao sistema.

$$P_y = \frac{3}{2}\,\hat{I}_y\,\hat{V}_y\cos(\varphi_y) \tag{3.28}$$

$$Q_y = \frac{3}{2}\,\hat{I}_y\,\hat{V}_y\,\mathrm{sen}(\varphi_y) \tag{3.29}$$

A equação de potência instantânea do ramo possui termos para as frequências: f_1, f_2, $f_1 + f_2$, $|f_1 - f_2|$, $2\,f_1$, $2\,f_2$ e 0 (caso de potência constante). Onde, a magnitude de cada uma dessas potências é apresentada em [58] e resumida no conjunto de equações (3.30) a (3.36).

A amplitude do nível médio advém de $\chi_1\,\&\,\xi_1$,$\chi_2\,\&\,\xi_2$, $\chi_3\,\&\,\xi_3$:

$$\hat{p}^0_{bm} = -\frac{1}{6}P_1 - \frac{1}{6}P_2 + (-1)^m\left(\frac{\sqrt{3}}{18}\,(Q_1 - Q_2) - i_{circ}v_{st}\right) \tag{3.30}$$

A amplitude da componente com frequência f_1 de $\chi_1\,\&\,\xi_3$, $\chi_3\,\&\,\xi_1$:

$$\hat{p}^{f_1}_{bm} = \sqrt{i^2_{circ}\hat{V_1}^2 + \frac{1}{3}v^2_{st}\hat{I_1}^2 + \frac{2(-1)^m}{3}i_{circ}v_{st}P_1 - \frac{2\sqrt{3}}{9}i_{circ}v_{st}Q_1} \tag{3.31}$$

A amplitude da componente com frequência f_2 de $\chi_2\,\&\,\xi_3$, $\chi_3\,\&\,\xi_2$:

$$\hat{p}^{f_2}_{bm} = \sqrt{i^2_{circ}\hat{V_2}^2 + \frac{1}{3}v^2_{st}\hat{I_2}^2 + \frac{2(-1)^m}{3}i_{circ}v_{st}P_2 + \frac{2\sqrt{3}}{9}i_{circ}v_{st}Q_2} \tag{3.32}$$

A amplitude da componente resultante da soma das frequências ($f_1 + f_2$) de $\chi_1\,\&\,\xi_2$, $\chi_2\,\&\,\xi_1$:

$$p^{f_1+f_2}_{bm} = \frac{1}{6}3\hat{V_2}^2\hat{I_1}^2 + 3\hat{V_1^2}\hat{I_2}^2 + \frac{4}{3}P_1P_2 + \frac{4}{3}Q_1Q_2 + \frac{4(-1)^m}{\sqrt{3}}\,(P_1Q_2 - P_2Q_1) \tag{3.33}$$

A amplitude da componente resultante da diferença das frequências ($|f_1 - f_2|$) de $\chi_1\,\&\,\xi_2$, $\chi_2\,\&\,\xi_1$:

$$\hat{p}^{|f_1-f_2|}_{bm} = \frac{1}{6}\sqrt{3\hat{V_2}^2\hat{I_1}^2 + 3\hat{V_1^2}\hat{I_2}^2 + \frac{8}{3}P_1P_2 - \frac{8}{3}Q_1Q_2} \tag{3.34}$$

A amplitude da componente com o dobro de f_1 de $\chi_1\,\&\,\xi_1$:

$$\hat{p}^{2f_1}_{bm} = \frac{\sqrt{3}}{6}\hat{V_1}\hat{I_1} \tag{3.35}$$

A amplitude da componente com o dobro de f_2 de $\chi_2\,\&\,\xi_2$:

$$\hat{p}^{2f_2}_{bm} = \frac{\sqrt{3}}{6}\hat{V_2}\hat{I_2} \tag{3.36}$$

Essas potências simbolizam a variação de energia que os elementos armazenadores estarão sujeitos. Contudo, independente da magnitude é importante observar que a operação contínua e estável do conversor só é possível se não houver termos constantes, pois, isso implicaria em carga ou descarga contínua desse ramo. O termo que representa potência constante é $\hat{p}^0_{bm}$, e fica claro pelos seus termos em (3.30), que a soma das potências ativas dos sistemas 1 e 2 (P_1 e P_2) deve ser nula, mas não se limita a isso, pois, a potência reativa

dos sistemas 1 e 2 também precisa ter soma nula. Note que o desbalanço de potências reativas entre os sistemas implica em transferência de energia entre os ramos ímpares ($m = \{1, 3, 5\}$) e os ramos pares ($m = \{2, 4, 6\}$) devido ao fator $(-1)^m$. Mais interessante do que o desbalanço provocado pela energia reativa é observar que a corrente circulante e a tensão entre estrelas também alteram o balanço da equação de potência constante. Caso o ajuste das potências ativas e reativas não seja realizado ou não seja possível, é possível estabilizar o conversor através do produto $i_{circ} \cdot v_{st}$, definido como potência adjacente (P_{adj}) [72, 58].

Outro ponto a ser observado é que as componentes de potência $\hat{p}_{bm}^{f1}$ e $\hat{p}_{bm}^{f2}$ são afetadas por i_{circ} e v_{st}. Logo, o uso da potência adjacente afeta a ondulação de energia no ramo. Como qualquer relação de i_{circ} e v_{st} pode ser utilizada, cabe observar e comparar qual a melhor relação para cada aplicação.

Para os casos das componentes $\hat{p}_{bm}^{f1+f2}$, $\hat{p}_{bm}^{2f1}$ e $\hat{p}_{bm}^{2f2}$, entende-se que essas oscilações são mais facilmente amortecidas pelos armazenadores capacitivos, não implicando assim em cuidados maiores. Todavia, o conversor apresenta restrições para a componente $\hat{p}_{bm}^{f1-f2}$, especialmente se $f1 \cong f2$. Pois, quando as frequências são iguais surge outro termo de potência constante [59].

3.1.3 Capacitor de submódulo

O capacitor de submódulo é o elemento armazenador de energia do conversor, portanto, deve ser escolhido de maneira a absorver ou fornecer a energia por períodos definidos sem que sua tensão exceda limites predefinidos. Nessa seção será analisada a capacitância desse capacitor, onde os seus demais parâmetros serão observados no seu dimensionamento em seções futuras (esforços de corrente e tensão). Uma capacitância muito aquém do mínimo necessário, ou seja, uma tolerância elevada na ondulação de tensão, pode distorcer significativamente a tensão emulada pelo ramo do conversor e, para casos críticos levá-lo à instabilidade. Contudo, uma capacitância muito elevada é onerosa tanto no custo do capacitor quanto no volume final do conversor. O valor ótimo da ondulação de tensão do capacitor depende da aplicação e dos pesos de cada variável envolvida no processo de otimização, mas uma faixa de valores usualmente utilizados é de 1 % a 10 % da tensão nominal do capacitor.

Na literatura, a escolha da capacitância é apresentada para o Hexverter em [59] baseada na variação de energia de um ramo do conversor (Δe_b) (3.37) e supondo que a variação de energia de cada SM (Δe_{sm}) ocorra igualmente para todos os elementos do ramo (3.38).

$$C_{sm} = \frac{2\Delta e_{sm}}{v_{sm,max}^2 - v_{sm,min}^2} \tag{3.37}$$

$$\Delta e_{sm} = \frac{\Delta e_b}{N} \tag{3.38}$$

A variação de energia relativa a cada componente de potência é dada por (3.39), a qual reforça o impacto das baixas frequências na variação de energia do ramo.

$$\Delta e_b^f = max\left(\int p_b^f \, \partial t\right) - min\left(\int p_b^f \, \partial t\right) = \frac{1}{\pi f} p_b^f \tag{3.39}$$

Uma variação do método citado é obter numericamente a variação de energia do ramo através da potência instantânea. Isso é possível já que as expressões da tensão e da corrente de ramo são conhecidas. Logo, com os parâmetros definidos basta obter o valor de potência instantânea por um tempo mínimo que compreenda todas as frequências envolvidas. Ao integrar a potência, para intervalos entre cruzamentos por zero, obtém-se a energia processada pelo capacitor. Com o valor de energia e uma variação definida de tensão, a capacitância mínima necessária pode ser calculada. A descrição apresentada foi implementada com o uso de scripts do Matlab e é apresentada na seção A.1.

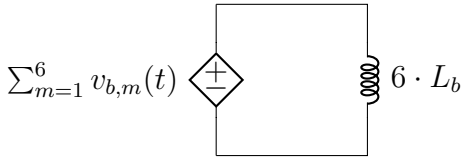
3.1.4 Indutor de ramo

O indutor de ramo (L_b) se faz presente em quase todos os conversores modulares multiníveis derivados do MMC, pois reduz as derivadas de corrente no processo de comutação dos submódulos. A indutância relativa a esse elemento deve ser escolhida observando dois aspectos: a queda de tensão relativa a baixa ou média frequência (onde estão as correntes mais elevadas) e a ondulação em alta frequência (quando houver modulação em alta frequência).

O primeiro aspecto está relacionado com as amplitudes das correntes que circulam pelo conversor e basta uma verificação do valor de impedância para cada componente da corrente $i_{b,m}$.

O segundo aspecto está relacionado com a modulação escolhida para o conversor. Em função das diferentes malhas formadas pela estrutura em anel (ligação dos ramos) com as impedâncias da rede, a ondulação de corrente no indutor de ramo é influenciada pela impedância da rede. Contudo, um caso particular ocorre quando as indutâncias da rede forem maiores que as indutâncias dos ramos a ponto de serem consideradas circuito aberto. Nesse caso, o circuito equivalente é composto apenas pelos ramos do conversor, como é apresentado na Figura 38.

Figura 38 – Circuito equivalente para análise de ondulação de corrente de alta frequência.



Fonte: O autor, 2016.

Para a modulação *phase-shift* PWM (três níveis por submódulo) há um script na seção A.2 que busca o maior produto $v_{Lb} \cdot dt$ durante um ciclo completo de modulação.

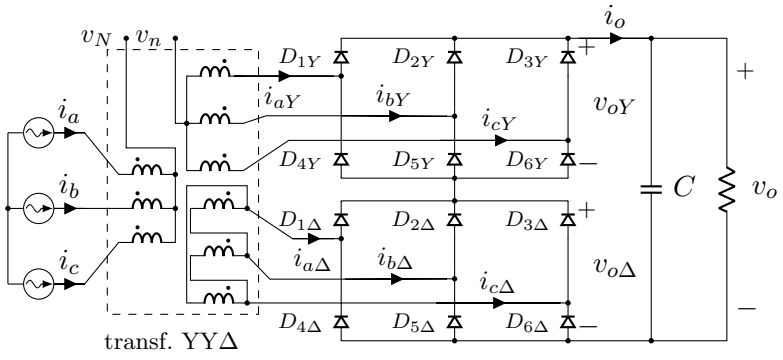
Sendo conhecido esse produto e definindo uma variação máxima de corrente, o valor de indutância pode ser obtido através da seguinte aproximação $di/dt \approx \Delta i/\Delta t$ com (3.40) que deriva do modelo apresentado na Figura 38.

$$L_{b,min} = \frac{v_{Lb} \cdot \Delta t}{6 \cdot \Delta i_b} \tag{3.40}$$

3.2 RETIFICADOR DE 12 PULSOS DO TIPO SÉRIE ALIMENTADO EM CORRENTE

Haja visto que a estrutura CA-CC tem sua operação baseada no controle das correntes de entrada e saída do conversor CA-CA, é necessário analisar a operação do retificador multi-pulso quando alimentado em corrente. Mais especificamente, a topologia do retificador 12 pulsos alimentado em corrente, representado na Figura 39, que é igual a do retificador 12 pulsos tradicional sendo alterado apenas o alimentador. Contudo, sua operação, conforme citado na revisão bibliográfica, é diferente do tradicional.

Figura 39 – Alimentação por fonte de corrente senoidal e balanceada de retificador 12 pulsos a diodos do tipo série com filtro capacitivo e transformador defasador com primário conectado em estrela e secundários conectados em estrela-delta (YYΔ-transformer).



Fonte: O autor, 2018.

Para a análise do retificador, as correntes do seu alimentador são definidas como

$$i_a(t) = I_p \cdot \text{sen}(\omega t) \tag{3.41}$$

$$i_b(t) = I_p \cdot \text{sen}(\omega t - 2\pi/3) \tag{3.42}$$

$$i_c(t) = I_p \cdot \text{sen}(\omega t + 2\pi/3) \tag{3.43}$$

e as relações de espira do transformador defasador YYΔ são definidas por

$$n_{xy} = \frac{n_x}{n_y} \tag{3.44}$$

onde x e $y \in \{1, 2, 3\}$. Já, n_1, n_2, e n_3 referem-se ao número de espiras do primário, secundário conectado em estrela e secundário conectado em delta, respectivamente. E, para

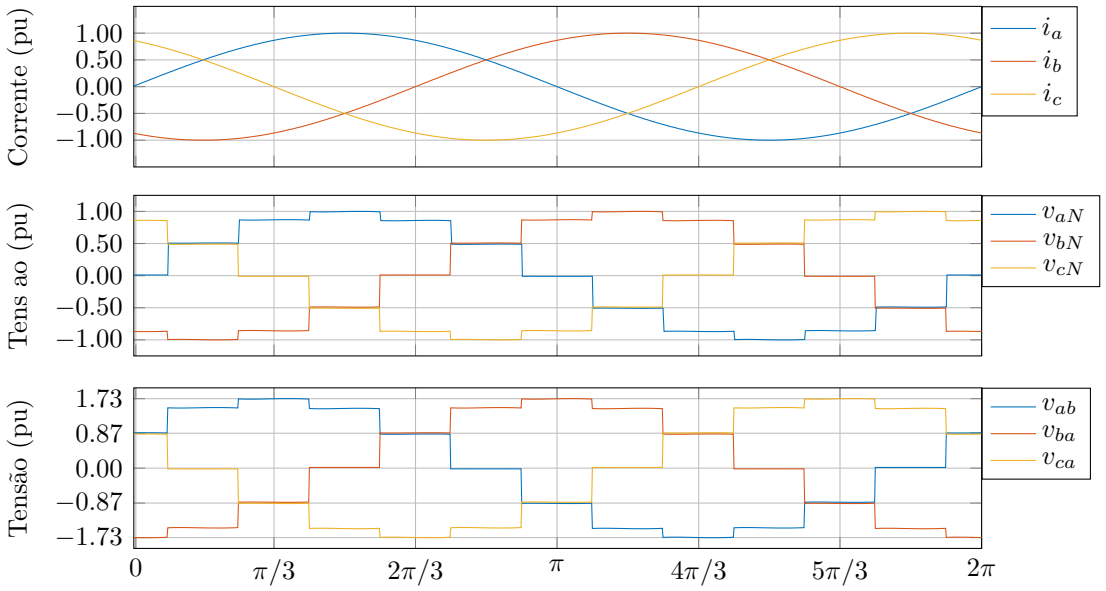
o retificador em questão, o cancelamento dos harmônicos no primário do transformador necessita de (3.45).

$$n_{23} = \frac{n_2}{n_3} = {}^{1}/\sqrt{3} \tag{3.45}$$

3.2.1 Operação ideal do retificador alimentado em corrente

As principais formas de onda do retificador alimentado em corrente apresentado na Figura 39 são obtidas considerando fontes de corrente trifásicas, balanceadas e sinusoidais com frequência ω. As correntes e tensões obtidas através de simulação para todos os enrolamentos do transformador são apresentadas apartir da Figura 40 até a Figura 42. As amplitudes das formas de onda foram normalizadas para o caso de corrente pelo valor do pico de corrente do primário (16,67 A) e para o caso de tensão pelo valor de pico de tensão (202,78 V). A capacitância do filtro de saída foi escolhida grande o suficiente para que a oscilação natural da tensão de saída (v_o) possua um valor desprezível.

Figura 40 – Correntes e tensões dos enrolamentos do primário do transformador YYΔ.



Como em qualquer retificador multipulso, os pulsos do conversor vistos no primário estão relacionados com a comutação dos diodos nos retificadores de 6 pulsos, nesse caso conectados nos secundários do transformador. Em oposição aos retificadores alimentados em tensão, nos retificadores alimentados em corrente os pulsos aparecem na tensões do transformador. A duração de cada pulso desse retificador segue a relação $2\,\pi/m$ radianos (m é o número de pulsos do retificador), o que resulta no valor de $\pi/6$. Observe que cada pulso do retificador é o resultado de um conjunto único de diodos conduzindo. Para as condições propostas, a ordem de comutação dos diodos é previsível. Por isso, ao invés de analisar todos os 12 pulsos do retificador, apenas dois pulsos que ocorram em sequência são suficientes para analisar a operação do conversor.

Figura 41 – Correntes e tensões dos enrolamentos do secundário do transformador YYΔ conectado em estrela.

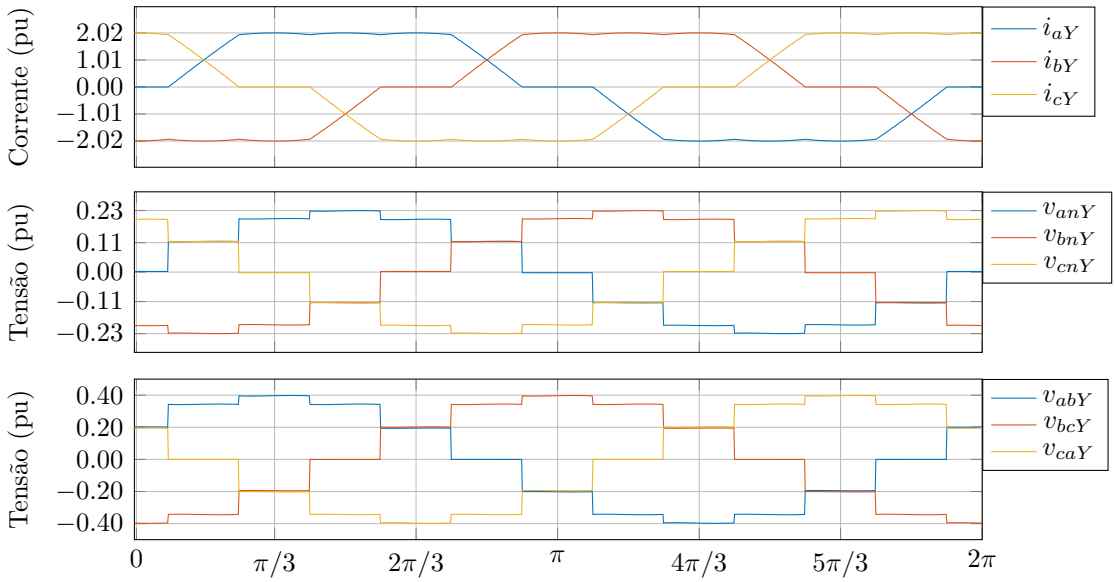
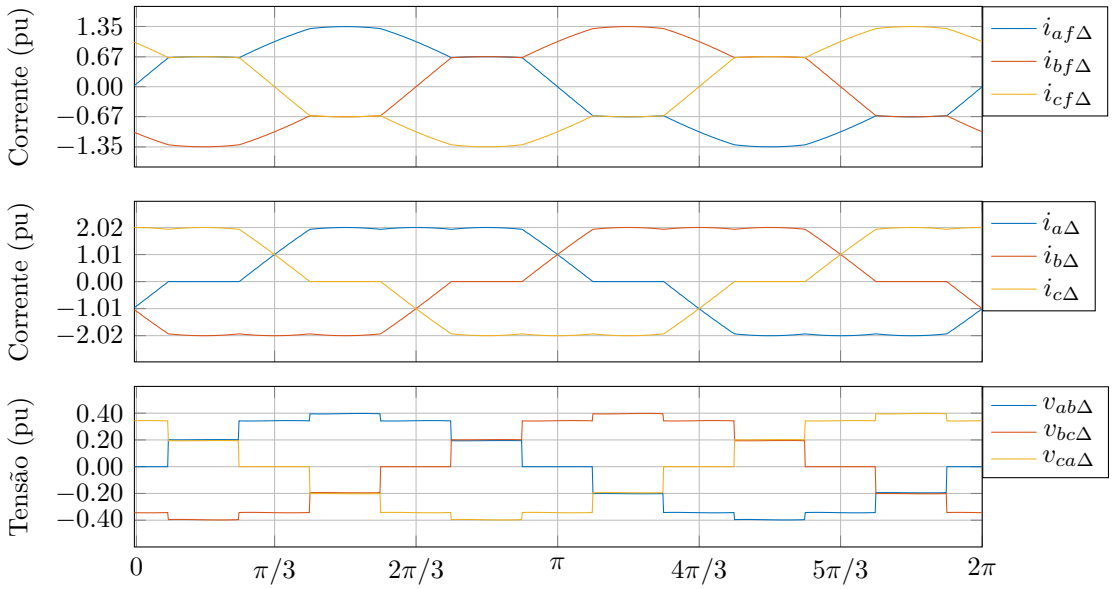


Figura 42 – Correntes e tensões dos enrolamentos do secundário do transformador YYΔ conectado em delta.



Dentre os intervalos do conversor, arbitrariamente foram escolhidos os intervalos de $-\pi/12$ a $\pi/4$. Onde o intervalo 1 parte de $-\pi/12$ a $\pi/12$ e o intervalo 2 de $\pi/12$ a $\pi/4$. As formas de onda de corrente durante esses intervalos são apresentadas na Figura 43.

Os estados topologicos dos intervalos 1 e 2 são apresentados pelos circuitos da Figura 44 e da Figura 45 respectivamente. Note que as correntes são definidas pelo alimentador, mas as tensões no transformador são o resultado da tensão que os retificadores impõem aos secundários do transformador, tal como apresentado nas figuras de 40 a 42.

As principais correntes e tensões do retificador são apresentadas em função das correntes de entrada (i_a, i_b and i_c) e da tensão de saída (v_o) na Tabela 5, onde $v_{abY} = v_{anY} - v_{bnY}$,

Figura 43 – Correntes de alimentação do retificador multipulso (i_a, i_b, i_c) durante os dois primeiros intervalos.

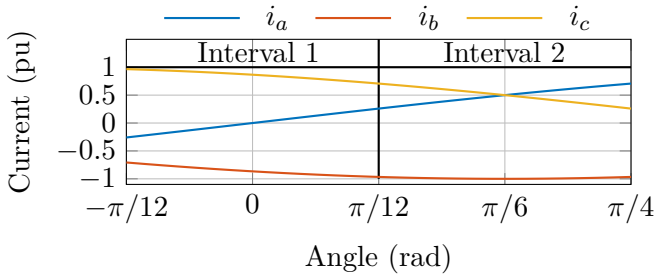
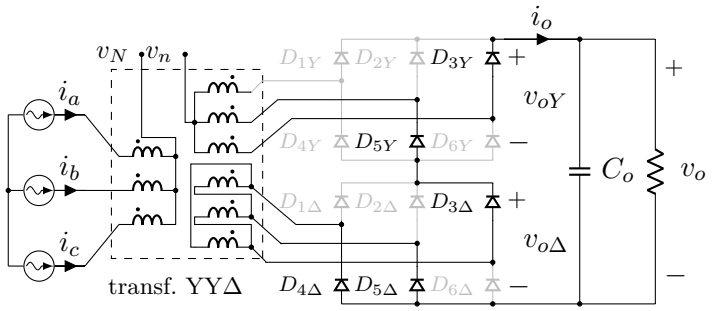
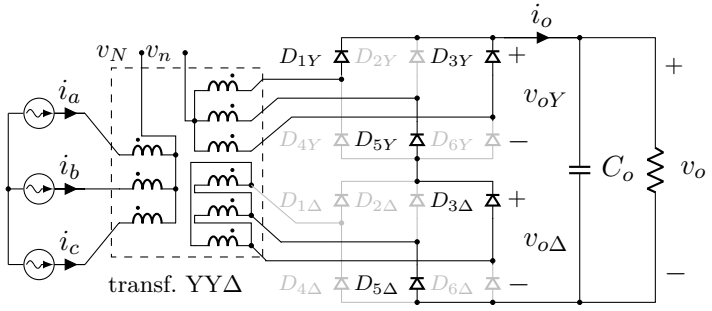


Figura 44 – Comportamento estático para o intervalo 1: $-\pi/12 \leq \omega t \leq \pi/12$. Os elementos que não estão conduzindo corrente estão representados em cinza.



Fonte: O autor, 2018.

Figura 45 – Comportamento estático para o intervalo 2: $\pi/12 \leq \omega t \leq \pi/4$. Os elementos que não estão conduzindo corrente estão representados em cinza.



Fonte: O autor, 2018.

$v_{bcY} = v_{bnY} - v_{cnY}$ e $v_{caY} = v_{cnY} - v_{anY}$. Estas equações são obtidas aplicando-se as leis de Kirchhoff para cada intervalo considerando os circuitos apresentados na Figura 44 e na Figura 45.

Uma característica distinta do retificador alimentado em corrente, quando comparado a alimentação em tensão, é que no processo de comutação dos diodos a transferência de corrente de um para o outro dura um pulso inteiro ($\pi/6$ para o retificador 12 pulsos). Esse processo é apresentado na Figura 46, onde ocorre a comutação de D_{3Y} para D_{1Y}. Tal comportamento pode ser utilizado para diferenciar o retificador alimentado em corrente do caso em tensão. Haja visto que o processo de comutação de um retificador alimentado em

Tabela 5 – Correntes e tensões do retificador 12 pulsos do tipo série com filtro capacitivo e alimentado com correntes trifásicas, senoidais e balanceadas para os intervalos 1 e 2 de ωt.

	Variável	**Intervals**	
		$-\pi/12 \leq \omega t \leq \pi/12$	$\pi/12 \leq \omega t \leq \pi/4$
Saída	i_o	$(i_c - i_b) \cdot n_{12}/(2+\sqrt{3})$	$-\sqrt{3} \cdot i_b \cdot n_{12}/(2+\sqrt{3})$
	v_{oY}	$2v_o/(2+\sqrt{3})$	$\sqrt{3} \cdot v_o/(2+\sqrt{3})$
	$v_{o\Delta}$	$\sqrt{3} \cdot v_o/(2+\sqrt{3})$	$2 \cdot v_o/(2+\sqrt{3})$
Secundário Y	i_{aY}	0	$i_a \cdot n_{12} - i_o\sqrt{3}/3$
	i_{bY}	$-i_o$	$-i_o$
	i_{cY}	i_o	$i_c \cdot n_{12} - i_o\sqrt{3}/3$
	v_{anY}	0	$\sqrt{3} \cdot v_o/[3 \cdot (2+\sqrt{3})]$
	v_{bnY}	$-v_o/(2+\sqrt{3})$	$-2\sqrt{3} \cdot v_o/[3 \cdot (2+\sqrt{3})]$
	v_{cnY}	$v_o/(2+\sqrt{3})$	$\sqrt{3} \cdot v_o/[3 \cdot (2+\sqrt{3})]$
	v_{abY}	$v_o/(2+\sqrt{3})$	$\sqrt{3} \cdot v_o/(2+\sqrt{3})$
	v_{bcY}	$-2\,v_o/(2+\sqrt{3})$	$-\sqrt{3} \cdot v_o/(2+\sqrt{3})$
	v_{caY}	$v_o/(2+\sqrt{3})$	0
Secundário Δ	$i_{af\Delta}$	$i_a \cdot n_{13}$	$i_o/3$
	$i_{bf\Delta}$	$i_b \cdot n_{13} + \sqrt{3} \cdot i_o/3$	$-2\,i_o/3$
	$i_{cf\Delta}$	$i_c \cdot n_{13} - \sqrt{3} \cdot i_o/3$	$i_o/3$
	$i_{a\Delta}$	$n_{13}(i_a - i_c) + \sqrt{3} \cdot i_o/3$	0
	$i_{b\Delta}$	$n_{13}(i_b - i_a) + \sqrt{3} \cdot i_o/3$	$-i_o$
	$i_{c\Delta}$	i_o	i_o
	$v_{ab\Delta}$	0	$v_o/(2+\sqrt{3})$
	$v_{bc\Delta}$	$-v_o/(2+\sqrt{3})$	$-2 \cdot v_o/(2+\sqrt{3})$
	$v_{ca\Delta}$	$v_o/(2+\sqrt{3})$	$v_o/(2+\sqrt{3})$

tensão com indutância entre o transformador e o retificador seria um caso intermediário da alimentação em corrente.

A forma de onda da corrente de saída do conversor (antes do filtro) i_o é apresentada na Figura 47 para um período de ω. Pode-se notar nela que a corrente apresenta um nível CC somado a uma parcela CA cuja frequência fundamental é de $12 \cdot \omega$. Tal acréscimo na frequência da oscilação reduz significativamente a capacitância necessária no filtro de saída. Além disso, como a corrente é controlada, idealmente, não há sobrecorrente na partida.

Muito embora a saída desse conversor possa ser interpretada como uma fonte de tensão, num processo de carga ou descarga mais longo que a constante de tempo do conjunto filtro

Figura 46 – Transferência de corrente durante a comutação do diodo D_{3Y} para o diodo D_{1Y}. A amplitude de corrente foi normalizada pelo valor do pico de corrente no primário ($ia_{pk} = 16.67$).

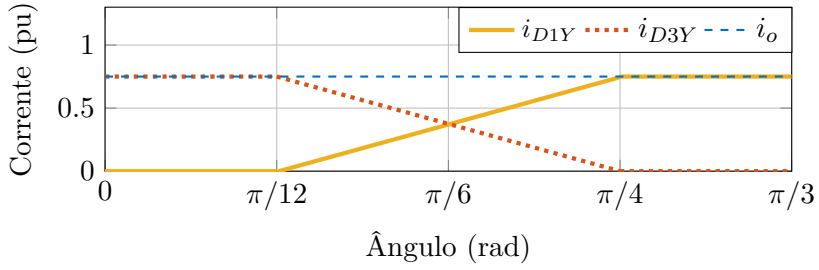
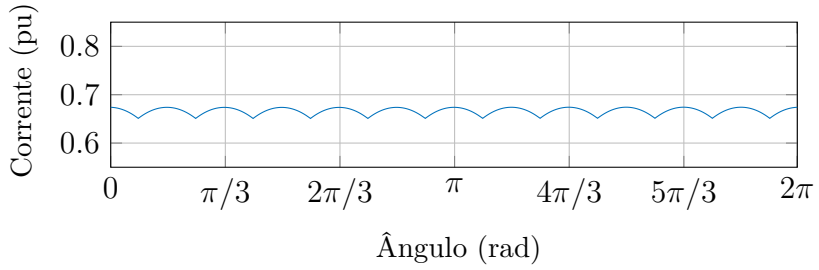


Figura 47 – Forma de onda da corrente de saída (i_o).



de saída e carga, a corrente de saída fica limitada pela corrente controlada do primário. Através das formas de ondas apresentadas e conhecendo a periodicidade da corrente de saída, seu valor médio é obtido em função do valor de pico da corrente do primário e da relação de espiras do transformador em (3.46).

$$I_o = \frac{12 \cdot 2}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{12}} \frac{(i_c - i_b) \cdot n_{12}}{2 + \sqrt{3}} \, \mathrm{d}\theta = \frac{3\sqrt{6} \cdot (\sqrt{3} - 1) \cdot n_{12} \cdot I_p}{\pi(2 + \sqrt{3})} \tag{3.46}$$

3.2.2 Conteúdo harmônico e cancelamento de harmônicos

O conteúdo harmônico do retificador alimentado em corrente é apresentado na Figura 48 para as correntes de linha do secundário e para a tensão de fase no primário. Do exposto verifica-se que a tensão de fase (v_{aN}) possui um conteúdo harmônico esperado na corrente do primário de um retificador alimentado em tensão. Também, verifica-se a existência de conteúdo harmônico nas correntes do secundário embora as correntes do primário sejam puramente senoidais e balanceadas. Tais conteúdos são deduzidos teoricamente e apresentados na Tabela 6.

O conteúdo harmônico nas correntes do secundário é possível pois trata-se de correntes que são canceladas no primário pelo elemento defasador. Então, para o caso de 12 pulsos, os harmônicos que aparecem no secundário são de ordem $6 \cdot (2k - 1) \pm 1$ onde $k \in \mathbb{Z}^+$.

Como consequência da redução no conteúdo harmônico nas suas correntes, na alimentação em corrente há uma redução nas perdas no cobre de seus elementos. Tal fato é verificado

Figura 48 – Espectro da tensão de fase do primário (v_{aN} em amarelo) e das correntes do secundário (i_{aY} em azul e $i_{a\Delta f}$ em vermelho).

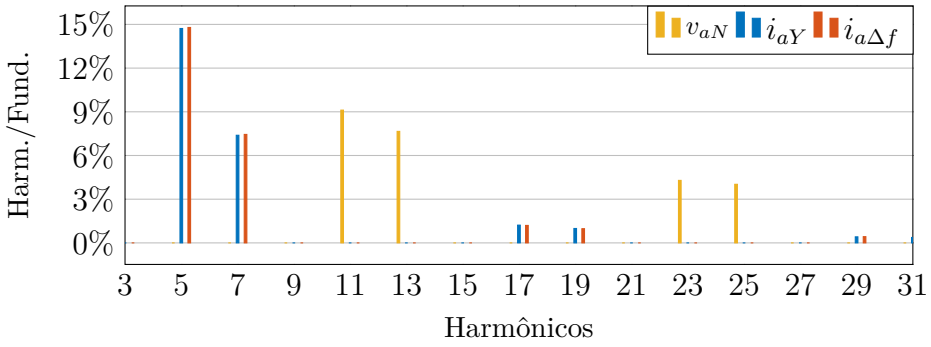


Tabela 6 – Comparativo entre os harmônicos do retificador alimentado em tensão (VFMR) e o retificador alimentado em corrente (CFMR).

	Variável	**Composição harmônica**
VFMR	i_{aY}	$\sum_{n=1,5,7,11,13,17,19,...}^{\infty} I_n \cdot \text{sen}(n\,\omega\,t)$
	$i_{a\Delta}$	$\sum_{n=1,5,7,11,13,17,19,...}^{\infty} I_n \cdot \text{sen}(n\,\omega\,t - 30°)$
	i_a	$I_1 \cdot \text{sen}(\omega t) + \sum_{n=12k\pm1}^{\infty} I_n \cdot \text{sen}(n\,\omega\,t)$
	v_{aN}	$V_1 \cdot \text{sen}(\omega t)$
CFMR	i_{aY}	$\sum_{n=1,5,7,17,19,...}^{\infty} I_n \cdot \text{sen}(n\,\omega\,t)$
	$i_{a\Delta}$	$\sum_{n=1,5,7,17,19,...}^{\infty} I_n \cdot \text{sen}(n\,\omega\,t - 30°)$
	i_a	$I_1 \cdot \text{sen}(\omega t)$
	v_{aN}	$V_1 \cdot \text{sen}(\omega t) + \sum_{n=12k\pm1}^{\infty} V_n \cdot \text{sen}(n\,\omega\,t)$

pela condução de apenas correntes senoidais no primário e pela supressão dos harmônicos $n = 12k \pm 1,\ k \in \mathbb{Z}^+$, nos secundários.

Contudo, os harmônicos de ordem $n = 12k \pm 1,\ k \in \mathbb{Z}^+$ que aparecem nas tensões do transformador implicam em um aumento do fluxo magnético no transformador. Por consequência, é esperado o aumento das perdas no núcleo do retificador alimentado em corrente quando comparado ao caso em tensão.

Por fim, os harmônicos que podem ser advindos da fonte de corrente, geralmente aparecem com pouca amplitude nos transformador. Isso porque os indutores adicionados para o controle da corrente recebem a maior parcela dessa tensão em alta frequência, fato esse que pode incrementar significativamente as perdas nesses indutores.

3.2.3 Corrente nos diodos

A corrente nos diodos será quantificada utilizando tanto o caso de alimentador em tensão quanto o caso do alimentador em corrente para um retificador de 12 pulsos do tipo série com filtro de saída capacitivo e pouca indutância no primário, similar ao apresentado em [42]. Nessa análise serão calculados o valor médio (I_{dm}) e o valor eficaz (I_{drms}) das correntes.

Para a alimentação em tensão, a corrente de linha de cada secundário possui um formato trapezoidal com quatro ondulações para o ciclo positivo e outras quatro para o ciclo negativo. Cada ondulação tem um comprimento de $\pi/6$ radianos e assume-se que esse conversor está no modo de condução contínua. Além disso, supõem-se que as ondulações causam uma variação de corrente desprezível frente a amplitude média nesse intervalo. Por isso, a corrente será aproximada pelo valor médio da corrente de saída do retificador (I_o). Para um intervalo de condução de $2\pi/3$ radianos, o valor médio e o valor eficaz da corrente de um diodo serão

$$I_{dm,VF} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi/3} I_o \,\mathrm{d}\theta = \frac{I_o}{3} \tag{3.47}$$

$$I_{drms,VF} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi/3} I_o^2 \,\mathrm{d}\theta} = \frac{\sqrt{3}}{3}\, I_o\,. \tag{3.48}$$

Já na alimentação em corrente a forma de onda das correntes de linha do secundário possuem três ondulações ao invés de quatro, os quais podem ser visualizados na Figura 41 e na Figura 42. Logo, assumindo que a ondulação de corrente nesse caso também é desprezível, o valor médio e o valor eficaz da corrente no diodo são

$$\begin{aligned} I_{dm,CF} &= \frac{1}{2\pi}\left[2\int_0^{\frac{\pi}{6}} 6\, I_o \frac{\theta}{\pi}\,\mathrm{d}\theta + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{2\pi}{3}} I_o \,\mathrm{d}\theta\right] \\ &= \frac{I_o}{3} \end{aligned} \tag{3.49}$$

$$I_{drms,CF} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\left[2\int_0^{\frac{\pi}{6}} \left(\frac{6\, I_o\, \theta}{\pi}\right)^2 \mathrm{d}\theta + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{2\pi}{3}} I_o^2 \,\mathrm{d}\theta\right]} = \frac{\sqrt{11}}{6}\, I_o \tag{3.50}$$

A comparação entre (3.47) e (3.49) mostra que não há diferença nos valores médios da corrente. Entretanto, a razão entre $I_{drms,VF}$ e $I_{drms,CF}$

$$\frac{I_{drms,VF}}{I_{drms,CF}} = \frac{I_o\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{6}{I_o\sqrt{11}} \approx 1.0445 \tag{3.51}$$

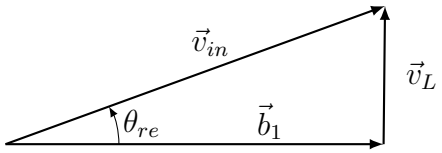
revela um valor eficaz aproximadamente 4,45 % maior no caso de alimentação em tensão.

3.2.4 Considerações sobre a potência do retificador

Devido a técnica multipulso, o conversor possui um fator de potência (razão entre potência ativa e potência aparente) usualmente elevado. Entretanto, o conversor alimentado

em corrente pode possuir uma parcela significa de corrente reativa devido aos indutores adicionados. Essa energia reativa será calculada através de uma estimativa do ângulo de defasagem (θ_{re}) entre o fasor da fonte ($\vec{v}_{in}$) e o fasor da tensão do transformador ($\vec{b}_1$). Estes fasores são representados graficamente na Figura 49, onde o fasor da tensão do indutor é $\vec{v}_L = I_p \cdot \omega \cdot L \angle 90°$.

Figura 49 – Diagrama de fasores das tensões e representação do ângulo de defasagem.



Fonte: O autor, 2018.

A amplitude da componente fundamental da tensão do transformador é obtida através da decomposição da forma de onda pela série de Fourier. Seu valor escrito em função da tensão de saída é

$$|b_1| = \frac{6\sqrt{2} \cdot (\sqrt{3}+1)}{12+7\sqrt{3}} \cdot \frac{v_o \cdot n_{12}}{\pi} \,. \tag{3.52}$$

Utilizando-se das informações obtidas obtém-se θ_{re}

$$\theta_{re} = \arctan\left(\frac{I_p \cdot \omega \cdot L}{b_1}\right) \,. \tag{3.53}$$

De (3.53) conclui-se que para um dado valor de tensão de saída tanto a indutância quanto a amplitude da corrente de entrada implicam em um aumento de θ_{re}. Como consequência do uso de uma maior indutância para reduzir as oscilações de alta frequência ou para facilitar o controle de corrente, há um aumento na potência requerida ao alimentador.

3.2.5 Níveis nos pulsos de tensão do transformador

O retificador multipulso alimentado em corrente apresenta tensões multiníveis nos enrolamentos do transformador, tal como no exemplo da Figura 40. Tal forma de onda é o resultado da tensão de saída dos retificadores aplicada aos enrolamentos dos secundários do transformador. Nessa tensão multipulso, idealmente, os níveis são constantes mas a amplitude na mudança de um nível ao outro varia de acordo com os estados de condução dos diodos. Por isso, para v_{aN} o passo do nível 0 pu para o próximo nível é visualmente muito maior do que a diferença de nível no caso de partir do nível de 1 pu para o seguinte (Figura 40).

A maior variação em amplitude de um patamar de tensão a outro ocorre nas mudanças de nível a partir de 0 pu, tal como nas formas de onda apresentadas. Logo, a variação de tensão ($\Delta v_{ph,max}$) pode ser calculada pela diferença entre as tensões identificadas na Tabela 5. Considerando a tensão de fase do primário, obtém-se

$$\Delta v_{ph,max} = \frac{n_{12} \cdot V_o}{2 \cdot \sqrt{3}+3} \,. \tag{3.54}$$

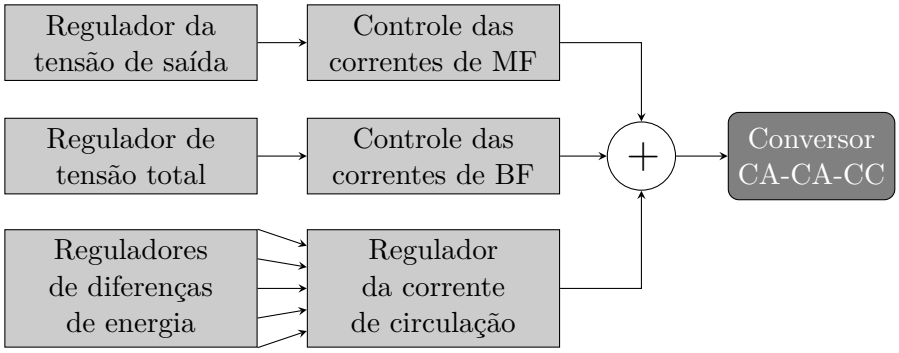
3.3 CONCLUSÃO E DISCUSSÃO

Nesse capítulo foram apresentados os principais elementos da estrutura CA-CC que são o Hexverter e o Retificador 12 pulsos alimentado em corrente. Com o intuito de familiarizar o leitor com as dificuldades de operação desse conversor modular multinível, destaca-se a complexidade da potência instantânea de cada ramo do Hexverter. Tal complexidade é oriunda das diferentes tensões que precisam ser moduladas em cada ramo de maneira que as componentes de frequência do sistema 1 não circulem pelo sistema 2 e vice-versa.
Na escolha dos parâmetros do Hexverter salienta-se uma certa simplicidade no projeto pois poucos são os elementos a serem definidos. Dadas as características apresentadas no conversor, a escolha da propriedade dos dois principais elementos passivos (capacitância e indutância) foi apresentada na forma de algoritmo. Esse método foi escolhido por sua simplicidade quando comparado a complexidade de uma solução analítica, considerando-se a obtenção dos parâmetros do conversor considera as componentes de baixas e médias frequências (relativas ao conversor no caso da capacitância) e a modulação envolvida (caso da indutância). Além disso, embora ele tenha sido criado para uma condição específica de operação e modulação, o código pode ser facilmente adaptado para outras condições. Contudo, tal simplicidade apresentada esconde a complexidade na escolha dos canais de comunicação, dos processadores ou FPGAs e do processamento de sinais que é necessário para comandar todos os submódulos. Embora crucial para a operação, essas variáveis apenas podem inviabilizar a operação do conversor mas não alteram seu funcionamento.
Por fim, foram apresentadas as particularidades da operação do retificador de 12 pulsos alimentado em corrente do tipo série. Recordando as possíveis aplicações da introdução, ressalta-se que o retificador foi reduzido à condição de única saída para simplificar a análise. Todavia, embora mais complexo, esse retificador pode ser expandido para diferentes arranjos com múltiplas saídas que utilizem ou não o mesmo transformador ou retificadores de seis pulsos.

4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE E MODELAGEM

Esse capítulo tem por objetivo apresentar a modelagem orientada ao controle do conversor proposto, bem como a estratégia de controle planejada para o mesmo. A estratégia de controle do conversor CA-CC têm dois objetivos principais: 1) regular a tensão de saída e 2) equalizar a energia armazenada no conversor (tensões nos capacitores). Para atingir esses objetivos é realizado o controle das principais correntes relacionadas ao conversor CA-CA, que são: o conjunto trifásico de entrada, o conjunto trifásico de saída e a corrente de circulação. Onde, o controle do conjunto trifásico de saída permitirá o controle da energia enviada ao retificador e, portanto, o controle da tensão de saída. Por sua vez, o controle do conjunto de correntes da entrada permite o controle bidirecional de fluxo de potência entre o conversor e o alimentador em CA. Isso possibilita o controle da energia total armazenada no Hexverter. Por fim, o controle da corrente de circulação é utilizado para a regulação e distribuição da energia do conversor entre seus ramos. A estratégia descrita para o controle do conversor é apresentada na forma de diagrama de blocos na Figura 50.

Figura 50 – Estratégia de controle do conversor CA-CA-CC em camadas.



Fonte: O autor, 2017.

Para o compreendimento de todos os itens que abrangem a estratégia de controle essa seção esta dividida em itens que abordarão: a representação das variáveis do conversor no plano $\alpha\beta$, a obtenção de modelos matemáticos orientados ao controle, a possibilidade de inclusão de malha feedforward e a operação com harmônicos.

4.1 REPRESENTAÇÃO NO PLANO $\alpha\beta$

A necessidade de representar o sistema de variáveis do conversor em outro plano surge em função da interdependência das correntes do sistema trifásico a três fios, como é verificado na soma das correntes tanto do sistema de entrada quanto do sistema de saída através de (4.1), onde $y = \{1, 2\}$. Tal característica é intrínseca ao sistema, pois surge em função da restrição física, e torna-se um problema de controle dado o acoplamento das correntes que

impossibilita o controle independente de cada uma das correntes em variáveis naturais.

$$\sum_{k=1}^{3} i_{y,k}(t) = 0 \tag{4.1}$$

Todavia, através do uso de transformações lineares sabe-se que é possível transformar as correntes para um novo sistema onde as variáveis sejam independentes entre si. Dentre as transformações lineares com bases ortogonais conhecidas na literatura optou-se pela transformação de eixos estáticos $\alpha\beta 0$, denominada também como transformação trifásico-bifásico. Essa matriz transformação de 123 para $\alpha\beta$ é apresentada em (4.2). Por sua vez, a transformação inversa, de $\alpha\beta$ para 123, é realizada por (4.3). Observe que essas transformações são invariantes em amplitude, ou seja, se $|v_1|= |v_2|= |v_3|$ ter-se-á $|v_\alpha|= |v_\beta|= |v_1|= |v_2|= |v_3|$.

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \left[T_{123}\right] \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \tag{4.2}$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \left[T_{\alpha\beta}\right] \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{-1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \tag{4.3}$$

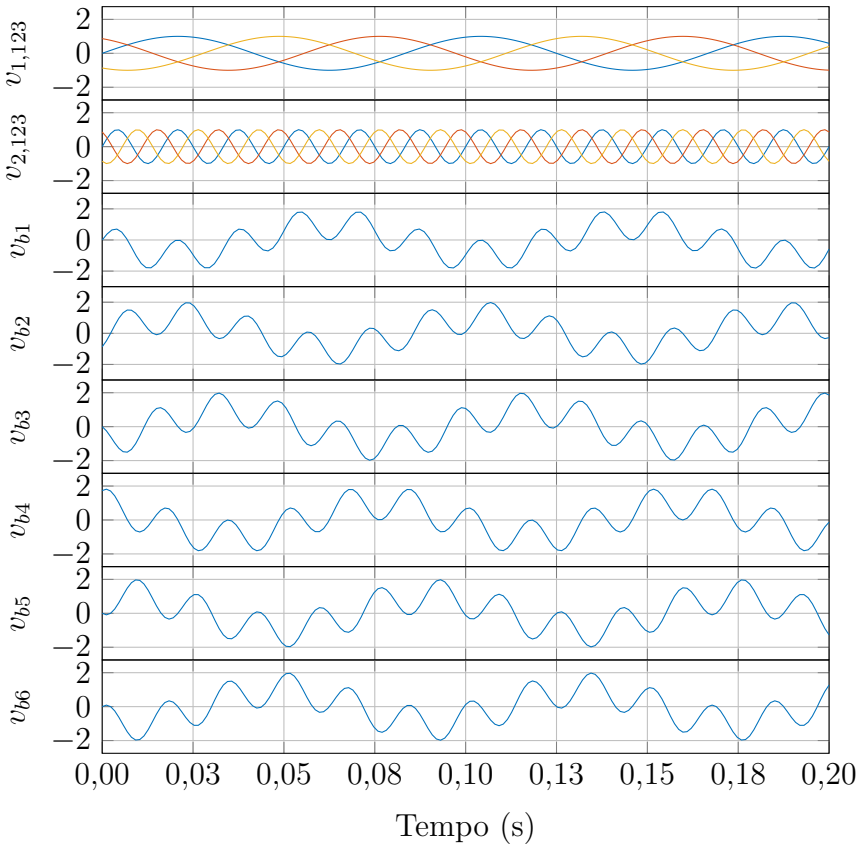
Supondo que não há circulação de corrente no conversor ou que a queda de tensão nas impedâncias é desprezível, as tensões de cada ramo ($v_{b,m}$) são apresentadas em termos das tensões de cada sistema por (4.4). Em outras palavras, para a condição imposta, a tensão dos alimentadores ($v'_{x,y}$) é igual a tensão no ponto de conexão sintetizada pelo conversor ($v_{x,y}$).

$$\begin{bmatrix} v_{b,1} \\ v_{b,2} \\ v_{b,3} \\ v_{b,4} \\ v_{b,5} \\ v_{b,6} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{1,1} \\ v_{1,2} \\ v_{1,3} \\ v_{2,1} \\ v_{2,2} \\ v_{2,3} \\ v_{st} \end{bmatrix} \tag{4.4}$$

Para efeito de visualização do resultado, um conjunto de tensões unitárias com frequências distintas são aplicadas em (4.4) de modo a calcular as tensões necessárias em cada ramo. O resultado é apresentado na Figura 51, onde são visualizadas as tensões trifásicas dos sistemas 1 e 2 e todas as tensões de ramo.

A representação das tensões de ramo utilizando as variáveis do plano $\alpha\beta$ é apresentada em (4.5), a qual foi obtida utilizando-se da matriz de transformação (4.2). Nessa representação está inclusa uma parcela de tensão comum a todos os ramos (v_{sum}). O uso da variável v_{sum} foi proposto em [58] e serve para atuar no controle da corrente circulante i_{circ}.

Figura 51 – Tensões ideais de todos os ramos para o caso de tensões balanceadas e unitárias tanto no sistema 1 ($v_{1,123}$) quanto no sistema 2 ($v_{2,123}$), onde $f_1 = 12\,\text{Hz}$, $f_2 = 60\,\text{Hz}$ e $v_{st} = 0\,\text{V}$.



Fonte: O autor, 2018.

$$\begin{bmatrix} v_{b1} \\ v_{b2} \\ v_{b3} \\ v_{b4} \\ v_{b5} \\ v_{b6} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 & 1 & 1/6 \\ 1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 & 0 & -1 & 1/6 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 & 1/6 \\ 1/2 & \sqrt{3}/2 & -1/2 & \sqrt{3}/2 & -1 & 1/6 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 & 1/6 \\ -1 & 0 & -1/2 & -\sqrt{3}/2 & -1 & 1/6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{1,\alpha} \\ v_{1,\beta} \\ v_{2,\alpha} \\ v_{2,\beta} \\ v_{st} \\ v_{sum} \end{bmatrix} \tag{4.5}$$

Tal como no caso das tensões de ramo é possível descrever as correntes de ramo em função das correntes dos alimentadores. As correntes de ramo descritas em variáveis $\alpha\beta$ são apresentadas na forma matricial em (4.6), já inclusa a componente circulante (i_{circ}).

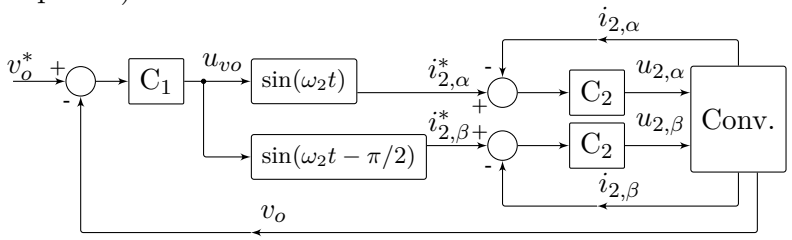
$$\begin{bmatrix} i_{b1} \\ i_{b2} \\ i_{b3} \\ i_{b4} \\ i_{b5} \\ i_{b6} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/2 & \sqrt{3}/6 & 1/2 & \sqrt{3}/6 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/6 & -1/2 & \sqrt{3}/6 & 1 \\ 0 & -\sqrt{3}/3 & -1/2 & \sqrt{3}/6 & 1 \\ 0 & -\sqrt{3}/3 & 0 & -\sqrt{3}/3 & 1 \\ 1/2 & \sqrt{3}/6 & 0 & -\sqrt{3}/3 & 1 \\ 1/2 & \sqrt{3}/6 & 1/2 & \sqrt{3}/6 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{1,\alpha} \\ i_{1,\beta} \\ i_{2,\alpha} \\ i_{2,\beta} \\ i_{circ} \end{bmatrix} \tag{4.6}$$

4.2 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Partindo da representação genérica de controle da Figura 50, nesta seção serão detalhadas as malhas de controle que compõem a estratégia de controle do conversor. Ou seja, as malhas do controle de tensão de saída, do controle da energia armazenada no Hexverter e a regulação da energia entre os ramos.

A malha de regulação da tensão de saída é apresentada na Figura 52 na forma de diagrama de blocos. Nessa, o controlador da tensão de saída é representado pelo bloco C_1 e os controladores de corrente pelos blocos C_2. O erro da tensão de saída compensado por C_1 e gera uma referência para a amplitude das correntes de saída do conversor (sistema 2) em coordenadas $\alpha\beta$. O controle dessas correntes é feito por meio das ações de controle $u_{2,\alpha}$ e $u_{2,\beta}$ que, pós modulação, tornam-se as tensões do conversor $v_{2,\alpha}$ e $v_{2,\beta}$.

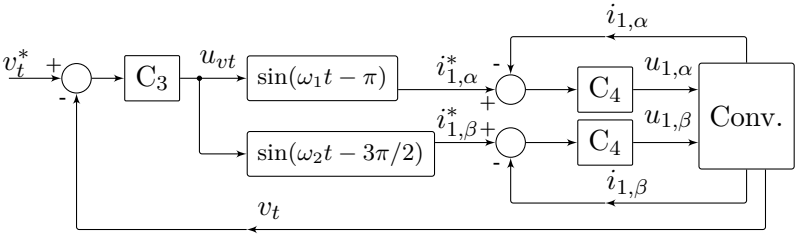
Figura 52 – Diagrama de blocos da malha de controle da tensão de saída em cascata com a malha de controle de corrente do sistema 2 (interface com o retificador multipulsos).



Fonte: o autor, 2018.

Por sua vez, a malha de regulação do valor equivalente a soma da tensão dos capacitores de todos os submódulos em operação é apresentada na Figura 53. O controlador de tensão total é representado pelo bloco C_3 e os controladores de corrente pelos blocos C_4. Onde a referência da corrente de entrada é dada pela ação de controle de C_3 já em coordenadas $\alpha\beta$. Num primeiro momento essas correntes são postas em fase com as tensões do alimentador. A atuação das correntes do sistema 1 é feito por meio das ações de controle $u_{1,\alpha}$ e $u_{1,\beta}$ que pós modulação são as tensões do conversor $v_{1,\alpha}$ e $v_{2,\beta}$.

Figura 53 – Diagrama de blocos da malha de controle da tensão total em cascata com a malha de controle de corrente do sistema 1 (interface com a rede conversor).



Fonte: o autor, 2018.

A realimentação unitária de ambas as malhas é garantida através do sistema digital de aquisição e processamento de dados que compensa os ganhos dos sensores e do modulador. Além disso, os amostradores e atrasos (conversor AD e modulador PWM) foram omitidos nos diagramas.

Como outros conversores modulares multiníveis, o Hexverter requer a regulação da energia armazenada em todos os seus SMs. A diferença de energia armazenada nos SMs é resultado do processamento de potência ativa de forma desigual e, basicamente, possui duas origens. A primeira ocorre em cada ramo, onde a energia total do ramo não é distribuída igualmente entre os SMs devido à técnica de modulação adotada e a diferença nas perdas de cada SM. Uma forma bastante usual de compensar esse desequilíbrio é através de algoritmos de seleção para equalizar a potência ativa processada por esses SMs [73, 74]. O segundo caso, a potência ativa processada por cada ramo é diferente dentro dos seus respectivos ciclos das suas componentes fundamentais. Essa forma de desbalanço é explorada em [75], onde os autores mostram a potência de cada ramo e sugerem uma forma de regular a energia armazenada através de v_{st} e i_{circ}.

Para o segundo caso, a equalização da energia média de todos os ramos, a estratégia de regulação segue o princípio de alterar a potência ativa média de todos os ramos de maneira a causar transferência de energia entre eles. Conforme já foi verificado na obtenção da potência instantânea de cada ramo, a tensão de estrela e a corrente de circulação influenciam na energia de cada ramo e, por isso, a adição de componentes na frequência do sistema 1 ou 2 pode gerar potência ativa em cada ramo. Uma vez que podem ser adicionadas componentes em fase ou quadratura com cada uma das frequências, além do nível CC, tanto para a tensão entre estrelas (4.7) quanto para a corrente circulante (4.8), há então uma quantidade de graus de liberdade adicionais disponíveis. Por exemplo, ao considerar que uma tensão entre estrelas constante (V_{st}) e uma corrente circulante i_{circ} composta pelos graus de liberdade expressos em (4.8), a potência ativa resultante em cada ramo do Hexverter será dada por (4.9) (extraída de [75]), onde o sistema é linearmente independente para os casos de $\hat{v}_1 \neq 0$ e $\hat{v}_2 \neq 0$, condição que se esquadra a conversão CA-CA de diferentes frequências. Casos onde (4.9) não será linearmente independente é durante a partida de motores, pois envolve frequências próximas de zero (ou muito baixas) [76], e a conversão CA-CA de mesma frequência ($\hat{f}_1 = \hat{f}_2$) [75]. Contudo, esses casos onde o sistema torna-se linearmente dependente fogem do escopo desse trabalho e, por isso, não serão abordados com mais profundidade.

$$\begin{aligned} v_{st}(t) = V_{st} &+ \hat{v}_{circ,\omega 1,\alpha}\cos(\omega_1 t) + \hat{v}_{circ,\omega 1,\beta}\cos(\omega_1 t - \pi/2) \\ &+ \hat{v}_{circ,\omega 2,\alpha}\cos(\omega_2 t + \psi) + \hat{v}_{circ,\omega 2,\beta}\cos(\omega_2 t - \pi/2 + \psi) \end{aligned} \tag{4.7}$$

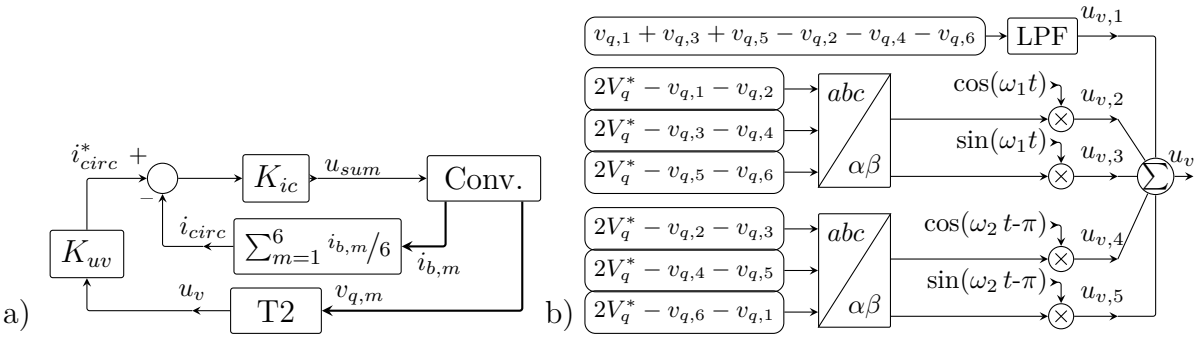
$$\begin{aligned} i_{icirc}(t) = I_{circ} &+ \hat{\hat{i}}_{circ,\omega 1,\alpha}\cos(\omega_1 t) + \hat{\hat{i}}_{circ,\omega 1,\beta}\cos(\omega_1 t - \pi/2) \\ &+ \hat{\hat{i}}_{circ,\omega 2,\alpha}\cos(\omega_2 t + \psi) + \hat{\hat{i}}_{circ,\omega 2,\beta}\cos(\omega_2 t - \pi/2 + \psi) \end{aligned} \tag{4.8}$$

$$\begin{bmatrix} P_{b,1} \\ P_{b,2} \\ P_{b,3} \\ P_{b,4} \\ P_{b,5} \\ P_{b,6} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \hat{v}_1/2 & 0 & -\hat{v}_2/2 & 0 & -1/6 \\ -1 & \hat{v}_1/4 & -\sqrt{3}\hat{v}_1/4 & \hat{v}_2/2 & 0 & -1/6 \\ 1 & -\hat{v}_1/4 & \sqrt{3}\hat{v}_1/4 & \hat{v}_2/4 & -\sqrt{3}\hat{v}_2/4 & -1/6 \\ -1 & \hat{v}_1/4 & \sqrt{3}\hat{v}_1/4 & -\hat{v}_2/4 & \sqrt{3}\hat{v}_2/4 & -1/6 \\ 1 & -\hat{v}_1/4 & -\sqrt{3}\hat{v}_1/4 & \hat{v}_2/4 & \sqrt{3}\hat{v}_2/4 & -1/6 \\ -1 & -\hat{v}_1/2 & 0 & -\hat{v}_2/4 & -\sqrt{3}\hat{v}_2/4 & -1/6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_{adj,c} \\ \hat{i}_{circ,\omega 1,\alpha} \\ \hat{i}_{circ,\omega 1,\beta} \\ \hat{i}_{circ,\omega 2,\alpha} \\ \hat{i}_{circ,\omega 2,\beta} \\ \Delta P \end{bmatrix} \tag{4.9}$$

Haja visto que o nível de corrente nos ramos do Hexverter é naturalmente elevado, pois as correntes de entrada e saída se somam nos ramos, pretende-se reduzir a amplitude de i_{circ}. Para isso, define-se a tensão v_{st} como constante e eleva-se sua amplitude para o máximo disponível na modulação. Com isso, somente nos instantes de potência de compensação elevada é que i_{circ} será elevado. Para essa escolha de graus de liberdade, i_{circ} será formado pelas componentes apresentadas em (4.8). O custo dessa escolha é a redução da tensão disponível em cada ramo, já que uma parcela fixa de v_{st} está sendo sempre modulada.

A equalização das energias dos ramos é realizada tal qual os diagramas de blocos da Figura 54. Conforme exposto, essa proposta faz uso da corrente de circulação (i_{circ}) e da tensão entre estrelas (v_{st}) para gerar potência ativa capaz de realizar a transferência de energia entre os ramos, tal como sugerido em [75, 77]. Todavia, essa proposta, difere do que há na literatura pela forma como a referência da corrente de circulação é obtida. Isso porque ao invés de calcular a potência que o ramo deve absorver ou fornecer com base na falta ou excesso de energia do ramo, a proposta utiliza o erro do valor equivalente das tensões de ramo para realizar a troca de energia, ou seja, define a potência de maneira indireta para cada ramo. Tal proposta é inspirada na estratégia apresentada para o controle do conversor modular matricial em [78], onde se faz uso de uma dupla transformação $\alpha\beta 0$ para segregar os desbalanços do conversor.

Figura 54 – Regulação da energia dos ramos: a) Diagrama de blocos da estratégia de controle da diferença de energia entre os ramos. b) Bloco T2 detalhado.



Fonte: o autor, 2018.

O desequilíbrio de energia entre os ramos é monitorado através da tensão total equivalente de cada ramo ($v_{q,m}$), cujo valor é igual à soma da tensão dos capacitores armazenadores

de energia de todos os SMs do ramo ($v_{q,m}, m \in \{1, 2, \ldots, 6\}$). A informação de cada ramo é combinada de cinco diferentes maneiras, cada uma produzindo uma ação de controle independente ($u_{v,z}, z \in \{1, 2, \ldots, 5\}$). No caso de $u_{v,1}$ há a presença de um filtro passa-baixas (LPF) para remover as ondulações de baixa frequência que estão presentes nas tensões dos capacitores dos SMs. Além disso, o filtro remove variações bruscas na potência reativa de cada sistema que resultariam numa potência adjacente oscilante. Assim, na condição de regime permanente, $u_{v,1}$ é um valor contínuo que gera a potência dita adjacente e que serve para compensar a diferença entre a potência reativa (defasagem entre tensão e corrente na componente fundamental) entre o sistema 1 e o sistema 2. A potência adjacente é discutida com detalhes em [59]. Por sua vez, as demais ações de controle são utilizadas para compensar os desbalanços medidos através das tensões de linha do sistema 1 ($v_{q,1} + v_{q,2}, \ldots + v_{q,6}$) e do sistema 2 ($v_{q,2} + v_{q,3}, \ldots v_{q,6} + v_{q,1}$). Onde os desbalanços advindos da conexão com o sistema 1 produzem as ações de controle $u_{v,2}$ e $u_{v,3}$. Já os desbalanços relativos ao sistema 2 geram , $u_{v,4}$ e $u_{v,5}$. Essas ações de controle são moduladas por cossenos ou senos com a frequência de cada sistema de maneira a produzir uma corrente de circulação que implique numa potência ativa no ramo que se oponha ao(s) desequilíbrio(s), ou seja, que cause uma realimentação negativa.

As ações de controle resultantes das realimentações apresentadas na Figura 54 podem ser também expressas em termos do erro da tensão equivalente de cada ramo. Assim, para um dado valor de $v_{q,m}$, cujo valor de referência da tensão equivalente de ramo é dado por $V_q^* = N \cdot V_{sm}$, o erro de tensão resultante é $e_{v,m} = V_q^* - v_{q,m}$. Logo, as ações de controle descritas em função de $e_{v,m}$ são

$$u_{v,1} = -e_{v,1} + e_{v,2} - e_{v,3} + e_{v,4} - e_{v,5} + e_{v,6} \tag{4.10}$$

$$u_{v,2} = \cos(\theta_1) \cdot \left[\frac{2\left(e_{v,1} + e_{v,2}\right) - e_{v,3} - e_{v,4} - e_{v,5} - e_{v,6}}{3}\right] \tag{4.11}$$

$$u_{v,3} = \operatorname{sen}(\theta_1) \cdot \left(\frac{e_{v,3} + e_{v,4} - e_{v,5} - e_{v,6}}{\sqrt{3}}\right) \tag{4.12}$$

$$u_{v,4} = -\cos(\theta_2) \cdot \left[\frac{e_{v,4} + e_{v,5} + e_{v,6} + e_{v,1} - 2\left(e_{v,2} + e_{v,3}\right)}{3}\right] \tag{4.13}$$

$$u_{v,5} = -\operatorname{sen}(\theta_2) \cdot \left(\frac{-e_{v,4} - e_{v,5} + e_{v,6} + e_{v,1}}{\sqrt{3}}\right) \tag{4.14}$$

Tais ações de controle multiplicadas pelo ganho K_{uv} resultam na referência da corrente de circulação $i_{circ}^* = K_{uv} \cdot (u_{v,1} + u_{v,2} + u_{v,3} + u_{v,4} + u_{v,5})$. Onde, K_{uv} é um controlador que define o desempenho das cinco malhas de compensação da equalização de energia entre os ramos.

A potência gerada para a equalização de energia entre os ramos pode ser obtida através da definição de potência instantânea, isto é, pelo produto entre a tensão e corrente de cada ramo. Não obviamente, do resultado desse produto nos interessa o valor médio que cada uma das cinco componentes da corrente de circulação é capaz de gerar dentro do período de interesse.

No caso do ramo 1, o produto entre tensão de ramo e corrente de ramo resulta em $p_1 = v_{b1} \cdot i_{b1}$. Para calcular a parcela de potência produzida no ramo 1 pela componente relativa a $u_{v,1}$, tem-se

$$p_1 = v_{b1} \cdot i_{circ} = (v_{1,\alpha} - v_{2,\alpha} + v_{st} + v_{sum}/6) \cdot K_{uv} \cdot u_{v,1}. \tag{4.15}$$

Sendo que, idealmente, $K_{uv} \cdot u_{v,1}$ é um valor constante e, por isso, será produzido um valor médio de potência diferente de zero apenas com v_{st}. Logo, o valor médio de p_1 será

$$\bar{p_1} = V_{st} \cdot K_{uv} \cdot u_{v,1}. \tag{4.16}$$

onde a potência gerada é igual em magnitude para todos os ramos, mas os ramos 1, 3 e 5 tem fluxo de potência com sentido oposto a 2, 4 e 6. Isso ocorre devido a polaridade imposta na tensão v_{st} emulada por cada ramo.

Para as componentes $u_{v,2}, \ldots u_{v,5}$, é interessante observar a potência resultante em cada par adjacente de ramos. Logo, considerando o caso ideal onde há o cancelamento perfeito das tensões, para cada conjunto há apenas uma frequência envolvida. Também, a parcela da corrente de circulação relativa à frequência do sistema 1 é decomposta nas parcelas $i_{c1,\alpha} = K_{uv} \cdot u_{v,2}$ e $i_{c1,\beta} = K_{uv} \cdot u_{v,3}$. Por isso, as potências serão

$$p_{12,c1} = (v_{b1} + v_{b2}) \cdot (i_{c1,\alpha} + i_{c1,\beta}) = (3/2\, v_{1,\alpha} - \sqrt{3}/2\, v_{1,\beta} + v_{sum}/3) \cdot (i_{c1,\alpha} + i_{c1,\beta}) \tag{4.17}$$

$$p_{34,c1} = (v_{b3} + v_{b4}) \cdot (i_{c,\alpha} + i_{c,\beta}) = (\sqrt{3}\, v_{1,\beta} + v_{sum}/3) \cdot (i_{c1,\alpha} + i_{c1,\beta}) \tag{4.18}$$

$$p_{56,c1} = (v_{b5} + v_{b6}) \cdot (i_{c1,\alpha} + i_{c1,\beta}) = (-3/2\, v_{1,\alpha} - \sqrt{3}/2\, v_{1,\beta} + v_{sum}/3) \cdot (i_{c1,\alpha} + i_{c1,\beta}) \tag{4.19}$$

Sendo v_{sum} a parcela utilizada para controlar a corrente de circulação e aqui será desconsiderada. Ao reorganizar os termos têm-se

$$p_{12,c1} = i_{c1,\alpha} \cdot (3/2\, v_{1,\alpha} - \sqrt{3}/2\, v_{1,\beta}) + i_{c1,\beta} \cdot (3/2\, v_{1,\alpha} - \sqrt{3}/2\, v_{1,\beta}) \tag{4.20}$$

$$p_{34,c1} = i_{c1,\alpha} \cdot \sqrt{3}\, v_{1,\beta} + i_{c1,\beta} \cdot \sqrt{3}\, v_{1,\beta} \tag{4.21}$$

$$p_{56,c1} = i_{c1,\alpha} \cdot (-3/2\, v_{1,\alpha} - \sqrt{3}/2\, v_{1,\beta}) + i_{c1,\beta} \cdot (-3/2\, v_{1,\alpha} - \sqrt{3}/2\, v_{1,\beta}) \tag{4.22}$$

Note que a soma dessas potências é nula. Esse fato garante que a estratégia apenas realiza troca de energia entre os ramos e, por isso, não perturba a entrada e a saída do Hexverter.

$$\begin{aligned} p_{12,c1} + p_{34,c1} + p_{56,c1} = &\left(\frac{3}{2} - \frac{3}{2}\right) \cdot v_{1,\alpha} \cdot i_{c1,\alpha} + \left(\sqrt{3} - \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2}\right) \cdot v_{1,\beta} \cdot i_{c1,\alpha} \\ &+ \left(\frac{3}{2} - \frac{3}{2}\right) \cdot v_{1,\alpha} \cdot i_{c1,\beta} + \left(\sqrt{3} - \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2}\right) \cdot v_{1,\beta} \cdot i_{c1,\beta} \\ = &\, 0 \end{aligned} \tag{4.23}$$

De forma análoga, a potência dos pares de ramos relativos ao sistema 2 é obtida. Para tanto considera-se que $K_{uv} \cdot u_{v,4} = i_{c2,\alpha}$ e $K_{uv} \cdot u_{v,5} = i_{c2,\beta}$.

$$p_{23,c2} = (3/2\, v_{2,\alpha} - \sqrt{3}/2\, v_{2,\beta}) \cdot (i_{c2,\alpha} + i_{c2,\beta}), \tag{4.24}$$

$$p_{45,c2} = (\sqrt{3}/2\, v_{2,\beta}) \cdot (i_{c2,\alpha} + i_{c2,\beta}), \tag{4.25}$$

$$p_{61,c2} = (-3/2\, v_{2,\alpha} - \sqrt{3}/2\, v_{2,\beta}) \cdot (i_{c2,\alpha} + i_{c2,\beta}). \tag{4.26}$$

onde também é observado $p_{23,c2} + p_{45,c2} + p_{61,c2} = 0$.

4.3 MODELAGEM ORIENTADA AO CONTROLE

Os modelos que serão desenvolvidos partem da premissa de que os sistemas trifásicos conectados ao Hexverter são fontes de tensão senoidal balanceadas e sem conexão de neutro. Além disso, embora algumas características do retificador a doze pulsos tenham sido incorporadas ao modelo, para o controle da corrente de saída do Hexverter o fator principal é a potência requerida pelo retificador.
Em termos de elementos armazenadores de energia, para o Hexverter consideram-se apenas os capacitores presentes no barramento de cada SM. Além disso, assume-se que os conjuntos de SMs presentes nos ramos do Hexverter podem ser simplificados por um SM equivalente, cuja tensão de barramento e capacitância equivalente são o valor resultante da associação série dos SMs do ramo. Ou seja, $V_q = N \cdot V_{sm}$ e $C_q = C_{sm}/N$.

4.3.1 Modelos para o controle das correntes do Hexverter

Os modelos de corrente do Hexverter são desenvolvidos a partir do diagrama do conversor apresentado na Figura 36. Onde, o modelo descrito em espaço de estados em (4.27) foi primeiramente apresentado por [58]. Nesse modelo, as variáveis do circuito foram transformadas para as coordenadas $\alpha\beta$ e já está inserida a variável de controle v_{sum} que é utilizada para o controle de i_{circ}.

$$\frac{\partial}{\partial t}\begin{bmatrix} i_{1,\alpha} \\ i_{1,\beta} \\ i_{2,\alpha} \\ i_{2,\beta} \\ i_{circ} \end{bmatrix} = \mathbf{A}\begin{bmatrix} i_{1,\alpha} \\ i_{1,\beta} \\ i_{2,\alpha} \\ i_{2,\beta} \\ i_{circ} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2L_b+3L_2}{d} & 0 & -\frac{1}{2}\frac{L_b}{d} & \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{L_b}{d} & 0 \\ 0 & \frac{2L_b+3L_2}{d} & -\frac{\sqrt{3}}{2}\frac{L_b}{d} & -\frac{1}{2}\frac{L_b}{d} & 0 \\ -\frac{1}{2}\frac{L_b}{d} & -\frac{\sqrt{3}}{2}\frac{L_b}{d} & \frac{2L_b+3L_2}{d} & 0 & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{L_b}{d} & -\frac{1}{2}\frac{L_b}{d} & 0 & \frac{2L_b+3L_2}{d} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{6L_b} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v^*_{1,\alpha} \\ v^*_{1,\beta} \\ v^*_{2,\alpha} \\ v^*_{2,\beta} \\ v^*_{sum} \end{bmatrix} \tag{4.27}$$

considera que $v^*_{x,y} = v_{x,y} - v'_{x,y}$ em que $v_{1,\alpha}$ é a tensão do conversor no ponto de conexão com o alimentador e $v'_{1,\alpha}$ é tensão do alimentador. Posteriormente na obtenção dos modelos a tensão do alimentador será considerada uma perturbação e, por isso, desprezada.

$$d = 3L_1L_2 + 2L_b(L_1 + L_2) + L_b^2 \tag{4.28}$$

$$\mathbf{A} = \mathbf{A1} + \mathbf{A2} \tag{4.29}$$

$$\mathbf{A1} = \begin{bmatrix} -\frac{2L_bR_1+2L_2R_b+L_bR_b+3L_2R_1}{d} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{3L_2R_1+2L_2R_b+2L_bR_1+L_bR_b}{d} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{L_bR_1-L_1R_b}{d} & \frac{\sqrt{3}(L_bR_1-L_1R_b)}{2d} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\sqrt{3}(L_bR_1-L_1R_b)}{2d} & \frac{(L_bR_1-L_1R_b)}{2d} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{4.30}$$

$$\mathbf{A2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{(L_bR_2-L_2R_b)}{2d} & \frac{\sqrt{3}(L_bR_2-L_2R_b)}{2d} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}(L_bR_2-L_2R_b)}{2d} & \frac{(L_bR_2-L_2R_b)}{2d} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{3L_1R_2+2L_1R_b+2L_bR_2+L_bR_b}{d} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{2L_1R_b+2L_bR_2+L_bR_b+3L_1R_2}{d} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_b}{L_b} \end{bmatrix} \tag{4.31}$$

Através do modelo no espaço de estados fica evidente o acoplamento existente entre as correntes do conversor, com a exceção da corrente de circulação. Embora seja possível realizar o controle do conversor considerando tais acoplamentos, busca-se num primeiro momento alternativas para evitar tal complexidade. Uma solução para reduzir drasticamente os efeitos desses acoplamentos é o uso das suposições (4.32) e (4.33). Esta sugestão é encontrada em [58]. Nesse trabalho entende-se que essas suposições são verdadeiras se a reatância do ramo for próxima de dez vezes maior que a reatância da entrada ou da saída (observe que as frequências são diferentes). Assim, o modelo do conversor pode ser reduzido a (4.34), onde as tensões do alimentador já foram removidas por serem consideradas perturbações no sistema.

$$L_b \ll L_1 \, , \, L_2 \tag{4.32}$$

$$R_b \ll R_1 \, , \, R_2 \tag{4.33}$$

$$\frac{\partial}{\partial t}\begin{bmatrix} i_{1,\alpha} \\ i_{1,\beta} \\ i_{2,\alpha} \\ i_{2,\beta} \\ i_{circ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_2}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_2}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_b}{6L_b} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{1,\alpha} \\ i_{1,\beta} \\ i_{2,\alpha} \\ i_{2,\beta} \\ i_{circ} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{6L_b} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_{1,\alpha} \\ v_{1,\beta} \\ v_{2,\alpha} \\ v_{2,\beta} \\ v_{sum} \end{bmatrix} \tag{4.34}$$

Com isso, obtém-se modelos desacoplados que, ao aplicar a transformada de Laplace, resultam nas funções de transferência das correntes em coordenadas $\alpha\beta$ do sistema 1 (4.35), do sistema 2 (4.36) e da corrente de circulação (4.37).

$$\frac{I_{1,\alpha}(s)}{V_{1,\alpha}(s)} = \frac{I_{1,\beta}(s)}{V_{1,\beta}(s)} = \frac{1}{L_1 s + R_1} \tag{4.35}$$

$$\frac{I_{2,\alpha}(s)}{V_{2,\alpha}(s)} = \frac{I_{2,\beta}(s)}{V_{2,\beta}(s)} = \frac{1}{L_2 s + R_2} \tag{4.36}$$

$$\frac{I_{circ}(s)}{V_{sum}(s)} = \frac{1}{6L_b s + R_b} \tag{4.37}$$

Onde as tensões do conversor $(v_{1,\alpha}, \ldots v_{2,\beta})$ estão relacionadas com as ações de controle $(u_{1,\alpha}, \ldots u_{2,\beta})$ através de $v_{x,y} = u_{x,y} \cdot N \cdot V_{sm} \cdot k_{pwm}$, sendo k_{pwm} o ganho do modulador PWM, $x \in \{1, 2\}$ e $y \in \{\alpha, \beta\}$. De maneira análoga, tem-se $v_{sum} = u_{sum} \cdot N \cdot V_{sm} \cdot k_{pwm}$.

4.3.2 Modelo de pequenos sinais da tensão de saída pela corrente de entrada

O modelo da tensão de saída pela corrente de entrada para o retificador 12 pulsos tipo série com entrada do tipo fonte de corrente trifásica sem neutro já foi apresentado em [79]. O modelo a seguir considera a conexão de um filtro capacitivo nos terminais de saída do conversor com capacitância C_o.

$$\frac{V_o(s)}{I_{2,pk}(s)} = \frac{3}{\pi} \cdot \frac{n_{p,y}}{n_{p,y}} \cdot \frac{[1 + \cos(30°)] \cdot \text{sen}(15°) \cdot Z_o}{(Z_o \cdot C_o \cdot s + 1)} \tag{4.38}$$

onde $I_{2,pk}(s)$ representa a amplitude da corrente. Nesse caso, foi considerado um transformador com conexões estrela no primário, estrela no secundário e delta no terciário cuja relação de espiras entre o primário e o secundário é $n_{p,y}/n_{s,y}$. A impedância da carga, conectada nos terminais de saída, é dada por Z_o. Note que essa é a impedância equivalente conectada aos terminais de saída do conversor e pode ser tão simples quanto uma resistência ou a impedância da composição carga e linha.

4.3.3 Modelo de tensão total do Hexverter

O modelo de tensão total do Hexverter é desenvolvido observando a diferença entre a potência de entrada (P_1) e a potência de saída (P_2) do Hexverter. Dessa maneira, atribui-se a diferença entre as potências ($\Delta P = P_1 - P_2$) à carga ou descarga dos elementos armazenadores de energia internos ao conversor, mais especificamente, seus SMs. Sendo a potência de um sistema trifásico balanceado conectado ao conversor igual a $P_1 = 3 \cdot v_1 \cdot i_1$, a variação de potência e a energia armazenada são descritas por

$$\Delta P = 3 \cdot v_1 \cdot i_1 - P_2 = \frac{\text{d}\left(\Delta W_T\right)}{\text{d}t} \tag{4.39}$$

onde i_1 e v_1 são, respectivamente, os valores de corrente e tensão de fase da fonte. A energia total armazenada no conversor é W_T e sua variação é ΔW_T. Sendo essa energia armazenada pelos capacitores do conversor, ela é modelada considerando um capacitor equivalente ideal resultado da conexão série de todos os capacitores presentes nos SMs do conversor ($C_{sm}/(6 \cdot N)$). Tais elementos serão monitorados pela variação definida como tensão total (v_t) que é igual a soma da tensão de todos os capacitores de SM do Hexverter. Assim, através da equação de energia armazenada em um capacitor tem-se

$$\Delta W_T = \frac{C_{sm}}{12 \cdot N} \cdot \left(v_{tf}^2 - v_{ti}^2\right) \tag{4.40}$$

onde v_{tf} é a tensão final e v_{ti} é a tensão inicial. Substituindo $v_{tf} = v_{ti} + \Delta v_t$ em (4.40), ΔW_T resulta em

$$\Delta W_T = \frac{C_{sm}}{12 \cdot N} \cdot \left[2 \cdot v_{ti} \cdot \Delta v_t + (\Delta v_t)^2\right] \tag{4.41}$$

Se assumirmos que $(\Delta v_t)^2$ é pequeno o suficiente para ser desprezado quando comparado a $2 \cdot v_{ti} \cdot \Delta v_t$, a diferença de potência poderá ser descrita como

$$\Delta P = \frac{\mathrm{d}(\Delta W_T)}{\mathrm{d}t} = \frac{C_{sm} \cdot v_{ti}}{6 \cdot N} \cdot \frac{\mathrm{d}(\Delta v_t)}{\mathrm{d}t} \tag{4.42}$$

Haja visto que a variável de controle relacionada a P_1 é a amplitude da corrente de entrada, (4.42) é reescrita como

$$3 \cdot v_1 \cdot i_{1,pk}/\sqrt{2} = \frac{C_{sm} \cdot v_{ti}}{6 \cdot N} \cdot \frac{\mathrm{d}(\Delta v_t)}{\mathrm{d}t} + P_2 \tag{4.43}$$

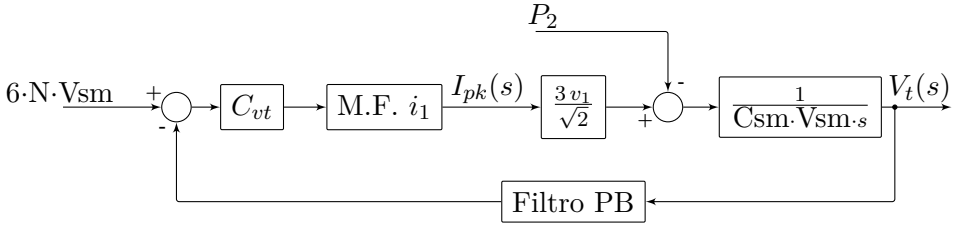
onde supõe-se que a corrente de entrada possui uma forma de onda puramente senoidal e, por isso, $i_1 = i_{1,pk}/\sqrt{2}$.

Finalmente, ao considerar que P_2 é uma perturbação e aplicar a transformada de Laplace nas variáveis de interesse, a função de transferência que relaciona a tensão de total do Hexverter ($V_t(s)$) e a corrente de entrada ($I_{1,pk}(s)$) é dada por

$$\frac{V_t(s)}{I_{1,pk}(s)} = \frac{18 \cdot v_1 \cdot N}{\sqrt{2} \cdot v_{ti} \cdot C_{sm} \cdot s} = \frac{18 \cdot v_1 \cdot N}{\sqrt{2} \cdot 6 \cdot N \cdot v_{sm} \cdot C_{sm} \cdot s} = \frac{3\sqrt{2} \cdot v_1}{2 \cdot v_{sm} \cdot C_{sm} \cdot s}. \tag{4.44}$$

Para verificar esse modelo foi criada uma comparação entre a resposta de malha fechada do conversor e do modelo proposto. O diagrama da Figura 55 é construído baseando-se em (4.43), onde a perturbação P_2 é obtida da simulação do conversor chaveado. A resposta na forma de tensão total é apresentada na Figura 56, onde a referência é $6 \cdot N \cdot Vsm = 6 \cdot 4 \cdot 200\,\mathrm{V} = 4800\,\mathrm{V}$. Note que a simulação é realizada partindo-se de diferentes valores de tensão total. Após a convergência para um valor comum, são aplicados os degraus no sistema. As perturbações foram realizadas na forma de aumento de carga (R_o de $52\,\Omega$ para $26\,\Omega$) e retirada de carga (R_o de $26\,\Omega$ para $52\,\Omega$). As ações de controle da planta e do modelo são apresentadas na Figura 57 e verifica o modelo de planta desenvolvido para o controle da energia total armazenada no Hexverter.

Figura 55 – Diagrama de blocos da simulação do modelo com a perturbação P_2.



Fonte: O autor, 2019.

4.3.4 Modelo da troca de energia entre os ramos do Hexverter

Para os laços externos que geram a referência da corrente de circulação do diagrama Figura 54, existem duas funções de transferência que precisam ser obtidas para a sintonia

Figura 56 – Resposta da tensão total para o modelo (laranja) e para o conversor simulado (azul) nos casos de perturbação de aumento/redução de carga.

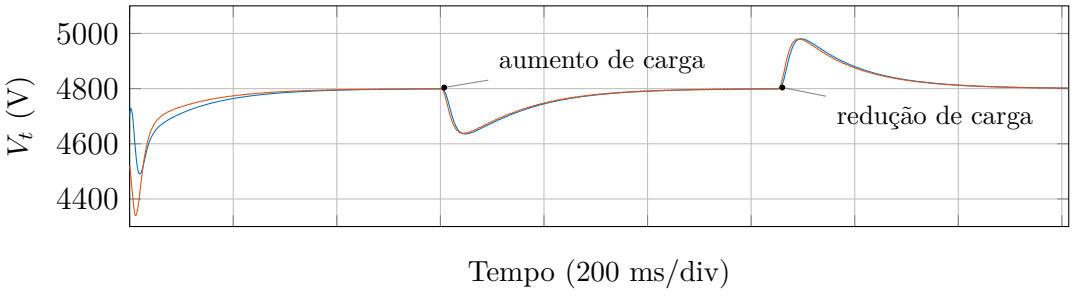
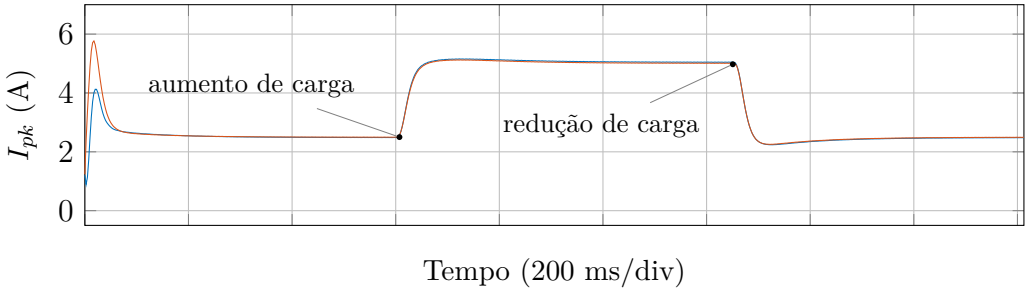


Figura 57 – Resposta da amplitude de corrente do primário para o modelo (laranja) e para o conversor simulado (azul) nos casos de perturbação de aumento/redução de carga.



do ganho K_{uv}. A primeira é a função entre as diferenças das tensões totais de ramo ($v_{q,dif} = v_{q,1}+v_{q3}+v_{q5}-v_{q2}-v_{q4}-v_{q6}$) e sua parcela da corrente de circulação ($i_{v1} = K_{uv}\cdot u_{v,1}$). Já a segunda, é a relação entre as diferenças dos pares de tensão de ramo ($2V_q^* - v_{q,1} - v_{q,2}, \ldots$) e suas respectivas correntes de circulação ($i_{v2} = K_{uv}\cdot u_{v,2}, \ldots i_{v5} = K_{uv}\cdot u_{v,5}$).
No caso de $u_{v,1}$, a potência produzida pela sua parcela da corrente de circulação é dada por (4.16). Utilizando-se das potências geradas nos seis ramos, sua relação com a parcela i_{v1} pode ser descrita como

$$\bar{p}_{1,v1} - \bar{p}_{2,v1} + \bar{p}_{3,v1} - \bar{p}_{4,v1} + \bar{p}_{5,v1} - \bar{p}_{6,v1} = 6\, v_{st}\cdot K_{uv}\cdot u_{v,1}. \tag{4.45}$$

Substituindo as potências pelas variações de energia do capacitor equivalente de cada ramo obtém-se

$$\frac{\mathrm{d}\left(\frac{C_{sm}\cdot v_{q,1}^2}{2\cdot N}\right)}{\mathrm{d}t} - \frac{\mathrm{d}\left(\frac{C_{sm}\cdot v_{q,2}^2}{2\cdot N}\right)}{\mathrm{d}t} + \ldots \frac{\mathrm{d}\left(\frac{C_{sm}\cdot v_{q,6}^2}{2\cdot N}\right)}{\mathrm{d}t} = 6\, v_{st}\cdot K_{uv}\cdot u_{v,1}. \tag{4.46}$$

Embora para (4.46) a relação entre as diferenças das tensões e a corrente $i_{v,1}$ não seja linear, para pequenos sinais em torno de um ponto quiescente tem-se

$$\frac{C_{sm}}{2\cdot N}\cdot\left[\frac{\mathrm{d}\left(V_{q,1}^2 + 2\cdot V_{q,1}\cdot\tilde{v}_{q,1} + \tilde{v}_{q,1}^2\right)}{\mathrm{d}t}\ldots - \frac{\mathrm{d}\left(V_{q,6}^2 + 2\cdot V_{q,6}\cdot\tilde{v}_{q,6} + \tilde{v}_{q,6}^2\right)}{\mathrm{d}t}\right] = 6\, V_{st}\cdot(\tilde{i}_{v1} + I_{v1}) \tag{4.47}$$

$$\frac{C_{sm}}{2\cdot N}\cdot\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(2\cdot V_{q,1}\cdot\tilde{v}_{q,1} + \tilde{v}_{q,1}^2 \ldots - 2\cdot V_{q,6}\cdot\tilde{v}_{q,6} - \tilde{v}_{q,6}^2\right) = 6\, V_{st}\cdot(\tilde{i}_{v1} + I_{v1}) \tag{4.48}$$

Dessa equação, os termos de segunda ordem serão desprezados pois as variações de seus valores ao quadrado serão contribuições muito pequenas. Além disso, uma vez que o ponto quiescente da tensão de ramo é igual para todos os ramos define-se $V_{q,1} = V_{q,m}\, m \in 2, \ldots, 5$. Dessa maneira, rearranjando os termos de interesse, obtém-se

$$\frac{C_{sm}}{2{\cdot}N} \cdot \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(2 \cdot V_q \cdot \tilde{v}_{q,dif}\right) = 6\, V_{st} \cdot \left(\tilde{i}_{v1} + I_{v1}\right) \tag{4.49}$$

$$\tilde{v}_{q,dif} = \tilde{v}_{q,1} - \tilde{v}_{q,2} + \tilde{v}_{q,3} - \tilde{v}_{q,4} + \tilde{v}_{q,5} - \tilde{v}_{q,6} \tag{4.50}$$

Ao aplicar a transformada de Laplace obtém-se a função de transferência para variações de pequenos sinais entre as diferenças de tensões e a parcela i_{v1} da corrente de circulação.

$$\frac{V_{q,dif}(s)}{I_{v1}(s)} = \frac{6{\cdot}N{\cdot}V_{st}}{V_q{\cdot}C_{sm}{\cdot}s} = \frac{6{\cdot}V_{st}}{V_{sm}{\cdot}C_{sm}{\cdot}s} \tag{4.51}$$

No caso das demais parcelas da corrente de circulação ($i_{v2}, \ldots i_{v5}$), o modelo é desenvolvido a partir de uma das equações de potência. Para simplificar o desenvolvimento foi escolhido (4.18), pois a parcela de tensão tem sua amplitude concentrada em apenas uma das componentes $\alpha\beta$ ($v_{1,\beta}$). Nas demais equações de potência a amplitude da tensão é a mesma mas, devido a sua fase, possui uma parcela α e outra β. Prosseguindo o desenvolvimento, tal como no caso anterior, a informação de potência $p_{34,c1}$ será comparada com a derivada da energia do elemento armazenador em questão.

$$p_{34,c1} = \sqrt{3} \cdot v_{1,\beta} \cdot K_{uv} \cdot u_{v,3} = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{1}{2} \cdot \frac{C_{sm} \cdot v_{q34}^2}{2\,N}\right) \tag{4.52}$$

onde $v_{q34} = v_{q3} + v_{q4}$, $K_{uv} \cdot u_{v,3} = i_{c1,\beta} = i_{v3}$, e o valor de pico da tensão de fase do sistema 1 é $V_{1,pk}$. Além disso, a relação quadrática da tensão do par de ramos adjacentes será linearizada através de um modelo de pequenos sinais. Para isso define-se o ponto de operação $v_{q34} = V_{q34} + \tilde{v}_{q34}$ e $i_{v3} = I_{v3} + \tilde{i}_{v3}$. Logo,

$$\sqrt{3} \cdot V_{1,pk} \cdot \left(I_{v3} + \tilde{i}_{v3}\right) = \frac{C_{sm}}{4 \cdot N} \cdot \frac{\mathrm{d}\left(V_{q34}^2 + 2{\cdot}V_{q34}{\cdot}\tilde{v}_{q34} + \tilde{v}_{q34}^2\right)}{\mathrm{d}t} \tag{4.53}$$

Tal como no caso anterior o termo de segunda ordem ($\tilde{v}_{q34}^2$) será desprezado e a derivada da constante V_{q34}^2 é zero. Aplicando a transformada de Laplace e repetindo o processo para os demais pares de ramos, obtêm-se

$$\frac{V_{qq}(s)}{I_{v3}(s)} = \frac{V_{qq}(s)}{I_{v2}(s)} = \frac{2 \cdot N \cdot \sqrt{3} \cdot V_{1,pk}}{V_{qq} \cdot C_{sm} \cdot s} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_{1,pk}}{V_{sm} \cdot C_{sm} \cdot s} \tag{4.54}$$

$$\frac{V_{qq}(s)}{I_{v4}(s)} = \frac{V_{qq}(s)}{I_{v5}(s)} = \frac{2 \cdot N \cdot \sqrt{3} \cdot V_{2,pk}}{V_{qq} \cdot C_{sm} \cdot s} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_{2,pk}}{V_{sm} \cdot C_{sm} \cdot s} \tag{4.55}$$

onde $V_{qq} = V_{q34} = V_{q3} + V_{q4} = 2 \cdot N \cdot V_{sm}$.

4.4 OPERAÇÃO COM HARMÔNICOS NO ALIMENTADOR

A operação do conversor com harmônicos é avaliada para a condição de uma rede com o conteúdo harmônico apresentado na Tabela 7 e na Figura 58, o qual é inserido nas demais fases do alimentador. Tal conteúdo harmônico possui uma THD de 12,5863 % e foi escolhido de forma arbitrária para verificar o desempenho do conversor sob tais condições. As formas de onda das tensões de fase com harmônicos são apresentadas na Figura 59.

Tabela 7 – Harmônicos no alimentador.

Ordem (h)	3	5	7	9
$v_{h,pk}/v_{11,pk}$ %	0.15 $\angle 180°$	1.5 $\angle 180°$	1.1 $\angle -315°$	1.0 $\angle 180°$
Ordem (h)	11	13	15	
$v_{h,pk}/v_{11,pk}$ %	0.8 $\angle -300°$	0.71 $\angle 0°$	0.1 $\angle 0°$	

Figura 58 – Espectro da tensão de fase do primário ($v'_{1,1}$).

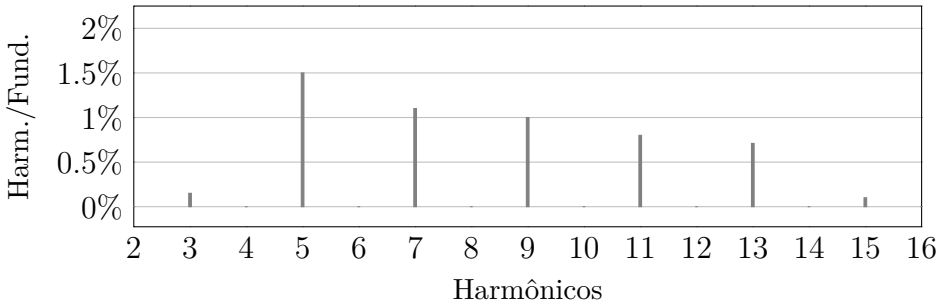
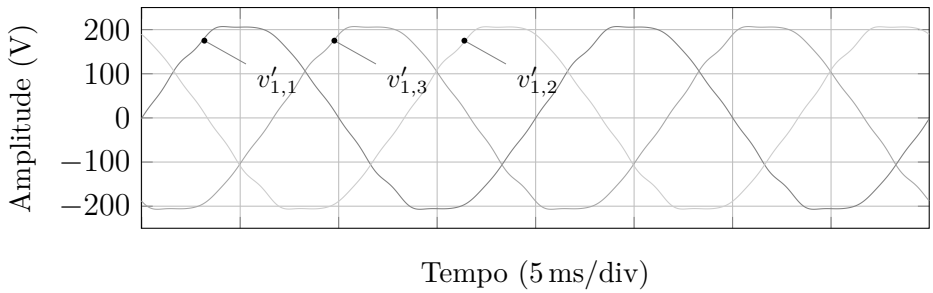
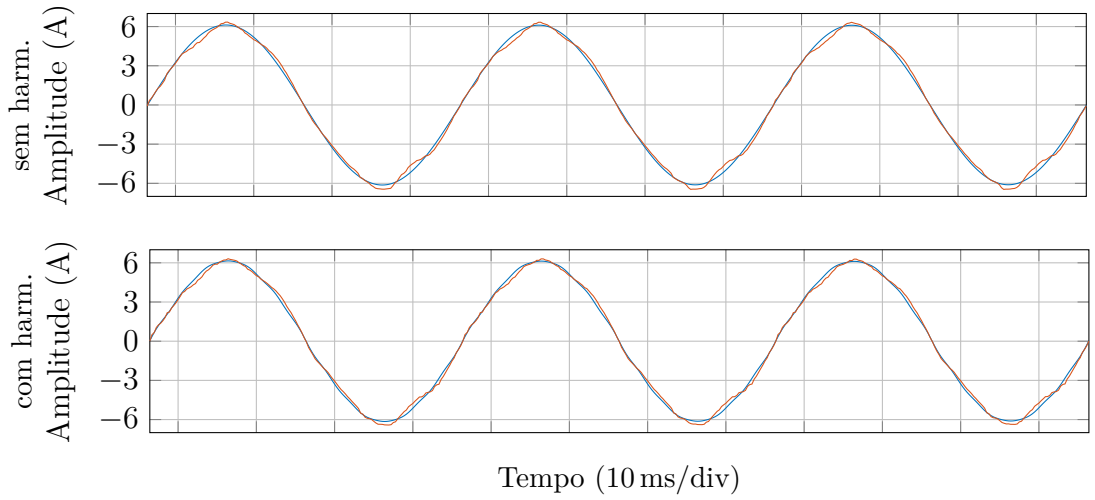


Figura 59 – Tensões de fase das fontes do sistema 1.



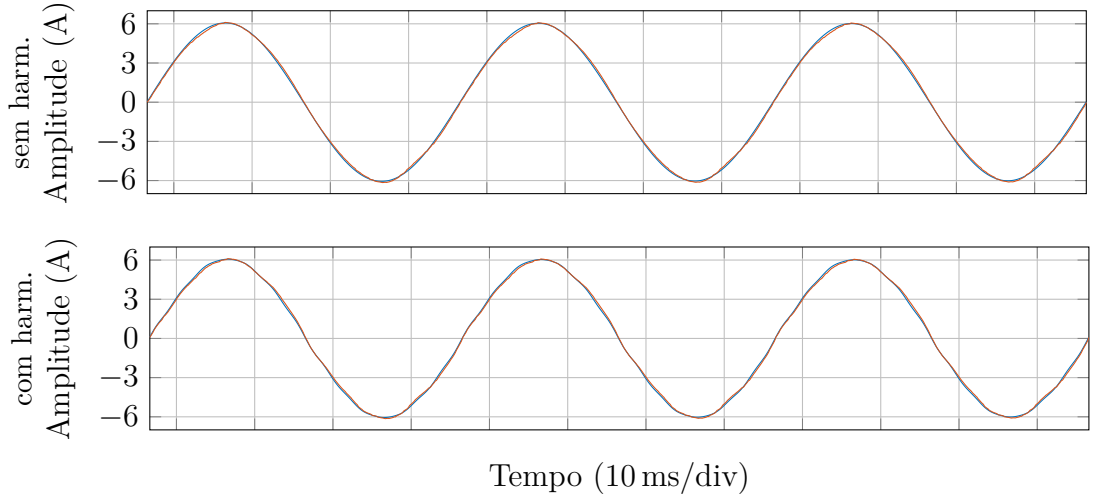
Os harmônicos advindos da rede podem ser interpretados como perturbações ao sistema de controle que atuam diretamente nas malhas de controle das correntes do sistema 1. Todavia, conforme verificado através da Figura 60, essas perturbações não trouxeram grande perda de desempenho no controle das correntes. Mesmo esse sendo um sistema operado com uma frequência de chaveamento e amostragem de 7,2 kHz, os harmônicos incluídos foram atenuados satisfatoriamente. Na realidade o conversor já possui um conteúdo harmônico elevado no sistema 2, onde há uma carga não linear (retificador de 12 pulsos).

Figura 60 – Referências de corrente e correntes do sistema 1 para a coordenada α.



Por fim, uma melhora significativa na operação com harmônicos pode ser obtida com o aumento da frequência de amostragem e da frequência de chaveamento (aqui vinculadas mas que não necessariamente precisariam estar). A primeira permitirá aumentar a banda passante dos controladores de corrente e, com isso, a rejeição à perturbações e a resposta dinâmica dos controladores de corrente tornam-se superiores. O custo desse incremento é a necessidade de um sistema de processamento e controle mais rápido (execução dos cálculos e conversão A/D). Já o aumento na frequência de chaveamento, proporciona uma menor distorção da forma de onda sintetizada, mas, em geral, implica em aumentar as perdas de comutação do conversor e no uso de semicondutores rápidos. Para demonstrar a melhora no desempenho do conversor, as formas de onda da Figura 60 foram obtidas novamente na condição de frequência de chaveamento e comutação de 20 kHz e são apresentadas na Figura 61.

Figura 61 – Referências de corrente e correntes do sistema 1 para a coordenada α com frequência de amostragem e de chaveamento de 20 kHz.



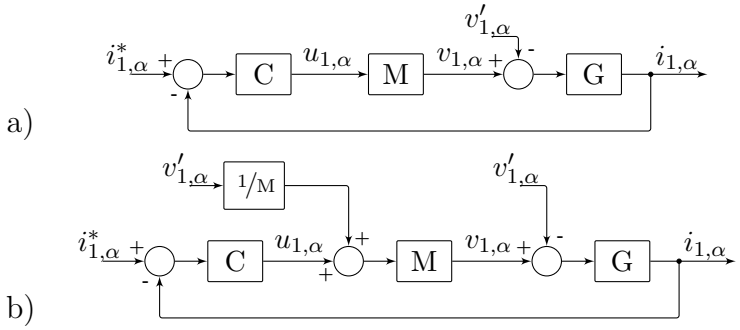
4.5 MALHA FEEDFORWARD

Para a obtenção dos modelos baseados em (4.27) foi considerado que a perturbação das fontes $v'_{x,y}$ poderia ser desprezada. Todavia, tais perturbações podem não ser desprezíveis, quando por exemplo:

- possuírem componentes harmônicas. Tal fato é esperado tanto nas tensões do alimentador quanto na tensão do retificador multipulsos.
- Houver limitação tecnológica, de estabilidade ou de implementação que limite o ganho dos controladores de corrente. Assim, impedindo-os de rejeitar satisfatoriamente os distúrbios mencionados.

Nessas condições o desempenho do controle das correntes de entrada do conversor pode ficar comprometido. Por consequência, a operação do conversor será prejudicada, uma vez que está estruturada no controle das corrente de entrada e saída do Hexverter.
Uma forma de compensar tal distúrbio é através de uma malha feedforward que traga para a malha de controle a informação da perturbação. Isso advém do próprio modelo e pode ser visualizado na forma de diagrama de blocos na Figura 62.

Figura 62 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente $i_{1,\alpha}$: a) diagrama com adição da perturbação e b) diagrama com perturbação e adição da malha feedforward. A adição da malha feedforward é analóga para o controle das correntes $i_{1,\beta}$, $i_{2,\alpha}$ e $i_{2,\beta}$. Onde, C representa o controlador, M o modulador e G a planta.



Fonte: O autor, 2019.

Logo utilizando-se da informação de tensão do sistema 1 ou do sistema 2, a perturbação é idealmente anulada pela malha feedforward para as respectivas malhas de controle de corrente. Todavia, o uso da malha feedforward requer a adição de sensores para a leitura da tensão ou a elaboração de um observador de estados para que se reproduza tal informação com base nas demais já medidas.
Para o conversor real é esperado que a perturbação não seja completamente anulada. Isso porque há um certo erro envolvido tanto na medida quanto na estimação. Além do mais,

o atraso envolvido na obtenção e na sintetização da informação de tensão tanto por parte do conversor quanto por parte do sistema de controle digital também contribuirão para diminuir a eficácia da malha feedforward.

4.6 CONCLUSÃO E DISCUSSÃO

Neste capítulo, a estratégia de controle do conversor CA-CC e a modelagem orientada ao controle do mesmo foram apresentadas. Essa estratégia tem por objetivo principal estabilizar a energia armazenada no Hexverter e controlar a tensão de saída do retificador 12 pulsos. Para tanto é realizado o controle das correntes de entrada do Hexverter, o que permite o controle do fluxo de potência entre o conversor e o alimentador (esse fluxo é bidirecional). Além disso, é realizado o controle das correntes de saída do conversor para limitar a potência entregue à carga e, também, para operar o retificador multipulso com alimentação em correntes trifásicas, senoidais e balanceadas.

Com relação aos modelos orientados ao controle, eles foram desenvolvidos para todas as malhas da estratégia de controle. Onde, os modelos de corrente foram criados a partir de um equacionamento em espaço de estados disponível na literatura. Já os demais modelos foram criados pelo autor observando o balanço de potência entre a entrada e a saída do Hexverter (modelo de tensão total) e a potência dos ramos (modelos para o balanço da energia dos ramos).

Por fim, foram analisados outros aspectos relativos aos harmônicos e formas de compensação e melhora no desempenho do conversor. Dentre essas salienta-se que no âmbito de alta potência e elevada tensão, o aumento da frequência de chaveamento pode não ser uma alternativa viável em função da tecnologia disponível. Por isso, as avaliações foram feitas inicialmente com uma frequência de chaveamento relativamente baixa (7,2 kHz).

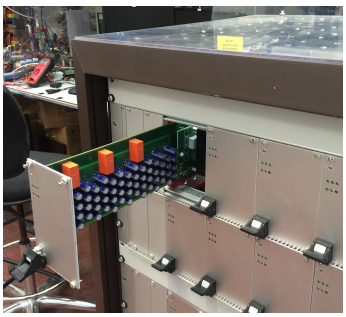
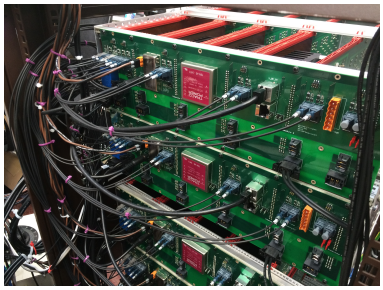
5 PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O protótipo e os resultados experimentais dessa seção advém do período de doutorado sanduíche no PEMC (Power Electronics and Machine Control group) localizado na Universidade de Nottingham, UK. Dentre outras atividades de pesquisa sob a supervisão dos professores doutores Patrick Wheeler e Alessandro Costabeber, foi posto em operação o conversor CA-CC e verificado o desempenho e a funcionalidade da estratégia de controle. O gabinete e o conjunto de células full-bridge utilizados, são oriundos de um projeto anterior desenvolvido para operar um conversor modular multinível denominado Alternate Arm Converter (AAC) [80].

5.1 ELEMENTOS DO PROTÓTIPO

O protótipo adaptado para operar o conversor CA-CC é apresentado através de diferentes perspectivas na Figura 63 e na Figura 64. No gabinete há capacidade para 30 SMs mas estão montados apenas 24 SMs full-bridge (4 SMs por ramo). Além dos SMs estão montados também os indutores de ramo, os indutores do sistema 1, os indutores do sistema 2, a placa de acionamento das contatoras de pré-carga, fontes auxiliares de ±15 V, 12 V e 5 V e as placas de controle e comunicação. Externos ao gabinete estão a fonte externa de 24 V (que alimenta as fontes de ±15 V e 12 V), o retificador de 12 pulsos do tipo série com filtro capacitivo e a carga.

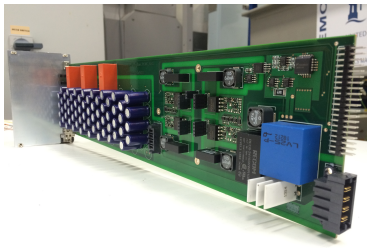
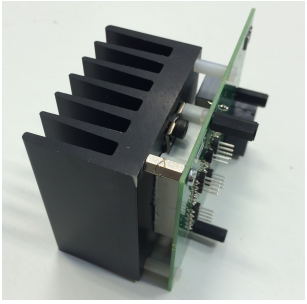
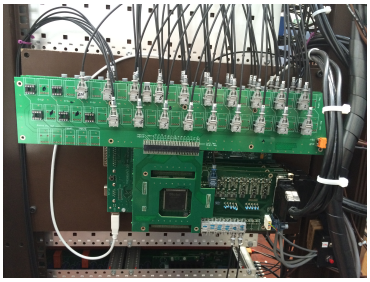
Figura 63 – Vistas do protótipo: a) transformadores do retificador 12 pulsos, Hexverter, variador de tensão e computador de interface (em ordem da esquerda para a direita), b) encaixe do submódulo e c) vista traseira do Hexverter.

a)  b)  c) 

Fonte: o autor, 2018.

Cada grupo de SMs (ramo do conversor) é conectado a uma placa base que realiza a conexão entre os SMs (observe o item c) da Figura 63). Em cada uma das placas de conexão dos SMs é realizada a medida de corrente do ramo atráves de um transdutor de corrente LEM LA 25-NP. Nessa placa de conexão chegam os sinais de comando dos interruptores superiores de cada full-bridge através de sinais óticos recebidos pelos circuitos integrados da Avago Technologies modelo HFBR-2531Z.

Figura 64 – Elementos do protótipo: a) submódulo full-bridge com vista em perspectiva, b) módulo de IGBTs full-bridge da Infineon Technologies modelo F430R06W1E3 600 V 30 A e c) vista lateral do protótipo e superior da interface de controle com FPGAs e dos canais óticos.

a)  b)  c) 

Fonte: o autor, 2018.

Cada SM possui 64 capacitores eletrolíticos de 4,7 µF e 450 V que podem ser associados em paralelo através de relés. As combinações possíveis são 37,6 µF, 75,2 µF, 150,4 µF e 300,8 µF. A tensão dos capacitores conectados ao barramento do conversor full-bridge é medida através de transdutores de tensão LEM LV 25-P e enviada para os conversores analógicos digitais presentes nos FPGAs. Observe que no submódulo, o módulo full-bridge da Infineon Technologies modelo F430R06W1E3 600 V 30 A, é montado através de uma placa de interface tal como apresentado no item b) da Figura 64.

A razão entre a energia armazenada nos capacitores e a potência entregue pelo conversor, define a constante H_{cap}. Essa razão proposta em [81, 82] para o protótipo em questão resulta em

$$H_{cap} = \frac{1}{2} \cdot (6 \cdot N \cdot C_{sm}) \cdot V_{sm}^2 \cdot \frac{1}{P_o} = \frac{24 \cdot 300{,}8\,\mu\text{F} \cdot (150\,\text{V})^2}{2} \cdot \frac{1}{1350\,\text{W}} \approx 60\,\text{ms}. \quad (5.1)$$

5.1.1 Sistema de processamento e interface

O sistema de processamento de sinais utiliza de um *Development Starter Kit* (DSK) desenvolvido pela Spectrum Digital. Nesse se encontra um processador de ponto flutuante da Texas Instruments TMS320C6713 com clock de 225-MHz. Além disso, as memórias de quatro FPGAs externos a essa placa, têm seus endereços mapeados através da interface de memória externa (DSK External Memory Interface - EMIF). O DSP é usado em conjunto com o cartão externo Educational DSP DSK6XXXHPI daughter card para criar uma interface com o computador (Host Port Interface - HPI). Através da HPI a memória do DSP pode ser acessada sem interromper a unidade de processamento central (CPU). Com isso, as variáveis internas do DSP podem ser capturadas e enviadas para o computador e o computador pode alterar a memória do DSP de maneira a controlar a operação do conversor (camada superior do software).

5.1.2 Sistema de modulação, sincronismo e conversão analógico digital

O sistema de modulação e conversão analógico digital é realizado através dos quatro FPGAs Actel ProASIC3. A conexão da placa do DSP e das quatro placas de FPGA é realizada através do empilhamento de conectores do barramento de dados e controle, tal como no item c) da Figura 64. Dessas quatro placas de FPGAs três são utilizadas para a modulação das ações de controle (um para cada dois ramos). A modulação utilizada é do tipo IPD-PWM (In-Phase Disposition Pulse-Width Modulation). Para o sincronismo entre as placas é utilizado um sinal de 7,2 kHz. Além da sincronia, esse sinal também é utilizado para disparar os conversores analógicos digitais e, por conseguinte, é frequência de amostragem e de execução das leis de controle.
A quarta placa de FPGA é necessária haja visto que apenas 10 canais para conversão analógico digital estão disponíveis por placa e é necessária a conversão de 33 sinais. São eles: sinal de tensão de 24 SMs, sinal de corrente de 6 ramos, sinal de tensão de duas fases do sistema 1 (para o sincronismo com a rede) e o sinal da tensão de saída. Além disso, através dessa placa é enviado o sinal para o comando da contatora de pré-carga. Todos os FPGAs operam com uma frequência de clock de 50 MHz.
Por fim, note que o projeto inicial do Hexverter havia sido definido utilizando a modulação PS-PWM (Phase-Shift PWM), entretanto, o sistema estava programado com a modulação IPD-PWM. Haja visto que o tempo de implementação era curto e que não haviam grandes perdas na mudança de modulação, decidiu-se por realizar essa mudança no projeto.

5.2 SOFTWARE DE CONTROLE

O software de controle do conversor é dividido em duas camadas. A primeira, mais superficial, permite o gerenciamento das atividades do conversor e a troca de informações com o usuário. Através dessa é possível enviar o sinal de gatilho para aquisições e também receber os pacotes de dados dos sinais amostrados.
A segunda camada tem seu acesso mais restrito para garantir a segurança na operação do conversor. Para tanto, existe uma máquina de estados que delimitada as funções que o conversor pode realizar. Dentre os estados disponíveis estão:

- **State Machine = 0** Standby state.
  - Todos os índices de modulação recebem o valor zero.
  - O conversor é desabilitado via software. Isso inibe os sinais óticos e mantém todos os interruptores abertos.
  - A contatora dos resistores de pré-carga fica aberta.
- **State Machine = 1** Partially controlled precharge.

  - Liga o algoritmo de sorteamento dos SMs.
  - Enquanto a tensão de barramento de todos os SMs for menor ou igual a 45 V. Realizar uma modulação em malha aberta das tensões do sistema 1. Esse estado realiza uma carga mínima nos SMs.
  - Se a tensão dos capacitores for maior do que 45 V, a malha de controle da corrente de circulação, da corrente de entrada e da corrente de saída são ativadas. Onde a referência das correntes de entrada e saída é igual a zero.
  - Quando a tensão dos SMs de todos os ramos for maior 70 V, o conversor muda a máquina de estado para **Stace Machine = 2**.

- **State Machine = 2** Controlled Precharge.
  - Controle de tensão total é ativado.
  - A referência das correntes de entrada do Hexverter é definida pela malha de tensão total.
  - É atribuído o valor zero as referências do controle de corrente de saída do Hexverter.
  - Somente a partir desse estado é possível migrar para os estados 4 ou 8.

- **State Machine = 4** AC-AC conversion.
  - As funções do **State Machine 2** são mantidas mas uma amplitude diferente de zero pode ser atribuída a referência das correntes de saída do conversor.
  - A contatora dos resistores de pré-carga é comandada a fechar.

- **State Machine = 8** AC-DC conversion.
  - Contatora dos resistores de pré-carga é comandada a fechar.
  - Todos os controladores estão ativos.
  - A referência da tensão de saída é alterada através de uma rampa até seu valor nominal.
  - A ação de controle da tensão de saída é utilizada como referência das correntes do sistema 2.
  - Somente a partir desse estado é possível migrar para os estados 9, 10 ou 16.
  - O valor de referência da tensão de saída é inicialmente zero mas pode ser livremente alterado pelo usuário. Todavia, a transição será em degrau.
  - A mudança do estado 8 para os estados 9, 10 ou 16 ativa um gatilho para a aquisição de um grupo de variáveis previamente escolhidas.

- **State Machine = 9** AC-DC conversion.
  - A referência da tensão de saída é fixada em 200 V
  - Acesso aos estados 2, 8, 10 e 16.
- **State Machine = 10** AC-DC conversion.
  - A referência da tensão de saída é fixada em 100 V
  - Acesso aos estados 2, 8, 9 e 16.
- **State Machine = 16** AC-DC converter slow turn-off.
  - A referência da tensão de saída é zerada por uma rampa.
  - Após o valor da tensão de saída ser inferior a 8 V, o conversor é enviado para **State Machine = 2**.

A rotina de segurança verifica as variáveis críticas que podem implicar em falha catastrófica no mínimo uma vez a cada 1/7200 s. O teste verifica se

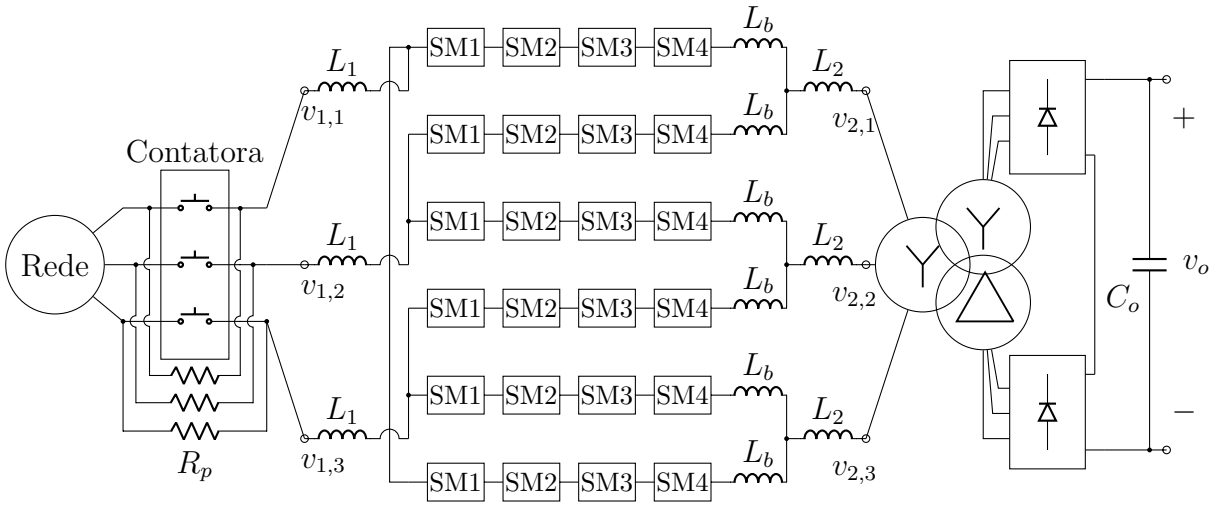
- a tensão dos SMs não ultrapassou o limite máximo ou mínimo.
- O módulo de cada uma das tensões de fase do alimentador não ultrapassou o limite máximo.
- O módulo de cada uma das correntes de ramo do conversor não ultrapassou o limite máximo.
- A tensão de saída não excedeu o limite máximo ou mínimo.

No caso de qualquer um dos problemas, o conversor é enviado para o estado zero e o erro identificado é gravado juntamente com os valores de das medidas monitoradas no conversor no instante da ocorrência.

5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para a realização dos ensaios, o protótipo foi disposto tal como apresentado no diagrama da Figura 65. Sendo que os parâmetros do conversor estão resumidos na Tabela 8. Para além do que foi apresentado, a operação com conexão a rede trifásica requer o sincronismo do conversor com a rede. Para isso, foi utilizado um mecanismo de sincronia de fase (Phase-Locked Loop - PLL), cujo código está contido na seção B.1. Esse mecanismo utiliza das informações advindas de dois sensores de tensão de fase colocados após o variador de tensão e antes dos resistores de pré-carga, observe a Figura 65.
O procedimento de partida do conversor é realizado em etapas. Na primeira etapa a contatora está desligada e o conversor é ligado à rede através das resistência de pré-carga.

Figura 65 – Diagrama da configuração do protótipo para o ensaio experimental.



Fonte: o autor, 2018.

Tabela 8 – Valor dos parâmetros experimentais.

Variável	**Valor**	**Variável**	**Valor**	**Variável**	**Valor**
f_1	50 Hz	L_1	5 mH	$v_{1,rms}$	150 V
f_2	200 Hz	L_2	3 mH	v_{sm}	150 V
N	4	n_{12}	2.79	v_{st}	$0.1{\cdot}N{\cdot}v_{sm}$
v_o	200 V	R_o	30,6 Ω	C_o	1650 µF

Nessa etapa todas as malhas de controle estão desligadas, o algoritmo de seleção está ativado, as ações de controle do sistema 2 são zeradas ($u_{2,\alpha} = u_{2,\beta} = 0$) e as ações de controle do sistema 1 são replicam as tensões medidas na entrada. No momento em que as tensões dos SMs entram em equilíbrio, ativa-se o controle da tensão total, o controle de desequilíbrios, o controle das correntes de entrada e o controle da corrente de circulação. Após o conversor atingir a tensão de SM nominal, por fim, são ativadas a malha de controle da tensão de saída e o controle das correntes do sistema 2.

De acordo com a necessidade de cada malha foram escolhidas as topologias de controladores apresentadas na Tabela 9, onde a sintonia dos controladores mantém as malhas internas com uma banda passante maior do que as externas para evitar a interação entre as mesmas. No tocante à sintonia dos controladores, primeiramente as plantas obtidas na seção 4.3 foram discretizadas através do uso da transformada $\mathcal{Z}$, considerando a amostragem realizada através de um retentor de ordem zero (ZOH). Na sequência, para a sintonia através de diagramas de Bode, utilizou-se a transformação bilinear para converter as plantas discretas ao domínio fictício w. Após a sintonia os controladores foram convertidos novamente ao domínio $\mathcal{Z}$ e, supondo uma frequência de amostragem fixa, através da aproximação por equações a diferenças, obtidas as leis de controle aptas a

serem implementadas no DSP. Observa-se que, dado o uso de FPGAs para a modulação, o atraso da modulação foi desprezado. Além disso, a frequência de amostragem (f_a) de 7,2 kHz é igual para todas as malhas.

Ainda, foram contabilizados no projeto dos controladores os filtros digitais[1] com comportamento passa-baixas de primeira ordem para a tensão v_{dif} (malha de regulação de energia entre ramos), para a tensão v_t e para a tensão v_o. Onde, na malha $u_{v,1}$ a frequência de corte do filtro é 2,5 Hz, na malha de tensão total a frequência de corte do filtro é de 15 Hz e na malha da tensão de saída a frequência de corte do filtro é de 20 Hz. Observe que o filtro para v_{dif} foi necessário para desacoplar a ação de controle $u_{v,1}$ das demais ações de controle de regulação das tensões de ramo.

Tabela 9 – Topologia de controlador escolhido para cada malha.

Controlador	**Topologia**	**Sintonia (M.F. e M.G.)**
Corrente do sistema 1	proporcional + ressonante em f_1	57,1° (1,26 kHz) 5,62 dB (3,6 kHz)
Corrente do sistema 2	proporcional + ressonante em f_2	56,1° (1,26 kHz) 5,64 dB (3,6 kHz)
Corrente de circulação	proporcional	60° (1,20 kHz) 6,02 dB (3,6 kHz)
Tensão de saída	proporcional + integral	51,4° (16 Hz) 35,1 dB (153 Hz)
Tensão total do Hexverter	proporcional + integral	60,9° (64 Hz) 44,6 dB (125 Hz)
Diferença de energia entre ramos ($u_{v,1}$)	proporcional	14,2° (8,81 Hz) 30,3 dB (51,3 Hz)
Diferença de energia entre ramos ($u_{v,2}, u_{v,3}, u_{v,4}$ e $u_{v,5}$)	proporcional	86,8° (130 Hz) 25 dB (3,6 kHz)

Os resultados apresentados a seguir foram obtidos de duas maneiras. As variáveis com acesso físico foram medidas através de um osciloscópio Tektronix MSO 2024. Já as variáveis internas do DSP foram amostradas pelo mesmo na frequência de amostragem do sistema de controle ($f_a = 7{,}2$ kHz) e transferidas para o computador através da HPI.

5.3.1 Resultados na condição de regime permanente

Na condição de regime permanente os resultados experimentais buscam verificar a operação proposta do conversor. Do ponto de vista de entrada e saída as variáveis de interesse são as correntes de entrada e a tensão de saída, ambas apresentadas na Figura 66. Além disso, apresentam-se as tensões de todos os SMs através da Figura 67 que indicam que

[1] Tal filtro descrito por sua equação a diferenças é $u(k) = k_1 \cdot u(k-1) + k_2 \cdot e(k)$, u é a saída do filtro, e é a amostra atual da variável a ser filtrada e os ganhos respeitam a condição $k_1 + k_2 = 1$.

o conversor está realizando o balanço adequado entre a potência de entrada e a potência de saída. Nessa condição as correntes de entrada foram sincronizadas com as tensões da rede através do PLL. Os índices de modulação do conversor para cada um dos seus ramos é apresentado na Figura 68, através da qual comprova-se que não há nenhuma saturação durante o regime permanente.

Figura 66 – Correntes de entrada ($i_{1,k} \in \{1, 2, 3\}$) e tensão de saída (v_o) na condição de regime permanente.

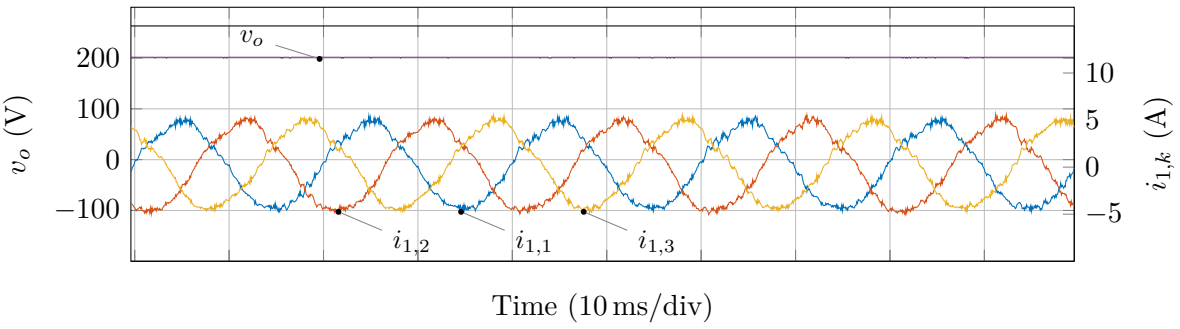
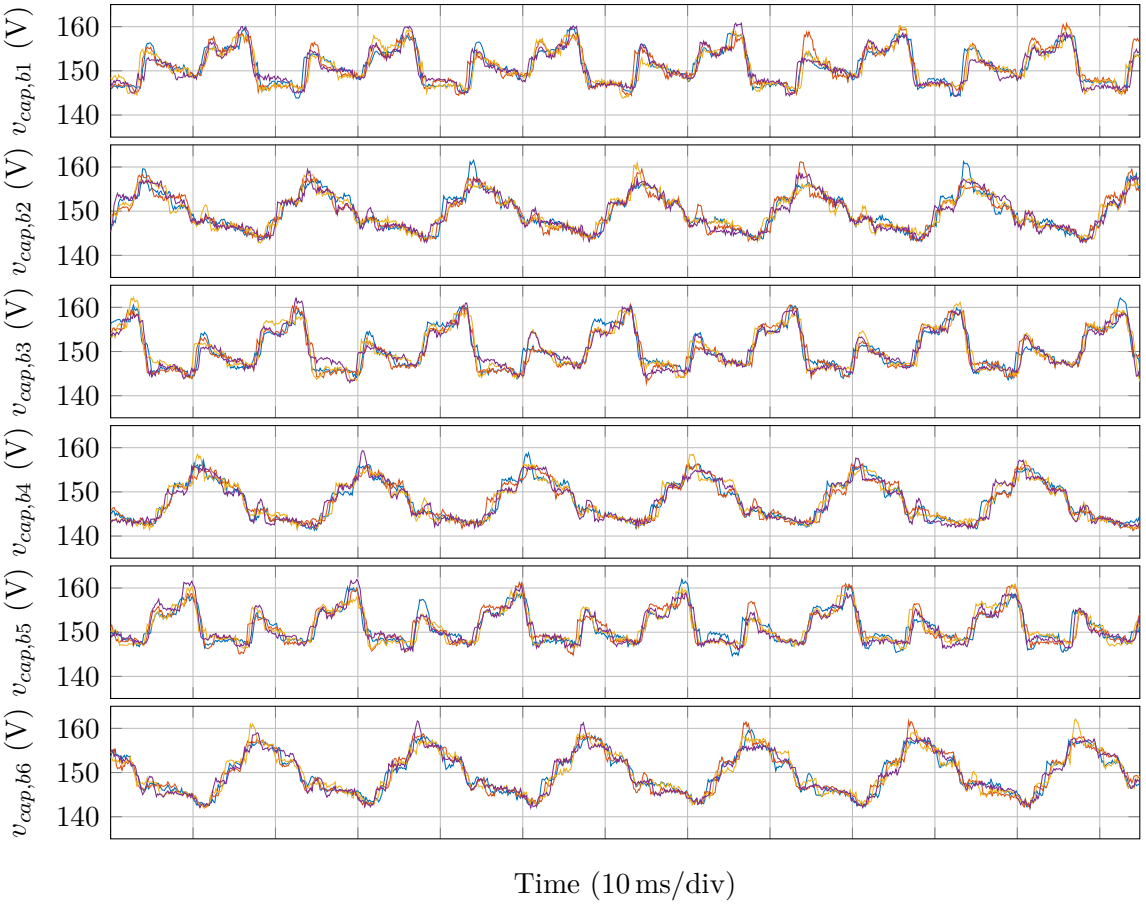
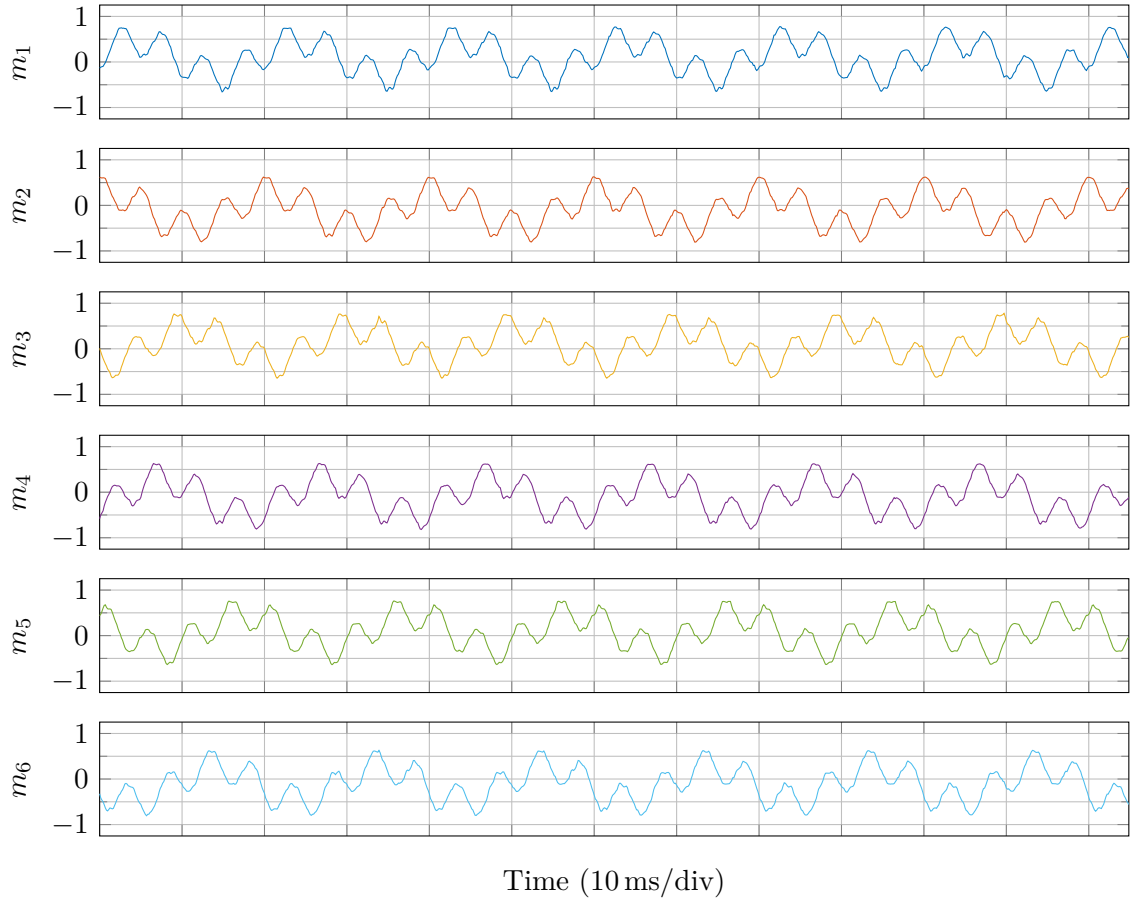


Figura 67 – Tensões de todos os 24 barramentos de SM separados por ramos.



O algoritmo de seleção define qual a ordem de prioridade na inserção dos SMs, utilizando-se da informação do índice de modulação e da potência instantânea no ramo ($v_{b,m} \cdot i_{b.m}$,

Figura 68 – Índice de modulação (m) de cada um dos seis ramos.

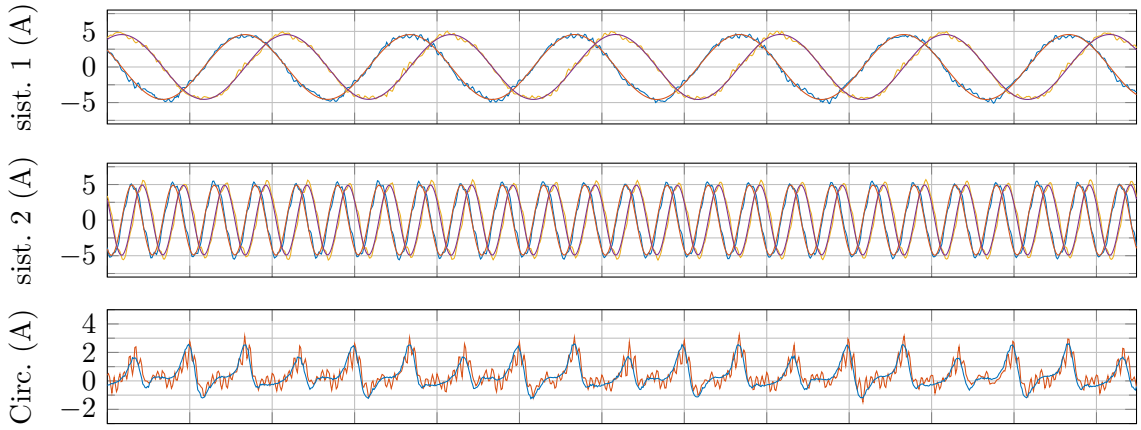


onde $m \in \{1, 2, \ldots, 6\}$). Esse algoritmo é executado sempre que o índice de modulação é atualizado e sua efetividade fica clara na equalização das tensões dos capacitores dentro de um mesmo ramo, tal como apresentado na Figura 67. Contudo, nota-se que a ondulação e, especialmente, a forma de onda da tensão dos capacitores difere do que foi encontrado nas simulações do conversor. Atribuí-se a isso a algum desequilíbrio de hardware que impacta em uma descarga desigual dos SMs. Esse desbalanço então é compensado pelas malhas de regulação e causa uma forma de onda diferente entre os ramos pares e os ramos ímpares. De qualquer modo, a estrutura de controle se mostrou robusta o bastante e manteve o conversor estável.

O funcionamento das malhas de controle de corrente do conversor é verificado através da sobreposição das variáveis de controle e suas referências. Na Figura 69 são apresentadas as correntes do sistema 1 e do sistema 2 em coordenadas $\alpha\beta$ e, também, a corrente de circulação.

Com relação ao desempenho do controle de corrente nota-se que os controladores ressonantes cumprem bem o papel no controle da componente fundamental. Todavia, embora atenuados ainda há um certo conteúdo harmônico que circula tanto na corrente da entrada do conversor (sistema 1) quanto na correntes de saída (sistema 2). Um erro similar é verificado na corrente de circulação. Nos três casos esse erro era esperado devido ao uso

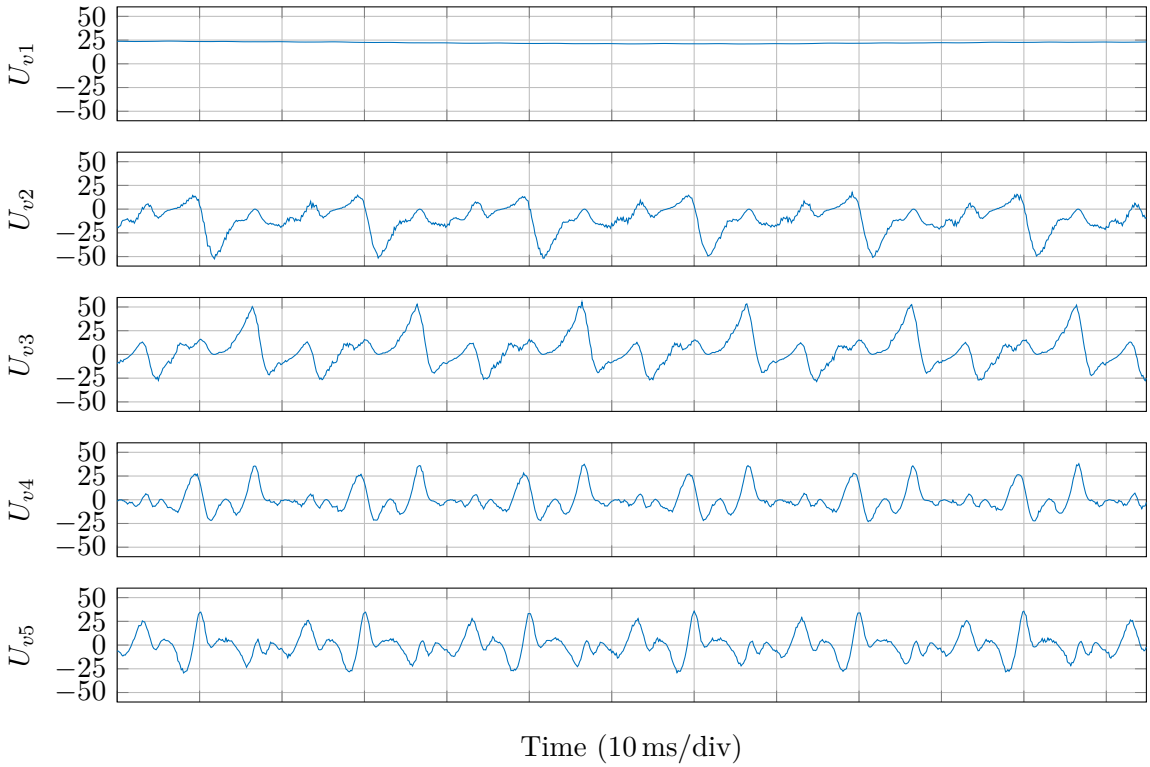
Figura 69 – Referências e valores medidos para as correntes $\alpha\beta$ do sistema 1 ($i_{1,\alpha}$ e $i_{1,\beta}$), do sistema 2 ($i_{2,\alpha}$ e $i_{2,\beta}$) e a corrente de circulação (i_{circ}).



do controlador proporcional e da banda passante disponível, 720 Hz para a estrutura em questão.

Por sua vez, as ações de controle utilizadas para a troca de energia entre os ramos ($u_{v,n}$, onde $n \in \{1, 2 \ldots, 5\}$) são apresentadas na Figura 70. Note que conforme planejado uma parcela de nível CC surge na ação U_{v1} devido a compensação da potência adjacente. Já as demais componentes ($U_{v2} \ldots U_{v5}$) são responsáveis pela regulação entre ramos.

Figura 70 – Ações de controle da malha de regulação de energia entre os ramos.



As tensões de linha do retificador 12 pulsos nos secundários conectados em delta e estrela são apresentadas na Figura 71 e na Figura 72, respectivamente. Em ambas é possível notar, principalmente nos picos, os degraus formados na tensão do transformador de acordo com a condução dos diodos. A corrente $i_{2,1}$ é utilizada, em ambas as figuras, para prover uma referência espacial.

Por fim, a tensão entre estrelas (vst) e a tensão do ramo 1 (v_{b1}) são apresentadas em conjunto com $i_{2,1}$ e v_o. Nessa destaca-se que a tensão entre estrelas é sintetizada com o valor CC esperado mas com a presença de ruído de alta frequência que advém das comutações dos SMs. Além disso, na tensão de ramo fica clara a presença das frequências do sistema 1 e do sistema 2. Onde alguns dos picos de tensão são causados pelo algoritmo de seleção em função das trocas dos SMs não ocorrer de maneira perfeita.

Figura 71 – Tensões de linha do secundário conectado em delta ($v_{12,d}$, $v_{23,d}$ e $v_{31,d}$) juntamente com uma corrente de fase do sistema 2 ($i_{2,1}$).

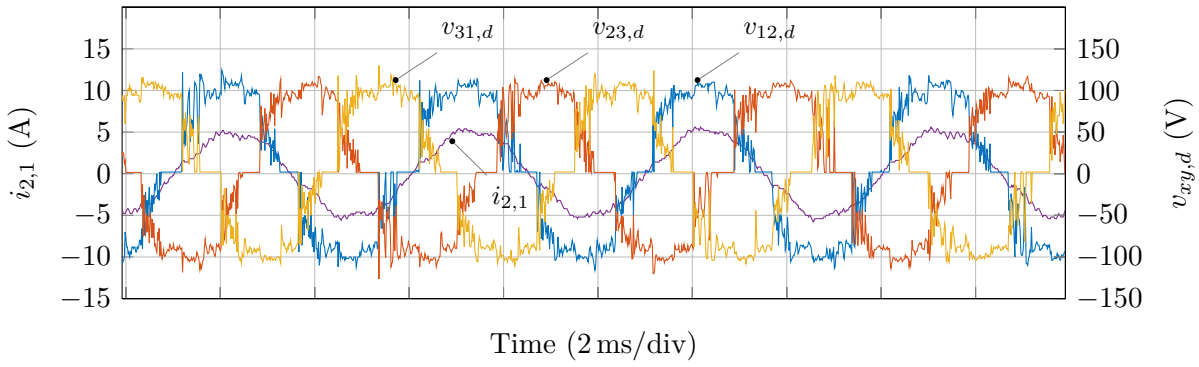


Figura 72 – Tensões de linha do secundário conectado em estrela ($v_{12,y}$, $v_{23,y}$ e $v_{31,y}$) juntamente com uma corrente de fase do sistema 2 ($i_{2,1}$).

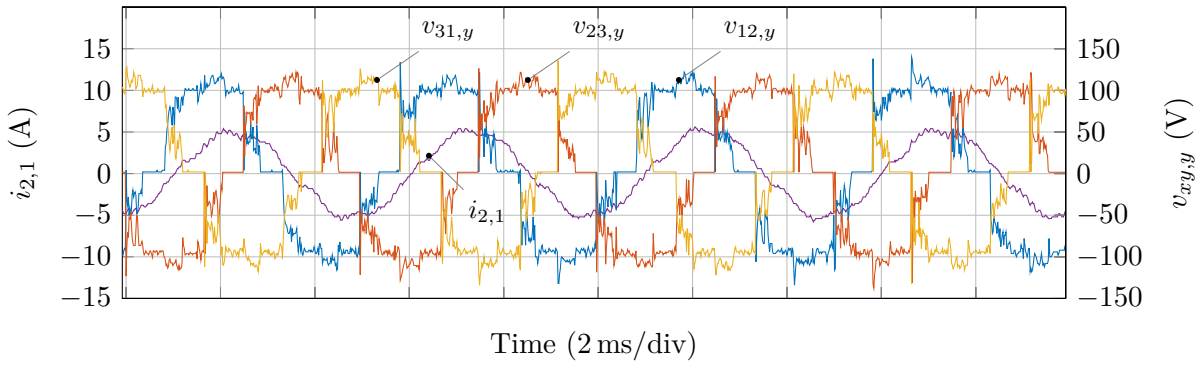
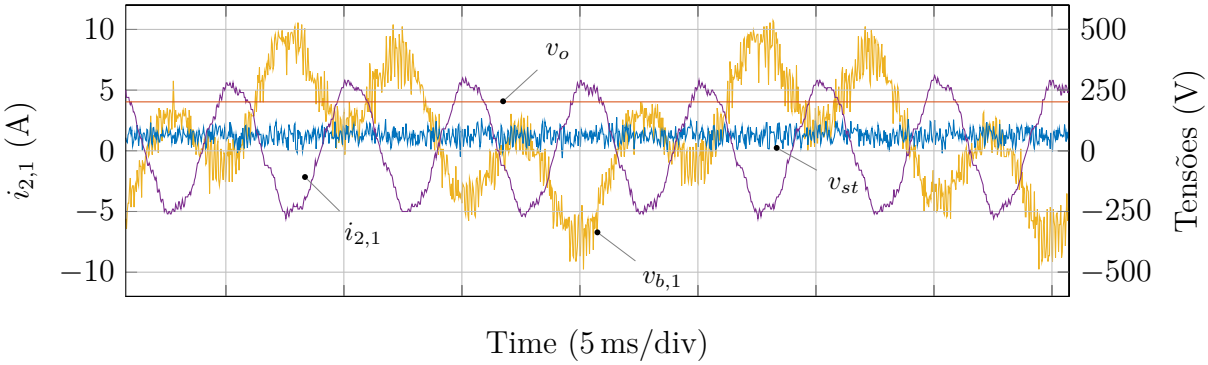


Figura 73 – Tensões v_{st}, v_o e $v_{b,1}$ adquiridas em conjunto com a corrente $i_{2,1}$.



5.3.2 Resultados durante transitórios

O desempenho do conversor e a estabilidade da estratégia de controle são verificados através de perturbações no sistema. Para tanto, a referência da tensão de saída será alterada de modo a provocar uma variação de 50 % na potência de saída. O conversor durante esse ensaio utiliza os mesmos parâmetros do ensaio anterior apresentados na Tabela 8. Os resultados dessas variações nos sinais de referência e de tensão medida são apresentados na Figura 74 para a tensão de saída e para a tensão total do Hexverter.
No caso da tensão total, a variável afundou $\approx 20\,\%$ e teve um sobressinal de $\approx 12{,}5\,\%$ para os casos de aumento de carga e de retirada de carga. Já para a tensão de saída, a variável teve um sobressinal de $\approx 14\,\%$ e um afundamento de $\approx 8\,\%$ para o mesmo teste. O mesmo teste foi repetido monitorando a tensão do ramo 1 ($v_{b,1}$), a tensão de saída (v_o), a corrente do sistema 1 $i_{1,1}$ e a corrente do sistema $i_{2,1}$. Os resultados para o aumento da referência da tensão de saída são apresentados Figura 75 e para a redução na referência de v_o na Figura 76. Observe que tanto no aumento quanto na redução, houve a saturação de alguns controladores. Por exemplo, na Figura 75, a corrente $i_{2,1}$ fica limitada ao valor máximo de 10 A. Além disso, há de se notar que a corrente do sistema 1 devido ao transitório de aumento de carga sofre com distorção harmônica além do observado em regime permanente e que leva cerca de 500 ms para retornar a condição de regime permanente. Todavia, mesmo aplicando perturbações com o conversor em fase de transitório o mesmo não ficou instável.

Figura 74 – Resposta da tensão total (v_t) e da tensão de saída (v_o) ao transitório de mudança da referência da tensão de saída. Caso a) aumento de referência e caso b) redução de referência.

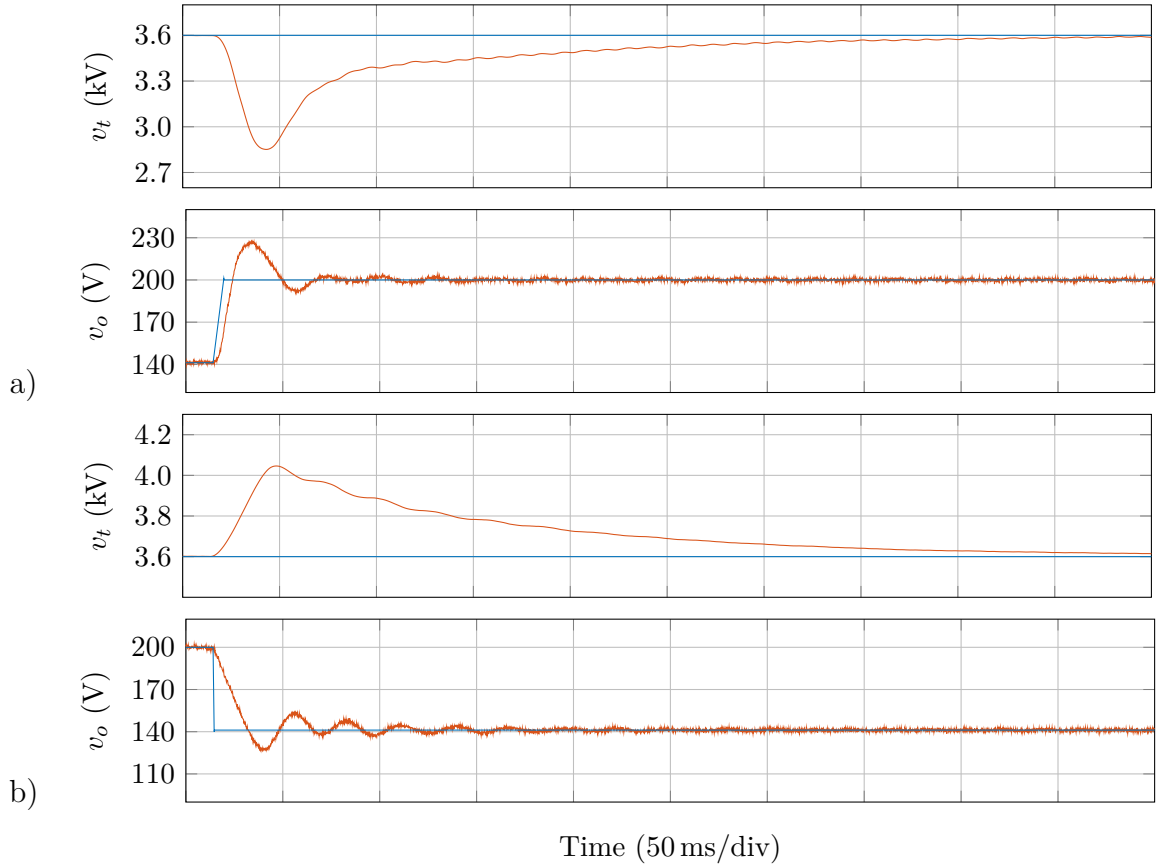


Figura 75 – Transitório de correntes e tensões após variação da referência da tensão de saída de 140 V para 200 V.

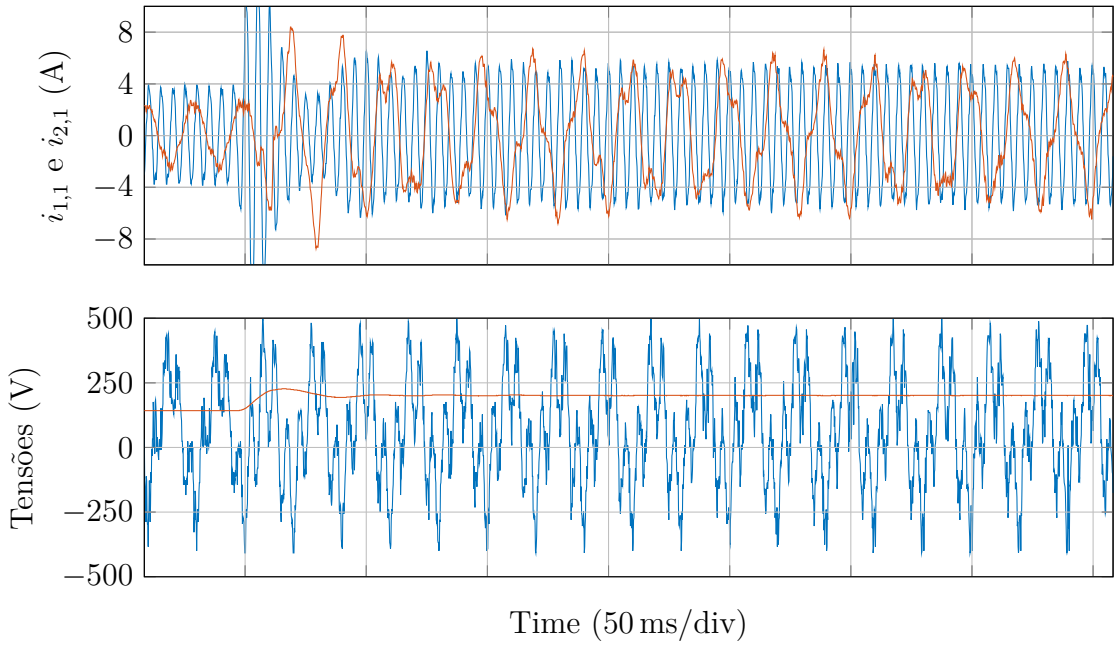
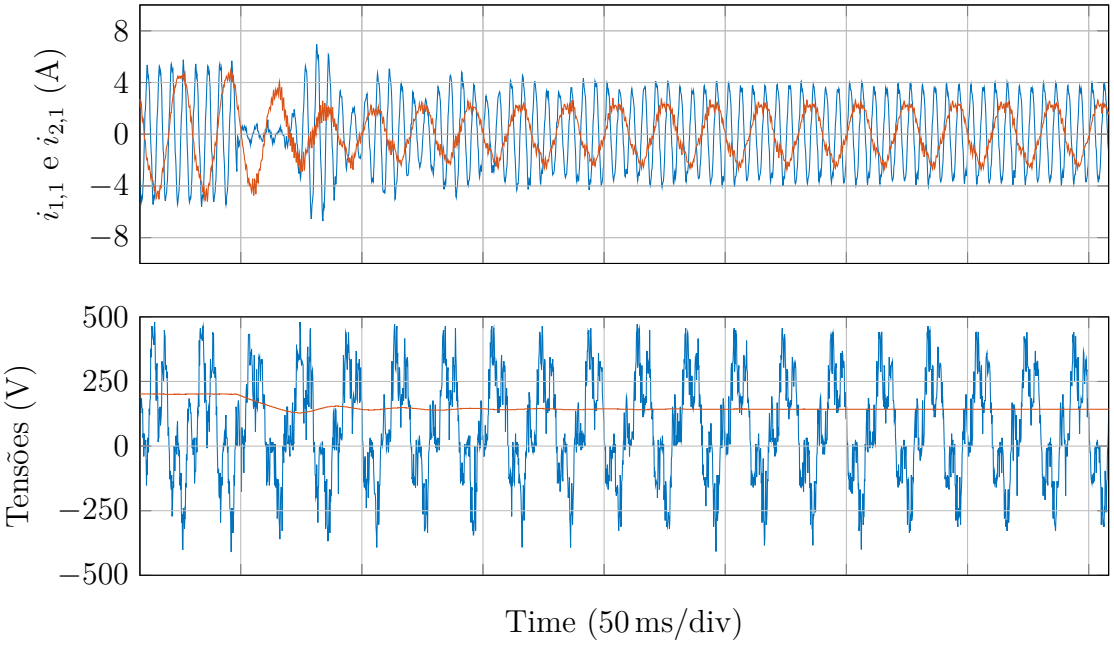


Figura 76 – Transitório de correntes e tensões após a variação da referência da tensão de saída de 200 V para 140 V.



5.4 CONCLUSÃO E DISCUSSÃO

Nessa seção foi apresentado o protótipo utilizado para a verificação experimental da proposta de estrutura CA-CC, da estratégia de controle e do desempenho em malha fechada com os controladores sintonizados através dos modelos propostos para cada malha de controle. De um modo geral tanto o conversor quanto o controle deram resultados satisfatórios na validação do que foi proposto. Todavia, fica claro principalmente nas malhas de controle de corrente, que as dinâmicas não modeladas deterioram consideravelmente a resposta do conversor. Dentre as dinâmicas não modeladas conhecidas, entende-se que tanto as tensões da rede quanto as tensões do retificador multipulsos são as principais causas das perturbações não rejeitadas ou não atenuadas o suficiente pelos controladores de corrente.

Outro fator observado foi um comportamento diferente do teórico na ondulação das tensões dos capacitores dos SMs. Tal diferença foi absorvida pelas malhas de regulação de energia do conversor mas podem ter contribuído para um aumento dos harmônicos nas correntes.

Com relação ao desempenho frente a perturbações na referência da tensão de saída o conversor demonstrou-se estável, sempre retornando a condição de regime permanente. Contudo, a presença de harmônicos nas correntes do conversor sugerem que medidas sejam tomadas para mitigar esse problema, no caso de baixa potência e baixa tensão o aumento da frequência de chaveamento é umas das possibilidades. Vale ressaltar que a malha feedforward não foi testada experimentalmente.

Por fim, ressalta-se a complexidade e dificuldade no processamento de dados e sinais do Hexverter, a qual se estende para toda a subclasse de conversores modular multiníveis. Mesmo em um sistema com poucos submódulos há uma grande quantidade de informação para ser modulada e distribuída através dos canais óticos. Tal item em um conversor de escala real, pode ser um fator decisivo no sucesso da implantação e operação adequada do mesmo.

6 CONCLUSÃO

Essa tese dedicou-se ao estudo de uma estrutura CA-CC composta de um Hexverter e um retificador 12 pulsos do tipo série isolado por transformador operado em média frequência. Havendo poucas alternativas diretas à solução CA-CC isolada em média frequência, para as possíveis aplicações apresentadas na introdução da tese, ou outras similares, o uso desse tipo de conversor estático pode significar melhorias no processo ou, ainda, a remoção de limitações das técnicas atuais. Principalmente ao observar que a funcionalidade e o custo da eletrônica de potência devem ser julgados também sob o aspecto de sistema e não apenas do ponto de vista isolado do conversor. Nesse sentido, percebe-se que a estrutura proposta cumpre seu papel na viabilização de mais uma alternativa para a alimentação de cargas em corrente contínua.

Muito embora a tese tenha escolhido combinação Hexverter + retificador de 12 pulsos, entende-se que o conceito pode ser expandido para outros arranjos na estrutura CA-CC. Dentre as possíveis combinações o uso do conversor BTB-MMC é uma opção bastante competitiva com o Hexverter. Além disso, no caso da retificação, há uma grande gama de opções que podem ser mais adequadas para o caso específico de cada aplicação. Como a tecnologia disponível de semicondutor é um fator crítico, os diodos disponíveis comercialmente acabam por ditar tanto a topologia quanto os níveis de tensão do sistema. Isso considerando que a conexão série dos diodos não é uma alternativa interessante pelos problemas dinâmicos e estáticos na divisão de tensão.

Com relação a análise dos elementos, a tese apresentou a escolha dois principais elementos passivos (capacitância e indutância) do Hexverter. Entende-se o método numérico utilizado é menos complexo do que o caso analítico para a obtenção das propriedades considerando as componentes de baixas e médias frequências (relativas ao conversor no caso da capacitância) e a modulação envolvida (caso da indutância). Dessa maneira, para otimizar os parâmetros do conversor, a alternativa é usar método iterativo para rastrear os melhores casos.

Para o retificador de 12 pulsos do tipo série deu-se uma ênfase maior sobre o impacto da alimentação em corrente na operação do mesmo. Por isso, foram apresentadas as formas de onda de tensão e corrente e as principais etapas de operação. Ressalta-se que o retificador foi reduzido a condição de única saída para simplificar a análise. Todavia, embora mais complexo, esse retificador pode ser expandido para diferentes arranjos com múltiplas saídas que utilizem ou não o mesmo transformador ou retificadores de seis pulsos.

Na seção de estratégia de controle e modelagem, a abordagem teve como requisito mínimo criar uma estratégia funcional e simples, na medida do possível. Entretanto, dado o número de variáveis e perturbações envolvidas no sistema, mesmo buscando simplificar o controle o resultado são várias malhas de controle que podem ser consideradas complexas. Contundo, através da abordagem de controle em cascata, entende-se que o desenvolvimento em separado de cada malha facilita o processo e possibilita que cada variável seja dimensi-

onada separadamente ao custo de um desempenho possivelmente inferior ao controle das variáveis acopladas.
Muito embora o controle tenha sido desenvolvido considerando técnicas lineares e aproximações das plantas por métodos de linearização, é importante observar que estão presentes no conversor vários elementos não lineares. Sejam eles nas malhas de controle como os saturadores com anti-windup ou o retificador multipulso que tem comportamento de uma carga não linear. Esses elementos acabam por prejudicar o desempenho dos controladores. Todavia, no que tange a operação, por exemplo, os saturadores são bastante importantes para garantir a preservação dos elementos do sistema e a estabilidade do conversor, principalmente ao operar com corrente limitada.
Por fim, considerando os objetivos iniciais da tese, entende-se que tanto os itens de "Estrutura e operação" quanto os itens de "Modelagem e controle" foram cumpridos. Haja visto as análises apresentadas para o conversor Hexverter e para o Retificador 12 pulsos alimentado por correntes senoidais e trifásicas. Oriundo do cumprimento dos objetivos da tese, entende-se como contribuições os seguintes pontos:

- Estrutura de conversor CA-CC composta de Hexverter e retificador de 12 pulsos do tipo série.
- Arranjo em anel de múltiplos conversores Hexverter em paralelo (essa possibilidade de paralelismo ainda não foi apresentada na literatura).
- Estratégia de controle do conversor CA-CC:
  - Monitoramento do desbalanço de energia dos ramos do Hexverter através das variáveis de controle resultantes das tensões de submódulo equivalente.
  - Uso da transformação $\alpha\beta$ para desacoplar as perturbações na energia armazenada de cada ramo do Hexverter.
- Modelos orientados ao controle
  - Modelo de tensão total do Hexverter. Esse é o modelo matemático que relaciona a energia armazenada total (na forma de capacitores equivalentes) e o pico de corrente do sistema trifásico alimentador (sistema 1).
  - Modelos de troca de energia entre os ramos. Modelo matemático que relaciona o desbalanço de energia entre os ramos e as componentes da corrente circulante: $i_{c1,\alpha}$, $i_{c1,\beta}$, $i_{c2,\alpha}$ e $i_{c2,\beta}$. Além desses, o modelo que relaciona a parcela contínua da corrente de circulação e as diferenças de tensão entre os ramos ímpares e os ramos pares (indiretamente a potência adjacente do Hexverter).
- Fonte auxiliar modular e isolada com múltiplas saídas.

6.1 PUBLICAÇÕES RELACIONADAS A TESE

Durante o período de tese três publicações foram enviadas, das quais duas já foram aceitas e a terceira está em processo de avaliação. São elas:

- LAMBERT, G. et al. Current-fed multipulse rectifier approach for unidirectional HVDC and MVDC applications. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 34, n. 4, p.3081–3090, April 2019. ISSN 0885-8993.
- (submetido e em processo de revisão) LAMBERT, G. et al. Unidirectional Insulated AC-DC Converter Based on the Hexverter and Multipulse-Rectifier. IEEE Transactions on Power Electronics.
- (aceito e em processo de publicação) LAMBERT, G. et al. Insulated Modular Auxiliary Power Source Concept with Multiple Outputs. Revista Eletrônica de Potência.

6.2 TRABALHOS FUTUROS

Como frutos da pesquisa desenvolvida diversas são as questões relacionadas ao que foi realizado que servirão para direcionar ações futuras entre elas destacam-se:

- Topologia e Operação
  - Expansão das análises para o caso de múltiplas saídas conectadas.
  - Analisar o uso de snubbers para o retificador operando com média tensão.
  - Utilização de Hexverters em paralelo alimentando máquinas com diferentes sistemas trifásicos (cada conjunto trifásico do estator poderia operar com uma frequência diferente.).
  - Função de compensador de energia reativa (ajuste de ângulo na entrada conversor) no Hexverter.
  - Injeção de harmônicos na corrente fundamental para aumentar o fator de utilização do transformador.
  - Operação sob condição de falta de uma das fases de entrada/saída (*fault ride through*).
  - Identificação de falhas no conversor através do comportamento da malha de regulação da energia dos ramos (correntes de fuga, falhas na isolação, antecipação de manutenção preventiva, acréscimo na confiabilidade).
  - Análise de otimização da frequência utilizada no estágio intermediário sob o aspecto de escolha dos parâmetros do conversor e sob o aspecto capacidade de resposta a perturbações.

- Modelagem e Controle
  - Método de rastreamento para minimizar as perdas de condução devidas a corrente de circulação através do uso de uma tensão entre estrelas dinâmica.
  - Sintonia automática dos ganhos das malhas de regulação para minimizar a potência circulante em função da ondulação de tensão dos capacitores dos submódulos (já foi verificador que a redução da banda reduz a energia circulante).
  - Malha feedfoward com base na potência de saída para melhorar o desempenho da malha de tensão total. Tal malha pode ser desenvolvida através da medição da potência de saída ou baseada em modelo (um observador de estados).
  - Caracterizar a perturbação do trafo (isso já é verificado e os controladores compensam parte do distúrbio).

REFERÊNCIAS

[1] FARD, R. N.; TEDESCHI, E. Integration of distributed energy resources into offshore and subsea grids. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, v. 3, n. 1, p. 36–45, March 2018. ISSN 2475-742X. Citado na página 22.

[2] Chen, W. et al. Analysis and comparison of medium voltage high power dc/dc converters for offshore wind energy systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 4, p. 2014–2023, April 2013. ISSN 0885-8993. Citado na página 22.

[3] Kumagai, J. The u.s. finally goes big on offshore wind. *IEEE Spectrum*, v. 56, n. 01, p. 25–26, Jan 2019. ISSN 0018-9235. Citado na página 22.

[4] Todorčević, T. et al. A modulation strategy for wide voltage output in dab-based dc–dc modular multilevel converter for deap wave energy conversion. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 3, n. 4, p. 1171–1181, Dec 2015. ISSN 2168-6777. Citado na página 22.

[5] Stoutenburg, E. D.; Jacobson, M. Z. Reducing offshore transmission requirements by combining offshore wind and wave farms. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, v. 36, n. 4, p. 552–561, Oct 2011. ISSN 0364-9059. Citado na página 22.

[6] WESTMAN, B.; GILJE, S.; HYTTINEN, M. Valhall re-development project, power from shore. In: *PCIC Europe 2010*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–5. ISSN 2151-7665. Citado na página 22.

[7] TODAY, O. E. *Brazilian shipyard to build modules for Mero FPSO*. Disponível em: <https://www.offshoreenergytoday.com/brazilian-shipyard-to-build-modules-for-mero-fpso/>. Citado na página 22.

[8] Hernes, M.; Pittini, R. Enabling pressure tolerant power electronic converters for subsea applications. In: *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–10. Citado na página 23.

[9] HAZEL, T. et al. Taking power distribution under the sea: Design, manufacture, and assembly of a subsea electrical distribution system. *IEEE Industry Applications Magazine*, v. 19, n. 5, p. 58–67, Sept 2013. ISSN 1077-2618. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 24.

[10] SONG-MANGUELLE, J. et al. Power transfer capability of hvac cables for subsea transmission and distribution systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 4, p. 2382–2391, July 2014. ISSN 0093-9994. Citado na página 23.

[11] Sutton, S. J. High stress wet aging of cable dielectrics-meeting new challenges. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, v. 33, n. 1, p. 7–14, January 2017. ISSN 0883-7554. Citado na página 23.

[12] Montanari, G. C. et al. Next generation polymeric high voltage direct current cables—a quantum leap needed? *IEEE Electrical Insulation Magazine*, v. 34, n. 2, p. 24–31, March 2018. ISSN 0883-7554. Citado na página 23.

[13] GUSTAVSEN, B.; MO, O. Variable transmission voltage for loss minimization in long offshore wind farm ac export cables. *IEEE Transactions on Power Delivery*, PP, n. 99, p. 1–1, 2016. ISSN 0885-8977. Citado na página 23.

[14] LIANG, X.; KAR, N. C.; LIU, J. Load filter design method for medium-voltage drive applications in electrical submersible pump systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 51, n. 3, p. 2017–2029, May 2015. ISSN 0093-9994. Citado na página 23.

[15] ENDREJAT, F.; PILLAY, P. Resonance overvoltages in medium-voltage multilevel drive systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 45, n. 4, p. 1199–1209, July 2009. ISSN 0093-9994. Citado na página 23.

[16] RAJASHEKARA, K.; KRISHNAMOORTHY, H. Power electronics for subsea systems: Challenges and opportunities. In: *2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 986–991. ISSN 2164-5264. Citado na página 24.

[17] VEILLEUX, E.; LEHN, P. W. Interconnection of direct-drive wind turbines using a series-connected dc grid. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 5, n. 1, p. 139–147, Jan 2014. ISSN 1949-3029. Citado na página 24.

[18] ROBINSON, J.; JOVCIC, D.; JOOS, G. Analysis and design of an offshore wind farm using a mv dc grid. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 25, n. 4, p. 2164–2173, Oct 2010. ISSN 0885-8977. Citado na página 24.

[19] PARASTAR, A.; KANG, Y. C.; SEOK, J.-K. Multilevel modular dc/dc power converter for high-voltage dc-connected offshore wind energy applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 5, p. 2879–2890, May 2015. ISSN 0278-0046. Citado na página 24.

[20] MEYER, C. et al. Control and design of dc grids for offshore wind farms. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 43, n. 6, p. 1475–1482, Nov 2007. ISSN 0093-9994. Citado na página 24.

[21] S. Bala, J. Pan, J.A. Carr, P. Steimer, O. Apeldoorn e S. Linder. *Turbine-based energy generation system with DC output*. 2015. US Patent 8,994,206. Disponível em: <http://www.google.com/patents/US8994206>. Citado na página 24.

[22] J. Pan, H. Kim, J. Li, J. Xu, J. Sastry e W. Arshad. *Medium voltage dc collection system*. 2013. US Patent App. 13/364,550. Disponível em: <https://www.google.com/patents/US20130200714>. Citado na página 24.

[23] H. Kim, J. Ll, Z. Wang, J.A. Carr, E.C. Aeloiza e D.D. Tremelling. *Medium voltage dc collection system with power electronics*. 2014. US Patent App. 14/038,842. Disponível em: <https://www.google.com/patents/US20140091630>. Citado na página 24.

[24] DOERRY, N.; AMY, J. Implementing quality of service in shipboard power system design. In: *Electric Ship Technologies Symposium (ESTS), 2011 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–8. Citado na página 25.

[25] WANG, F. et al. Advances in power conversion and drives for shipboard systems. *Proceedings of the IEEE*, v. 103, n. 12, p. 2285–2311, Dec 2015. ISSN 0018-9219. Citado na página 25.

[26] Staedter, T. A cooler cloud: A new type of thermal conductor cools data centers without water, refrigerants, chillers, or server fans - [news]. *IEEE Spectrum*, v. 56, n. 02, p. 9–10, Feb 2019. ISSN 0018-9235. Citado na página 25.

[27] CANDAN, E.; SHENOY, P.; PILAWA-PODGURSKI, R. A series-stacked power delivery architecture with isolated differential power conversion for data centers. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 31, n. 5, p. 3690–3703, May 2016. ISSN 0885-8993. Citado na página 26.

[28] XU, F. et al. An all-sic three-phase buck rectifier for high-efficiency data center power supplies. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 49, n. 6, p. 2662–2673, Nov 2013. ISSN 0093-9994. Citado na página 26.

[29] INSTITUTE, U. *Data Center Site Infrastructure Tier Standard: Topology*. 2018. Citado na página 27.

[30] ABB. *Data center power supply - Designed for uptime*. Citado na página 27.

[31] GOOGLE. *Efficiency: How we do it*. Disponível em: <https://www.google.com/about/datacenters/efficiency/internal/>. Citado na página 28.

[32] R. Marquardt. *Stromrichterschaltungen mit verteilten Energiespeichern*. 2002. DE Patent App. DE2,001,103,031. Disponível em: <https://www.google.ch/patents/DE10103031A1?cl=pt-PT>. Citado na página 31.

[33] LESNICAR, A.; R, M. A new modular voltage source inverter topology. In: *European Power Electronics Conference (EPE)*. Toulouse, France: [s.n.], 2003. Citado na página 31.

[34] HAGIWARA, M.; AKAGI, H. Pwm control and experiment of modular multilevel converters. In: *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 154–161. ISSN 0275-9306. Citado na página 31.

[35] ANTONOPOULOS, A.; ANGQUIST, L.; NEE, H.-P. On dynamics and voltage control of the modular multilevel converter. In: *13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09.* [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–10. Citado na página 31.

[36] B.R. H e B.L. H. *Electric power converter*. 1975. US Patent 3,867,643. Disponível em: <http://www.google.com/patents/US3867643>. Citado na página 31.

[37] MARCHESONI, M.; MAZZUCCHELLI, M.; TENCONI, S. A non conventional power converter for plasma stabilization. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record., 19th Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 1988. p. 122–129 vol.1. Citado na página 31.

[38] AKAGI, H. Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (mmcc). *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 11, p. 3119–3130, Nov 2011. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 32.

[39] KAWAMURA, W.; HAGIWARA, M.; AKAGI, H. Control and experiment of a modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge cells. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 5, p. 3536–3548, Sept 2014. ISSN 0093-9994. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 45.

[40] Marquardt, R. Modular multilevel converters: State of the art and future progress. *IEEE Power Electronics Magazine*, v. 5, n. 4, p. 24–31, Dec 2018. ISSN 2329-9207. Citado na página 33.

[41] PAICE, D.; SOCIETY, I. I. A. *Power electronic converter harmonics: multipulse methods for clean power*. [S.l.]: IEEE Press, 1996. (Electrical engineering/power and energy engineering). ISBN 9780780311374. Citado na página 36.

[42] WU, B. *High-Power Converters and AC Drives*. [S.l.]: Wiley, 2006. ISBN 9780471773702. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 69.

[43] LAMBERT, G. *CONVERSOR CC-CC ISOLADO BASEADO NO CONVERSOR MODULAR MULTINÍVEIS (MMC) E EM RETIFICADOR MULTIPULSOS*. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 44.

[44] LAMBERT, G. et al. Current-fed multipulse rectifier approach for unidirectional hvdc and mvdc applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 34, n. 4, p. 3081–3090, April 2019. ISSN 0885-8993. Citado na página 37.

[45] LüTH, T. et al. High-frequency operation of a dc/ac/dc system for hvdc applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 8, p. 4107–4115, Aug 2014. ISSN 0885-8993. Citado 4 vezes nas páginas 40, 41, 42 e 43.

[46] *AC-AC new circuit topology of modular multilevel converter (mmc) with an open end transformer*. Citado na página 41.

[47] BARUSCHKA, L. et al. A new modular multilevel ac/dc converter topology applied to a modular multilevel dc/dc converter. In: *Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe), 2014 16th European Conference on*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–10. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 42.

[48] HAGIWARA, M.; AKAGI, H. Experiment and simulation of a modular push-pull pwm converter for a battery energy storage system. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 2, p. 1131–1140, March 2014. ISSN 0093-9994. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 42.

[49] CHRISTE, A.; DUJIC, D. Galvanically isolated modular converter. *IET Power Electronics*, v. 9, n. 12, p. 2318–2328, 2016. ISSN 1755-4535. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 42.

[50] TAMADA, S.; NAKAZAWA, Y.; IROKAWA, S. A proposal of modular multilevel converter applying three winding transformer. In: *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1357–1364. ISSN 2150-6078. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 42.

[51] SCHöN, A.; BAKRAN, M. M. High power hvdc-dc converters for the interconnection of hvdc lines with different line topologies. In: *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 3255–3262. ISSN 2150-6078. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 42.

[52] KENZELMANN, S. et al. Isolated dc/dc structure based on modular multilevel converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 1, p. 89–98, Jan 2015. ISSN 0885-8993. Citado na página 41.

[53] TAFFESE, A. A.; TEDESCHI, E.; JONG, E. C. W. de. Modelling of dc-dc converters based on front-to-front connected mmc for small signal studies. In: *2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–7. Citado na página 41.

[54] JOCA, D. R. et al. A single-phase isolated ac-dc converter using an interleaved mmc. In: *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6. Citado na página 43.

[55] KRISHNAMOORTHY, H. et al. Isolated ac-dc converter using medium frequency transformer for off-shore wind turbine dc collection grid. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, PP, n. 99, p. 1–1, 2017. ISSN 0278-0046. Citado na página 44.

[56] ERICKSON, R. W.; AL-NASEEM, O. A. A new family of matrix converters. In: *Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE.* [S.l.: s.n.], 2001. v. 2, p. 1515–1520 vol.2. Citado na página 45.

[57] KAWAMURA, W. et al. A low-speed, high-torque motor drive using a modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge cells (mmcc-tsbc). *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 51, n. 5, p. 3965–3974, Sept 2015. ISSN 0093-9994. Citado 2 vezes nas páginas 45 e 57.

[58] BARUSCHKA, L.; MERTENS, A. A new 3-phase direct modular multilevel converter. In: *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on.* [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–10. Citado 9 vezes nas páginas 45, 50, 51, 57, 59, 60, 74, 81 e 82.

[59] BARUSCHKA, L.; MERTENS, A. A new three-phase ac/ac modular multilevel converter with six branches in hexagonal configuration. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 49, n. 3, p. 1400–1410, May 2013. ISSN 0093-9994. Citado 6 vezes nas páginas 45, 50, 55, 57, 60 e 79.

[60] ZENG, R. et al. Precharging and dc fault ride-through of hybrid mmc-based hvdc systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 30, n. 3, p. 1298–1306, June 2015. ISSN 0885-8977. Citado na página 46.

[61] ILVES, K.; BESSEGATO, L.; NORRGA, S. Comparison of cascaded multilevel converter topologies for ac/ac conversion. In: *Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE-ASIA), 2014 International.* [S.l.: s.n.], 2014. p. 1087–1094. Citado 3 vezes nas páginas 48, 49 e 50.

[62] WINKELNKEMPER, M.; KORN, A.; STEIMER, P. A modular direct converter for transformerless rail interties. In: *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics.* [S.l.: s.n.], 2010. p. 562–567. ISSN 2163-5137. Citado na página 49.

[63] KAWAMURA, W.; AKAGI, H. Control of the modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge-cells (mmcc-tsbc) for motor drives. In: *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE).* [S.l.: s.n.], 2012. p. 3506–3513. ISSN 2329-3721. Citado na página 49.

[64] KAWAMURA, W.; HAGIWARA, M.; AKAGI, H. A broad range of frequency control for the modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge-cells (mmcc-tsbc). In: *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition.* [S.l.: s.n.], 2013. p. 4014–4021. ISSN 2329-3721. Citado na página 49.

[65] OKAZAKI, Y. et al. Which is more suitable for mmcc-based medium-voltage motor drives, a dscc inverter or a tsbc converter? In: *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), 2015 9th International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1053–1060. Citado na página 50.

[66] MARQUARDT, R. Modular multilevel converter: An universal concept for hvdc-networks and extended dc-bus-applications. In: *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 502–507. Citado na página 51.

[67] NGUYEN, T. H.; LEE, D. C. A novel submodule topology of mmc for blocking dc-fault currents in hvdc transmission systems. In: *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 2057–2063. ISSN 2150-6078. Citado na página 51.

[68] ZHANG, J.; ZHAO, C. The research of sm topology with dc fault tolerance in mmc-hvdc. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 30, n. 3, p. 1561–1568, June 2015. ISSN 0885-8977. Citado na página 51.

[69] SIEMASZKO, D. Fast sorting method for balancing capacitor voltages in modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 1, p. 463–470, Jan 2015. ISSN 0885-8993. Citado na página 57.

[70] LIU, P. et al. Grouping-sorting-optimized model predictive control for modular multilevel converter with reduced computational load. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 3, p. 1896–1907, March 2016. ISSN 0885-8993. Citado na página 57.

[71] KARWATZKI, D. et al. Current control and branch energy balancing of the modular multilevel matrix converter. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 6360–6367. Citado na página 57.

[72] L. Baruschka e A. Mertens. *Transformatorloser Direktumrichter*. 2010. DE102 010 013 862. German Patent DE102 010 013 862 A1. Citado na página 60.

[73] DEKKA, A. et al. Dynamic voltage balancing algorithm for modular multilevel converter: A unique solution. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 2, p. 952–963, Feb 2016. ISSN 0885-8993. Citado na página 77.

[74] PENG, H. et al. A capacitor voltage balancing method with fundamental sorting frequency for modular multilevel converters under staircase modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 11, p. 7809–7822, Nov 2016. ISSN 0885-8993. Citado na página 77.

[75] KARWATZKI, D. et al. Branch energy control for the modular multilevel direct converter hexverter. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1613–1622. Citado 2 vezes nas páginas 77 e 78.

[76] BARUSCHKA, L. et al. Low-speed drive operation of the modular multilevel converter hexverter down to zero frequency. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 5407–5414. Citado na página 77.

[77] FAN, B. et al. A branch energy control method based on optimized neutral-point voltage injection for a hexagonal modular multilevel direct converter (hexverter). In: *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2015 18th International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1889–1893. Citado na página 78.

[78] KOLB, J. et al. Cascaded control system of the modular multilevel converter for feeding variable-speed drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 1, p. 349–357, Jan 2015. ISSN 0885-8993. Citado na página 78.

[79] LAMBERT, G.; HELDWEIN, M. L.; NOVAES, Y. R. de. Simplified modeling and control of a high-power high-voltage isolated dc-dc converter. In: *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6. Citado na página 83.

[80] FARR, E. M. et al. The alternate arm converter (aac)—"short-overlap" mode operation—analysis and design parameter selection. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 7, p. 5641–5659, July 2018. ISSN 0885-8993. Citado na página 91.

[81] Fujita, H.; Tominaga, S.; Akagi, H. Analysis and design of a dc voltage-controlled static var compensator using quad-series voltage-source inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, n. 4, p. 970–978, July 1996. ISSN 0093-9994. Citado na página 92.

[82] Suzuki, A.; Akagi, H. Hvdc circuit breakers combining mechanical switches and a multilevel pwm converter: Verification by downscaled models. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 34, n. 5, p. 4259–4269, May 2019. ISSN 0885-8993. Citado na página 92.

Apêndices

APÊNDICE A – CÓDIGOS EM LINGUAGEM MATLAB

A.1 CAPACITÂNCIA DE SUBMÓDULO

Para o cálculo das variáveis temporais de um ramo do Hexverter, bem como o resultado do produto dessas variáveis, foram criados alguns scripts em linguagem Matlab que podem ser acessados no link:
`https://goo.gl/Hq3mce`
Os arquivos que se encontram no link estão estruturados através do arquivo organizador "aROTEIRO.m", o qual ao ser executado opera os demais scripts na ordem correta.

aROTEIRO.m

```
%% ANALISES DE POTENCIA

%PARAMETROS
% run parametros_artigo
run parametros_experimental
%
% %RESUMO
% run relatorio_parametros
run relatorio_parametros_exp
%
% % %VALORES TEORICOS
% run teorico_potencias
%
% %% SIMULACAO DE UM RAMO
run vi_ramo
%
% %% DELTA DE ENERGIA
run delta_energia
```

parametros_artigo.m

```
%% Simulacao de sistema para obtecao da variacao de energia
clear; close all; clc;

%Potencias do sistema 1
vl1 = 6.6e3;
vf1 = vl1/sqrt(3);
s1 = 10e6;
phi1 = (180+15)*pi/180;
```

```
9  p1 = s1*cos(phi1);
10 q1 = s1*sin(phi1);
11 s1 = p1 + 1i*q1;
12
13 %Potencias do sistema 2
14 s2=10e6;
15 rendimento = 1;
16 mu = 6/6.6;
17 vl2 = mu*vl1;
18 vf2 = mu*vf1;
19 phi2 = (-15)*pi/180;
20 p2 = abs(p1*rendimento)*cos(phi2);
21 q2 = s2*sin(phi2);
22 s2 = (p2 +1i*(q2));
23
24 %Calculo do valor rms das correntes de fase de cada sistema
25 i1 = abs(s1)/(sqrt(3)*vl1);
26 i2 = abs(s2)/(sqrt(3)*vl2);
27
28 %Valores de pico
29 vf1pk = sqrt(2)*vf1;
30 vf2pk = sqrt(2)*vf2;
31 i1pk = i1*sqrt(2);
32 i2pk = i2*sqrt(2);
33
34 % Diferenca de fase entre os sistemas 1 e 2
35 psi = 0;
36
37 % Potencia adjacente
38 padj = 0;
39 ratio_vi = 1;
40 % Corrente de circulacao
41 icirc = sqrt(padj/ratio_vi);
42 % Tensao de estrela
43 vst = sqrt(padj*ratio_vi);
44
45 % Frequencias
46 f1 = 50;
47 w1 = 2*pi*f1;
48 f2 = 80;
49 w2 = 2*pi*f2;
50
51 % Tensao maxima de ramo e submodulos
52 vb_max = vf1pk + vf2pk + vst;
53 vsm = floor(vf1/4);
54 N = ceil(vb_max/vsm*1.15);
55
56 clearvars p1 p2 q1 q2
```

relatorio_parametros.m

```
clc;
%Relatorio dos parametros
disp(['Tensao LL sist1: ' num2str(vl1) ' V'])
disp(['S_1: ' num2str(abs(s1)/1e6) ' MVA'])
disp(['P_1: ' num2str(real(s1)/1e6) ' MW'])
disp(['Q_1: ' num2str(imag(s1)/1e6) ' Mvar'])
disp(['phi_1: ' num2str(phi1*180/pi) ' graus'])
disp(['f1: ' num2str(f1) ' Hz'])
disp('--------------------------------');
disp(['Tensao LL sist2: ' num2str(vl2) ' V'])
disp(['S_2: ' num2str(abs(s2)/1e6) ' MVA'])
disp(['P_2: ' num2str(real(s2)/1e6) ' MW'])
disp(['Q_2: ' num2str(imag(s2)/1e6) ' Mvar'])
disp(['phi_2: ' num2str(phi2*180/pi) ' graus'])
disp(['f2: ' num2str(f2) ' Hz'])
disp('--------------------------------');
disp(['Tensao de submodulo: ' num2str(vsm) ' V'])
disp(['Numero de submodulos: ' num2str(N)])
disp(['Tensao entre estrelas: ' num2str(vst) ' V'])
disp(['Corrente circulante: ' num2str(icirc) ' A'])
```

teorico_potencias.m

```
%% Valor teorico das componentes de potencia via metodo artigo

for m=1:6
    magP0(m) = -1/6*real(s1) - 1/6*real(s2) + ...
        ((-1)^m)*(sqrt(3)/18*(imag(s1)-imag(s2)) - icirc*vst);
    magPf1(m) = sqrt( icirc^2*vf1pk^2 + 1/3*vst^2*i1pk^2 +...
        2/3*((-1)^m)*icirc*vst*real(s1) ...
        - 2*sqrt(3)/9*icirc*vst*imag(s1) );
    magPf2(m) = sqrt( icirc^2*vf2pk^2 + 1/3*vst^2*i2pk^2 +...
        2/3*((-1)^m)*icirc*vst*real(s2) ...
        - 2*sqrt(3)/9*icirc*vst*imag(s2) );
    magPf1plusf2(m) = 1/6*sqrt( 3*vf2pk^2*i1pk^2 + ...
        3*vf1pk^2*i2pk^2 + 4/3*real(s1)*real(s2) + ...
        4/3*imag(s1)*imag(s2) + 4/sqrt(3)*((-1)^m) ...
        *(real(s1)*imag(s2) - real(s2)*imag(s1)) );
    magPf1subf2(m) = 1/6*sqrt( 3*vf2pk^2*i1pk^2 +...
        3*vf1pk^2*i2pk^2 + 8/3*real(s1)*real(s2) -...
        8/3*imag(s1)*imag(s2) );
    magP2f1(m) = sqrt(3)/6*vf1pk*i1pk;
```

```
    magP2f2(m) = sqrt(3)/6*vf2pk*i2pk;
end
disp(' ')
disp('VALORES TEORICOS para ramo 1:');
disp(['Mag. P0: ' num2str(magP0(1))]);
disp(['Mag. Pf1: ' num2str(magPf1(1))]);
disp(['Mag. Pf2: ' num2str(magPf2(1))]);
disp(['Mag. Pf1+f2: ' num2str(magPf1plusf2(1))]);
disp(['Mag. Pf1-f2: ' num2str(magPf1subf2(1))]);
disp(['Mag. P2f1: ' num2str(magP2f1(1))]);
disp(['Mag. P2f2: ' num2str(magP2f2(1))]);
disp(' ')
```

vi_ramo.m

```
%% SIMULACAO TEMPORAL

%VETOR TEMPO
%gcd - Greatest common divisor
periodo = 10/gcd(f1,f2);
% lcm - Least common multiple
passo = 1/(10*lcm(2*f1,2*f2));
t = 0:passo:periodo-passo;

m=1;
k=1;
vb = zeros(length(t),1);
for acm=1:length(t)
    v1tempo(acm) = vf1pk*cos(w1.*t(acm) - 2*pi/3*(k-1));
    v2tempo(acm) = vf2pk*cos(w2.*t(acm) + psi - 2*pi/3*(k-1));
    vb(acm) = vf1pk*cos(w1.*t(acm) - pi/3*(m+1+2*foo(m)))...
        + vf2pk*cos(w2.*t(acm) - pi/3*(m-2*foo(m)) )...
        -vst*foo(m);
    i1tempo(acm) = i1pk*cos(w1.*t(acm) -phi1 - 2*pi/3*(k-1));
    i2tempo(acm) = i2pk*cos(w2.*t(acm) -phi2 - 2*pi/3*(k-1));
    ib(acm) = i1pk/sqrt(3)*cos(w1.*t(acm) -phi1 - ...
        pi/6*(2*m+2-foo(m)))+ i2pk/sqrt(3)*cos(w2.*t(acm) ...
        -phi2 - pi/6*(2*m+foo(m)) ) +icirc;
    pb(acm) = vb(acm)*ib(acm);
end

close all;
figure;plot(t,v1tempo,t,i1tempo);
title('Tensao e corrente no sistema 1')
legend('V','I')
```

```
grid on;
% set(gca,'xlim',[8 8.1]);
figure;plot(t,v2tempo,t,i2tempo);
title('Tensao e corrente no sistema 2')
legend('V','I')
% set(gca,'xlim',[8 8.1]);
grid on;
figure;plot(t,vb,t,ib);
legend('Vb','Ib')
% set(gca,'xlim',[8 8.1]);
grid on;
figure;plot(t,pb);
legend(['media: ' num2str(mean(pb))])
title('Potencia Instantanea no ramo 1')
% set(gca,'xlim',[8 8.1]);
grid on;
```

delta_energia.m

```
% Busca cruzamentos por zero na curva de potencia instantanea
zerIdx = [];
for i=1:length(pb)-1
    if(pb(i)>0 && pb(i+1)<0) || (pb(i)<0 && pb(i+1)>0)
        zerIdx(end+1)=i;
    end
end

% Obtem a energia entre os cruzamentos por zero
for i=1:length(zerIdx)-1
    sum_pot(i) = sum(pb(1:zerIdx(i+1)):pb(1:zerIdx(i)));
    sum_energie(i) = sum_pot(i).*(t(zerIdx(i+1))-t(zerIdx(i)));
    t_zeros(i) = t(zerIdx(i));
end

figure;bar(abs(sum_energie),0.1)
title('Modulo da energia em cada intervalo')

% Variacao para cada submodulo
d_eb_sm = max(abs(sum_energie))/N;

% Capacitancia necessaria
p100delta = 5;
vsm_max = vsm*(1+p100delta/100);
vsm_min = vsm*(1-p100delta/100);
Csm = 2.*d_eb_sm./(vsm_max^2 - vsm_min^2);
```

```
27 disp(['Para delta de: ' num2str(p100delta) ' %'])
28 disp(['Capacitancia calculada: ' num2str(Csm) ' F'])
29
30
31 %% Log dos dados
32 arquivo = fopen('log.txt','w');
33 fprintf(arquivo,'*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*- \n');
34 fprintf(arquivo,['*-*-*-*  ' datestr(now) '  *-*-*-*- \n']);
35 fprintf(arquivo,'PARAMETROS:\n');
36 fprintf(arquivo,['Tensao LL sist1: ' num2str(vl1) ' V\n']);
37 fprintf(arquivo,['S_1: ' num2str(abs(s1)/1e6) ' MVA\n']);
38 fprintf(arquivo,['P_1: ' num2str(real(s1)/1e6) ' MW\n']);
39 fprintf(arquivo,['Q_1: ' num2str(imag(s1)/1e6) ' Mvar\n']);
40 fprintf(arquivo,['phi_1: ' num2str(phi1*180/pi) ' graus\n']);
41 fprintf(arquivo,['f1: ' num2str(f1) ' Hz\n']);
42 fprintf(arquivo,'--------------------------------\n');
43 fprintf(arquivo,['Tensao LL sist2: ' num2str(vl2) ' V\n']);
44 fprintf(arquivo,['S_2: ' num2str(abs(s2)/1e6) ' MVA\n']);
45 fprintf(arquivo,['P_2: ' num2str(real(s2)/1e6) ' MW\n']);
46 fprintf(arquivo,['Q_2: ' num2str(imag(s2)/1e6) ' Mvar\n']);
47 fprintf(arquivo,['phi_2: ' num2str(phi2*180/pi) ' graus\n']);
48 fprintf(arquivo,['f2: ' num2str(f2) ' Hz\n']);
49 fprintf(arquivo,'--------------------------------\n');
50 fprintf(arquivo,['Tensao de submodulo: ' num2str(vsm) ' V\n']);
51 fprintf(arquivo,['Numero de submodulos: ' num2str(N) '\n']);
52 fprintf(arquivo,['Tensao entre estrelas: ' num2str(vst) ' V\n']);
53 fprintf(arquivo,['Corrente circulante: ' num2str(icirc) ' A\n']);
54 fprintf(arquivo,'--------------------------------\n');
55 fprintf(arquivo,['Para delta de: ' num2str(p100delta) ' %\n']);
56 fprintf(arquivo,['Capacitancia calculada: ' num2str(Csm) ' F\n']);
57 fprintf(arquivo,'*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*- \n \n');
58 fclose(arquivo);
```

log.txt

```
1  *-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-
2  *-*-*-*  18-Oct-2017 20:21:10  *-*-*-*-
3  PARAMETROS:
4  Tensao LL sist1: 190.5256 V
5  S_1: 0.002 MVA
6  P_1: -0.002 MW
7  Q_1: 2.4493e-19 Mvar
8  phi_1: 180 graus
9  f1: 50 Hz
10 --------------------------------
```

```
Tensao LL sist2: 180.1333 V
S_2: 0.002 MVA
P_2: 0.002 MW
Q_2: 0 Mvar
phi_2: 0 graus
f2: 200 Hz
--------------------------------
Tensao de submodulo: 200 V
Numero de submodulos: 4
Tensao entre estrelas: 144 V
Corrente circulante: 2.6389 A
--------------------------------
Para delta de: 5 Capacitancia calculada: 0.00079163 F
*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-
```

A.2 ONDULAÇÃO DE ALTA FREQUÊNCIA

O cálculo da indutância através de métodos numéricos é realizado pelos scripts em linguagem Matlab para modulação *phase-shift* PWM do Hexverter e podem ser obtidos no link:

`https://goo.gl/ARP9my`

O script "principal.m" deve ser executado no Matlab no mesmo diretório das funções "mod_ps_3L_v01.m" e "trpsv5.m". Além da apresentação de alguns resultados no *workspace* do Matlab, o arquivo "info.txt" é gerado com as informações da simulação.

Os parâmetros que podem ser alterados no script são: *f1* (frequência do sistema 1), *f2* (frequência do sistema 2), *vst* (tensão entre as estrelas), *kangulo* (passo de ângulo para um período de cada onda triangular 2π/kangulo), N (número de submódulos) e *fs* (frequência das ondas triangulares).

principal.m

```
clear; close all; clc;
tic

%% Parametros da simulacao
f1 = 50;
f2 = 200;
w1=f1*2*pi;
w2=f2*2*pi;
vst = 0;
kangulo = 1e3;
N=4;
```

```
12 fs = 10e3;
13
14
15 %% Geracao das portadoras
16 if (f1<f2)
17     periodo = 1/(gcd(f1,abs(f1-f2)));
18 else
19     periodo = 1/(gcd(f2,abs(f1-f2)));
20 end
21
22 passo_de_fase = pi/N;
23 fase = 0;
24 for i=1:N
25     [tempo,cx]=trpsv5(periodo,fs,fase,kangulo);
26     portadora(i,:) = cx;
27     fase = fase + passo_de_fase;
28 end
29
30 clearvars cx;
31
32 %% Geracao das modulantes para valor maximo
33 %sistema 1
34 v11 = sin(w1.*tempo - 0);
35 v12 = sin(w1.*tempo - 2*pi/3);
36 v13 = sin(w1.*tempo -4*pi/3);
37 %sistema 2
38 mu=1;
39 v21 = mu*sin(w2.*tempo - 0);
40 v22 = mu*sin(w2.*tempo - 2*pi/3);
41 v23 = mu*sin(w2.*tempo -4*pi/3);
42 %matriz de fontes
43 x = zeros(length(tempo),1);
44 v = [v11; v12; v13; v21; v22; v23; x'];
45 mt = [  1 0 0 -1 0 0 1;...
46         0 -1 0 1 0 0 -1;...
47         0 1 0 0 -1 0 1;...
48         0 0 -1 0 1 0 -1;...
49         0 0 1 0 0 -1 1;...
50         -1 0 0 0 0 1 -1];
51
52 vbmax=max(v11)+max(v21)+vst;
53 A=mt*v/vbmax;
54
55 %% Modulacao
56
57 for i=1:N
58     vb1_pwm(i,:) = mod_ps_3L_v01(tempo,portadora(i,:),A(1,:));
```

```
59      vb2_pwm(i,:) = mod_ps_3L_v01(tempo,portadora(i,:),A(2,:));
60      vb3_pwm(i,:) = mod_ps_3L_v01(tempo,portadora(i,:),A(3,:));
61      vb4_pwm(i,:) = mod_ps_3L_v01(tempo,portadora(i,:),A(4,:));
62      vb5_pwm(i,:) = mod_ps_3L_v01(tempo,portadora(i,:),A(5,:));
63      vb6_pwm(i,:) = mod_ps_3L_v01(tempo,portadora(i,:),A(6,:));
64  end
65
66  vb1_total = vb1_pwm(1,:)+vb1_pwm(2,:)+vb1_pwm(3,:);
67  vb2_total = vb2_pwm(1,:)+vb2_pwm(2,:)+vb2_pwm(3,:);
68  vb3_total = vb3_pwm(1,:)+vb3_pwm(2,:)+vb3_pwm(3,:);
69  vb4_total = vb4_pwm(1,:)+vb4_pwm(2,:)+vb4_pwm(3,:);
70  vb5_total = vb5_pwm(1,:)+vb5_pwm(2,:)+vb5_pwm(3,:);
71  vb6_total = vb6_pwm(1,:)+vb6_pwm(2,:)+vb6_pwm(3,:);
72
73  clearvars vb1_pwm(1,:) vb1_pwm(2,:) vb1_pwm(3,:);
74  clearvars vb2_pwm(1,:) vb2_pwm(2,:) vb2_pwm(3,:);
75  clearvars vb3_pwm(1,:) vb3_pwm(2,:) vb3_pwm(3,:);
76  clearvars vb4_pwm(1,:) vb4_pwm(2,:) vb4_pwm(3,:);
77  clearvars vb5_pwm(1,:) vb5_pwm(2,:) vb5_pwm(3,:);
78  clearvars vb6_pwm(1,:) vb6_pwm(2,:) vb6_pwm(3,:);
79
80  %% Tensao dos indutores
81  vtotal=vb1_total+vb2_total+vb3_total + ...
82      vb4_total + vb5_total + vb6_total;
83
84  figure;plot(tempo,vtotal)
85
86  %% Troca de nivel na tensao do indutor
87  trocaIdx = [];
88  for i=1:length(vtotal)-1
89      if(vtotal(i)~=vtotal(i+1))
90          trocaIdx(end+1)=i;
91      end
92  end
93
94  % Produto Vl*dT, para tensao constante no indutor equivalente
95
96  for i=1:length(trocaIdx)-1
97      vl_chglvl(i) = vtotal(trocaIdx(i));
98      dt_chglvl(i) = tempo(trocaIdx(i+1)) - tempo(trocaIdx(i));
99      vldt_chglvl(i) = vl_chglvl(i) * dt_chglvl(i);
100 end
101
102 figure;bar(vldt_chglvl)
103 title('Produtos obtidos para cada intervalo de vL constante')
104
105
```

```
106 disp('Parametros')
107 disp(['N: ' num2str(N)])
108 disp(['fs: ' num2str(fs) ' Hz'])
109 disp(['Maximo VL*dT: ' num2str(max(vldt_chglvl))])
110 disp(['Maximo VL: ' num2str(max(vl_chglvl)) '*Vsm'])
111 disp(['Maximo dT: ' num2str(max(dt_chglvl))])
112
113 %% Projeto da indutancia com base em delta de corrente
114 % para um delta de 1A, Max. vL*dT e igual a Lb*6 para vsm
115 vsm = 200;
116 di = 0.5;
117 Lb = max(vldt_chglvl)*vsm/6/di;
118 disp(['Indutancia: ' num2str(Lb) ' H']);
119 disp(['para vsm = ' num2str(vsm) ' V e di = ' num2str(di) ' A']);
120
121 %% Log dos dados
122 arquivo = fopen('info.txt','w');
123 fprintf(arquivo,'*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*- \n');
124 fprintf(arquivo,['*-*-*-*  ' datestr(now) '  *-*-*-*- \n']);
125 fprintf(arquivo,'PARAMETROS:\n');
126 fprintf(arquivo,['f1: ' num2str(f1) '\n']);
127 fprintf(arquivo,['f2: ' num2str(f2) '\n']);
128 fprintf(arquivo,['N: ' num2str(N) '\n']);
129 fprintf(arquivo,['fs: ' num2str(fs) '\n']);
130 fprintf(arquivo,['periodo: ' num2str(periodo) '\n']);
131 fprintf(arquivo,['kangulo: ' num2str(kangulo) '\n \n']);
132 fprintf(arquivo,'RESULTADOS:\n');
133 fprintf(arquivo,['Max. vL*dT: ' num2str(max(vldt_chglvl)) '\n']);
134 fprintf(arquivo,['Indutancia: ' num2str(Lb) ' H \n']);
135 fprintf(arquivo,['para vsm = ' num2str(vsm)...
136     ' V e di = ' num2str(di) ' A \n']);
137 fprintf(arquivo,'*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*- \n \n');
138 fclose(arquivo);
139
140 %% FIM
141 toc
```

log.txt

```
1 *-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-
2 *-*-*-*  17-Oct-2017 15:31:42  *-*-*-*-
3 PARAMETROS:
4 f1: 50
5 f2: 200
6 N: 4
```

```
fs: 10000
periodo: 0.02
kangulo: 1000

RESULTADOS:
Max. vL*dT: 1.4783e-05
Indutancia: 0.00098552 H
para vsm = 200 V e di = 0.5 A
*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-*-
```

APÊNDICE B – MECANISMO DE RASTREAMENTO DE FASE

B.1 MECANISMO DE SINCRONIA POR RASTREAMENTO DE FASE

```
1  //Phase-Locked Loop Variables
2  float dotproduct;
3  float Vqa = 0, Vqb = 0, Vqc = 0;
4  float pll_wi = 300, pll_wp = 0, pll_error = 0;
5  float pll_kp = 35;
6  float pll_ki = 1000;
7  float pll_theta = 0, theta_sys2 = 0;
8
9  pll_kp = 0.0045*fs;
10 pll_ki = 0.067*fs;
11
12 ////////////////// Phase-Locked Loop ///////////////////////
13 // v1,1 -> Va, v1,2 -> Vb, v1,3 -> Vc
14 dotproduct  =   Va*Vqa*0.00307692307692307692;
15 dotproduct  +=  Vb*Vqb*0.00307692307692307692;
16 dotproduct  +=  Vc*Vqc*0.00307692307692307692;
17
18 pll_error = 0 - dotproduct;
19 pll_wi += pll_error * pll_ki * Ts;
20 pll_wp = pll_error * pll_kp;
21 pll_theta += (pll_wi + pll_wp) * Ts;
22 if(pll_theta >= TWOPI) pll_theta -= TWOPI;
23
24 Vqa =  sin(pll_theta - PI_2);
25 Vqb =  sin(pll_theta - SEVENPI_6);
26 Vqc =  sin(pll_theta + PI_6);
27
28 //Angle sys 2
29 theta_sys2 = 4 * pll_theta;
30
31 ///////////////// END Phase-Locked Loop ////////////////////
```