

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**

Sistema de Armazenamento de Energia
com Conversor Multinível
para Redes de Média Tensão

Bruno Pinto Braga Guimarães

Itajubá, Julho de 2020

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

Bruno Pinto Braga Guimarães

Sistema de Armazenamento de Energia
com Conversor Multinível
para Redes de Média Tensão

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Automação e Sistemas Elétricos Industriais

Orientador: Prof. Dr. Luiz Eduardo Borges da Silva

Co-Orientador: Prof. Dr. Robson Bauwelz Gonzatti

Julho de 2020

Itajubá - MG

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

Sistema de Armazenamento de Energia
com Conversor Multinível
para Redes de Média Tensão

Bruno Pinto Braga Guimarães

Dissertação aprovada por banca examinadora em
02 de Julho de 2020, conferindo ao autor o título de
Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Luiz Eduardo Borges da Silva

Prof. Dr. Robson Bauwelz Gonzatti

Prof. Dr. Rondineli Rodrigues Pereira

Prof. Dr. Carlos Henrique da Silva

Dr. Wilson César Sant'Ana

Itajubá

2020

*Este trabalho é dedicado a meus pais, a meus avós, a meus irmãos e a minha namorada,
que durante o mestrado estiveram ao meu lado em todos os momentos.*

Agradecimentos

Gostaria de agradecer primeiramente a Deus por iluminar minhas decisões e me fortalecer em momentos difíceis. Sem sua mão nenhum dos meus objetivos seriam alcançados.

Aos meus pais, Vanessa e Jetro, por sempre estarem ao meu lado em minhas escolhas, me incentivando e instruindo com todo carinho e amor.

Aos meus avós, Chiquinho e Ana Maria, os quais devo grande parte do que sou. Aos meus avós, Abgar e Ruth, por toda força, confiança e carinho que sempre me concederam mesmo com a distância.

À minha namorada Fernanda, por compartilhar os momentos de dificuldade, de alegria e os sonhos, sempre me colocando para cima e me fazendo olhar de forma otimista para as dificuldades.

Ao professor Luiz Eduardo, pela orientação deste trabalho, amizade, pela inspiração e referência que representa para todos nós.

Ao professor e amigo Robson, o qual serei sempre grato pelas conversas, auxílio e paciência na coorientação deste trabalho.

Aos amigos Rondineli, Guilherme, Carlos e Wilson pelos momentos de descontração e os conhecimentos compartilhados que guardarei por toda vida.

A todos os outros amigos e familiares que participaram de cada etapa desta jornada e que também possuem parte nesta conquista.

Ao povo brasileiro, FAPEMIG, CAPES, CNPq, EDP São Paulo, EDP Espírito Santo e ANEEL P&D pelo apoio financeiro.

*“Se vi mais longe foi por me apoiar
sobre ombros de gigantes.”*

Isaac Newton, cientista, físico e matemático

Resumo

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um protótipo de um conversor multinível de topologia CHB de sete níveis, para aplicações com sistema de armazenamento por baterias em redes de média tensão. A especificação de cada um dos componentes que compõem a parte de potência do equipamento, bem como a descrição dos circuitos que compõem o sistema eletrônico de medição e controle, são realizadas de forma detalhada. Para demonstrar a funcionalidade do protótipo implementado, são apresentados resultados deste operando injetando potência ativa em um sistema de 13,8 kV e efetuando o carregamento dos bancos de baterias durante horários programados. O sistema conta com um conjunto GPS para fornecimento de informações de horário para efetuar a transição do modo de suporte de ativo e de carga das baterias. A função implementada é baseada no controle de corrente ativa manipulada pelo conversor. Para isto, é utilizado o controlador proporcional ressonante em conjunto com um algoritmo que coordena a carga e descarga dos bancos de bateria. A implementação da malha e do algoritmo de controle é realizada através do microcontrolador TMS320F28335. Por fim, são apresentados também, resultados que demonstram a possibilidade da utilização deste equipamento na compensação de potência reativa e na regulação de tensão do sistema.

Palavras-chaves: BESS, CHB, FACTS, ESS, Conversor Multinível, PS-PWM, Suporte de Rede.

Abstract

This work presents the development of a seven-level CHB multilevel converter prototype, for applications with battery energy storage systems in medium voltage grids. The specification of each component that composes the power stage of the equipment, as well as the description of the circuits that compose the electronic measurement and control system, are described in detail. To demonstrate the functionality of the implemented prototype, results are presented injecting active power into a 13.8 kV system and charging the battery banks during scheduled times. The system has a GPS set to provide time information to perform the transition of the active power support and battery charging mode. The implemented function is based on the control of active current manipulated by the converter. For it, is used the proportional resonant controller together with an algorithm that coordinates charge and discharge of battery banks. The implementation of the control loop and the control algorithm is performed in the TMS320F28335 microcontroller. Finally, results are also presented to demonstrate the possibility of using this equipment for reactive power compensation and system's voltage regulation.

Key-words: BESS, CHB, FACTS, ESS, Multilevel Converter, PS-PWM, Grid Support.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Classificação dos Conversores Multiníveis	24
Figura 2 – Forma de onda da tensão de saída dos Conversores multiníveis: a) Dois níveis b) Três níveis c) n níveis	25
Figura 3 – Visão geral das aplicações dos conversores multiníveis	26
Figura 4 – Topologia NPC trifásica de três níveis	28
Figura 5 – Estados de chaveamento e forma de onda da tensão de saída de um conversor NPC com três níveis	28
Figura 6 – Topologia FC trifásica de três níveis	29
Figura 7 – Estados de chaveamento e forma de onda da tensão de saída de um conversor FC com três níveis	30
Figura 8 – Esquemático de uma fase de um conversor FC de quatro níveis	30
Figura 9 – Topologia CHB trifásica de cinco níveis	31
Figura 10 – Estados de chaveamento e forma de onda da tensão de saída de um conversor ponte H monofásico	32
Figura 11 – Fase de um conversor CHB de sete níveis e suas respectivas tensões	33
Figura 12 – Classificação das técnicas de modulação para conversores multiníveis	34
Figura 13 – Compatibilidade das técnicas de modulação em relação as principais topologias multiníveis	37
Figura 14 – Formas de onda da modulação PS-PWM para CHB de sete níveis.	38
Figura 15 – Estrutura e componentes do protótipo implementado	41
Figura 16 – Esquemático do conversor de potência	43
Figura 17 – Conversor de potência	43
Figura 18 – Monobloco FNC12190-C	45
Figura 19 – Estruturas dos Bancos de Baterias	46
Figura 20 – Transformador de acoplamento instalado	48
Figura 21 – Tensão de saída do conversor e corrente no indutor durante um ciclo de chaveamento	49
Figura 22 – Indutores CA de uma das fases	51
Figura 23 – Esquemático do conceito do divisor de corrente em um dos módulos	52
Figura 24 – Estrutura contendo os indutores CC	53
Figura 25 – Disjuntores CC - C60PV-DC 2P 16A	54
Figura 26 – Esquema elétrico do circuito de pré-carga	54
Figura 27 – Variação da potência instantânea na resistências de pré-carga	55
Figura 28 – Variação da tensão pela corrente no banco de capacitores	55
Figura 29 – Banco de resistores referente a uma das fases	56
Figura 30 – Contatores de pré-carga	56

Figura 31 – Contatores CA já instalados no equipamento	57
Figura 32 – Transformador de potencial VFI-7,2 e suas dimensões	59
Figura 33 – Transdutores de tensão por efeito Hall LV 20-P	59
Figura 34 – Placa com o Transdutor de tensão LV-20	60
Figura 35 – Transformador de corrente SC-15 e suas dimensões	61
Figura 36 – Transdutor de corrente por efeito Hall LA 55-P/SP1	62
Figura 37 – Conjunto de medição de corrente CA	62
Figura 38 – Transdutores de tensão por efeito Hall LV 25-P/SP5	63
Figura 39 – Placa com o Transdutor de tensão LV 25-P/SP5	64
Figura 40 – Sensores responsáveis pela medição da corrente dos bancos de baterias de uma fase	65
Figura 41 – Esquemático do sistema eletrônico de controle e seus circuitos	66
Figura 42 – kit desenvolvimento eZdsp TMS320F28335	67
Figura 43 – Placa de conexão	68
Figura 44 – Diagrama de blocos do funcionamento do circuito de condicionamento CC	68
Figura 45 – Placa de condicionamento CC	69
Figura 46 – Diagrama de blocos do funcionamento do circuito de condicionamento CA	69
Figura 47 – Placa de condicionamento CA	70
Figura 48 – Diagrama de blocos do circuito de pré-driver	71
Figura 49 – Placa do circuito de pré-driver	71
Figura 50 – Placa de comando	72
Figura 51 – Módulo GPS e conjunto de antena externa	73
Figura 52 – GPS seus pinos de entrada e saída	73
Figura 53 – Módulo GPS acoplado ao <i>kit</i> de desenvolvimento	73
Figura 54 – Armário elétrico especificado	74
Figura 55 – Malhas de controle utilizadas no conversor	75
Figura 56 – Diagrama de bode do controlador PR	77
Figura 57 – Diagrama de blocos do controlador PR	78
Figura 58 – Estágios de carga da bateria de chumbo ácido	79
Figura 59 – Fluxograma do algoritmo de carga das baterias	80
Figura 60 – Diagrama de blocos do algoritmo de balanceamento CC	82
Figura 61 – Ciclo de funcionamento do equipamento	83
Figura 62 – Fluxograma do ciclo de funcionamento do equipamento	84
Figura 63 – Sistema de testes	85
Figura 64 – Esquemático trifilar do sistema de testes	86
Figura 65 – Painel de alimentação e comando do sistema de teste: a) Vista externa b) Vista interna	86

Figura 66 – Caixa de aferição das medidas de corrente e tensão do barramento: a) Vista externa b) Vista interna	87
Figura 67 – Painel de comando das chaves a óleo	87
Figura 68 – Vista Frontal do equipamento finalizado	88
Figura 69 – Sistemas eletrônicos de controle, condicionamento de sinal e comando	89
Figura 70 – Circuitos de potência de uma das fases do conversor	90
Figura 71 – Vista traseira do equipamento	91
Figura 72 – Tensão de saída não filtrada do conversor (Azul) e tensão de referência (Magenta): a) $ma = 0,3$ b) $ma = 0,6$ c) $ma = 0,8$	92
Figura 73 – Espectro de frequência sinal de tensão de saída do equipamento para $ma=0,95$	93
Figura 74 – Variação da referência da corrente CA de 2 para $5A_{RMS}$	94
Figura 75 – Variação da referência da corrente CA de 5 para $2A_{RMS}$	94
Figura 76 – Variação da referência da corrente CA de 5 para $2A_{RMS}$ com defasa- mento de 180°	95
Figura 77 – Condição de descarga e carga das baterias	96
Figura 78 – Condição de injeção de potência reativas indutiva e capacitiva no sistema	97
Figura 79 – Padrão de variação das parcelas em fase e quadratura da corrente na saída do conversor	98
Figura 80 – Variação das potências ativas e reativas na saída do conversor	98
Figura 81 – Corrente CC média dos módulos durante o ciclo	99
Figura 82 – Potência ativa manipulada pelo conversor durante o ciclo	100
Figura 83 – Correntes CA no barramento de média tensão durante o ciclo	100
Figura 84 – Correntes CA na saída de uma das fases do conversor	101
Figura 85 – Tensões RMS de linha do barramento de média tensão durante o ciclo	101
Figura 86 – Variação da Tensão CC dos módulos de uma das fases durante um ciclo de carga das baterias	102
Figura 87 – Tensões RMS de fase do sistema, durante a inserção de carga e após a regulação pelo conversor	103
Figura 88 – Corrente no sistema, durante a regulação de tensão pelo conversor	104
Figura 89 – Potência no sistema, durante a regulação de tensão pelo conversor	104

Lista de tabelas

Tabela 1 – Dados do conversor de potência	42
Tabela 2 – Componentes do conversor de potência	43
Tabela 3 – Especificações de tensão do banco de baterias	44
Tabela 4 – Especificações de corrente dos bancos de baterias	44
Tabela 5 – Dados da bateria FNC12190-C	45
Tabela 6 – Tabela de descarga com corrente constante a 25 °C	46
Tabela 7 – Dados do transformador de acoplamento	48
Tabela 8 – Indutâncias calculadas para as situações 1 e 2	51
Tabela 9 – Dados dos disjuntores CC	53
Tabela 10 – Dados do transformador de potencial	59
Tabela 11 – Dados do transdutor de tensão LV 20-P	60
Tabela 12 – Dados do transformador de corrente SC-15	61
Tabela 13 – Dados do transdutor de tensão LA 55-P/SP1	62
Tabela 14 – Dados do transdutor de tensão LV 25-P/SP5	63
Tabela 15 – Dados principais do TMS320F28335	66
Tabela 16 – Ganhos e parâmetros de discretização do controlador PR	79
Tabela 17 – Parâmetros do algoritmo de carga das baterias	81
Tabela 18 – Ganho proporcional para o balanceamento das bancos de baterias	82
Tabela 19 – Parâmetros referentes à descarga do bancos de baterias	84
Tabela 20 – Identificação dos componentes da parte frontal do conversor	88
Tabela 21 – Identificação dos circuitos do sistema de medição, controle e alimentação	89
Tabela 22 – Identificação dos circuitos de potência dispostos na parte frontal do conversor	90
Tabela 23 – Identificação dos componentes dispostos na parte traseira do conversor	91
Tabela 24 – Valores iniciais e finais de tensão dos bancos de baterias	102
Tabela 25 – Porcentagem do erro de balanceamento	103

Lista de abreviaturas e siglas

A/D	Conversor analógico digital
BESS	Sistema de Armazenamento de Energia por Baterias (do inglês: <i>Battery Energy Storage System</i>)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CHB	Ponte H em cascata (do inglês: <i>Cascaded H-Bridge</i>)
DSP	Processador Digital de Sinais (do inglês: <i>Digital Signal Processor</i>)
DTC	Controle Direto de Torque (do inglês: <i>Direct Torque Control</i>)
EMI	Interferência Eletromagnética (do inglês: <i>Electromagnetic Interference</i>)
FACTS	Transmissão Flexível de Corrente Alternada (do inglês: <i>Flexible AC Transmission System</i>)
FC	Capacitor Flutuante (do inglês: <i>Flying Capacitor</i>)
FOC	Controle de Campo Orientado (do inglês: <i>Field Oriented Control</i>)
FPGA	Arranjo de Portas Programáveis em Campo (do inglês: <i>Field Programmable Gate Array</i>)
GPS	Sistema de Posicionamento Global (do inglês: <i>Global Positioning System</i>)
H-PWM	Modulação por Largura de pulso Híbrida (do inglês: <i>Hybrid Pulse Width Modulation</i>)
HVDC	Transmissão em Corrente Contínua (do inglês: <i>High Voltage Direct Current</i>)
LS-PWM	Modulação por largura de pulso com Deslocamento de Nível (do inglês: <i>Level-Shifted Pulse Width Modulation</i>)
NLC	Controle de Nível mais Próximo (do inglês: <i>Nearest Level Control</i>)
NVC	Controle de Vetor mais Próximo (do inglês: <i>Nearest Vector Control</i>)
NPC	Ponto de Neutro Grampeado (do inglês: <i>Neutral Point Clamped</i>)

PS-PWM	Modulação por largura de pulso com Deslocamento de Fase (do inglês: <i>Phase-Shifted Pulse Width Modulation</i>)
SHE	Eliminação Harmônica Seletiva (do inglês: <i>Selective Harmonic Elimination</i>)
STATCOM	Compensador Estático Síncrono (do inglês: <i>Static Synchronous Compensator</i>)
SVM	Modulação por Vetor de Estados (do inglês: <i>Space Vector Modulation</i>)
THD	Distorção Harmônica Total (do inglês: <i>Total Harmonic Distortion</i>)
UART	Receptor/Transmissor Universal Assíncrono (do inglês: <i>Universal asynchronous receiver/transmitter</i>)
UPFC	Controlador Unificado de Fluxo de Potência (do inglês: <i>Unified Power flow controller</i>)
UPS	Fonte de Energia Ininterrupta (do inglês: <i>Uninterruptible Power Supply</i>)
VRLA	Chumbo-Ácido regulado por válvula (do inglês: <i>valve-regulated lead-acid battery</i>)

Sumário

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	Organização do Trabalho	18
2	SISTEMAS ARMAZENADORES DE ENERGIA	20
3	CONVERSORES MULTINÍVEIS	24
3.1	Visão Geral	24
3.2	Topologia <i>Neutral Point Clamped</i> (NPC)	27
3.3	Topologia <i>Flying Capacitor</i> (FC)	29
3.4	Topologia <i>Cascaded H-Bridge</i> (CHB)	31
4	MÉTODOS DE MODULAÇÃO MULTINÍVEL	34
4.1	Visão Geral	34
4.2	Modulação <i>Phase-Shifted</i>	37
5	ESPECIFICAÇÃO DO EQUIPAMENTO	40
5.1	Considerações Gerais	40
5.2	Módulos Conversores e Banco de Baterias	41
5.2.1	Conversor de Frequência	41
5.2.2	Banco de Baterias	44
5.3	Transformador de Acoplamento	47
5.4	Indutores CA	49
5.5	Indutores CC	51
5.6	Disjuntores CC para os Bancos de Baterias	53
5.7	Circuito de Pré-Carga	54
5.8	Contator CA	57
5.9	Instrumentação	58
5.9.1	Medida da Tensão de Saída do conversor	58
5.9.2	Medida da Corrente de Saída do Conversor	61
5.9.3	Medida da Tensão dos Bancos de Baterias	63
5.9.4	Medida da Corrente dos Bancos de Baterias	64
5.10	Sistema Eletrônico de Medição e Controle	65
5.10.1	Processador Digital de Sinais	66
5.10.2	Circuito de Condicionamento de Sinais	68
5.10.2.1	Circuito de Condicionamento CC	68
5.10.2.2	Circuito de Condicionamento CA	69

5.10.3	Circuito de Pré-Driver	70
5.10.4	Placa de Comando	71
5.10.5	Módulo GPS	72
5.11	Armário Elétrico	74
6	ALGORITMOS DE CONTROLE	75
6.1	Controlador Proporcional Ressonante	76
6.2	Controle dos Bancos de Baterias	79
6.2.1	Algoritmo de Carga dos Bancos de Baterias	79
6.2.1.1	Algoritmo de Balanceamento de Carga do Banco de Baterias	81
6.2.2	Algoritmo de Descarga dos Bancos de Baterias	82
7	RESULTADOS E DISCUSSÕES	85
7.1	Sistema de Testes e Equipamento Finalizado	85
7.2	Funcionamento do Conversor em Malha Aberta	91
7.3	Resposta do Controlador Proporcional Ressonante	93
7.4	Aplicação do Equipamento para Suporte de Ativo	99
7.5	Algoritmo de Balanceamento dos Bancos de Baterias	101
7.6	Ensaio com Carga	103
8	CONCLUSÃO	105
8.1	Trabalhos Futuros	106
8.2	Publicações	107
8.2.1	Trabalhos publicados em periódicos.	107
	REFERÊNCIAS	108

1 Introdução

Nas últimas décadas, a maneira como entendemos o sistema elétrico vem sofrendo transformações devido a inúmeros fatores. A crescente utilização de fontes renováveis e geração distribuída, o aumento da demanda de energia e de cargas não-lineares no sistema, são alguns dos fatores que elevaram o grau de complexidade deste (1, 2). Devido a estas novas características emergentes do setor elétrico, preocupações quanto a questões como estabilidade, confiabilidade, eficiência do sistema e qualidade de energia vem a tona.

Dentro deste cenário, a eletrônica de potência vem assumindo um papel relevante, devido suas inúmeras possibilidades de aplicações. Com a constante evolução desta área, novos dispositivos semicondutores, topologias de conversores e técnicas de controles vem sendo desenvolvidos, aumentando ainda mais a presença desta tecnologia no sistema elétrico. Estima-se que até 2030, cerca de 80% de toda energia elétrica, utilizará eletrônica de potência em algum ponto entre a geração e o consumo (3).

As vantagens da utilização de dispositivos baseados em eletrônica de potência, consistem em sua elevada flexibilidade operacional, rápida resposta dinâmica e confiabilidade, uma vez que estes equipamentos não possuem partes mecânicas e são menos propensos a necessidade de manutenção. O potencial da utilização de eletrônica de potência para atender as necessidade do sistema elétrico, tornou-se latente com o surgimento dos dispositivos FACTS (Transmissão Flexível de Corrente Alternada, do inglês: *Flexible AC Transmission System*).

Os dispositivos FACTS, correspondem a um conjunto de equipamentos baseados em eletrônica de potência, os quais são capazes de controlar as grandezas correlacionadas que regem o sistema elétrico, como tensão, corrente, ângulo de fase, impedâncias série e *shunt*, além de proporcionar amortecimento de oscilações de potência (4). Desta maneira, estes são capazes de controlar o fluxo de potência de forma otimizada, regular a tensão do sistema, melhorar sua estabilidade dinâmica e em regime, bem como aumentar a capacidade de transmissão de potência ativa (5).

Quanto ao crescimento da utilização de fontes renováveis e geração distribuída os conversores de potência apresentam papel crucial na realização da interface das fontes alternativas de energia e o sistema. Dentro deste cenário, vem crescendo o interesse pelos sistemas armazenadores de energia, sendo a tecnologia BESS (Sistema de Armazenamento de Energia por Baterias, do inglês: *Battery Energy Storage System*) a solução dominante para armazenamento de energia em larga escala (6, 7). Estes são sistemas compostos por bancos de baterias os quais utilizam conversores capazes de controlar a quantidade de energia injetada ou absorvida da rede CA (4). Desta maneira, estes são capazes de miti-

gar a natureza estocástica e intermitente das fontes renováveis, além de proporcionarem inúmeras funcionalidades relacionadas ao mercado de energia e de suporte ao sistema onde está instalado.

Para atender de forma apropriada os novos desafios do setor elétrico, um esforço contínuo vem ocorrendo de forma a se desenvolver novas topologias de conversores e semicondutores para lidar com elevadas potências e tensões (8). Dentro deste panorama os conversores multiníveis vem ganhando espaço devido estes serem capazes de alcançar elevadas potências utilizando tecnologias maduras de dispositivos semicondutores. Além disso, esta família de conversores apresentam características vantajosas se comparados às topologias de dois níveis, principalmente no que diz respeito a qualidade do sinal de saída e elevada eficiência. (8, 9).

Considerando as tendências da eletrônica de potência no cenário do futuro elétrico, este trabalho tem como intuito o desenvolvimento e implementação de um protótipo de um conversor multinível com topologia ponte H em cascata (CHB, do inglês: *Cascaded H-Bridge*) de sete níveis para aplicações em sistemas de 13,8 kV. Desta maneira, o escopo deste trabalho consiste no detalhamento do processo de especificação dos componentes que constituem este conversor, bem como a descrição funcional de cada um destes componentes. Além disso, para demonstrar a funcionalidade do protótipo desenvolvido, será apresentado o funcionamento deste, operando com função de suporte de rede. Esta função tem como objetivo a injeção de potência ativa por meio de um sistema BESS, ao sistema o qual o equipamento está conectado, de forma a efetuar o corte de ponta durante o horário de pico.

1.1 Organização do Trabalho

Esta dissertação está dividida segundo os capítulos a seguir:

O **Capítulo 2** apresenta uma breve exposição das principais tecnologias de armazenamento de energia.

O **Capítulo 3** apresenta um breve histórico dos conversores multiníveis, bem como sua conceituação, principais topologias e aplicações onde estes são utilizados.

O **Capítulo 4** apresenta uma visão geral das técnicas de modulação utilizadas para esta família de conversores e um detalhamento teórico da modulação *Phase-Shifted PWM*, a qual é utilizada neste trabalho.

O **Capítulo 5** apresenta a especificação e descrição dos componestes que compõe a parte de potência do conversor, bem como o sistema de medição e controle.

O **Capítulo 6** apresenta um detalhamento dos algoritmos e malhas de controle utilizados na função de suporte de ativo ao sistema.

O **Capítulo 8** apresenta o sistema de teste e o protótipo do conversor finalizado, bem como os resultados e discussões do conversor desempenhando a função proposta.

O **Capítulo 9** apresenta as conclusões e possíveis linhas de pesquisa na qual o protótipo do conversor pode ser utilizado.

2 Sistemas Armazenadores de Energia

A integração de sistemas de armazenamento de energia (ESS, do inglês: *Energy Storage System*) com a rede elétrica vem sendo alvo de grande interesse devido aos avanços no campo da eletrônica de potência e das tecnologias de armazenamento de energia (10, 11). Além disso, os ESS apresentam características vantajosas que podem contribuir não só no aspecto operacional e de qualidade de energia do sistema, mas também no mercado de energia elétrica. Algumas das funções oferecidas pela introdução de ESS no sistema elétrico são:

- **Peak Shaving ou Corte de Pico:** Esta funcionalidade refere-se a utilização da energia armazenada durante horários de baixa demanda, para compensar a geração de energia elétrica durante horários de demanda máxima. Esta funcionalidade de ESS pode proporcionar benefícios econômicos por mitigar a necessidade de utilização da energia gerada durante os períodos em que seu custo é elevado (12).
- **Regulação de Tensão e Frequência:** ESS podem ser utilizados de forma a injetar ou absorver potência ativa quando a frequência da rede está abaixo ou acima do seu valor nominal respectivamente, ajudado assim, a estabilizar a frequência do sistema. Da mesma forma, o ESS pode contribuir com a regulação de tensão do sistema, absorvendo ou injetando potência reativa (13).
- **Arbitragem de Energia:** Esta funcionalidade relaciona-se com o mercado de energia. O ESS é utilizado para armazenar energia em horários em que esta é mais barata, com o intuito de vendê-la em horários onde o preço é mais elevado (10).
- **Reserva Girante:** Em caso de sobrecargas na geração, os geradores síncronos tendem a sofrer redução na frequência de rotação. Nestas situações, o ESS pode ser uma alternativa, para através de sua reserva de energia, aumentar o torque do gerador, recuperando assim, sua frequência de rotação. Desta maneira, o gerador pode operar próximo do sua máxima capacidade, possibilitando maior geração (14, 15).
- **Adiamento de melhorias no sistema de distribuição e transmissão:** Nesta funcionalidade, o ESS é utilizado de forma a proporcionar suporte de potência ativa em zonas onde o sistema de transmissão ou distribuição estão sobrecarregados. Desta maneira, a necessidade de melhorias na infraestrutura da rede pra suportar a nova demanda pode ser postergada ou até mesmo evitada (16, 17, 18).
- **Reserva de energia:** Nesta funcionalidade, o ESS armazena energia proveniente de fontes que produzem durante períodos limitados do dia, como a solar por exemplo.

Por estar armazenada, esta energia pode ser utilizada em horários fora do período de geração (19, 20).

Existem inúmeras formas de armazenamento de energia, as quais são basicamente divididas em cinco categorias de acordo com a forma em que são realizadas, que são: mecânico, eletromagnético, eletroquímico, térmico e químico. Os componentes de cada uma destas classes apresentam diferentes características entre si, no que se refere à capacidade de potência, tempo de descarga, densidade de energia, tempo de resposta, eficiência, tempo de ciclo e vida útil (21, 22, 23, 24). A consideração destes fatores são de suma importância na escolha do método de armazenamento para diferentes aplicações e sistemas que estarão inseridos.

Armazenamento Mecânico

No armazenamento por forma mecânica, a energia elétrica excedente da rede em horários de baixa demanda, é convertida em sua forma potencial, cinética ou pneumática, sendo armazenada desta forma até a necessidade de sua utilização. Como exemplos de sistemas desta modalidade, podem ser citados o armazenamento por bombeamento hidráulico (PHES, do inglês: *Pumped hydro storage*), por Flywheel (FES, do inglês: *Flywheel Energy Storage*), por ar comprimido (CAES, do inglês: *Compressed Air Energy Storage*). Dentre estas três tecnologias, o PHES foi a mais utilizada, devido à sua capacidade de armazenamento de elevados montantes de potência e energia, além de possuir extensa vida útil (13). No entanto, sua resposta dinâmica é mais lenta que outras formas de ESS e devido à seu elevado custo, impacto ambiental e limitações geográficas, o desenvolvimento desta técnica tende a ser limitada no futuro (25, 12, 26).

O CAES pode ser projetado para pequenas e grandes capacidades. Esta tecnologia apresenta moderada velocidade de resposta (na ordem de segundos a minutos) e elevada vida útil. Suas principais aplicações envolvem *peak shaving*, regulação de frequência e tensão. A maior barreira na implementação desta forma de armazenamento em larga escala, assim como o PHES, refere-se à limitações geográficas (12).

Dentre estes dispositivos de armazenamento mecânico o FES é o que apresenta maior densidade de energia, maior eficiência e menor dependência geográfica (12). No entanto, a principal desvantagem destes dispositivos, é que estes tem a eficiência afetada pela fricção do eixo e do rotor, além de apresentarem altos custos (13).

Armazenamento Eletromagnético

No armazenamento por forma eletromagnética, a energia é armazenada através dos campos elétricos e magnéticos. Dentre as técnicas desta modalidade, estão o armazenamento através de supercapacitores e supercondutores (SMES, do inglês: *Superconducting magnetic energy storage*). Estes dispositivos apresentam elevada vida útil e eficiência, além de rápida resposta dinâmica (na ordem de milisegundos) (27, 13). No entanto devido à

baixa densidade energéticas destes dispositivos, estes ficam restritos à aplicações que não requerem longos períodos de descarga (13).

Armazenamento Térmico

No armazenamento por forma térmica (TES, do inglês: *Thermal Energy Storages*), a energia excedente do sistema em horários de baixa demanda, é armazenada em forma de calor. Para isto, são utilizados de aquecedores resistivos os quais aquecem água, óleos sintéticos, sal derretido ou hidróxido de sódio, que por sua vez são armazenados em reservatórios de calor (28). Em aplicações de sistemas de potência, usualmente esta técnica é utilizada em nivelamento e carga, corte de ponta e também em sistemas *offgrid* (28).

Armazenamento Químico

No armazenamento por forma química, a energia é armazenada através de componentes químicos como no caso do armazenamento por hidrogênio. Nesta técnica, é realizada a eletrólise da água de forma a se obter hidrogênio, o qual é armazenado em reservatórios de alta pressão. Após o procedimento de obtenção de hidrogênio, este é usado para alimentação de células combustíveis para a produção de eletricidade. Esta técnica é efetiva para o armazenamento de grande montantes de energia a longo prazo e para aplicações sazonais (24). No entanto, as principais limitações desta forma de armazenamento é seu alto custo e risco de segurança no processo de armazenamento de hidrogênio de forma pressurizada (13).

Armazenamento Eletroquímico

No armazenamento por forma eletroquímica, a energia é armazenada basicamente através de sistemas de baterias ou BESS (do inglês: *Battery Energy Storage System*). As baterias são constituídas por eletrodos (catodo e anodo) e solução eletrolítica. Desta maneira, através de reações eletroquímicas envolvendo tais componentes, a energia pode ser armazenada.

Dentre as inúmeros tipos de armazenadores, o BESS tem atraído considerável atenção devido às suas características vantajosas como rápida resposta, controlabilidade e independência de fatores geográficos para sua instalação (29, 30). Estas características possibilitam que esta tecnologia seja empregada em uma maior gama de aplicações, se comparada a outros métodos de armazenamento (31). No entanto, o relativo baixo número de ciclos realizado por esta forma de armazenamento e seu elevado custo de manutenção, são as principais barreiras para a implementação destes sistemas em larga escala (12).

Existem inúmeras tecnologias de baterias onde cada uma apresenta características diferentes entre si. Dentre estas tecnologias, a bateria de chumbo ácido tem sido a mais utilizada em aplicações de potências mais elevadas, devido a maturidade desta técnica e baixo custo se comparado às outras tecnologias de baterias (13, 32). No entanto, dentre os tipos de baterias, esta apresenta menor densidade de energia e menor vida útil (33).

A tecnologia de bateria que vem mais crescendo nos últimos anos é a ion-lítio (26). Estas baterias apresentam alta densidade de energia, alta eficiência e longa vida útil. Porém o custo dos materiais que as compõem e a necessidade de um circuito contra sobrecarga, fazem com que estas sejam mais caras que outros tipos de baterias (28).

Recentemente, inúmeras pesquisas tem focado na tecnologia de baterias de fluxo. Esta tecnologia difere-se das outras aqui mencionadas, devido aos eletrólitos serem armazenados em tanques ao invés de dentro do próprio recipiente da bateria. Estes eletrólitos circulam através do catodo e anodo por meio de bombeamento. No compartimento denominado reator de conversão de potência, os eletrodos são separados por uma membrana que permite a circulação de íons (28). Esta configuração das baterias de fluxo, faz com que o nível de potência desta, seja limitado apenas pelo tamanho dos eletrodos e pelo número de células utilizadas. O nível de energia por sua vez, é limitado pela concentração e volume dos eletrólitos armazenados nos tanques (12). O principal tipo de bateria de fluxo e com tecnologia mais madura é a Redox de Vanádio. Esta apresenta relativamente alta eficiência, rápida respostas, podem realizar grandes números de ciclo e podem efetuar total descarga sem que sejam danificadas. A principal desvantagem é que estas baterias possuem custos de fabricação relativamente altos e seu sistema é mais complexo que o de baterias comuns (12).

Devido ao fato deste trabalho tratar de um protótipo de sistema de armazenamento por baterias com interface realizada através de um conversor multinível, fatores como peso e vida útil das baterias não foram uma grande preocupação. Desta forma, optou-se pela utilização de baterias da tecnologia chumbo ácido devido ao seu menor custo, simplicidade de seu controle, confiabilidade e segurança.

3 Conversores Multiníveis

3.1 Visão Geral

Os conversores multiníveis foram desenvolvidos como alternativa para atender aplicações em tensões e potências mais elevadas, sem a necessidade de utilização de dispositivos de chaveamento com maiores capacidades de tensão e de forma a melhorar as formas de onda de tensão de saída (34). O surgimento de algumas topologias multiníveis remete basicamente à década de 1970 com o surgimento da topologia CHB em 1975 e a NPC em 1979 (34, 35). No entanto, o conceito de conversores multiníveis somente foi estabelecido durante a década de 1990, quando as principais topologias foram amplamente estudadas (34). A literatura apresenta três topologias tradicionais, são elas: NPC, FC e CHB (36). Desde então, inúmeros avanços e estudos vêm sendo realizados referente às topologias desta família de conversores como apresentado em (37, 38, 39, 9, 40, 8). A Figura 1 apresenta a classificação destes conversores, baseado no número de fontes CC independentes usadas em sua estrutura.

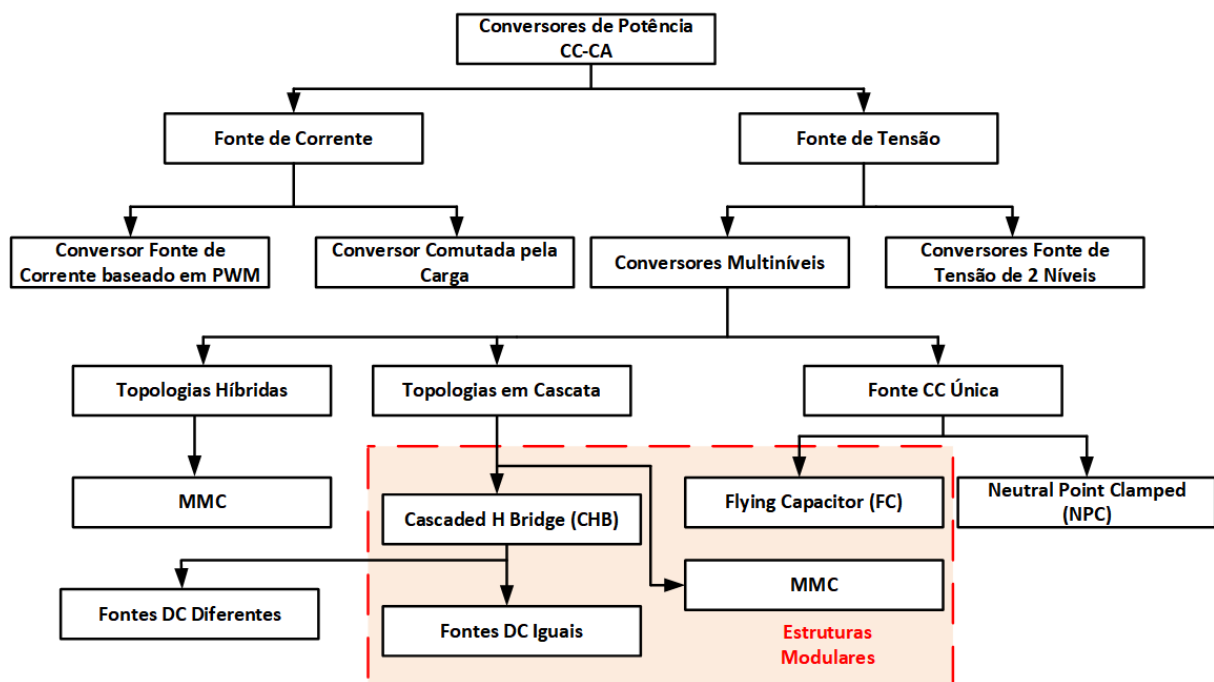


Figura 1 – Classificação dos Conversores Multiníveis (36)

Os conversores multiníveis são constituídos basicamente por um arranjo de semicondutores de potência e fontes de tensão capacitiva, os quais estando apropriadamente conectados e controlados, podem gerar formas de onda de tensão com característica de múltiplos degraus, com frequência, fase e amplitude controlável (36). A forma de onda da tensão em degraus é obtida a partir do chaveamento dos dispositivos semicondutores, os

quais conectam a saída do equipamento a diferentes configurações de elo CC. O número de níveis de um conversor é associado ao número de degraus presentes no sinal de tensão de saída, sendo esta, a principal característica que difere os conversores multiníveis dos tradicionais. A Figura 2 apresenta o esquema genérico do funcionamento de conversores de dois, três ou mais níveis, assim como suas respectivas formas de onda de tensão de saída.

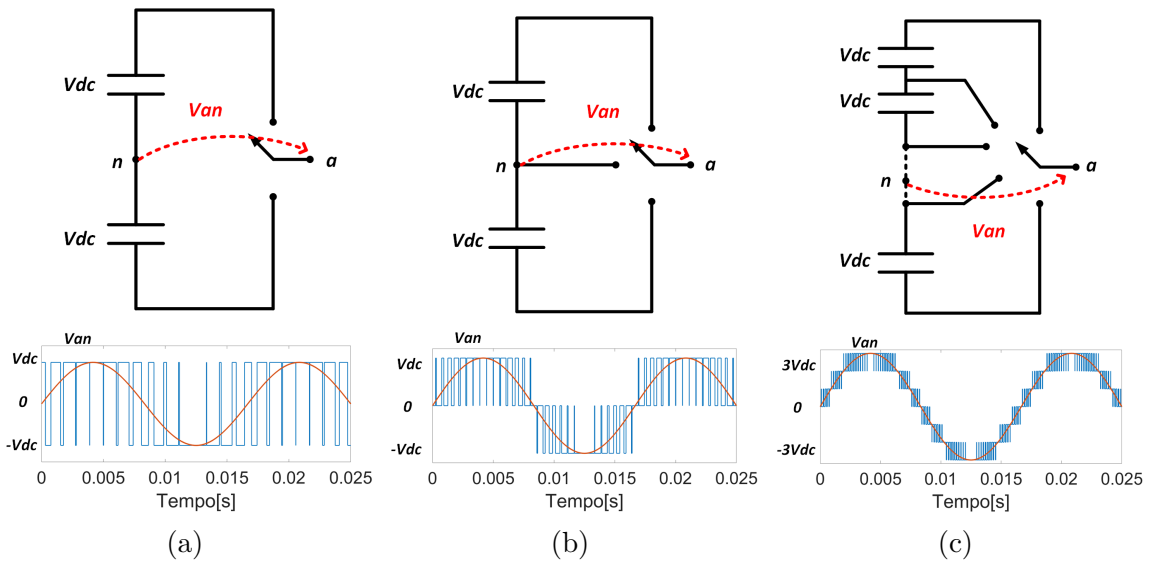


Figura 2 – Forma de onda da tensão de saída dos Conversores multiníveis: a) Dois níveis b) Três níveis c) n níveis (36)

Essa classe de conversores apresenta maior complexidade na implementação dos controles, principalmente no que se refere ao controle do *ripple* das correntes CC (41) e ao balanceamento da tensão dos capacitores que compõem o elo CC (42, 43), uma vez que este desbalanceamento é inerente à inúmeras topologias (36). No entanto, apesar da complexidade relativa à implementação dos controles, os conversores multiníveis vem ganhando espaço em aplicações em alta potência. Isso se deve às suas inúmeras características, que atendem de forma satisfatória as necessidades de tais aplicações. Dentre as variadas aplicações encontram-se os dispositivos FACTS como UPFC (Controlador Unificado de Fluxo de Potência, do inglês: *Unified Power flow controller*), STATCOM (Compensador Estático Síncrono, do inglês: *Static Synchronous Compensator*) e HVDC (Transmissão em Corrente Contínua, do inglês: *High Voltage Direct Current*), além de sistemas armazenadores de energia por bateria (BESS) (44, 45). Na Figura 3 são apresentadas as variadas áreas de aplicação onde estes conversores vêm sendo utilizados.

Os principais benefícios proporcionados por esses equipamentos, que os tornam tão atraentes em utilização em alta potência, se devem a dois fatores essenciais: a primeira é capacidade de suportar altas tensões sem o desgaste dos componentes do equipamento e a segunda consiste na qualidade e eficiência em termos energéticos. Analisando mais especificamente, as principais vantagens na utilização dessa classe de conversores são:

- Redução de stress de tensão sobre os dispositivos semicondutores.
- Operação com menores frequências de chaveamento
- Alta eficiência.
- Menor distorção harmônica total da tensão de saída (THD, do inglês: Total Harmonic Distortion) (36, 9).

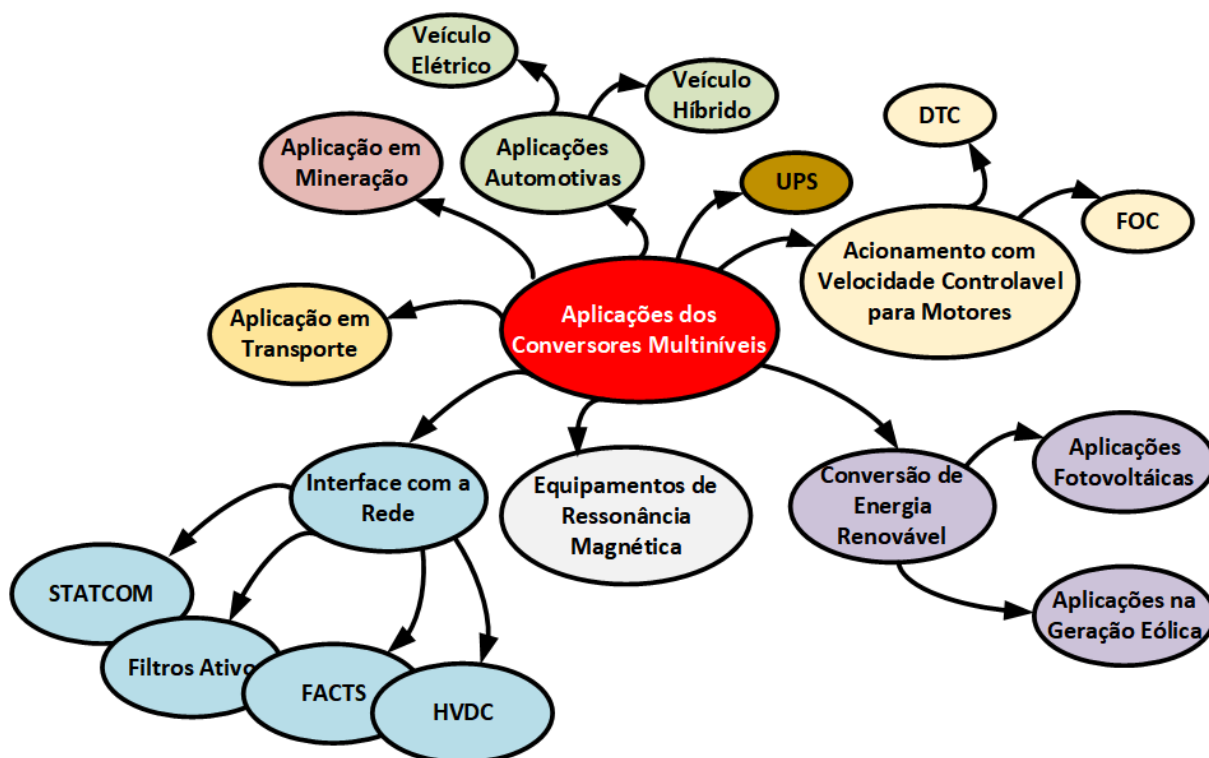


Figura 3 – Visão geral das aplicações dos conversores multiníveis (8)

Esses fatores são explicados principalmente pela possibilidade de operação utilizando múltiplos níveis. Um maior número de níveis implica na possibilidade de maiores tensões de saída sem que os dispositivos semicondutores sejam danificados, uma vez que estes não estarão expostos à tensão total do elo CC. Além disso, o aumento do número de níveis acarreta também em uma melhora da forma de onda da tensão de saída do conversor, implicando em menor THD e conseqüentemente na redução de filtros na saída do conversor. A maior eficiência desses conversores se deve à possibilidade de operação em frequências de chaveamento mais baixas, já que a frequência de chaveamento resultante na saída do conversor consiste na composição da frequência de chaveamento das diferentes células que os compõem. Sendo assim, há uma diminuição das importantes perdas por chaveamento, aumentando o rendimento.

Considerando potencialmente as inúmeras possibilidades proporcionadas pelos conversores multiníveis no contexto atual e futuro do setor elétrico, inúmeras pesquisas vêm

sendo desenvolvidas de forma a aprimorar essa tecnologia. Dentre os principais aspectos estão: desenvolvimento de controles e dispositivos semicondutores mais robustos, otimização das técnicas de modulação, aplicações e topologias mais eficientes (46).

No que se refere aos aspectos que compõe os conversores multiníveis, é necessária uma atenção especial à topologia, uma vez que esta define as características operacionais do equipamento e conseqüentemente em qual tipo de aplicação ele se adequará melhor. Desta maneira, será apresentado uma breve descrição das três principais topologias, sendo elas: *Neutral Point Clamped* (NPC), *Flying Capacitor Converters* (FC) e *Cascaded H-Bridge* (CHB). Neste trabalho, será utilizada a topologia CHB de sete níveis, uma vez que esta apresenta algumas características interessantes para aplicação proposta, como discutido nas próximas seções.

3.2 Topologia *Neutral Point Clamped* (NPC)

Na década de 1980, o principal foco dos pesquisadores no campo da eletrônica de potência consistia no estudo de meios para aumentar a potência dos conversores. As principais linhas de pesquisa para o aumento da potência eram predominantemente associadas ao aumento da corrente em conversores do tipo fonte de corrente. No entanto, alguns pesquisadores começaram a trabalhar na ideia de aumentar o nível de tensão ao invés da corrente (8). Desta maneira, novas topologias começaram a ser desenvolvidas e em 1981 A. Nabae, I. Takahashi e H. Akagi apresentaram o primeiro conversor NPC baseado em modulação PWM (47), também conhecido como conversor *Diode-Clamped* (35).

Estes conversores são basicamente constituídos por dois conversores de dois níveis tradicionais, conectados entre si de forma sobreposta e com algumas pequenas modificações. Como pode ser visto na Figura 4, o barramento negativo do primeiro conversor é ligado ao barramento positivo do segundo, formando o terminal de saída de uma das fases do NPC. Os antigos terminais de saída da fase de cada um dos módulos dos conversores de dois níveis são conectados entre si através de diodos grampeadores, formando o ponto de neutro e dividindo o elo CC em dois. Desta maneira, os semicondutores devem apenas bloquear metade da tensão total do conversor, e com isso, é possível dobrar sua potência de operação. Além do aumento da potência, o surgimento do ponto de neutro permite a obtenção de um nível em zero volt, resultando em um total de três níveis na tensão de fase de saída do NPC (36).

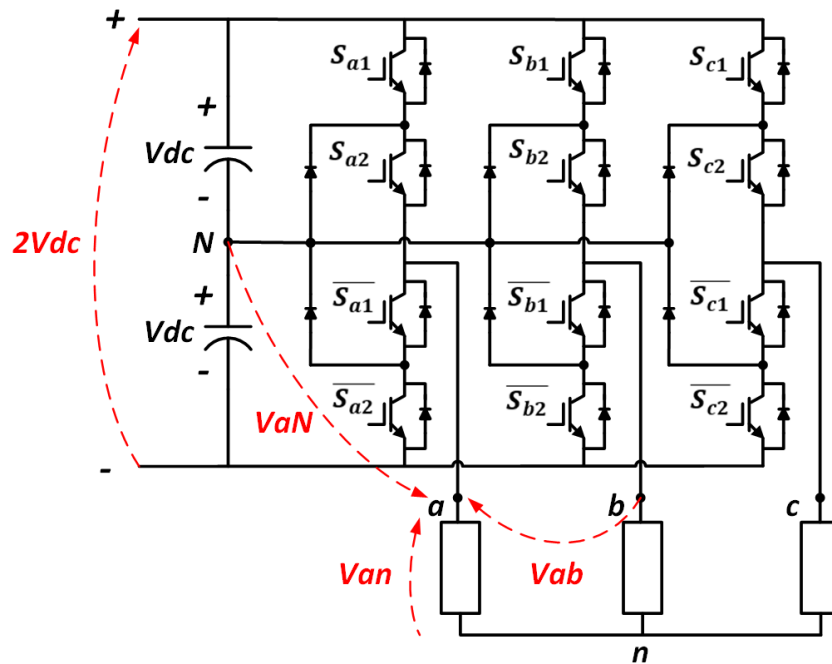


Figura 4 – Topologia NPC trifásica de três níveis (36)

O funcionamento do conversor NPC de três níveis é apresentado na Figura 5, assim como a forma de onda de tensão resultante em sua saída nos três estados possíveis. As linhas vermelhas representam os dispositivos que estão em operação, e também a sua parcela de contribuição na forma de onda da tensão de saída do conversor. É possível notar que há apenas dois sinais de disparo por fase, os outros dois dispositivos de chaveamento recebem sinal de disparo nulo de forma a evitar curto-circuito no elo CC.

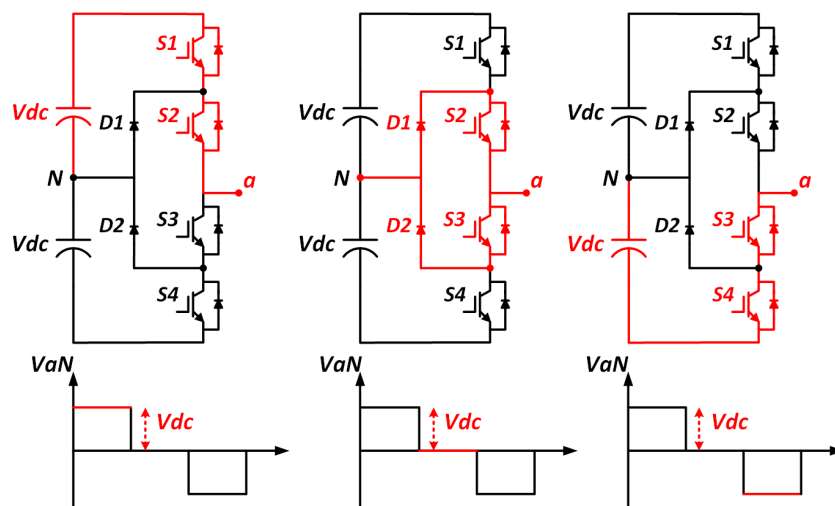


Figura 5 – Estados de chaveamento e forma de onda da tensão de saída de um conversor NPC com três níveis (36)

A topologia NPC pode ser expandida utilizando maior número de diodos, capacitores e dispositivos semicondutores, aumentando assim, a tensão de operação e o número

de níveis presentes no sinal de tensão de saída. No entanto, devido às dificuldades do balanceamento das tensões nos capacitores do elo CC e a necessidade de maior número de componentes para maior número de níveis, a aplicação desses conversores ficou basicamente limitada à topologia de três níveis (46).

3.3 Topologia *Flying Capacitor* (FC)

No início dos anos de 1990, Meynard e Foch (48) propuseram uma topologia multinível onde os diodos grampeadores da topologia NPC eram substituídos por capacitores flutuantes, como apresentado na Figura 6.

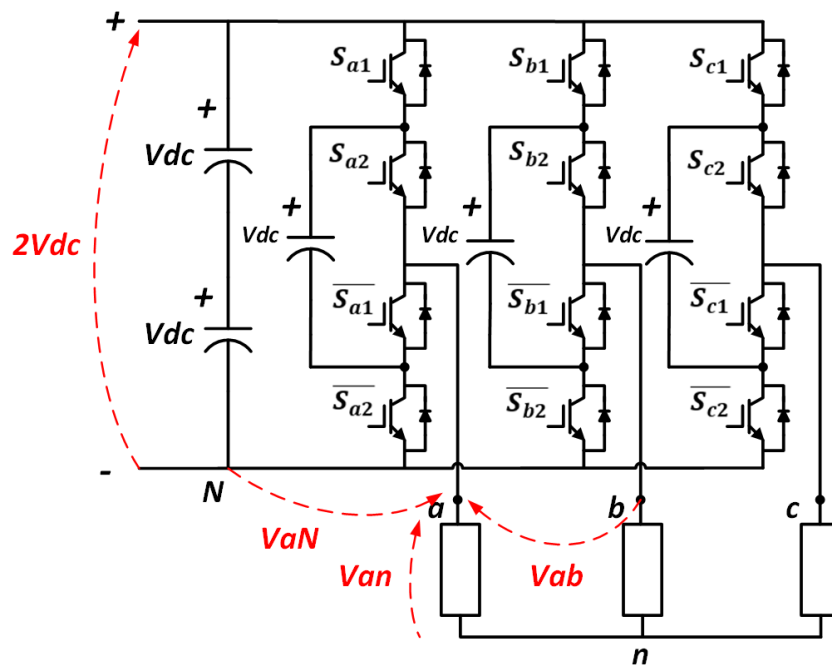


Figura 6 – Topologia FC trifásica de três níveis (36)

Nestes conversores a carga não pode ser conectada ao neutro do conversor para gerar o nível de zero volt. Sendo assim, o nível em zero volt é obtido conectando a carga no barramento positivo ou negativo através do capacitor flutuante com polaridade inversa ao elo CC. Para evitar curto-circuito no elo CC, como no NPC, apenas um par de dispositivos de chaveamento recebem sinal de disparo enquanto o outro par recebe sinal nulo. No entanto, o padrão de chaveamento nessa topologia difere do utilizado nos conversores NPC. O funcionamento do conversor FC de três níveis é apresentado na Figura 7, bem como a forma de onda de tensão resultante em sua saída (36).

A principal diferença entre a topologia FC e a NPC se deve ao fato de o primeiro possuir uma estrutura modular, permitindo maior facilidade de expandi-lo de forma a alcançar maiores níveis de tensão e maior potência de operação. Esta modularidade pode

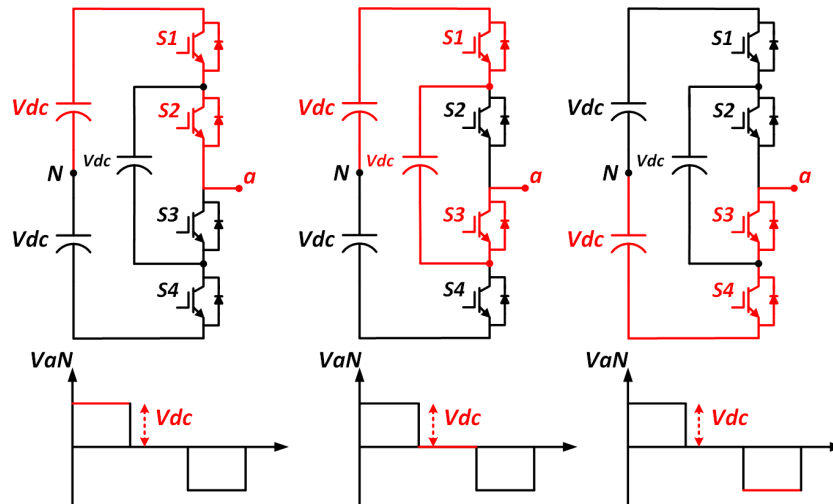


Figura 7 – Estados de chaveamento e forma de onda da tensão de saída de um conversor FC com três níveis (36)

ser observada redesenhando o esquemático da topologia como apresentado na Figura 8, onde um par adicional de dispositivos de chaveamento e um capacitor são conectados para formar um conversor FC de quatro níveis. Considerando um módulo como sendo composto por um par de dispositivos de chaveamento e um capacitor, ao conectar em série múltiplos módulos é possível aumentar o número de níveis no sinal de saída. Com o aumento do número de módulos também há o aumento da redundância de nível de tensão, que consiste na possibilidade de dois ou mais padrões de chaveamento gerarem o mesmo nível de tensão na saída do conversor. Para exemplificar este conceito podemos considerar o nível de zero volt apresentado na Figura 7, o qual pode ser obtido tanto por $(S_1, S_2, S_3, S_4) = (1, 0, 1, 0)$ quanto por $(S_1, S_2, S_3, S_4) = (0, 1, 0, 1)$. A propriedade da redundância de nível de tensão proporciona maior grau de liberdade para propósito de otimização ou controle (36, 49, 35).

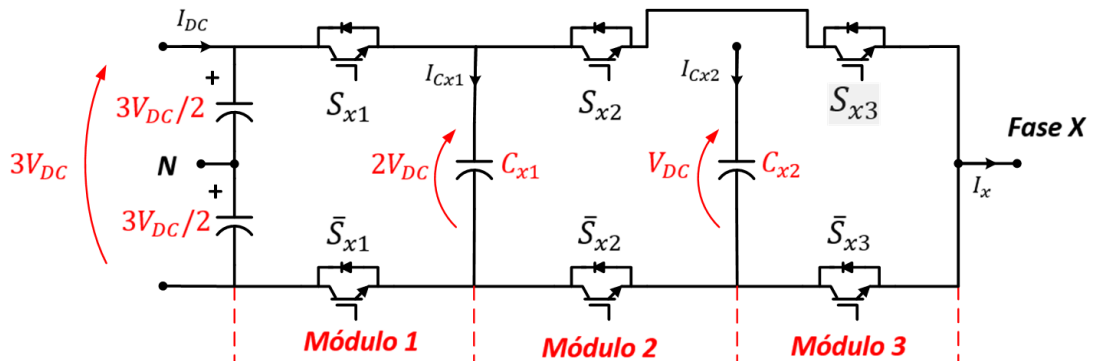


Figura 8 – Esquemático de uma fase de um conversor FC de quatro níveis (36).

Apesar das vantagens proporcionadas pela característica modular apresentada pela topologia FC, estes conversores também apresentam alguns pontos negativos, como por exemplo, seu grande número de capacitores e semicondutores, necessidade de pré-carga

e balanceamento da tensão dos capacitores (49). Além disso, as tensões dos capacitores variam com a corrente da carga. Sendo assim, as capacitâncias necessárias para manter as variações de tensão resultantes dentro de certos limites aceitáveis, aumentam aproximadamente na proporção inversa da frequência de chaveamento. Este fato faz com que esses conversores não sejam interessantes para frequências de chaveamento muito baixas, uma vez que a energia armazenada nos capacitores flutuantes será maior e a dimensão do filtro LC de saída aumenta se comparado a topologia NPC de mesmo nível. No entanto, devido a sua perda por chaveamento ser simétrica e distribuída, e também ao fato de sua primeira banda de frequência da portadora ser alta, a aplicação destes conversores se torna interessante em aplicações de acionamento de alta velocidade (46, 50).

3.4 Topologia *Cascaded H-Bridge* (CHB)

Em 1975, Baker e Bannister obtiveram a patente da topologia de um conversor capaz de proporcionar uma tensão de saída multinível através de várias fontes CC (35). Esta topologia foi conhecida como *Cascaded H-Bridge* (CHB), devido à sua estrutura ser composta pela conexão em cascata de dois ou mais módulos de conversores monofásicos do tipo ponte H. A Figura 9 apresenta a estrutura modular de um conversor CHB trifásico de 5 níveis.

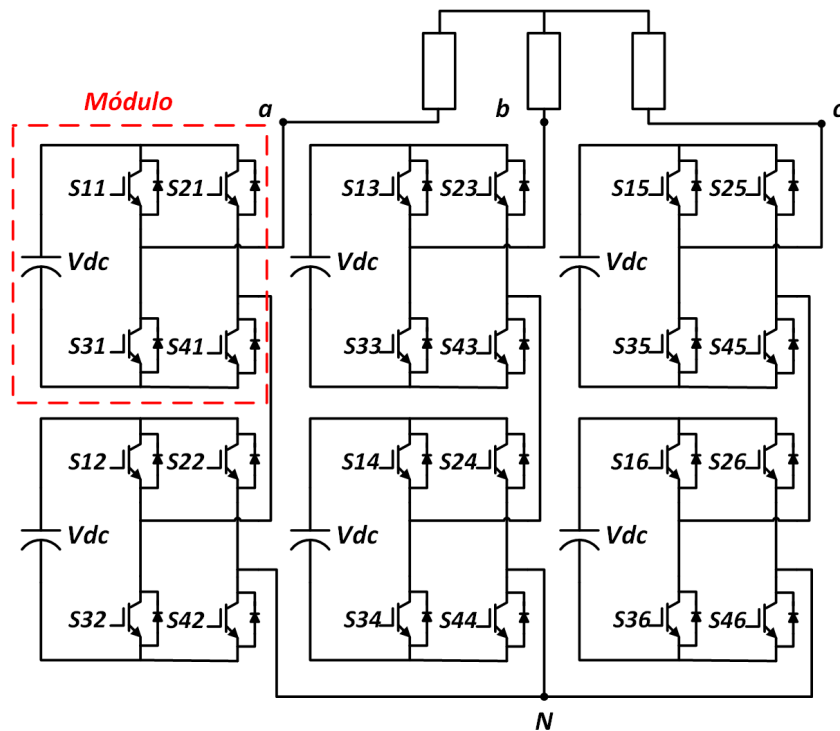


Figura 9 – Topologia CHB trifásica de cinco níveis (36)

Os conversores que compõem os módulos possuem dois pares de dispositivos de chaveamento distribuídos em dois braços, que por sua vez, estão conectados em paralelo

ao banco de capacitores que compõem o elo CC. Esta configuração permite quatro estados de chaveamento sem que haja curto-circuito no banco de capacitores do elo CC. Na Figura 10 são apresentados três dos quatro estados de chaveamento de um módulo do conversor CHB, assim como o sinal de saída proporcionado por cada um deles. O quarto estado não foi apresentado uma vez que este é uma redundância relacionada ao nível de zero volt. Este nível pode ser obtido conectando ambos terminais de saída do conversor ao barramento positivo ou negativo do elo CC, através de $(S1, S2, S3, S4) = (1, 1, 0, 0)$ e $(S1, S2, S3, S4) = (0, 0, 1, 1)$ respectivamente. A topologia CHB apresenta um maior número de redundâncias em relação a topologias expostas anteriormente. Uma vez que cada módulo apresenta um estado redundante de chaveamento, ao realizar a conexão em série destes, mais redundâncias serão acrescentadas.

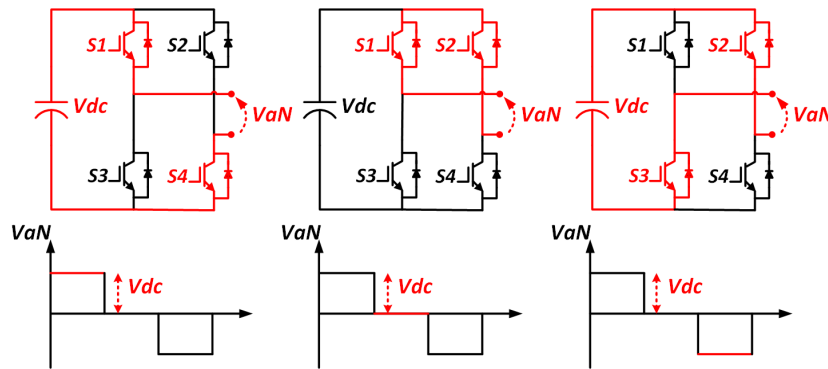


Figura 10 – Estados de chaveamento e forma de onda da tensão de saída de um conversor ponte H monofásico. (36)

Uma vez que cada módulo separadamente seja capaz de gerar um sinal de saída de três níveis, a combinação de múltiplos módulos proporciona um aumento no número de níveis na tensão total do conversor. Com isso, há também um aumento da potência de operação do conversor devido à tensão mais elevada obtida em seus terminais saída. A Figura 11 apresenta um conversor CHB de sete níveis com suas três pontes H conectadas em série e um exemplo qualitativo das possíveis saídas individuais de cada uma delas. A tensão de saída do conversor, resultante da composição dos sinais de cada um dos módulos também é ilustrada, apresentando os sete níveis de tensão.

O número de níveis em função do número de módulos obedece a expressão 3.1, onde m é o número de níveis obtidos e H o número de módulos utilizados (51).

$$m = 2H + 1 \quad (3.1)$$

O maior número de redundâncias e a modularidade destes conversores são suas principais vantagens. A modularidade por exemplo, acarreta em uma maior facilidade em expandir a tensão e potência de operação dos conversores desta topologia, fazendo com que sejam interessantes em aplicações industriais de alta potência (8). Essa topologia também

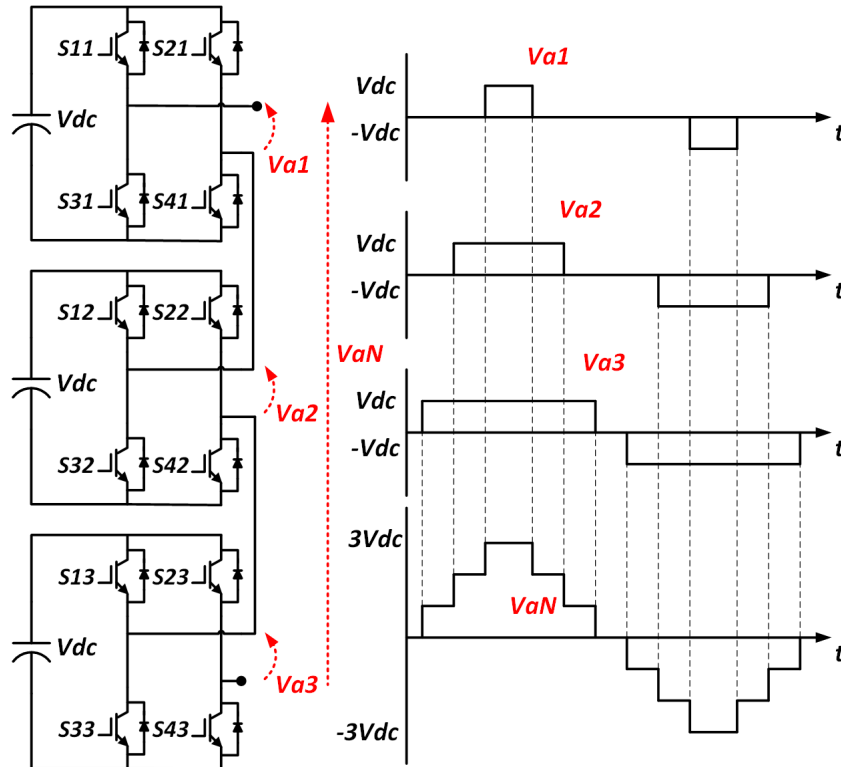


Figura 11 – Fase de um conversor CHB de sete níveis e suas respectivas tensões (36)

é utilizada em aplicações como filtro ativo e compensação reativa (9, 37, 52, 53), veículos elétricos (54, 55), conversão fotovoltaica (56, 57, 58), sistemas UPS (59) e equipamentos de ressonância magnética (8).

Apesar da versatilidade desta topologia, a principal desvantagem consiste no fato destes conversores requererem fontes CC isoladas para cada módulo. Este requisito pode ser obtido por meios de uso de fontes independentes como banco de baterias, ou através de retificadores multipulsos (51, 60). Observa-se que a necessidade de alimentação do elo CC através de fontes isoladas acarreta em aumento do volume e do preço do equipamento, além de impossibilitar configurações em *back-to-back* como utilizada em aplicações como HVDC. No entanto, para aplicações que utilizam sistemas armazenadores de energia (BESS), como a apresentada neste trabalho, a necessidade de alimentação por fontes isoladas apresenta vantagens. Isto se deve ao fato que os bancos de baterias podem ser integrados separadamente aos módulos do conversor CHB, proporcionando facilidades na implementação e maior grau de liberdade do controle de cada sistema armazenador (61, 62).

4 Métodos de Modulação Multinível

4.1 Visão Geral

Com o desenvolvimento das topologias multiníveis, surgiu a necessidade de expandir os métodos de modulação tradicionais para a utilização nestes conversores. Este fato trouxe muitos desafios devido à complexidade associada ao controle de maior número de dispositivos de chaveamento. No entanto, também trouxe a possibilidade de aproveitar os graus de liberdade extras proporcionados pelos estados de chaveamento adicionais destas topologias. Como consequência, uma variedade de diferentes algoritmos foi desenvolvida, cada uma apresentando prós e contras dependendo da aplicação e da topologia na qual será empregada (36). As técnicas de modulação utilizadas nos conversores multiníveis podem ser classificadas segundo as frequências de chaveamento que operam. Como apresentado na Figura 12, esta classificação é realizada em dois grupos, os de baixa e alta frequência (superiores a 1 kHz) (36).

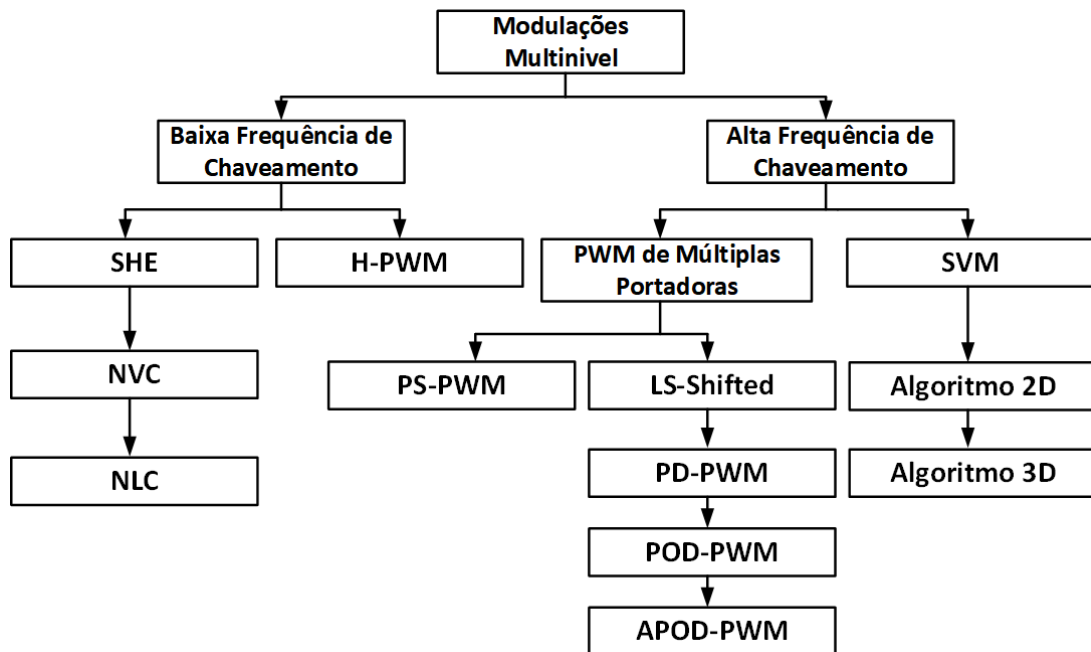


Figura 12 – Classificação das técnicas de modulação para conversores multiníveis (36)

Devido a necessidade de redução de perdas por chaveamento em aplicações em alta potência, modulações com baixas frequências de chaveamento foram desenvolvidas e adaptadas para os conversores multiníveis. Dentre as técnicas com esse perfil, a modulação SHE (Eliminação Harmônica Seletiva, do inglês: *Selective Harmonic Elimination*) foi extensivamente estudada e analisada para variadas topologias de conversores (63, 64, 65). Esta técnica se baseia na análise de Fourier da forma de onda da tensão, para calcular

o intervalo de chaveamento que efetue a eliminação de harmônicos indesejados, sem que haja a mudança da frequência de chaveamento (66). No entanto, uma das desvantagens desta modulação, se deve aos harmônicos não eliminados poderem atingir níveis elevados (67). Além disso, esta técnica é limitada a aplicações em malha aberta, já que os padrões de chaveamento são computados de forma *offline* e armazenados em tabelas. Este fato implica no aumento da complexidade de implementação da técnica, para conversores com níveis mais elevados (superior a 5) (8).

Outra técnica que proporciona operação em baixa frequência é a NVC (Controle de Vetor mais Próximo, do inglês: *Nearest Vector Control*), proposta em (68), a qual se baseia no conceito de vetor de estados para gerar a tensão de saída no conversor. Nesta, a tensão proporcionada pelo conversor é gerada a partir da reprodução de um vetor que se aproxima da tensão de referência. Devido ao funcionamento baseado na seleção de vetores, há uma drástica redução do número de comutações, acarretando em diminuição das perdas. No entanto, esta técnica não é capaz de eliminar os harmônicos de baixa ordem como na modulação SHE, e devido a sua característica de baixa frequência, tais frequências são introduzidas na tensão da carga. Este ponto negativo pode ser compensado com a utilização de conversores com maiores números de níveis. Com o maior número de níveis, aumenta-se o número de vetores reproduzíveis e a aproximação da referência será melhorada, diminuindo o erro (8).

Além das técnicas de baixa frequência expostas anteriormente, também existe outra importante técnica conhecida como NLC (Controle de Nível mais Próximo, do inglês: *Nearest Level Control*) (69, 69). Esta técnica possui a mesma filosofia da NVC, porém ao invés de fazer uso de vetores de estado, esta se baseia na geração de níveis de tensão que mais se aproximem da referência. Sua maior vantagem é que seu algoritmo é simplificado em relação ao NVC, fato que é observado por sua maior utilização em relação ao outro (36).

As técnicas de modulação para alta frequência de chaveamento são usualmente preferíveis para aplicações de alta faixa dinâmica, uma vez que apresentam maior qualidade do sinal de saída e alta largura de banda para altas frequências (8). Estas basicamente também são divididas em dois tipos de algoritmos, os que são baseados em espaços de vetores e os baseados em nível de tensão.

A técnica baseada em vetores de estado, conhecida como SVM (Modulação por Vetor de Estados, do inglês: *Space Vector Modulation*), gera o vetor de referência de tensão como uma combinação linear dos vetores de estado, obtendo uma tensão de saída média igual a referência durante um período de chaveamento (70). Estes algoritmos são particularmente interessantes em aplicações como acionamentos de alto desempenho e sistemas de condicionamento de energia, onde a operação com frequência variável e resposta rápida e dinâmica são requeridas (71). Esta família de técnica de modulação foi estendida

e generalizada para conversores multiníveis com n -níveis, usando os algoritmos 2-D e 3-D (72). No entanto, a maioria das técnicas baseadas em SVM apresentam grande custo computacional e aumento da complexidade dos algoritmos se utilizados em conversores com elevado número de níveis (8).

As técnicas de modulação baseados em nível de tensão que proporcionam operação em altas frequências de chaveamento, são usualmente extensões da modulação clássica PWM de múltiplas portadoras. As principais técnicas deste grupo são as modulações LS-PWM (Modulação por largura de pulso com Deslocamento de Nível, do inglês: *Level-Shifted Pulse Width Modulation*) e PS-PWM (Modulação por largura de pulso com Deslocamento de Fase, do inglês: *Phase-Shifted Pulse Width Modulation*), as quais se diferenciam entre si pela distribuição de suas portadoras. A modulação PS-PWM apresenta portadoras com deslocamento de fase entre si, de modo a gerar um defasamento de chaveamento entre módulos adjacentes. A modulação LS-PWM e suas variantes por sua vez, possuem suas portadoras deslocadas em amplitude como descrito em (73, 51, 74).

Embora ambas as técnicas apresentem características similares quanto a facilidade de implementação e qualidade do sinal de tensão de saída, estas apresentam diferentes graus de compatibilidade com certas topologias devido aos seus respectivos padrões de chaveamento. A modulação LS-PWM e suas variantes por exemplo, foram amplamente utilizadas em conversores NPC, já que cada portadora é facilmente associada a um par dispositivos de chaveamento desta topologia. Por outro lado, seu padrão de chaveamento ocasiona desequilíbrio de potência entre os módulos de conversores CHB, fazendo com que seu uso não seja interessante para essa topologia (8). A modulação PS-PWM por sua vez, foi concebida para atender as topologias modulares como CHB e FC (36), uma vez que proporciona o mesmo padrão de chaveamento para cada módulo do conversor, garantindo uma igual distribuição de potência entre os módulos.

Dentre as modulações baseadas na modulação PWM, ainda há uma terceira técnica conhecida como H-PWM (Modulação por Largura de pulso Híbrida, do inglês: *Hybrid Pulse Width Modulation*). Esta foi desenvolvida para operações em topologia CHB com elos CC diferentes. O foco desta modulação é reduzir a frequência de chaveamento nos módulos com maior potência, de forma a reduzir as perdas. Desta forma, tais módulos são operados com padrões de onda quadrada em baixa frequência, enquanto os outros obedecem a modulação PWM unipolar. (36). Devido esta técnica apresentar diferentes frequências de chaveamento, ela é caracterizada como uma modulação de frequência mista. A Figura 13 apresenta a compatibilidade de cada técnica de modulação apresentada nesta seção, com as principais topologias de conversores multiníveis.

		Topologias		
		NPC	FC	CHB
Técnicas de Modulação	SVM	O	O	O
	LS-PWM	O	O	—
	PS-PWM	X	O	O
	H-PWM	X	X	O
	SHE	O	O	O
	NVC	—	O	O
	NLC	—	O	O

O: Aplicável e recomendado X: Não aplicável —: Aplicável/ Não recomendado

Figura 13 – Compatibilidade das técnicas de modulação em relação as principais topologias multiníveis (8)

Neste trabalho foi utilizada a modulação PS-PWM devido à sua simplicidade implementação, compatibilidade com a topologia CHB e a redução do conteúdo harmônico na tensão de saída do conversor. Desta maneira, esta técnica será abordada mais detalhadamente na próxima seção.

4.2 Modulação *Phase-Shifted*

Esta técnica é baseada nas regras da modulação unipolar, onde cada módulo é controlado pela comparação entre duas portadoras triangulares defasadas em 180° e um sinal de referência comum. O número de portadoras respeitará a proporção $(m - 1)$, onde m corresponde ao número de níveis a serem utilizados, e sua defasagem é definida pela equação 4.1 (73). Esta medida é necessária para que as pontes H operem de forma complementar, permitindo a obtenção do sinal de saída com múltiplos níveis.

$$\phi_{cr} = \frac{360^\circ}{(m - 1)} \quad (4.1)$$

Nas modulações do tipo PWM, como a técnica PS-PWM, é possível controlar as tensões de saída alterando as relações entre grandezas como frequência e amplitude das ondas portadoras e modulante respectivamente. A relação entre amplitudes das portadoras V_{cr} e do sinal de referência V_m é denominado índice de modulação m_a , expresso pela equação 4.2. Com a variação da amplitude da onda de referência, é variado o índice de

modulação e conseqüentemente o sinal de saída do conversor, na mesma proporção.

$$m_a = \frac{V_m}{V_{cr}} \quad (4.2)$$

Outra relação utilizada para o controle da saída a partir da modulação PWM é o índice de modulação de frequência m_f . Este fator é a relação das frequências da onda modulante V_m e da onda V_{cr} portadora, descrita pela equação 4.3.

$$m_f = \frac{f_{cr}}{f_m} \quad (4.3)$$

Este índice possui grande influência sobre a qualidade do sinal de saída, uma vez que a ordem das componentes harmônicas na saída dos módulos e do equipamento, estão ao redor de múltiplos deste fator (51). Desta forma quanto maior o m_f , maior a frequência de chaveamento e menor os filtros a serem utilizados, uma vez que os harmônicos aparecem somente em ordens mais altas.

A Figura 14 apresenta o funcionamento da modulação PS-PWM para um conversor de sete níveis CHB monofásico, como apresentado na Figura 11, com $m_a = 0.8$ e $m_f = 3$.

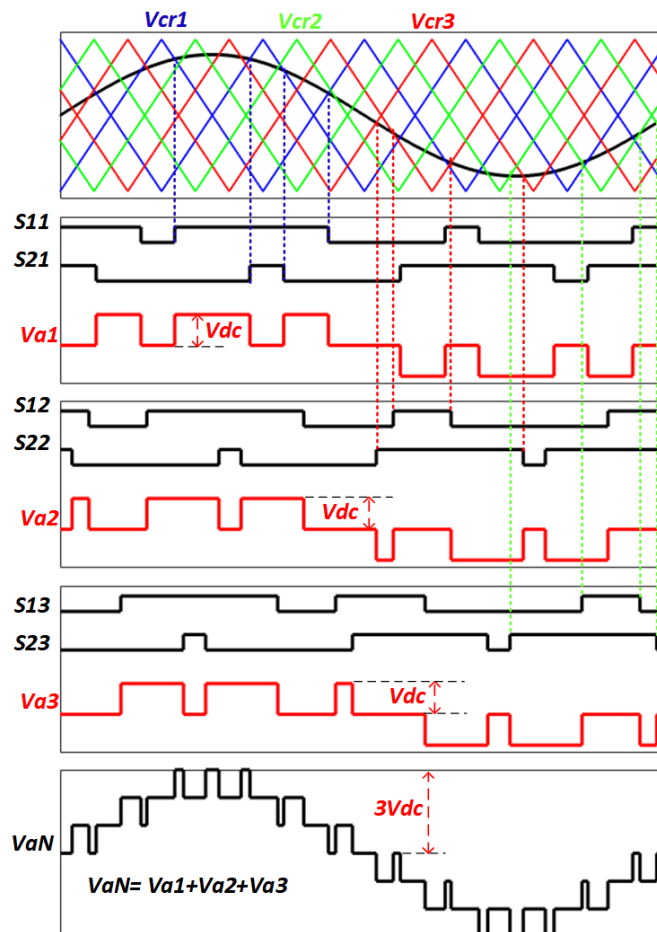


Figura 14 – Formas de onda da modulação PS-PWM para CHB de sete níveis (51)

Nesta, são representados os sinais de controle das chaves superiores ($S_{11}, S_{21}, S_{12}, S_{22}, S_{13}, S_{23}$) e a saída de cada módulo (V_{a1}, V_{a2}, V_{a3}), além do sinal de saída do equipamento (V_{aN}). Para fins didáticos, especificamente para este exemplo, as portadoras possuem frequência três vezes maior que o sinal de referência, para facilitar a visualização da técnica. Porém na prática, é indicado que se trabalhe com índice de modulação de frequência (m_f) no mínimo dez vezes maior.

Ainda considerando a Figura 14, nota-se que o sinal de saída do conversor monofásico é a soma dos sinais de saída das três pontes que o compõe, ou seja, $V_{aN} = V_{a1} + V_{a2} + V_{a3}$. O chaveamento dos pares inferiores de semicondutores de cada módulo ($S_{31}, S_{41}, S_{32}, S_{42}, S_{33}, S_{43}$) operam de forma complementar aos seus pares superiores adjacentes ($S_{11}, S_{21}, S_{12}, S_{22}, S_{13}, S_{23}$). Como os semicondutores de cada módulo não chaveiam simultaneamente, a variação do degrau da tensão durante o chaveamento será apenas o valor do elo CC de cada ponte H (V_{dc}), desta maneira o conversor apresentará uma tensão de saída de amplitude $3V_{dc}$. Esta característica de operação resulta em um menor dv/dt e uma menor EMI (Interferência eletromagnética, do inglês: *Electromagnetic Interference*) (51).

O modo de funcionamento da modulação PS-PWM proporciona outra característica vantajosa à sua utilização. Esta possibilita que o conversor multinível apresente uma elevada frequência resultante em sua tensão de saída. Isso ocorre devido a forma complementar em que esta modulação controla cada módulo, fazendo com que esta maior frequência resultante, seja obtida pela composição das menores frequências de chaveamento dos dispositivos semicondutores. Desta maneira, as perdas por chaveamento são reduzidas.

A frequência resultante presente no sinal de tensão de saída do equipamento ($f_{sw,inv}$), pode ser calculada pela equação 4.4, sendo dependente da frequência das chaves ($f_{sw,dev}$), número de níveis (m) e número de pontes H (H). Neste trabalho, será utilizada uma frequência de chaveamento de 5 kHz por semicondutor, sendo obtida uma frequência resultante na saída do conversor igual a 30 kHz.

$$f_{sw,inv} = 2.H.f_{sw,dev} = (m - 1).f_{sw,dev} \quad (4.4)$$

5 Especificação do Equipamento

5.1 Considerações Gerais

O conversor proposto neste trabalho foi dimensionado para operar como interface entre um sistema de 13.8 kV em 60 Hz e bancos de baterias, sendo considerada uma potência trifásica de operação de 100 kVA para o dimensionamento do equipamento. A principal função deste conversor é a injeção de potência ativa para o suporte da rede em horários programados e absorção de potência ativa do sistema de forma a realizar a carga dos bancos de baterias.

A topologia adotada foi a CHB de sete níveis, onde o número de níveis foi definido a partir da análise de custo benefício para a estrutura multinível. Em termos de nível da tensão sintetizada pelo conversor e de sua qualidade, quanto mais níveis, maiores as tensões eficazes e menor o seu THD. Por outro lado, maior a complexidade do controle do sistema, exigindo maiores capacidades de processamento e quantidades de saídas digitais para acionamentos dos dispositivos de chaveamento. Na topologia utilizada, cada fase é composta por três módulos de ponte H conectados em série, devido a limitação do número de saídas PWM proporcionadas pelo DSP, para o controle dos dispositivos semicondutores.

A configuração trifásica é constituída pelas estruturas monofásicas conectadas em estrela. A alimentação de cada um dos módulos é realizada por um banco de baterias e a conexão do conversor com o sistema em 13.8 kV é efetuada por meio de um transformador de acoplamento trifásico com configuração estrela delta. O conversor também conta com filtros L tanto em seu lado CA quanto no CC. Os primeiros são responsáveis pela filtragem das altas frequências presentes na corrente de saída devido ao chaveamento. Os segundos por sua vez, são responsáveis pela redução dos *ripples* das correntes dos bancos de bateria de forma a evitar a degradação da vida útil destas.

A partir do nível de potência de operação definida, da tensão do sistema e dos bancos de bateria, foi realizado o dimensionamento dos componentes que constituem o conversor. A Figura 15 apresenta a estrutura e cada um dos elementos que compõem uma das fases. Nas seções deste capítulo serão descritos cada um desses componentes que compõem o conversor, bem como os métodos nos quais estes foram especificados.

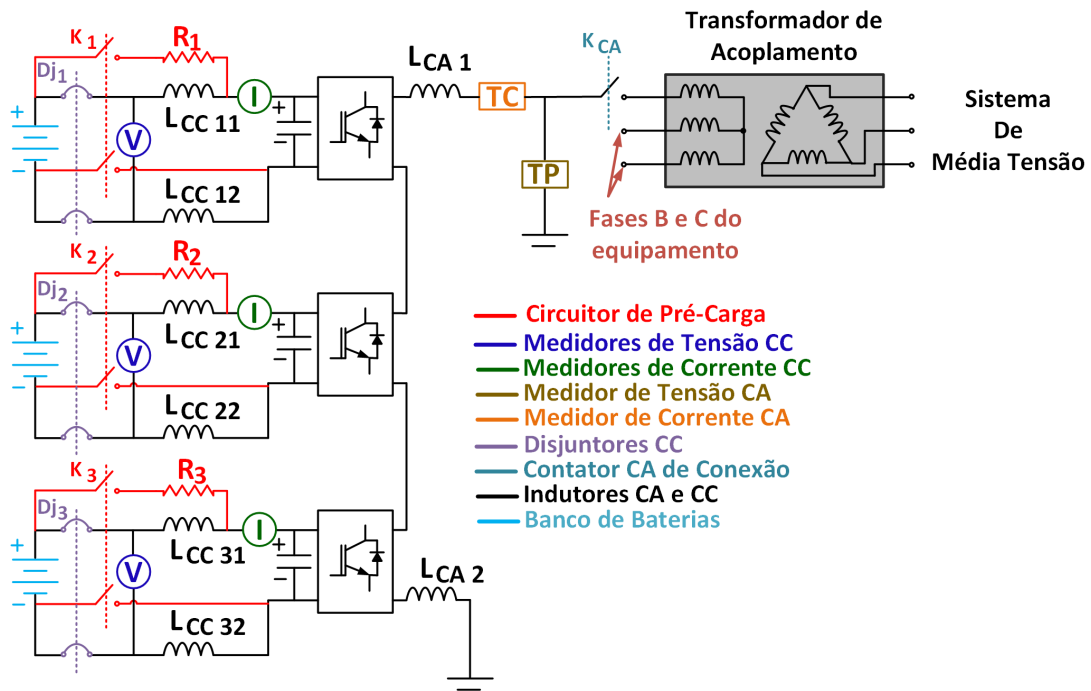


Figura 15 – Estrutura e componentes do protótipo implementado

5.2 Módulos Conversores e Banco de Baterias

5.2.1 Conversor de Frequência

Para inicializar o dimensionamento do conversor multinível, foi necessário primeiramente, realizar a especificação dos módulos em ponte H que irão compor o equipamento. Devido a limitação do número de saídas PWM proporcionadas pelo DSP, foi possível a utilização de três módulos conversores por fase. Desta maneira, foi estipulado para fins de projeto, uma tensão nominal de 1000 V por ponte conversora, uma vez que os dispositivos semicondutores nesta faixa de tensão são mais acessíveis no mercado que seus equivalentes para maiores tensões e correntes. Sendo assim, considerando um fator de segurança de pelo menos 1,5 vezes, foram especificados que os módulos fossem compostos por IGBTs com tensão nominal de 1700 V. Este sobredimensionamento dos IGBTs garante operação segura na tensão nominal, de modo que eventuais sobretensões transitórias não ultrapassem a tensão suportada pelo semicondutor, o que ocasionaria sua queima.

A corrente nominal do IGBT foi calculada a partir da expressão 5.1, a qual baseia-se na equação da potência trifásica multiplicada por um fator de segurança igual a 2. As grandezas utilizadas consistem na potência nominal do equipamento (S_{conv}) e em sua possível tensão máxima de fase ($V_{conv-nom}$), obtida através da tensão CC nominal especificada para os módulos.

$$I_{IGBT} = 2 \cdot \frac{S_{conv}}{3 \cdot V_{conv-nom}} = 2 \cdot \frac{100000}{3 \cdot (3 \cdot 1000 / \sqrt{2})} = 31,42A \quad (5.1)$$

Apesar da corrente nominal calculada para os IGBTs ser igual a 31,42 A, valor o qual já possui uma margem de segurança operacional, foram utilizados semicondutores com capacidade para 100 A. Este sobredimensionamento foi adotado de forma a possibilitar o aumento da potência do equipamento no futuro, sem que haja a necessidade de alteração dos componentes dos módulos conversores.

Além do circuito de potência, o conversor especificado também conta com o driver DRM100D80A para acionamento dos IGBTs. Este driver possui isolamento galvânica, proteção contra curto-circuito através de monitoramento de VCE, intertravamento com configuração de tempo morto e proteção contra subtensão na alimentação do driver. Ainda foi integrado ao módulo de potência, transmissores e receptores eletro-óticos para que o disparo dos pulsos de chaveamento, fossem enviados por fibra ótica, aumentando ainda mais a isolamento entre circuito de potência e controle. Os dados técnicos do conversor adotado estão na Tabela 1.

Descrição	Conjunto Inversor Monofásico em Ponte H
Modelo	SPCIM 6000-100-5
Tensão máxima de barramento	$1000 V_{cc} \pm 10\%$
Frequência máxima de chaveamento;	5 kHz
Potência Nominal	60 kVA
Capacitância Total	$6666 \mu F$
Tensão de saída;	$0 - 707 V_{RMS}(FN)$
Frequência de saída;	50/60 Hz
Corrente máxima de saída;	100 A @ 600 V_{FN} , $V_{cc} = 1000 V$, 5 kHz
Temperatura de operação do termostato	70°C, Tipo NF
Temperatura ambiente de operação	0°C a 40°C
Modelo do Transmissor/Receptor	HFBR-1521Z/HFBR-2521Z
Peso Aproximado	25,5 kg
Dimensões Externas Máximas	Largura: 401 mm Altura: 295 mm Comprimento: 380 mm

Tabela 1 – Dados do conversor de potência

A Figura 16 apresenta o esquemático da ponte utilizada, sendo a identificação dos componentes apresentados na Tabela 2. A Figura 17 por sua vez, apresenta a fotografia de uma a ponte antes de sua instalação no equipamento

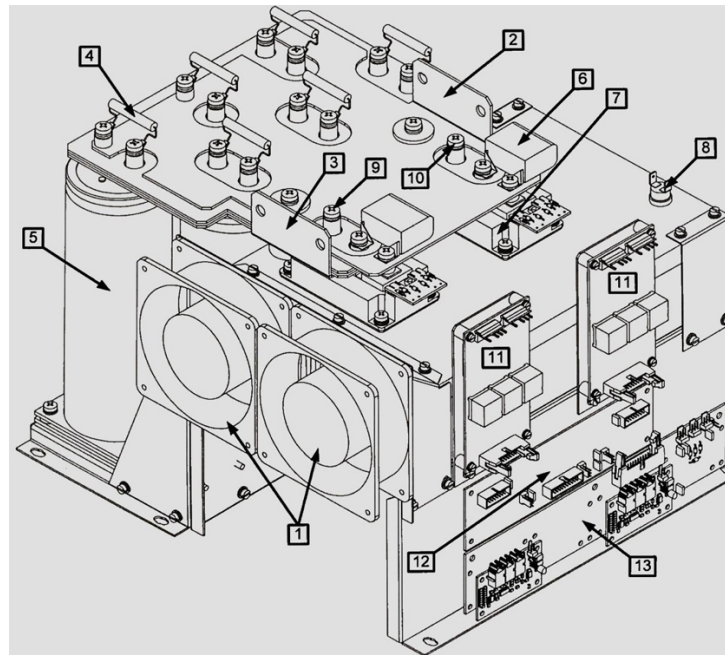


Figura 16 – Esquemático do conversor de potência (75)

1 – Ventiladores	8 – Termostato
2 – Barramento Positivo(CC+)	9 – Saída A
3 – Barramento Negativo(CC-)	10 – Saída B
4 – Resistores 6 x 22 K Ω 10W	11 – Drivers DRM100D80A
5 – Capacitores 6 x 10000 μ F 450 V	12 – Placa de interface drivers
6 – Capacitores de polipropileno;	13 – Placa de interface da fibra óptica
7 – Módulos IGBT's SKM300GB17E4	

Tabela 2 – Componentes do conversor de potência (75)

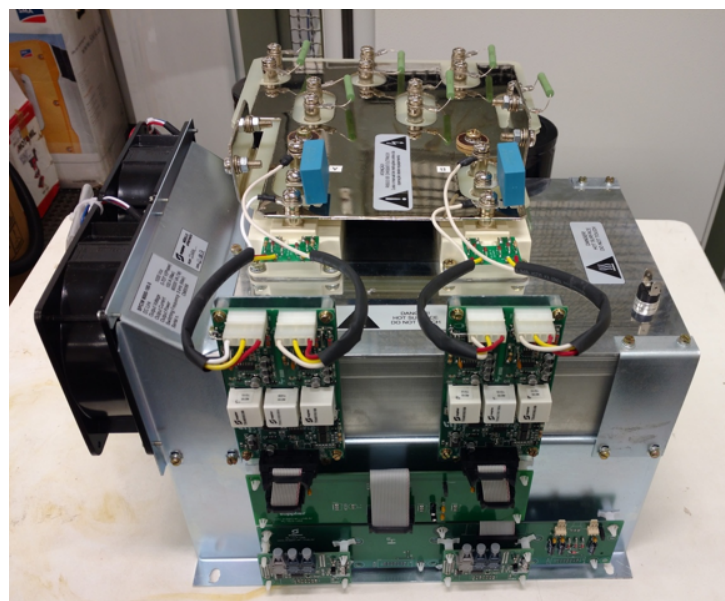


Figura 17 – Conversor de potência

5.2.2 Banco de Baterias

O primeiro ponto considerado no dimensionamento dos bancos de baterias foi a tensão nominal adotada pelos módulos de ponte H. Desta maneira, foi necessário efetuar o dimensionamento dos bancos de bateria de forma simultânea aos módulos conversores. Como já descrito, o conversor adotado suporta uma tensão máxima de 1000 V, valor o qual foi utilizado como base para definir o número de baterias necessárias por banco para se alcançar a tensão nominal de operação.

De forma a garantir operação dentro dos limites imposto pela máxima tensão CC suportada pelos módulos do conversor, foi determinado que cada banco fosse composto por 67 células de baterias chumbo-ácido VRLA seladas de 12 V conectadas em série. Cada uma destas células é composta por 6 elementos acumuladores de 2 V, conectados em série internamente. A Tabela 3 apresenta a variação da tensão no banco de baterias durante dois pontos de operação extremos, que são: baterias completamente carregadas e bateria descarregadas.

Quantidade de células em série	1	67
Tensão nominal da célula	12,0 V	804,0 V
Tensão em vazio completamente descarregada	10,5 V	703,0 V
Tensão em flutuação	13,5 V	904,5 V

Tabela 3 – Especificações de tensão do banco de baterias

Considerando os dados desta tabela, observa-se que é esperada uma variação entre 904,5 V e 703,0 V na tensão CC de operação de cada conversor, o que significa uma variação de $\pm 12,5\%$ em torno do valor nominal. Essa variação é expressiva e precisa ser considerada na especificação da tensão de saída do conversor, que por sua vez, impactará diretamente na relação de transformação do transformador de acoplamento e na corrente nominal do conversor.

O segundo ponto considerado no dimensionamento do banco de baterias consiste em determinar a capacidade (em Ah) dos monoblocos utilizados. Para isso, foi necessário calcular o valor das correntes proporcionadas pelos bancos para cada módulo. Estas correntes foram obtidas dividindo a potência total do conversor (100 kW) pelos nove bancos que alimentam cada ponte, e depois, dividindo a potência de cada módulo por sua tensão nominal, conforme Tabela 4.

Potência total do equipamento	100 kW
Número de bancos de bateria	9
Potência por módulo	11,11 kW
Tensão nominal de cada banco	804,0 V
Corrente nominal de cada módulo	13,81 A

Tabela 4 – Especificações de corrente dos bancos de baterias

Desta maneira, considerando a quantidade mínima de células para atingir a tensão e a corrente nominal de operação, os 9 bancos foram dimensionados contendo 67 monoblocos com capacidade de 19 Ah cada um. A Figura 18 mostra um monobloco da bateria especificada e a Tabela 5 apresenta seus principais dados.



Figura 18 – Monobloco FNC12190-C (76)

Descrição		Bateria VRLA Selada 12V 19Ah
Modelo		FNC12190-C
Fabricante		Newmax
Tensão Nominal		12 V
Capacidade Nominal C_{10}		19 Ah
Dimensões		180mm x 75mm x 156mm
Corrente Máx. de Carga		4,8 A
Tensão de Carga	Cíclico	13,5 a 13,8 V
	Flutuação	13,8 a 15,0 V

Tabela 5 – Dados da bateria FNC12190-C (76)

A Tabela 6 apresenta o tempo que os monoblocos com tensão nominal de 12 V, descarregando a uma corrente constante, levam para atingir o ponto de tensão final de descarga (V.F). Este ponto, refere-se à quantia limite de tensão na descarga do banco, que ocorre quando os acumuladores que compõem a bateria alcançam uma tensão entre 1,67 V e 1,9 V por elemento. Enquanto o ponto V.F não é alcançado, a tensão das baterias durante a descarga decai linearmente, após atingido, esta passa a decair de forma abrupta. Desta maneira, considerando a corrente de descarga de 13,81 A necessária para que o equipamento opere em sua potência nominal e uma tensão final de descarga por elemento de 1,8 V, pela Tabela 6, observa-se que uma autonomia entre 30 minutos a 1 hora seria garantida nesta situação. Como a autonomia do banco é dependente unicamente da capacidade das baterias, o banco pode ser expandido sem a necessidade de alterar o projeto do conversor.

V.F/Tempo	10 MIN	15 MIN	30 MIN	60 MIN	2 HR	5 HR	10 HR	20 HR
1,90 V	-	-	-	-	4,14 A	2,79 A	1,53 A	0,81 A
1,85 V	-	-	-	-	4,60 A	3,10 A	1,70 A	0,90 A
1,80 V	36,8 A	27,2 A	17,5 A	11,20 A	4,70 A	3,10 A	1,73 A	0,93 A
1,75 V	37,5 A	27,7 A	17,8 A	11,20 A	5,40 A	3,20 A	1,81 A	0,95 A
1,67 V	38,9 A	28,6 A	18,4 A	11,40 A	-	-	-	-

Tabela 6 – Tabela de descarga com corrente constante a 25 °C (76)

Os 9 bancos de baterias foram dispostos em três estantes, onde cada uma delas é associada a uma das fases do conversor. Cada par de prateleiras de uma estante é composta pelos monoblocos de um banco, o qual é responsável pela alimentação de um módulo do conversor. A Figura 19, apresenta as três estantes já instaladas para operação, com a identificação da fase e o módulo o qual cada banco alimenta.



Figura 19 – Estruturas dos Bancos de Baterias

5.3 Transformador de Acoplamento

A conexão do conversor ao sistema em 13,8 kV deve ser realizada através de um transformador de acoplamento, responsável por garantir isolamento galvânica e adequar os níveis de tensão entre conversor e sistema. Desta maneira, um transformador trifásico a óleo e conexão Dy foi dimensionado de forma a realizar a interface equipamento/sistema. A isolação a óleo foi escolhida, uma vez que esta possibilita a compactação do transformador se comparada a seu equivalente a seco. Já a conexão Dy foi escolhida, uma vez que este é o padrão utilizado em sistemas de distribuição em 13,8 kV. Além disso, esta configuração é capaz de proporcionar a filtragem das correntes homopolares, melhorando o perfil da corrente entregue ao sistema. As grandezas nominais do transformador foram estabelecidas através do cálculo da tensão e corrente de saída do conversor.

Considerando a topologia CHB com os 3 módulos alimentados pelos bancos de bateria dimensionados na seção anterior, onde cada um possui tensão nominal de 804 V, a tensão de saída pode ser calculada pela expressão 5.2. Nesta, $V_{Conv-FF}$ é o valor rms da tensão fase-fase do conversor, V_{CC} é a tensão CC de cada ponte H e m_a é o índice de modulação.

$$V_{Conv-FF} = m_a \cdot \frac{3 \cdot V_{CC} \cdot \sqrt{3}}{\sqrt{2}} \quad (5.2)$$

Para fins de projeto do transformador, deve-se considerar a máxima tensão de saída do conversor para a situação crítica que ocorre quando o banco de baterias está em seu menor nível de carga, a saber 703 V. Esta situação deve ser considerada, já que o equipamento através do transformador, deve ser capaz de proporcionar uma tensão igual à nominal do barramento em qualquer condição de carga do bancos de baterias. O índice de modulação (m_a), embora possa variar entre 0 e 1, na prática seu valor máximo é limitado em 0.95. Este valor limite é adotado para evitar a imposição de tensões harmônicas devido à não-linearidade dos módulos em ponte H. Assim, a máxima tensão fase-fase do equipamento para o caso de menor tensão esperada na bateria, é dada por 5.3.

$$V_{Conv-FF} = 0,95 \cdot \frac{3 \cdot 703 \cdot \sqrt{3}}{\sqrt{2}} = 2452,58V \quad (5.3)$$

Para situações onde as tensões nas baterias estão mais elevadas, a tensão de saída do conversor pode ser controlada pela redução do índice de modulação. Considerando algumas folgas para compensar eventuais quedas de tensão no filtro de saída e nos próprios semicondutores do conversor, foi adotada uma tensão nominal de 2400 V *rms* para o equipamento e conseqüentemente para o transformador.

A determinação da corrente do transformador foi realizada a partir do cálculo da corrente nominal do equipamento. Para isso, foi considerada a potência do conversor

(S_{Conv}) de 100 kVA a tensão fase-fase da estrutura multinível ($V_{Conv-FF}$) de 2400 V , a qual foi calculada anteriormente. Desta maneira, a corrente nominal do equipamento foi determinada através da equação da potência trifásica apresentada na expressão 5.4.

$$I_{Conv} = \frac{S_{Conv}}{\sqrt{3} \cdot V_{Conv-FF}} = \frac{100000}{\sqrt{3} \cdot 2400} = 24A \quad (5.4)$$

Os dados do transformador de acoplamento especificado segundo a tensão e corrente nominal do equipamento, são apresentados na Tabela 7. A Figura 20 por sua vez, apresenta este já conectado ao barramento de 13.8 kV do sistema de teste.

Tipo	Transformador Trifásico a Óleo
Potência Nominal	100 kVA
Tensão Nominal	13800 V/ 2400 V
Ligação	Dyn1 (Triângulo / Estrela com neutro acessível)
Relação de Transformação	1:5,75
Corrente Nominal	4,18 A / 24 A
Impedância a 75 °C	3,63%

Tabela 7 – Dados do transformador de acoplamento



Figura 20 – Transformador de acoplamento instalado

5.4 Indutores CA

Devido ao chaveamento dos semicondutores que compõem o conversor, há o surgimento de ruídos de alta frequência na tensão e corrente de saída do equipamento. Estas componentes devem ser filtradas, de forma que sejam reduzidas à limites aceitáveis, para que não venham a poluir o sistema onde o conversor está inserido.

Para a realização desta filtragem são utilizados usualmente filtros passa-baixas passivos do tipo L, LC, LCL ou LLCL (77). Dentre estas categorias, os filtros do tipo LC, LCL e LLCL apresentam melhor resposta dinâmica se comparados ao filtro L. No entanto, para a aplicação destes no nível de tensão abordada neste trabalho, o volume dos capacitores pode se tornar elevado diante do espaço físico disponível no equipamento. Além disso, estes filtros podem apresentar ressonâncias para certas frequências, o que acarreta no aumento da complexidade de sua utilização, já que se faz necessário algoritmos ou elementos passivos, como resistores, que realizem o amortecimento destas (78).

Considerando estes aspectos, optou-se pela utilização de filtros L. Embora a utilização destes filtros em aplicações de baixas frequências acarretem no aumento de seu volume e peso, isto não é um inconveniente neste trabalho. Isto se deve ao fato que a topologia e a modulação utilizada garantem operação em elevada frequência, o que implica na possibilidade da utilização de indutores relativamente menores.

O dimensionamento do indutor é realizado de forma a reduzir a um nível aceitável, o *ripple* da corrente CA na saída do conversor. Este fenômeno é definido pela diferença entre o valor de pico e o valor médio da relação volt-segundo aplicado ao indutor em um período de comutação (79). A Figura 21 apresenta as formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor durante um ciclo chaveamento, podendo ser observado a variação pico a pico do *ripple* de corrente (ΔI_{pp}).

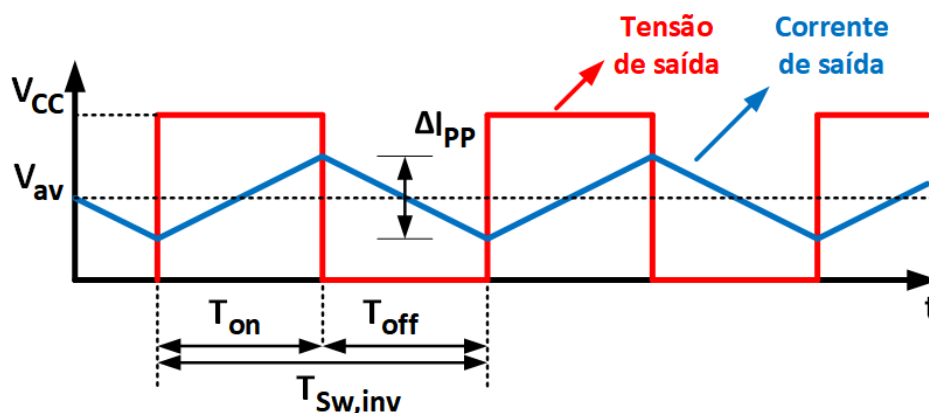


Figura 21 – Tensão de saída do conversor e corrente no indutor durante um ciclo de chaveamento

Para fins de simplificação da análise, foram consideradas como nula as parcelas fundamentais da corrente e tensões no indutor. Como a frequência de chaveamento do conversor é muito maior que a frequência fundamental da rede, logo, pode-se considerar a tensão média de saída (V_{av}) como sendo constante durante o período de chaveamento ($T_{sw,inv}$). Na figura, T_{on} e T_{off} representam respectivamente, o tempo em que o semicondutor conduz ou está bloqueado. A tensão V_{cc} por sua vez, refere-se a tensão de uma ponte apenas, já que o indutor não estará sujeito à variações repentinas de tensão entre dois níveis adjacentes.

O ripple da corrente CA durante o chaveamento do conversor, é dependente da tensão de um dos módulos (V_{CC}), da tensão média de saída (V_{av}), do período de chaveamento ($T_{sw,inv}$), da indutância adotada e do ciclo de trabalho (D). Este último refere-se à proporção entre o tempo de condução do semicondutor (T_{on}) e o período de chaveamento ($T_{sw,inv}$), dado por $D = t_{on}/T_{sw,inv}$. Desta maneira, o valor da variação de pico a pico do ripple da corrente CA (ΔI_{PP}) pode ser calculado pela expressão 5.5 (78).

$$\Delta I_{PP} = \frac{V_{CC} - V_{av}}{L_{CA}} D \cdot T_{sw,inv} \quad (5.5)$$

Considerando que $V_{av} = D \cdot V_{cc}$ e que a máxima variação de corrente ocorre quando $D = 0,5$, logo, o valor de indutância a ser utilizado pode ser calculada por 5.6 (77), onde $f_{sw,inv}$ é a frequência de chaveamento resultante na saída do conversor.

$$L_{CA} = \frac{V_{CC}}{4 \cdot f_{sw,inv} \cdot \Delta I_{PP}} \quad (5.6)$$

Segundo a literatura, o montante de ripple usualmente é menor que 40% do pico da corrente nominal de operação do equipamento (78). Neste trabalho foram consideradas duas situações. Na primeira, o dimensionamento do indutor foi realizado para a corrente nominal do equipamento, a qual é 24 A. A segunda por sua vez, foi considerada a corrente máxima de operação permitida pelo sistema de testes, a qual é igual a 6A. O montante de ripple máximo adotado para ambas as situações foi de 5% e são calculados nas expressões 5.7 e 5.8.

$$\Delta I_{1PP} = 0,05 \cdot \sqrt{2} \cdot 24 = 1.69A \quad (5.7)$$

$$\Delta I_{2PP} = 0,05 \cdot \sqrt{2} \cdot 6 = 0.42A \quad (5.8)$$

Considerando $f_s=30$ kHz, $V_{cc}=804$ V e os valores de correntes de ripple calculadas anteriormente para as duas situações, são calculadas as indutâncias através da expressão 5.6. Ambos os valores de indutância são apresentadas na Tabela 8.

Situação 1 (24 A)	3,9 mH
Situação 2 (6 A)	15,9 mH

Tabela 8 – Indutâncias calculadas para as situações 1 e 2

Como pode ser observado, para o equipamento operando em sua capacidade nominal, a utilização de um indutor de 3,9 mH é suficiente para realizar a filtragem. No entanto, durante os ensaios o conversor estará operando com 1/4 de sua corrente nominal devido à limitações do sistema de testes, sendo assim o *ripple* da corrente será mais proeminente.

Desta maneira, para se obter melhor perfil dos sinais de corrente foram utilizados dois indutores de 7.5 mH de forma a se alcançar a indutância calculada para a situação 2. Para suportar a elevada frequência de chaveamento do conversor, foram utilizados indutores com núcleo de ferrite. A Figura 22 apresenta os indutores CA adotados, já instalados no equipamento.



Figura 22 – Indutores CA de uma das fases

5.5 Indutores CC

Devido ao balanço de potência ativa que ocorre entre o lado CA e CC do conversor, há o surgimento de um *ripple* com o dobro da frequência fundamental do sistema na corrente CC do conversor, o qual ocasiona a redução da vida útil das baterias. Sendo assim, foi necessária a utilização de indutores de forma a realizar a filtragem destas oscilações na corrente.

Para o dimensionamento destes reatores, foi considerado o conceito de divisor de corrente. Este conceito visa proporcionar uma impedância elevada no ramo das baterias para a componente alternada em 120 Hz da corrente, de forma que esta circule majoritariamente no ramo do capacitor. Desta maneira, sendo a capacitância do banco de capacitores igual a $6666 \mu F$, como apresentado na seção 5.2.1, é possível obter a sua reatância para a frequência de 120 Hz e consequentemente determinar a indutância a ser utilizada.

Segundo expressão 5.9, a reatância do banco de capacitores (X_C) pode ser calculada considerando sua capacitância (C) e a frequência do *ripple* da corrente (f_R).

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_R \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot 6666 \mu F} = 0,198 \Omega \quad (5.9)$$

A partir da reatância do banco de capacitores (X_C) calculada e adotando a corrente com parcela de 120 Hz que flui pelo reator sendo igual 1% de seu montante total (I_T), a indutância (L_{CC}) a ser utilizada é calculada segundo a expressão 5.10.

$$L_{CC} = \left(\frac{X_C}{2 \cdot \pi \cdot f_R} \right) \left(\frac{1 - I_T}{I_T} \right) = \left(\frac{0,198}{2 \cdot \pi \cdot 120} \right) \left(\frac{1 - 0,01}{0,01} \right) = 26 mH \quad (5.10)$$

Desta maneira, para o equipamento, foram especificados dois reatores de 15 mH em série, totalizando em uma indutância próxima à calculada. A Figura 23 apresenta o esquemático do conceito do divisor de corrente utilizado. Nesta, a parcela alternada de 120 Hz da corrente nos ramos do banco de capacitores (I_C) e do indutor (I_L), são apresentadas como proporções da parcela alternada total (I_T).

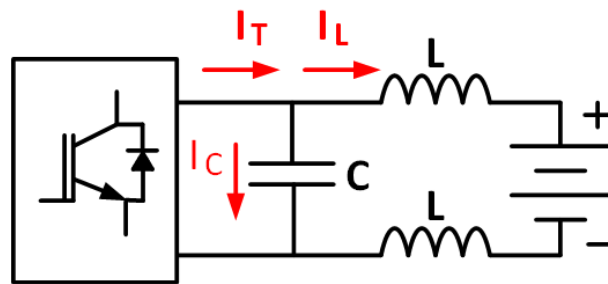


Figura 23 – Esquemático do conceito do divisor de corrente em um dos módulos

A Figura 24 apresenta os indutores utilizados em uma das fases. Para fins de isolamento, foram confeccionadas estruturas de fibra de vidro e baquelite de forma a comportar os indutores, evitando possíveis fugas de corrente da carcaça do reator para a estrutura aterrada do armário elétrico.

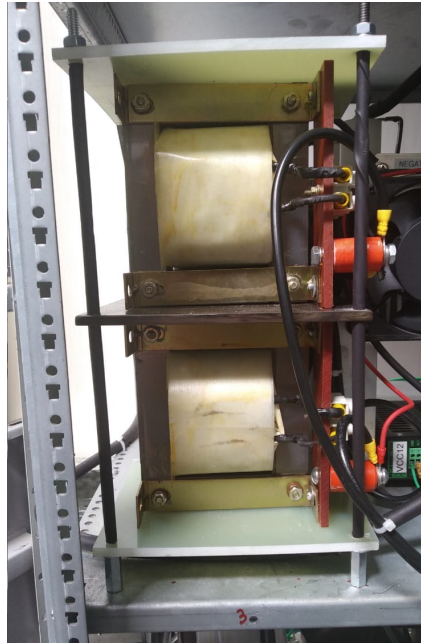


Figura 24 – Estrutura contendo os indutores CC

5.6 Disjuntores CC para os Bancos de Baterias

Para realizar a conexão e desconexão dos bancos de bateria, foi necessário a utilização de disjuntores CC. Estes também possuem a função de proteger os circuitos dos módulos do conversor em caso de possíveis surtos de correntes. Desta maneira, foram dimensionados 3 disjuntores por fase, cada um conectando um banco de baterias a um módulo. O dimensionamento destes disjuntores foi realizado considerando a corrente CC de descarga nominal de 13,81 A por módulo, a qual foi calculada na subseção 5.2.2.

Desta maneira, foram especificados os nove disjuntores para conexão das baterias às pontes. Os dados do disjuntor especificado estão resumidos na Tabela 9 e a Figura 25 apresenta uma fotografia dos disjuntores de uma das fases, já instalados no equipamento.

Descrição	Disjuntor CC
Modelo	C60PV-DC 2P 16A
Fabricante	Schneider
Tensão nominal	1000 V
Corrente nominal	16 A
Número de polos	2
Curva	B

Tabela 9 – Dados dos disjuntores CC



Figura 25 – Disjuntor CC - C60PV-DC 2P 16A

5.7 Circuito de Pré-Carga

Para que fosse possível realizar a carga do elo CC sem que os disjuntores CC atuassem devido ao pico de corrente ocasionada pela carga dos capacitores, foi necessária a utilização de um circuito de pré-carga. Este circuito, consiste em um sistema responsável por realizar o *bypass* dos disjuntores CC através de um contator. Este insere um banco de resistências em série com o banco de capacitores do elo CC, de forma a limitar a corrente durante a carga deste. A Figura 26 apresenta o esquemático do circuito de pré-carga, onde R representa o banco de resistências e C o banco de capacitores de um dos módulos.

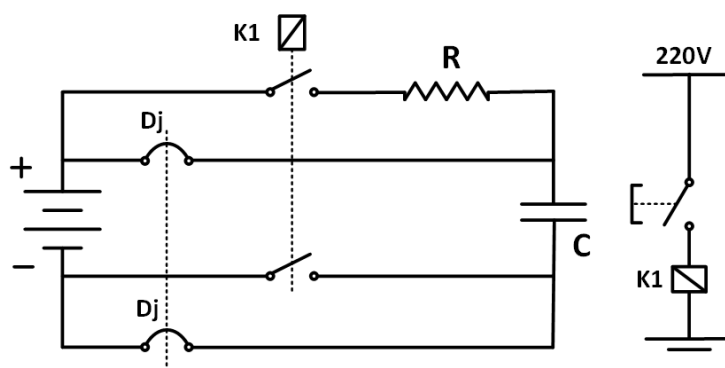


Figura 26 – Esquema elétrico do circuito de pré-carga

O primeiro ponto considerado no dimensionamento da resistência do circuito de pré-carga, foi a corrente de pico máxima que se deseja operar durante a carga dos capacitores. Desta maneira, considerando a tensão de flutuação do banco de baterias igual 904,5 V, um valor de resistência igual a 100 Ω foi escolhido de forma a obter uma corrente inicial máxima de 9 A. A partir da corrente máxima inicial (I_{Cmax}), valor de resistência (R) escolhido, Tensão de flutuação do banco de baterias (V_{CCflut}) e capacitância dos bancos de capacitores do módulo (C), foi possível obter a curva da variação de tensão (V_{Cap}) e da corrente CC no capacitor (I_{Cap}). Esta variação de corrente e tensão do banco de capacitor

é calculada pelas expressões 5.11 e 5.12 respectivamente.

$$V_{Cap} = V_{CCflut} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{R \cdot C}}) \quad (5.11)$$

$$I_{Cap} = I_{Cmax} \cdot e^{-\frac{t}{R \cdot C}} \quad (5.12)$$

Através destas expressões e do software MATLAB, foram obtidas as curvas da variação da tensão e da corrente do capacitor no tempo, as quais são apresentadas na Figura 27. Conhecendo a variação da corrente e tensão dos capacitores, é possível obter a variação da potência instantânea na resistências de pré-carga, a qual é apresentada na Figura 28.

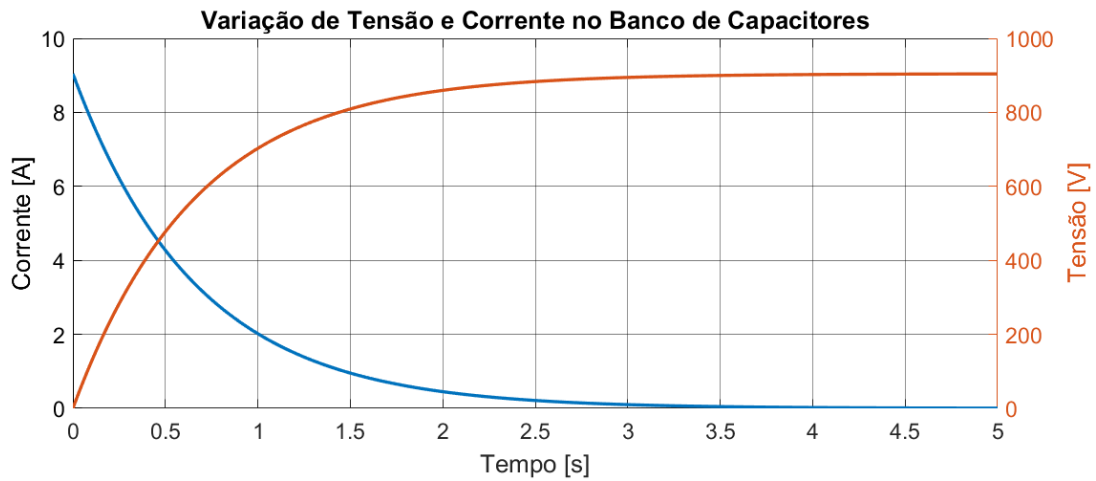


Figura 27 – variação da potência instantânea na resistências de pré-carga

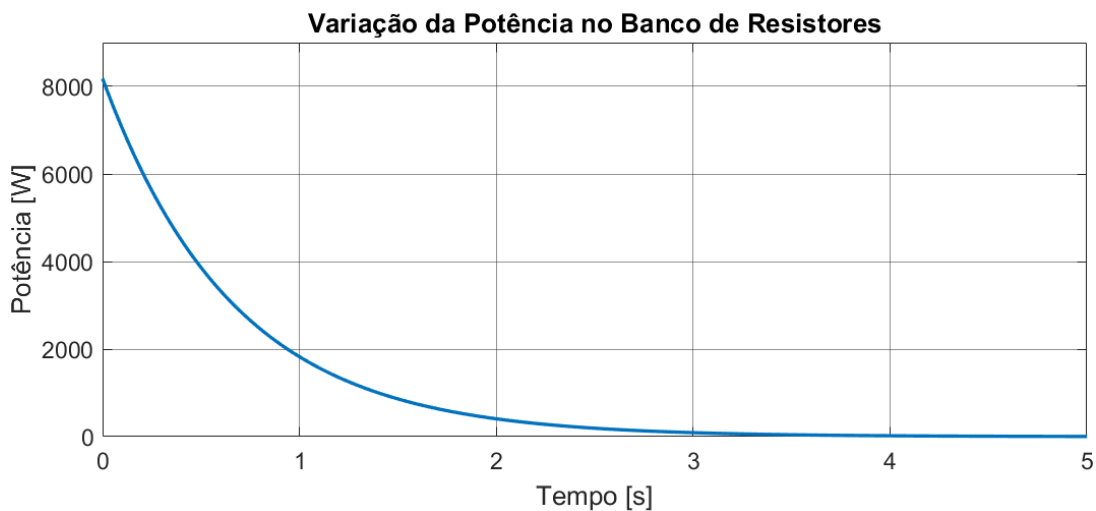


Figura 28 – Variação da tensão pela corrente no banco de capacitores

Observa-se que há um pico de potência de aproximadamente 8 kW no instante em que o circuito de pré-carga é acionado. No entanto, devido ao perfil transitório da potência,

e também pelo circuito do elo CC possuir indutores de alisamento que limitam a variação da corrente, a potência das resistências utilizadas pode ser reduzida drasticamente. Desta forma, os circuitos de pré-carga foram dimensionados com uma resistência de $100\ \Omega$ com potência de apenas 100 W. A Figura 29 apresenta o banco de resistências de uma das fases, sendo cada uma delas associada a um módulo do conversor.



Figura 29 – Banco de resistores referente a uma das fases

Devido à operação do circuito de pré-carga não necessitar que o contator abra sobre corrente de carga, foi possível a utilização do contator de corrente alternada LC1D18BD da Schneider, sem que houvesse danos ao componente. A Figura 30 apresenta uma imagem dos contadores de uma das fases já instalados no equipamento. Os dados do contator utilizado estão presentes em (80).



Figura 30 – Contadores de pré-carga

5.8 Contator CA

Para aplicações em tensões acima de 1000 V, é recomendada a utilização de contatores a vácuo. Apesar destes apresentarem elevada capacidade de interrupção de corrente se comparados aos contatores para tensões mais baixas, estes apresentam maiores dimensões, impactando no tamanho do equipamento. Desta maneira, devido à baixa corrente de operação do conversor implementado e a indisponibilidade de contatores a vácuo, foram utilizados 3 contatores CA trifásicos LC1D115P7 TeSys D para realizar a conexão e desconexão com o sistema. Cada um destes contatores, teve seus 3 polos conectados em série entre si, de forma a funcionar como um contator monofásico.

Considerando os dados de potências e tensões de operação apresentados em (81), pela expressão 5.13, pode-se estimar a corrente de operação máxima do contator para uma potência de 65 kVA e uma tensão de 1000 V.

$$I_{cont} = \frac{S_{cont}}{V_{cont}} = \frac{65kVa}{1000\sqrt{3}} = 37,5A \quad (5.13)$$

É observado que a corrente máxima suportada pelo contator é 1,56 vez maior que a corrente nominal de operação do conversor. Este fato associado à utilização monofásica dos contatores, garante uma folga operacional para estes, mesmo que a tensão de operação do equipamento esteja acima da nominal do contator. Os contatores referentes às 3 fases do equipamento, já instalados para operação, são apresentados na Figura 31.



Figura 31 – Contatores CA já instalados no equipamento

5.9 Instrumentação

Para realizar o controle e o monitoramento do conversor, é necessário realizar medições das grandezas envolvidas em sua operação. Estas grandezas são basicamente:

- Tensão de saída do conversor.
- Corrente de saída do conversor.
- Tensão dos bancos de bateria.
- Corrente nos bancos de bateria.

Nas subseções seguintes serão apresentados cada um dos sensores responsáveis pela medição dessas grandezas e suas especificações.

5.9.1 Medida da Tensão de Saída do conversor

A medida da tensão de saída do conversor é efetuada no lado de baixa do transformador de acoplamento, sendo realizada monofasicamente. Desta maneira, considerando sua tensão fase-fase de operação igual a 2400 V, o sensor estará exposto à uma tensão alternada de aproximadamente 1400 V rms fase-neutro. Existem basicamente duas opções para realizar medições neste nível de tensão, a primeira consiste na utilização de sensores de efeito Hall, e a segunda, através de transformadores de potencial (TP). Embora a primeira alternativa apresente melhor resposta em frequência e maior precisão, a segunda foi escolhida já que se apresenta como uma opção mais barata. Além disso, como o equipamento sempre operará conectado à rede, e esta não apresenta elevadas distorções harmônicas, logo a utilização de TPs atende satisfatoriamente o objetivo, uma vez que estará exposto apenas à tensões de 60 Hz.

Os dados dos transformadores de potencial especificados são apresentados na Tabela 10. A tensão primária nominal do TP foi definida em $6900/\sqrt{3}\text{V}$, uma vez que este é o valor mais próximo possível à tensão nominal do conversor segundo o catálogo do fabricante. A Figura 32 mostra uma fotografia ilustrativa do TP especificado e o desenho com as informações dimensionais.

Descrição	Transformador de potencial para uso interior
Modelo	VFI-7,2
Fabricante	Balteau
Tensão máxima	7,2 kV
Tensão primária nominal	$6900/\sqrt{3}$ V
Tensão secundária nominal	$115/\sqrt{3}$ V
Classe de temperatura	105°C
NBI	60 kV
Classe de precisão	Medição: 0,3P25

Tabela 10 – Dados do transformador de potencial

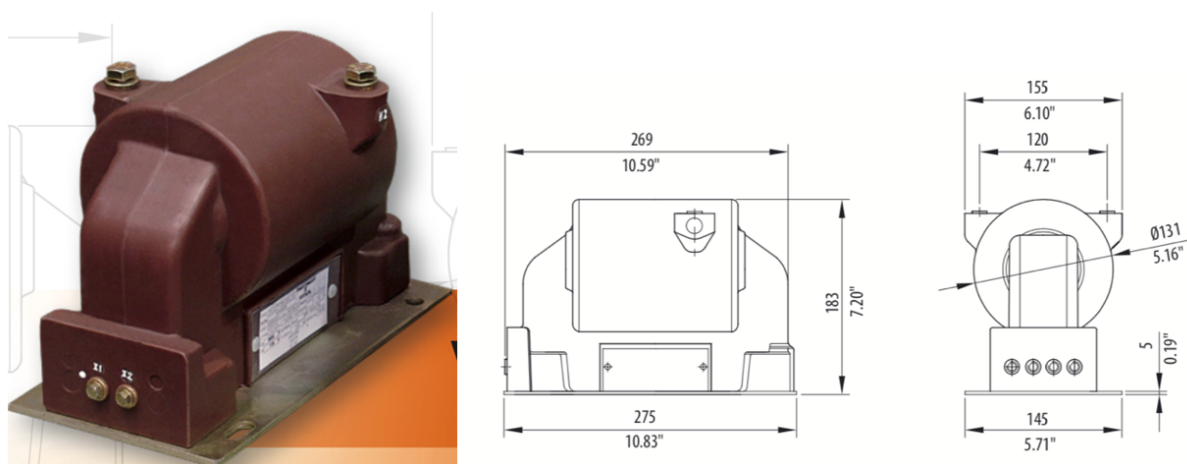


Figura 32 – Transformador de potencial VFI-7,2 e suas dimensões (82)

Devido o nível de tensão no secundário do TP ser elevada em relação à tensão permitida nos circuitos de condicionamento de sinal, um transdutor de efeito Hall LV-20 foi utilizado por fase para realizar a leitura destes. A Figura 33 apresenta um exemplar deste sensor, enquanto a Tabela 11 apresenta seus dados.

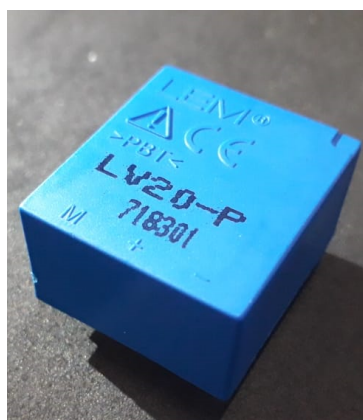


Figura 33 – Transdutores de tensão por efeito Hall LV 20-P

Descrição	Transdutor de tensão por efeito Hall
Modelo	LV 20-P
Fabricante	LEM
Tensão primária	10 ... 500 V
Corrente primária	10 mA
Corrente secundária	25 mA
Relação de conversão	2500:1000
Alimentação	±15 V
Tensão de isolamento	2,5 kV (1 minuto)
Precisão	±1,1%
Faixa de medição da corrente primária	0 ... ±14 mA

Tabela 11 – Dados do transdutor de tensão LV 20-P

Este transdutor de efeito Hall necessita de um valor de resistência conectada a sua entrada, de forma a garantir sua operação com corrente nominal, situação a qual garante máxima acurácia do sensor. Considerando a tensão nominal de operação do conversor de 1400 Vrms, uma tensão de 23,33 Vrms estará disponível no secundário do TP. Desta forma, a resistência do primário pode ser dimensionada segundo a equação 5.14, onde R_P é a resistência primária do transdutor, V_{TPsec} é tensão nominal no secundário do TP e I_{Ptrans} é a corrente nominal no primário do transdutor.

$$R_P = \frac{V_{TPsec}}{I_{Ptrans}} = \frac{23,33V}{10mA} = 2,333k\Omega \quad (5.14)$$

De forma a tentar alcançar o valor de resistência primária ideal calculada, foi utilizado 3 resistências de 6,8 kΩ em paralelo, resultando em um valor aproximado de 2,26 kΩ. Este valor de resistência obtido, garante uma corrente de 10,2 mA que está próxima da corrente nominal e dentro dos limites operacionais do transdutor. A Figura 34 apresenta a placa utilizada em uma das fases do equipamento, nesta é possível observar o transdutor e a configuração das resistências utilizadas.

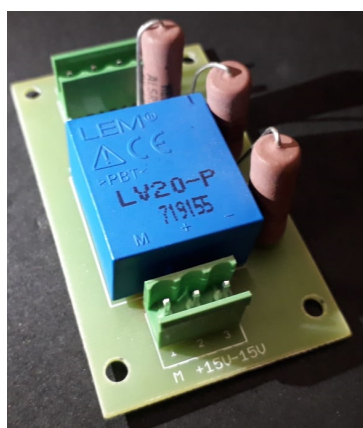


Figura 34 – Placa com o Transdutor de tensão LV-20

5.9.2 Medida da Corrente de Saída do Conversor

A medida da corrente de saída do conversor é realizada no lado de baixa do transformador de acoplamento, através de um transformador de corrente (TC), o qual foi especificado segundo a corrente nominal do equipamento. A Tabela 12 apresenta os dados do TC adotado, enquanto a Figura 35, apresenta um exemplar deste componente de medição.

Descrição	Transformador de corrente para uso interior
Modelo	SC-15
Fabricante	Balteau
Tensão máxima	7,2 kV
Corrente primária nominal	30 A
Corrente secundária nominal	5 A
Ith	80In
Fator térmico nominal	1,2In
NBI	20/60/- kV
Classe de precisão	Medição: 0,3C12,5
IDIN	200In

Tabela 12 – Dados do transformador de corrente SC-15

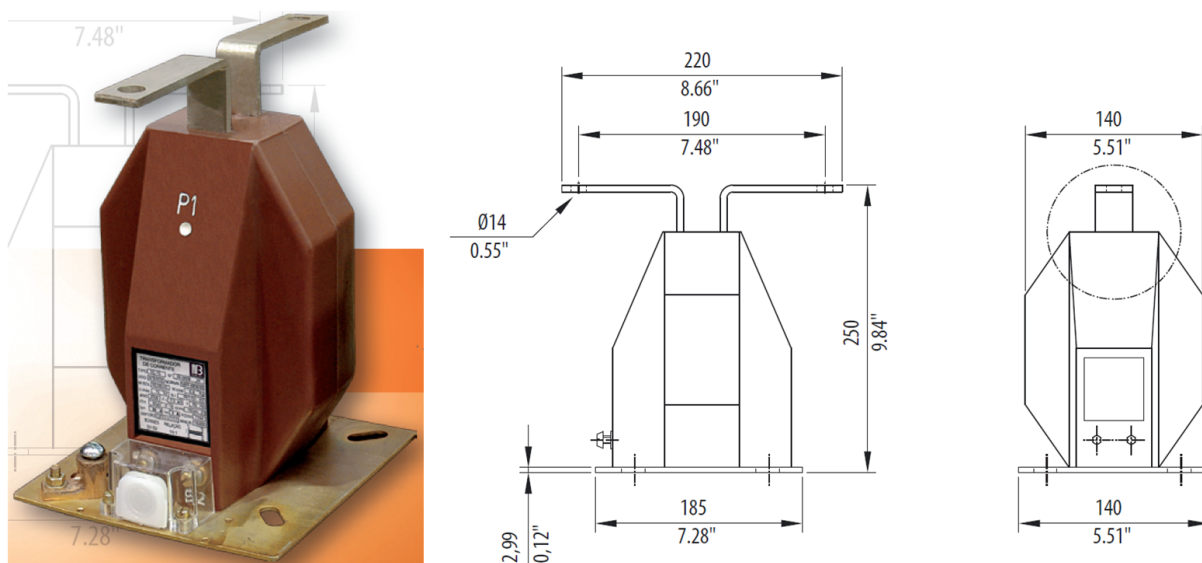


Figura 35 – Transformador de corrente SC-15 e suas dimensões (83)

Para adequar o nível de corrente do secundário do TC aos circuitos de condicionamento do sinal de medida, foi necessária a utilização de um transdutor de corrente de efeito Hall LA 55-P/SP1, conectado ao secundário do TC. A Tabela 13 apresenta os dados deste sensor, enquanto a Figura 36 apresenta a fotografia de um exemplar.

Descrição	Transdutor de corrente por efeito Hall
Modelo	LA 55-P/SP1
Fabricante	LEM
Corrente primária	50 A_{rms}
Corrente secundária	50 mA_{rms}
Relação de conversão	1:1000
Alimentação	$\pm 12 \dots 15$ V
Largura de banda	CC ... 200 kHz
Tensão de isolamento	2,5 kV (1 minuto)
Precisão	$\pm 0,65\%$
Faixa de medição da corrente primária	0 ... ± 70 A

Tabela 13 – Dados do transdutor de tensão LA 55-P/SP1



Figura 36 – Transdutor de corrente por efeito Hall LA 55-P/SP1

Para que o transdutor de efeito Hall operasse com um fluxo magnético equivalente ao gerado por sua corrente nominal (50 A), foi necessário que o cabo do secundário do TC realizasse 10 voltas em seu núcleo. Desta maneira, uma corrente de 50 mA foi obtida no secundário do transdutor, sendo possível realizar o condicionamento do sinal de medida. A Figura 37 apresenta o conjunto TC/Transdutor Hall já instalado no equipamento.

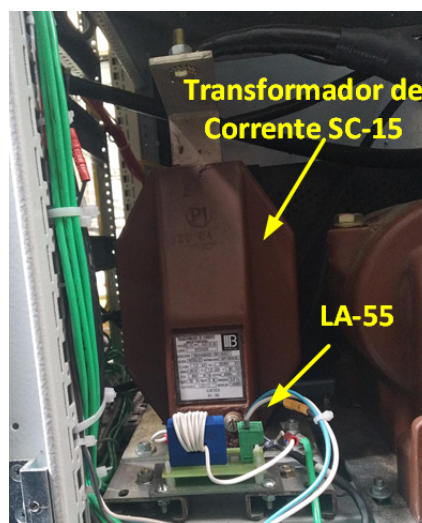


Figura 37 – Conjunto de medição de corrente CA

5.9.3 Medida da Tensão dos Bancos de Baterias

As medidas das tensões dos bancos baterias foram realizadas de forma independente para cada um dos 9 bancos, utilizando os transdutores de tensão por efeito Hall LV 25-P/SP5. A Figura 38 apresenta um exemplar deste sensor, enquanto a Tabela 14 apresenta seus dados.



Figura 38 – Transdutores de tensão por efeito Hall LV 25-P/SP5

Descrição	Transdutor de tensão por efeito Hall
Modelo	LV 25-P/SP5
Fabricante	LEM
Tensão primária	10 ... 1500 V kV
Corrente primária	10 mA
Corrente secundária	25 mA
Relação de conversão	2500:1000
Alimentação	± 15 V
Tensão de isolamento	4,2 kV (1 minuto)
Precisão	$\pm 0,8\%$
Faixa de medição da corrente primária	0 ... ± 14 mA

Tabela 14 – Dados do transdutor de tensão LV 25-P/SP5

Como os transdutores utilizados nas medidas da tensão CA, estes também devem possuir um valor de resistência conectada a sua entrada de forma a garantir sua operação com corrente nominal. Considerando a tensão nominal dos bancos de baterias V_{CC} , e a corrente nominal de operação no primário do transdutor I_{Ptrans} , o valor de resistência primária (R_P) pode ser calculada pela expressão 5.15.

$$R_P = \frac{V_{CC}}{I_{Ptrans}} = \frac{904,5V}{10mA} = 90,4k\Omega \quad (5.15)$$

Para o caso da medição da tensão das baterias em específico, optou-se pela operação abaixo da corrente nominal do transdutor. Esta medida foi tomada para que uma menor potência fosse dissipada nas resistências e conseqüentemente menor exposição do transdutor ao calor.

Desta maneira, o valor de resistência primária adotada foi de $135\text{ k}\Omega$, alcançada através de 5 resistores de $27\text{ k}\Omega$ conectados em série. A Figura 39 apresenta a placa utilizada em um dos módulos de uma das fases do equipamento, nesta é possível observar o transdutor e a configuração das resistências utilizadas. Quanto a configuração das resistências, é observado que estas foram dispostas de forma a permitir uma máxima refrigeração, uma vez que estão afastadas entre si e elevadas em relação a placa.

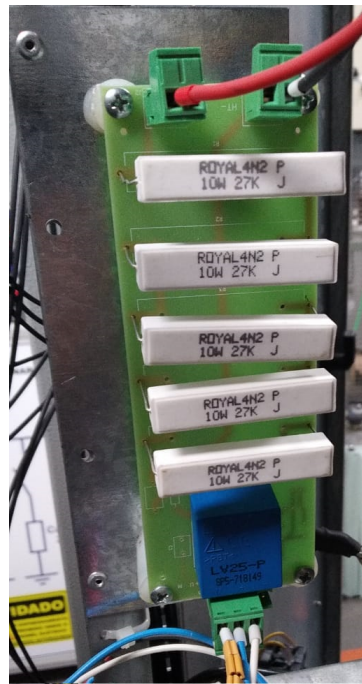


Figura 39 – Placa com o Transdutor de tensão LV 25-P/SP5

5.9.4 Medida da Corrente dos Bancos de Baterias

As medições das correntes das baterias foram realizadas através do transdutor de efeito Hall LA 55-P/SP1, o mesmo utilizado na medição das correntes de saída CA do conversor, descrito na subseção 5.9.2. A Figura 40 apresenta os 3 sensores responsáveis pela medição da corrente dos bancos de baterias que compõem uma das fases.

A escolha deste transdutor se deve basicamente ao fato de sua janela ser capaz de comportar o cabo de potência dos bancos de bateria. Embora as correntes dos bancos de baterias sejam bem mais baixas que a corrente nominal de operação do transdutor, seus equivalentes com menores correntes nominais possuem uma janela muito pequena, sendo inadequados para a aplicação.



Figura 40 – Sensores responsáveis pela medição da corrente dos bancos de baterias de uma fase

5.10 Sistema Eletrônico de Medição e Controle

Para efetuar o controle do equipamento, bem como o condicionamento e processamento das medidas do sistema, é necessário a utilização de alguns sistemas eletrônicos. Estes são compostos basicamente por um DSP e 5 circuitos periféricos, que são:

- Circuito de Condicionamento de Sinais para medidas CA;
- Circuito de Condicionamento de Sinais para medidas CC;
- Circuito de Pré-Driver;
- Placa de Comando;
- Módulo GPS;

A Figura 41 apresenta o esquemático do sistema eletrônico de controle com todos os seus circuitos e suas disposições. Nas subseções seguintes serão descritos cada um dos circuitos utilizados e suas respectivas funções.

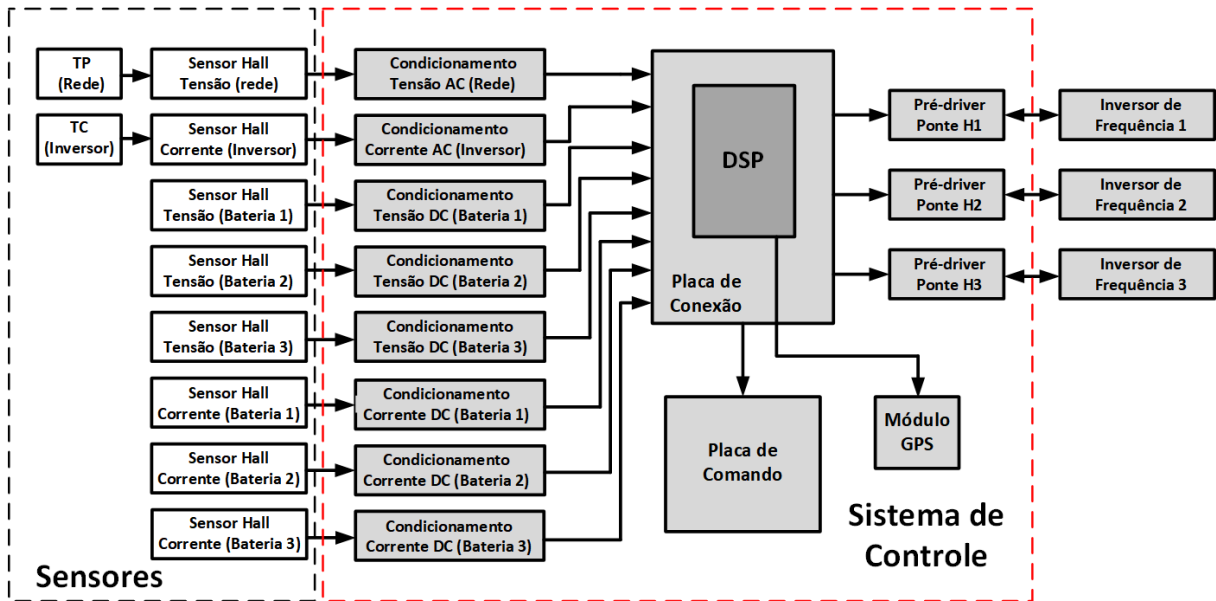


Figura 41 – Esquemático do sistema eletrônico de controle com todos os seus circuitos

5.10.1 Processador Digital de Sinais

O processador digital de sinais (DSP) é o responsável pelo processamento das medidas, filtros, algoritmos de controle e gerar os sinais de disparo dos semicondutores através de seus módulos PWM. O processador aqui utilizado é o TMS320F28335, fabricado pela Texas Instruments® e trata-se, na verdade, de um DSC (Controlador Digital de Sinais) que contém um processador DSP e alguns periféricos. As principais características desse DSP estão apresentadas na Tabela 15 .

CPU	C28x
Frequência (MHz)	150
Flash (kB)	512
RAM (kB)	68
Resolução ADC	12-bit
ADC (Canais)	16
PWM (Canais)	6
Número de módulos ADC	1
Conversor Analógico Digital (ADC)	ADC12: 2-S/H, 12.5-MSPS
GPIO	88

Tabela 15 – Dados principais do TMS320F28335

Devido à complexidade para desenvolvimento de uma placa que possibilite o uso do TMS320F28335, com possibilidade de *debug* em tempo real (necessária para o período de desenvolvimento dos controles), neste trabalho foi utilizado um kit desenvolvimento denominado eZdsp TMS320F28335, fabricado pela Spectrum Digital. A utilização dessa plataforma reduz consideravelmente o tempo de desenvolvimento dos controles do equipamento. A placa eZdsp TMS320F28335 é mostrada na Figura 42.

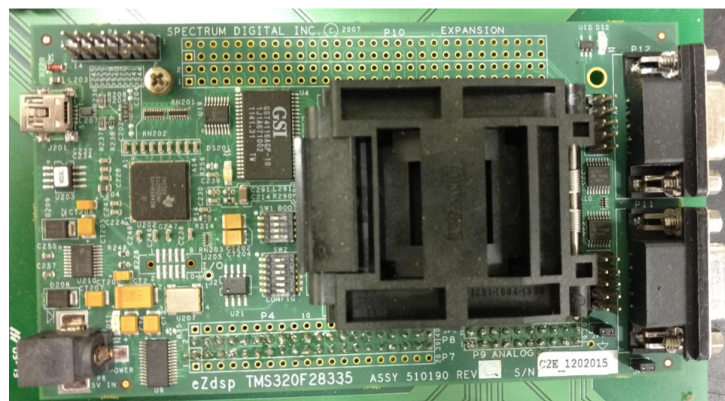


Figura 42 – kit desenvolvimento eZdsp TMS320F28335

Para converter as entradas e saídas da placa do kit desenvolvimento TMS320F28335, que são do tipo barra de pinos, em conectores mais adequados para conexão dos sinais analógicos de entrada e dos sinais PWM de saída, foi feita uma placa de conexão, em que o DSP é acoplado diretamente.

A placa de conexão é formada por dois circuitos isolados para os sinais de entrada e saída do DSP. Essa conexão para os sinais de entrada é feita com bornes com parafusos, que são mais flexíveis quanto ao tipo de cabo pode ser conectado na entrada e permitem a utilização de cabos blindados. O segundo circuito foi feito para rotear, através das trilhas do circuito impresso, os sinais na ordem correta que devem ser entregues ao driver por um conector tipo IDC para cabos flat.

Essa placa de conexão foi criada com a principal finalidade de isolar em circuitos diferentes as trilhas dos sinais de entrada do DSP, das trilhas nas quais passam os sinais de chaveamento do PWM. Criando uma placa comum para conexão do DSP, porém sem que houvesse interferência nos sinais de entrada pelos sinais de chaveamento de saída.

A Figura 43 apresenta a placa de conexão já com a placa do kit de desenvolvimento TMS320F28335 acoplada nela. Uma vez que as fases do conversor são independentes, cada uma delas possui um conjunto de placa de conexão/TMS320F2833, resultando em um total de 3 placas para o equipamento.

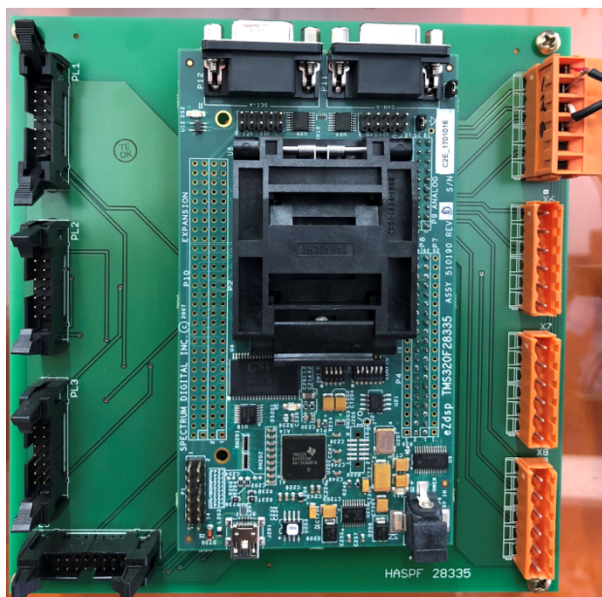


Figura 43 – Placa de conexão

5.10.2 Circuito de Condicionamento de Sinais

Estes circuitos são responsáveis por compatibilizar os níveis de tensão dos sinais vindos dos transdutores, com os níveis de tensão aceitas pela entrada analógica do DSP, que são de 0 a 3 V. Existem dois tipos de circuito de condicionamento, um CC e um CA. Isso ocorre, uma vez que os sinais medidos pelos sensores podem ser alternados ou contínuos e por isso demandam tratamento diferente. A seguir são apresentados e explicados cada um dos dois tipos de circuitos.

5.10.2.1 Circuito de Condicionamento CC

As placas para a leitura dos sinais CC são constituídas basicamente por um filtro *anti-aliasing*, do tipo passa baixas, para redução dos ruídos de alta frequência e de um ganho para compatibilizar os níveis de tensão na entrada com os do DSP (0 a 3 V). Alguns sensores de efeito Hall tem a saída por corrente, nesses casos a placa possui um resistor *shunt* de entrada que realiza a conversão do sinal de corrente em tensão. A Figura 44 mostra um diagrama de blocos representando o circuito utilizado para o condicionamento dos sinais CC.

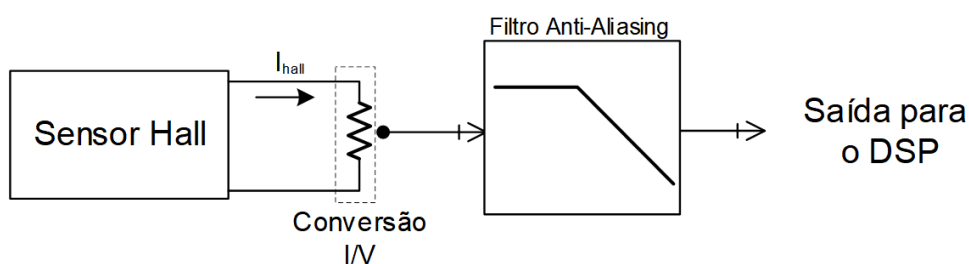


Figura 44 – Diagrama de blocos do funcionamento do circuito de condicionamento CC

Para melhorar ainda mais o isolamento de ruídos e reduzir também a interferência da medida de um canal em outro, optou-se por fazer o condicionamento de cada canal em placas separadas. A Figura 45 mostra a fotografia da placa de condicionamento CC pronta para um canal.

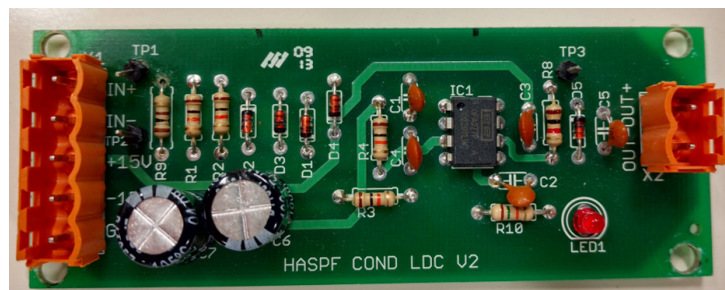


Figura 45 – Placa de condicionamento CC

Um cuidado muito importante tomado para redução dos níveis de ruído nesta placa, foi a utilização de cabos blindados na conexão dos sensores com a placa e na conexão da placa de condicionamento com o DSP. Recomenda-se a utilização destes cabos em ambientes que possuem ruídos causados por EMI, de forma a evitar a influência de campos eletromagnéticos externos nos sinais transmitidos. No caso do conversor abordado neste trabalho, esse tipo de interferência ou ruído pode ser causado pelo chaveamento em circuitos de potência. O que justifica a utilização de cabos blindados para a ligação da placa de condicionamento ao conversor A/D do DSP. No protótipo do conversor proposto neste trabalho, os sinais de tensão das baterias são medidos utilizando esse circuito, assim são necessários 3 circuitos desse tipo por fase do equipamento, resultando em 9 circuitos para o equipamento.

5.10.2.2 Circuito de Condicionamento CA

Este circuito é parecido com o de condicionamento CC e é composto basicamente por um filtro passa baixas para redução dos ruídos de alta frequência, um ganho para adequação da amplitude do sinal a ser amostrado e um ajuste de *offset* de 1,5 V para os sinais alternados. Este ajuste deve ser realizado para garantir que o sinal esteja dentro da faixa de operação do conversor A/D do DSP, ou seja, de 0 a 3 V. A Figura 46 mostra um diagrama representativo do circuito de condicionamento.

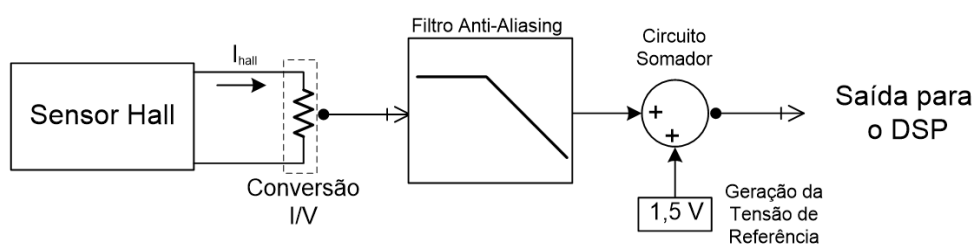


Figura 46 – Diagrama de blocos do funcionamento do circuito de condicionamento CA

Neste circuito, a escolha da frequência de corte do filtro passa baixas é muito importante pois deve garantir que os ruídos de alta frequência sejam atenuados sem comprometer a amplitude, fase ou forma de onda do sinal de interesse. Qualquer alteração nesse sinal pode comprometer o funcionamento dos algoritmos de controle por fornecer informações sobre o sinal de tensão e corrente que não são verdadeiras. Desta maneira, considerando que os ruídos de alta frequência predominantes na saída do conversor são de 30 kHz, a frequência de corte adotada para o filtro passa baixas foi de 10 kHz.

As placas de condicionamento CA são utilizadas nas medidas das tensões e correntes na saída do conversor e na corrente das baterias que, apesar de serem sinais contínuos, podem ter valores positivos ou negativos durante a carga ou descarga das mesmas. Deste modo são necessárias 5 placas dessas por fase, somando um total de 15 placas para equipamento. A Figura 47 apresenta a placa de circuito impresso de um canal de condicionamento CA.

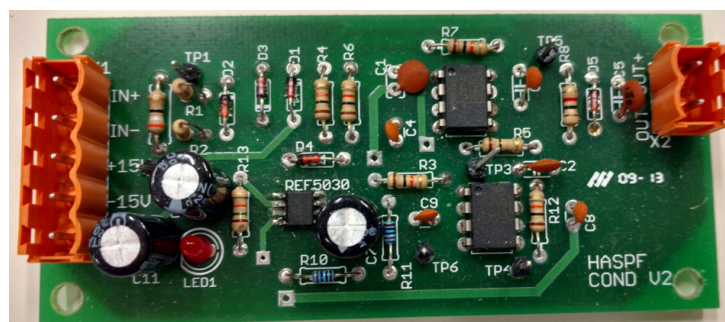


Figura 47 – Placa de condicionamento CA

5.10.3 Circuito de Pré-Driver

Para o acionamento dos IGBT's são necessários pré-drivers para compatibilizar os sinais vindos do DSP com os níveis de tensão exigidos pela interface de fibra ótica dos drivers DRM100D80A, que estão presentes nos módulos de conversores em ponte H. Sendo assim, utiliza-se um circuito com *buffer* para elevar o nível de tensão dos pulsos PWM de 3,3 V vindos do DSP para 15 V, que é o nível de tensão de referência para as interfaces de fibra ótica. Da mesma forma é necessário compatibilizar o sinal de erro enviado pelo driver DRM100D80A (em 15 V) para o DSP (3,3 V).

Desta forma, o circuito de pré-driver é composto por 2 *buffers*, um para elevar a tensão dos 4 pulsos de PWM e outro no sentido inverso para abaixar o nível de tensão dos 2 sinais de erro enviados pelo *driver* para o DSP. A Figura 48 mostra o diagrama de blocos do circuito de pré-driver desenvolvido e a Figura 49 mostra a foto da placa pronta para ser instalada.

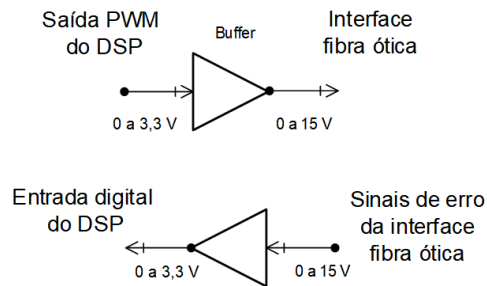


Figura 48 – Diagrama de blocos do circuito de pré-driver

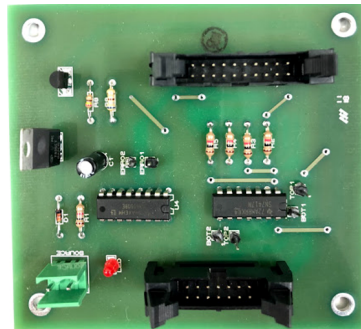


Figura 49 – Placa do circuito de pré-driver

5.10.4 Placa de Comando

Para realizar o comando dos contatores e chaves do equipamento, bem como receber sinais de comando e monitoramento do sistema, foi desenvolvida uma placa dedicada de comando. Isso retira do processamento do DSP algumas funções mais simples de comando sinalização, além tornar algumas funções mais confiáveis devido ao circuito dedicado. As principais funções exercidas pela placa de comando são:

- Receber os comandos de liga e desliga provindos das botoeiras.
- Acionar o contator principal do equipamento e ler seu contato auxiliar de retorno.
- Monitorar os sensores de sobrecarga das pontes, os estados dos fusíveis do circuito de potência e termopares.
- Comunicação de alarme entre as fases dos Conversor

Esta placa é composta por 8 entradas digitais, 2 saídas digitais a transistor e 5 saídas digitais a relé. A Figura 50 apresenta a foto da placa de comando pronta para ser instalada.

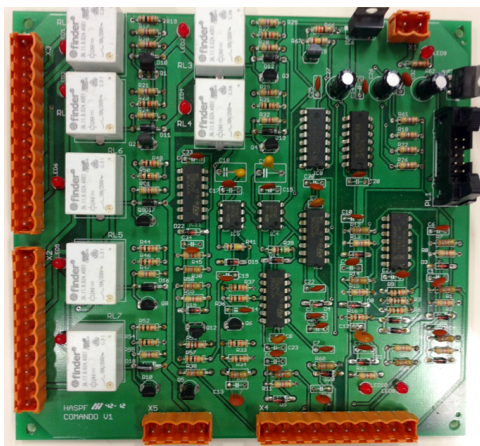


Figura 50 – Placa de comando

5.10.5 Módulo GPS

Visando obter a referência de tempo para injeção de potência ativa na rede ou carga dos bancos de baterias, foi utilizado um módulo GPS da Adafruit (84). O módulo GPS é capaz de fornecer informações em tempo real, de data e hora e latitude e longitude enviadas por satélites. No entanto, neste trabalho foi utilizada somente a informação de hora, para efetuar a transição entre os estados de carga e descarga do conversor. A escolha do dispositivo GPS se deve à sua elevada precisão e simplicidade de comunicação com o DSP.

O módulo Adafruit Ultimate GPS Breakout v3 possui uma antena interna com sensibilidade de -165 dbm, o que pode ser ineficiente caso utilizado dentro de edifícios pois a recepção pode ser fraca. Sendo assim, foi utilizada uma antena externa com ganho de 28dB, também comercializada pelo fabricante. Esta antena externa possui conector de saída no padrão SMA e a entrada do módulo para sua conexão, possui conector com padrão uFL. Desta maneira um cabo SMA/uFL é utilizado para efetuar a compatibilização entre os dois padrões. A Figura 51 apresenta o módulo GPS com o kit da antena externa conectadas.

O módulo GPS faz uso do protocolo assíncrono UART (Receptor/Transmissor Universal Assíncrono, do inglês: Universal asynchronous receiver/transmitter), o qual possui como vantagens a simplicidade na utilização e o fato de ser full-duplex, o que possibilita a transmissão e a recepção de dados de forma simultânea. A placa do módulo apresenta os pinos **Tx** e **Rx** referentes a comunicação serial, o primeiro representa o transmissor e o segundo o receptor. Estes serão conectados aos pinos do I/O da placa do kit desenvolvimento eZdsp TMS320F28335 de forma a efetuar a comunicação entre GPS e o DSP.

A alimentação da placa pode ser realizada nos níveis de tensão de 3,3V ou 5V, o que implica nos níveis lógicos TTL 3,3V ou TTL 5V respectivamente. Devido ao DSP

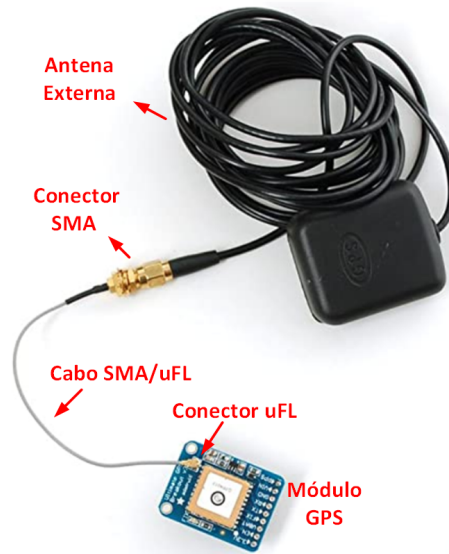


Figura 51 – Módulo GPS e conjunto de antena externa (85)

TMS320F28335 operar em níveis lógicos TTL 3,3 V, a alimentação utilizada foi a 3,3 V sendo realizada através dos pinos **VIN** e **GND**. O módulo também conta com um led, que ao piscar a cada 15 segundos, indica que a sincronização com o satélite ocorreu. O sincronismo também pode ser verificado a partir da leitura do pino **FIX** presente no módulo. A Figura 52 apresenta a placa do GPS e todas as suas entradas e saídas. A Figura 53 por sua vez, apresenta o módulo já acoplado ao *kit* de desenvolvimento.

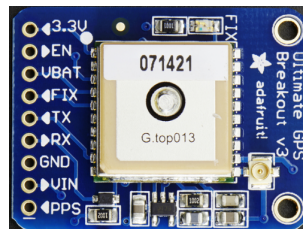
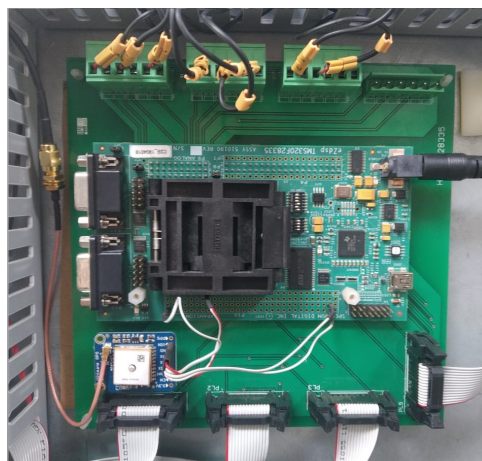


Figura 52 – GPS seus pinos de entrada e saída

Figura 53 – Módulo GPS acoplado ao *kit* de desenvolvimento

5.11 Armário Elétrico

A montagem dos componentes de potência, foi realizada em um armário fabricado sob medida, de forma a acomodar da melhor maneira possível os componentes do equipamento. Desta maneira, este foi especificado com alguns acessórios, que são:

- 3 placas de montagem frontais inteiras basculantes (que abram como uma porta para acesso a parte traseira) e mais uma pequena placa de montagem traseira localizada na porta central para montagem de contatores.
- 9 estruturas de suporte horizontal para suportar os conversores de frequência na parte traseira do equipamento.
- Entradas de ar nas 3 portas e saídas de ventilação na tampa traseira através de grades.
- Furação na porta central para botoeiras e display multimedidor.

A Figura 54 apresenta o armário elétrico especificado antes da montagem. Nela o armário foi exposto de forma a apresentar todos os acessórios que o compõe. Cada uma das portas será responsável pela acomodação dos componentes que compõem os módulos de uma fase.

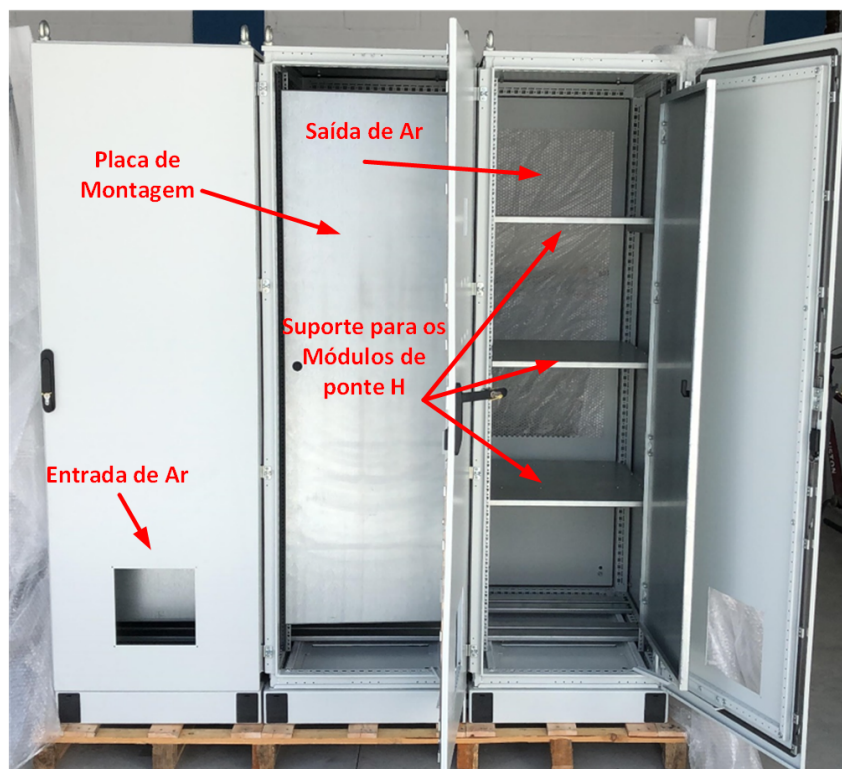


Figura 54 – Armário elétrico especificado

6 Algoritmos de Controle

Para demonstrar o funcionamento do conversor proposto neste trabalho, a função de suporte de potência ativa a um sistema durante horários específicos foi implementada. Esta função deve operar entre dois modos, hora injetando potência ativa no sistema e realizando o suporte, hora drenando de forma a exercer a carga dos bancos de bateria. As malhas de controle para exercer esta função, são baseadas no controle do fluxo de corrente ativa manipulada pelo conversor.

Para isto, foram utilizadas dois algoritmos de controle. O primeiro, utilizado para rastrear o sinal de corrente ativa a ser injetada ou absorvida do sistema, é baseada no controlador proporcional ressonante. O segundo, por sua vez, é responsável por gerar o sinal de referência da corrente ativa a ser injetada ou drenada para a carga dos bancos de baterias que compõem os módulos do conversor. Este último, é baseado em um controle incremental, o qual deve operar de forma a respeitar os estágios de carga do bancos de bateria.

A malha e algoritmos completos dos controles do conversor são apresentados na Figura 55. O detalhamento teórico e o funcionamento de cada um dos algoritmos é apresentado nas subseções seguintes.

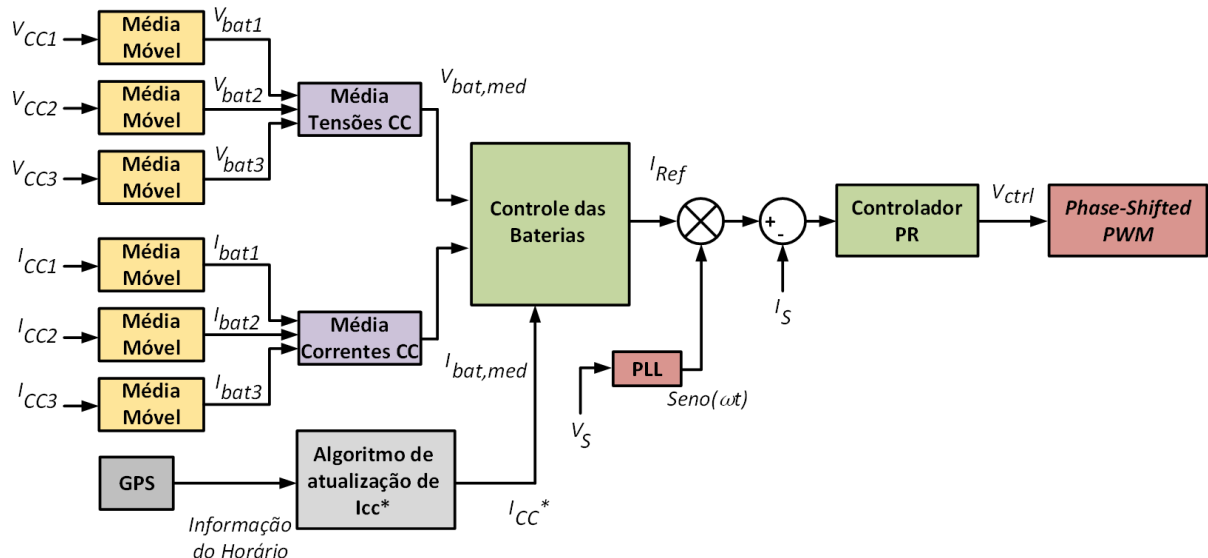


Figura 55 – Malhas de controles utilizadas no conversor

6.1 Controlador Proporcional Ressonante

Para efetuar o rastreamento da referência de corrente ativa manipulada pelo conversor, foi utilizado o controlador Proporcional Ressonante (PR). Este é obtido a partir de uma transformação matemática aplicada em um controlador PI (86, 87, 88), o qual, devido ao seu integrador, possui teoricamente ganho infinito para sinais CC e erro nulo em regime. Esta transformação, realiza um deslocamento de frequência na função de transferência do PI, de forma que o alto ganho seja também deslocado para uma frequência de interesse. Desta maneira, é possível obter um controlador CA a partir de um CC.

A transformada utilizada para realizar o deslocamento da frequência, é dada pela expressão 6.1(87).

$$H_{CA}(S) = \frac{H_{CC}(s + j\omega_n) + H_{CC}(s - j\omega_n)}{2} \quad (6.1)$$

Aplicando 6.1 na função de transferência do PI apresentada em 6.2,

$$H_{CC}(S) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (6.2)$$

a função de transferência do controlador PR apresentada em 6.3, é obtida.

$$H_{CA}(S) = k_p + \frac{k_r s}{s^2 + \omega_n^2} \quad (6.3)$$

Nesta, k_p é o ganho proporcional, k_r é o ganho ressonante e ω_n é a frequência de ressonância de operação do controlador. Devido ao alto ganho em ω_n , o controlador alcança erro nulo para um sinal senoidal nesta frequência em regime permanente, exatamente como o controlador PI para sinais contínuos. A Figura 56 apresenta a resposta em frequência típica do controlador PR para uma dada frequência de ressonância. Observa-se o elevado ganho proporcionado por este controlador para a frequência de ressonância de interesse.

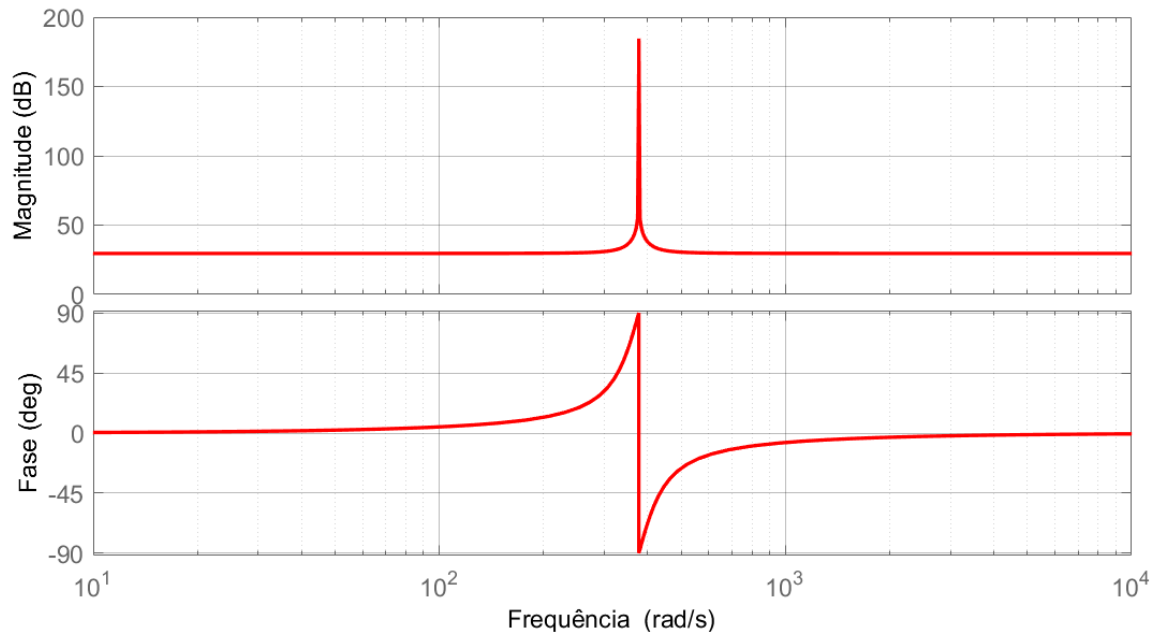


Figura 56 – Diagrama de bode do controlador PR

O controlador PR pode ser expandido de forma a operar em múltiplas frequências de ressonância simultaneamente, como em aplicações de filtros ativos (86, 89). Desta maneira, além da frequência de ressonância de 60 Hz, responsável por rastrear a corrente ativa a ser injetada pelo conversor, também foram implementadas parcelas do controlador operando em frequências harmônicas de ordem 3, 5, 7 e 9. Esta medida foi adotada de forma a compensar possíveis distorções que venham a surgir na corrente manipulada pelo conversor. Uma das causas destas distorções, se deve à inserção de atrasos nos sinais de disparo dos semicondutores para evitar que dois elementos adjacentes conduzam simultaneamente, o que ocasionaria o curto-circuito do elo CC. Este atraso também conhecido como tempo morto (do inglês: *Dead-time*), embora seja da ordem de μ segundos, também tem impacto na distorção e na redução magnitude da tensão de saída do conversor, sendo assim, seu efeito deve ser compensado.

Como a referência de corrente enviada ao controlador é um sinal puramente senoidal em 60 Hz, logo, através da realimentação, as parcelas harmônicas do PR tendem à compensar qualquer distorção da corrente. O diagrama de blocos do controlador PR implementado neste trabalho é apresentado na Figura 57.

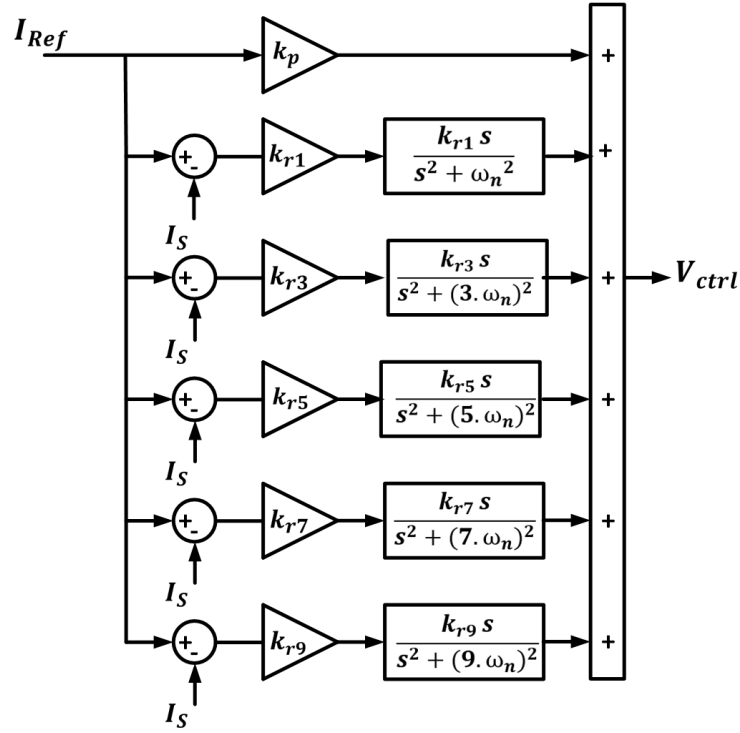


Figura 57 – Diagrama de blocos do controlador PR

Para a implementação deste controlador no DSP, é necessário realizar a discretização de sua função de transferência. O método de discretização utilizado foi Tustin/Trapezoidal como apresentado em (90). A equação das diferenças generalizada obtida após a discretização é apresentada em 6.4. Nesta, a saída V_{ctrl} , é o sinal de tensão a ser modulado pela técnica PWM utilizada e o índice h dos termos, é a ordem das possíveis frequências de ressonância consideradas.

$$V_{ctrl}(k) = k_p \cdot e(k) + \sum_{n=h} b_n \cdot k_{rn} \cdot [e(k) - e(k-2)] - \sum_h [a_{1h} \cdot v_h(k-1) + a_{2h} \cdot v_h(k-2)] \quad (6.4)$$

A equação das diferenças também é composta pelos ganhos do controlador PR (k_p e k_{rh}), pelo erro calculado entre corrente manipulada e a referência (e), pelas amostras anteriores do sinal de saída do controlador referente a cada harmônico (v_h) e coeficientes (a_{1h} , a_{2h} e b_{1h}). Estes coeficientes são dependentes do período de amostragem T_s do DSP e das frequências de ressonância de interesse, os quais são calculados pelas expressões apresentadas em 6.5, conforme (90).

$$\begin{cases} a_{0h} = 4/T_s^2 + \omega_h^2; \\ a_{1h} = [-8/T_s^2 + 2\omega_h^2]/a_{0h}; \\ a_{2h} = 1; \\ b_h = [2/T_s^2]/a_{0h}; \end{cases} \quad (6.5)$$

Os ganhos do controlador utilizado neste trabalho e os parâmetros de sua discretização são apresentados na Tabela 16.

k_p	30
k_{r1}	3200
k_{r3}	3200
k_{r5}	3200
k_{r7}	3200
k_{r9}	1600
w_n	377 rad/s
f_s	10 kHz
T_s	0,1 ms

Tabela 16 – Ganhos e parâmetros de discretização do controlador PR

6.2 Controle dos Bancos de Baterias

6.2.1 Algoritmo de Carga dos Bancos de Baterias

As baterias de chumbo-ácido, como as utilizadas neste trabalho, apresentam 3 estágios de carga os quais devem ser respeitados de forma a otimizar a vida útil destas. No estágio 1, uma corrente de carga (I_{carga}) constante é injetada nos bancos de baterias até que a tensão de flutuação seja alcançada (V_{flut}). Nesta fase, as baterias alcançam de 70% a 80% de sua capacidade (91). O estágio 2 por sua vez, a tensão V_{flut} é mantida constante, enquanto a corrente I_{carga} é reduzida lentamente até alcançar o limite mínimo de corrente I_{Cmin} , ponto o qual as baterias já estão completamente carregadas. Por último, no estágio 3, a corrente I_{carga} é mantida em seu nível mínimo de forma a manter a tensão de flutuação no banco de baterias. A variação da tensão e corrente nos bancos de baterias durante sua carga, bem como cada um dos estágios, é exemplificado na Figura 58.

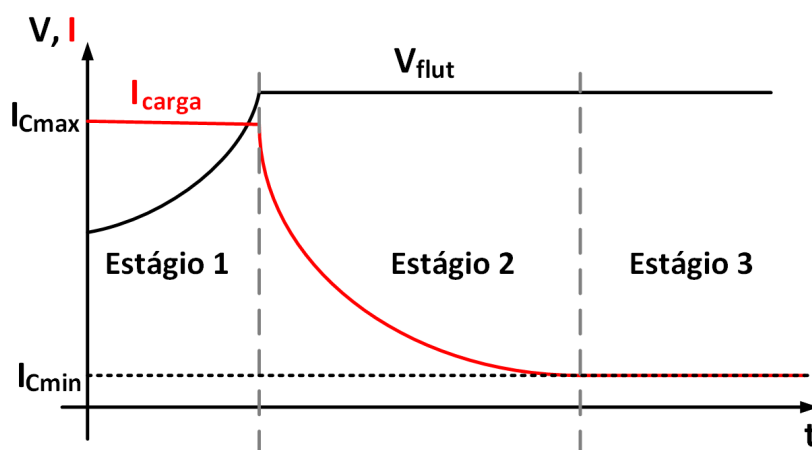


Figura 58 – Estágios de carga da bateria de chumbo ácido

O controle de carga das baterias é efetuado indiretamente pela corrente CA manipulada pelo conversor (I_S). Para drenar corrente ativa do sistema, de forma a carregar os bancos de baterias, é necessário que o conversor imponha uma corrente em contra-fase com a tensão do barramento em que está conectado. Desta maneira uma corrente CC negativa circulará pelo ramo dos bancos de bateria, realizando a carga deste.

A amplitude da corrente CA a ser imposta pelo conversor, é definida por uma lógica de controle incremental, que possui como parâmetros a tensão de flutuação (V_{flut}) e uma corrente CC de referência a ser injetada nos bancos de bateria (I_{CC*}). Estes dois parâmetros tem como objetivo assegurar que a carga seja feita de forma controlada e dentro da capacidade dos bancos de bateria, bem como auxiliar na lógica de controle possibilitando a transição pelos 3 estágios de carga. O valor adotado de I_{CC*} deve ser igual a máxima corrente (I_{Cmax}) de carga permita.

As entradas do algoritmo de controle, são as tensões e correntes CC dos módulos de uma fase. Sendo assim, os sinais medidos destas grandezas são tratadas digitalmente por filtros de média móvel, de forma a minimizar os ruídos e aumentar a precisão do controle. Após a filtragem, é realizada a média das correntes ($I_{bat,med}$) e das tensões CC ($V_{bat,med}$) dos 3 módulos da fase.

Após o calculo dos valores médios das tensões e correntes CC, o algoritmo realiza a comparação destes valores com os parâmetros V_{flut} e I_{CC*} . A partir desta comparação, é realizado o incremento (ΔI) ou decremento ($-\Delta I$) da referência de corrente CA (I_{Ref}), que impactará diretamente na corrente nos bancos de bateria. O fluxograma do algoritmo de controle de carga das baterias é apresentado na Figura 59.

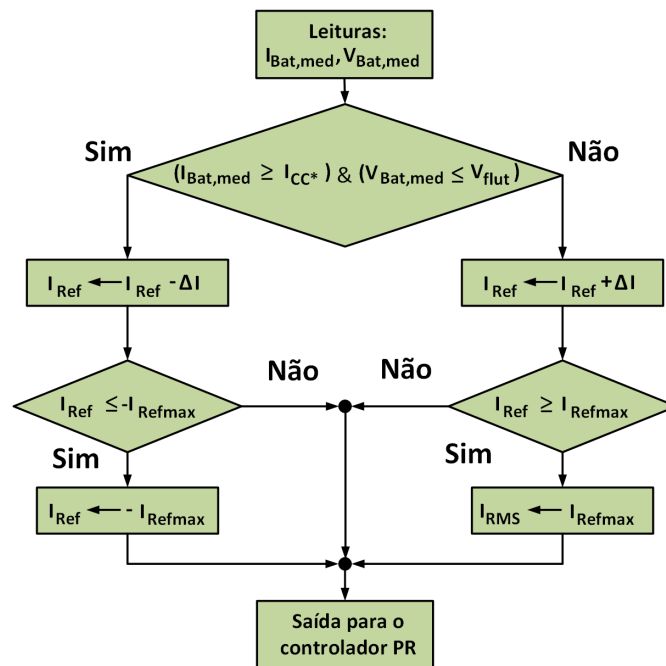


Figura 59 – Fluxograma do algoritmo de carga das baterias (33)

Este diagrama contempla as condições das 3 fases de carga da bateria. No estágio 1, a tensão média nos bancos será menor que V_{flut} e se a corrente CC média for menos negativa que I_{CC*} , a referência da corrente CA será decrementada em passos de $-\Delta I$, de forma a obter uma corrente CC média mais negativa. Para o estágio 2, como a tensão de flutuação foi alcançada, o algoritmo realizará o incremento da referência da corrente CA em passos ΔI , reduzindo a corrente de carga do banco de bateria até que seja alcançado o limite mínimo da corrente de carga (I_{Cmin}). Por fim, no estágio 3, o algoritmo manterá a tensão de flutuação mantendo a corrente de carga mínima.

O algoritmo de carga da bateria também conta com um limitador da corrente CA, não permitindo que esta extrapole o limite aceitável. Sendo assim, se o controlador impõem uma referência maior que a permitida, o limitador atualiza a referência como sendo o valor máximo de corrente CA permitido (I_{Refmax} ou $-I_{Refmax}$).

A referência de corrente CA obtida a partir desta malha é multiplicada por um seno gerado por um PLL sincronizado com a tensão do sistema. Desta maneira, o sinal senoidal obtido é rastreado pelo controlador PR, o qual definirá o sinal de tensão a ser imposto pelo conversor. A Tabela 17 apresenta os valores dos parâmetros utilizados no algoritmo.

V_{flut}	888 V
ΔI	0,000013
I_{Refmax}	6 A
$I_{CC*} = I_{Cmax}$	-1,9 A

Tabela 17 – Parâmetros do algoritmo de carga das baterias

6.2.1.1 Algoritmo de Balanceamento de Carga do Banco de Baterias

Apesar de as pontes H que compõem os módulo serem idênticas e a modulação *Phase-Shifted* proporcionar o mesmo padrão de chaveamento para todas elas, um pequeno desbalanço de carga entre as baterias ocorre. Para reduzir esse desbalanço, um algoritmo de balanceamento, apresentado em (92), foi utilizado .

Este algoritmo nada mais é do que um controlador proporcional, que aplica uma variação sobre a referência senoidal original gerada pela malha de corrente. Essa variação também é senoidal e pode ser somada ou subtraída da referência original (V_{ctrl}), conforme o valor da diferença entre o valor médio das tensões dos três bancos e o valor de cada banco. Caso essa diferença seja positiva, ou seja, o banco de baterias específico está com uma tensão menor que a média, um sinal senoidal será somado no sinal de controle original para que a corrente que passa por essa bateria seja aumentada. Caso contrário, se o sinal do erro for negativo, o sinal somado faz com que a corrente do banco seja reduzida. Se o erro for nulo, as baterias têm a mesma tensão (que é o valor médio) e nenhum sinal

é somado ao sinal gerado pela da malha anterior de corrente. A Figura 60 apresenta o diagrama de blocos do algoritmo de balanceamento, enquanto a Tabela 18 apresenta os ganhos utilizados.

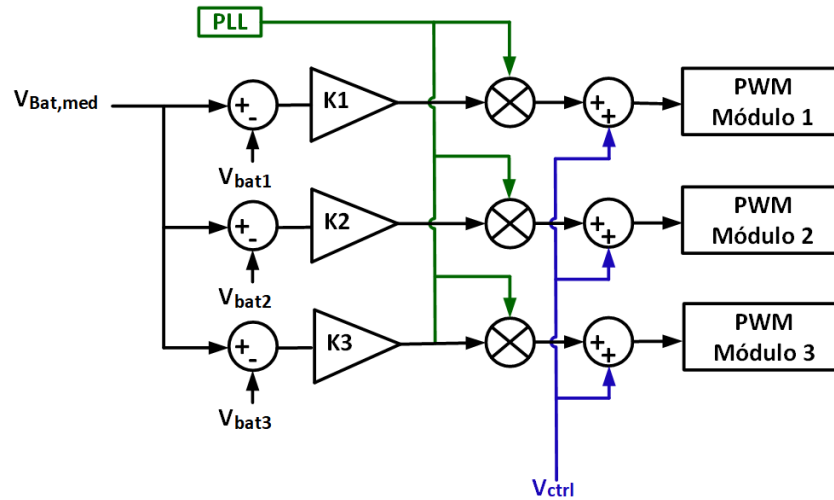


Figura 60 – Diagrama de blocos do algoritmo de balanceamento CC

K_1	0,005
K_2	0,005
K_3	0,005

Tabela 18 – Ganho proporcional para o balanceamento das bancas de baterias

6.2.2 Algoritmo de Descarga dos Bancos de Baterias

A mesma lógica utilizada no algoritmo de carga dos bancos de baterias é utilizada durante sua descarga, com a modificação apenas da referência da corrente CC (I_{CC*}) a ser adotada. Para realizar a descarga das baterias o conversor deverá impor uma corrente (I_S) em fase com a tensão do barramento onde está conectado, de forma que a referência (I_{CC*}) passa a ser positiva.

A fase de descarga das bateria, visa proporcionar o suporte de potência ativa a um sistema durante certo período programado. Desta maneira, considerando um suposto horário de pico de carregamento, o algoritmo de descarga irá operar em 3 estágios diferentes, como apresentado na Figura 61. Sendo assim, a variação da referência I_{CC*} apresentará tendências diferentes para cada um dos estágios.

O primeiro estágio refere-se ao período inicial da janela do horário de pico (t_0 a t_1), onde o algoritmo de descarga aumenta a referência da corrente ativa a ser injetada segundo uma rampa ascendente até que o sistema alcance o período mais crítico de carregamento. Esta referência de corrente CC em rampa obedece a expressão 6.6, onde Δt_1 é a janela de tempo de duração do primeiro estágio, t é a informação do horário proporcionado por um

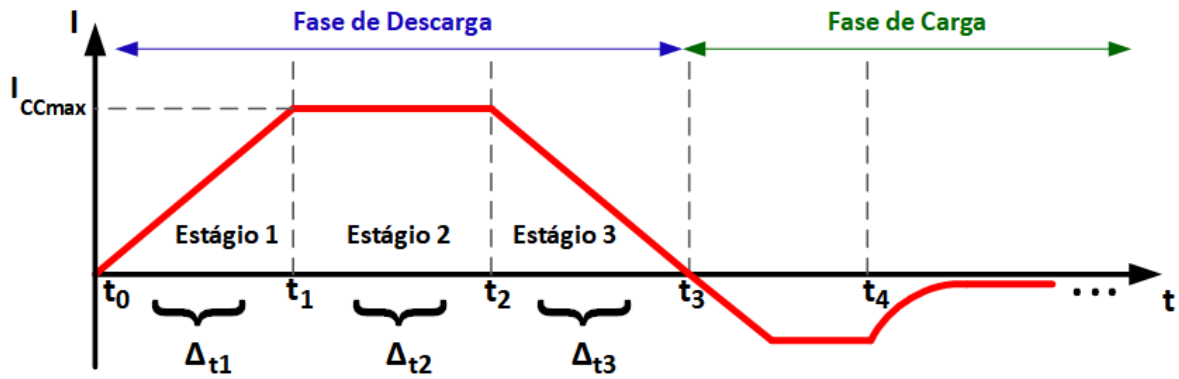


Figura 61 – Ciclo de funcionamento do equipamento

GPS via comunicação UART, t_1 é o instante de término do estágio e I_{CCmax} é a máxima corrente CC de descarga admitida.

$$I_{CC*} = I_{CCmax} \cdot \frac{t - t_0}{\Delta t_1} \quad (6.6)$$

O segundo estágio, por sua vez, consiste no período crítico de carregamento do sistema (t_1 a t_2), o qual um maior número de carga estão conectadas neste. Durante esse estágio $I_{CC*} = I_{CCmax}$, proporcionando a maior corrente de descarga permitida pela bateria.

Por fim, o terceiro estágio é o período de transição, onde o horário de pico está finalizando (t_2 a t_3). Desta maneira o algoritmo reduz a referência de corrente ativa segundo um rampa descendente, obtida pela expressão 6.7, até que esta seja igual a zero. O ciclo será reiniciado novamente quando o próximo horário pico se iniciar, enquanto isso o algoritmo de carga dos bancos de bateria é ativado.

$$I_{CC*} = 1 - \left(I_{CCmax} \cdot \frac{t - t_2}{\Delta t_3} \right) \quad (6.7)$$

O fluxograma do algoritmo de variação de I_{CC*} para todas as fases de funcionamento do equipamento, é apresentado na Figura 62. Este algoritmo, além de efetuar a transição entre os períodos de injeção de potência ativa no sistema e carga dos bancos de bateria, também conta com uma lógica de proteção contra excessiva descarga dos bancos. A lógica em questão, realiza a comparação da tensão média nos bancos de bateria ($V_{bat,med}$) e uma tensão limite aceitável (V_{corte}). Caso $V_{bat,med}$ seja menor que V_{corte} , a fase de descarga das baterias é cancelada e I_{CC*} será igual a zero. Nesta situação, também é acionado o *flag esperafimpico*, que garante que o conversor só entre em operação de carga das baterias após o horário de ponta. Esta medida é necessária para que o equipamento não drene potência ativa do sistema quando este está sobrecarregado.

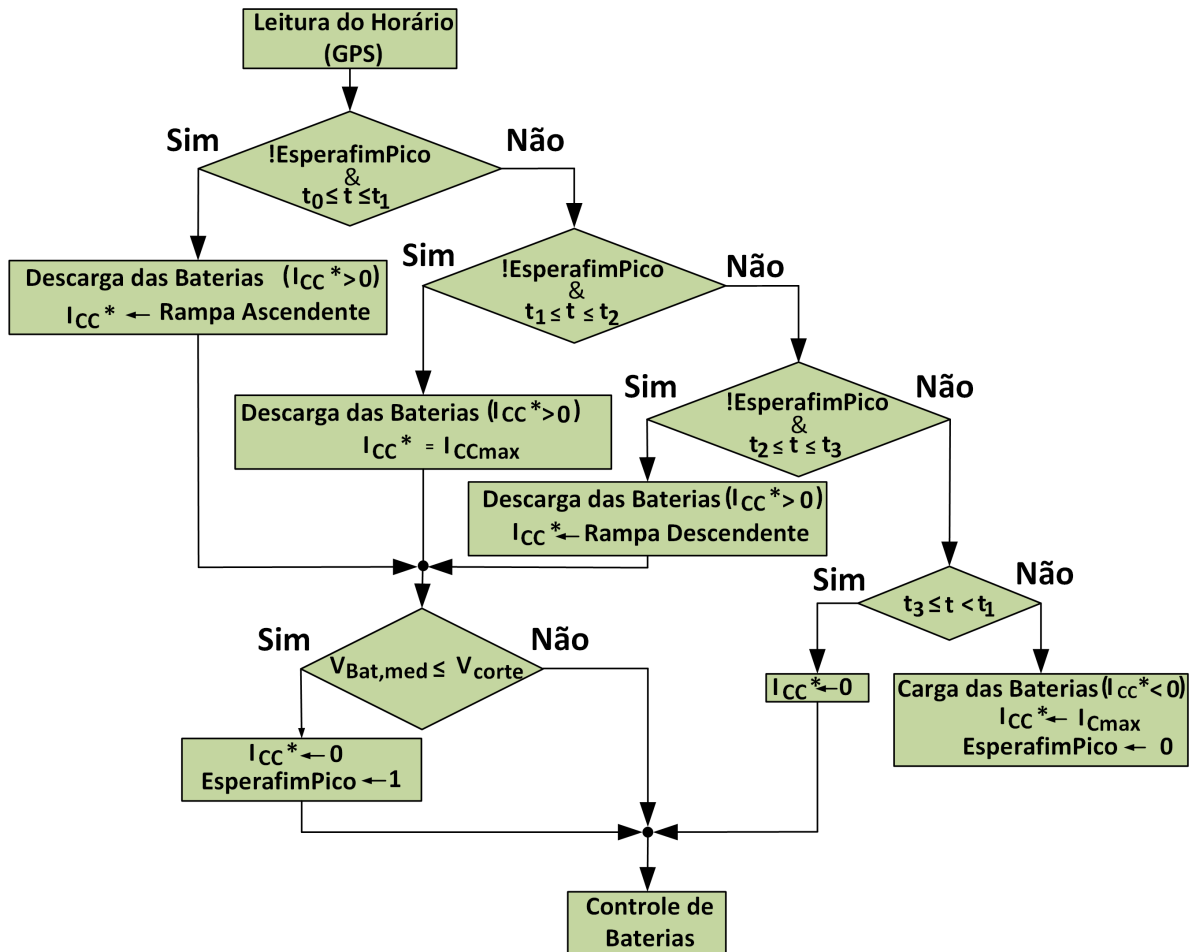


Figura 62 – Fluxograma do ciclo de funcionamento do equipamento (33)

A Tabela 19 apresenta os parâmetros de corrente de descarga máxima (I_{CCmax}) e a tensão mínima permitida nos bancos de baterias (V_{corte}).

I_{CCmax}	4,0 A
V_{corte}	703,5 V

Tabela 19 – Parâmetros referentes à descarga do bancos de baterias

7 Resultados e Discussões

Para demonstrar a funcionalidade do conversor implementado, alguns testes referentes à aplicação proposta e aos algoritmos discutidos, foram realizados. Os resultados destes testes, o sistema utilizado, bem como o protótipo do equipamento já finalizado e instalado, são apresentados nas próximas seções deste capítulo.

7.1 Sistema de Testes e Equipamento Finalizado

O sistema de testes o qual o equipamento foi testado, é composto basicamente por dois barramentos em 13,8 kV, os quais são alimentados por dois transformadores elevadores trifásicos de 220V/13,8 kV, com conexão estrela/estrela e potência de 66 kVa cada um. Além disso, este apresenta alguns componentes periféricos para medição, proteção e comando. A Figura 63 apresenta o sistema de testes completo e seus componentes, enquanto a Figura 64 apresenta o esquemático ilustrativo de um dos barramentos de 13,8 kV, o qual foi conectado o equipamento.

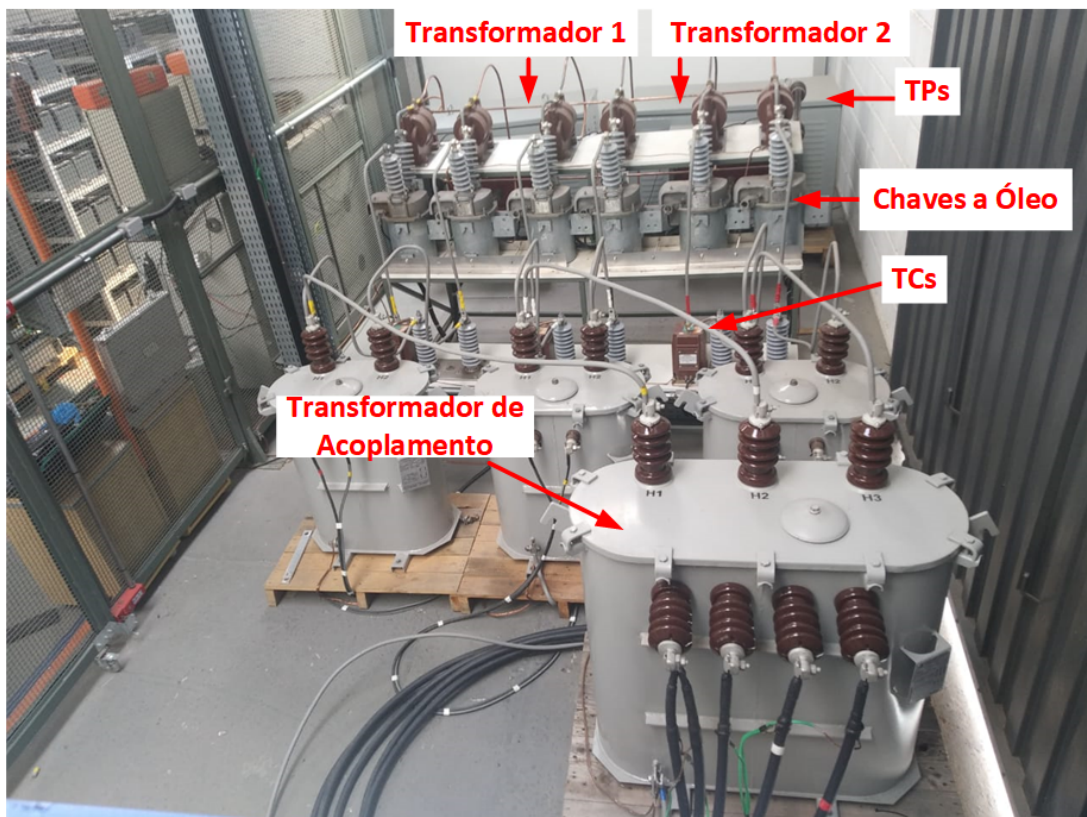


Figura 63 – Sistema de testes

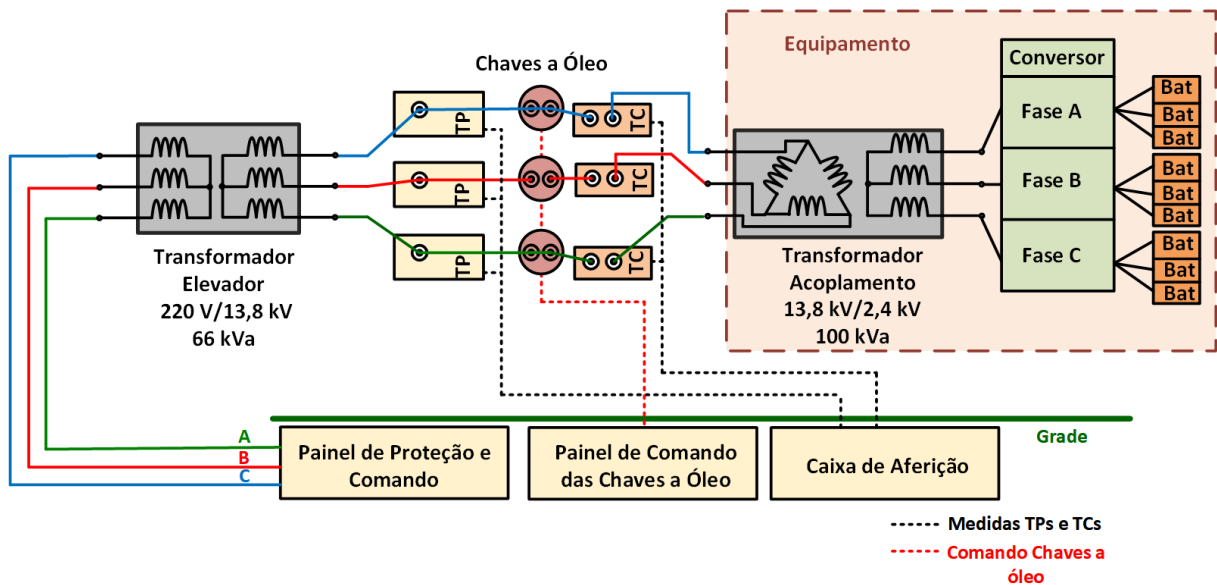


Figura 64 – Esquemático do sistema de testes

A alimentação dos transformadores elevadores é realizada por um painel equipado com dispositivos de proteção que garantem a desenergização do sistema de testes caso uma eventual falha ocorra. Além de possuir dispositivos de proteção, este painel também comanda a chave de intertravamento na grade da cela da subestação, não permitindo que o sistema seja energizado caso esta esteja aberta. A Figura 65 apresenta a parte externa e interna do painel de proteção e comando.

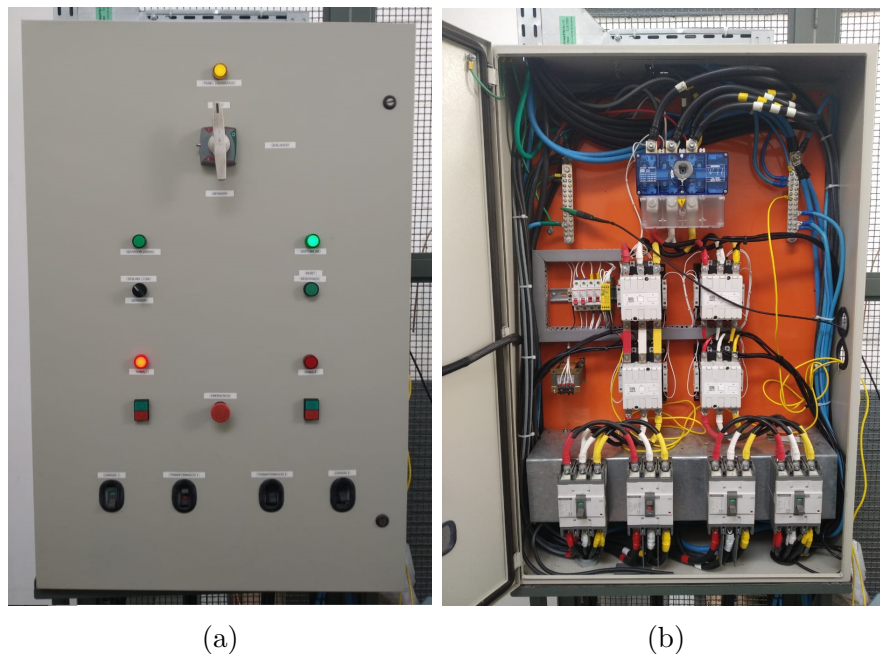


Figura 65 – Painel de alimentação e comando do sistema de teste: a) Vista externa b) Vista interna

Para o monitoramento das tensões e correntes no barramento, TPs e TCs são utilizados enviando os sinais medidos para uma caixa de aferição equipada com bornes de entrada, que facilitam a coleta de dados através de equipamentos de medição. A caixa de aferição também conta com multimedidores os quais permitem que o operador acompanhe as grandezas de tensão, corrente e potência em tempo real nas três fases. A Figura 66 apresenta a parte externa e interna da caixa de aferição.

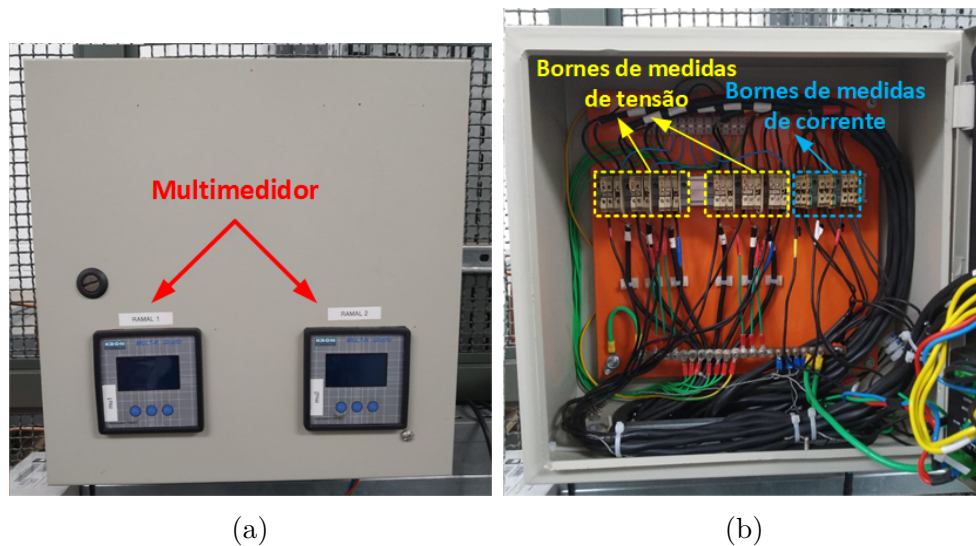


Figura 66 – Caixa de aferição das medidas de corrente e tensão do barramento: a) Vista externa b) Vista interna

O transformador de acoplamento do conversor, é inserido ao sistema antes dos testes por meio de chaves seccionadores à óleo, comandadas pela caixa de comando apresentada na Figura 67. Estas chaves permitem que a estrutura do sistema de teste seja independente do equipamento ensaiado, possibilitando a conexão do conversor à um dos dois transformadores separadamente, ou aos dois simultaneamente. Neste trabalho o equipamento será conectado somente ao primeiro transformador, como apresentado na Figura 64.



Figura 67 – Painel de comando das chaves a óleo

O equipamento dimensionado nas ultimas seções, já concluído e pronto para os testes, é apresentado na Figura 68. Nesta é apresentada a visão frontal do equipamento com as botoeiras de comando, sinaleiros e o multimetido de monitoramento que apresenta as tensões, correntes e potências no equipamento. A Tabela 20 apresenta a identificação de cada um destes componentes.

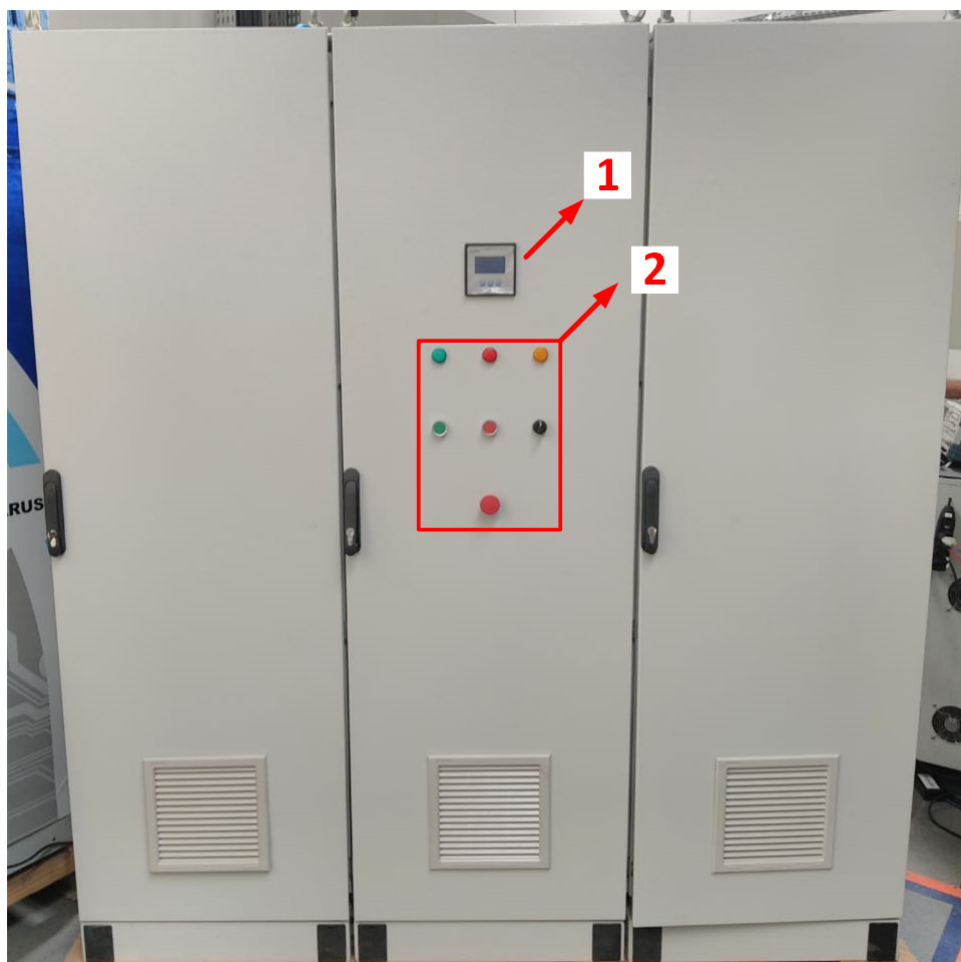


Figura 68 – Vista Frontal do equipamento finalizado

1	Multimedidor
2	Botoeiras e sinaleiros

Tabela 20 – Identificação dos componentes da parte frontal do conversor

Cada porta do armário elétrico é composta pelos componentes de uma das fases do conversor. Estes componentes, podem compor o circuito de potência ou circuitos do sistema de medição e controle do conversor. A Figura 69 apresenta a placa de montagem basculante das três fases do equipamento. Nestas estão dispostas os circuitos do sistema de medição e controle, bem como os bornes e fontes responsáveis pela alimentação dos circuitos. A Tabela 21 apresenta a identificação de cada um destes componentes.

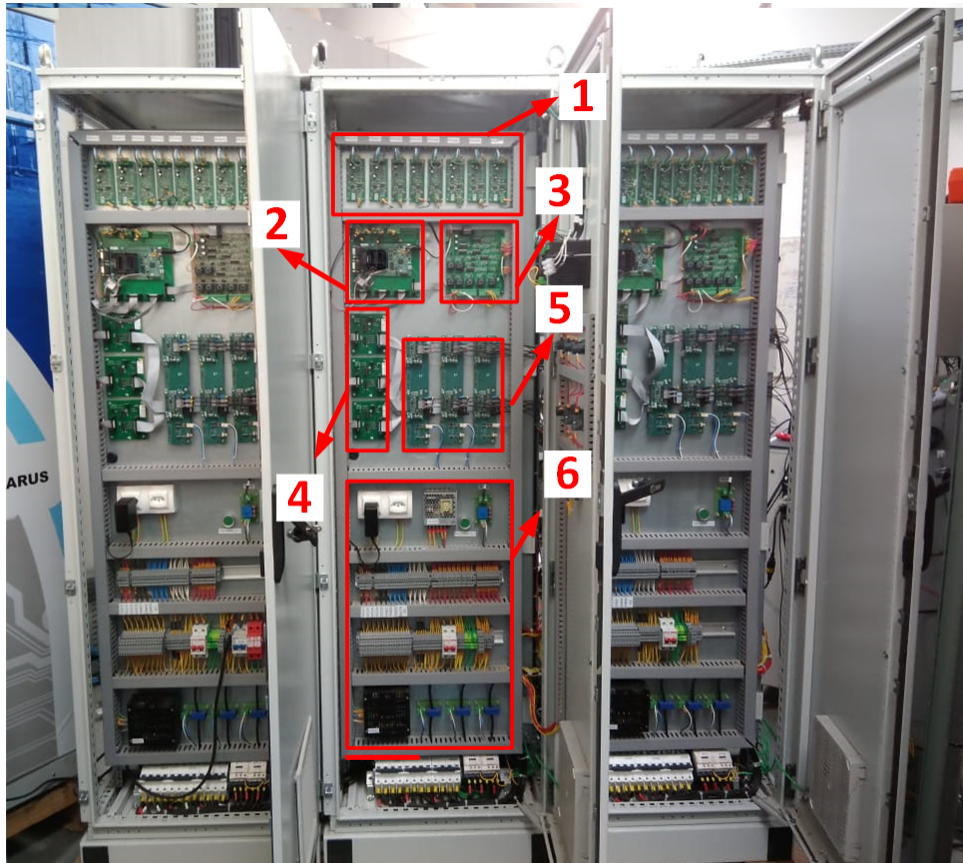


Figura 69 – Sistemas eletrônicos de controle, condicionamento de sinal e comando

1	Circuitos de condicionamento
2	DSP e Módulo GPS
3	Circuito de Comando
4	Circuito de pré-driver
5	Interface óptica
6	Sistemas de alimentação e sensores

Tabela 21 – Identificação dos circuitos do sistema de medição, controle e alimentação

O circuito de potência de uma das fases é apresentado na Figura 70. Nesta pode ser observado as prateleiras onde as pontes H de cada módulo estão dispostas, as armações com os indutores CC, os contatores de conexão ao sistema, disjuntores CC e contatores de pré-carga. A Tabela 22 apresenta a identificação de cada um destes componentes.

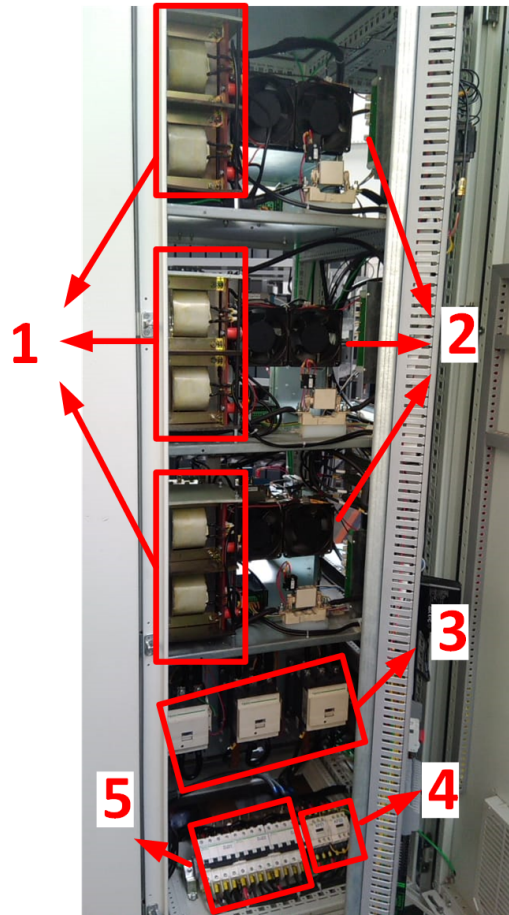


Figura 70 – Circuitos de potência de uma das fases do conversor

1	Indutores CC
2	Parte frontal dos módulos conversores
3	Contadores de conexão ao sistema
4	Contadores de pré-carga
5	Disjuntores CC

Tabela 22 – Identificação dos circuitos de potência dispostos na parte frontal do conversor

A Figura 71 apresenta a vista traseira do equipamento. Nesta é possível observar alguns componentes do circuito de potência que não são visíveis pela vista frontal, como os indutores CA e os TPs e TCs de medição do equipamento, os quais estão localizados na base do armário elétrico. A Tabela 23 apresenta a identificação de cada um destes componentes.

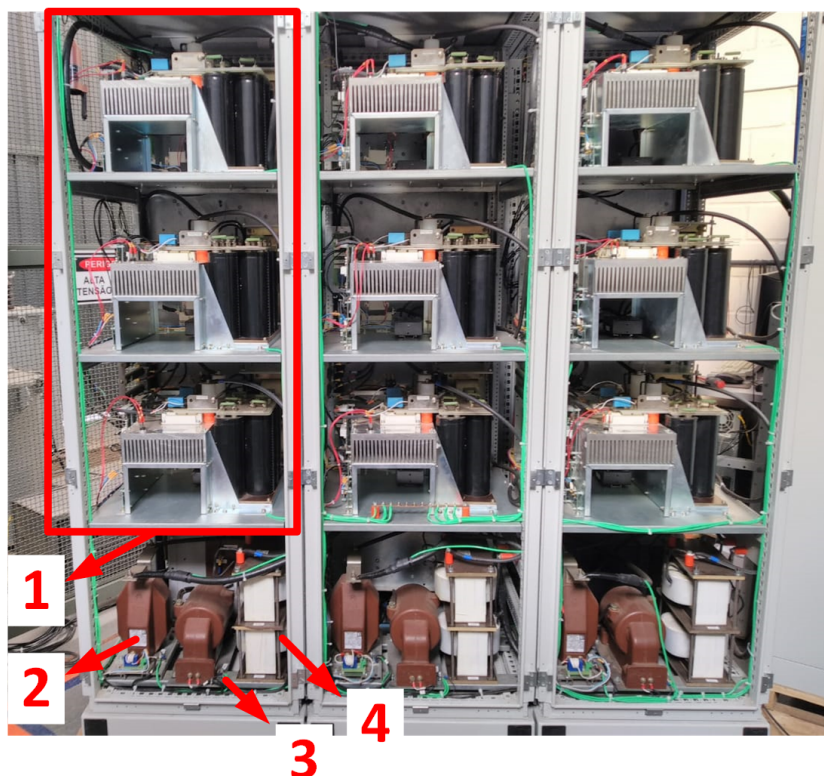


Figura 71 – Vista traseira do equipamento

1	Parte traseira dos módulos conversores
2	Transformador de corrente (TC)
3	Transformador de potencial (TP)
4	Indutores CA

Tabela 23 – Identificação dos componentes dispostos na parte traseira do conversor

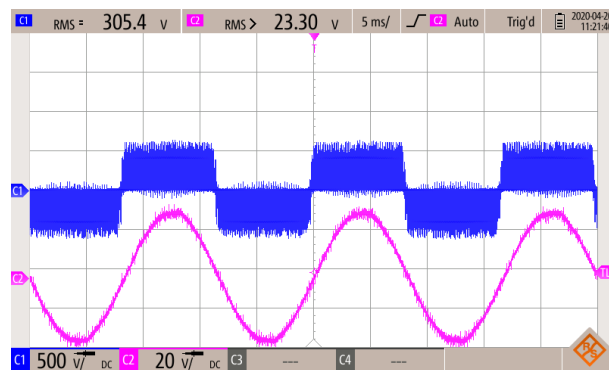
É importante salientar, que embora o conversor tenha sido dimensionado para operar com potência nominal de 100 kVA, o sistema de teste utilizado não é compatível para operação nesta potência. Isto se deve ao fato de potência do transformador que alimenta o sistema de teste estar limitado em 66 kVa. Além disso, a operação na potência nominal, acarretaria em elevadas correntes no quadro geral do laboratório o qual possui um disjuntor de apenas 80 A. Desta maneira, os testes foram realizados com o conversor operando com aproximadamente 1/4 de sua capacidade de especificação.

7.2 Funcionamento do Conversor em Malha Aberta

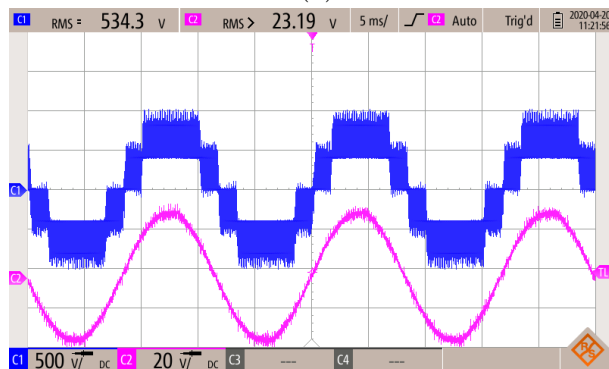
Com o intuito de realizar a aferição dos sensores e verificar o correto chaveamento do conversor, os testes iniciais foram realizados em malha aberta e desconectados do sistema de média tensão. Sendo assim, o primeiro teste consistiu em chavear o conversor sobre um banco de resistências composto por 6 resistores de 33Ω conectados sem série.

Pelo fato de o equipamento não estar conectado ao sistema, e portanto sem uma referência de tensão, um varivolt foi utilizado para gerar tal referência a qual o PLL irá se sincronizar.

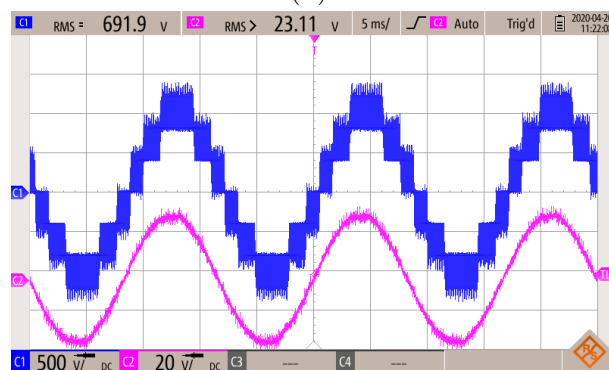
A Figura 72 apresenta a tensão de saída não filtrada para três índices de modulação diferentes e a tensão de referência proporcionada pelo varivolt. A tensão de saída do conversor está reduzida por um fator de 2, uma vez que foi utilizado um divisor de tensão para efetuar a medida. É observado que com o aumento de ma há também o aumento do número de níveis no sinal da tensão na saída do conversor, sendo o número máximo de 7 níveis, alcançado somente para valores de ma próximo de 1.



(a)



(b)



(c)

Figura 72 – Tensão de saída não filtrada do conversor (Azul) e tensão de referência (Magenta): a) $ma = 0,3$ b) $ma = 0,6$ c) $ma = 0,8$

A Figura 73 apresenta o espectro de frequência da tensão de saída do conversor medida antes dos filtros indutivos, para $ma = 0,95$. Considerando que os semicondutores operam com uma frequência de 5 kHz, é possível observar que a topologia CHB de sete níveis em conjunto com a modulação PS-PWM, desloca a banda de frequência do sinal de saída do conversor para 30 kHz e seus múltiplos. Este resultado corrobora com a teoria apresentada na seção 4.

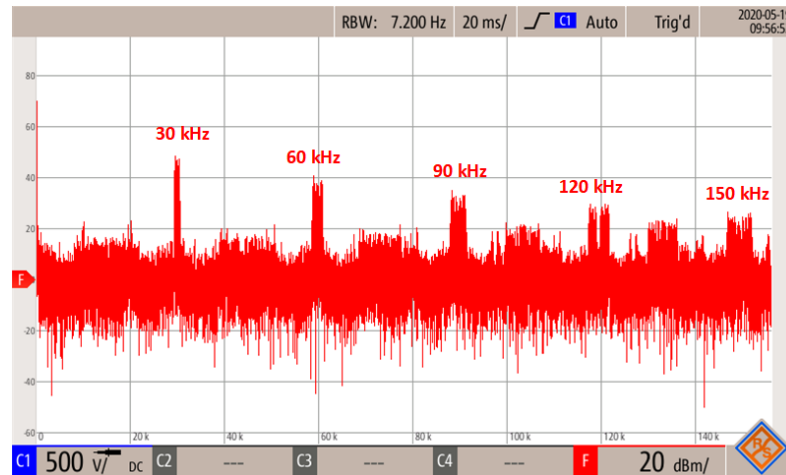


Figura 73 – Espectro de frequência sinal de tensão de saída do equipamento para $ma=0,95$

7.3 Resposta do Controlador Proporcional Ressonante

Com o equipamento já conectado ao barramento de média tensão e com somente a malha de controle de corrente CA ativada, foram realizados testes de forma a apresentar o funcionamento do controlador PR, no controle da corrente manipulada pelo conversor.

Os primeiros testes se basearam em realizar variações da referência da corrente CA a ser injetada pelo conversor, de forma a observar a capacidade do controlador de rastrear esta nova referência. A Figura 74 apresenta os sinais de tensão (magenta) e corrente no barramento de conexão do conversor, para uma variação da referência de corrente de 2 para $5A_{RMS}$ ($2,82A_p$ para $7,07A_p$, em valores de pico). É observado, que o controlador apresenta uma rápida resposta para rastrear a nova referência, levando aproximadamente um ciclo para isto. O sinal de corrente é sincronizado com a tensão do barramento através do PLL.

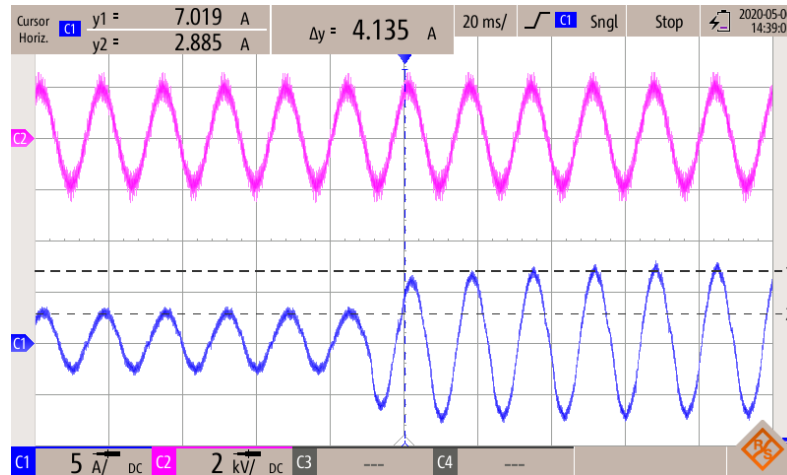


Figura 74 – Variação da referência da corrente CA de 2 para $5A_{RMS}$

A Figura 75 apresenta a resposta do controlador para uma variação de 5 para $2A_{RMS}$. É observado que para uma variação em degrau negativo, o controlador apresenta uma resposta semelhante à situação apresentada anteriormente, onde a nova referência é rastreada em aproximadamente um ciclo.

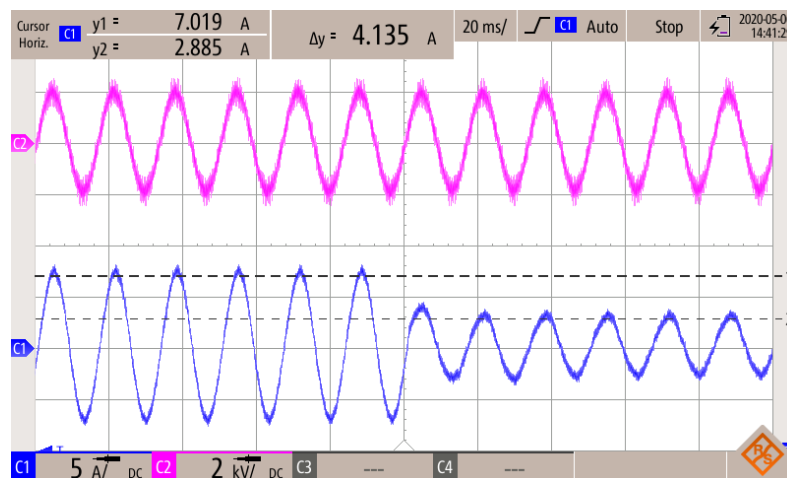


Figura 75 – Variação da referência da corrente CA de 5 para $2A_{RMS}$

Para a demonstrar a capacidade de rastreamento do controlador PR, foi testado também, uma situação mais crítica. Esta situação consistiu na variação da referência de corrente CA de 5 para $2A_{RMS}$, no entanto a referência de $2A_{RMS}$ sofre um defasamento de 180° . A Figura 76 apresenta os sinais de tensão e corrente CA. Nesta é observado que o controlador também foi capaz de realizar o rastreamento com precisão e velocidade, uma vez que alcançou a nova referência em aproximadamente um ciclo. Vale ressaltar para esta situação, a diferença de fase entre o sinal de tensão do barramento, o qual o PLL está sincronizado, e o sinal da corrente após a mudança de referência.

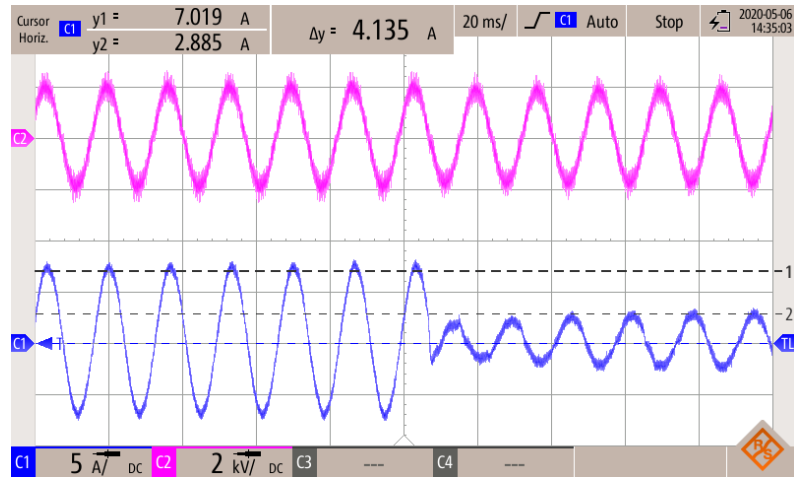
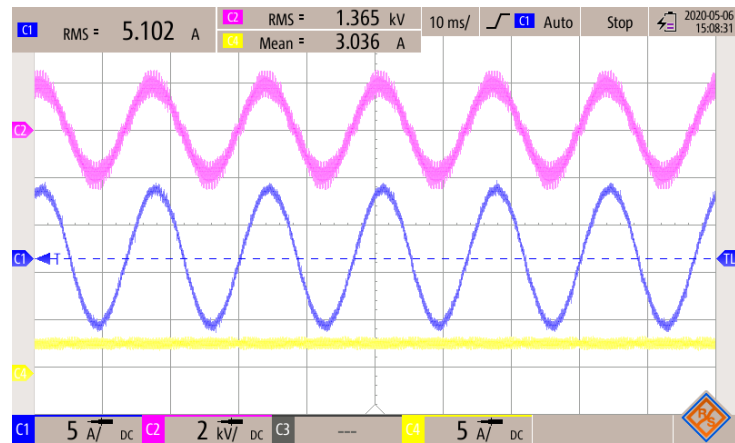
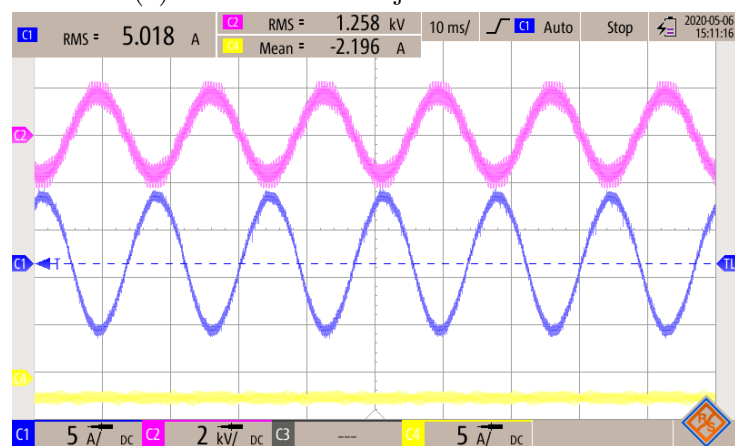


Figura 76 – Variação da referência da corrente CA de 5 para $2A_{RMS}$ com defasamento de 180°

Esta possibilidade de alterar a fase da referência impacta diretamente na corrente CC, e conseqüentemente, na carga e descarga do banco e baterias. Para exemplificar essa dinâmica, a Figura 77 apresenta a característica da corrente CC (amarelo), quando $5A_{RMS}$ de corrente CA (azul) está em fase ou contra-fase com a tensão do barramento (magenta). Para o primeiro caso (77a), a corrente CC é positiva, indicando que esta é drenada dos bancos de bateria e uma potência ativa é injetada no sistema. Para o segundo caso (77b), uma corrente CC negativa circula no ramo dos bancos de bateria, indicando que potência ativa é drenada do sistema.



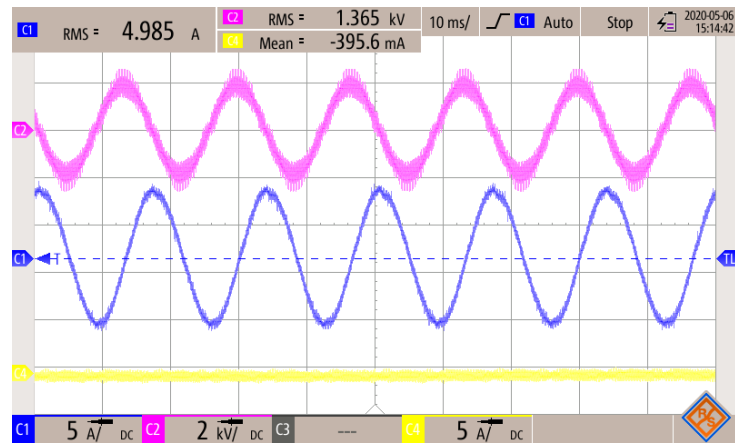
(a) Potência ativa injetada no sistema



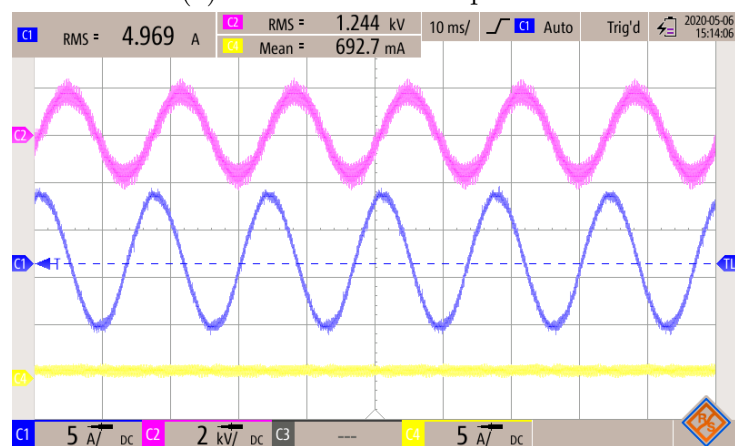
(b) Potência ativa drenada do sistema

Figura 77 – Condição de descarga e carga das baterias

Pelo fato de o PLL também proporcionar um sinal defasado de 90° do sinal de tensão de referência, é possível obter correntes reativas. A Figura 78 apresenta a tensão do barramento, a corrente CC e $5A_{RMS}$ de corrente reativa capacitiva (78a) e indutiva (78b) manipulada pelo conversor. Devido ao balanço de potência do conversor, para que este entregue potência ativa, é necessário que haja uma corrente CC circulando no ramo do banco de bateria. No entanto, como pode ser observado, quando o conversor manipula correntes reativas a corrente CC é praticamente nula. A pequena parcela existente desta corrente, ocorre de forma a suprir as perdas por chaveamento. Para visualizar este efeito, basta comparar os valores de corrente CC obtidos nos casos onde o mesmo valor de corrente CA é manipulada em fase ou contra-fase com a tensão do barramento.



(a) Potência reativa capacitiva



(b) Potência reativa indutiva

Figura 78 – Condição de injeção de potência reativas indutiva e capacitiva no sistema

A manipulação das potências ativa e reativa pelo conversor, pode ser realizada de forma simultânea e com um certo desacoplamento entre tais grandezas. Isto ocorre, uma vez que é possível determinar, a partir das referências vindas do PLL, a parcela de corrente a ser injetada em fase e em quadratura com a tensão do barramento. Para exemplificar esse efeito, uma corrente foi gerada segundo o padrão de referências apresentadas na Figura 79 para uma fase do conversor. Nesta, a parcela azul refere-se ao montante RMS de corrente a ser injetada em fase com a tensão de referência, a vermelha por sua vez, refere-se ao montante em quadratura. Desta maneira, a corrente resultante na saída do conversor será a composição das duas referências, e devido a sua natureza fasorial, apresentará parcelas ativas e reativas.

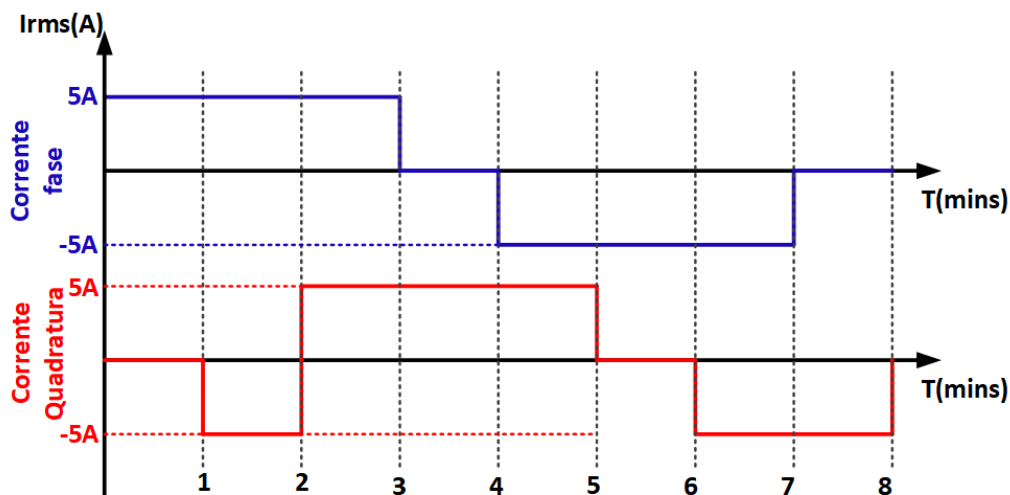


Figura 79 – Padrão de variação das parcelas em fase e quadratura da corrente na saída do conversor

A Figura 80 apresenta o comportamento das potências ativa e reativa na saída do conversor, devido a variação das referências em fase e quadratura da corrente injetada.

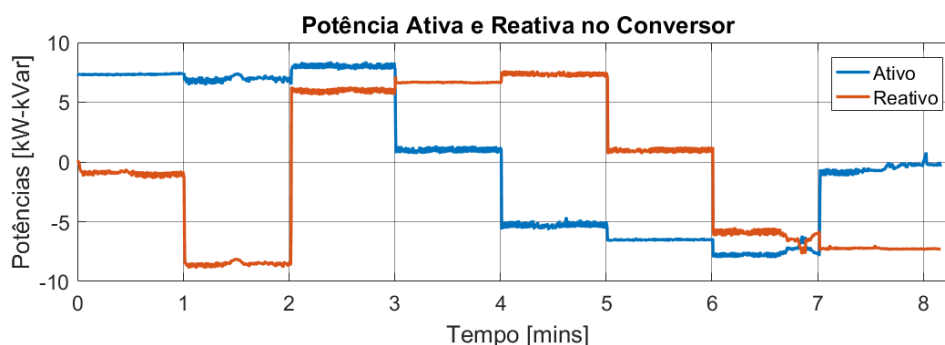


Figura 80 – Variação das potências ativas e reativas na saída do conversor

Comparando o comportamento das potências ativa e reativa com o padrão das referências de corrente apresentada na Figura 79, observa-se que a potência ativa segue a tendência da referência da corrente em fase, enquanto a reativa, da corrente em quadratura. No caso da potência reativa, referências de corrente positiva acarretam em reativos com perfil capacitivo, os quais são negativos segundo a referência adotada pelo medidor. De modo a adequar a tendência do comportamento da potência reativa com o padrão apresentado na referência de corrente, os dados foram multiplicados por um fator igual -1.

A partir deste teste, foi possível perceber que através do controle das correntes pelo controlador proporcional ressonante, é possível controlar de forma satisfatória o fluxo de potência entre sistema e conversor. Sendo assim, o protótipo implementado neste trabalho, pode ser eventualmente utilizado não somente para suporte de ativo à rede, mas também proporcionando compensação reativa ao sistema.

7.4 Aplicação do Equipamento para Suporte de Ativo

Para apresentar a função de suporte de ativo ao sistema, foi realizado um teste do ciclo de operação do equipamento, como descrito na subseção 5.3. Foi estipulado que o equipamento começasse a fase de descarga às 11 da manhã, operando os estágios de injeção de potência em rampa durante 30 minutos e a fase de potência constante durante 2 horas. Após o período de injeção de potência, tem início às 14 da tarde, o período de carga das baterias, o qual é realizado até que o ciclo recomece às 11 horas da manhã do dia seguinte. Na Figura 81, é apresentada a corrente média CC dos três módulos de uma das fases, grandeza pela qual é realizado o controle de carga e descarga das baterias. Observe-se que o conversor acompanha a referência de corrente de descarga e carga máxima das baterias, sendo estas iguais a 4A e -1,A respectivamente. Pode-se notar também, a ação do algoritmo de carga das baterias através da variação da corrente CC média durante a fase em que as baterias são carregadas. Inicialmente um montante constante de corrente CC é absorvida, conforme os bancos vão sendo carregados, a corrente drenada pelo conversor vai diminuindo até aproximadamente zero. Como a carga das baterias estabilizou bem antes da reinicialização do ciclo, foi apresentado o resultado somente até a carga completa destas.

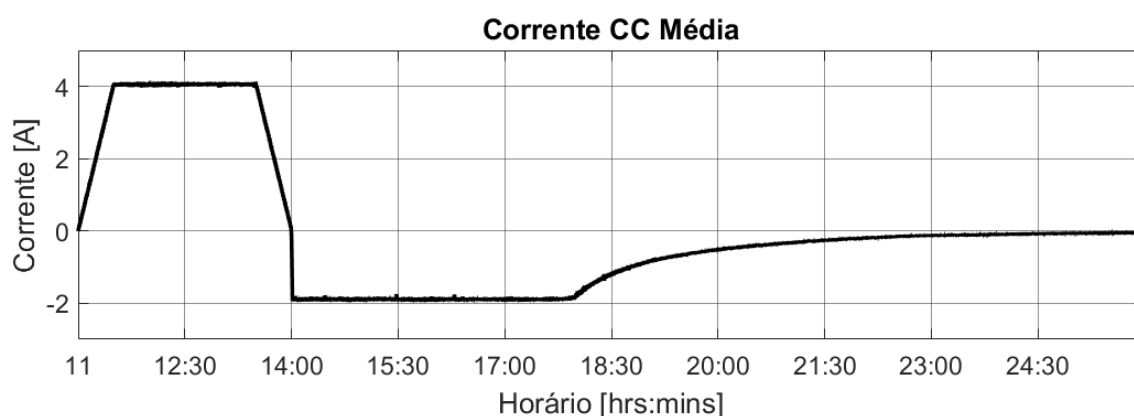


Figura 81 – Corrente CC média dos módulos durante o ciclo

A Figura 82 apresenta a variação da potência no sistema durante o ciclo de operação do conversor. Devido às medidas neste teste serem realizadas segundo a ótica do sistema de média tensão, potências com valores negativos indicam que estas são injetadas pelo conversor, caso contrário, absorvidas. Como pode ser observado, todos os estágios do ciclo de operação do equipamento são coordenados com as informações de horário proporcionadas pelo GPS. No momento de máxima injeção de potência, devido as limitações do sistema de testes, o conversor opera com 1/4 de sua capacidade nominal, entregando aproximadamente 25 kW de potência. Durante a fase que o conversor realiza a carga das baterias com corrente constante, uma potência trifásica de aproximadamente 15 kW é drenada do sistema de média tensão.

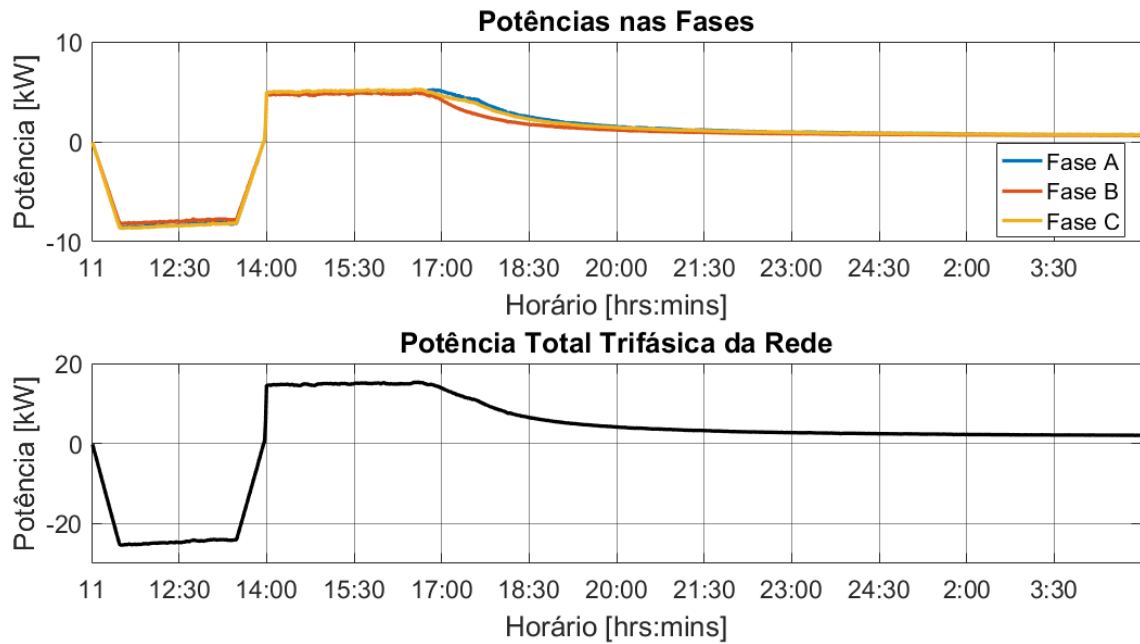


Figura 82 – Potência ativa manipulada pelo conversor durante o ciclo

A Figura 83 apresenta o perfil das correntes em cada fase do sistema de média tensão. No momento de máxima injeção, há a circulação de 1 A nas fases do sistema. A Figura 84 por sua vez, apresenta a corrente de uma das fases do conversor, medida no lado de baixa do transformador de acoplamento.

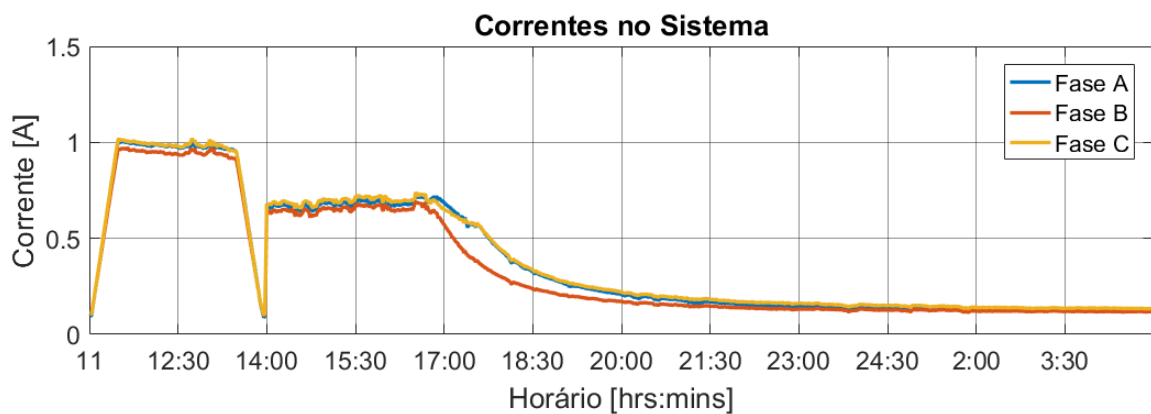


Figura 83 – Correntes CA no barramento de média tensão durante o ciclo

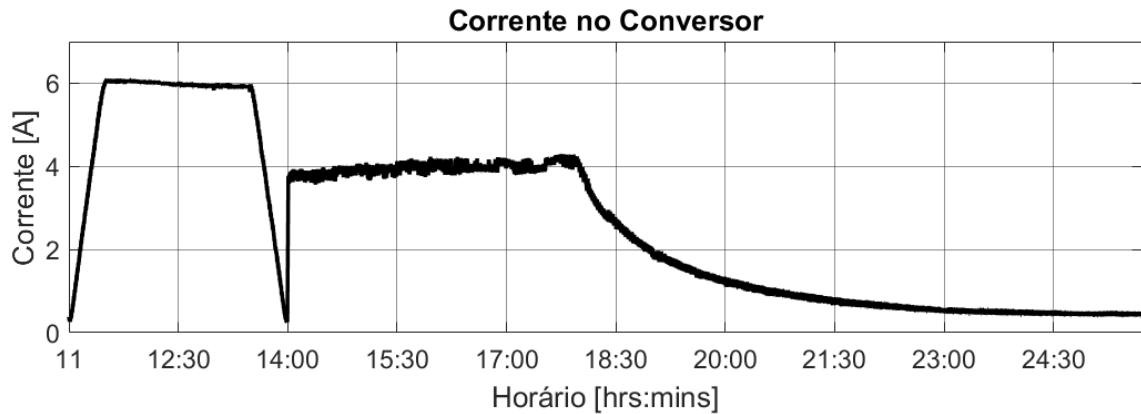


Figura 84 – Correntes CA na saída de uma das fases do conversor

A Figura 85 apresenta o impacto que a ação do conversor tem nas tensões de linha do barramento de média tensão. Devido à baixa potência do sistema de teste, este é mais sensível às variações de ativo proporcionadas pelo conversor. Isto pode ser notado pelo aumento de aproximadamente 1 kV nas tensões de linha do sistema, com a injeção de apenas 25 kW. Da mesma forma, há uma redução da tensão, quase na mesma proporção, nos períodos onde o conversor está no estágio de máxima carga das baterias e drenando cerca de 15 kW de potência.

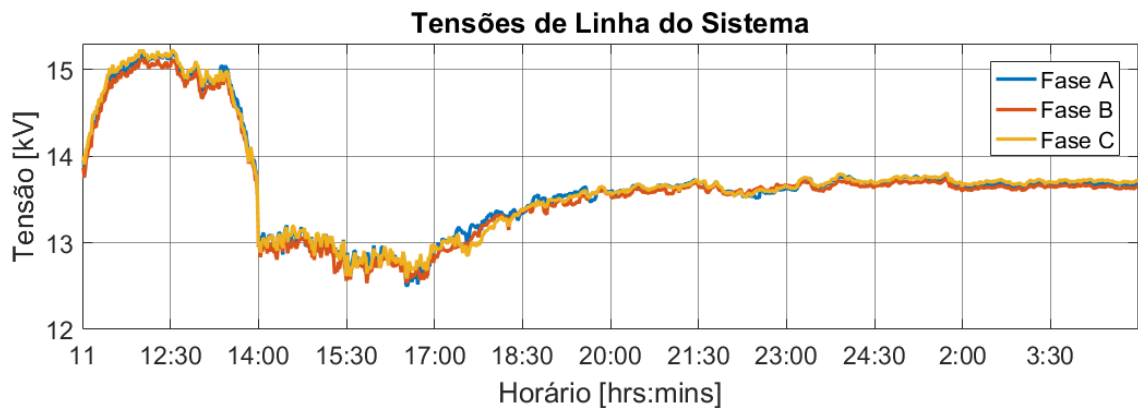


Figura 85 – Tensões RMS de linha do barramento de média tensão durante o ciclo

7.5 Algoritmo de Balanceamento dos Bancos de Baterias

Para efeito de análise da resposta do algoritmo de balanceamento dos bancos de bateria, foi realizado um teste onde um desbalanceamento entre os módulos que compõem uma das fases foi efetuado. Com os módulos desbalanceados, foi realizado um ciclo de carga das baterias de forma a se observar o efeito do algoritmo sobre as tensões dos bancos.

A Figura 86 apresenta a variação das tensões CC de cada um destes módulos, bem como a média entre elas durante o ciclo. Como apresentado na seção 6.2.1, a referência de tensão a ser seguida pelo algoritmo de carga das baterias é de 888 V. A tensão inicial

e final de cada um dos bancos ($V_{cc1}, V_{cc2}, V_{cc3}$), bem como seus desvios-padrões ($\sigma_{inicial}$ e σ_{final}) e tensão média ao final do ciclo ($V_{cc-m\u00e9dio}$), s\u00e3o apresentados na Tabela 24.

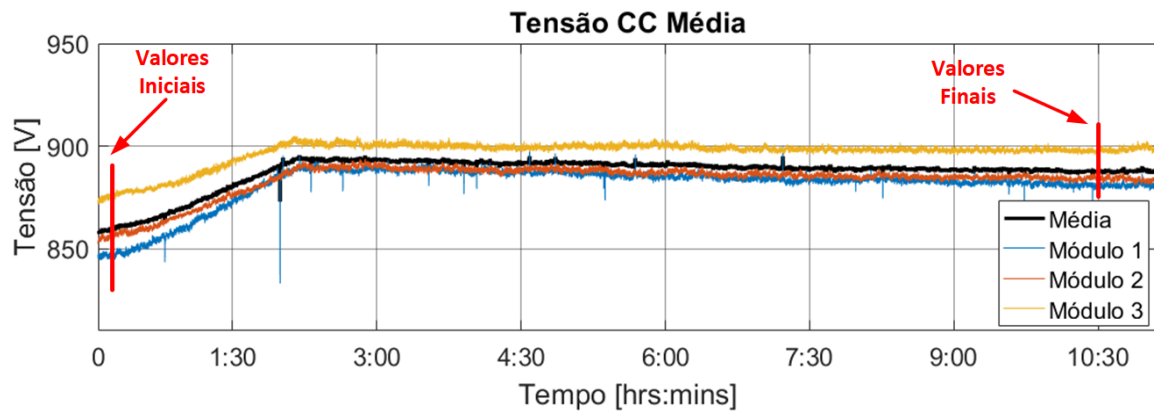


Figura 86 – Variação da Tensão CC dos módulos de uma das fases durante um ciclo de carga das baterias

Valores iniciais	
V_{cc1}	846 V
V_{cc2}	855 V
V_{cc3}	874 V
$\sigma_{inicial}$	11,67
Valores finais	
V_{cc1}	881 V
V_{cc2}	883 V
V_{cc3}	897 V
σ_{final}	7,11
$V_{cc-m\u00e9dio}$	888 V

Tabela 24 – Valores iniciais e finais de tensão dos bancos de baterias

O controle de carga das baterias \u00e9 realizado atrav\u00e9s da m\u00e9dia das tens\u00f5es dos m\u00f3dulos. Pela Figura 86, \u00e9 observado que este algoritmo \u00e9 capaz de seguir a refer\u00eancia adotada de 888 V, uma vez que a m\u00e9dia das tens\u00f5es dos m\u00f3dulos estabilizou neste valor quando a carga completa foi atingida. O algoritmo de balanceamento por sua vez, \u00e9 capaz de reduzir a dispers\u00e3o entre os valores de tens\u00e3o dos bancos de baterias. Isto pode ser observado atrav\u00e9s da redu\u00e7\u00e3o do desvio-padr\u00e3o dos valores de tens\u00e3o calculados no final do ciclo, em rela\u00e7\u00e3o ao calculado no in\u00edcio deste. No entanto, por sofrer influ\u00eancia da din\u00e2mica de funcionamento do algoritmo de carga e ser constitu\u00eddo apenas por um ganho proporcional, o algoritmo de balanceamento apresenta um pequeno erro para balancear as tens\u00f5es finais dos m\u00f3dulos. A porcentagem deste erro com rela\u00e7\u00e3o \u00e0 refer\u00eancia de tens\u00e3o adotada \u00e9 apresentada na Tabela 25.

V_{cc1}	0,7% V
V_{cc2}	0,5% V
V_{cc3}	1% V

Tabela 25 – Porcentagem do erro de balanceamento

Como pode ser observado, este erro é insignificante diante do nível de tensão de operação do equipamento. No entanto, devido ao algoritmo de balanceamento operar baseado no controle de carga das baterias, que por sua vez é baseado na média das tensões dos módulos, este erro pode se tornar mais significativos para maiores desbalanceamentos. Contudo, devido a topologia CHB operando em conjunto com a modulação PS-PWM não proporcionar grandes desbalanceamentos entre os módulos, logo este cenário não é motivo de preocupação. Desta maneira, o algoritmo implementado atende de forma satisfatória as necessidades do equipamento, não permitindo que ao longo do tempo esta diferença de tensão entre os módulos assuma valores significativos.

7.6 Ensaio com Carga

De forma a demonstrar a regulação da tensão do sistema proporcionada pelo equipamento, outro teste foi realizado. Este consistiu na conexão de uma carga resistiva de 48 kW no lado de baixa do transformador elevador que alimenta o sistema de teste, de forma a causar um afundamento da tensão no barramento de média tensão. Após a inserção da carga, é realizada a regulação da tensão através da injeção de potência ativa pelo equipamento. A Figura 87 apresenta o perfil das tensões de fase do sistema durante o teste. Nos primeiros 3 minutos, são apresentadas as tensões sem a ação da carga ou do conversor. Nos 3 minutos seguintes, a carga é inserida ocasionando um afundamento de aproximadamente 800 V na tensão do barramento de média. Por fim, o conversor é inserido no sistema e começa a injetar potência de forma crescente até alcançar sua capacidade máxima de 25 kW, elevando a tensão do barramento até seu valor nominal.

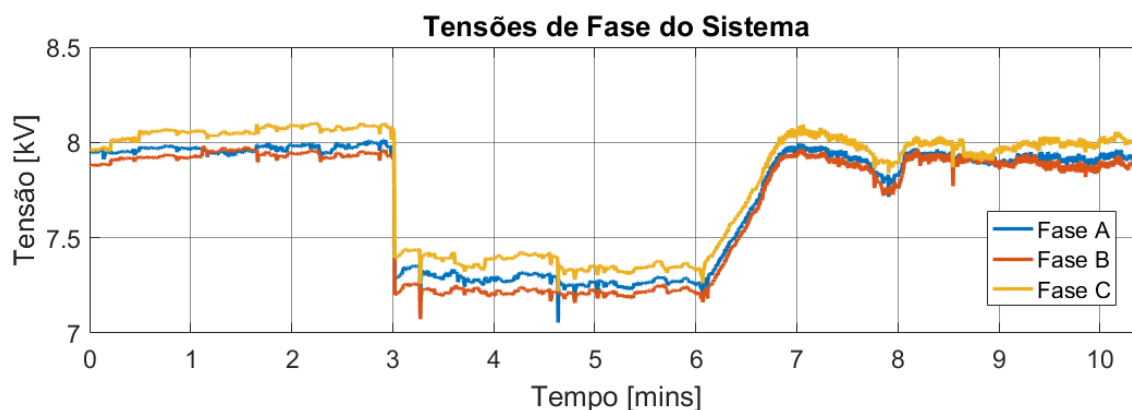


Figura 87 – Tensões RMS de fase do sistema, durante a inserção de carga e após a regulação pelo conversor

A Figura 88 apresenta as correntes nas fases do sistema de teste. A Figura 89 por sua vez, apresenta a potência injetada no sistema pelo equipamento. Como a potência ativa proporcionada pelo conversor é controlada pela corrente manipulada por este, logo, ambas seguem a mesma tendência.

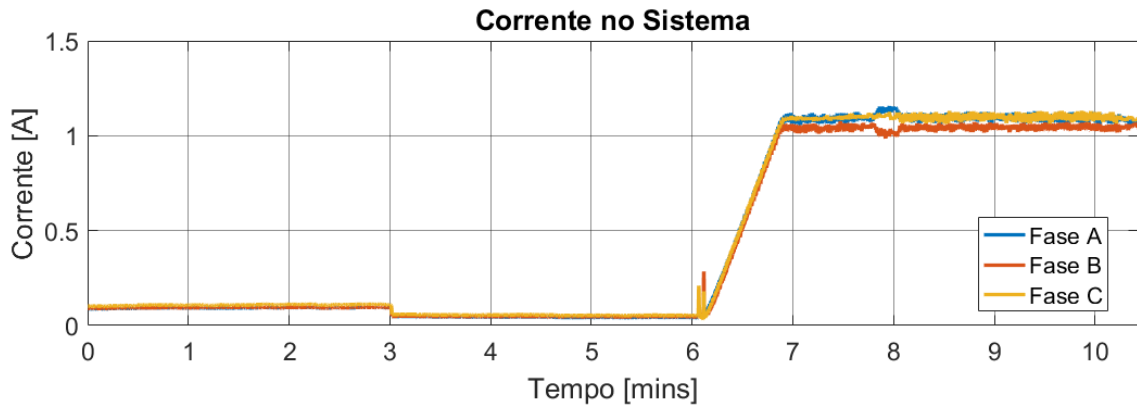


Figura 88 – Corrente no sistema, durante a regulação de tensão pelo conversor

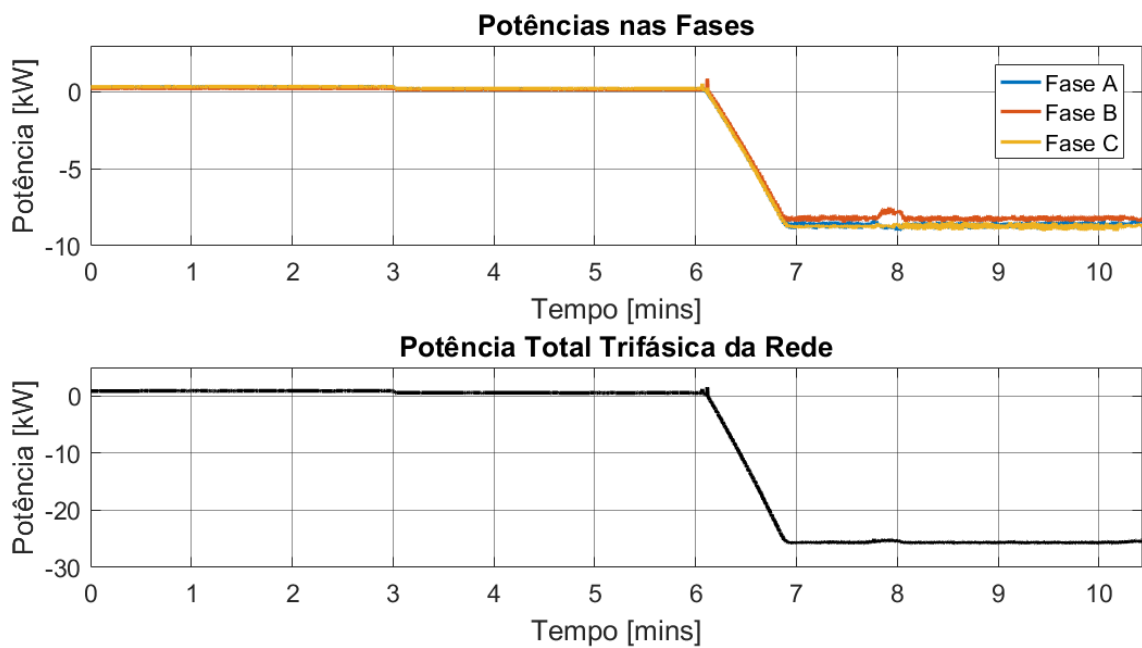


Figura 89 – Potência no sistema, durante a regulação de tensão pelo conversor

8 Conclusão

Este trabalho apresentou o projeto e implementação de um protótipo de um sistema de armazenamento de energia por banco de baterias, com conversor multinível para aplicações em média tensão. A topologia do conversor adotada foi a CHB de sete níveis, devido sua característica modular que a faz interessante para aplicações com bancos de baterias. A técnica de modulação utilizada foi a PS-PWM, devido à sua simplicidade de implementação, e também, devido a esta proporcionar pouco desbalanço de tensão entre os módulos. O tipo de bateria adotada para compor os bancos, foi a chumbo ácido. Este tipo apresenta menor custo se comparado à outras tecnologias, além não necessitar de circuitos adicionais contra sobrecarga e apresentar robustez, confiabilidade e segurança.

Inicialmente foi apresentada uma breve revisão das principais técnicas de armazenamentos de energia existentes, bem como a exposição dos conceitos referentes às principais topologias multiníveis e das técnicas de modulação para estes tipos de conversores. Foram apresentados também, o procedimento de dimensionamento dos bancos de baterias e a especificação e descrição detalhada de cada um dos componentes que compõem o conversor, tanto da parte de potência, quanto dos sistemas de medição e controle.

A funcionalidade do equipamento foi demonstrada a partir de ensaios deste operando de forma a oferecer suporte de potência ativa à um sistema de 13,8 kV durante períodos programados e também efetuando a carga dos bancos de baterias. A implementação desta função teve como objetivo demonstrar uma das possibilidades operacionais que a inserção de sistemas de armazenamento por baterias podem oferecer à rede no nível de distribuição. Embora o equipamento tenha sido projetado para operar com potência nominal de 100 kVa, os ensaios foram realizados com este operando com 1/4 de sua capacidade, devido a limitações do sistema de testes.

A função implementada baseou-se no controle da corrente ativa manipulada pelo conversor. Para isto, foi utilizado um algoritmo responsável por administrar a corrente CC nos bancos de bateria durante as fases de carga e descarga destes. A transição entre estes dois modos de operação, foi efetuada de forma precisa através da informação de horário proporcionado por módulos GPS. Este algoritmo foi capaz de se adequar aos estágios de carga das baterias de forma a não proporcionar stress ou sobrecarga aos bancos, o que poderia deteriorar sua vida útil. A aplicação implementada também contou com um algoritmo de balanceamento entre os módulos durante o estágio de carga das baterias. Embora a estrutura deste algoritmo conte apenas com um ganho proporcional, e desta forma apresentando um pequeno erro, este garantiu de forma efetiva que o desbalanceamento entre os módulos fosse insignificante.

Para o rastreamento da referência CA de corrente a ser manipulada pelo conversor, foi escolhido o controlador proporcional ressonante. Este apresentou rápida resposta transitória e erro nulo em regime permanente. Além disso, com a utilização deste controlador, foi apresentado que o conversor também é capaz de manipular correntes reativas com bom grau de desacoplamento com relação às parcelas ativas. Desta maneira, o equipamento eventualmente também pode ser utilizado para a compensação de reativo, e conseqüentemente, para efetuar a regulação de tensão do barramento onde está acoplado.

Em um dos testes realizados, foi inserida uma carga resistiva de 48 kW no sistema, causando um afundamento na tensão do barramento onde o equipamento está conectado. Com o suporte de potência ativa proporcionada pelo conversor, ocorre uma melhoria do perfil de tensão do sistema de teste, demonstrando a efetividade da ação do protótipo.

De forma geral, o equipamento apresenta uma ampla janela de possibilidades de aplicações em sistemas de média tensão. Com a mudança do perfil de cargas, aumento da demanda de energia e a inserção cada vez maior de fontes renováveis no sistema, este tipo de equipamento pode apresentar benefícios tanto operacionais quanto na qualidade de energia para a rede onde está inserido. Desta maneira, o desenvolvimento e pesquisa deste tipo de tecnologia é de suma importância para os desafios do futuro do setor elétrico.

8.1 Trabalhos Futuros

Como proposta de continuidade desta pesquisa pode-se indicar os seguintes pontos:

- Realização de testes em sistemas com maior capacidade, de forma que o equipamento possa operar em sua capacidade nominal.
- Implementação de uma malha de controle para a compensação de reativo.
- Implementação de um algoritmo para a obtenção do exato estado de carga das baterias, possibilitando assim, a utilização do protótipo em conjunto com baterias íon lítio.
- Aprimoramento do algoritmo de balanceamento dos bancos de bateria para operação com desbalanceamentos mais significativo entre os módulos.
- Implementação da funcionalidade de filtro ativo para compensação de correntes harmônicas.
- Melhoria dos circuitos periféricos de forma que sofram menos com interferências eletromagnéticas.
- Realização de testes para a identificação de possíveis pontos de correntes parasitas.

- A integração de dispositivos FPGA para a implementação de novos módulos PWM, de forma a possibilitar o aumento do número de módulos do conversor.

8.2 Publicações

8.2.1 Trabalhos publicados em periódicos.

1. GUIMARAES, B. P. et al. Development of a multilevel dvr with battery control and harmonic compensation. In: IEEE. 2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC). [S.l.], 2019. p. 1–6.
2. B.Guimarães, B. P. et al. Análise de perdas em conversores multiníveis devido à técnicas de modulação pwm baseadas em dsp. In: CIGRÉ. XVIII Encontro Regional Iberoamericano do Cigré - ERIAC. [S.l.], 2019.
3. Gonzatti, R. B. et al. Implementation of a single-stage single-phase grid connected pv converter. In: 2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP). [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6.
4. Pinheiro, G. G. et al. Comparação de técnicas de controle para bloqueio harmônico utilizando um filtro ativo série em redes de distribuição. In: CIGRÉ. XVIII Encontro Regional Ibero-americano do Cigré - ERIAC. [S.l.], 2019.
5. SANT'ANA, W. et al. Equipamento para corte de picos de demanda baseado em conversor multinível e armazenamento por baterias. Proceedings of the XVIII Encontro Regional Ibero-americano do Cigré-ERIAC, 2019.
6. Pinheiro, G. G. et al. Grid connected pv with storage system simulation for distribution grid supporting. In: 2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON). [S.l.: s.n.], 2018. p. 979–986.
7. Sant'Ana, W. et al. Development of a multilevel converter for power systems applications based on dsp. In: 2018 Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE). [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6.

Referências

- 1 Tarisciotti, L. et al. Modulated model predictive control for a seven-level cascaded h-bridge back-to-back converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 10, p. 5375–5383, 2014. Citado na página 17.
- 2 Steimer, P. K. Enabled by high power electronics - energy efficiency, renewables and smart grids. In: *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA* -. [S.l.: s.n.], 2010. p. 11–15. Citado na página 17.
- 3 TOLBERT, L. et al. Power electronics for distributed energy systems and transmission and distribution applications. *ORNL/TM-2005/230, UT-Battelle, LLC, Oak Ridge National Laboratory*, v. 8, 2005. Citado na página 17.
- 4 HINGORANI, N. G.; GYUGYI, L. *Understanding FACTS: concepts and technology of flexible AC transmission systems*. [S.l.]: IEEE press, 2000. Citado na página 17.
- 5 Huang, A. Q. et al. Active power management of electric power system using emerging power electronics technology. In: *2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–7. Citado na página 17.
- 6 Soong, T.; Lehn, P. W. Evaluation of emerging modular multilevel converters for bess applications. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 29, n. 5, p. 2086–2094, 2014. Citado na página 17.
- 7 Wang, G. et al. A review of power electronics for grid connection of utility-scale battery energy storage systems. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 7, n. 4, p. 1778–1790, 2016. Citado na página 17.
- 8 Franquelo, L. G. et al. The age of multilevel converters arrives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 2, n. 2, p. 28–39, June 2008. ISSN 1941-0115. Citado 9 vezes nas páginas 18, 24, 26, 27, 32, 33, 35, 36 e 37.
- 9 Rodriguez, J.; Jih-Sheng Lai; Fang Zheng Peng. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 4, p. 724–738, Aug 2002. ISSN 1557-9948. Citado 4 vezes nas páginas 18, 24, 26 e 33.
- 10 KATSANEVAKIS, M.; STEWART, R. A.; LU, J. Aggregated applications and benefits of energy storage systems with application-specific control methods: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 75, p. 719–741, 2017. Citado na página 20.
- 11 RIBEIRO, P. F. et al. Energy storage systems for advanced power applications. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 89, n. 12, p. 1744–1756, 2001. Citado na página 20.
- 12 LUO, X. et al. Overview of current development in electrical energy storage technologies and the application potential in power system operation. *Applied energy*, Elsevier, v. 137, p. 511–536, 2015. Citado 4 vezes nas páginas 20, 21, 22 e 23.

- 13 CHANG, L. et al. Review on distributed energy storage systems for utility applications. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, CPSS, v. 2, n. 4, p. 267–276, 2017. Citado 3 vezes nas páginas 20, 21 e 22.
- 14 XU, X. et al. Application and modeling of battery energy storage in power systems. *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, CSEE, v. 2, n. 3, p. 82–90, 2016. Citado na página 20.
- 15 KNAP, V. et al. Sizing of an energy storage system for grid inertial response and primary frequency reserve. *IEEE Transactions on Power Systems*, IEEE, v. 31, n. 5, p. 3447–3456, 2015. Citado na página 20.
- 16 EYER, J. M. *Electric utility transmission and distribution upgrade deferral benefits from modular electricity storage: a study for the DOE Energy Storage Systems Program*. [S.l.], 2009. Citado na página 20.
- 17 GARCIA-GARCIA, L.; PAASO, E. A.; AVENDANO-MORA, M. Assessment of battery energy storage for distribution capacity upgrade deferral. In: IEEE. *2017 IEEE Power & Energy Society Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT)*. [S.l.], 2017. p. 1–5. Citado na página 20.
- 18 ZHANG, T.; EMANUEL, A. E.; ORR, J. A. Distribution feeder upgrade deferral through use of energy storage systems. In: IEEE. *2016 IEEE Power and Energy Society General Meeting (PESGM)*. [S.l.], 2016. p. 1–5. Citado na página 20.
- 19 SERBAN, I.; MARINESCU, C. Control strategy of three-phase battery energy storage systems for frequency support in microgrids and with uninterrupted supply of local loads. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 29, n. 9, p. 5010–5020, 2013. Citado na página 21.
- 20 FUENTE, D. V. D. L. et al. Photovoltaic power system with battery backup with grid-connection and islanded operation capabilities. *IEEE transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 60, n. 4, p. 1571–1581, 2012. Citado na página 21.
- 21 AKINYELE, D.; RAYUDU, R. Review of energy storage technologies for sustainable power networks. *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, Elsevier, v. 8, p. 74–91, 2014. Citado na página 21.
- 22 BARBOUR, E. et al. A review of pumped hydro energy storage development in significant international electricity markets. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 61, p. 421–432, 2016. Citado na página 21.
- 23 BRIOLA, S. et al. A novel mathematical model for the performance assessment of diabatic compressed air energy storage systems including the turbomachinery characteristic curves. *Applied energy*, Elsevier, v. 178, p. 758–772, 2016. Citado na página 21.
- 24 CHOI, W. et al. Reviews on grid-connected inverter, utility-scaled battery energy storage system, and vehicle-to-grid application-challenges and opportunities. In: IEEE. *2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*. [S.l.], 2017. p. 203–210. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 22.
- 25 ANEKE, M.; WANG, M. Energy storage technologies and real life applications—a state of the art review. *Applied Energy*, Elsevier, v. 179, p. 350–377, 2016. Citado na página 21.

- 26 FAISAL, M. et al. Review of energy storage system technologies in microgrid applications: Issues and challenges. *Ieee Access*, IEEE, v. 6, p. 35143–35164, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 23.
- 27 ZAKERI, B.; SYRI, S. Electrical energy storage systems: A comparative life cycle cost analysis. *Renewable and sustainable energy reviews*, Elsevier, v. 42, p. 569–596, 2015. Citado na página 21.
- 28 BHUIYAN, F. A.; YAZDANI, A. Energy storage technologies for grid-connected and off-grid power system applications. In: IEEE. *2012 IEEE Electrical Power and Energy Conference*. [S.l.], 2012. p. 303–310. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 23.
- 29 CHRISTIANSEN, C. et al. Energy storage study: Funding and knowledge sharing priorities. *AECOM, Sydney*, 2015. Citado na página 22.
- 30 KEMPENER, R.; BORDEN, E. Battery storage for renewables: Market status and technology outlook. *International Renewable Energy Agency, Abu Dhabi*, p. 32, 2015. Citado na página 22.
- 31 LAWDER, M. T. et al. Battery energy storage system (bess) and battery management system (bms) for grid-scale applications. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 102, n. 6, p. 1014–1030, 2014. Citado na página 22.
- 32 CHEN, H. et al. Progress in electrical energy storage system: A critical review. *Progress in natural science*, Elsevier, v. 19, n. 3, p. 291–312, 2009. Citado na página 22.
- 33 SANT'ANA, W. C. et al. Development and 24 hour behavior analysis of a peak-shaving equipment with battery storage. *Energies*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 12, n. 11, p. 2056, 2019. Citado 3 vezes nas páginas 22, 80 e 84.
- 34 Peng, F. Z.; Qian, W.; Cao, D. Recent advances in multilevel converter/inverter topologies and applications. In: *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA* -. [S.l.: s.n.], 2010. p. 492–501. ISSN null. Citado na página 24.
- 35 HALIM, W. A. et al. Review of multilevel inverter topologies and its applications. v. 8, p. 51–56, 01 2016. Citado 4 vezes nas páginas 24, 27, 30 e 31.
- 36 Rodriguez, J. et al. Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications. *Proceedings of the IEEE*, v. 97, n. 11, p. 1786–1817, Nov 2009. ISSN 1558-2256. Citado 13 vezes nas páginas 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 34, 35 e 36.
- 37 Jih-Sheng Lai; Fang Zheng Peng. Multilevel converters-a new breed of power converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, n. 3, p. 509–517, May 1996. ISSN 1939-9367. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 33.
- 38 TEODORESCU, R. et al. Multilevel converters. *Epe'99 : European Conference on Power Electronics and Applications, September 1999, Lausanne, Switzerland*, 1999. Citado na página 24.
- 39 Tolbert, L. M.; Fang Zheng Peng; Habetler, T. G. Multilevel converters for large electric drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 35, n. 1, p. 36–44, Jan 1999. ISSN 1939-9367. Citado na página 24.

- 40 Rodriguez, J. et al. Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 6, p. 2930–2945, Dec 2007. ISSN 1557-9948. Citado na página 24.
- 41 Sun, Y. et al. Low-order circulating current suppression of pwm-based modular multilevel converters using dc-link voltage compensation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 1, p. 210–225, Jan 2018. ISSN 1941-0107. Citado na página 25.
- 42 Rodriguez, E. et al. A generalized voltage balancing algorithm for modular multilevel cascaded converters. In: *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 214–218. ISSN 2329-3721. Citado na página 25.
- 43 Ray, S.; Gupta, N.; Gupta, R. A. Advanced pwm for balancing dc-link voltages in seven-level chb inverter based active filter. In: *2017 Recent Developments in Control, Automation Power Engineering (RDCAPE)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 291–296. ISSN null. Citado na página 25.
- 44 Barrena, J. A. et al. A novel pwm modulation strategy for dc voltage balancing in cascaded h-bridge multilevel converters. In: *EUROCON 2007 - The International Conference on "Computer as a Tool"*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1450–1456. ISSN null. Citado na página 25.
- 45 Chatzinikolaou, E.; Rogers, D. J. A comparison of grid-connected battery energy storage system designs. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 9, p. 6913–6923, Sep. 2017. ISSN 1941-0107. Citado na página 25.
- 46 Abu-Rub, H. et al. Medium-voltage multilevel converters—state of the art, challenges, and requirements in industrial applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 8, p. 2581–2596, Aug 2010. ISSN 1557-9948. Citado 3 vezes nas páginas 27, 29 e 31.
- 47 Nabae, A.; Takahashi, I.; Akagi, H. A new neutral-point-clamped pwm inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-17, n. 5, p. 518–523, Sep. 1981. ISSN 1939-9367. Citado na página 27.
- 48 Meynard, T. A.; Foch, H. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. In: *PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1992. p. 397–403 vol.1. ISSN null. Citado na página 29.
- 49 Chunmei Feng; Jun Liang; Agelidis, V. G. A novel voltage balancing control method for flying capacitor multilevel converters. In: *IECON'03. 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IEEE Cat. No.03CH37468)*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 2, p. 1179–1184 Vol.2. ISSN null. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 31.
- 50 Fazel, S. S. et al. Design and comparison of 4-kv neutral-point-clamped, flying-capacitor, and series-connected h-bridge multilevel converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 43, n. 4, p. 1032–1040, July 2007. ISSN 1939-9367. Citado na página 31.
- 51 WU, B.; NARIMANI, M. *High-power converters and AC drives*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2017. Citado 5 vezes nas páginas 32, 33, 36, 38 e 39.

- 52 Sirisukprasert, S. et al. A high-frequency 1.5 mva h-bridge building block for cascaded multilevel converters using emitter turn-off thyristor. In: *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335)*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 1, p. 27–32 vol.1. ISSN null. Citado na página 33.
- 53 Fang Zheng Peng et al. A multilevel voltage-source inverter with separate dc sources for static var generation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, n. 5, p. 1130–1138, Sep. 1996. ISSN 1939-9367. Citado na página 33.
- 54 Du, Z. et al. Hybrid cascaded h-bridges multilevel motor drive control for electric vehicles. In: *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–6. ISSN 2377-6617. Citado na página 33.
- 55 Tolbert, L. A. et al. Charge balance control schemes for cascade multilevel converter in hybrid electric vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 5, p. 1058–1064, Oct 2002. ISSN 1557-9948. Citado na página 33.
- 56 Daher, S.; Schmid, J.; Antunes, F. L. M. Multilevel inverter topologies for stand-alone pv systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 7, p. 2703–2712, July 2008. ISSN 1557-9948. Citado na página 33.
- 57 Ghassemi, R.; Abbaszadeh, K. A simplified predictive current controlled cascaded h-bridge multilevel inverter for grid-connected photovoltaic systems. In: *The 6th Power Electronics, Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC2015)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 213–217. ISSN null. Citado na página 33.
- 58 Gonzalez, R. et al. Transformerless single-phase multilevel-based photovoltaic inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 7, p. 2694–2702, July 2008. ISSN 1557-9948. Citado na página 33.
- 59 Hua, C.; Wu, C.; Chuang, C. Control of low-distortion 27-level cascade inverter with three h-bridge inverter modules. In: *2006 IEEE International Conference on Industrial Technology*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 277–282. ISSN null. Citado na página 33.
- 60 Sanz, I. et al. Analysis of medium voltage modular multilevel converters for facts applications. In: *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 6459–6464. ISSN null. Citado na página 33.
- 61 Abronzini, U. et al. Optimal control for chb multi-level converter with integrated ess for ev ultra-fast charging station. In: *2018 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6. Citado na página 33.
- 62 Kandasamy, K.; Vilathgamuwa, D. M.; Foo, G. Inter-module soc balancing control for chb based bess using multi-dimensional modulation. In: *2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1630–1635. Citado na página 33.
- 63 Guennegues, V. et al. Selective harmonic elimination pwm applied to h-bridge topology in high speed applications. In: *2009 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 152–156. ISSN 2155-5532. Citado na página 34.

- 64 Dahidah, M. S. A.; Agelidis, V. G. Selective harmonic elimination pwm control for cascaded multilevel voltage source converters: A generalized formula. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 4, p. 1620–1630, July 2008. ISSN 1941-0107. Citado na página 34.
- 65 Agelidis, V. G.; Balouktsis, A. I.; Dahidah, M. S. A. A five-level symmetrically defined selective harmonic elimination pwm strategy: Analysis and experimental validation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 1, p. 19–26, Jan 2008. ISSN 1941-0107. Citado na página 34.
- 66 HASAN, N. et al. Reviews on multilevel converter and modulation techniques. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 80, p. 163–174, 12 2017. Citado na página 35.
- 67 Portillo, R. et al. Improved hybrid shm-she modulation technique for four-leg three-level npc inverters. In: *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 005415–005420. ISSN null. Citado na página 35.
- 68 Rodriguez, J.; Correa, P.; Moran, L. A vector control technique for medium voltage multilevel inverters. In: *APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.01CH37181)*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 173–178 vol.1. ISSN null. Citado na página 35.
- 69 Kouro, S. et al. High performance torque and flux control for multilevel inverter fed induction motors. In: *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 805–810. ISSN 1553-572X. Citado na página 35.
- 70 Bornhardt, K. E. Novel modulation techniques for dc-side commutated inverters. In: *1990 Fourth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives (Conf. Publ. No. 324)*. [S.l.: s.n.], 1990. p. 92–97. ISSN null. Citado na página 35.
- 71 GONZALEZ, S. A.; VERNE, S. A.; VALLA, M. I. *Multilevel converters for industrial applications*. [S.l.]: CRC Press, 2016. Citado na página 35.
- 72 Kouro, S. et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 8, p. 2553–2580, Aug 2010. ISSN 1557-9948. Citado na página 36.
- 73 Sreenivasarao, D.; Agarwal, P.; Das, B. A carrier-transposed modulation technique for multilevel inverters. In: *2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems 2010 Power India*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–7. ISSN null. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 37.
- 74 Siddique, M. D.; Sarwar, A. Performance analysis of carrier based pwm technique for three level diode clamped multilevel inverter with different reference signals. In: *2016 IEEE 7th Power India International Conference (PIICON)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6. ISSN null. Citado na página 36.
- 75 SUPPLIER. *Manual Módulo Conversor SPCIM 6000-100-5*. [S.l.]: Supplier. Citado na página 43.
- 76 INDUSTRIAIS, N. B. *Bateria Chumbo-Ácido Regulada por Válvula FNC12190-C*. Newmax Baterias Industriais. Disponível em: <<https://newmax.com.br/wp-content/uploads/2019/03/FNC12190-C.pdf>>. Citado 2 vezes nas páginas 45 e 46.

- 77 LAHLOU, T. et al. Filter design for grid-connected multilevel chb inverter for battery energy storage systems. In: IEEE. *2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*. [S.l.], 2016. p. 831–836. Citado 2 vezes nas páginas 49 e 50.
- 78 JAYARAMAN, M.; VT, S. Power quality improvement in a cascaded multilevel inverter interfaced grid connected system using a modified inductive–capacitive–inductive filter with reduced power loss and improved harmonic attenuation. *Energies*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 10, n. 11, p. 1834, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 49 e 50.
- 79 ROCKHILL, A. et al. Grid-filter design for a multimegawatt medium-voltage voltage-source inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 58, n. 4, p. 1205–1217, 2010. Citado na página 49.
- 80 ELECTRIC, S. *LC1D18BD CONTATOR TRIPOLAR*. Schneider Electric. Disponível em: <<https://www.se.com/br/pt/product/LC1D18BD/contator-tripolar-18a-1na%2B1nf-24vcc/>>. Citado na página 56.
- 81 ELECTRIC, S. *LC1D115P7 TeSys D contactor*. Schneider Electric. Disponível em: <<https://www.se.com/ww/en/product/download-pdf/LC1D115P7>>. Citado na página 57.
- 82 BALTEAU. *Transformador de Potencial para uso Interior VFI-7,2*. Balteau. Disponível em: <<http://www.balteau.com.br/balteau/wp-content/uploads/2018/05/VFI-72.pdf>>. Citado na página 59.
- 83 BALTEAU. *Transformador de Corrente para uso Interior SC-15*. Balteau. Disponível em: <<http://www.balteau.com.br/balteau/wp-content/uploads/2018/05/SC-15.pdf>>. Citado na página 61.
- 84 ADAFRUIT. *Adafruit Ultimate GPS*. Adafruit, 2018. Disponível em: <<https://learn.adafruit.com/adafruit-ultimate-gps/downloads>>. Citado na página 72.
- 85 ADAFRUIT. *Adafruit Ultimate GPS*. Adafruit. Disponível em: <<https://learn.adafruit.com/adafruit-ultimate-gps/external-antenna>>. Citado na página 73.
- 86 Gonzatti, R. B. et al. Pll-less control for hybrid active impedance. In: *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 2178–2185. ISSN 1048-2334. Citado 2 vezes nas páginas 76 e 77.
- 87 Sato, Y. et al. A new control strategy for voltage-type pwm rectifiers to realize zero steady-state control error in input current. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 34, n. 3, p. 480–486, 1998. Citado na página 76.
- 88 ZMOOD, D. G. H. D. N.; BODE, G. Frequency domain analysis of three phase linear current regulators. In: *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting*. [S.l.: s.n.]. Citado na página 76.
- 89 SANT’ANA, W. et al. Implementação de funcionalidade de amortecimento de propagação harmônica em equipamento de armazenamento e suporte de rede. 2018. Citado na página 77.

-
- 90 SANT'ANA, W. et al. Development and 24 hour behavior analysis of a peak-shaving equipment with battery storage. *Energies*, v. 12, p. 2056, 05 2019. Citado na página 78.
- 91 Gonzatti, R. B. et al. Implementation of a grid-forming converter based on modified synchronous reference frame. In: *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 2116–2121. Citado na página 79.
- 92 Akagi, H.; Maharjan, L. A battery energy storage system based on a multilevel cascade pwm converter. In: *2009 Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 9–18. Citado na página 81.