

Dener Augusto de Lisboa Brandão

**Carregador Veicular Ultrarrápido baseado
no Conversor *True Unit Power Factor***

Belo Horizonte

2021

Dener Augusto de Lisboa Brandão

**Carregador Veicular Ultrarrápido baseado no
Conversor *True Unit Power Factor***

Dissertação de Mestrado apresentada durante o curso de mestrado em Engenharia Elétrica da UFMG, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica.

Universidade Federal de Minas Gerais – UFMG

Escola de Engenharia

Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Igor Amariz Pires

Coorientador: Prof. Dr. Thiago Morais Parreiras

Belo Horizonte

2021

B817c	<p>Brandão, Dener Augusto de Lisboa. Carregador veicular ultrarrápido baseado no conversor True Unit Power Factor [recurso eletrônico] / Dener Augusto de Lisboa Brandão. - 2021. 1 recurso online (141 f. : il., color.) : pdf.</p> <p>Orientador: Igor Amariz Pires. Coorientador: Thiago Morais Parreiras.</p> <p>Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.</p> <p>Apêndice: f.139-141. Bibliografia: f.133-138.</p> <p>Exigências do sistema: Adobe Acrobat Reader.</p> <p>1. Engenharia Elétrica - Teses. 2. Energia – Armazenamento – Teses. 3. Inversores elétricos – Teses. 4. Veículos elétricos – Teses. I. Pires, Igor Amariz. II. Parreiras, Thiago Morais. III. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. IV. Título.</p> <p style="text-align: right;">CDU: 621.3(043)</p>
-------	--

**"Carregador Veicular Ultra-Rápido baseado no Conversor True
Unit Power Factor"**

DENER AUGUSTO DE LISBOA BRANDÃO

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 23 de julho de 2021.


Por:



**Prof. Dr. Igor Amariz Pires
DELT (UFMG) - Orientador**

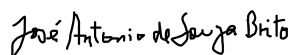


**Prof. Dr. Thiago Morais Parreiras
PPGEE (UFMG) - Coorientador**



**Prof. Dr. Sidelmo Magalhães Silva
DEE (UFMG)**

**Prof. Dr. Braz de Jesus Cardoso Filho
DEE (UFMG)**



**Eng. José Antonio de Souza Brito
Departamento Corporativo de P&D - RPD (NeoEnergia)**

Este trabalho é dedicado a todos aqueles que lutam por um mundo melhor, sem qualquer distinção de cor, classe social e gênero.

Agradecimentos

Primeiramente, agradeço a Deus pela força, pela saúde física e mental e por tudo que me foi fornecido ao longo dessa caminhada.

Aos meus pais, Delei e Myrian, pelo suporte emocional, financeiro e o apoio incondicional para a conclusão desse sonho e por tudo que me forneceram durante toda a minha vida. Aos meus irmãos, Fabrício e Rafael, pela descontração que torna a vida mais leve e a caminhada menos pedregosa.

À minha namorada, Aline Assis, pelos ouvidos sempre disponíveis e pelo ombro aconchegante para encostar a cabeça nos momentos difíceis.

Ao meu orientador, professor Igor Amariz Pires, por ter me acolhido desde antes do início do mestrado, pela orientação excelente, objetiva, descontraída e com rigor na medida certa.

Ao meu coorientador, Thiago Morais Parreiras, pela paciência em ensinar, pela seriedade com doses de diversão e pela lição de agarrar de forma corajosa nossos objetivos.

Aos professores do Laboratório TESLA que, direta ou indiretamente, colaboraram para a minha formação e para o meu trabalho. Aos meus colegas de laboratório, em especial meus colegas Antônio, Gustavo, Rodrigo, Gideon, Menaouar, Carla, Marcos e Lucas, pelas amizades, pelos auxílios e por tornar o ambiente mais aconchegante e divertido.

Ao Colégio Técnico da UFMG, especialmente aos professores Adriano Borges e Humberto Honda, por todo o apoio durante a jornada. Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFMG e ao seu excelente corpo docente pela contribuição ao meu desenvolvimento acadêmico.

A Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais e ao Grupo Neoenergia pelo suporte financeiro. E a todos aqueles que, direta ou indiretamente, colaboraram anonimamente para a execução deste trabalho.

*”O ontem é história,
o amanhã é um mistério,
mas o hoje é uma dádiva.
É por isso que se chama presente!”
(Kung Fu Panda)*

Resumo

O incentivo de diversos países do mundo ao consumo de energia renovável tem feito com que haja a popularização cada vez maior de meios de transporte movidos à tração elétrica, principalmente os veículos elétricos e híbridos. Dessa forma, surgem desafios em torno da mais nova forma mundial de se locomover. Os veículos elétricos e híbridos *plug-in* menores têm como combustível as baterias para alimentação dos motores elétricos. Veículos maiores, como ônibus, esbarram na limitação tecnológica dessas baterias quanto à potência suportada e, portanto, outros armazenadores como os supercapacitores passam a ser considerados. Atingir níveis elevados de eficiência, portabilidade e robustez tem sido o foco de pesquisadores de diversas entidades ao redor do mundo, para que os veículos elétricos e híbridos se consolidem de vez como a forma mais utilizada de locomoção no planeta. Partindo disso, o objetivo deste trabalho é propor uma solução para carregadores ultrarrápidos de veículos elétricos e híbridos de alta potência que utiliza o conversor *True Unit Power Factor* (TUPF). O TUPF tem como principal vantagem a ausência de harmônicos até a 50ª ordem, o que possibilita a não utilização de filtros c.a. capacitivos, evitando pontos de ressonância na rede.

O trabalho se desenvolve por meio de uma metodologia de projeto dos controladores do TUPF e do conversor *c.c./c.c. interleaved* baseados na análise da rejeição à perturbações, além de definir uma maneira adequada de realizar o recarga ultrarrápida pelo método de corrente constante e tensão constante. Obteve-se, durante a recarga do supercapacitor, nível de TDD máximo de 0,54% para as correntes na rede e recarga em 45 segundos com carregador de 280 kW. Observa-se, portanto, a validação do TUPF como retificador para aplicações em recargas ultrarrápidas, garantindo bom nível de qualidade de energia em relação às distorções harmônicas nas correntes da rede elétrica. As proposições aqui apresentadas são suportadas por resultados de simulação em *softwares* de simulação e *hardware-in-the-loop*.

Palavras-chaves: carregador veicular ultrarrápido. recarga ultrarrápida por oportunidade. veículos elétricos. inversor. conversor. TUPF. armazenador de energia.

Abstract

The encouragement of several countries around the world to consume renewable energy has led to the increasing popularization of means of transport powered by electric traction, especially electric and hybrid vehicles. Thus, there are more and more challenges around the newest way of getting around in the world. Smaller plug-in electric and hybrid vehicles are fueled by batteries to power electric motors. Larger vehicles, such as buses, come up against the technological limitation of these batteries in terms of supported power and, therefore, other storage devices such as supercapacitors are being considered. Achieving high levels of efficiency, portability and robustness has been the focus of researchers from various entities around the world, so that electric and hybrid vehicles are consolidated once and for all as the most used form of transportation on the planet. Based on this, the objective of this work is to propose a solution for ultra-fast chargers for high power electric and hybrid vehicles that uses the True Unit Power Factor (TUPF) converter. The main advantage of TUPF is the absence of harmonics up to the 50th order, which makes it possible not to use filters a.a. capacitives, avoiding resonance points in the grid.

The work is developed through a design methodology of the TUPF controllers and the interleaved dc/dc converter based on the analysis of disturbance rejection, in addition to defining an adequate way to perform the ultrafast charging through the constant current and constant voltage method. During supercapacitor charging, a maximum TDD level of 0.54% was obtained for the currents in the network and charging in 45 seconds with a 280 kW charger. Therefore, the validation of the TUPF as a rectifier for applications in ultra-fast recharges is observed, ensuring a good level of power quality in relation to harmonic distortions in the currents of the electrical network. The propositions presented here are supported by simulation results in simulation software and hardware-in-the-loop.

Keywords: ultra-fast vehicle charger. regular ultra fast charging. electric vehicles. inverter. converter. TUPF. energy store.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Corrente no retificador trifásico e sua composição de sinais harmônicos até 13 ^o harmônico.	30
Figura 2 – Limites para distorções harmônicas individuais de tensão (em porcentagem da tensão fundamental) da IEC 61000-3-6.	35
Figura 3 – Limites para distorções harmônicas individuais de tensão (em porcentagem da tensão fundamental) do PRODIST.	36
Figura 4 – Carregador NPC bidirecional de 3 níveis.	40
Figura 5 – <i>Modular Multilevel Cascade Converter</i>	42
Figura 6 – Carregador bidirecional <i>dual active bridge</i> isolado.	43
Figura 7 – Retificadores trifásicos com ponte de diodos isolados.	44
Figura 8 – Retificador ativo para aplicações de carregadores.	45
Figura 9 – Retificador TUPF para aplicações de carregadores em estações R-UFC.	46
Figura 10 – Esquema do retificador TUPF com conexão da saída em paralelo.	47
Figura 11 – Esquema do DDSRF-PLL.	48
Figura 12 – Onda genérica da modulação SHE-PWM para conversor a 2 níveis.	50
Figura 13 – Fluxograma do método de iterações lineares de Newton para obtenção dos ângulos de transição de estado.	52
Figura 14 – Ângulos de transição de estado calculados para $M = 9$ para conversor TUPF a 2 níveis.	53
Figura 15 – Novo conjunto de ângulos da modulação SHE-PWM.	54
Figura 16 – Esquema dos eletrodos da bateria de íons de lítio.	55
Figura 17 – Esquema de comparação entre capacitores eletrostático, eletrolítico e supercapacitor.	59
Figura 18 – Esquema de um sistema híbrido de baterias e supercapacitores para aplicação veicular.	61
Figura 19 – Perfil de elevação do Corredor Antônio Carlos do Sistema MOVE de Belo Horizonte.	63

Figura 20 – Esquemático completo da aplicação do carregador ultrarrápido com TUPF.	67
Figura 21 – Indutância do conversor c.c./c.c. em função da tensão de saída.	69
Figura 22 – Esquema de controle do TUPF.	72
Figura 23 – Controle de corrente do TUPF.	73
Figura 24 – Diagrama de blocos da técnica FTV.	75
Figura 25 – Representação da curva de rigidez dinâmica do sistema para a corrente do Retificador TUPF.	77
Figura 26 – Curva de rigidez dinâmica do sistema para o controlador de corrente do Retificador TUPF.	78
Figura 27 – Controle de tensão do barramento c.c. do TUPF.	80
Figura 28 – Representação da curva de rigidez dinâmica do sistema para a tensão do Retificador TUPF.	80
Figura 29 – Curva de rigidez dinâmica do sistema para o controlador de tensão do Retificador TUPF.	82
Figura 30 – Esquema de controle do conversor c.c./c.c. <i>interleaved</i>	83
Figura 31 – Controle de corrente do conversor c.c./c.c.	84
Figura 32 – Formas de onda das correntes nos indutores do conversor c.c./c.c. com controle único para os três braços.	85
Figura 33 – Representação da curva de rigidez dinâmica do sistema para a corrente do conversor c.c./c.c.	86
Figura 34 – Curva de rigidez dinâmica do sistema para o controlador de corrente do conversor c.c./c.c.	87
Figura 35 – Controle de tensão do conversor c.c./c.c.	88
Figura 36 – Representação da curva de rigidez dinâmica do sistema para a tensão do conversor c.c./c.c.	89
Figura 37 – Curva de rigidez dinâmica do sistema para o controlador de tensão do conversor c.c./c.c.	90
Figura 38 – Esquema de simulação do carregador ultrarrápido realizado no Simulink.	92
Figura 39 – Tensão no barramento c.c. do retificador TUPF durante todo o processo de recarga.	93

Figura 40 – Tensão no barramento c.c. do retificador TUPF em regime permanente.	93
Figura 41 – Tensão e corrente na fase A do primário do transformador do retificador TUPF.	94
Figura 42 – Tensão e corrente na fase B do primário do transformador do retificador TUPF.	95
Figura 43 – Tensão e corrente na fase C do primário do transformador do retificador TUPF.	95
Figura 44 – Análise harmônica da corrente da fase A no primário do retificador TUPF.	96
Figura 45 – Análise harmônica da corrente da fase B no primário do retificador TUPF.	97
Figura 46 – Análise harmônica da corrente da fase C no primário do retificador TUPF.	97
Figura 47 – Corrente de entrada do conversor c.c. aos 10 segundos de simulação.	98
Figura 48 – Corrente de entrada do conversor c.c. aos 30 segundos de simulação.	99
Figura 49 – Correntes nos indutores série do conversor c.c.	100
Figura 50 – Correntes nos indutores série do conversor c.c. com desequilíbrio entre as indutâncias.	101
Figura 51 – Tensão e corrente no supercapacitor ao longo do processo de recarga.	102
Figura 52 – Potência no supercapacitor ao longo do processo de recarga.	102
Figura 53 – <i>Ripple</i> da corrente do supercapacitor.	103
Figura 54 – Tensão e corrente no supercapacitor ao longo do processo de recarga com capacitância do banco 30% maior.	104
Figura 55 – Tensão e corrente no supercapacitor ao longo do processo de recarga com capacitância do banco 10% menor.	104
Figura 56 – Montagem realizada para o teste do conversor c.c./c.c. do R-UFC.	106
Figura 57 – Controle do conversor c.c./c.c. implementado em DSP - Periféricos e PWM.	107
Figura 58 – Controle do conversor c.c./c.c. implementado em DSP - Controlador de Tensão.	107

Figura 59 – Controle do conversor c.c./c.c. implementado em DSP - Controlador de Corrente	108
Figura 60 – Esquema da simulação montada em <i>hardware-in-the-loop</i>	108
Figura 61 – Corrente de entrada do conversor c.c./c.c. (CH1) nos momentos iniciais da recarga do supercapacitor.	109
Figura 62 – Corrente de entrada do conversor c.c./c.c. (CH1) nos momentos finais da recarga do supercapacitor.	110
Figura 63 – Correntes ILa (CH1), ILb (CH2) e ILc (CH3) com destaque para as defasagens, frequência e valores médios.	110
Figura 64 – Correntes ILa (CH1), ILb (CH2) e ILc (CH3) e no supercapacitor (CH4) com destaque para os valores pico-a-pico e médio da corrente no supercapacitor.	111
Figura 65 – Tensão (CH1) e corrente no supercapacitor (CH4) durante todo o período de recarga.	112
Figura 66 – Tensão (CH1) e corrente no supercapacitor (CH4) durante todo o período de recarga com variação da tensão de entrada (CH2) de 700 V para 600 V.	112
Figura 67 – Tensão de entrada (CH1) e corrente de entrada (CH2) no momento da variação da tensão de entrada de 700 V para 600 V.	113
Figura 68 – Montagem realizada para integração do carregador R-UFC com o TUPF.	115
Figura 69 – Controle do retificador TUPF implementado em DSP - Processamento dos sinais de corrente e tensão, implementação de proteções e blocos de controle de tensão e corrente.	115
Figura 70 – Controle do retificador TUPF implementado em DSP - Controlador de tensão.	116
Figura 71 – Controle do retificador TUPF implementado em DSP - Controlador de corrente.	116
Figura 72 – Tensão no barramento c.c. do TUPF (CH1), corrente (CH2) e tensão (CH2) no supercapacitor	117
Figura 73 – Tensão no barramento c.c. do TUPF (CH1), corrente no supercapacitor (CH2). Destaque para a medição da queda de tensão do barramento c.c. do TUPF.	118

Figura 74 – Tensão no barramento c.c. do TUPF (CH1), corrente no supercapacitor (CH2). Aumento da faixa de passagem do filtro média móvel. Destaque para a medição da queda de tensão do barramento c.c. do TUPF.	119
Figura 75 – Corrente no braço A (CH1), corrente no braço B (CH2) e corrente no braço C (CH3) do conversor c.c./c.c.	120
Figura 76 – Corrente no braço A (CH1), corrente no braço B (CH2), corrente no braço C (CH3) do conversor c.c./c.c. e corrente no supercapacitor (CH4).	120
Figura 77 – Corrente no supercapacitor com destaque para a medição da ondulação da corrente.	121
Figura 78 – Corrente de entrada do conversor c.c./c.c. nos momentos iniciais da recarga do supercapacitor.	122
Figura 79 – Corrente de entrada do conversor c.c./c.c. nos momentos finais da recarga do supercapacitor.	122
Figura 80 – Corrente no barramento c.c. do conversor em Δ (CH1), corrente no barramento c.c. do conversor em Y (CH2) e corrente de entrada do conversor c.c./c.c. (CH3). Destaque para os valores médios.	123
Figura 81 – Correntes na fase C (CH1) e na fase B (CH2) do secundário em Δ e correntes na fase C (CH3) e na fase B (CH4) do secundário em Y durante a recarga.	124
Figura 82 – Correntes na fase C (CH1) e na fase B (CH2) do secundário em Δ e correntes na fase C (CH3) e na fase B (CH4) do secundário em Y para controle de corrente do TUPF utilizando as correntes no secundário.	125
Figura 83 – Correntes na fase C (CH1) e na fase B (CH2) do secundário em Δ e correntes na fase C (CH3) e na fase B (CH4) do secundário em Y para controle de corrente utilizando as correntes nos secundários e com integrador.	126

Figura 84 – Corrente no barramento c.c. do conversor em Δ (CH1), corrente no barramento c.c. do conversor em Y (CH2) e corrente de entrada do conversor c.c./c.c. (CH3) com controle no secundário com integrador.	126
Figura 85 – Tensão na fase A da rede elétrica (CH1) e correntes na fase A (CH2), fase B (CH3) e fase C (CH4) durante a recarga do supercapacitor.)	127
Figura 86 – Tensões e correntes na rede elétrica.	128
Figura 87 – Conteúdo harmônico da corrente na fase A da rede elétrica. . .	128
Figura 88 – Conteúdo harmônico da corrente na fase B da rede elétrica. . .	129
Figura 89 – Conteúdo harmônico da corrente na fase C da rede elétrica. . .	129

Lista de tabelas

Tabela 1 – Lista de publicações relacionadas ao conversor TUPF.	26
Tabela 2 – Limites para as distorções harmônicas (em porcentagem da tensão fundamental) segundo a IEEE 519-2014.	35
Tabela 3 – Limites para as distorções harmônicas totais (em porcentagem da tensão fundamental) do PRODIST.	36
Tabela 4 – Limites para as distorções harmônicas segundo a IEEE 519-2014 para as correntes com tensões entre 120 V e 69 kV.	37
Tabela 5 – Limites para as distorções harmônicas segundo a IEEE 519-2014 para as correntes com tensões entre 69 kV e 161 kV.	37
Tabela 6 – Limites para as distorções harmônicas segundo a IEEE 519-2014 para as correntes com tensões maiores que 161 kV.	37
Tabela 7 – Harmônicos eliminados por cada componente do TUPF.	48
Tabela 8 – Comparação entre diferentes tecnologias de eletrodos positivos para baterias de íons de lítio.	56
Tabela 9 – Comparação entre supercapacitores e baterias de íons de lítio.	60
Tabela 10 – Parâmetros de simulação do ônibus elétrico utilizados no trabalho de (Justino et al., 2014).	63
Tabela 11 – Consumo de energia do ônibus elétrico no Corredor Antônio Carlos do MOVE.	64
Tabela 12 – Cálculo da indutância série dos reatores de entrada do conversor TUPF.	68
Tabela 13 – Parâmetros do retificador TUPF.	68
Tabela 14 – Parâmetros do carregador ultrarrápido.	70
Tabela 15 – Características da célula capacitiva e do banco de capacitores.	71
Tabela 16 – Ganhos dos controladores do retificador TUPF.	71
Tabela 17 – Frequências e ganhos do controlador de corrente do carregador ultrarrápido.	86
Tabela 18 – Frequências e ganhos do controlador de tensão do carregador ultrarrápido.	90

Tabela 19 – Escalas utilizadas no HIL.	109
Tabela 20 – Escalas utilizadas no HIL.	117
Tabela 21 – Distorção total de demanda das correntes na rede elétrica. . . .	130

Lista de abreviaturas e siglas

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica (Brasil)
BESS	<i>Battery Energy Storage System</i> - Sistema de Armazenamento de Energia por Baterias
BRT	<i>Bus Rapid Transit</i>
c.a.	Corrente alternada
c.c.	Corrente contínua
DAB	<i>Dual Active Bridge</i> - Ponte Ativa Dupla
DDSRF	<i>Decoupled Double-Synchronous Reference Frame</i>
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i> - Interferência Eletromagnética
EV	<i>Electric Vehicle</i> - Veículo Elétrico
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> - Transformada Rápida de Fourier
FTV	Filtragem por Transformador Virtual
HEV	<i>Hybrid Electric Vehicle</i> - Veículo Elétrico Híbrido
HFT	<i>High Frequency Transformer</i>
HIL	<i>Hardware-in-the-loop</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LCL	Indutor-Capacitor-Indutor

LCO	<i>Lithium Cobalt Oxide</i>
LFP	<i>Lithium Iron Phosphate</i>
LMFP	<i>Lithium Manganese Iron Phosphate</i>
LMO	<i>Lithium Manganese Oxide</i>
LRV	<i>Light Rail Transit</i> Veículo leve sobre trilhos
LTO	<i>Lithium Titanate Oxide</i>
NCA	<i>Lithium nickel cobalt aluminum oxide</i>
NEMA	<i>National Electrical Manufacturers Association (USA)</i>
NMC	<i>Lithium Manganese Cobalt Oxide</i>
P&D	Pesquisa & Desenvolvimento
PEV	<i>Plug-in Electric Vehicle</i> - Veículo Elétrico com recarga na rede elétrica
PHEV	<i>Plug-in Hybrid Electric Vehicle</i> - Veículo Elétrico e Híbrido com recarga na rede elétrica
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - ANEEL Brasil
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> - Modulação por Largura de Pulso
R-UFC	<i>Regular Ultra-Fast Charging</i> - Recarga ultrarrápida por oportunidade
SAE	<i>Society of Automotive Engineers (USA)</i>
SC	Supercapacitor
SHE-PWM	<i>Selective Harmonic Elimination - Pulse Width Modulation</i>

TDD	<i>Total Distortion Demand</i> - Distorção de Demanda Total
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> - Taxa de Distorção Harmônica
TUPF	<i>True Unit Power Factor</i> - Fator de potência verdadeiramente unitário
VRLA	<i>Valve Regulated Lead Acid</i> - Chumbo-Ácido regulado por válvula. Bateria selada.

Sumário

	Sumário	20
1	INTRODUÇÃO E OBJETIVOS	23
1.1	Motivação e justificativa	23
1.2	Histórico do Conversor TUPF	25
1.3	Publicações realizadas	27
1.4	Projeto de Pesquisa Neoenergia	27
1.5	Organização do texto	28
2	ASPECTOS GERAIS DE CARREGADORES VEICULARES ULTRARRÁPIDOS	29
2.1	Harmônicos em Sistemas Elétricos de Potência	30
2.1.1	Problemas causados por harmônicos no Sistema Elétrico de Potência	33
2.1.2	Normas e resoluções	34
2.1.2.1	Limites de distorção harmônica para a tensão	35
2.1.2.2	Limites de distorção harmônica para a corrente	36
2.2	Estado da arte de carregadores veiculares	38
2.2.1	Classificação de carregadores veiculares	38
2.2.2	Topologias de carregadores veiculares	39
2.2.2.1	Carregadores trifásicos multiníveis	39
2.2.2.2	<i>Multilevel Modular Cascade Converter (MMCC)</i>	40
2.2.2.3	Carregadores isolados	42
2.2.2.4	Carregadores ultrarrápidos	43
2.3	Retificador TUPF - <i>True Unit Power Factor</i>	47
2.3.1	Modulação por eliminação seletiva de harmônicos (SHE-PWM)	49
2.3.1.1	Cálculo dos ângulos de disparo	49
2.4	Sistemas de armazenamento de energia elétrica	55
2.4.1	Baterias recarregáveis de lítio	55
2.4.2	Supercapacitores	59

2.4.3	Sistemas híbridos - Baterias e supercapacitores	61
2.5	Consumo de energia e potência de <i>e-buses</i> baseados em sistemas híbridos	62
2.6	Síntese do capítulo	65
3	PROJETO E CONTROLE DOS CONVERSORES	67
3.1	Dimensionamento dos elementos do conversor TUPF	67
3.2	Dimensionamento dos elementos do conversor c.c./c.c.	69
3.3	Dimensionamento do banco de supercapacitores	70
3.4	Controle do retificador TUPF	71
3.4.1	Controle de corrente	72
3.4.2	Controlador do DDSRF-PLL	78
3.4.3	Controle de tensão	79
3.5	Controle do conversor c.c./c.c.	82
3.5.1	Controle de corrente	83
3.5.2	Controle de tensão	88
3.6	Síntese do capítulo	91
4	RESULTADOS E ANÁLISE	92
4.1	Resultados de Simulação no Simulink®	92
4.1.1	Tensão no barramento c.c. do TUPF	92
4.1.2	Correntes e tensões na rede elétrica	94
4.1.2.1	Análise harmônica das correntes da rede	96
4.1.3	Corrente de entrada do conversor c.c.	98
4.1.4	Correntes nos indutores série do conversor c.c./c.c.	99
4.1.5	Corrente e tensão no supercapacitor	101
4.2	Resultados no <i>hardware-in-the-loop</i> (HIL)	106
4.2.1	Resultados do conversor c.c. isolado	106
4.2.2	Resultados do conversor c.c. conectado ao TUPF	114
4.3	Síntese do Capítulo	130
5	CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE	131
5.1	Propostas de Continuidade	132

REFERÊNCIAS	133
--------------------	------------

APÊNDICES	139
------------------	------------

A.I	Esquema da Simulação	140
------------	-----------------------------	------------

1 Introdução e Objetivos

1.1 Motivação e justificativa

As preocupações em torno da preservação do meio-ambiente têm sido muito maiores nos últimos anos e, com isso, muitos países do mundo têm adotado medidas e vêm realizando mudanças em suas legislações para, por exemplo, reduzir a emissão de gases poluentes na atmosfera.

Uma das formas de redução de gases poluentes é por meio da mudança gradual da frota veicular à combustão em veículos elétricos (PEVs) e híbridos (PHEVs). Tal movimento é forte principalmente na União Europeia, na qual muitos países têm propostas de proibir a venda de carros à combustão até 2040 e outros, mais ambiciosos neste projeto, até 2030 (G1, 2018). No Brasil, o programa Rota 2030 tem, dentre suas propostas, o incentivo ao investimento em programas de P&D por parte das empresas automotivas no país, principalmente com uma perspectiva de desenvolvimento sustentável, o que engloba o desenvolvimento de veículos elétricos e híbridos (Benjamin, 2018).

Com tais projetos em andamento, há a necessidade de se ampliar e melhorar a infraestrutura para comportar o crescente ramo de locomoção que deve ser adotado em todo o mundo. Uma grande preocupação dos consumidores está relacionada com a velocidade de recarga dos PEVs e PHEVs que, ao contrário dos veículos a combustão, tem tempos muito mais elevados para chegarem à plena autonomia. Portanto, o desenvolvimento de estações de recarga ultrarrápida (em inglês, *Regular Ultra Fast Charging* - R-UFC) são fundamentais para atingir esse objetivo.

Dentre os empreendimentos de R-UFC, pode-se citar o estudo realizado por Lemon et al. (1999), no qual é apresentado o R-UFC em ônibus com carregadores de 300 kW e baterias de Ni-Cd e, posteriormente, baterias de chumbo-ácido VRLA. No estudo de Steiner, Klohr e Pagiela (2007), foi utilizado um banco de ultracapacitores em um LRV (veículo ferroviário leve) na cidade alemã de Manheem. Obteve-se uma economia de energia de 30% e a possibilidade de operar o LRV livre da catenária

por algumas centenas de metros, especialmente no centro da cidade. Na China, há empreendimentos de ônibus com supercapacitores para recargas ultrarrápidas ([MIT Technology Review, 2009](#)). Os ônibus alcançam de 5 a 8 km a cada recarga, que é realizada em poucos minutos. Empreendimentos atuais tem sido realizados por diversas empresas, como os ônibus TOSA na Suíça ([ABB, 2018](#)). Com 10 ônibus em operação desde 2018 na cidade de Geneva que conseguem transportar 133 passageiros cada, as recargas ultrarrápidas são realizadas em 13 pontos de 600 kW em 20 segundos.

As estações de recarga ultrarrápida precisam atender a requisitos de injeção de harmônicos na rede. Normas internacionais, como a IEC 61000-3-6 ([IEC, 2008](#)) e recomendações como a IEEE 519-2014 ([IEEE, 2014](#)) para limites de harmônicos de tensão e, para os harmônicos na corrente, a NEMA PE-5-1997 ([NEMA, 2003](#)), que segue a recomendação da IEEE 519-2014, são utilizadas em diversos países, muitas vezes replicadas em legislações locais, como é o caso do Brasil por meio do Módulo 8 do PRODIST ([ANEEL, 2018](#)), baseado em normas da IEC. Portanto, além dos desafios técnicos inerentes à recarga de alta potência, tem-se ainda a questão regulatória a ser atendida.

Outro problema para as estações de recarga ultrarrápida está relacionado à potência máxima de recarga das baterias. Extremamente difundidas em PEVs e PHEVs, as baterias de íon-lítio não possuem uma densidade de potência elevada para recargas muito rápidas e, conseqüentemente, com alta potência, sendo prejudiciais à sua vida útil e até mesmo podendo danificá-las, como mostrado em [Sertkaya et al. \(2015\)](#). Sendo assim, alternativas como o uso de supercapacitores para lidar com a injeção de alta potência na recarga é promissora.

Além disso, a inserção massiva de sistemas de recarga rápida pode alterar as características de ressonância da rede elétrica. Segundo o trabalho de [Sun et al. \(2018\)](#), a elevada injeção de harmônicos na rede causada pelos sistemas de recarga ultrarrápida seria capaz de alterar o ponto de ressonância da rede original de 1600 Hz para 1250 Hz numa rede de transmissão holandesa em Bronsbergen. Esse novo ponto de ressonância pode ser atingido pelos harmônicos característicos de inversores de 12 pulsos. As ressonâncias podem gerar sobretensões e sobrecorrentes nos sistemas, sendo, portanto, prejudiciais.

Este trabalho tem por objetivo validar uma solução para os dois problemas com a utilização de um retificador *True Unity Power Factor* (TUPF) para recarga de banco de supercapacitores de ônibus elétricos por meio de recargas ultrarrápidas. Além de atender às normas citadas, o TUPF reduz a probabilidade de ressonâncias devido à ausência de elementos capacitivos de filtro, como mostrado no trabalho de [Almeida e Cardoso Filho \(2018\)](#), no qual são analisados os fatores de amplificação de ressonância por parques de turbinas eólicas e conversores tradicionais. A utilização do TUPF traz como benefício a eliminação dos harmônicos até a 50^a ordem, além de modificar, no caso do trabalho de [Almeida e Cardoso Filho \(2018\)](#), as características de ressonância paralela do parque eólico, deslocando as frequências de suas ocorrências para valores mais altos, diminuindo a probabilidade de serem excitados.

O artigo no qual este trabalho é baseado pode ser visto em [Justino, Parreiras e Cardoso Filho \(2016\)](#), no qual é realizada a modelagem de um carregador para estações de recarga ultrarrápida por oportunidade (R-UFC) com a utilização do TUPF. Nesse trabalho, as simulações realizadas no MATLAB/Simulink do conversor c.c./c.c. foram realizadas em malha aberta, apresentando as correntes de entrada e saída do conversor, além das correntes do TUPF e da rede elétrica e o conteúdo harmônico delas.

Este trabalho, portanto, adiciona a recarga do banco de supercapacitores, além de sua modelagem e a operação em malha fechada do conversor c.c./c.c., apresentando todo o projeto dos controladores utilizados. É o primeiro trabalho em que o TUPF é apresentado operando em simulação e em *hardware-in-the-loop* com outro conversor c.c./c.c. do lado de corrente contínua de forma simultânea em malha fechada. E, por fim, é realizada a implementação de um novo conjunto de ângulos para o controle do TUPF em *hardware-in-the-loop*.

1.2 Histórico do Conversor TUPF

A tabela 1 lista as publicações realizadas com o tema do conversor TUPF ao longo do tempo, mostrando as diversas aplicações para o TUPF.

Tabela 1 – Lista de publicações relacionadas ao conversor TUPF.

Referência	Descrição
J. C. G. Justino, T. M. Parreiras and B. J. Cardoso Filho, "Hundreds kW Charging Stations for e-buses Operating Under Regular Ultra-Fast Charging," in In: 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2014. p. 892-899. ISBN 978-1-4799-5776-7.	Artigo sobre a aplicação do conversor TUPF 2 níveis na recarga ultrarrápida de sistema de armazenamento de energia de ônibus elétricos híbridos entre supercapacitores e baterias.
T. M. Parreiras and B. J. Cardoso Filho, "Método e equipamento para eliminação de componentes harmônicos e obtenção de fator de potência unitário em conversores corrente alternada - corrente contínua - corrente contínua - corrente contínua." Pedido de Patente BR 10 2014 023057 2 A2	Pedido de patente nacional do conversor TUPF e possíveis aplicações.
T. M. Parreiras and B. J. Cardoso Filho, "Current control of three level neutral point clamped voltage source rectifiers using selective harmonic elimination," IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2014, pp. 4608-4614, doi: 10.1109/IECON.2014.7049197.	Artigo sobre o controle de corrente em conversores 3 níveis utilizando a modulação SHE PWM contendo uma seção sobre o conversor TUPF.
T. M. Parreiras, J. C. G. Justino and B. d. J. Cardoso Filho, "The True Unity Power Factor converter – A practical filterless solution for sinusoidal currents," 2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), 2015, pp. 2557-2565, doi: 10.1109/ICPE.2015.7168134.	Artigo que descreve de forma completa o conversor TUPF tanto em 2 quanto em 3 níveis.
T. M. Parreiras, J. C. G. Justino, A. V. Rocha and B. d. J. C. Filho, "True Unit Power Factor Active Front End for High Capacity Belt Conveyor Systems," in 2015 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. IEEE, 2015. p. 1-9. ISBN 978-1-4799-8394-0	Artigo sobre a aplicação do conversor TUPF 3 níveis no acionamento de motores de uma esteira de grande porte em mineração.
Thiago M. Parreiras, "Retificador Trifásico de Fator de Potência Verdadeiramente Unitário sem a Utilização de Filtros Senoidais" Dissertação de Mestrado. PPGEE-UFGM, 2015.	Dissertação de mestrado sobre o conversor TUPF sem atrelá-lo a uma aplicação específica.
J. C. G. Justino, T. M. Parreiras and B. J. Cardoso Filho, "Hundreds kW Charging Stations for e-Buses Operating Under Regular Ultra-Fast Charging," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 52, no. 2, pp. 1766-1774, March-April 2016, doi: 10.1109/TIA.2015.2495279.	Evolução do artigo apresentado no ECCE, aprovada em processo de revisão paritária para publicação em periódico.
T. M. Parreiras, J. C. G. Justino, A. V. Rocha and B. d. J. C. Filho, "True Unit Power Factor Active Front End for High-Capacity Belt-Conveyor Systems," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 52, no. 3, pp. 2737-2746, May-June 2016, doi: 10.1109/TIA.2016.2533499.	Evolução do artigo apresentado no IAS Annual Meeting, aprovada em processo revisão paritária (per review) para publicação em periódico.
C. E. Almeida and B. de Jesus Cardoso Filho, "Impact of active front end topology on wind farm resonance," 2017 IEEE Power & Energy Society General Meeting, 2017, pp. 1-5, doi: 10.1109/PESGM.2017.8273746.	Artigo sobre os impactos de topologias de AFE em ressonâncias em usinas eólicas contendo uma seção sobre o conversor TUPF.
Almeida, C.E., Cardoso Filho, B.J. "Shifting Resonances in Wind Farms to Higher Frequencies due to TUPF Converters." Journal of Control, Automation and Electrical Systems, 29, 805-815 (2018). https://doi.org/10.1007/s40313-018-0414-7	Artigo sobre a aplicação do conversor TUPF como AFE em usinas eólicas.
M. H. da Silva Alves, T. Morais Parreiras and B. de Jesus Cardoso Filho, "The True Unity Power Factor Converter Applied to Photovoltaic Applications," 2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/COBEP/SPEC44138.2019.9065677.	Artigo sobre a aplicação do conversor TUPF em aplicações fotovoltaicas.
Camila E. Almeida, "Identificação e manejo de ressonâncias em parques eólicos: aplicação dos conversores TUPF." Tese de Doutorado. PPGEE-UFGM, 2019.	Tese de doutorado sobre a aplicação do conversor TUPF em parques eólicos.
T. M. Parreiras, M. H. d. S. Alves, C. E. Almeida, S. M. Silva and B. d. J. C. Filho, "The True Unity Power Factor Converter with Flexible Arrangement for Battery Energy Systems: Series and Separate DC bus connection," 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2020, pp. 3405-3412, doi: 10.1109/APEC39645.2020.9124607.	Artigo sobre a aplicação do conversor TUPF com barramentos c.c. em série e independentes.
T. Parreiras, M. H. Alves, R. R. Bastos, I. A. Pires and B. Cardoso, "The True Unity Power Factor Converter for Basic Oxygen Furnace Charging Cranes," in IEEE Industry Application Society, 55th Annual Meeting: IAS 2020. IEEE, 2020. p. 1-9.	Artigo sobre a aplicação do conversor TUPF em pontes rolantes para convertedores de oxigênio.
Marcos H. S. Alves, "Conversor de fator de potência verdadeiramente unitário como inversor central em geração fotovoltaica," Dissertação de Mestrado. PPGEE-UFGM, 2020.	Dissertação de mestrado sobre a aplicação do conversor TUPF em geração fotovoltaica.
Thiago M. Parreiras, "Sistema de Condicionamento de Potência Com Correntes Senoidais Na Rede de Alimentação" Tese de Doutorado. PPGEE-UFGM, 2020.	Tese de doutorado sobre a aplicação do conversor TUPF em sistemas de armazenamento de energia em baterias.
T. Parreiras, M. H. Alves, R. R. Bastos, I. A. Pires and B. Cardoso, "The True Unity Power Factor Converter for Basic Oxygen Furnace Charging Cranes," in IEEE Transactions on Industry Applications, 02 Jun 2021 doi: 10.1109/TIA.2021.3085800.	Evolução do artigo da 55th Annual Meeting do IAS aprovada em processo revisão paritária (per review) publicado em revista.

1.3 Publicações realizadas

As contribuições realizadas nesse trabalho permitiram, de forma direta ou indireta, o desenvolvimento de trabalhos técnico-científicos publicados em anais de congressos nacionais e em internacionais. Os artigos publicados podem ser vistos a seguir:

1. **Dener A. L. Brandão**, Thiago M. Parreiras, Igor A. Pires, Braz de J. Cardoso Filho. **Aplicação do Retificador True Unity Power Factor em Estações de Carregamento Ultrarrápidas**. In: Congresso Brasileiro de Automática 2020, 2020. Anais do Congresso Brasileiro de Automática 2020, 2020. v. 2.
2. **Dener A. L. Brandão**, Thiago M. Parreiras, Igor A. Pires, Braz de J. Cardoso Filho. ***Electric Arc Furnace Reactive Compensation System using the True Power Factor - Reactive Compensator Converter***. In: IAS Annual Meeting 2021.¹

1.4 Projeto de Pesquisa Neoenergia

Os recursos financeiros para realização de diversas das atividades apresentadas neste trabalho foram derivados de um projeto de P&D PD-02290-0053/2016, intitulado *Otimização Multiobjetivo de Recursos Energéticos Distribuídos visando Sustentabilidade e Confiabilidade em Microrredes Isoladas incluindo Sistema de Armazenamento de Energia com Baterias* assinado entre a UFMG e a Companhia Energética do Rio Grande do Norte (COSERN), empresa controlada pelo grupo Neoenergia.

A UFMG e o Laboratório TESLA tem como escopo no projeto o desenvolvimento do conversor TUPF para sistemas de armazenamento de energia, com a construção e testes de protótipos em pequena e plena escala. Também estão inclusos no escopo testes do protótipo em pequena escala utilizado juntamente

¹ O artigo foi aceito para apresentação na conferência que está prevista para acontecer nos dias 10 a 14 de Outubro de 2021 em Vancouver, Canadá.

à Usina Solar Fotovoltaica Tesla de 37 kWp, localizada no prédio da Escola de Engenharia da UFMG.

1.5 Organização do texto

No capítulo 2, na seção 2.1, foi realizada uma análise sobre os sinais harmônicos, os problemas que eles causam no Sistema Elétrico de Potência e uma análise das normas e recomendações nacionais e internacionais. Na seção 2.2, foi feita uma análise dos carregadores veiculares existentes na literatura, além das principais topologias utilizadas tanto em carregadores de baixa quanto de alta potência.

Na seção 2.3, é apresentado o conversor *True Unit Power Factor* (TUPF), parte essencial para implementação do carregador ultrarrápido apresentado neste trabalho. Na seção 2.4 são apresentadas soluções para armazenamento de energia, mais especificamente as baterias de lítio e os supercapacitores, além da demanda de energia e potência em *e-buses* analisada com base no trabalho de Justino et al. (2014) na seção 2.5.

O capítulo 3 apresenta a metodologia adotada no trabalho. É apresentado, na seção 3.1, o dimensionamento dos elementos do conversor TUPF, enquanto a seção 3.2 apresenta o dimensionamento do conversor c.c., bem como da carga representada pelo banco de supercapacitores. A seção 3.4 apresenta o projeto dos controladores do retificador TUPF e a seção 3.5 apresenta o projeto dos controladores do conversor c.c./c.c.

O capítulo 4 apresenta os resultados obtidos e suas análises. Na seção 4.1, são apresentados os resultados de simulação no *software* MATLAB/Simulink[®] e, na seção 4.2, os resultados obtidos em *hardware-in-the-loop*. Por fim, o capítulo 5 apresenta as conclusões acerca do trabalho e sugestões de trabalhos que podem ser derivados deste.

2 Aspectos Gerais de Carregadores Veiculares Ultrarrápidos

Nesse capítulo, será mostrada toda a revisão bibliográfica relacionada ao tema, começando pelos harmônicos em sistemas elétricos de potência, seus problemas, as normas relacionadas e uma revisão sobre o Retificador *True Unity Power Factor - TUPF* (Parreiras, 2015), abordando suas vantagens quando aplicado a carregadores ultrarrápidos.

Além disso, será realizada uma revisão sobre carregadores veiculares, abordando as principais tecnologias utilizadas comercialmente e em desenvolvimento e uma breve revisão sobre como estão categorizados os carregadores veiculares e sua utilização ao redor do mundo; os sistemas híbridos de armazenamento de energia, fazendo um *overview* sobre o funcionamento, aplicações, vantagens e desvantagens de sistemas híbridos baseados em supercapacitores e baterias.

Por fim, será abordado o tema do ônibus elétrico no qual a aplicação será baseada, atentando para suas vantagens frente às atuais tecnologias.

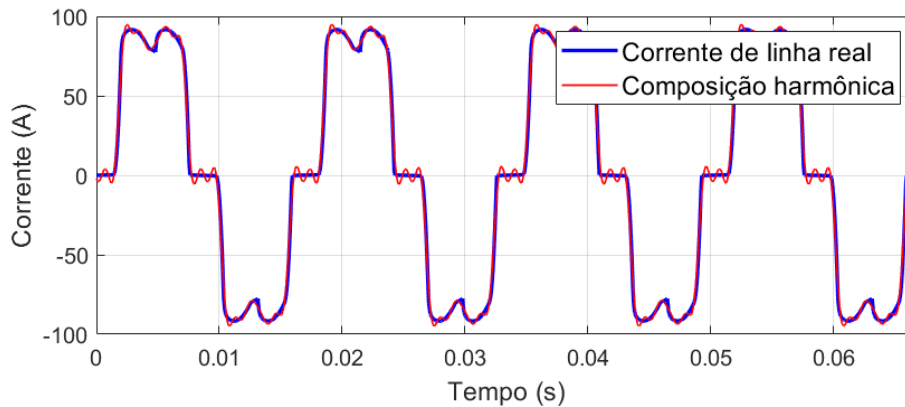
2.1 Harmônicos em Sistemas Elétricos de Potência

Com o avanço tecnológico dos aparelhos eletrônicos e das aplicações utilizando dispositivos eletrônicos de potência, tornou-se cada vez mais comum encontrar harmônicos da frequência da rede elétrica nos sistemas elétricos de potência.

Os dispositivos semicondutores utilizados em eletrônica possuem características não-lineares em sua forma de utilização, gerando correntes muitas vezes não-senoidais que, por sua vez, são composições de harmônicos da rede elétrica. A figura 1 mostra a corrente de linha e sua composição em Série de Fourier para um retificador trifásico a diodos de onda completa, circuito amplamente usado para conversão c.a./c.c. em diferentes níveis de potência. Em termos matemáticos, tem-se a decomposição da corrente de linha do retificador trifásico na equação 2.1, sendo I_0 a amplitude da corrente fundamental e ϕ é o ângulo de fase entre a tensão v_a da rede e a componente fundamental da frequência da corrente de linha (Pyakuryal; Matin, 2013).

$$I_a = 2\frac{\sqrt{3}}{\pi}I_0\left[\text{sen}(\omega t - \phi) - \frac{1}{5}\text{sen}5(\omega t - \phi) - \frac{1}{7}\text{sen}7(\omega t - \phi) + \frac{1}{11}\text{sen}11(\omega t - \phi) + \dots\right] \quad (2.1)$$

Figura 1 – Corrente no retificador trifásico e sua composição de sinais harmônicos até 13º harmônico.



Fonte: Produzida pelo autor.

Todo sinal periódico, seja ele puramente senoidal ou não-senoidal, pode ser decomposto em série de Fourier, seguindo as equações 2.2 e 2.3.

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} \left[a_k \cdot \cos(k \cdot \omega_0 \cdot t) + b_k \cdot \text{sen}(k \cdot \omega_0 \cdot t) \right] \quad (2.2)$$

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) dt$$

$$a_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cdot \cos(k \cdot \omega_0 \cdot t) dt$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cdot \text{sen}(k \cdot \omega_0 \cdot t) dt$$

$$f(t) = \frac{c_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} \left[c_k \cdot \cos(k \cdot \omega_0 \cdot t + \theta_k) \right] \quad (2.3)$$

$$c_k = \sqrt{(a_k^2 + b_k^2)}$$

$$\theta_k = \tan^{-1} \left(\frac{a_k}{b_k} \right)$$

$$c_0 = a_0/2$$

Na equação 2.2 o termo a_0 se refere ao valor médio da função $f(t)$; os termos a_k e b_k são os coeficientes da série de Fourier do harmônico de ordem k ; T é o período da função e ω_0 é a frequência angular fundamental da função $f(t)$, sendo f_0 a frequência fundamental.

A equação 2.3 representa uma simplificação da Série de Fourier, em que c_k é o módulo entre as componentes a_k e b_k e θ_k é o ângulo entre c_k e o eixo da componente b_k . Dessa forma, pode-se representar a Série de Fourier apenas com senóides, uma forma mais utilizada quando se trata de sinais elétricos.

Um sinal pode ser representado não apenas com harmônicos inteiros, ou seja, frequências que sejam múltiplas inteiras da frequência fundamental. Os sinais também podem conter inter-harmônicos, isto é, componentes reais não-inteiras com $k > 1$ e sub-harmônicos, que são as componentes cujo $k < 1$ (Saniter; Schulz; Hanitsch, 2003). Para as aplicações de Eletrônica de Potência realizadas nesse trabalho, é incomum encontrar sub-harmônicos e inter-harmônicos e, portanto, serão abordados apenas os harmônicos inteiros.

É comum definir o conteúdo harmônico de um sistema pela THD (*Total Harmonic Distortion* - Distorção Harmônica Total em tradução livre) que tem, como referência, o valor eficaz da onda fundamental. Pode-se expressar a THD por meio da equação 2.4, sendo f_k o valor eficaz do harmônico de ordem k e f_1 o valor eficaz da fundamental, seja ela tensão ou corrente.

$$\text{THD (\%)} = \sum_{k=2}^{\infty} \left[\frac{f_k^2}{f_1^2} \right] \cdot 100\% \quad (2.4)$$

Porém, o cálculo da THD não é um bom parâmetro para o cálculo da qualidade da corrente. No caso da tensão, exceto por uma condição de falha, a componente fundamental sempre estará presente e com amplitudes constantes, independente da carga. Já a corrente fundamental pode mudar durante o processo à medida que as cargas são ligadas e desligadas. Se as cargas forem desligadas, a corrente fundamental é reduzida e, uma vez que isso está sendo usado como uma referência, mesmo ruídos no sistema elétrico causarão altos níveis de THD quando a referência fundamental se aproximar de zero.

Dessa forma, é realizado o cálculo da Distorção de Demanda Total (*Total Distortion Demand* - TDD). A TDD é a soma dos harmônicos da corrente em comparação com a corrente eficaz máxima registrada durante o intervalo de teste. Isso significa que mesmo quando a corrente é baixa, o valor da TDD não dará resultados enganosos. Esta metodologia é definida pela IEEE 519-2014 (IEEE, 2014).

$$\text{TDD (\%)} = \sum_{k=2}^{\infty} \left[\frac{i_k^2}{i_{rms}^2} \right] \cdot 100\% \quad (2.5)$$

2.1.1 Problemas causados por harmônicos no Sistema Elétrico de Potência

A presença de harmônicos em sistemas elétricos de potência tem diversos impactos e dentre eles estão (Harmonics, 1983)(Wagner et al., 1993):

- Ressonância com componentes da rede, como filtros LCL, levando a grandes sobrecorrentes e sobretensões, que causam avaria na isolação de cabos e falhas em bancos de capacitores por sobrecarga;
- Oscilações mecânicas e aumento de perdas em máquinas de indução ou síncronas (torque pulsante);
- Interferência em sistemas de controle que realizam comutação remota, controle de carga e sistemas de medição.

As correntes harmônicas circulantes no sistema elétrico causam quedas de tensões harmônicas nas linhas, provocando distorções nas tensões do sistema. Esse impacto é ainda mais acentuado em sistemas de distribuição que possuem maior impedância de curto-circuito. Além disso, as correntes harmônicas causam sobreaquecimento nos condutores graças ao efeito pelicular e efeito de proximidade (Wagner et al., 1993). O trabalho de Almeida e Cardoso Filho (2018) evidencia os fatores de amplificação de ressonância por parques de turbinas eólicas e conversores tradicionais que é reduzido pela utilização do TUPF, deslocando as frequências das ocorrências de ressonância para valores mais elevados, diminuindo a probabilidade de serem excitados. Já o trabalho de Sun et al. (2018) mostra que a elevada injeção de harmônicos na rede causada por sistemas de recarga ultrarrápidos seria capaz de alterar o ponto de ressonância da rede original para harmônicos característicos de inversores de 12 pulsos, facilitando, assim, a ocorrência de ressonâncias em componentes da rede.

Em máquinas elétricas e transformadores, as tensões não-senoidais aplicadas elevam o aquecimento devido ao aumento das perdas no núcleo (perdas por histerese e correntes de Foucault devido aos harmônicos de tensão) e perdas joulicas nos condutores. Em máquinas rotativas, as correntes harmônicas geram ainda torques

frenantes graças aos harmônicos de sequência negativa, causando aumento na corrente fundamental, e torques pulsantes, gerados pela interação entre campos harmônicos de frequências distintas. Os torques pulsantes, por sua vez, causam vibrações nas máquinas, reduzindo sua vida útil e prejudicando os processos nos quais as máquinas são utilizadas (Wagner et al., 1993).

Em capacitores, as correntes harmônicas causam sobreaquecimento e as tensões harmônicas causam aumento do estresse de tensão. Com isso, os capacitores devem ser sobredimensionados, elevando os custos em sua utilização. Em circuitos de controle e proteção, a presença de harmônicos eleva os ruídos eletromagnéticos, causando interferência e prejudicando o seu funcionamento (Wagner et al., 1993).

2.1.2 Normas e resoluções

Devido ao número elevado de problemas que o alto conteúdo de harmônicos nas tensões e correntes da rede elétrica causa, diversas entidades estabeleceram normas e resoluções acerca dos limites de conteúdo harmônico que a carga pode demandar da rede elétrica.

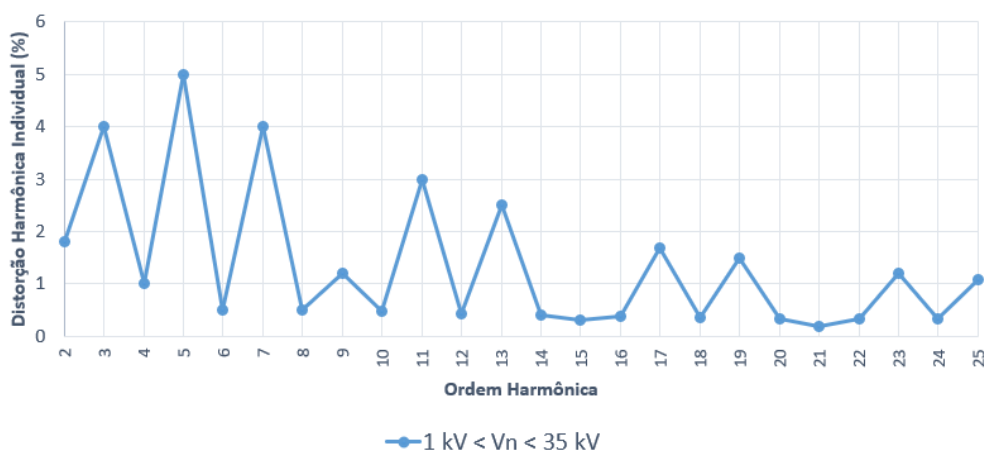
Uma dessas entidades é a IEC (*International Electrotechnical Commission* - Comissão Eletrotécnica Internacional em tradução livre) que é uma organização internacional de padronização de tecnologias elétricas e eletrônicas. Na Europa, os padrões desenvolvidos pela IEC tem força de norma, ou seja, são tratadas como leis. Alguns dos padrões, inclusive, são desenvolvidos juntamente com a ISO, que é a Organização Internacional para Padronização, cujos certificados de padrões de qualidade são desejados por empresas em todo o mundo.

Outra entidade é o IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers* - Instituto dos Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos, em tradução livre). O IEEE é uma organização sem fins lucrativos fundada nos Estados Unidos e é a maior entidade profissional do mundo. Por fim, no Brasil, tem-se a ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica), uma agência vinculada ao governo brasileiro por meio do Ministério de Minas e Energia. Por meio do PRODIST, a ANEEL regulamenta os procedimentos para distribuição de energia elétrica no país.

2.1.2.1 Limites de distorção harmônica para a tensão

Uma das normas da IEC relacionada aos limites de distorção harmônica de tensão é a IEC 61000-3-6. Tal norma está relacionada aos limites harmônicos individuais em redes de média tensão, ou seja, de 1 kV até 35 kV. A distorção harmônica total até o 50º harmônico não pode ultrapassar 6,5%. Os limites podem ser vistos na figura 2. Já o IEEE recomenda limites de distorção harmônica para a tensão sem distinção entre os harmônicos. Tais valores podem ser vistos na tabela 2.

Figura 2 – Limites para distorções harmônicas individuais de tensão (em porcentagem da tensão fundamental) da IEC 61000-3-6 ¹.



Fonte: Produzida pelo autor.

Tabela 2 – Limites para as distorções harmônicas (em porcentagem da tensão fundamental) segundo a IEEE 519-2014.

Tensão Nominal do Barramento	Distorção Harmônica Individual (%)	Distorção Harmônica Total (THD) (%)
$V_N \leq 1 \text{ kV}$	5,0	8,0
$1 \text{ kV} < V_N \leq 69 \text{ kV}$	3,0	5,0
$69 \text{ kV} < V_N \leq 161 \text{ kV}$	1,5	2,5
$161 \text{ kV} < V_N$	1,0	1,5

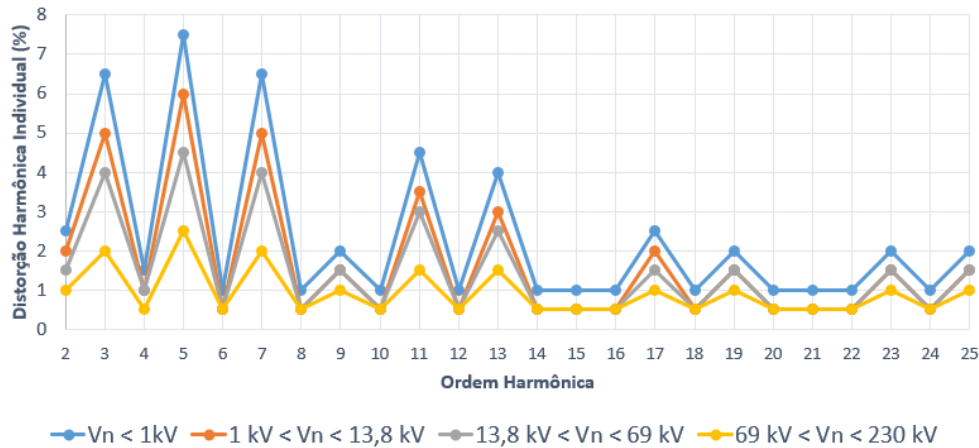
¹ Para os harmônicos ímpares não múltiplos de 3 maiores que 11, os valores limites são estabelecidos pela equação $1,9.(17/h) - 0,2$. Para os ímpares múltiplos de 3 maiores que 21 o valor é de 0,2%. Para os harmônicos pares maiores que 8, o limite é definido por $0,25.(10/h) + 0,22$.

O PRODIST também possui suas normas quanto aos limites de harmônicos. O Módulo 8 de Qualidade da Energia Elétrica (ANEEL, 2018) estabelece, como pode ser visto na tabela 3, os limites de THD de tensão total. Em relação aos limites individuais, os limites estabelecidos pelo PRODIST podem ser vistos na figura 3 como referência.

Tabela 3 – Limites para as distorções harmônicas totais (em porcentagem da tensão fundamental) do PRODIST.

Tensão Nominal do Barramento	THD_v (%)
$V_N \leq 1 \text{ kV}$	10
$1 \text{ kV} < V_N \leq 13,8 \text{ kV}$	8
$13,8 \text{ kV} < V_N \leq 69 \text{ kV}$	6
$69 \text{ kV} < V_N \leq 230 \text{ kV}$	3

Figura 3 – Limites para distorções harmônicas individuais de tensão (em porcentagem da tensão fundamental) do PRODIST ².



Fonte: Produzida pelo autor.

2.1.2.2 Limites de distorção harmônica para a corrente

O IEEE, por meio da IEEE 519-2014, define os limites harmônicos a partir da relação entre a corrente de curto-circuito e a corrente da carga. Nas tabelas 4, 5

² Para os harmônicos ímpares não múltiplos de 3 maiores que 25, os valores limites de repetem igual ao 25º harmônico. Para os ímpares múltiplos de 3 maiores que 21, repetem igual ao 21º harmônico e, para os pares maiores que 12, repetem igual ao 12º harmônico.

e 6 é possível verificar esses limites para diferentes faixas de tensão.

Tabela 4 – Limites para as distorções harmônicas segundo a IEEE 519-2014 para as correntes com tensões entre 120 V e 69 kV.

Ordem Harmônica (harmônicos ímpares)						
I_{sc}/I_L	$3 \leq n < 11$	$11 \leq n < 17$	$17 \leq n < 23$	$23 \leq n < 35$	$35 \leq n < 50$	TDD
<20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20 a 50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50 a 100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100 a 1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
>1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

Tabela 5 – Limites para as distorções harmônicas segundo a IEEE 519-2014 para as correntes com tensões entre 69 kV e 161 kV.

Ordem Harmônica (harmônicos ímpares)						
I_{sc}/I_L	$3 \leq n < 11$	$11 \leq n < 17$	$17 \leq n < 23$	$23 \leq n < 35$	$35 \leq n < 50$	TDD
<20	2,0	1,0	0,75	0,3	0,15	2,5
20 a 50	3,5	1,75	1,25	0,5	0,25	4,0
50 a 100	5,0	2,25	2,0	0,75	0,35	6,0
100 a 1000	6,0	2,75	2,5	1,0	0,5	7,5
>1000	7,5	3,5	3,0	1,25	0,7	10,0

Tabela 6 – Limites para as distorções harmônicas segundo a IEEE 519-2014 para as correntes com tensões maiores que 161 kV.

Ordem Harmônica (harmônicos ímpares)						
I_{sc}/I_L	$3 \leq n < 11$	$11 \leq n < 17$	$17 \leq n < 23$	$23 \leq n < 35$	$35 \leq n < 50$	TDD
<25	1,0	0,5	0,38	0,15	0,1	1,5
25 a 50	2,0	1,0	0,75	0,3	0,15	2,5
≤ 50	3,0	1,5	1,15	0,45	0,22	3,75

Observa-se que a IEEE 519-2014 possui limites superiores para harmônicos de baixa ordem em relação aos harmônicos de ordem mais elevada. A IEEE 519-2014 também possui limites mais flexíveis quando se aumenta a razão entre a corrente de curto-circuito e a corrente da carga e é mais rigorosa para níveis maiores de tensão.

2.2 Estado da arte de carregadores veiculares

Nessa seção serão abordados aspectos acerca de carregadores veiculares. Será apresentada a classificação dos carregadores veiculares e o que é tipicamente utilizado nas estações de recarga, sejam elas domésticas, comerciais ou públicas. Serão apresentadas também as topologias, suas vantagens e desvantagens, bem como a possibilidade de utilização do carregador ultrarrápido baseado no TUPF.

2.2.1 Classificação de carregadores veiculares

Tipicamente, os carregadores veiculares são divididos em 3 classes. A classe 1 é utilizada para aplicações domésticas e, geralmente, para veículos de baixa potência, como bicicletas elétricas, *scooters*, patinetes elétricos e carros de baixa potência. Nos EUA, normalmente é utilizada uma entrada monofásica com saída aterrada (conforme a NEMA 5-15R) de 120 V com correntes de até 16 A, fornecendo 1,9 kW de potência. Na Europa, a faixa de corrente é a mesma, mas a tensão é de 240 V, fornecendo até 3,8 kW de potência. O carregador normalmente é *on-board* (ou seja, é integrado ao veículo) e pode ter um cabo de alimentação doméstico padrão para conectar o veículo na tomada ou a uma estação de recarga de classe 1 ([Electropaedia, 2010](#)).

A classe 2 tem limite de potência maior, chegando a 20 kW para tensões monofásicas ou trifásicas de 208-240 V com recargas normalmente realizadas em períodos de horas. Nos EUA, a *Society of Automotive Engineers* - SAE definiu o padrão J1772 para isolar o conector e o cabo de recarga, a fim de trazer maior segurança aos usuários. Esses cabos não estão acoplados no veículo e sim na estação de recarga de nível II. Esse tipo de estação também pode ser instalada em casa pelos proprietários.

Já a classe 3 trata do *fast charger*. Normalmente, são utilizados nas vias públicas, já que o tempo necessário para recarga dos veículos é reduzido para minutos. Para isso, os carregadores fornecem correntes de até 400 A e tensões c.c. de até 600 V, fornecendo uma potência máxima de 240 kW. O padrão CHAdeMO, elaborado no Japão, foi o pioneiro na tecnologia de recarga rápida, fornecendo cerca de 62,5 kW de potência com tensões c.c. de 500 V.

Há ainda a recarga ultrarrápida que engloba estações de recarga de 400 kW a uma tensão de 800 V. Apesar de atraentes, as tecnologias por recarga ultrarrápida não devem ser usadas em demasia, já que o estresse causado nas baterias pode reduzir a sua vida útil. As estações de nível 2, apesar de sua recarga lenta, têm melhores resultados a longo prazo e são as preferidas na recarga diária do veículo (Battery University, 2019a).

Os carregadores de bateria de PEVs e PHEVs se dividem em *off-board* e *on-board*. Os carregadores *off-board*, geralmente da classe 3, são carregadores instalados em estações de recarga. Os carregadores da classe 3 são mais volumosos e pesados, o que impactaria no consumo do veículo que já recebe a tensão c.c. necessária para recarga de suas baterias nesse caso. Já os carregadores *on-board*, geralmente das classes 1 e 2, estão dentro do veículo e recebem a tensão c.a. da rede.

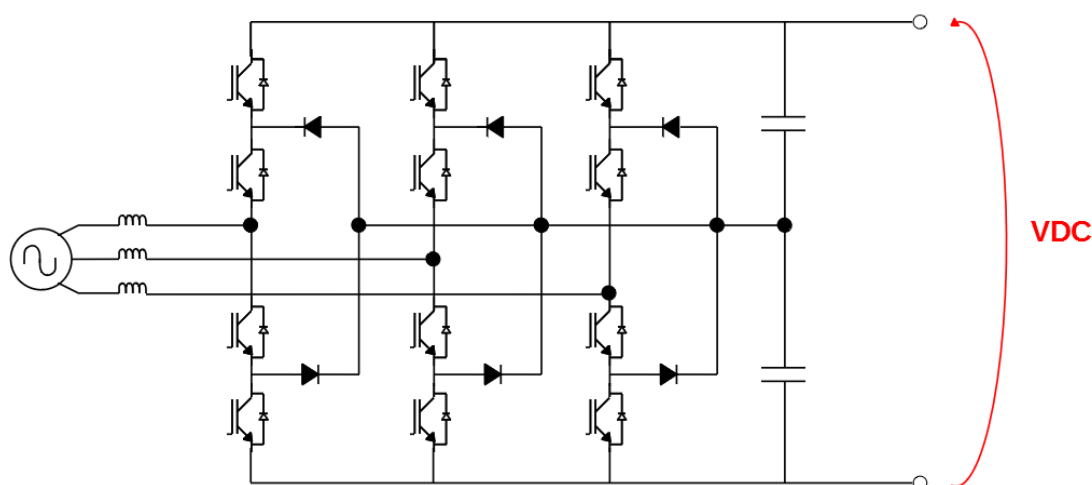
2.2.2 Topologias de carregadores veiculares

2.2.2.1 Carregadores trifásicos multiníveis

Topologias multiníveis são mais utilizadas em aplicações da classe 3. Com elas, é possível reduzir o tamanho, a frequência de chaveamento, o preço e tamanho dos filtros e o estresse nos dispositivos eletrônicos de potência (Yilmaz; Krein, 2013). Além disso, a utilização de conversores multiníveis reduz o dV/dt no chaveamento, reduzindo o efeito das capacitâncias parasitas presentes nos dispositivos semicondutores. Entretanto, há um aumento na complexidade dos circuitos de controle para os conversores multiníveis, bem como também um aumento no número de componentes (Erb; Onar; Khaligh, 2010). Uma dessas estruturas é o carregador bidirecional NPC de 3 níveis e pode ser vista na figura 4.

Normalmente, os conversores trifásicos bidirecionais e multiníveis possuem baixas THD, alto fator de potência e baixo nível de ruído e interferência eletromagnética (já que operam, geralmente, em baixas frequências).

Figura 4 – Carregador NPC bidirecional de 3 níveis.



Fonte: Produzida pelo autor.

2.2.2.2 Multilevel Modular Cascade Converter (MMCC)

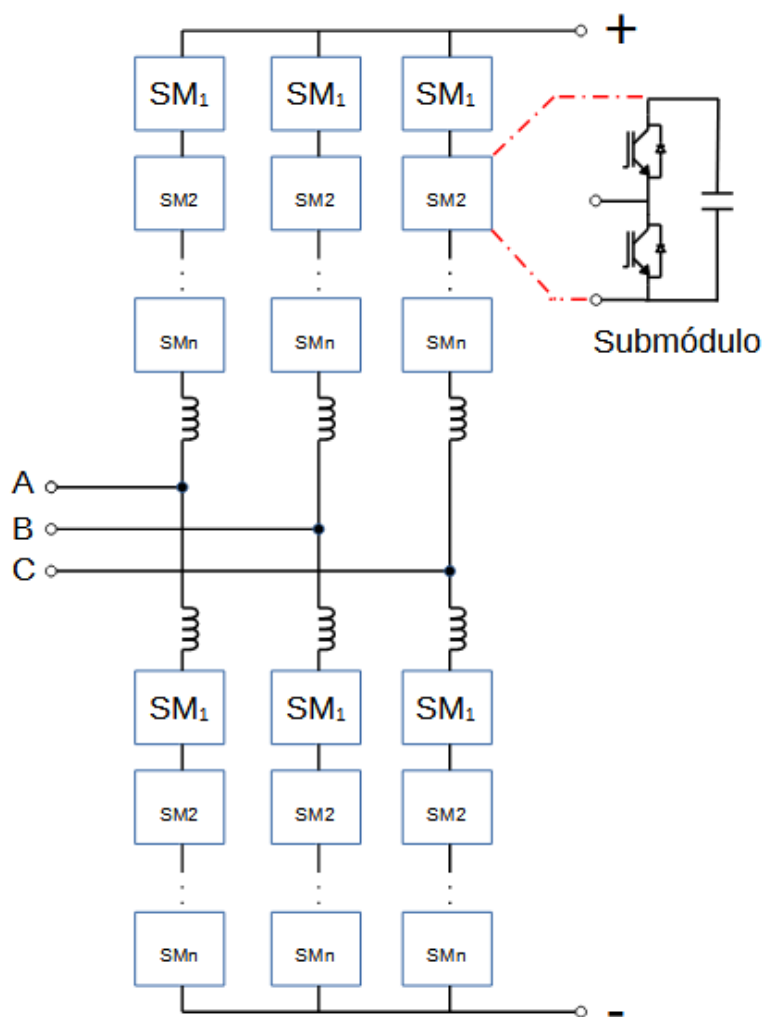
Uma topologia que vem sendo muito discutida atualmente para diversas aplicações como, por exemplo, geração de energia distribuída, é a topologia *Multi-level Modular Cascade Converter* (MMCC) ou, em português, conversor multinível modular. Como se trata de uma topologia que pode trabalhar em altas potências, a utilização do MMCC para estações de recarga ultrarrápida deve ser considerada, como mostra o estudo de [Tsirinomeny e Rufer \(2015\)](#).

Os conversores MMCC abrem a possibilidade da conexão *transformerless*, reduzindo os custos com a aquisição e instalação de transformadores de média tensão entre o conversor e a rede elétrica, conforme as topologias mostradas no trabalho de [Akagi \(2011\)](#). Com o uso de um número substancial de células, vários níveis podem ser obtidos na tensão do lado da rede, podendo eliminar a necessidade de um filtro de segunda ordem. Contudo, o uso de grande quantidade de componentes traz desafios adicionais de controle e confiabilidade.

Nesse contexto, o conversor TUPF, que será mais detalhado na seção 2.3, traz como vantagens a utilização de transformadores e topologias de conversores

simples e convencionais já consolidados na indústria, o que reduz o custo e a aumenta a confiabilidade da solução. O uso de transformadores garante também o isolamento galvânico entre a entrada e a saída do conversor. Além disso, com um controle e modulações adequados, pode-se obter com o TUPF uma forma de onda praticamente senoidal na rede elétrica sem uso de filtros com elementos capacitivos e com baixas frequências de chaveamento, reduzindo as perdas. A figura 5 mostra um esquema de um conversor MMC na qual cada submódulo corresponde a um nível da tensão sintetizada pelo conversor.

Figura 5 – Modular Multilevel Cascade Converter



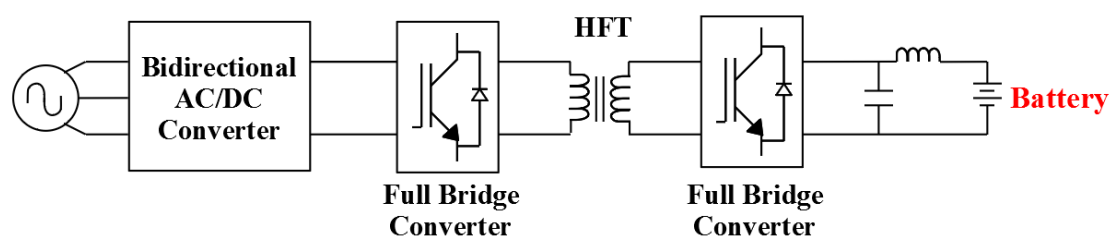
Fonte: Produzida pelo autor.

2.2.2.3 Carregadores isolados

Normas internacionais definem algumas características para carregadores veiculares. Uma dessas normas é a IEC 61851 ([International Electrotechnical Commission - IEC, 2020](#)), utilizada na íntegra no Brasil pela ABNT, por meio da norma ABNT NBR IEC 61851-22:2013. Um dos requisitos para essa norma é que, para carregadores das classes 2 e 3, haja um isolamento galvânico entre a fonte de energia (no caso, a rede elétrica) e o armazenador de energia.

Uma das formas de atender tal requisito é por meio dos carregadores isolados. Nesse contexto, topologias como o conversor DAB (*Dual Active Bridge*) é uma alternativa para carregadores isolados, cujo esquema pode ser visto na figura 6. A topologia possui um HFT (*High Frequency Transformer*) que realiza o isolamento galvânico entre a rede elétrica e o sistema de armazenamento, como as baterias.

Figura 6 – Carregador bidirecional *dual active bridge* isolado.



Fonte: Produzida pelo autor.

2.2.2.4 Carregadores ultrarrápidos

Os carregadores ultrarrápidos de veículos são utilizados em situações que necessitam de recarga em pouquíssimo tempo, chegando a, no máximo, 1 minuto. Esse tipo de aplicação é chamada de *Regular Ultra-Fast Charging* (R-UFC), também chamada de recarga por oportunidade, devido ao fato de que é realizada uma recarga em pontos específicos do trajeto e em distâncias curtas. O transporte público possui as características necessárias para a aplicação da R-UFC, já que os ônibus, por exemplo, possuem paradas específicas ao longo de seu trajeto.

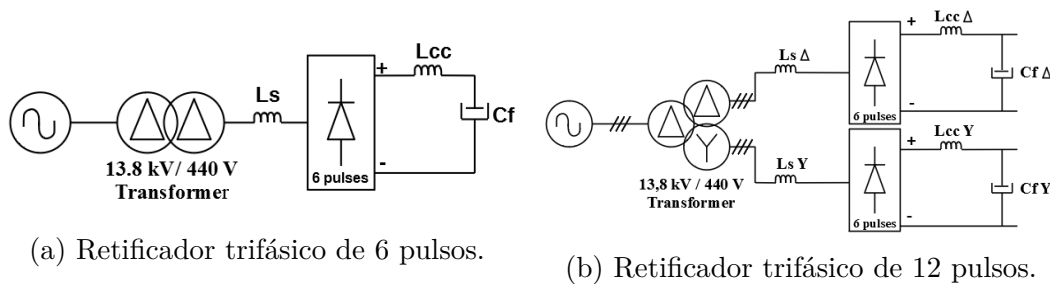
A primeira aplicação de R-UFC foi realizada na década de 1950 com o ônibus elétrico equipado com um *flywheel*, chamado Gyrobus (Decker, 1980). Outro estudo foi realizado em Lemon et al. (1999), no qual os autores apresentaram o R-UFC em ônibus com carregadores de 300 kW e baterias de Ni-Cd e, posteriormente, baterias de chumbo-ácido VRLA. No estudo de Steiner, Klohr e Pagiela (2007), foi utilizado um banco de ultracapacitores em um LRV (veículo ferroviário leve) na cidade alemã de Manheim. Obteve-se uma economia de energia de 30% e a

possibilidade de operar o LRV livre da catenária por algumas centenas de metros, especialmente no centro da cidade.

Na China, há empreendimentos de ônibus com supercapacitores para recargas ultrarrápidas (MIT Technology Review, 2009). Os ônibus alcançam de 5 a 8 km a cada recarga, que é realizada em poucos minutos. Empreendimentos atuais têm sido realizados por diversas empresas, como os ônibus TOSA na Suíça (ABB, 2018). Com 10 ônibus em operação desde 2018 na cidade de Geneva que conseguem transportar 133 passageiros cada, as recargas são realizadas em 13 pontos de 600 kW, 600 VDC em 20 segundos, além de possuir 3 paradas terminais de 400 kW, 600 VDC em 4-5 minutos e 4 garagens para recarga em 30 minutos a 45 kW e 500 V em corrente contínua.

Esse tipo de aplicação necessita de uma rede trifásica para reduzir os níveis de corrente. No Brasil, tipicamente, o sistema de distribuição é de 13,8 kV. A figura 7a exemplifica a aplicação com a utilização de um transformador e ponte de diodos. Essa solução apresenta baixa qualidade de energia e necessita de um filtro c.c. volumoso (Justino; Parreiras; Cardoso Filho, 2016). Outra solução é o retificador trifásico a diodos de 12 pulsos (figura 7b). Apesar de ser recomendada para aplicações com potências superiores a 300 kW e possuir baixo custo, ela não atende às especificações harmônicas citadas na subseção 2.1.2 sem um filtro c.a. e, bem como a solução de 6 pulsos, necessita de um filtro c.c. volumoso.

Figura 7 – Retificadores trifásicos com ponte de diodos isolados.

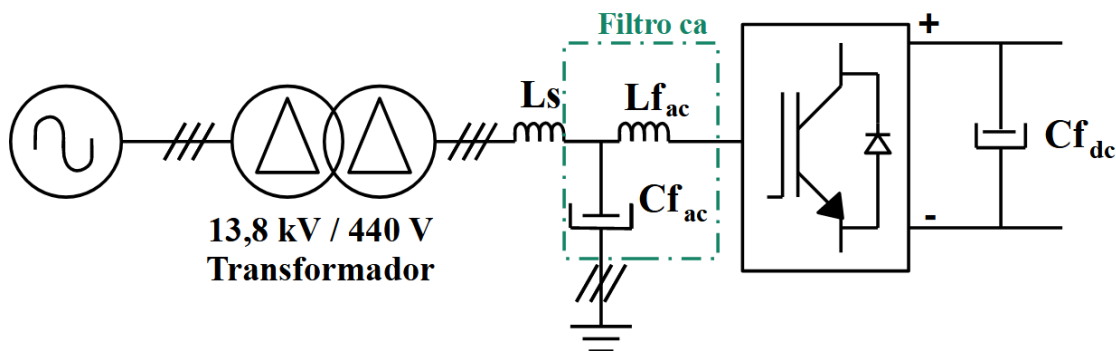


Fonte: Produzida pelo autor.

Os retificadores ativos também são uma opção para tais aplicações, conforme

mostra um esquema na figura 8.

Figura 8 – Retificador ativo para aplicações de carregadores.



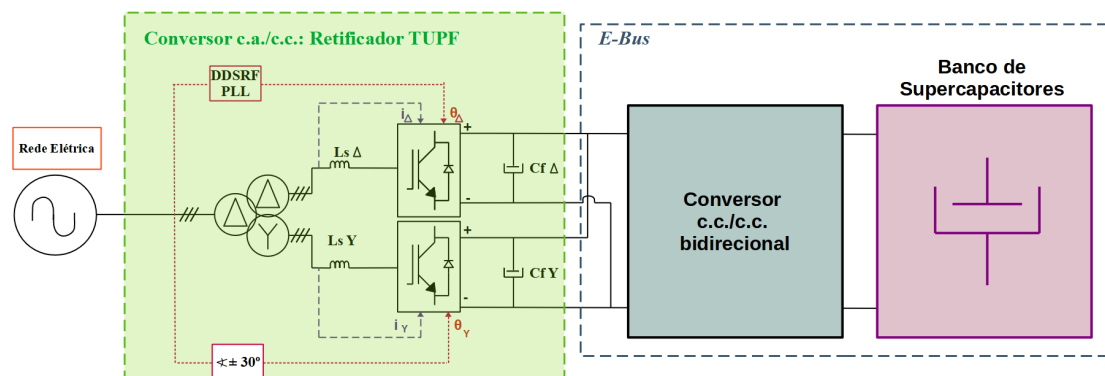
Fonte: Produzida pelo autor.

Entretanto, há diversas limitações para aplicações em alta potência, como as elevadas perdas de comutação, filtros c.a. volumosos e problemas de EMI, todos relacionados à alta frequência de chaveamento do conversor. Os filtros senoidais para conexão à rede, como os filtros LCL, são propensos à ressonâncias e, portanto, tornam-se um problema nessas aplicações, principalmente em altas potências. A redução da frequência de chaveamento causaria um aumento no custo e no volume dos filtros c.a., não sendo uma opção viável técnica e economicamente. Uma outra solução para os filtros seria a utilização de filtros senoidais ativos, mas, além de elevar ainda mais os custos da aplicação, traria problemas complexos de controle (Justino; Parreiras; Cardoso Filho, 2016).

A proposta realizada em Justino, Parreiras e Cardoso Filho (2016) é utilizar o retificador *True Unit Power Factor* (TUPF) mostrado com mais detalhes na seção 2.3 para aplicações de alta potência como as estações de recarga ultrarrápida. O TUPF opera com baixa frequência de chaveamento e não necessita de filtros senoidais com elementos capacitivos conectados à rede elétrica. Tais vantagens reduzem as perdas de chaveamento, problemas de EMI e eliminam os problemas de ressonância já que não há filtros capacitivos conectados à rede. Outra vantagem do retificador TUPF está no seu funcionamento com a modulação SHE-PWM (subseção 2.3.1), eliminando todos os harmônicos até a 50^a ordem quando combinado

com o transformador de três enrolamentos. Dessa forma, atende-se às normas internacionais que regulam o conteúdo harmônico que pode ser injetado na rede elétrica. Na figura 9 é possível ver um esquema de uma estação R-UFC para recarga de e-buses com ultracapacitores utilizando o retificador TUPF.

Figura 9 – Retificador TUPF para aplicações de carregadores em estações R-UFC.

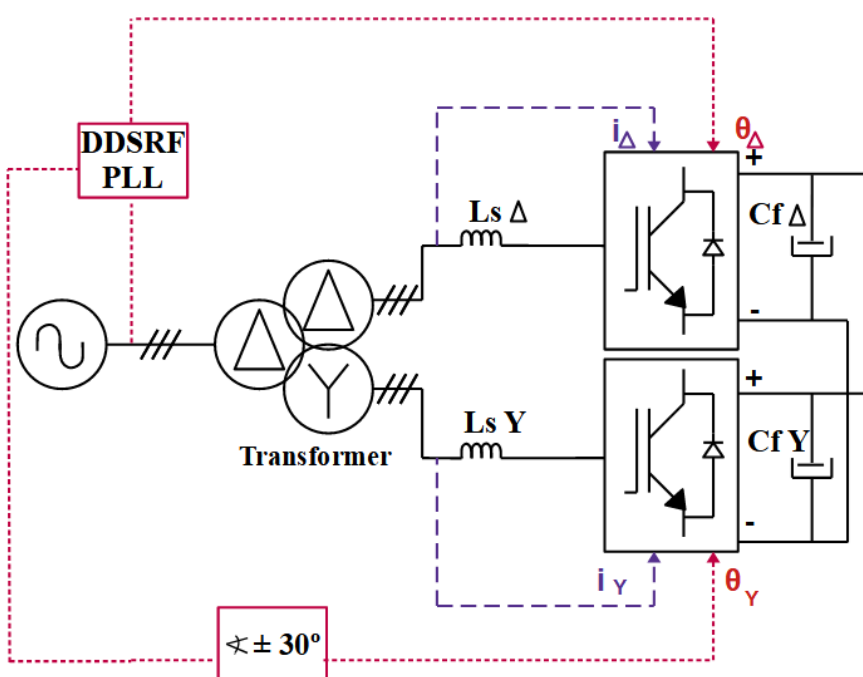


Fonte: Produzida pelo autor.

2.3 Retificador TUPF - *True Unit Power Factor*

O retificador *True Unit Power Factor* (TUPF), apresentado em Parreiras (2015) e aprimorado em Parreiras (2020), tem por objetivo eliminar todos os harmônicos ímpares até a 50^a ordem, a fim de atender às diversas normas e recomendações internacionais, apresentadas na subseção 2.1.2. Para tal, o TUPF é composto por um transformador de três enrolamentos nos quais exista uma defasagem angular de 30° entre um dos secundários e o primário; reatores de entrada para os conversores, de forma a reduzir a amplitude dos harmônicos da corrente de entrada; e conversores de dois ou três níveis que utilizam a modulação SHE-PWM de 9 pulsos num ambiente de controle dinâmico de corrente (Parreiras, 2015). A figura 10 mostra um esquema do TUPF com conexão na saída em paralelo.

Figura 10 – Esquema do retificador TUPF com conexão da saída em paralelo.



Fonte: Produzida pelo autor.

Dessa forma, os harmônicos que não são cancelados pela conexão com o transformador de três enrolamentos (ou seja, harmônicos de ordem $12k \pm 1$, totalizando 8 harmônicos até o quinquagésimo harmônico) são eliminados pela

modulação SHE-PWM. A tabela 7 exemplifica os harmônicos que são eliminados por cada componente do TUPF.

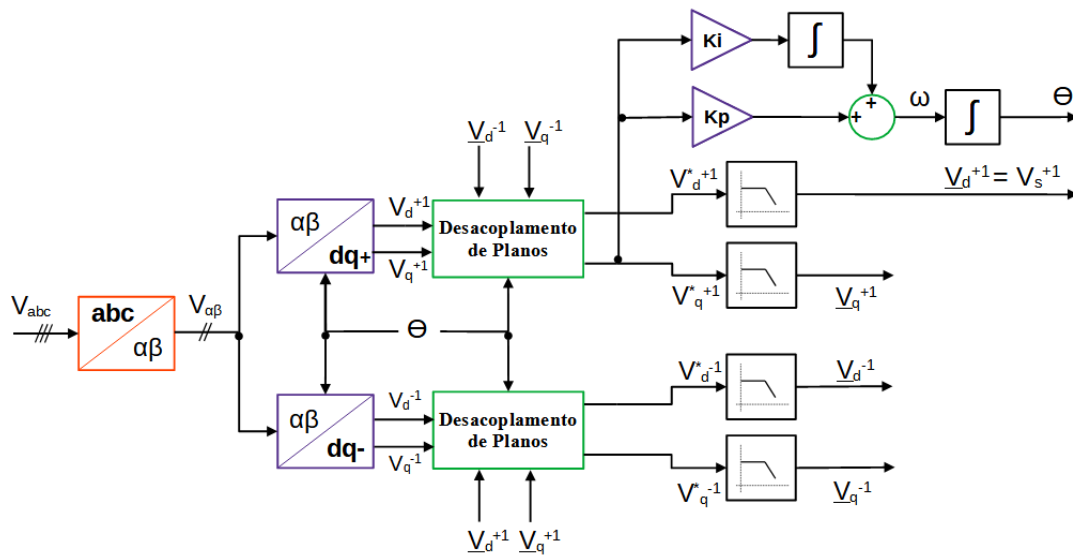
Tabela 7 – Harmônicos eliminados por cada componente do TUPF.

Componente do TUPF	Harmônicos Eliminados
Transformador de três enrolamentos	5, 7, 17, 19, 29, 31, 41, 43
Conversores com SHE-PWM	11, 13, 23, 25, 35, 37, 47, 49

Fonte: (Parreiras, 2015)

Para o sincronismo com a rede elétrica, o TUPF utiliza o *Decoupled Double-Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop* (DDSRF-PLL) proposto no trabalho de Cortés (2005) e com seu esquema mostrado na figura 11. Com esse sistema de PLL, é possível realizar o sincronismo com o ângulo fundamental de sequência positiva mesmo em condições de desequilíbrio entre as fases e distorção das tensões da rede por meio dos blocos de desacoplamento de planos entre as componentes de sequência positiva e sequência negativa (Parreiras, 2020).

Figura 11 – Esquema do DDSRF-PLL.



Fonte: Produzida pelo autor.

2.3.1 Modulação por eliminação seletiva de harmônicos (SHE-PWM)

Uma modulação muito importante no conceito de harmônicos é a SHE-PWM (*Selective Harmonic Elimination Pulse Width Modulation*). Inicialmente, a modulação SHE-PWM foi proposta em Patel e Hoft (1973) para conversores controlados por tensão baseados em tiristores. Tal técnica consiste em manipular o ângulo de disparo dos tiristores ao longo do ciclo de operação, de forma que se consiga eliminar um número de harmônicos igual a $M-1$, sendo M o número de disparos realizados com os tiristores. Tal técnica limitava o controle da tensão c.a. fundamental na saída do conversor e, dessa forma, os mesmos autores realizaram a parte II de seu estudo (Patel; Hoft, 1974), na qual também é possível controlar a amplitude da tensão c.a. fundamental na saída do conversor.

Para determinado ponto de operação da tensão de saída do conversor e a definição dos harmônicos a serem eliminados, é possível determinar previamente os ângulos de disparo. Entretanto, o espaço de armazenamento desses ângulos por parte dos microcontroladores responsáveis pelo controle do conversor pode ser elevado (Parreiras, 2015).

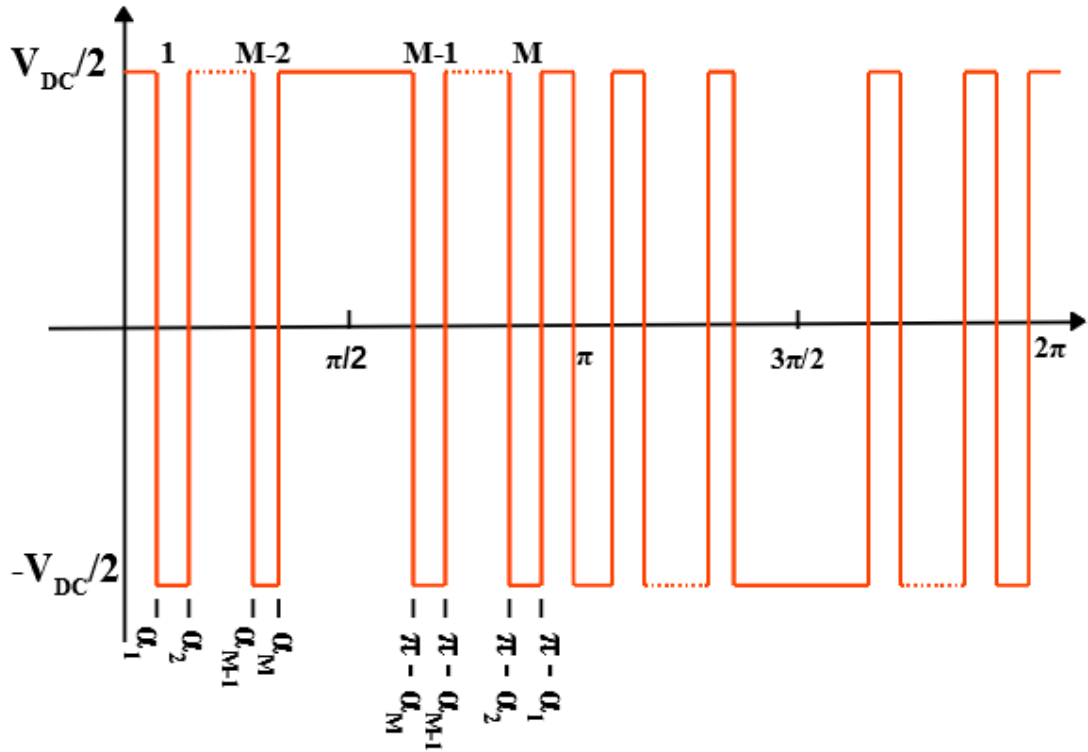
2.3.1.1 Cálculo dos ângulos de disparo

O cálculo dos ângulos de disparo depende do número de níveis do conversor, do número de harmônicos a serem eliminados e do índice de modulação da onda. A figura 12 mostra uma forma de onda genérica de um conversor 2 níveis com padrão de cortes idênticos, porém de polaridade invertida, onde M é o número de cortes na forma de onda.

Os coeficientes da Série de Fourier da onda podem ser vistos em 2.6. Os ângulos de transição de estado do conversor são expressos por $0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_M < \pi/2$ e n_i com $i=1$ como o índice da fundamental e $2 \leq i \leq M$ como os índices dos harmônicos a serem eliminados na modulação.

$$\begin{aligned}
 a_n &= \frac{4}{n_i \cdot \pi} \cdot \left[1 + 2 \cdot \sum_{k=1}^M (-1)^k \cdot \cos(n_i \cdot a_k) \right] & \forall & n_i \text{ ímpar} \\
 a_n &= 0 & \forall & n_i \text{ par} \\
 b_n &= 0 & \forall & n_i
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

Figura 12 – Onda genérica da modulação SHE-PWM para conversor a 2 níveis.



Fonte: Produzida pelo autor.

Dessa forma, deve-se encontrar o valor dos ângulos de transição de estado a partir do conjunto de equações, mostrados em 2.7, relacionadas ao índice de modulação M_i . O objetivo é zerar os coeficientes de Fourier referentes aos harmônicos selecionados para a aplicação.

$$\vec{f} = \begin{bmatrix} 1 - 2\cos(\alpha_1) + 2\cos(\alpha_2) + \dots + 2(-1)^M \cdot 2\cos(\alpha_M) \\ 1 - 2\cos(n_2 \cdot \alpha_1) + 2\cos(n_2 \cdot \alpha_2) + \dots + 2(-1)^M \cdot \cos(n_2 \cdot \alpha_M) \\ \vdots \\ 1 - 2\cos(n_i \cdot \alpha_1) + 2\cos(n_i \cdot \alpha_2) + \dots + 2(-1)^M \cdot \cos(n_i \cdot \alpha_M) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_i \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Sendo $M_i = V_{1m}/V_{1m6step}$ com V_{1m} sendo o valor de pico da tensão da fundamental e $V_{1m6step}$ a amplitude máxima de tensão fundamental que o *hardware* do conversor pode fornecer a partir do seu barramento c.c. (correspondente a forma de onda quadrada de seis pulsos), como mostra a equação 2.8.

$$V_{1m6step} = 2 \cdot \frac{V_{cc}}{\pi} \quad (2.8)$$

A solução para tais equações não são triviais, pois elas são não-lineares e transcendentais e, para resolvê-las, é necessário um método numérico para encontrar uma solução. O método utilizado em Parreiras (2015) baseado em Patel e Hoft (1973) é o método de iterações lineares de Newton.

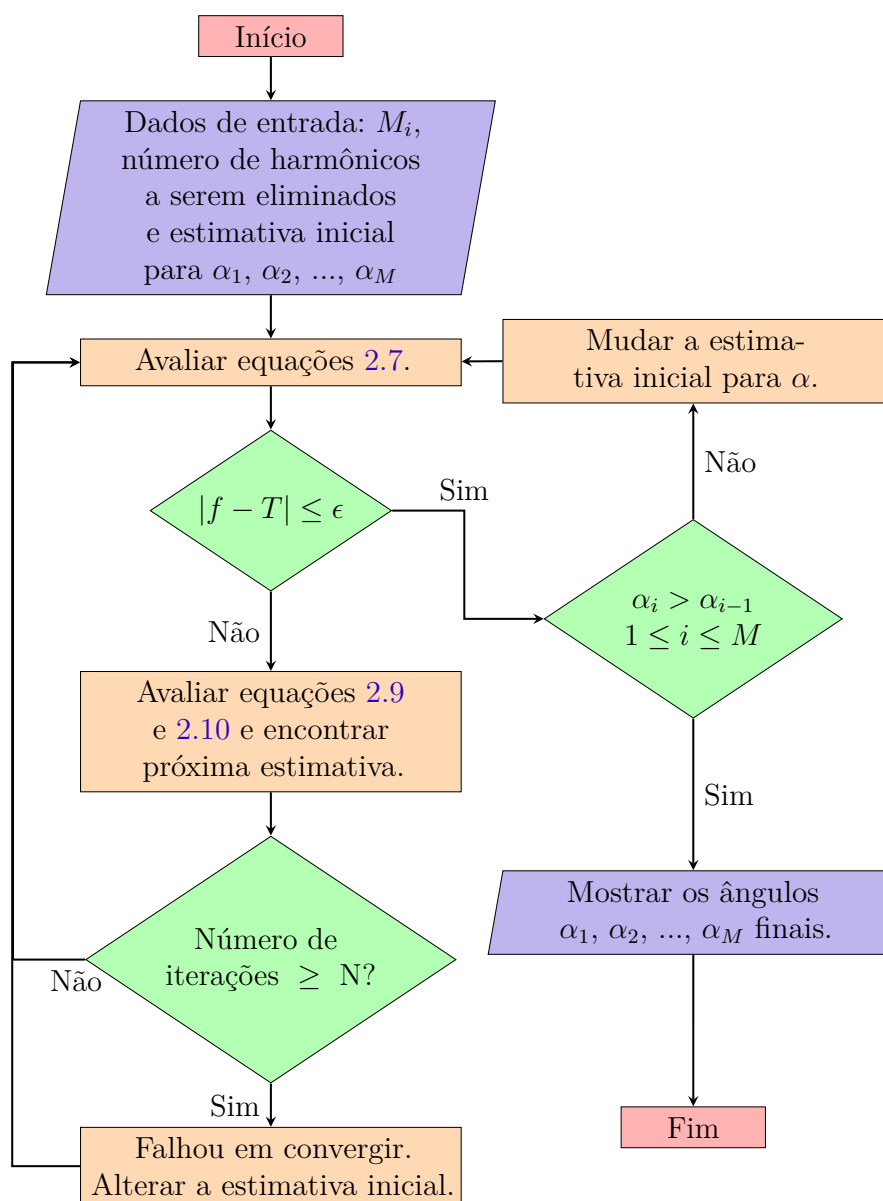
Neste método, é realizada uma linearização em torno da tentativa inicial dos ângulos para tentar atender aos critérios da margem de erro ϵ , como pode ser visto nas equações mostradas em 2.9 e 2.10. Caso a linearização não seja suficiente para encontrar a solução dentro do limite de iterações, o palpite inicial é modificado e o processo é novamente realizado. A figura 13 expressa o fluxograma para o método de iterações lineares de Newton.

$$\left[\frac{\partial \vec{f}}{\partial \vec{\alpha}} \right] = \begin{bmatrix} 2n_1 \cdot \text{sen}(n_1 \cdot \alpha_1) - 2n_1 \cdot \text{sen}(n_1 \cdot \alpha_2) \cdots \pm 2n_1 \cdot \text{sen}(n_1 \cdot \alpha_M) \\ 2n_2 \cdot \text{sen}(n_2 \cdot \alpha_1) - 2n_2 \cdot \text{sen}(n_2 \cdot \alpha_2) \cdots \pm 2n_2 \cdot \text{sen}(n_2 \cdot \alpha_M) \\ \vdots \\ 2n_i \cdot \text{sen}(n_i \cdot \alpha_1) - 2n_i \cdot \text{sen}(n_i \cdot \alpha_2) \cdots \pm 2n_i \cdot \text{sen}(n_i \cdot \alpha_M) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\vec{f}^0 + \left[\frac{\partial \vec{f}}{\partial \vec{\alpha}} \right]^0 \cdot d\vec{\alpha} = 0 \quad (2.10)$$

$$\vec{\alpha}^1 = \vec{\alpha}^0 + d\vec{\alpha}$$

Figura 13 – Fluxograma do método de iterações lineares de Newton para obtenção dos ângulos de transição de estado.

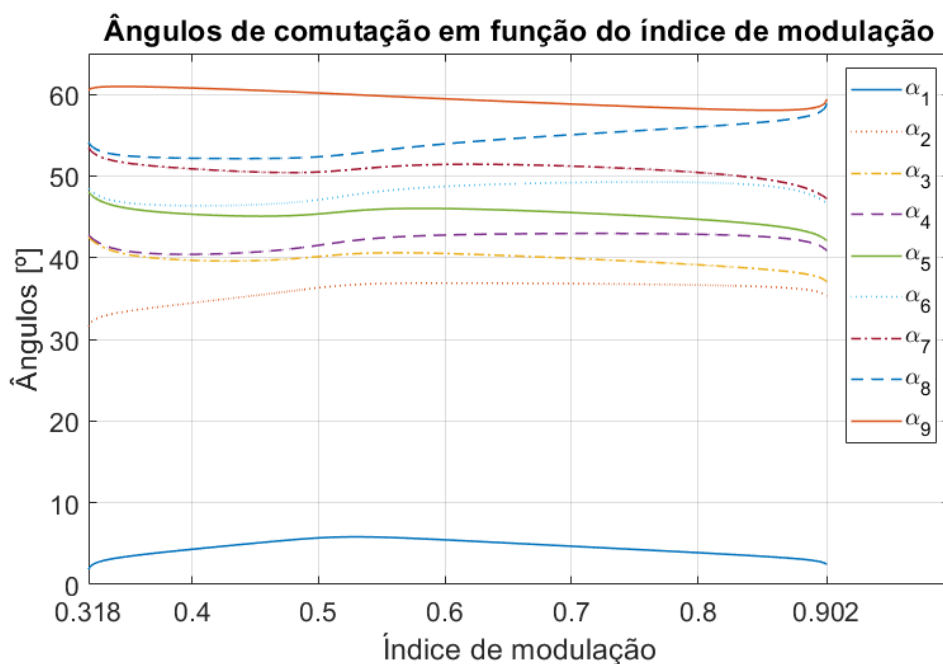


Fonte: Produzida pelo autor.

Tal algoritmo é realizado para apenas um índice de modulação, sendo necessárias várias repetições para varrer um grande espectro de índices. Não existe uma única solução para o cálculo dos ângulos de transição de estados. A solução

aqui apresentada na figura 14, para o total de 9 ângulos calculados, foi apresentada em Parreiras (2015) e é de maior interesse para a aplicação no TUPF.

Figura 14 – Ângulos de transição de estado calculados para $M = 9$ para conversor TUPF a 2 níveis.



Uma das contribuições do trabalho aqui apresentado é a implementação de um novo conjunto de ângulos para o controle do TUPF em *hardware-in-the-loop*. O novo conjunto de ângulos, retirado do trabalho de Parreiras (2020), pode ser visto na figura 15.

O novo conjunto de ângulos possui uma faixa maior de índices de modulação que vão de 0,001 até o valor de índice de modulação de 0,978, que supera em quase 8% o máximo índice de modulação do SVPWM. A maior faixa de índices de modulação e da nova curva trazem algumas vantagens para a aplicação do carregador ultrarrápido como:

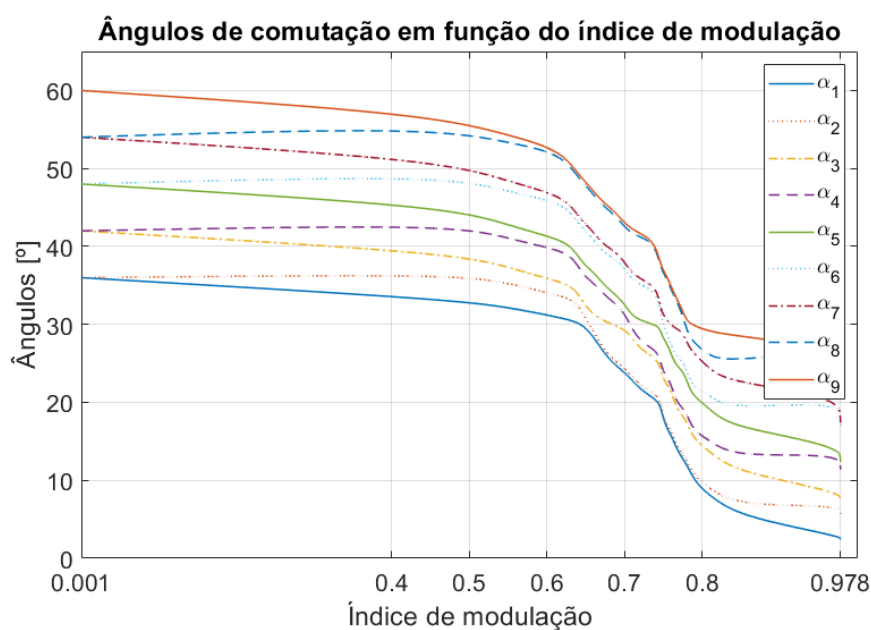
- Possibilidade de operação em condições de afundamento de tensão sem a

necessidade de mudança de estratégia de modulação;

- Menor amplitude dos harmônicos não eliminados em índices de modulação mais próximos do máximo.

Entretanto, uma das suas desvantagens é a maior não-linearidade entre os índices de modulação de 0,6 a 0,8. Isso implica numa maior dificuldade de implementação computacional (Parreiras, 2020).

Figura 15 – Novo conjunto de ângulos da modulação SHE-PWM.



Fonte: Produzida pelo autor.

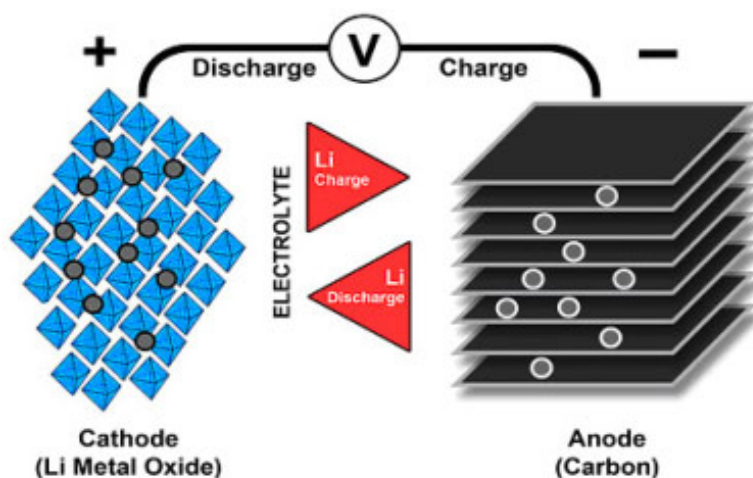
2.4 Sistemas de armazenamento de energia elétrica

Nesta seção, será realizada uma revisão sobre dois armazenadores de energia: baterias e supercapacitores. No contexto de carregadores ultrarrápidos, esses dois dispositivos tem suma importância.

2.4.1 Baterias recarregáveis de lítio

As baterias de lítio são hoje as mais utilizadas em todo o mundo. Desde *smartphones* até veículos elétricos, as baterias de lítio ganharam bastante campo. Em 2019, os cientistas John Goodenough, Stanley Whittingham e Akira Yoshino ganharam o prêmio Nobel em Química pelo desenvolvimento das baterias de íons de lítio, devido a sua importância na propagação dos dispositivos sem fio ([Revista Exame, 2019](#)). A figura 16 mostra um esquema do fluxo de íons nas baterias de Li-ion.

Figura 16 – Esquema dos eletrodos da bateria de íons de lítio.



Fonte: ([Battery University, 2019b](#))

As baterias de íons de lítio (Li-ion) possuem alta densidade de energia quando comparadas às baterias de NiCd e NiMH e, conseqüentemente, menor peso e volume. Possuem ciclo de vida elevado, alta capacidade, baixa resistência interna, necessidade algoritmo simples de carga, menos que a metade da auto-descarga das

baterias de NiCd e NiMH e são livres de manutenção. Tantas vantagens fizeram com que as baterias de íons de lítio sejam quase que exclusivas no desenvolvimento de *smartphones* e em veículos elétricos recentes. O grande problema da bateria de Li-ion está associada à sua segurança: é necessário que haja um circuito de proteção para evitar o estresse que causa a "corrida térmica", fazendo com que a bateria es quente exponencialmente causando, inclusive, a sua possível explosão ([Battery University, 2019b](#)).

O eletrodo positivo da bateria de Li-ion é composto por óxido de lítio e o eletrodo negativo é composto por carbono poroso. As placas são imersas num eletrólito no qual os íons de lítio fluem na carga ou na descarga. A tabela 8 compara os diferentes materiais envolvidos na fabricação dos eletrodos positivos de baterias de íons de lítio.

Tabela 8 – Comparação entre diferentes tecnologias de eletrodos positivos para baterias de íons de lítio.

Materiais	Tensão (V)	Densidade de Energia (Wh/kg)	Máxima Carga ¹	Máxima Descarga ¹	Tempo de vida (ciclos)	Corrida Térmica (°C)
LCO	3,6	150 a 200	0,7 a 1C	1C	500 a 1000	150
LMO	3,7	100 a 150	3C	10C	300 a 700	250
NMC	3,7	150 a 220	1C	2C	1000 a 2000	210
LFP	3,3	90 a 120	1C	25C	2000 ou mais	270
NCA	3,6	200 a 260	0,7C	1C	500	150
LTO	2,4	50 a 80	5C	10C	3000 a 7000	N/A

Fonte: ([Battery University, 2019b](#))

Há diversas variações para os eletrodos das baterias de íons de lítio. No eletrodo negativo, foi usado inicialmente pela Sony o coque, um subproduto do carvão. Descobriu-se que o grafite possui características de descarga superiores ao coque e, desde 1997, muitos fabricantes de baterias de íons de lítio vêm utilizando o material. Muitas pesquisas têm sido desenvolvidas com nanotubos de carbono e com grafeno para substituir o eletrodo negativo das baterias de íons de lítio.

¹ C está associado a capacidade da bateria. 1C significa que a bateria fornecerá toda a sua capacidade em 1h. E.g.: Se a capacidade é 10 Ah, então 1C equivale a uma corrente de descarga ou carga de 10 A.

As baterias LCO tem como material uma estrutura de óxido de cobalto e íons de lítio ($LiCoO_2$). Devido à sua alta densidade energética, é bastante utilizada em celulares, tablets, notebooks e câmeras. Sua participação no mercado está estável e é uma das baterias mais utilizadas atualmente. Devido à sua baixa temperatura para entrar em corrida térmica, a bateria LCO não é uma das mais seguras [Battery University](#) (2019b).

As baterias LMO possuem uma estrutura com óxido de manganês e íons de lítio ($LiMn_2O_4$). Uma das maiores aplicações das baterias LMO é na combinação com baterias NMC em veículos elétricos, como o Nissan Leaf, Chevy Volt e BMW i3. A parte LMO da bateria, cerca de 30%, fornece alta corrente na aceleração e a parte NMC fornece o longo alcance de condução. Também é bastante utilizada em equipamentos médicos e ferramentas de potência. Atualmente, não é muito relevante e possui potencial de crescimento limitado.

Uma das combinações mais utilizadas no eletrodo positivo das baterias de íons de lítio é a NMC. Composta por óxido de cobalto-manganês-níquel-lítio ($LiNiMnCoO_2$), a bateria NMC possui uma das maiores densidades energéticas e alta densidade de potência, sendo a favorita para compor instrumentos na indústria e para a tração elétrica, desde e-bikes até veículos elétricos. É a líder no mercado, dominando a indústria.

Apesar da sua baixa densidade energética, a bateria LFP, composta por fosfato de ferro-lítio ($LiFePO_4$) é uma das baterias mais seguras devido a sua alta temperatura para entrar em corrida térmica. É muito utilizada em aplicações que necessitam de altas correntes, devido à sua elevada descarga máxima, além de possuir alta ciclagem. Possui mercado especial e crescimento moderado e é utilizada principalmente para BESS - *Battery Energy Storage Systems*.

Uma das baterias preferidas para os *powertrains* da fabricante de veículos Tesla é a NCA. Possui a maior densidade energética entre todas da tabela 8 e possui baixo custo. É usada também pela Panasonic e tem um elevado potencial de crescimento no mercado.

Por fim, tem-se a bateria com menor densidade de energia entre as analisadas até o momento. A bateria LTO substitui o grafite no eletrodo negativo por titanato

de lítio (Li_2TiO_3 ou $Li_4Ti_5O_{12}$) com eletrodo positivo, geralmente, LCO ou NMC. Tal combinação resulta numa bateria que possui ciclo de vida superior a 3000 e é uma das baterias seguras de íons de lítio, devido ao fato de não entrar em corrida térmica. É a bateria mais cara, mas tem como aplicações UPS e veículos elétricos como o Honda Fit EV. É habilitada para carga ultra-rápida devido a sua maior capacidade de carga (em torno de 5C), porém seu elevado custo limita seu uso a aplicações especiais.

Novas tecnologias de baterias têm sido desenvolvidas. Baseada na bateria de zinco-ar, a bateria de lítio-ar tem gerado bastante expectativa devido a sua densidade energética teórica da ordem de 13 kWh/kg. Os desafios para a bateria de lítio-ar é na filtragem do ar utilizado e na curta vida da bateria que, devido a formação de peróxido de lítio, produz uma barreira que impede a troca de elétrons. Testes laboratoriais têm conseguido apenas cerca de 50 ciclos para as baterias de lítio-ar. Outra bateria com relativa densidade energética (em torno de 550 Wh/kg), mas com alta densidade de potência (2500 W/kg) é a bateria de lítio-enxofre (Li-S), mas que também sofre com a baixa ciclagem. Estudos com grafeno têm sido promissores no aumento da ciclagem da bateria de Li-S ([Battery University, 2020](#)).

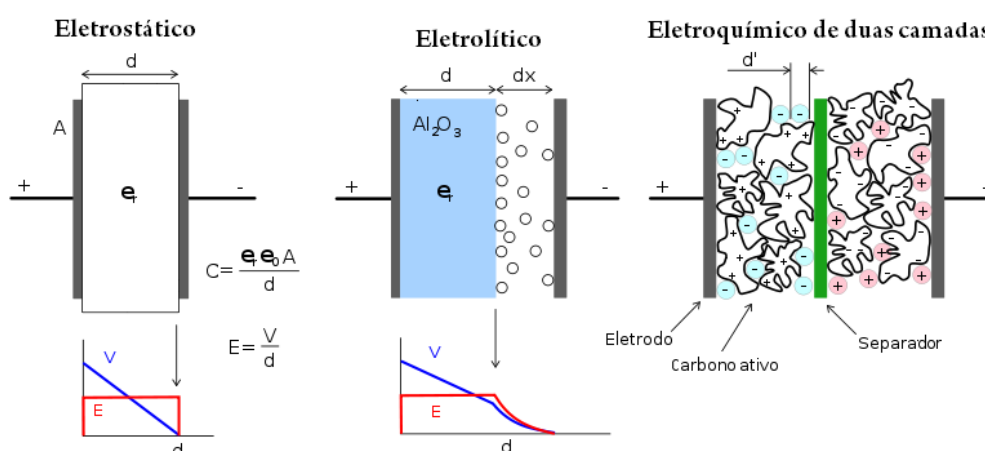
A bateria de lítio-metal também é bastante promissora devido à sua densidade de energia superior a 300 Wh/kg, tempo de recarga curto e ciclagem superior. Entretanto, a segurança dessa bateria é um problema, já que a deposição de dendritos na bateria pode causar curtos e, conseqüentemente, explosões. A bateria de lítio de estado sólido substitui o eletrodo negativo de grafite por lítio puro e o eletrólito por um separador poroso de polímero ou cerâmico. Dessa forma, atinge-se a segurança esperada das baterias de íons de lítio. Porém, os testes atuais mostram uma baixa ciclagem, na ordem de apenas 100 ciclos.

Duas baterias com baixo custo que vem sendo desenvolvidas são as baterias de sódio-íon (Na-ion) e fosfato de ferro-mangânês-lítio (LMFP). A LMFP possui alta ciclagem e é segura, sendo uma forte candidata para o futuro das baterias para tração elétrica.

2.4.2 Supercapacitores

Os supercapacitores são capacitores que armazenam uma quantidade de energia muito maior que os capacitores tradicionais quando comparados em volume. A figura 17 mostra um esquema que esboça a comparação entre as formas de construção dos capacitores eletrostáticos, eletrolíticos e os capacitores de dupla camada (supercapacitores).

Figura 17 – Esquema de comparação entre capacitores eletrostático, eletrolítico e supercapacitor.



Fonte: (Christopher - Maxwell Technologies, 2019)

O supercapacitor foi realizado pela primeira vez por engenheiros da General Electric em 1957, mas apenas em 1966, a Companhia de Óleo de Cleveland (SOHIO), descobriu o mecanismo de dupla camada que levava à elevada capacitância, mas se limitou a aplicações especiais. Apenas a partir da década de 1990, com a descoberta de novos materiais e métodos, que os supercapacitores puderam ter seu custo reduzido e ser tecnologicamente melhorados.

Os supercapacitores, diferente dos capacitores eletrostáticos e de alguns eletrolíticos, possuem baixas tensões de operação e sua densidade de energia varia de 1 a 30 Wh/kg, cerca de 10 a 50 vezes menor que as baterias de íon-lítio. Outra desvantagem está relacionada a sua curva de descarga que, diferente da curva de descarga da bateria na qual a tensão permanece praticamente constante durante

90% da sua descarga, a curva de tensão do capacitor cai linearmente com a carga, dificultando o aproveitamento da energia (Battery University, 2019c).

As grandes vantagens dos supercapacitores está no seu tempo de carga, na altíssima ciclagem e na sua elevada densidade de potência. A tabela 9 esboça uma comparação entre os supercapacitores e as baterias de íon-lítio tradicionais.

Tabela 9 – Comparação entre supercapacitores e baterias de íons de lítio.

Função	Supercapacitor	Bateria de Li-ion
Tempo de Carga	1 a 10 segundos	10 a 60 minutos
Ciclagem	10^6	500 ou mais
Tensão por célula (V)	2,3 a 2,75	3,6
Densidade de energia (Wh/kg)	5	120 a 240
Densidade de potência (W/kg)	10^4 ou mais	1000 a 3000
Custo por kWh (US\$)	10.000,00	250,00 a 1.000,00
Tempo de vida (industrial)	10 a 15 anos	5 a 10 anos
Temperatura de carga ($^{\circ}$ C)	-40 a 65	0 a 45
Temperatura de descarga ($^{\circ}$ C)	-40 a 65	-20 a 60

Fonte: (Battery University, 2019c)

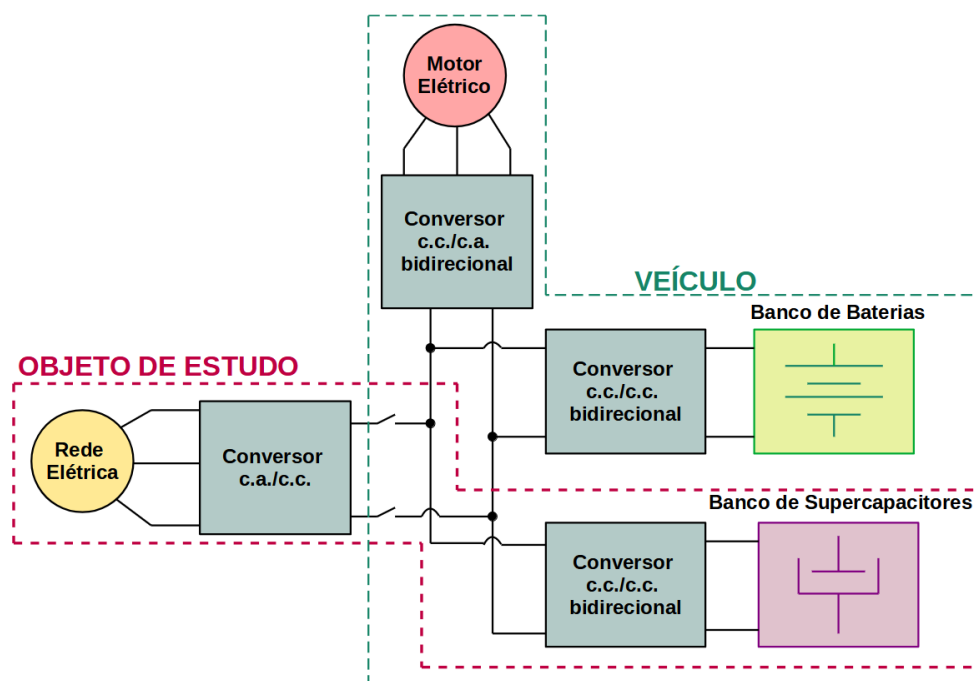
Os supercapacitores têm sua utilização voltada para aplicações em que é necessário o armazenamento de uma carga rápida e para fornecer uma descarga elevada num curto espaço de tempo. Juntamente com um armazenamento de 2,5 MW composta por volantes de inércia, uma solução de 2 MW foi instalada na Long Island Rail Road (LIRR) nos EUA para suprir a demanda de partida dos trens e, além disso, armazenar a energia gerada pelas frenagens regenerativas (Green Car Congress, 2014). O Japão também emprega um sistema de 4 MW de supercapacitores para suprir a demanda em períodos de pico (Robins et al., 2015).

Uma tecnologia emergente no campo dos supercapacitores é o ultracapacitor híbrido, que utiliza conceitos das baterias de íons de lítio para dobrar a densidade de energia dos supercapacitores (Patel, 2010)(Burke; Miller, 2010). Outros estudos que vêm sendo desenvolvidos, bem como para as baterias, é a utilização de grafeno na composição dos capacitores (Liu et al., 2010).

2.4.3 Sistemas híbridos - Baterias e supercapacitores

De forma a unir as vantagens da alta densidade de energia das baterias, a alta densidade de potência dos supercapacitores e a recarga ultrarrápida, é comum a criação de sistemas híbridos entre os dois componentes. A figura 18 mostra a configuração mais comum para um sistema híbrido composto por baterias e supercapacitores com destaque para o objeto de estudo deste trabalho. Os supercapacitores são requeridos quando é necessária uma grande demanda de potência instantânea para tração ou para absorver a energia de frenagens regenerativas e/ou de recargas ultrarrápidas (Chen et al., 2021).

Figura 18 – Esquema de um sistema híbrido de baterias e supercapacitores para aplicação veicular.



Fonte: Produzida pelo autor.

Uma dessas aplicações é proposta em Peng, Shuhai e Changjun (2017), na qual os autores realizam a simulação no ADVISOR (*software* para simulação de desempenho de veículos) de um sistema híbrido entre baterias e supercapacitores

para um veículo elétrico e concluem que há uma melhora significativa em termos de aceleração e velocidade máxima quando utilizada a energia do supercapacitor para suprir a demanda maior de corrente. O supercapacitor também era responsável pelo armazenamento da energia gerada pela frenagem regenerativa.

Em [Soltani et al. \(2018\)](#) também é proposto um sistema híbrido com baterias de íons de lítio e supercapacitores para aplicação na tração de um ônibus elétrico. Os autores concluíram, por meio de simulações, que o sistema melhora a vida útil em 16% e reduz o tamanho em 30%, quando comparado ao sistema de armazenamento apenas com baterias de íons de lítio. No trabalho de [Infante et al. \(2012\)](#), o sistema híbrido entre supercapacitores e baterias de chumbo-ácido é simulado num HEV baseado no ciclo de condução do Metro Manila Jeepney, uma espécie de ônibus popular nas Filipinas. Com o novo sistema, atingiu-se economia de combustível de 30,2%.

O que há de comum nesses estudos é a utilização dos supercapacitores para lidar com os picos de corrente na carga e na descarga das baterias. Dessa forma, o estresse causado nas baterias é reduzido e, além disso, o manejo da energia pode ser melhor realizado. A ideia neste trabalho é que o supercapacitor absorva tais picos de corrente na recarga ultrarrápida e, dessa forma, otimizar a utilização da energia por parte das baterias com as recargas por oportunidade ao longo do trajeto do ônibus elétrico.

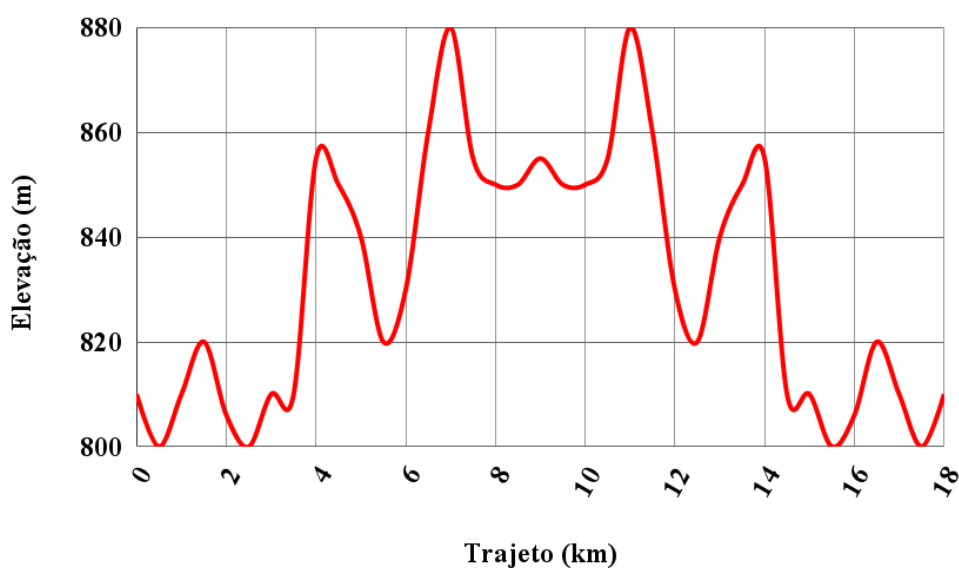
2.5 Consumo de energia e potência de *e-buses* baseados em sistemas híbridos

Ainda na perspectiva de R-UFC, o trabalho de [Justino et al. \(2014\)](#) aborda a aplicação de e-bus com veículos do MOVE, sistema de *Bus Rapid Transit* (BRT) da cidade de Belo Horizonte no Brasil. A rota estudada liga a estação de ônibus na região da Pampulha ao centro da cidade no Corredor Antônio Carlos, totalizando cerca de 9 km com paradas de 10 a 30 segundos nas estações intermediárias com média de 500 m entre cada estação.

O perfil de elevação da cidade implica em desafios adicionais na utilização de

e-bus e R-UFC. A figura 19, baseada no trabalho de Justino et al. (2014), mostra o perfil de elevação de todo o trajeto de ida e volta de um ônibus no corredor Antônio Carlos. Percebe-se um perfil de elevação extremamente variado com elevações entre pontos de até 60 m.

Figura 19 – Perfil de elevação do Corredor Antônio Carlos do Sistema MOVE de Belo Horizonte.



Fonte: Produzida pelo autor.

A tabela 10 mostra as especificações do ônibus utilizado na simulação do trabalho de Justino et al. (2014) para traçar o perfil de energia necessário para a operação diária do *e-bus*.

Tabela 10 – Parâmetros de simulação do ônibus elétrico utilizados no trabalho de (Justino et al., 2014).

Peso do chassi	18000 kg	Densidade do ar	1,225 kg/m ³
Velocidade máxima	60 km/h	Coefficiente de atrito de rolamento	0,012
Área frontal	9,1 m ²	Razão da transmissão diferencial	1:7,77
Coefficiente de arrasto aerodinâmico	0,65	Comprimento	12 m
Motor elétrico	Motor de indução, 6 polos, 3 Φ , 400 V, 165 kW (330 kW)		

A tabela 11 mostra o consumo de energia total do ônibus durante o trajeto, o valor médio por km e o consumo máximo entre paradas para o *e-bus* no Corredor Antônio Carlos do MOVE retirados do trabalho de [Justino et al. \(2014\)](#).

Tabela 11 – Consumo de energia do ônibus elétrico no Corredor Antônio Carlos do MOVE.

Consumo de energia total	32,94 kWh
Média do consumo de energia	1,88 kWh/km
Consumo de energia máxima entre paradas	2,66 kWh

Fonte: Produzida pelo autor.

Segundo o trabalho de [Justino et al. \(2014\)](#), considerando uma velocidade de operação de 25 km/h, consumo médio de 1,88 kWh/km e uma operação diária de 18h, seriam necessários cerca de 850 kWh/dia para que o ônibus não precisasse de recargas durante o dia. Tal consumo seria impraticável com as tecnologias atuais, chegando a bancos de bateriais com cerca de 8,45 toneladas, cerca de 47% do peso do chassi do veículo.

Limitando o peso máximo do banco de baterias a 2 toneladas (ou seja, 11% do peso do veículo), a capacidade do banco de baterias de lítio tradicionais seria reduzida para 250 kWh e, conseqüentemente, mais recargas diárias seriam necessárias ([Justino et al., 2014](#)). Numa operação diária da frota, o constante transporte dos ônibus para as estações de recarga e sua retirada da frota durante o período de recarga torna a operação complexa e com um elevado custo. Além disso, haveria redução do tempo de vida das baterias. Estimam-se que seriam necessárias quatro recargas totais por dia, totalizando 1460 cargas ao ano, valor equivalente ao total de ciclos máximo da vida de baterias de íons de lítio (1000 a 2000 ciclos). A troca anual do banco de baterias em cada ônibus da frota traria custos muito elevados, tornando a operação financeiramente impraticável.

Entretanto, quando utilizado o conceito de R-UFC e o armazenamento de energia modificado para supercapacitores, poderia-se obter um banco de armazenadores de aproximadamente 1 tonelada e 2,7 kWh de capacidade de energia, além de realizar recargas ultrarrápidas ao longo do percurso, tendo como maior tempo de recarga cerca de 45 segundos.

Por fim, como última proposta para os armazenadores no trabalho de [Justino et al. \(2014\)](#), um sistema híbrido de supercapacitores e baterias é proposto. Mantendo a potência de recarga em 350 kW, observa-se que aumentar a razão P_{bat}/P_{cap} reduz o peso total da aplicação, mas operar as baterias no UFC não é benéfico devido à sua baixa ciclagem e redução de sua vida útil. Portanto, limitou-se a potência do banco de baterias em 195 kW e a potência do banco de supercapacitores em 350 kW. Dessa forma, com a razão de $P_{bat}/P_{cap} = 0,39$, ou seja, reduzindo em 39% a capacidade de energia do banco de capacitores, o peso do banco combinado foi de 600 kg, fornecendo uma potência máxima de 640 kW com capacidade de energia de 40 kWh. Com isso, os capacitores seriam recarregados a cada parada no limite de 1,65 kWh. A cada viagem, o banco de baterias teria sua capacidade de armazenamento reduzida em 1 kWh, possibilitando cerca de 38 viagens ao longo do dia e permitindo a recarga integral à noite com carregadores lentos, aumentando a vida útil das baterias. A utilização de bancos híbridos traz ainda a vantagem de operar fora da região onde estarão situadas as R-UFC, como as regiões próximas ao centro da cidade atendidas pelos ônibus do BRT.

2.6 Síntese do capítulo

Os harmônicos da frequência da rede elétrica são encontrados mais comumente com a evolução das tecnologias de Eletrônica de Potência. Para mensurar o conteúdo harmônico total da tensão na rede elétrica utiliza-se, normalmente, o cálculo da THD e, para a corrente, o cálculo da TDD se faz mais presente.

A existência de muitos harmônicos na rede leva a diversos impactos como a ressonância de componentes da rede, levando a sobrecorrentes e sobretensões no sistema; oscilações mecânicas em máquinas elétricas e interferências eletromagnéticas em sistemas de controle. Devido a isso, normas e recomendações internacionais possuem limites para esse conteúdo harmônico, por meio de normas com a IEEE-519-2014 e a IEC 61000-3-6.

As aplicações tradicionais de carregadores veiculares esbarram nos problemas da grande injeção de harmônicos na rede e a necessidade de se utilizar filtros para reduzir esses harmônicos, o que pode causar problemas de ressonância com os

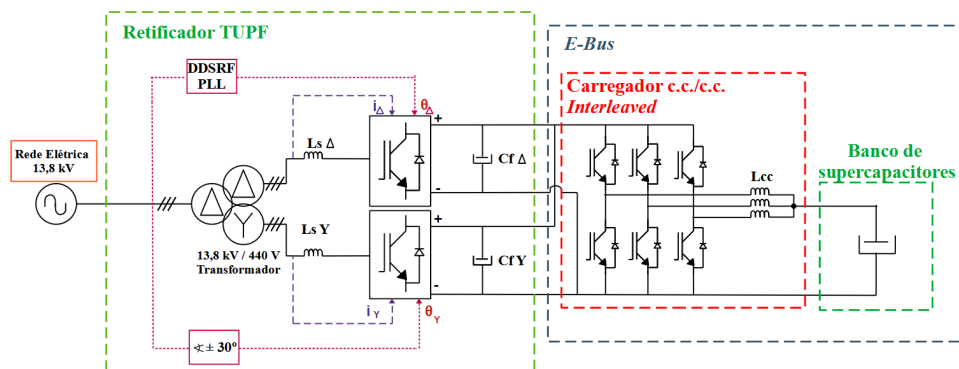
harmônicos já presentes no sistema elétrico de potência. Para eliminar a injeção de harmônicos na rede, é proposto o conversor TUPF para fornecer a tensão de entrada para o conversor c.c./c.c. do carregador. Por meio da modulação SHE-PWM e sua construção, o TUPF permite a eliminação de todos os harmônicos ímpares até a 50^a ordem, atingindo limites estabelecidos nas normas e recomendações internacionais.

Por fim, um dos desafios para a utilização de carregadores veiculares ultrarrápidos são os armazenadores de energia utilizados que não permitem uma carga muito elevada. Nessa perspectiva, a utilização de supercapacitores se torna uma opção vantajosa, devido à sua alta capacidade de carga, sendo uma alternativa interessante para ser utilizada em sistemas de recarga ultrarrápida em veículos grandes, como é o caso de *e-buses*.

3 Projeto e Controle dos Conversores

Neste capítulo, serão discutidos os detalhes de dimensionamento dos principais elementos do carregador veicular ultrarrápido para ônibus elétricos. Será realizado o dimensionamento dos elementos do conversor TUPF como conversor c.a./c.c. na seção 3.1, do conversor c.c./c.c. utilizado como carregador principal do *e-bus* na seção 3.2 e também será realizado o dimensionamento do banco de supercapacitores necessários para armazenamento de energia do ônibus elétrico na seção 3.3. A figura 20 mostra um esquemático do TUPF com o conversor c.c. carregando o ônibus. Além do dimensionamento dos componentes físicos do carregador ultrarrápido, também serão dimensionados os controladores tanto do TUPF na seção 3.4 quanto do conversor c.c./c.c. na seção 3.5.

Figura 20 – Esquemático completo da aplicação do carregador ultrarrápido com TUPF.



Fonte: Produzida pelo autor.

3.1 Dimensionamento dos elementos do conversor TUPF

Segundo o trabalho de Luiz e Filho (2008), valores de 0,2 pu são comuns em reatores para casos onde a frequência de chaveamento é limitada devido à alta potência envolvida. Dessa forma, optou-se por utilizar essa recomendação no

dimensionamento dos reatores de entrada, pois valores de indutância série menor do que 0,2 pu conduzem a amplitudes das correntes harmônicas de 5^a e 7^a ordem que seriam superiores, comparativamente, às amplitudes encontradas em retificadores passivos convencionais de 6 pulsos (Parreiras, 2015).

A tabela 12 mostra os parâmetros utilizados para o cálculo da indutância série, considerando que a reatância de dispersão possui valor de 0,025 pu (Parreiras, 2020). Dessa forma, utilizou-se a indutância com valor de 0,175 pu. A tabela 13 mostra os valores utilizados para o retificador TUPF.

Tabela 12 – Cálculo da indutância série dos reatores de entrada do conversor TUPF.

Valores de Base		
Grandeza	Símbolo	Valor
Potência nominal	S_R	152,5 kVA ¹
Tensão nominal	V_{LL}	440 V
Frequência nominal	f_R	60 Hz
Tensão de base	V_B	254 V
Corrente de base	I_B	200,1 A
Impedância de base	Z_B	1,27 Ω
Frequência de base	ω_B	377 rad/s
Indutância de base	L_B	3,37 mH
Indutâncias Série		
	0,15 pu	0,175 pu
	0,51 mH	0,67 mH

Tabela 13 – Parâmetros do retificador TUPF.

Elemento	Parâmetro	Valor
Rede	Tensão [V]	13800
	Frequência [Hz]	60
Transformador	Potência nominal [kVA]	305
	Tensão do primário [V]	13800
	Tensão dos secundários [V]	440
	Grupo de conexão	Dd0y1
Reatores c.a. ²	Indutância no Δ [μ H]	590
	Indutância no Y [μ H]	506,8
Barramento c.c.	Capacitância [mF]	10,5
	Tensão do barramento c.c. [V]	700

¹ A potência nominal de todo o conversor TUPF é de 305 kVA. Logo, a potência nominal por conversor é a metade deste valor.

² As indutâncias de filtro não são idênticas para os dois secundários, devido às diferentes indutâncias de dispersão do transformador vistas por cada conversor.

3.2 Dimensionamento dos elementos do conversor c.c./c.c.

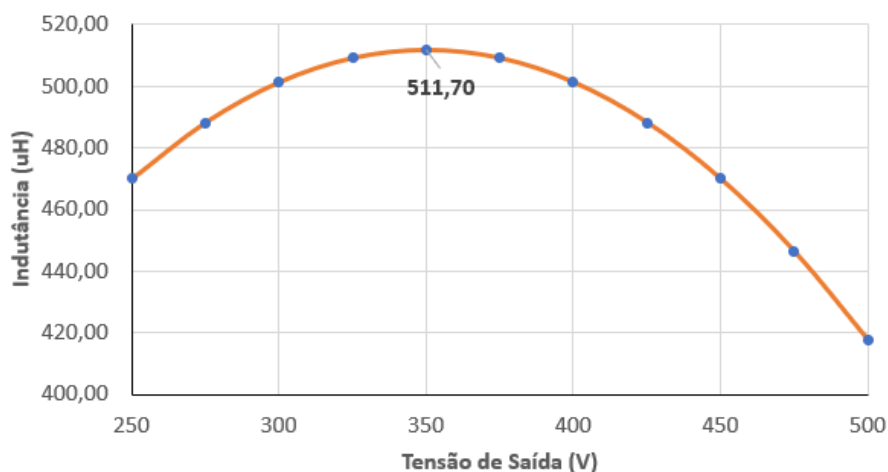
O sistema será composto pelo conversor c.c./c.c. *interleaved* conforme o esquema da figura 20. A configuração permite uma ondulação na corrente de saída três vezes menor que topologias tradicionais de conversores c.c./c.c.

O conversor é composto por três braços de transistores em paralelo e cada portadora é deslocada de 120° em relação a outra. A corrente no indutor de cada braço é três vezes menor que a corrente de saída para o banco de supercapacitores. A indutância equivalente dos braços pode ser calculada pela equação 3.1 (Justino; Parreiras; Cardoso Filho, 2016).

$$L_{cc} = \frac{V_o - V_o^2/V_{in}}{\Delta I_o \cdot N \cdot f_{sw}} \quad (3.1)$$

na qual N é o número de fases, f_{sw} é a frequência de chaveamento, V_o e I_o são a tensão e corrente de saída e V_{in} é a tensão de entrada. Considerando os valores determinados na tabela 14, tem-se, na figura 21, a curva da equação 3.1 em função da tensão de saída, com destaque para o seu valor máximo que corresponde ao pior caso durante o funcionamento do carregador.

Figura 21 – Indutância do conversor c.c./c.c. em função da tensão de saída.



Fonte: Produzida pelo autor.

Além da ondulação da tensão de saída, é necessário verificar se o conversor irá operar em condução contínua, conforme desejado para a operação de recarga em corrente constante. Segundo Mohan, Undeland e Robbins (1995), o limiar para o modo de condução contínua da corrente é definido pela equação 3.2, sendo T_s o período de chaveamento, L_{cc} a indutância e V_{in} como a tensão de entrada do conversor c.c./c.c.

$$I_{LB,max} = \frac{T_s V_{in}}{8L_{cc}} \quad (3.2)$$

Considerando os valores da tabela 14, tem-se $I_{LB,max} = 29,16$ A. A corrente média por braço do conversor c.c./c.c. é de 190 A e, portanto, maior que o valor de $I_{LB,max}$. A tabela 14 mostra os parâmetros do conversor c.c./c.c. utilizado para realização do carregador ultrarrápido.

Tabela 14 – Parâmetros do carregador ultrarrápido.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de entrada	V_i	700 V
Frequência de chaveamento	f_{sw}	5 kHz
Potência	$P_{charger}$	200 a 308 kW
Tensão de saída	V_o	250 a 500 V
Corrente de saída	I_o	570 A
Ripple da corrente de saída	Δi_o	4%
Indutância c.c. por braço	L_{cc}	600 μH

3.3 Dimensionamento do banco de supercapacitores

Para obter os parâmetros do banco de supercapacitores, foi considerado o ultracapacitor SSC LE Series da fabricante AVX (AVX, 2020) como célula. Será utilizado como base o cálculo da energia máxima necessária entre paradas obtida do trabalho de Justino et al. (2014), cujo valor é de 2,66 kWh. Portanto, o banco de supercapacitores foi projetado para suprir essa demanda de energia. Vale ressaltar que, segundo os dados do fabricante do supercapacitor, a excursão máxima da tensão no capacitor é de 50% e, portanto, o banco deve ser projetado considerando esse fator limitante e, assim, projetado com 25% de energia extra. A tabela 15 mostra as características do banco.

Tabela 15 – Características da célula capacitiva e do banco de capacitores.

Tensão da célula	2,7 V
Capacitância da célula	500 F
Resistência série da célula	1,6 m Ω
Nº de supercapacitores em série (uma string)	186
Nº de strings em paralelo	36
Total de células	6696
Tensão inicial e final do banco	250-500 V
Capacitância do banco	97 F
Resistência série do banco	8,3 m Ω
Preço estimado	US\$100.000,00 ¹

3.4 Controle do retificador TUPF

A tabela 16 mostra os ganhos para sintonia do sistema de *Phase-Locked Loop* (PLL) e dos controladores de corrente e tensão do TUPF. Nas próximas subseções serão mostradas as equações para cálculo de tais ganhos. O método para sintonia dos controladores, tanto do TUPF quanto do conversor c.c., é apresentado em Lorenz, Lipo e Novotny (1994) com o conceito de rigidez dinâmica para controle de movimento em máquinas de indução, porém se aplica também para conversores ligados à rede.

Tabela 16 – Ganhos dos controladores do retificador TUPF.

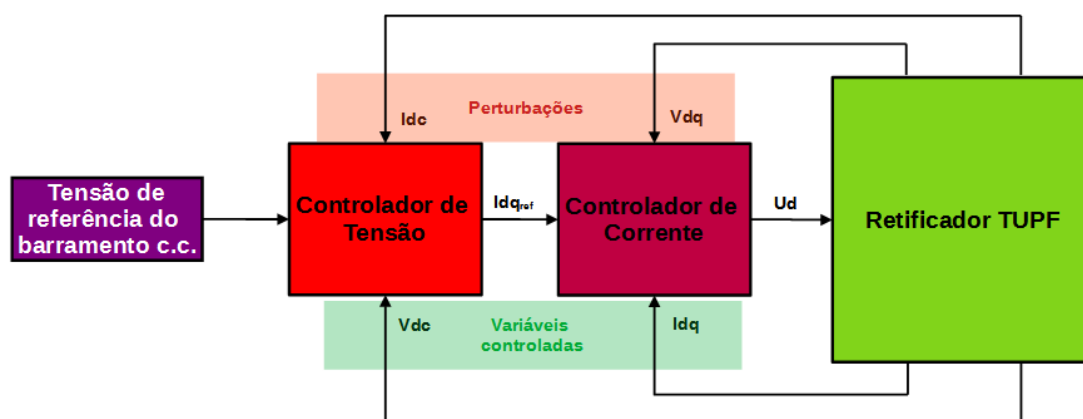
Descrição	Parâmetro	Valor
DDSRF-PLL	K_{pPLL}	0,742
	K_{iPLL}	98,9
Controle de corrente	$K_p i^{dq}$	0,213
	$K_i i^{dq}$	8,7
Controle de Tensão	K_{pv}	0,5
	K_{iv}	2,2

A figura 22 mostra o esquema de controle em cascata do conversor TUPF. A variável controlada pelo controlador de tensão é a tensão no barramento c.c. do TUPF representada por V_{dc} no diagrama e tem como perturbação a corrente drenada do barramento (I_{dc}). Para o controlador de corrente, as variáveis controladas

¹ Considerando o preço por unidade observado em <<https://bit.ly/3BKGb75>>. Acesso em 26 de Julho de 2021.

são as componentes I_d e I_q das correntes no secundário, enquanto as perturbações são as componentes V_d e V_q das tensões no secundário.

Figura 22 – Esquema de controle do TUPF.

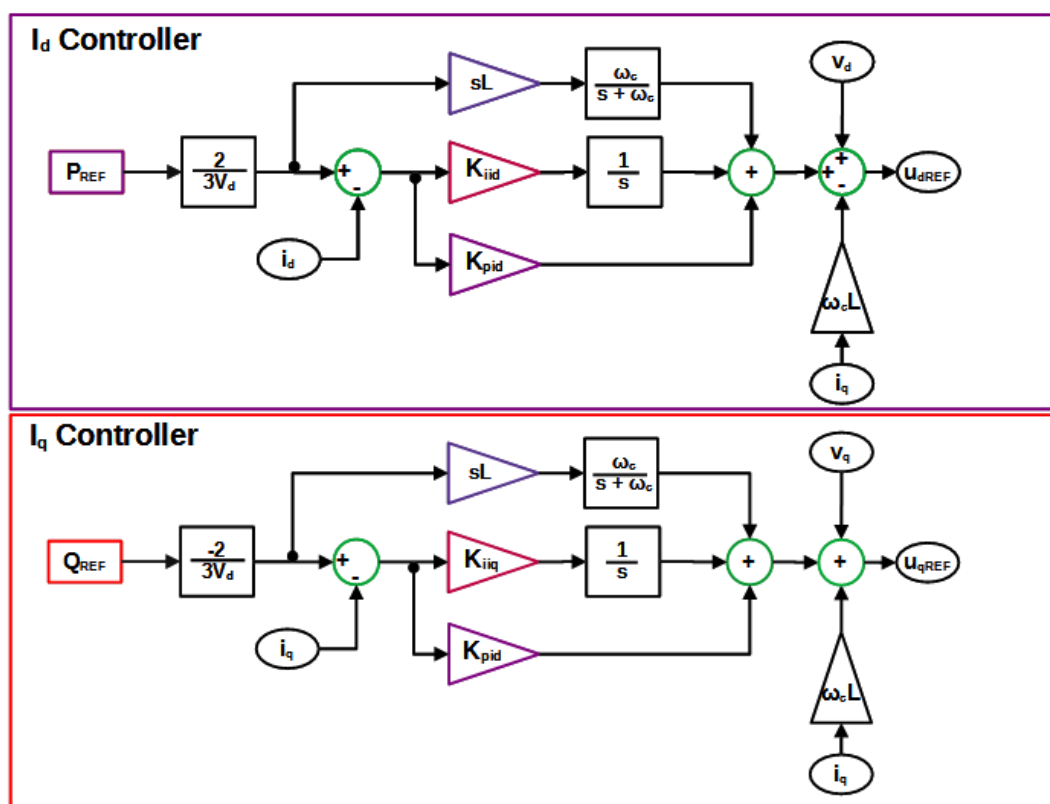


Fonte: Produzida pelo autor.

3.4.1 Controle de corrente

Utilizou-se a abordagem do controle de corrente a partir do eixo dq alinhado com o vetor de tensão da rede (Park, 1929), conforme figura 23. Realizando $Q^{ref} = 0$, tem-se fator de deslocamento unitário. Foram adotadas estratégias de controle realimentado, ações de *feed-forward* (Seborg, 1990) para antecipação de variações da tensão de referência e para perturbações da tensão de eixo direto e desacoplamento de eixos.

Figura 23 – Controle de corrente do TUPF.



Fonte: Produzida pelo autor.

O *feedback* de corrente pode ser realizado de duas maneiras: por meio das correntes na rede ou das correntes nos secundários do transformador. A medição por meio das correntes na rede é facilitada por serem medidas praticamente senoidais. Entretanto, exige-se medições de correntes para controle no primário do transformador que pode estar distante do ponto de instalação do conversor e ser de alta tensão e só é aplicável onde se possa assumir uma divisão por igual das correntes em cada secundário. Isso limita a aplicação para casos onde os barramentos c.c. estejam conectados em paralelo (Parreiras, 2020). Dessa forma, a medição das correntes nos secundários faz-se necessária em casos de barramentos independentes e em série. Além disso, será mostrado na seção 4.2 que a medição das correntes no secundário também se faz necessária quando é desejado obter equilíbrio entre as

correntes dos conversores com barramentos c.c. em paralelo.

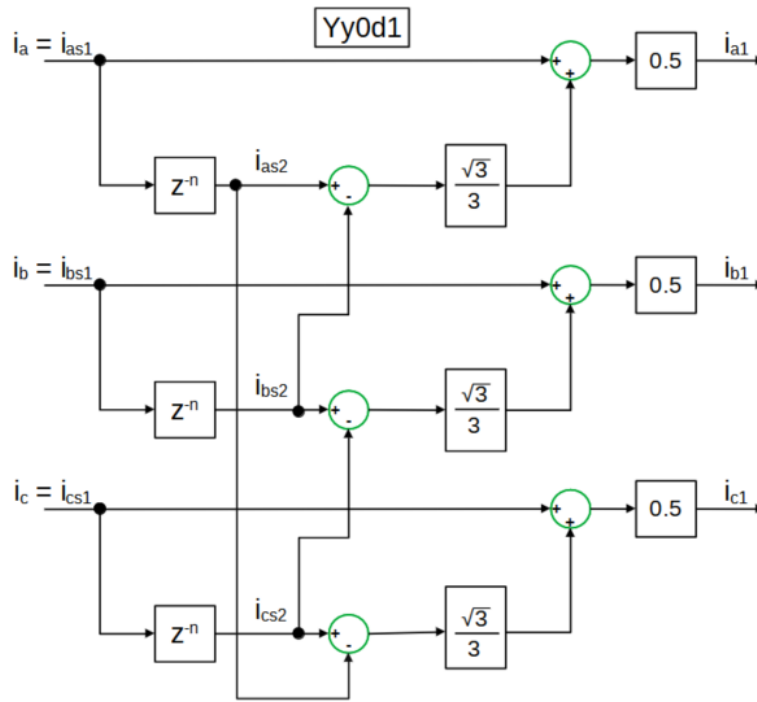
Quando as correntes são medidas na rede, é aplicado um modelo do transformador para se obter as componentes fundamentais das correntes dos secundários e, dessa forma, obter as componentes de eixo direto e quadratura. As equações 3.3 e 3.4 mostram as transformações necessárias para obtenção das correntes nos secundários do transformador a partir das correntes no primário para os secundários em Δ e Y, respectivamente, sendo i_{uD} , i_{vD} e i_{wD} as correntes nas fases U, V e W no secundário em Δ , i_{ag} , i_{bg} e i_{cg} as correntes nas fases A, B e C do primário, i_{uY} , i_{vY} e i_{wY} as correntes nas fases U, V e W no secundário em Y e a sendo a relação de transformação do transformador.

$$\begin{aligned} i_{uvwD} &= i_{abcg} \cdot a/2 \\ i_{vD} &= i_{bg} \cdot a/2 \\ i_{wD} &= i_{cg} \cdot a/2 \end{aligned} \quad (3.3)$$

$$\begin{aligned} i_{uY} &= (i_{ag} - i_{cg}) \cdot (a \cdot \sqrt{3})/6 \\ i_{vY} &= (i_{bg} - i_{ag}) \cdot (a \cdot \sqrt{3})/6 \\ i_{wY} &= (i_{cg} - i_{bg}) \cdot (a \cdot \sqrt{3})/6 \end{aligned} \quad (3.4)$$

Quando as correntes são medidas nos secundários do transformador, é necessário extrair a componente fundamental da corrente do secundário que, por sua vez, é altamente distorcida por harmônicos de baixa ordem, principalmente do 5º e 7º harmônicos. Para realizar isso, foi proposto no trabalho de Parreiras (2020) o método denominado FTV ou Filtragem por Transformador Virtual que consiste em emular o comportamento de um transformador de vários enrolamentos com uma defasagem conveniente. A figura 24 mostra um esquema do método FTV.

Figura 24 – Diagrama de blocos da técnica FTV.



Fonte: Produzida pelo autor.

No exemplo da figura 24 baseada no trabalho de Parreiras (2020), é emulado um transformador com primário e um dos secundários em estrela e o outro secundário em Δ defasado de 30° com relação de 1:1 entre primário e secundários. As equações 3.5, 3.6 e 3.7 indicam a composição das correntes do primário para o grupo de ligações Yy0d1.

$$i_A = i'_{aY} + i'_{a\Delta} = i_{as1} + i_{a\Delta}\sqrt{3} = i_{as1} + (i_{as2} - i_{bs2})\frac{\sqrt{3}}{3} \quad (3.5)$$

$$i_B = i'_{bY} + i'_{b\Delta} = i_{bs1} + i_{b\Delta}\sqrt{3} = i_{bs1} + (i_{bs2} - i_{cs2})\frac{\sqrt{3}}{3} \quad (3.6)$$

$$i_C = i'_{cY} + i'_{c\Delta} = i_{cs1} + i_{c\Delta}\sqrt{3} = i_{cs1} + (i_{cs2} - i_{as2})\frac{\sqrt{3}}{3} \quad (3.7)$$

onde i_{ABC} , i_{as1} e i_{as2} são as correntes de linha do primário, secundário em Y e secundário em Δ , respectivamente. Já as correntes i_{abcY} e $i_{abc\Delta}$ são do enrolamento dos secundários em Y e Δ , respectivamente, com o apóstrofo indicando quando as correntes de secundário estão referidas ao primário. Cada corrente medida é, portanto, tratada como se estivesse passando pelo secundário em estrela e uma versão dessa mesma corrente atrasada no controlador por um número de amostras que corresponda a 30° da fundamental é tratada como que passando pelo secundário em triângulo. Dessa forma, as correntes resultantes no primário são filtradas pelo transformador de harmônicos de ordem $6k \pm 1$, onde k é um número ímpar inteiro. Por fim, o ganho ao final do esquema mostrado na figura 24 é para ajuste da amplitude da resultante, já que a corrente no secundário referida para o primário é metade da corrente do primário.

Para esse trabalho, a princípio, foi realizada a medida das correntes na rede. Num segundo momento, as correntes dos secundários foram utilizadas utilizando o FTV na aplicação para igualar o nível de corrente entre os conversores.

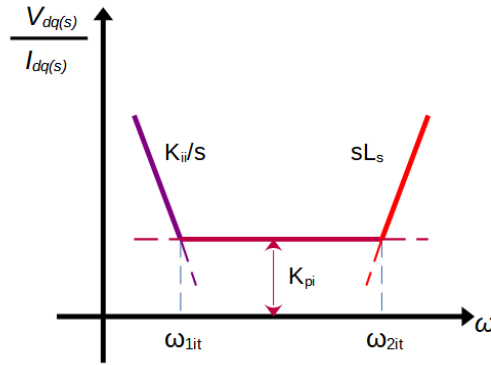
A análise a partir da curva de rigidez dinâmica (Lorenz; Lipo; Novotny, 1994) avalia a robustez do sistema frente à perturbações. Os ganhos foram calculados para que os polos do sistema, cuja expressão para rigidez dinâmica é mostrada em (3.8), representada de forma aproximada na figura 25, estejam em frequências mais elevadas, espaçados de forma adequada para evitar interferência entre os polos e manter a técnica SHE-PWM funcionando de maneira coerente.

$$\frac{V^{dq}(s)}{I^{dq}(s)} = sL_s + K_p i^{dq} + \frac{K_i i^{dq}}{s} \quad (3.8)$$

Segundo Parreiras (2015), em conversores com métodos de PWM convencionais, a função de transferência do conversor é aproximada por uma função de primeira ordem com frequência de corte na frequência de chaveamento equivalente do sinal de saída. Entretanto, para o modulador SHE-PWM utilizado no TUPF, tal aproximação não é válida, visto que a frequência de chaveamento depende dos tipos de harmônicos a serem eliminados e da frequência fundamental. Entretanto, no trabalho de Parreiras (2015), é demonstrado que o modulador SHE-PWM é capaz de responder dinamicamente e corretamente a variações bem mais rápidas

que a frequência fundamental da rede.

Figura 25 – Representação da curva de rigidez dinâmica do sistema para a corrente do Retificador TUPF.



Fonte: Produzida pelo autor.

O cálculo dos ganhos do controlador de corrente, a partir de 3.8 e da figura 25, podem ser vistos em 3.9 e 3.10.

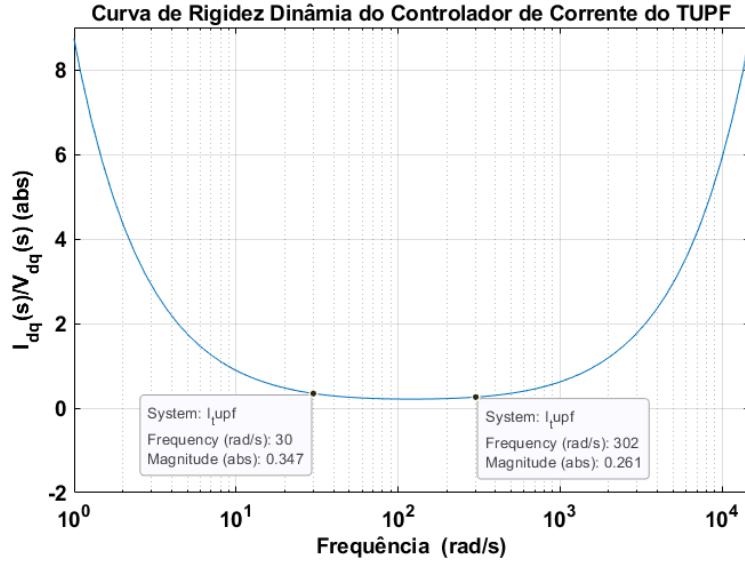
$$K_{pi}^{dq} = \omega_{2it} \cdot L_s \quad (3.9)$$

$$K_{ii}^{dq} = K_{pi}^{dq} \cdot \omega_{1it} \quad (3.10)$$

Conforme mostrado no trabalho de Parreiras (2020), o ajuste do controlador de corrente foi feito para obter os maiores ganhos possíveis, já que o ganho proporcional define o mínimo ponto de rigidez dinâmica. Esses ganhos máximos são limitados em uma faixa de passagem em relação à frequência do primeiro par de harmônicos (11^o e 13^o harmônicos) que, após a conversão para o eixo de coordenadas síncronas, são ambos rebatidos para a frequência de 720 Hz. Logo, alocou-se os polos do controlador nas frequências de 48 Hz e 4,8 Hz, pouco mais de uma década abaixo da frequência do 13^o harmônico, pois resultou em melhores resultados na faixa dos ângulos de disparo entre os índices de modulação de 0,6 e 0,8 (Parreiras, 2020).

A figura 26 mostra a curva de rigidez dinâmica do controlador de corrente do retificador TUPF com os ganhos alocados na equação 3.8, com destaque para as frequências ω_2 e ω_1 no gráfico.

Figura 26 – Curva de rigidez dinâmica do sistema para o controlador de corrente do Retificador TUPF.



Fonte: Produzida pelo autor.

3.4.2 Controlador do DDSRF-PLL

Os ganhos dos controladores do DDSRF-PLL foram alocados com cálculos recomendados no trabalho de Cortés (2005). Os ganhos proporcional (K_{pPLL}) e integral (K_{iPLL}) foram calculados para que a frequência fundamental ($\omega_f = 377 \text{ rad/s}$) seja duas vezes maior que a frequência de corte ($\omega_c = 188,5 \text{ rad/s}$), com fator de amortecimento (ξ) igual a $\frac{1}{\sqrt{2}}$, como pode se visto em 3.11 e 3.12.

$$K_{iPLL} = \frac{\omega_c^2}{V_d} \quad (3.11)$$

$$K_{pPLL} = 2\xi \sqrt{\frac{K_{iPLL}}{V_d}} \quad (3.12)$$

3.4.3 Controle de tensão

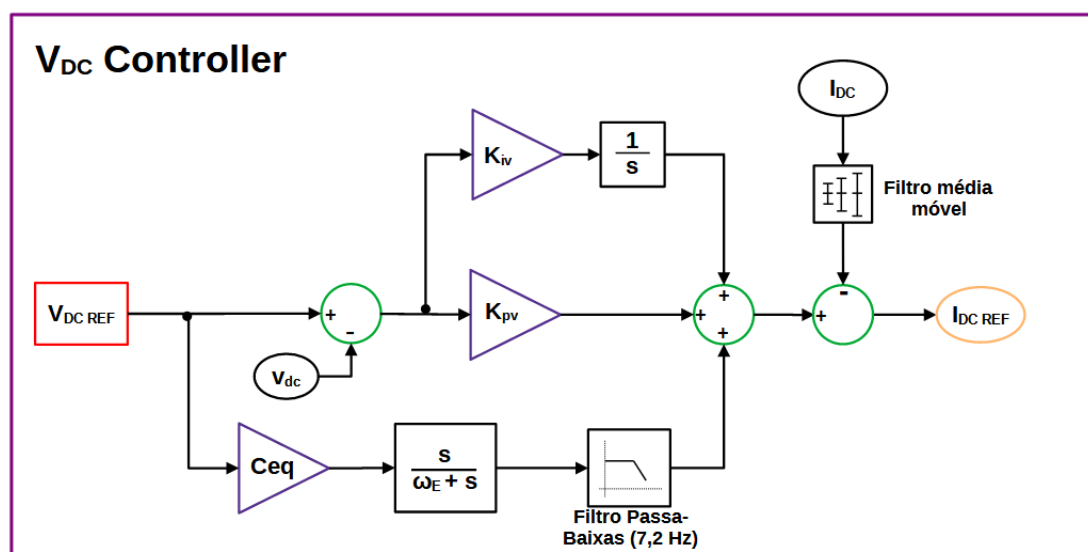
No controle do TUPF, a referência de potência ativa é gerada pelo controlador de tensão, como pode ser observado na figura 27. O controlador escolhido foi o PI clássico, aliado com estratégias de *feed-forward* para antecipar perturbações da corrente drenada do barramento c.c. e variações da referência de tensão.

A antecipação da corrente drenada do barramento c.c. pelo carregador é realizada utilizando um filtro média móvel de 50 Hz. Como tal perturbação atua variando a referência do controlador de corrente em cascata e como há uma ação de *feed-forward* para antecipar variações da referência, é necessário avaliar o impacto da perturbação em relação à frequência de chaveamento do conversor. Segundo Parreiras (2020), a frequência de chaveamento do TUPF 2 níveis é de 1,14 kHz e, portanto, o conversor será capaz de atuar na saída com o filtro média móvel com dinâmica em 50 Hz, ou seja, cerca de 22 vezes mais lento.

Para sintonia do controlador, também foi utilizada a curva de rigidez dinâmica do sistema. A equação 3.13 representa o modelo matemático da curva de rigidez dinâmica do sistema, enquanto a figura 28 representa a curva aproximada para o sistema.

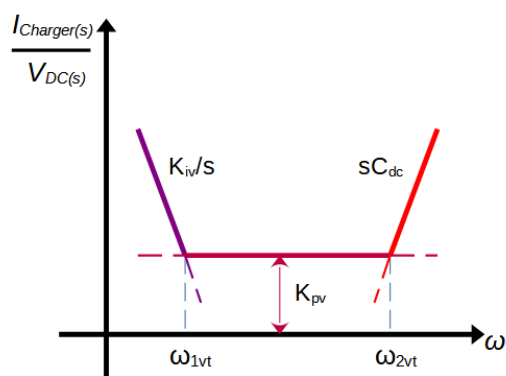
$$\frac{I_{Charger}(s)}{V_{DC}(s)} = sC_{eq} + k_{pv} + \frac{k_{iv}}{s} \quad (3.13)$$

Figura 27 – Controle de tensão do barramento c.c. do TUPF.



Fonte: Produzida pelo autor.

Figura 28 – Representação da curva de rigidez dinâmica do sistema para a tensão do Retificador TUPF.



Fonte: Produzida pelo autor.

As frequências dos polos, representadas por ω_1 e ω_2 na curva da figura 28, foram projetadas para que os polos da função de transferência fossem alocados em 7,2 Hz e 0,72 Hz, respectivamente. Para a malha de tensão, normalmente

a frequência de corte é definida como o pólo de menor frequência da malha de corrente. Como o controle de tensão opera em cascata com o controle de corrente, o ganho da ação integral do controlador de corrente do eixo direto foi reduzido a zero, o que garante uma distância segura entre as ações das duas malhas (Parreiras, 2020), tornando a malha de corrente mais rápida em relação à malha de tensão.

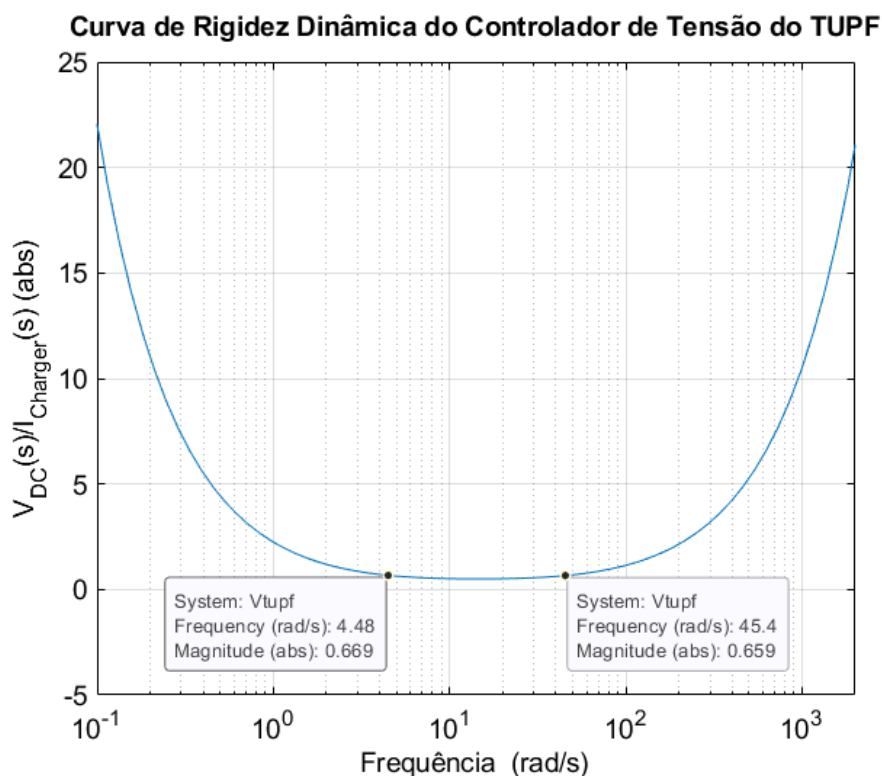
Observando a curva de rigidez dinâmica, observa-se que as perturbações de baixa frequência são trabalhadas pela ação integral do controlador, as perturbações de altas frequências são atenuadas pelo capacitor de saída e as perturbações de frequência intermediária ficam a cargo da ação proporcional do controlador. Nos pontos de interseção das curvas, é possível obter as expressões para definição dos ganhos a serem calculados, a partir da escolha das frequências ω_1 e ω_2 . Tais expressões podem ser vistas em 3.14 e 3.15.

$$K_{pv} \approx \omega_{2vt} \cdot C_{eq} \quad (3.14)$$

$$K_{iv} \approx K_{pv} \cdot \omega_{1vt} \quad (3.15)$$

A figura 29 mostra a curva de rigidez dinâmica do controlador de tensão do retificador TUPF com os ganhos alocados na equação 3.13, com destaque para as frequências ω_2 e ω_1 no gráfico.

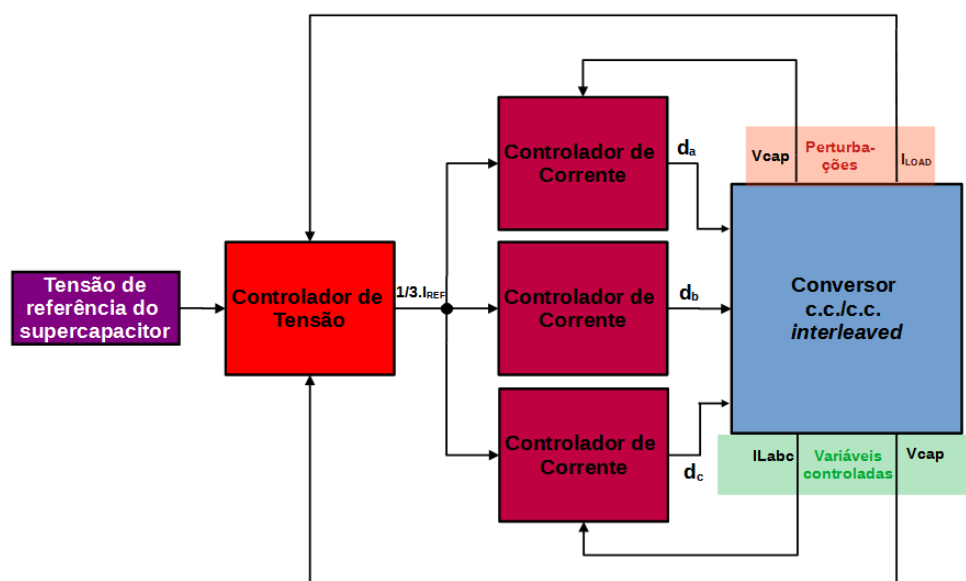
Figura 29 – Curva de rigidez dinâmica do sistema para o controlador de tensão do Retificador TUPF.



Fonte: Produzida pelo autor.

3.5 Controle do conversor c.c./c.c.

A figura 30 mostra um esquema do controlador do conversor c.c./c.c. *interleaved* implementado, evidenciando o controle em cascata realizado e o controle individual por braço do conversor. As variáveis controladas são as correntes nos braços do conversor, representadas por IL_{abc} e a tensão no supercapacitor, representada por V_{Cap} . As perturbações são a corrente drenada do supercapacitor (I_{LOAD}) para o controlador de tensão e a tensão no supercapacitor para o controlador de corrente.

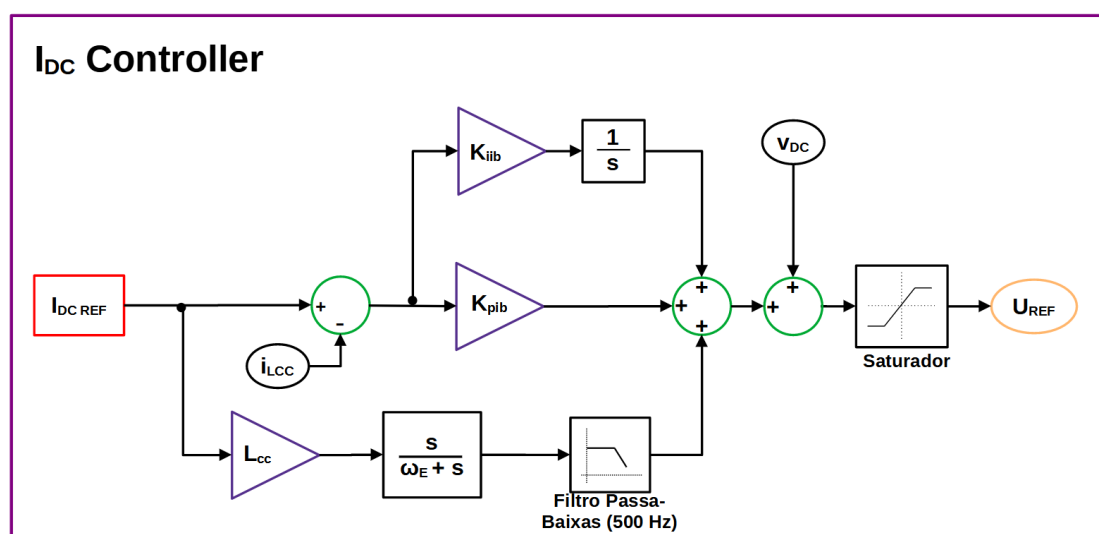
Figura 30 – Esquema de controle do conversor c.c./c.c. *interleaved*.

Fonte: Produzida pelo autor.

3.5.1 Controle de corrente

O controlador de corrente do conversor c.c./c.c. recebe como referência a saída da malha externa de tensão. Essa saída, por sua vez, é limitada a partir de um saturador com o valor máximo de corrente para a aplicação. Tal abordagem, realizada em Dias-González, Sumper e Gomis-Bellmunt (2016) para uma aplicação de controle de conversor c.c./c.c. para recarga de supercapacitores, permite uma abordagem simples e eficaz para o controle de corrente constante a partir do controle de tensão. Além disso, ações de *feed-forward* para antecipar as perturbações da tensão dos supercapacitores e variações da corrente de referência. A malha de corrente pode ser vista na figura 31.

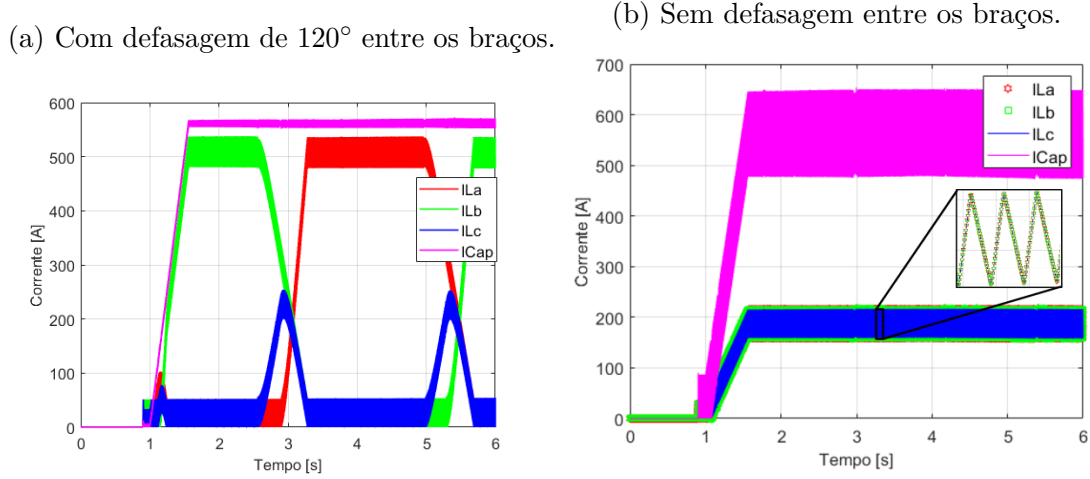
Figura 31 – Controle de corrente do conversor c.c./c.c.



Fonte: Produzida pelo autor.

É importante enfatizar que o controlador da corrente deve ser individual por braço do conversor. Quando utilizado apenas um controlador medindo a corrente total da saída e aplicando uma defasagem de 120° entre as portadoras para o PWM em cada braço do conversor, a corrente de saída terá *ripple* três vezes menor que as correntes em cada braço, semelhante a operação com três controladores, porém com desequilíbrio entre elas. Dessa forma, em alguns momentos, a corrente total pode passar em apenas um braço, sobrecarregando as suas chaves. Quando retirada a defasagem entre as portadoras do PWM, as correntes em cada braço adquirem o mesmo valor médio. Entretanto, perde-se a redução do *ripple* na corrente de saída, principal objetivo desejado ao utilizar a topologia *interleaved*. A figura 32 mostra as formas de onda das correntes nas duas situações. Observa-se, na figura 32a que, apesar do *ripple* da corrente no supercapacitor ser menor que o *ripple* das correntes nos indutores, tem-se a condução maior em apenas um dos braços em boa parte do tempo. E, no caso da figura 32b, as correntes entre os braços são divididas uniformemente, porém o *ripple* da corrente no supercapacitor ficou ainda maior que nos indutores.

Figura 32 – Formas de onda das correntes nos indutores do conversor c.c./c.c. com controle único para os três braços.



Para sintonizar os ganhos integral (K_{ii}) e proporcional (K_{pi}) do controlador de corrente, utilizou-se a curva de rigidez dinâmica, expressa pela equação 3.16 e representada pela figura 33. Para o controle de corrente, a perturbação é a variação da tensão do banco de supercapacitores, representada por V_{Cap} , e a saída é a corrente no indutor, representada por I_L , conforme a equação 3.16. A indutância do conversor c.c./c.c. é representada por L_{cc} .

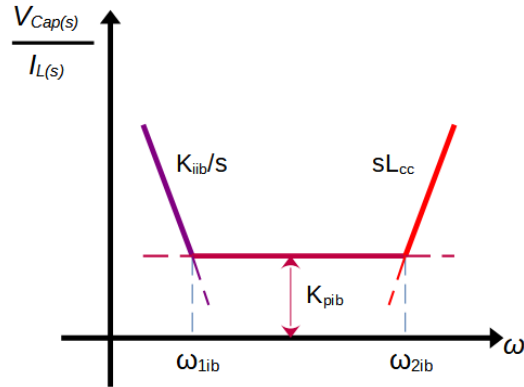
$$\frac{V_{Cap}(s)}{I_L(s)} = sL_{cc} + K_{pib} + \frac{K_{iib}}{s} \quad (3.16)$$

Nos pontos de interseção das curvas, é possível definir as expressões para definição dos ganhos a serem calculados, a partir da escolha das frequências ω_{1ib} e ω_{2ib} . Tais expressões podem ser vistas em 3.17 e 3.18.

$$K_{pib} \approx \omega_{2ib} \cdot L_{cc} \quad (3.17)$$

$$K_{iib} \approx K_{pib} \cdot \omega_{1ib} \quad (3.18)$$

Figura 33 – Representação da curva de rigidez dinâmica do sistema para a corrente do conversor c.c./c.c.



Fonte: Produzida pelo autor.

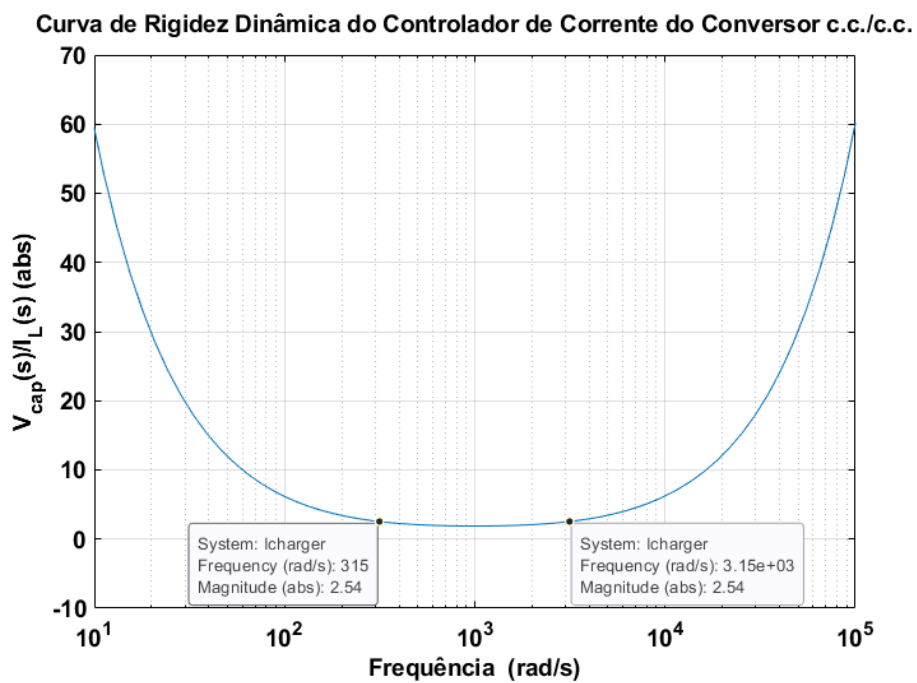
Como a frequência de chaveamento do conversor é de 5 kHz, uma regra prática para a definição da faixa de passagem do controlador de corrente é definir a frequência ω_{2ib} uma década abaixo da frequência de chaveamento e a frequência ω_{1ib} uma década abaixo da frequência ω_{2ib} . A tabela 17 mostra os valores das frequências e dos ganhos utilizados para o controlador da corrente c.c. do carregador ultrarrápido.

Tabela 17 – Frequências e ganhos do controlador de corrente do carregador ultrarrápido.

Frequência ω_{2ib}	1000π rad/s
Frequência ω_{1ib}	100π rad/s
Indutor série	$600 \mu\text{H}$
Ganho K_{pi_b}	1,885
Ganho K_{ii_b}	592,176

A figura 34 mostra a curva de rigidez dinâmica do controlador de corrente do conversor c.c./c.c. com os ganhos alocados na equação 3.16, com destaque para as frequências ω_2 e ω_1 .

Figura 34 – Curva de rigidez dinâmica do sistema para o controlador de corrente do conversor c.c./c.c.

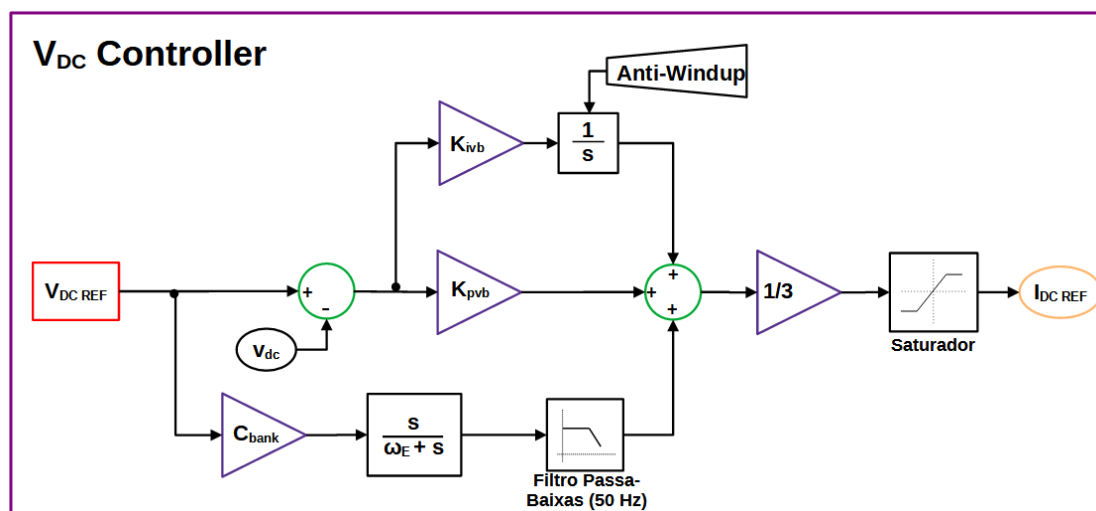


Fonte: Produzida pelo autor.

3.5.2 Controle de tensão

Para realizar o controle de tensão do conversor c.c./c.c., a referência foi definida como a tensão desejada para recarga do *e-bus*, como pode ser visto na figura 35.

Figura 35 – Controle de tensão do conversor c.c./c.c.

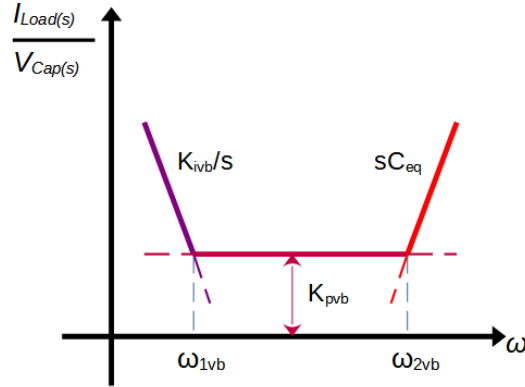


Fonte: Produzida pelo autor.

Para o controlador de tensão do conversor c.c./c.c. foi definido um PI clássico. Foram realizadas também estratégias de controle anti-windup para evitar saturação do controlador integral e estratégias de *feed-forward* para antecipar variações da tensão de referência. Além disso, o saturador na saída do controle de tensão garante a característica de controle *constant voltage-constant current (CC-CV)* (Linden; Reddy, 2002). Os ganhos do controlador foram obtidos analisando a curva de rigidez dinâmica do sistema. Para o sistema apresentado, a perturbação é a corrente de descarga dos supercapacitores para manutenção dos sistemas eletroeletrônicos do *e-bus* enquanto a carga é realizada, representada por I_{Load} . A curva aproximada de rigidez dinâmica para o controle de tensão do conversor c.c./c.c. pode ser vista na figura 36, na qual K_{iv} é o ganho integral do controlador de tensão, K_{pv} é o ganho proporcional e C_{eq} é o capacitor equivalente formado pelo banco de capacitores do

e-bus, definido na seção 3.3. Tal curva representa o modelo matemático mostrado pela equação 3.19.

Figura 36 – Representação da curva de rigidez dinâmica do sistema para a tensão do conversor c.c./c.c.



Fonte: Produzida pelo autor.

$$\frac{I_{Load}(s)}{V_{Cap}(s)} = sC_{eq} + K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \quad (3.19)$$

Nos pontos de interseção das curvas, é possível definir as expressões para definição dos ganhos a serem calculados, a partir da escolha das frequências ω_{1bv} e ω_{2bv} . Tais expressões podem ser vistas em 3.20 e 3.21.

$$K_{pvb} \approx \omega_{2vb} \cdot C_{eq} \quad (3.20)$$

$$K_{ivb} \approx K_{pvb} \cdot \omega_{1vb} \quad (3.21)$$

Em sistemas de controle em cascata, como é o caso do controle de tensão (malha externa) e do controle de corrente (malha interna), uma regra prática para a definição da faixa de passagem do controlador de tensão é definir a frequência ω_{2vb} uma década abaixo da menor frequência da banda de passagem do controlador de corrente (ω_{1ib}) e a frequência ω_{1vb} uma década abaixo da frequência ω_{2vb} . A tabela

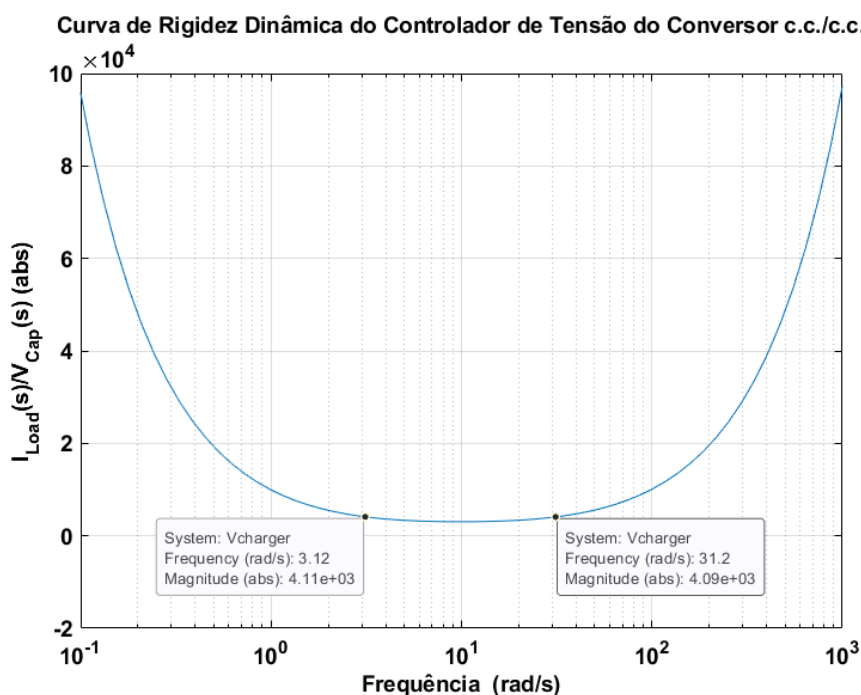
18 mostra os valores das frequências e dos ganhos utilizados para o controlador de tensão c.c. do carregador ultrarrápido.

Tabela 18 – Frequências e ganhos do controlador de tensão do carregador ultrarrápido.

Frequência ω_{2bv}	10π rad/s
Frequência ω_{1b}	π rad/s
Capacitância do banco	97 F
Ganho K_{pvb}	3040
Ganho K_{ivb}	9551

A figura 37 mostra a curva de rigidez dinâmica do controlador de tensão do conversor c.c./c.c. com os ganhos calculados alocados na equação 3.19, com destaque para as frequências ω_2 e ω_1 no gráfico.

Figura 37 – Curva de rigidez dinâmica do sistema para o controlador de tensão do conversor c.c./c.c.



Fonte: Produzida pelo autor.

3.6 Síntese do capítulo

O capítulo aborda o dimensionamento de todos os componentes do carregador ultrarrápido. No dimensionamento dos elementos do conversor TUPF, os indutores série utilizados normalmente devem atender a requisitos que variam de acordo com a potência nominal do conversor e as tensões utilizadas na aplicação.

Já no dimensionamento dos elementos do conversor c.c./c.c., as indutâncias c.c. utilizadas dependem de aspectos de construção do conversor, desde a tensão de entrada e saída até a frequência de chaveamento. Como tais características são definidas previamente, a definição do indutor c.c. passa pelo máximo *ripple* desejado para a corrente de saída.

Para o projeto da carga, ou seja, do banco de supercapacitores, utilizaram-se células comerciais como parâmetro a partir da tensão do banco e da energia máxima que pode ser armazenada no banco.

O projeto dos controladores do retificador TUPF passa pelo controle de corrente a partir do eixo dq alinhado com o vetor de tensão da rede e estratégias de controle realimentado, ação de *feed-forward* para desacoplamento da perturbação com filtro média móvel, desacoplamento de eixos e combinação do sistema em malha aberta com estimativa dos parâmetros da planta. Tanto as malhas de controle de tensão quanto a de corrente tem seus ganhos calculados a partir das equações de rigidez dinâmica do sistema, fazendo com que o controle tenha uma propriedade mais robusta no combate à perturbações.

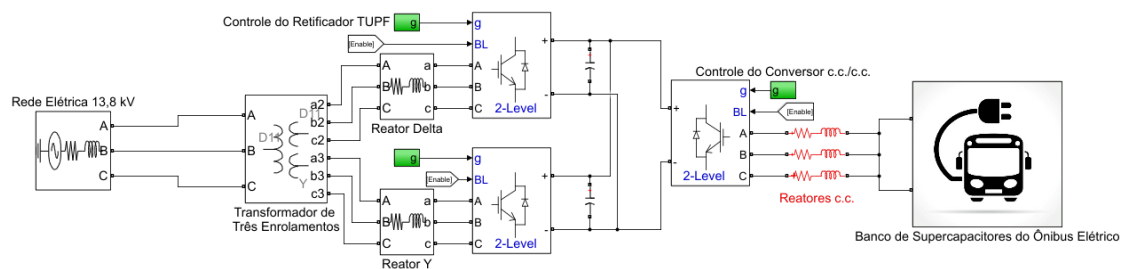
Os controladores do conversor c.c./c.c. também adotam estratégias de controle realimentado, ação de *feed-forward* e combinação do sistema em malha aberta com estimativa dos parâmetros da planta. Além disso, uma característica importante é a saturação do controlador de tensão, criando uma característica de controle CC-CV automática. Assim como no TUPF, os controladores também tiveram seus ganhos calculados a partir das curvas de rigidez dinâmica, reduzindo os efeitos das perturbações no controle.

4 Resultados e Análise

4.1 Resultados de Simulação no Simulink ®

Para realizar a simulação do carregador ultrarrápido, utilizou-se o *software* Simulink® com recursos do pacote de *Power Electronics* do *Simscape Electrical*. Foi realizada, portanto, uma simulação do circuito mostrado na figura 20. O esquema de simulação pode ser visto na figura 38.

Figura 38 – Esquema de simulação do carregador ultrarrápido realizado no Simulink.



Fonte: Produzida pelo autor.

Em relação ao retificador TUPF, foram utilizados os parâmetros mostrados na seção 3.1 e os parâmetros de controle apresentados na seção 3.4, além da curva de ângulos de disparo presente na figura 14. O carregador ultrarrápido teve seus parâmetros de circuito apresentados na seção 3.2 e os parâmetros de controle na seção 3.5.

4.1.1 Tensão no barramento c.c. do TUPF

Primeiramente, foi analisada a tensão do barramento c.c. do retificador TUPF. Para um menor *ripple* da corrente de saída que vai para os supercapacitores, é necessário que a tensão no barramento c.c. de entrada, ou seja, a tensão do barramento c.c. do retificador TUPF seja a mais constante possível.

Na figura 39 é possível ver o comportamento da tensão no barramento c.c. do retificador TUPF durante todo o processo de recarga do supercapacitor (de 0 a 50 segundos). Observa-se, no momento inicial de recarga ($t = 1$ s), uma queda na tensão do barramento c.c. em torno de 4% e próximo ao final da recarga uma variação em torno de 2%. Em regime permanente, a tensão de entrada variou de 705 V a 694 V, um *ripple* de 1,57% em relação à tensão de referência, conforme pode ser visto na figura 40.

Figura 39 – Tensão no barramento c.c. do retificador TUPF durante todo o processo de recarga.

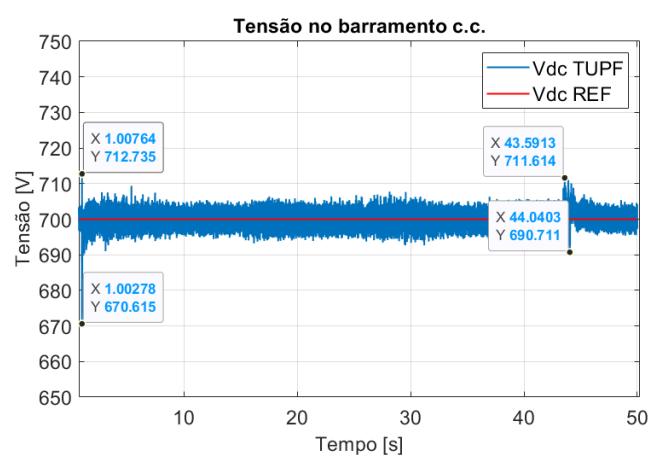
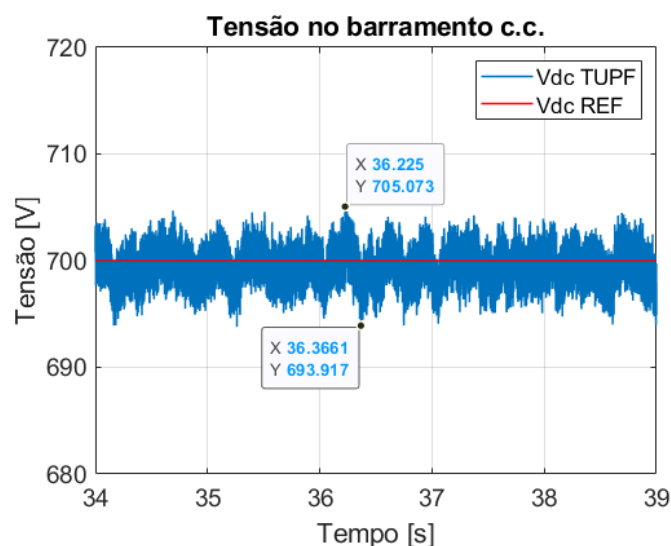


Figura 40 – Tensão no barramento c.c. do retificador TUPF em regime permanente.

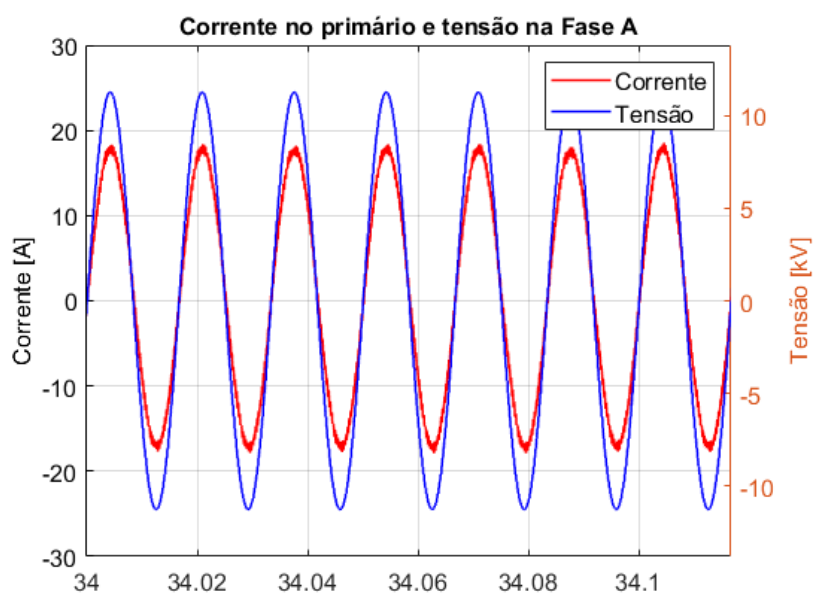


4.1.2 Correntes e tensões na rede elétrica

É possível observar, nas figuras 41, 42 e 43, as tensões e correntes nas fases A, B e C do primário do transformador de três enrolamentos do retificador TUPF.

A amplitude da corrente para o período analisado (34 a 34.12 s) foi de 17,7 A com 13,8 kV de tensão de linha. A potência consumida naquele momento era, portanto, de 300 kW. Visualmente, é possível observar que as correntes e tensões se encontram em fase, além de uma baixa distorção visual para as correntes.

Figura 41 – Tensão e corrente na fase A do primário do transformador do retificador TUPF.



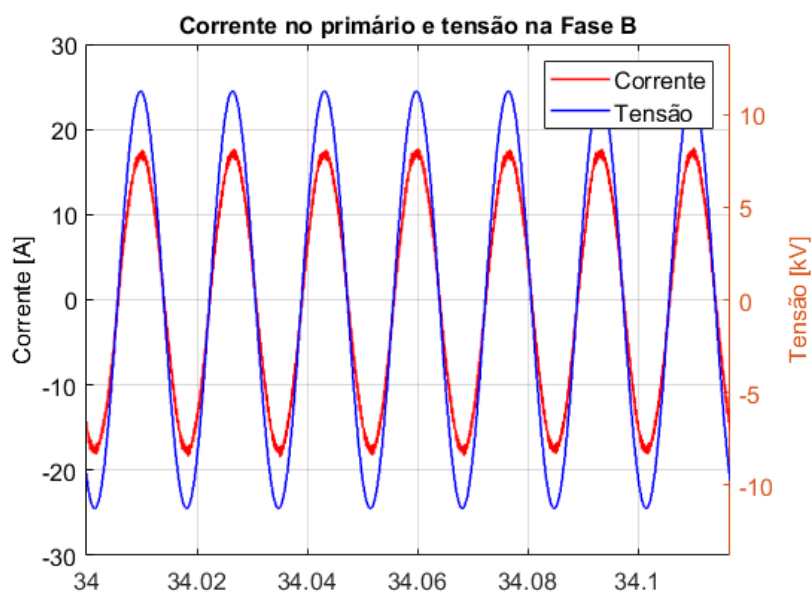


Figura 42 – Tensão e corrente na fase B do primário do transformador do retificador TUPF.

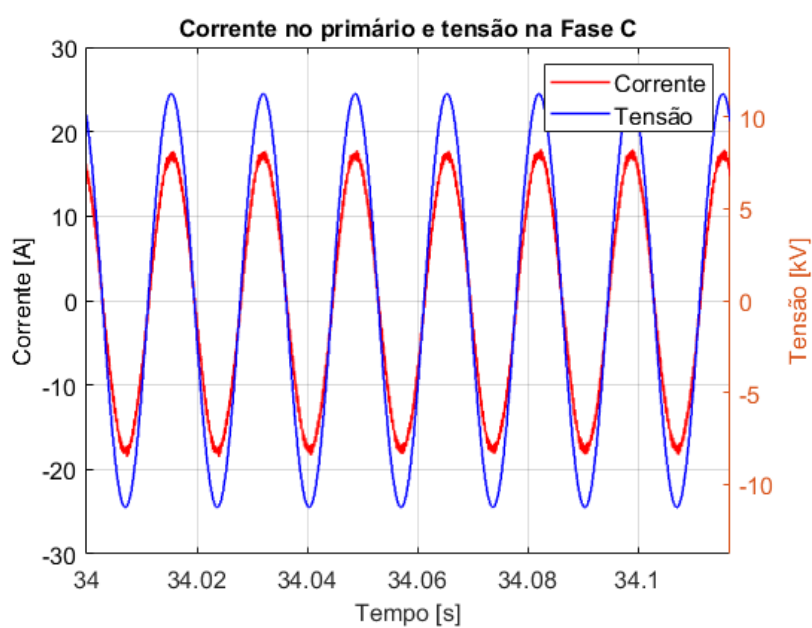


Figura 43 – Tensão e corrente na fase C do primário do transformador do retificador TUPF.

4.1.2.1 Análise harmônica das correntes da rede

A grande vantagem do retificador TUPF é a possibilidade de trabalhar com fator de potência verdadeiramente unitário, o que acontece com a eliminação dos harmônicos até a 50ª ordem. Portanto, além da análise visual vista nas formas de onda das correntes da rede elétrica, é necessário avaliar também o seu conteúdo harmônico e suas TDDs.

As figuras 44, 45 e 46 mostram o conteúdo harmônico das correntes das fases A, B e C, respectivamente. Observa-se níveis harmônicos muito reduzidos, bem abaixo dos limites estabelecidos pela IEEE-519-2014. Além disso, o nível de TDD que, no pior caso, foi de 0,81%, também está abaixo do limite da IEEE-519-2014.

Figura 44 – Análise harmônica da corrente da fase A no primário do retificador TUPF.

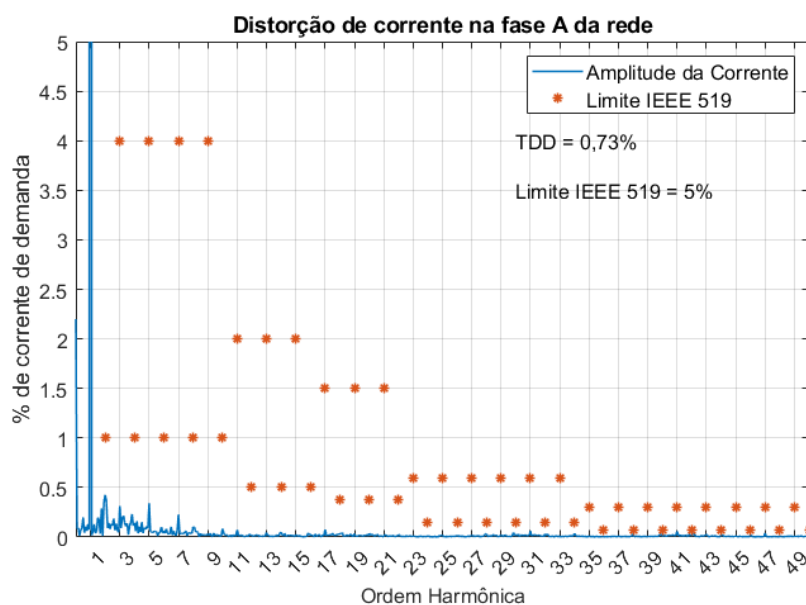


Figura 45 – Análise harmônica da corrente da fase B no primário do retificador TUPF.

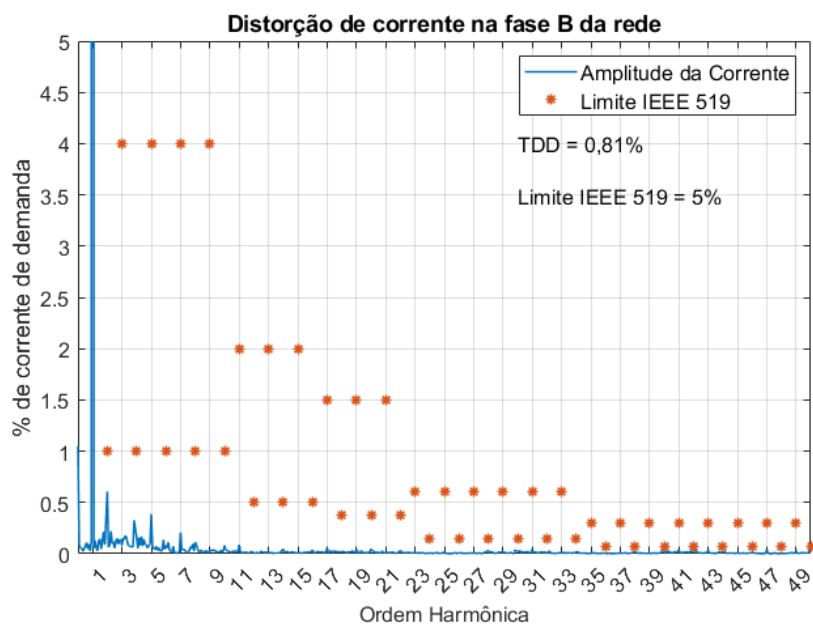
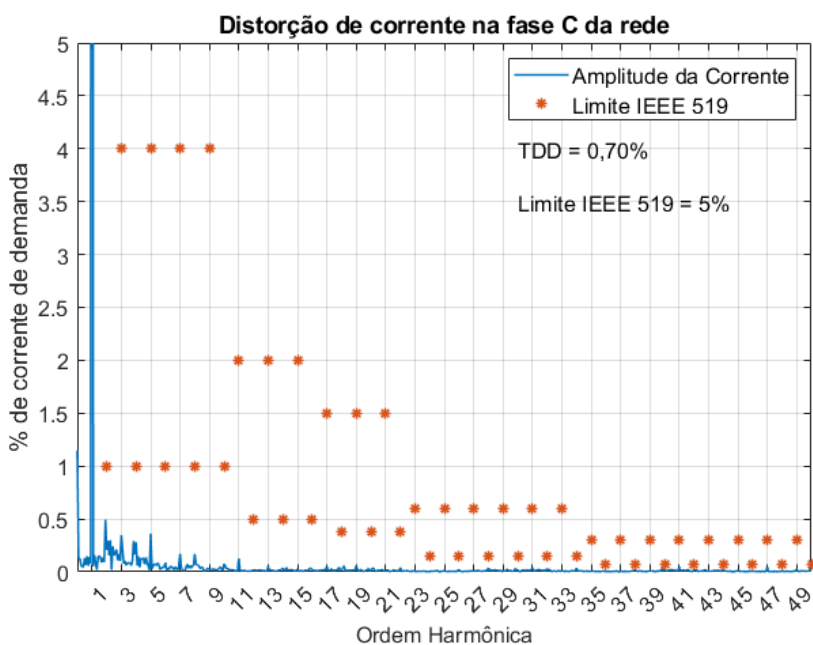


Figura 46 – Análise harmônica da corrente da fase C no primário do retificador TUPF.



4.1.3 Corrente de entrada do conversor c.c.

O conversor c.c. opera em condução contínua, pois a corrente de entrada não atinge o valor zero, como pode ser visto nas figuras 47 e 48. Num primeiro momento, na figura 47 que mostra a corrente de entrada do conversor c.c. aos 10 segundos de simulação, observa-se uma largura de pulso reduzida, caracterizando uma corrente de entrada média no conversor de 276 A. A medida em que a tensão no supercapacitor aumenta, aumenta-se também a potência demandada do retificador TUPF e uma largura de pulso maior em relação à apresentada na figura 47, como pode ser visto na figura 48 que mostra a corrente de entrada do conversor c.c. aos 30 segundos de simulação com corrente média de 389 A.

Figura 47 – Corrente de entrada do conversor c.c. aos 10 segundos de simulação.

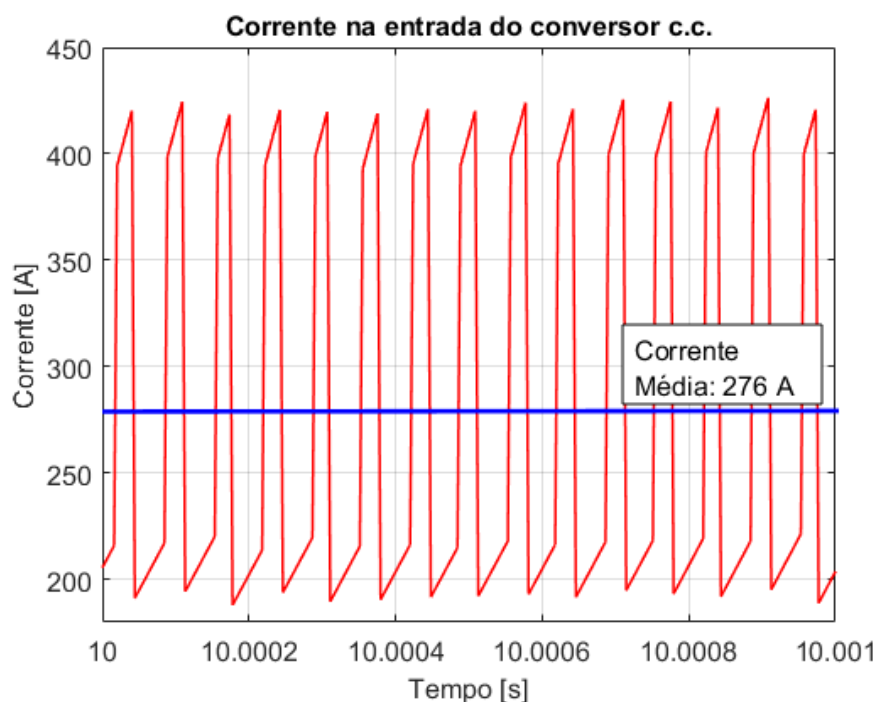
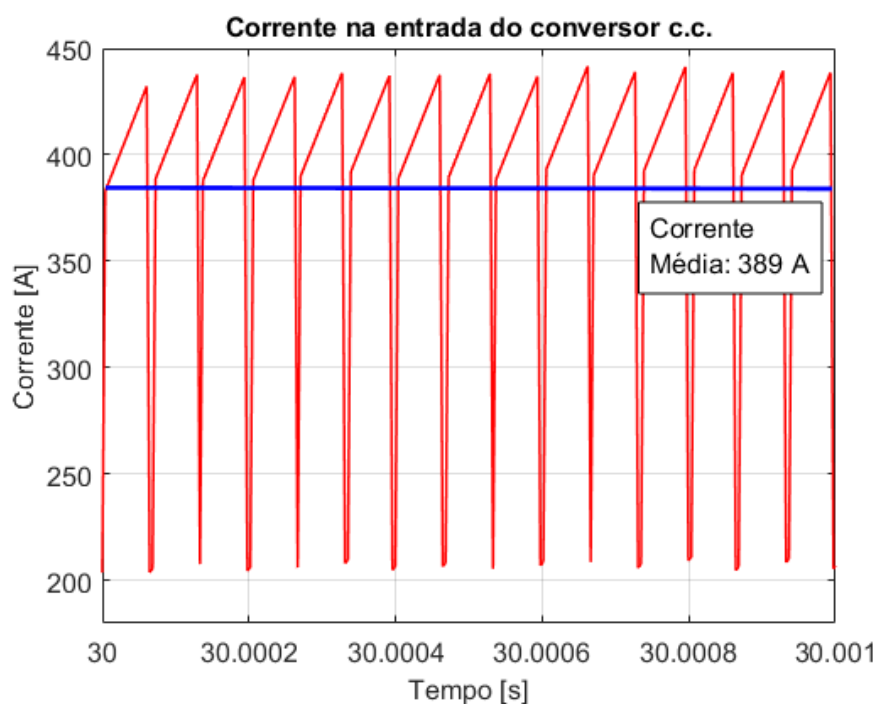


Figura 48 – Corrente de entrada do conversor c.c. aos 30 segundos de simulação.

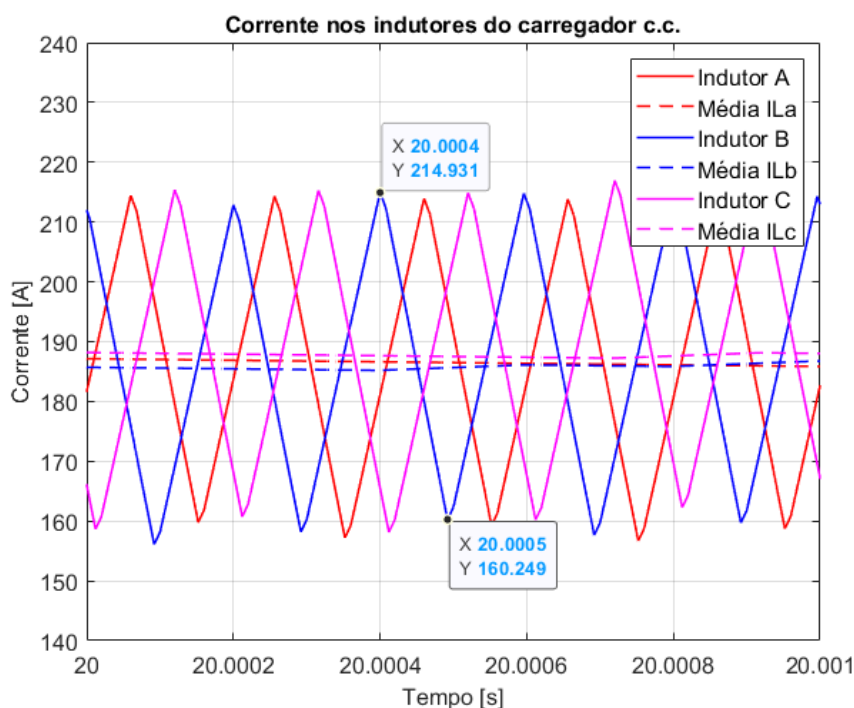


4.1.4 Correntes nos indutores série do conversor c.c./c.c.

A corrente de saída para o supercapacitor é derivada dos três braços do conversor c.c./c.c. *interleaved*. A topologia foi escolhida por permitir a redução do *ripple* da corrente de saída em relação às topologias *buck* tradicionais e, além disso, permite dividir a corrente de saída pelos três braços, possibilitando um aumento na potência máxima de operação do conversor c.c.

A figura 49 mostra as correntes nos braços A, B e C do conversor c.c./c.c. do carregador ultrarrápido. A corrente média por braço é de 190 A. Observa-se um *ripple* de 28% na corrente dos indutores, ou seja, cerca de 54 A.

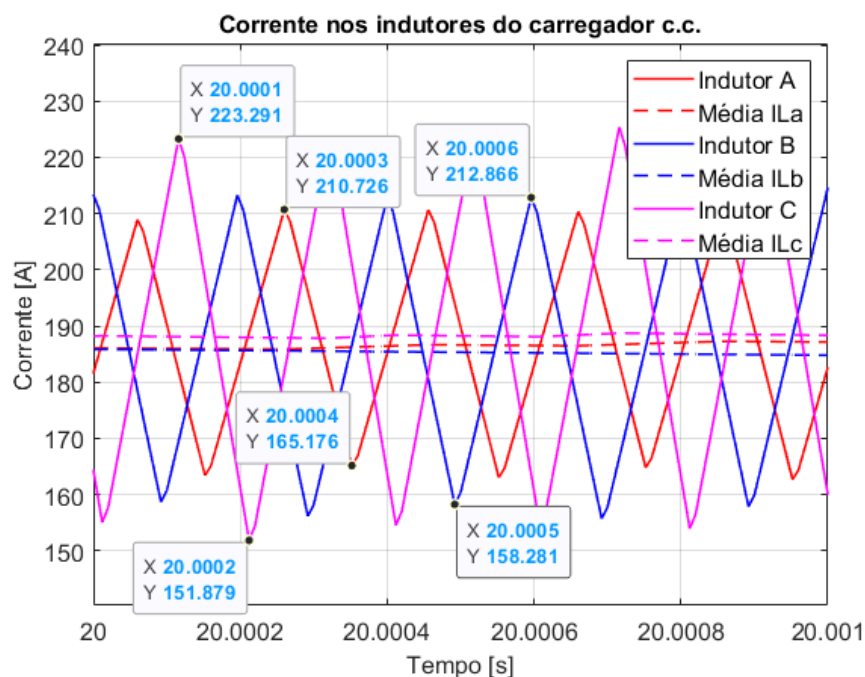
Figura 49 – Correntes nos indutores série do conversor c.c.



Para analisar a efetividade do controlador de corrente, variou-se as indutâncias dos braços em cada fase, criando um desequilíbrio entre as indutâncias. Tal dinâmica foi realizada para avaliar os efeitos das tolerâncias das indutâncias que, tipicamente, variam em torno de 20% do valor nominal. Dessa forma, foi analisado o pior caso, ou seja, a indutância do braço A foi elevada em 20%, manteve-se a indutância do braço B no valor nominal e a indutância no braço C foi reduzida em 20%, criando um total desequilíbrio entre os valores das indutâncias do conversor c.c.

A figura 50 mostra as correntes nos indutores do conversor c.c. com tal desequilíbrio. Pode-se observar um aumento do *ripple* da corrente no braço C e uma redução do *ripple* da corrente no braço A, porém mantendo-se o valor médio da corrente, conforme projetado no sistema de controle, mostrando que, para variações da indutância dos reatores dentro da sua faixa de tolerância, o controle tem resposta satisfatória ao manter os valores médios iguais entre os braços do conversor.

Figura 50 – Correntes nos indutores série do conversor c.c. com desequilíbrio entre as indutâncias.



4.1.5 Corrente e tensão no supercapacitor

Como pode ser observado na figura 51, a tensão no supercapacitor aumenta linearmente com a aplicação de uma corrente constante. O período para a tensão do capacitor atingir 500 V foi de 42 segundos, porém para o cessar da corrente no supercapacitor, foi de 45 segundos.

Na condição estabelecida da aplicação do carregador ultrarrápido no corredor MOVE da Antônio Carlos na cidade de Belo Horizonte, essa seria a parada com maior tempo de recarga. O tempo máximo de recarga depende de fatores como a satisfação dos usuários com o tempo de parada e do tempo médio de embarque e desembarque dos passageiros. Uma redução no tempo máximo de recarga implica num carregador ultrarrápido de potência mais elevada e num acréscimo nos custos de implementação. A figura 52 mostra um gráfico da potência no supercapacitor ao longo do período de recarga.

Figura 51 – Tensão e corrente no supercapacitor ao longo do processo de recarga.

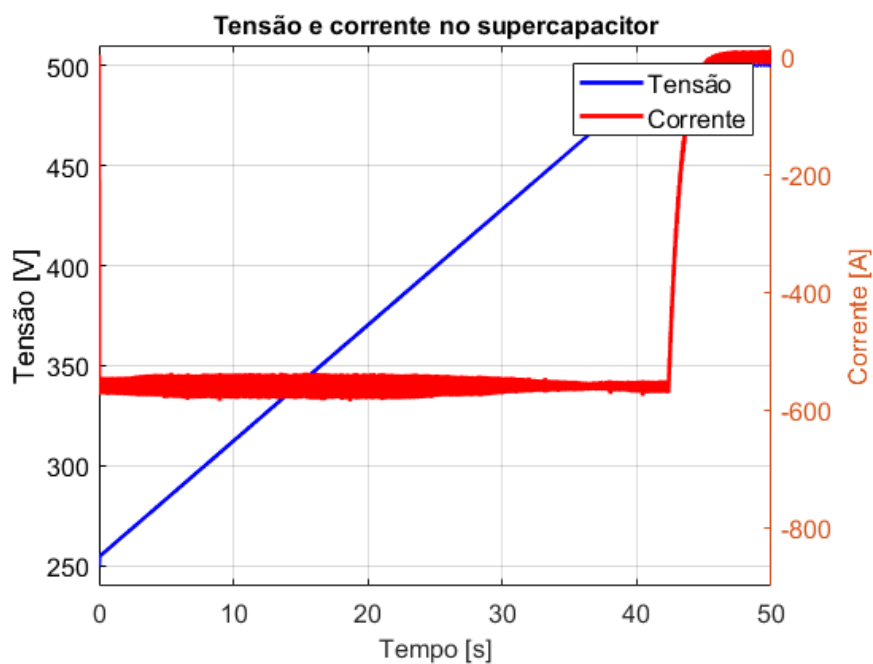
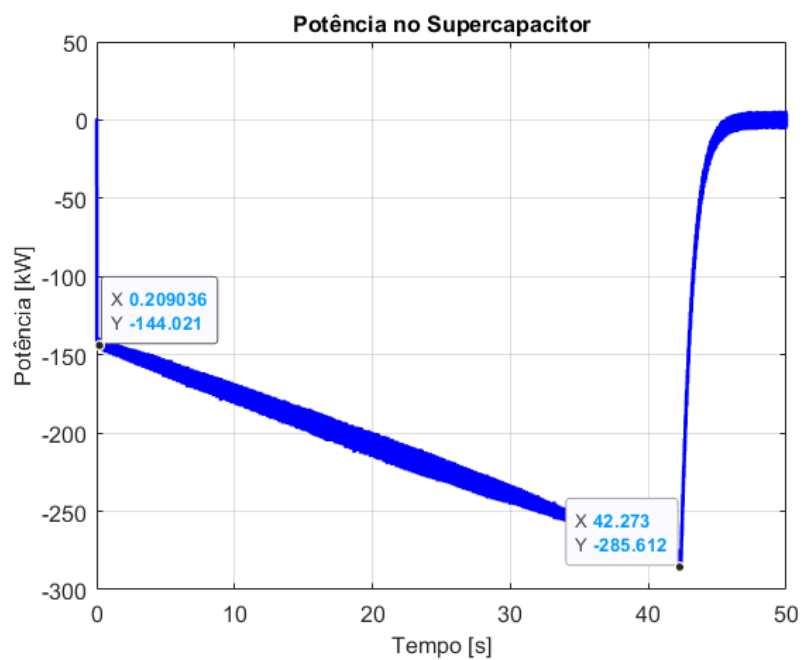
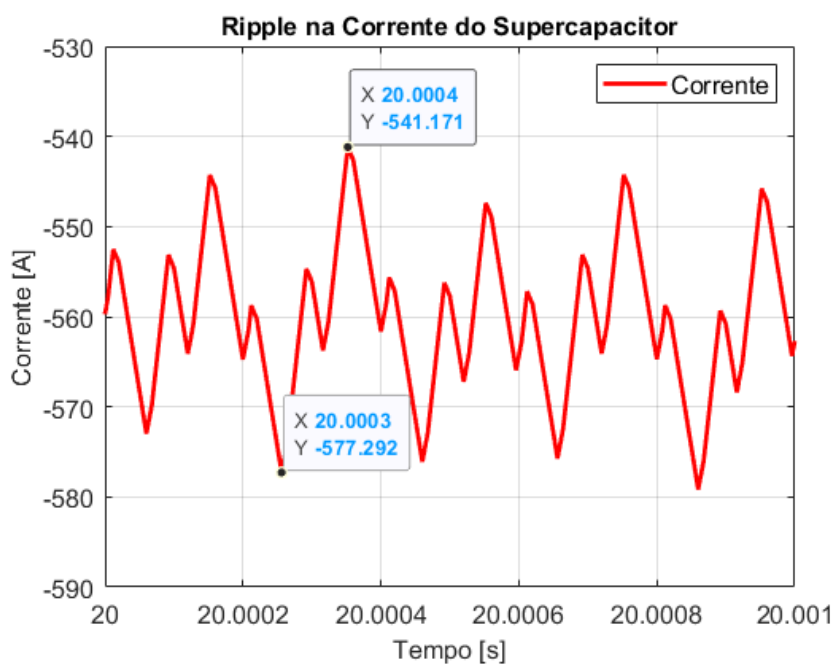


Figura 52 – Potência no supercapacitor ao longo do processo de recarga.



A corrente de saída que vai para o supercapacitor possui valor médio de 570 A. A figura 53 mostra a ondulação da corrente no supercapacitor. O *ripple* da corrente apresentado é de 36 A, cerca de 6% da corrente média no supercapacitor.

Figura 53 – *Ripple* da corrente do supercapacitor.



Também foi realizado um teste para variação da capacitância do banco de capacitores do *e-bus*. Para tal, utilizaram-se dois extremos de tolerância da capacitância das células segundo o datasheet do supercapacitor (AVX, 2020) para analisar o padrão de tensão e corrente durante a recarga: 30% de variação da capacitância, conforme mostra a figura 54 e -10% de variação, conforme mostra a figura 55.

Figura 54 – Tensão e corrente no supercapacitor ao longo do processo de recarga com capacitância do banco 30% maior.

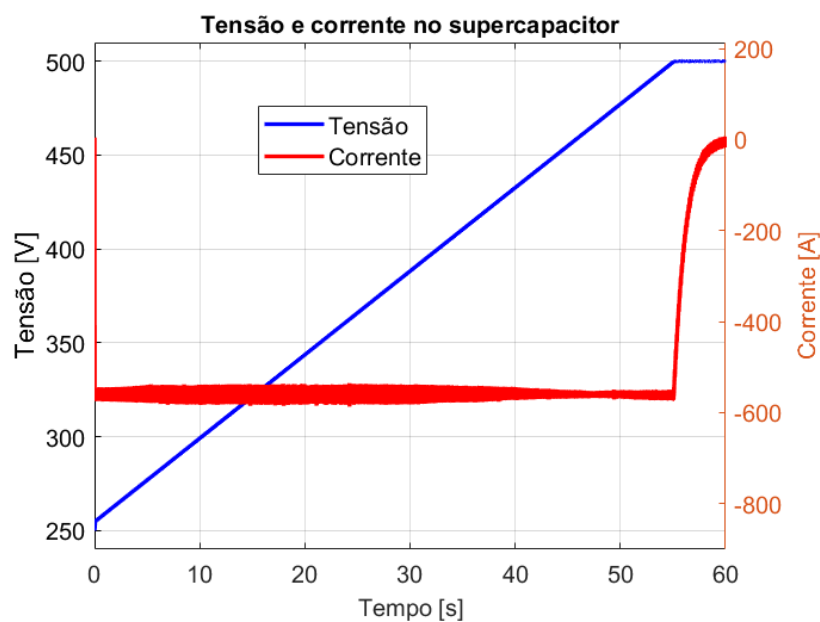
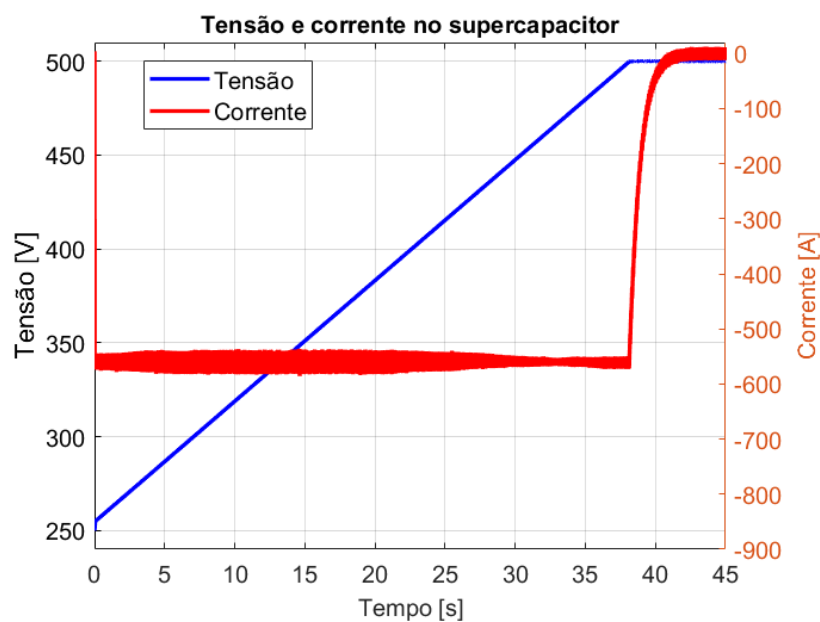


Figura 55 – Tensão e corrente no supercapacitor ao longo do processo de recarga com capacitância do banco 10% menor.



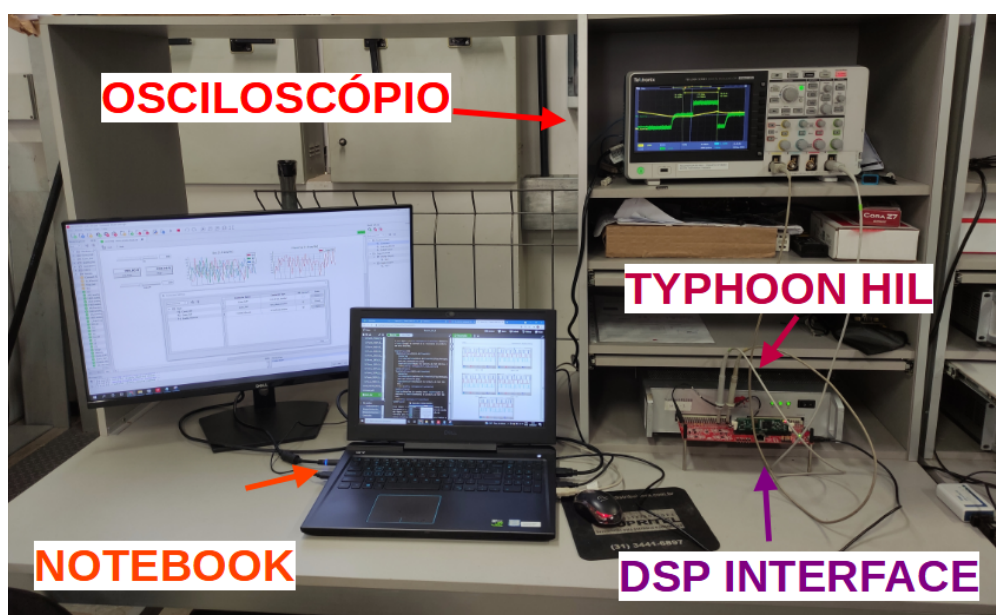
Conforme esperado, com o aumento da capacitância do banco de supercapacitores, tem-se também um tempo maior necessário para recarga completa do supercapacitor saindo de sua condição inicial. Quando a capacitância é menor, o banco de supercapacitores se carrega mais rápido, pois há um menor armazenamento de energia. Independente do caso, é possível observar a mesma dinâmica de controle apresentada com o valor nominal da capacitância do banco de supercapacitores do *e-bus*.

4.2 Resultados no *hardware-in-the-loop* (HIL)

4.2.1 Resultados do conversor c.c. isolado

Para avaliar o funcionamento do controle do conversor c.c./c.c., foram realizadas simulações em *hardware-in-the-loop* (HIL) do conversor c.c./c.c. isolado, ou seja, o TUPF foi modelado como uma fonte de tensão contínua de 700 V. O controle do conversor c.c./c.c. foi implementado no TMS320F28335, um processador de sinais digitais (*Digital Signal Processor* (DSP) em inglês) da fabricante Texas Instruments juntamente com a placa de interface DSP da Typhoon HIL com frequência de processamento de 10 kHz. O modelo de HIL utilizado foi o HIL 600. A figura 56 mostra a montagem realizada para coleta de resultados.

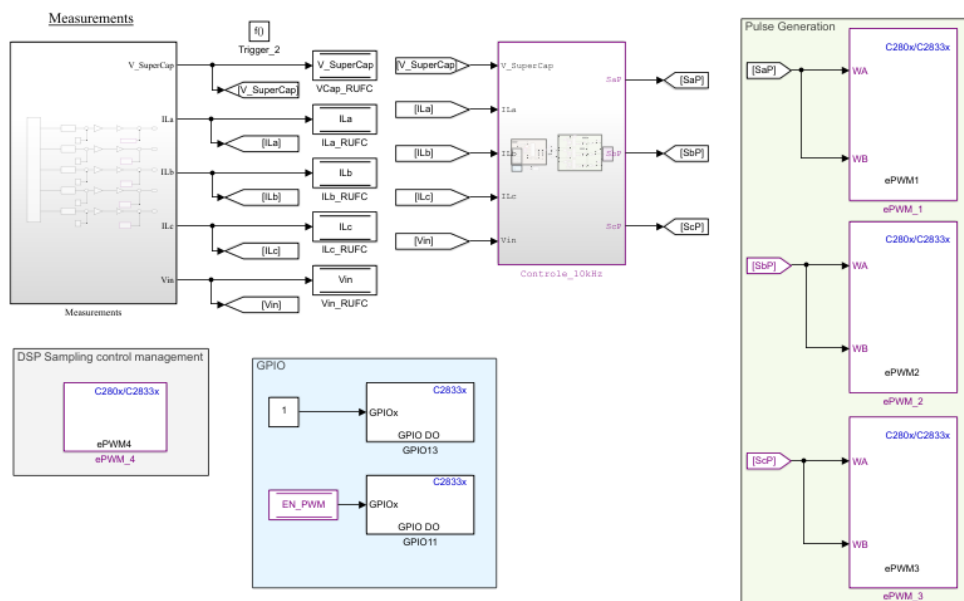
Figura 56 – Montagem realizada para o teste do conversor c.c./c.c. do R-UFC.



Fonte: Produzida pelo autor.

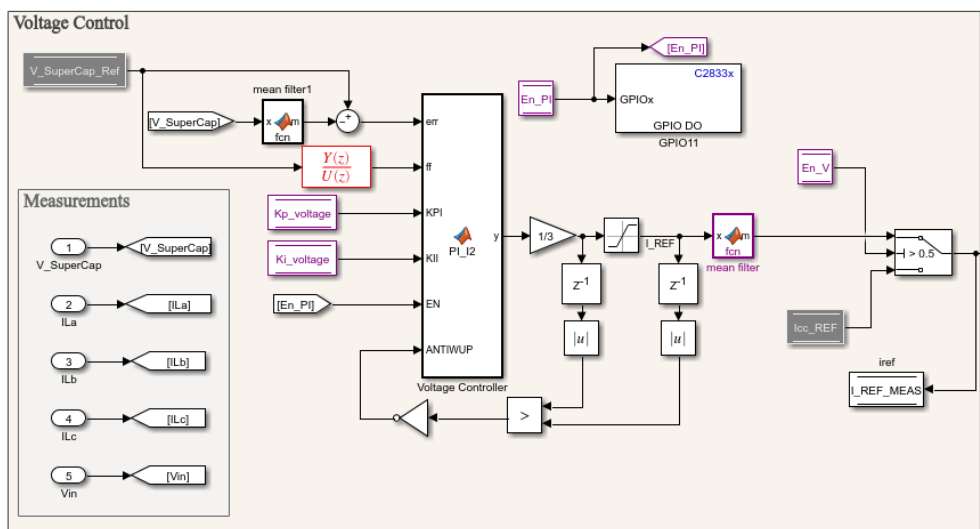
As figuras 57, 58 e 59 mostram os diagramas do controle que foi implementado utilizando o *add-on Embedded Coder* do Simulink[®] para gerar os arquivos necessários para gravação do DSP. Foi utilizada a interface ePWM do DSP para geração dos sinais de PWM do conversor c.c./c.c.

Figura 57 – Controle do conversor c.c./c.c. implementado em DSP - Periféricos e PWM.



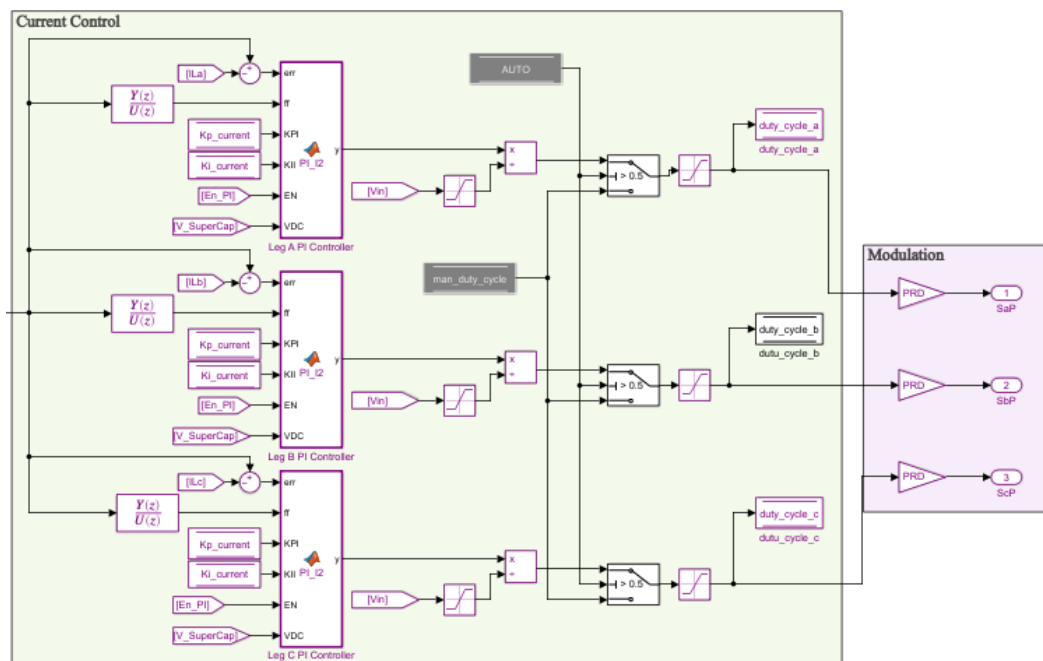
Fonte: Produzida pelo autor.

Figura 58 – Controle do conversor c.c./c.c. implementado em DSP - Controlador de Tensão.



Fonte: Produzida pelo autor.

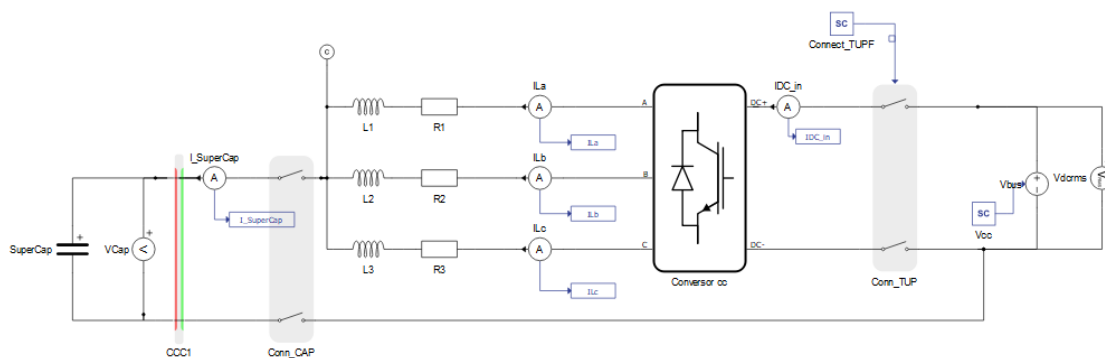
Figura 59 – Controle do conversor c.c./c.c. implementado em DSP - Controlador de Corrente



Fonte: Produzida pelo autor.

A simulação montada no HIL pode ser vista na figura 60. Observa-se a utilização de uma fonte de tensão constante para substituição do retificador TUPF nesse primeiro momento.

Figura 60 – Esquema da simulação montada em *hardware-in-the-loop*



Fonte: Produzida pelo autor.

A tabela 19 mostra as escalas para as tensões e correntes no HIL vistas pelo osciloscópio.

Tabela 19 – Escalas utilizadas no HIL.

Tensão no supercapacitor ($V_SuperCap$)	110 V/V
Correntes nos indutores (ILa , ILb e ILc)	50 A/V
Corrente de entrada (IDC_in)	150 A/V
Corrente no supercapacitor ($I_SuperCap$)	250 A/V
Tensão de entrada (Vin)	150 V/V

A figura 61 mostra o padrão da corrente de entrada do TUPF nos momentos iniciais da recarga do supercapacitor. O valor médio em destaque é de 1,754 V (equivalente a 263 A). Observa-se a condução contínua do conversor c.c./c.c., ou seja, a corrente de entrada não atinge o valor zero durante a recarga.

A medida em que o *duty cycle* do conversor c.c./c.c. aumenta devido ao aumento da tensão do supercapacitor, a largura dos pulsos mostrados na figura 61 aumenta também. Nos momentos finais, a largura dos pulsos é máxima e novos pulsos começam a surgir com valor médio maior, como pode ser visto na figura 62, na qual tem-se valor médio em destaque de 2,667 V (equivalente a 400 A).

Figura 61 – Corrente de entrada do conversor c.c./c.c. (CH1) nos momentos iniciais da recarga do supercapacitor.

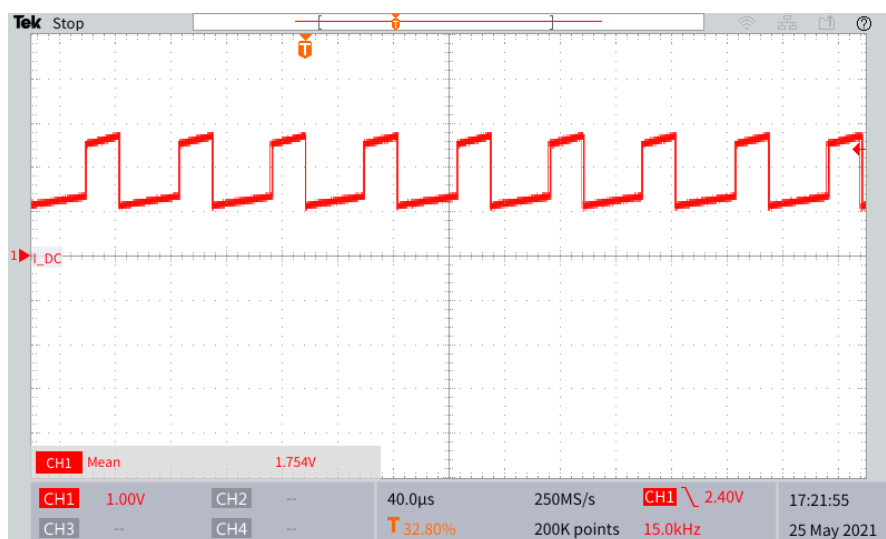
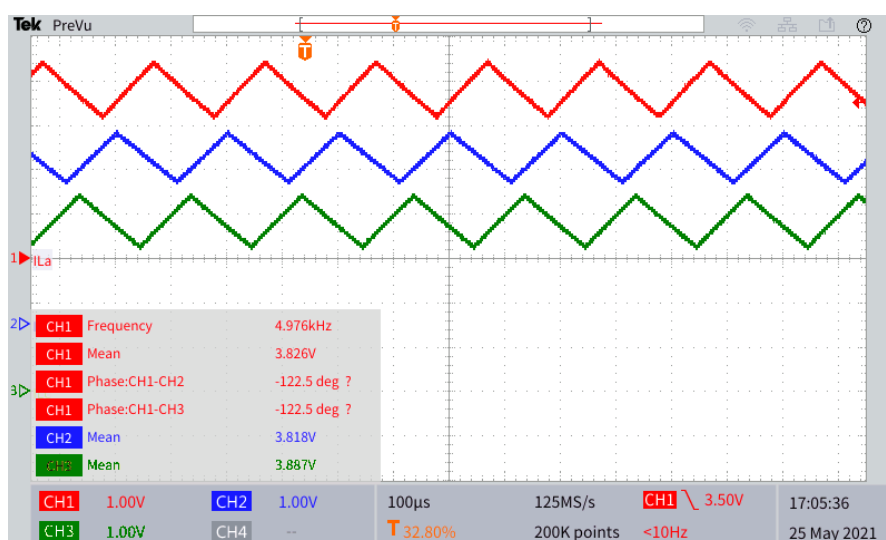


Figura 62 – Corrente de entrada do conversor c.c./c.c. (CH1) nos momentos finais da recarga do supercapacitor.



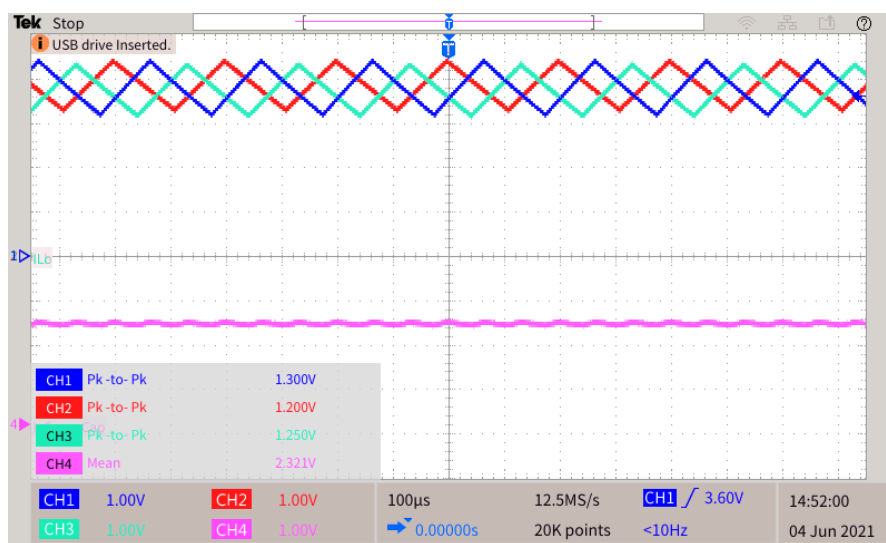
A figura 63 mostra as correntes nos indutores do conversor c.c./c.c. com destaque para o defasamento de 120° entre as componentes c.a. das correntes, a frequência de 5 kHz e a média das correntes. Observa-se valores próximos de correntes médias, com $I_{La} = 191,3$ A, $I_{Lb} = 190,95$ A e $I_{Lc} = 194,35$ A).

Figura 63 – Correntes I_{La} (CH1), I_{Lb} (CH2) e I_{Lc} (CH3) com destaque para as defasagens, frequência e valores médios.



A figura 64 dá destaque para os valores pico-a-pico das correntes nos indutores c.c./c.c., além da corrente no supercapacitor. Os valores pico-a-pico das correntes nos indutores c.c. são próximos, em torno de 65 A, enquanto o valor médio da corrente no supercapacitor é de 567,5 A, ou seja, a soma dos valores médios das correntes nos indutores do conversor c.c./c.c.

Figura 64 – Correntes ILa (CH1), ILb (CH2) e ILc (CH3) e no supercapacitor (CH4) com destaque para os valores pico-a-pico e médio da corrente no supercapacitor.



A figura 65 mostra a tensão e a corrente no supercapacitor durante todo o período de recarga. A carga total é realizada em cerca de 45 segundos partindo de 250 V. Observa-se que toda a operação é realizada em corrente constante e, ao final, o controlador de tensão leva a corrente no supercapacitor para zero.

Uma das perturbações do sistema são as variações da tensão de entrada. Para verificar a robustez do controle do conversor c.c./c.c., variou-se a tensão de entrada de 700 V para 600 V durante a recarga, conforme pode ser visto na figura 66. Observa-se que não houve alteração na corrente de saída nem na tensão do supercapacitor. O controlador atua aumentando o *duty cycle* do conversor c.c./c.c., impactando na corrente de entrada, como mostra a figura 67 com o aumento da largura dos pulsos no momento da queda de tensão, mas sem afetar a corrente e a tensão de saída.

Figura 65 – Tensão (CH1) e corrente no supercapacitor (CH4) durante todo o período de recarga.



Figura 66 – Tensão (CH1) e corrente no supercapacitor (CH4) durante todo o período de recarga com variação da tensão de entrada (CH2) de 700 V para 600 V.

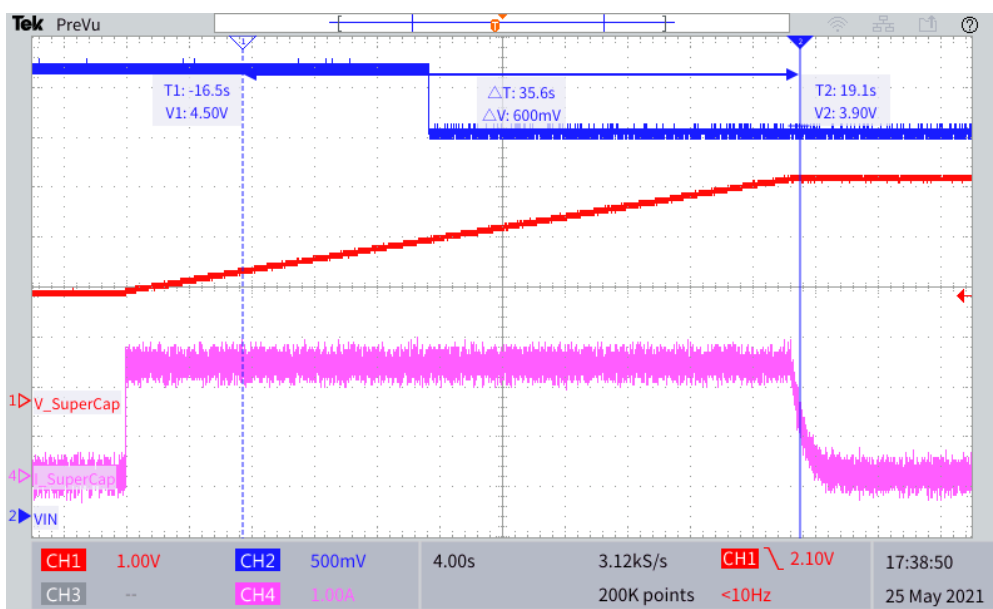
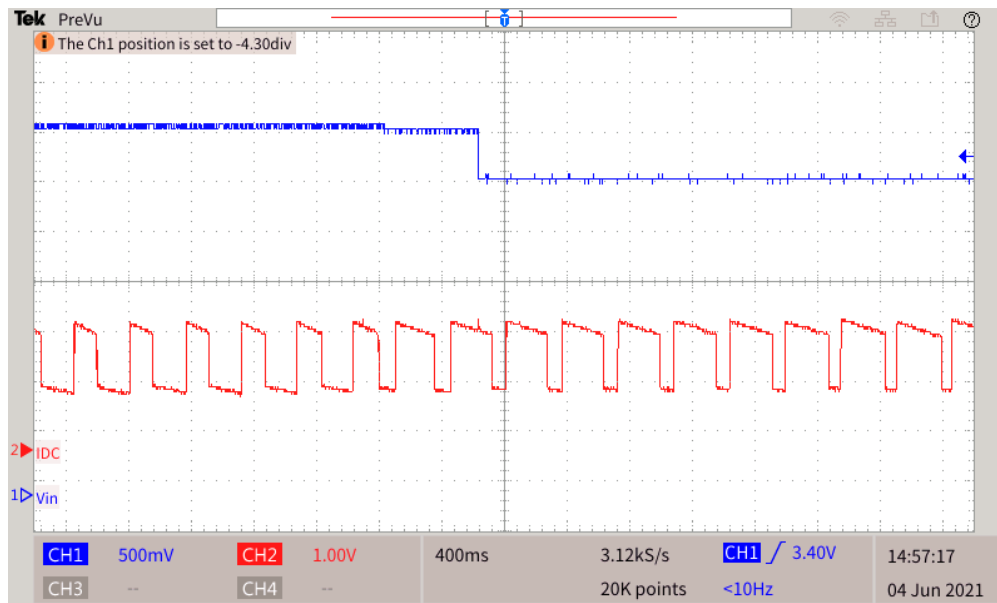


Figura 67 – Tensão de entrada (CH1) e corrente de entrada (CH2) no momento da variação da tensão de entrada de 700 V para 600 V.



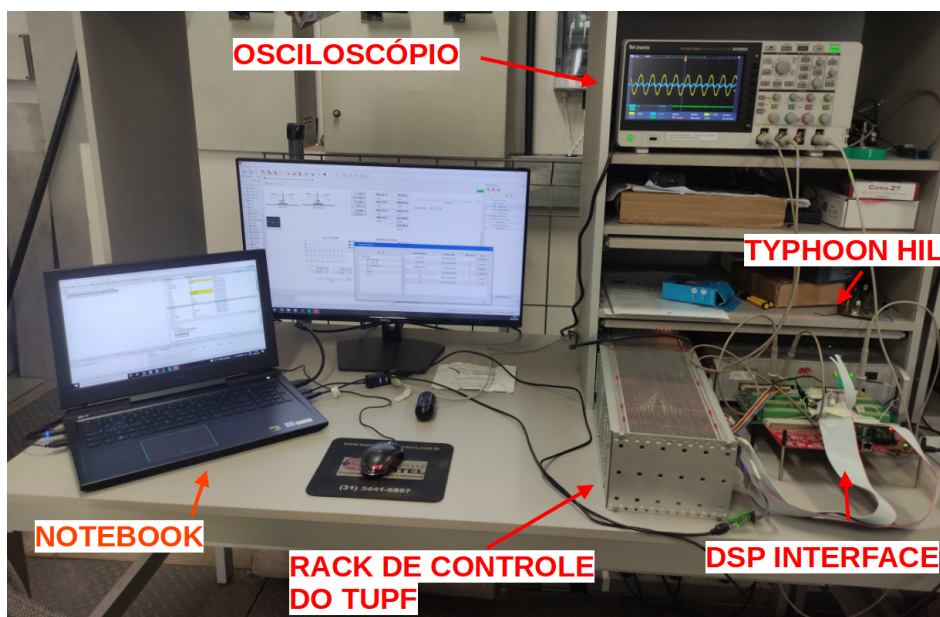
4.2.2 Resultados do conversor c.c. conectado ao TUPF

Comprovado o funcionamento correto do controle do conversor c.c./c.c., o TUPF passou a funcionar como retificador fornecendo a tensão de entrada do conversor c.c./c.c. O apêndice A.I mostra o esquema da simulação realizada no *hardware-in-the-loop* para integração dos dois conversores. Como a simulação do TUPF montada no *Typhoon HIL* foi projetada para utilização em uma etapa de testes para comissionamento de um protótipo real de 280 kVA do TUPF que vem sendo desenvolvido em laboratório, a tensão da rede elétrica foi de 440 V no lugar de 13,8 kV da simulação realizada no Simulink na seção 4.1. O transformador foi simulado com *tap* de 506/440 V, assim como está presente no protótipo.

Os ângulos de disparo do TUPF utilizados para coleta de resultados na seção 4.1 estão presentes na figura 14. Para avaliar novas condições, foi utilizada um novo conjunto de ângulos de disparo presente na figura 15 retiradas do trabalho de Parreiras (2020). São realizadas, portanto, novas contribuições ao aplicar os novos ângulos calculados em uma simulação em *hardware-in-the-loop*.

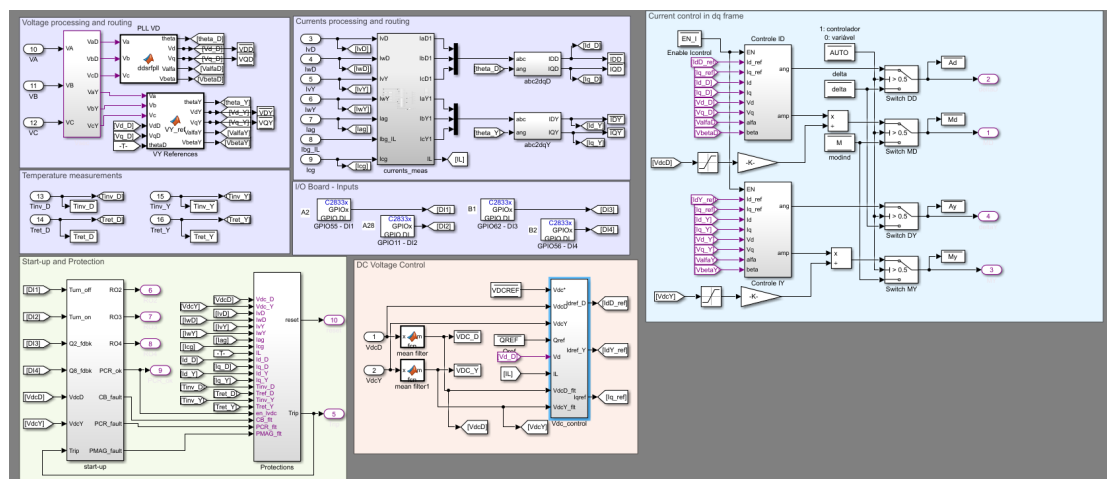
O controle do TUPF foi implementado no TMS320F28335, um processador de sinais digitais da fabricante Texas Instruments em conjunto com o kit de desenvolvimento DE10-Lite, que possui um chip FPGA MAX 10 10M50DAF484 da fabricante Intel, para implementação da modulação SHE-PWM. O conversor c.c./c.c. foi implementado da mesma forma que na subseção 4.2.1. A figura 68 mostra a montagem realizada para coleta de resultados. As figuras 69, 70 e 71 mostram os diagramas do controle que foi implementado utilizando o add-on Embedded Coder do Simulink[®] para gerar os arquivos necessários para gravação do DSP para controle do retificador TUPF. Foi utilizada uma frequência de processamento máxima de 5,76 kHz para que 8 amostras equivalham a exatos 30° da frequência da rede para utilização no FTV. Os valores do índice de modulação e ângulo são repassados por meio de uma comunicação paralela de 10 e 13 bits, respectivamente, para a placa da FPGA que fica responsável pela geração dos sinais do SHE-PWM numa frequência de processamento de 250 kHz para aumentar a resolução, reduzindo erros de quantização dos ângulos do SHE-PWM (Parreiras, 2020). Os diagramas de controle do conversor c.c./c.c. são os mesmos apresentados na subseção 4.2.1.

Figura 68 – Montagem realizada para integração do carregador R-UFC com o TUPF.



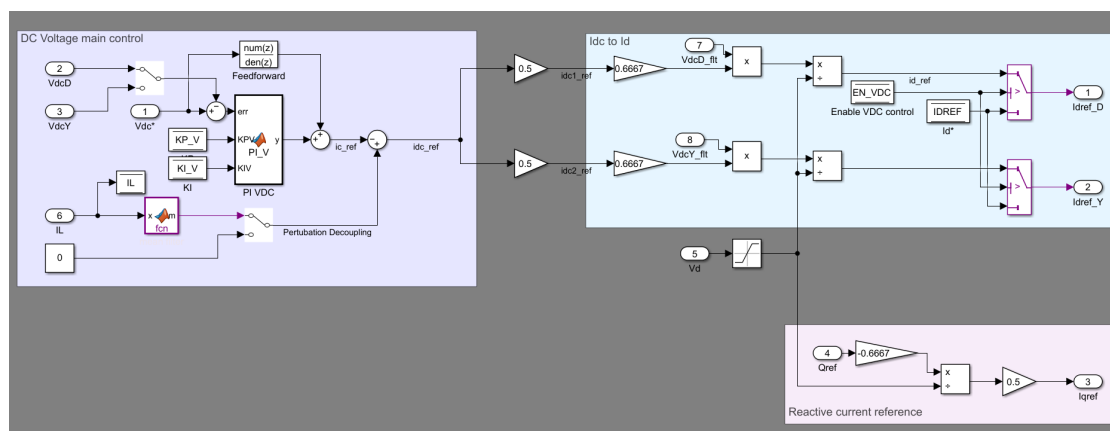
Fonte: Produzida pelo autor.

Figura 69 – Controle do retificador TUPF implementado em DSP - Processamento dos sinais de corrente e tensão, implementação de proteções e blocos de controle de tensão e corrente.



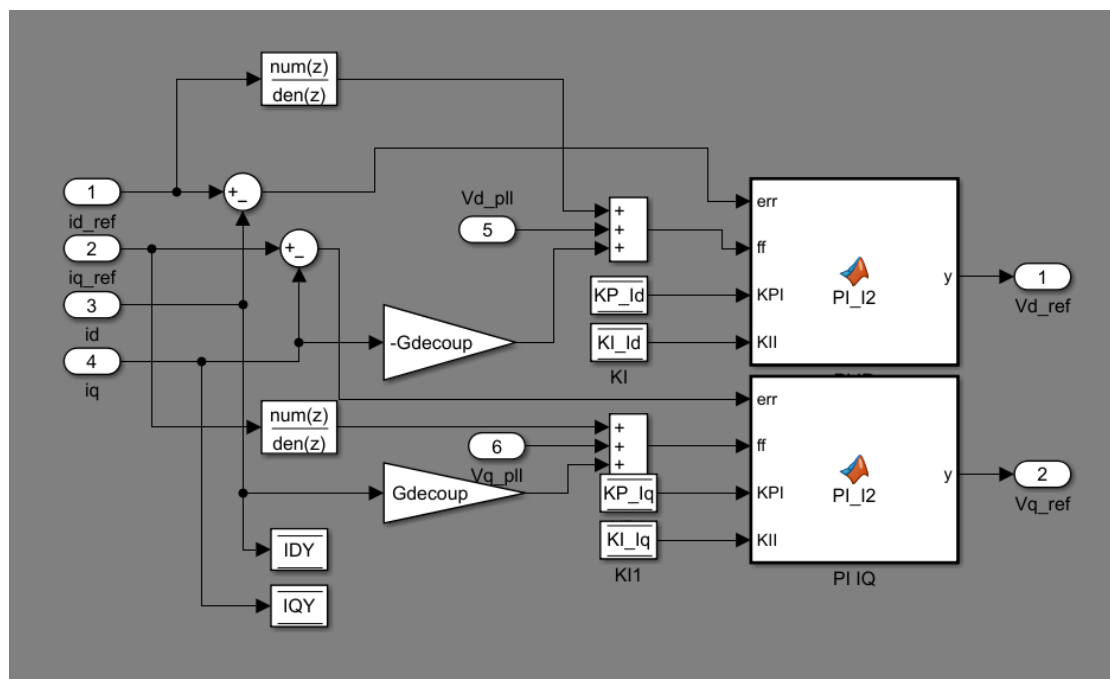
Fonte: Produzida pelo autor.

Figura 70 – Controle do retificador TUPF implementado em DSP - Controlador de tensão.



Fonte: Produzida pelo autor.

Figura 71 – Controle do retificador TUPF implementado em DSP - Controlador de corrente.



Fonte: Produzida pelo autor.

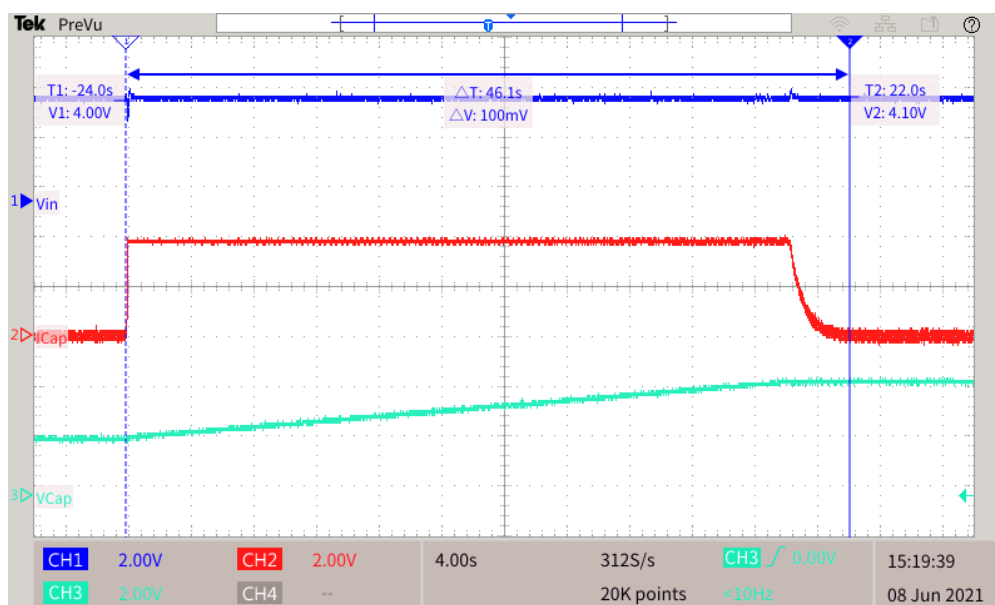
A tabela 20 mostra as escalas para as tensões e correntes no HIL vistas pelo osciloscópio.

Tabela 20 – Escalas utilizadas no HIL.

Tensão no supercapacitor (V_{SuperCap})	110 V/V
Correntes nos indutores (I_{La} , I_{Lb} e I_{Lc})	50 A/V
Corrente de entrada (IDC_{in})	166,12 A/V
Corrente no supercapacitor (I_{SuperCap})	150 A/V
Tensão do barramento c.c. do TUPF (V_{in})	166,76 V/V
Tensões da rede (V_{ag} , V_{bg} , V_{cg})	92,32 V/V
Correntes da rede (I_{ag} , I_{bg} , I_{cg})	166,12 A/V
Correntes nos barramentos c.c. (I_{dcD} , I_{dcY})	166,12 A/V
Correntes nos secundários	101,82 A/V

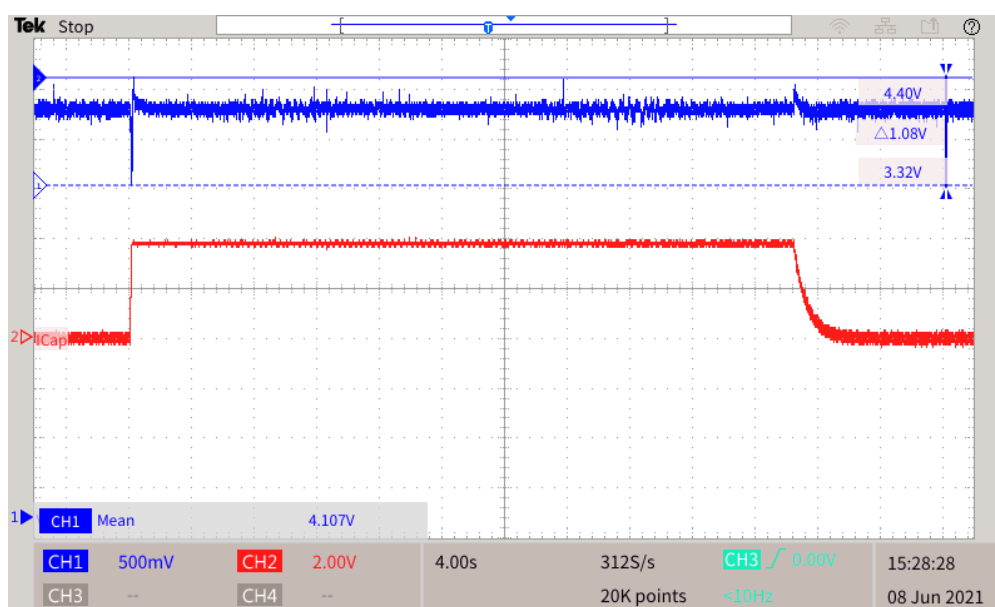
A figura 72 mostra a tensão do barramento c.c. do TUPF e a tensão e corrente no supercapacitor durante todo o processo de recarga. Observa-se o tempo de recarga de 46 segundos e uma variação da tensão do barramento c.c. do TUPF no momento inicial da recarga ultrarrápida. Essa variação de tensão pode ser melhor observada na figura 73.

Figura 72 – Tensão no barramento c.c. do TUPF (CH1), corrente (CH2) e tensão (CH3) no supercapacitor



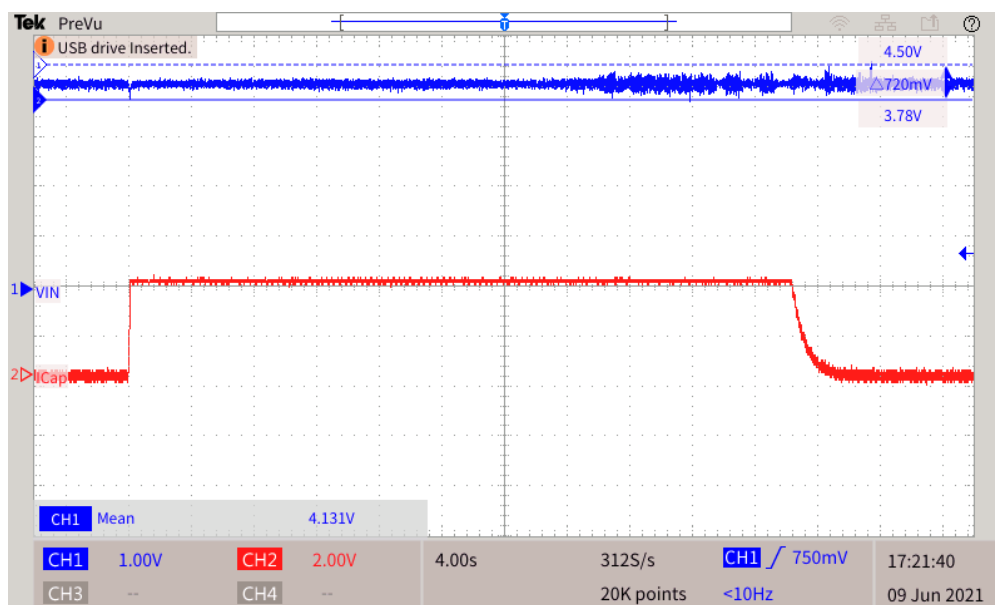
Aplicando a escala de 166,76 V/V à tensão do barramento c.c., observa-se que houve um *overshoot* de 34 V e um *undershoot* de 147 V em relação ao valor nominal de 700 V, o que equivale a aproximadamente 5% e 21% de variação, respectivamente. Tal variação pode ser reduzida aumentando a faixa de passagem do filtro média móvel utilizado para desacoplamento da perturbação no controle da tensão do TUPF. Os resultados da figura 73 foram coletados com o filtro média móvel projetado para 10 Hz.

Figura 73 – Tensão no barramento c.c. do TUPF (**CH1**), corrente no supercapacitor (**CH2**). Destaque para a medição da queda de tensão do barramento c.c. do TUPF.



Aumentando o filtro média móvel para 50 Hz, tem-se o resultado da variação da tensão no barramento c.c. na figura 74.

Figura 74 – Tensão no barramento c.c. do TUPF (CH1), corrente no supercapacitor (CH2). Aumento da faixa de passagem do filtro média móvel. Destaque para a medição da queda de tensão do barramento c.c. do TUPF.



Aplicando a escala de 166,76 V/V, observa-se que houve um *undershoot* de 70 V no momento inicial da recarga, ou seja, uma redução de 50% em relação ao caso anterior com filtro média móvel com faixa de passagem menor.

A figura 75 mostra o padrão das correntes nos braços do conversor c.c./c.c. e seus valores médios, além da frequência. Observa-se frequência de chaveamento de 5 kHz conforme esperado e valores médios semelhantes (em torno de 190 A, aplicada a escala de 50 A/V). O controle de corrente atuou, portanto, de forma efetiva em manter as correntes com valores médios iguais entre os braços do conversor c.c./c.c.

Já a figura 76 mostra as correntes nos braços do conversor c.c. e a corrente no supercapacitor. Destaca-se a medição dos valores pico-a-pico das correntes nos braços do conversor c.c./c.c. que atingiram valores de 67,5 A, aproximadamente. Além disso, o valor médio da corrente do supercapacitor ficou em 573 A, próximo a soma das correntes médias em cada braço.

Figura 75 – Corrente no braço A (CH1), corrente no braço B (CH2) e corrente no braço C (CH3) do conversor c.c./c.c.

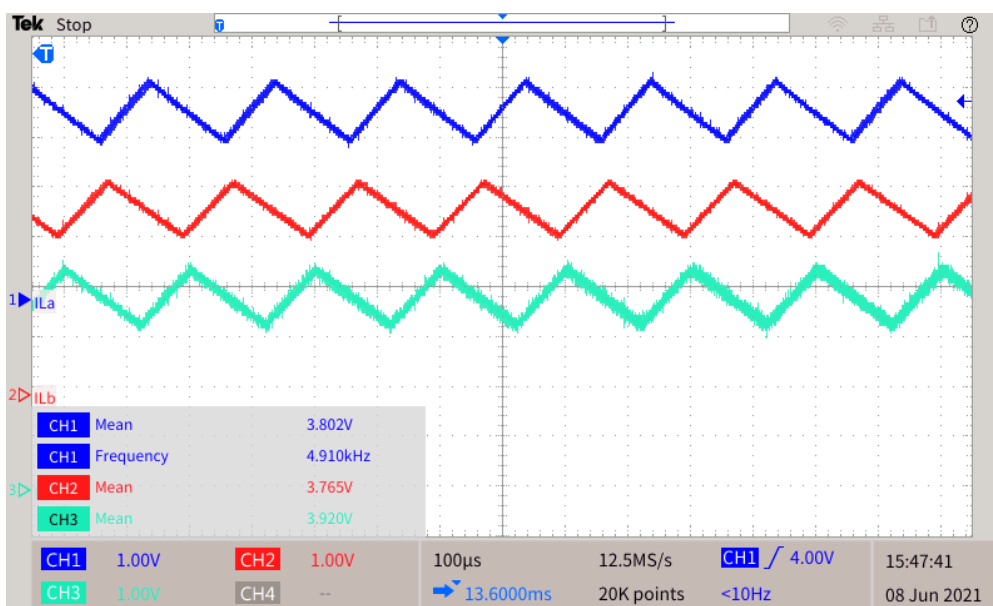
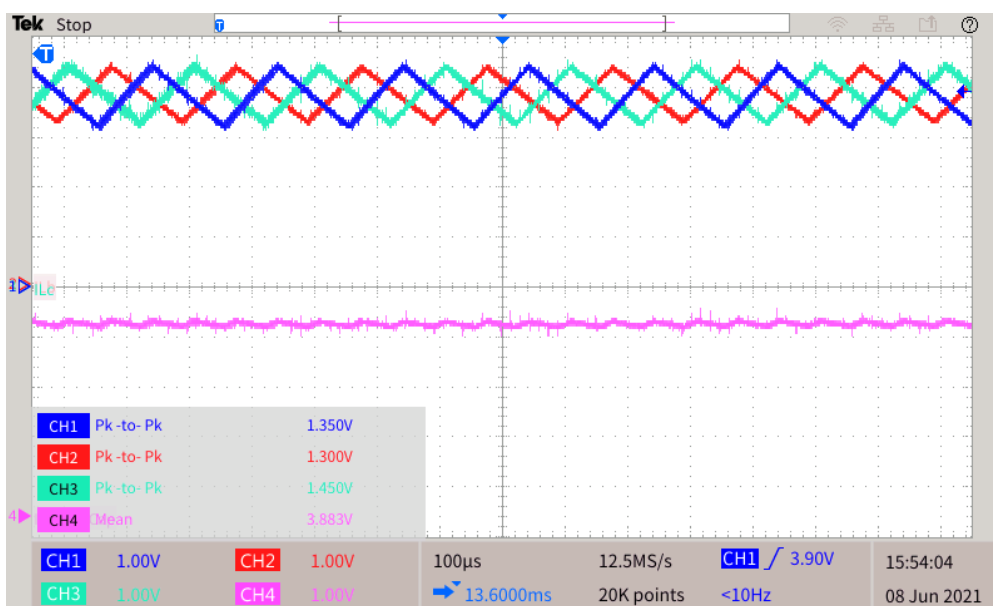
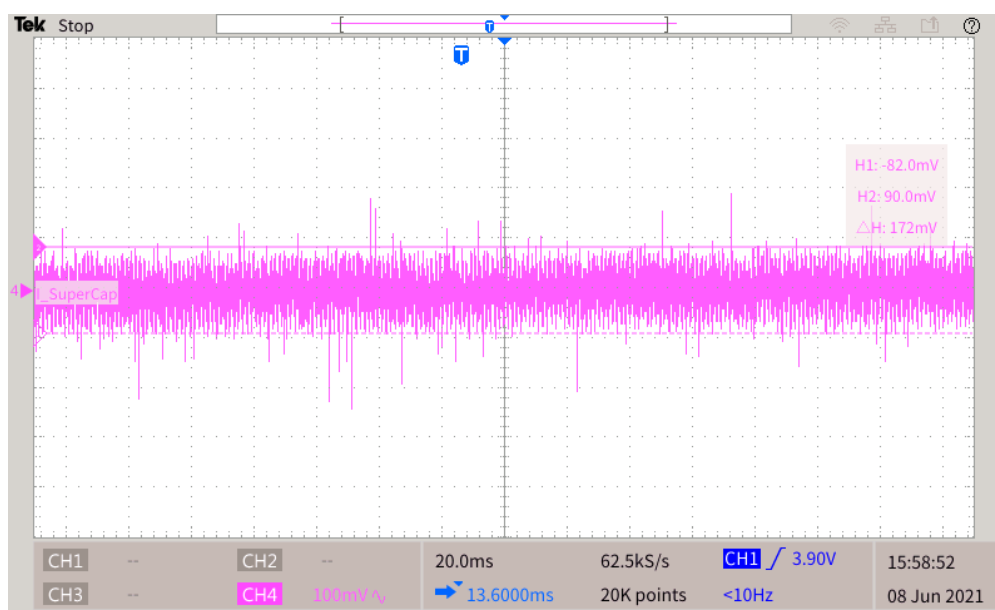


Figura 76 – Corrente no braço A (CH1), corrente no braço B (CH2), corrente no braço C (CH3) do conversor c.c./c.c. e corrente no supercapacitor (CH4).



A figura 77 mostra a corrente no supercapacitor. O acoplamento do osciloscópio foi ajustado para AC para retirar o valor médio e aumentar a resolução da corrente. Destaque para a medição da ondulação que, aplicada a escala de 150 A/V, ficou em torno de 25,8 A, ou seja, cerca de 3 vezes menor que o valor pico-a-pico da corrente em cada braço do conversor c.c./c.c.

Figura 77 – Corrente no supercapacitor com destaque para a medição da ondulação da corrente.



As figuras 78 e 79 mostram a corrente de entrada do conversor c.c./c.c. nos momentos iniciais e finais da recarga, respectivamente. Observa-se um aumento do valor médio da corrente de entrada de 206,6 A para 382,1 A próximo ao final da recarga.

Figura 78 – Corrente de entrada do conversor c.c./c.c. nos momentos iniciais da recarga do supercapacitor.

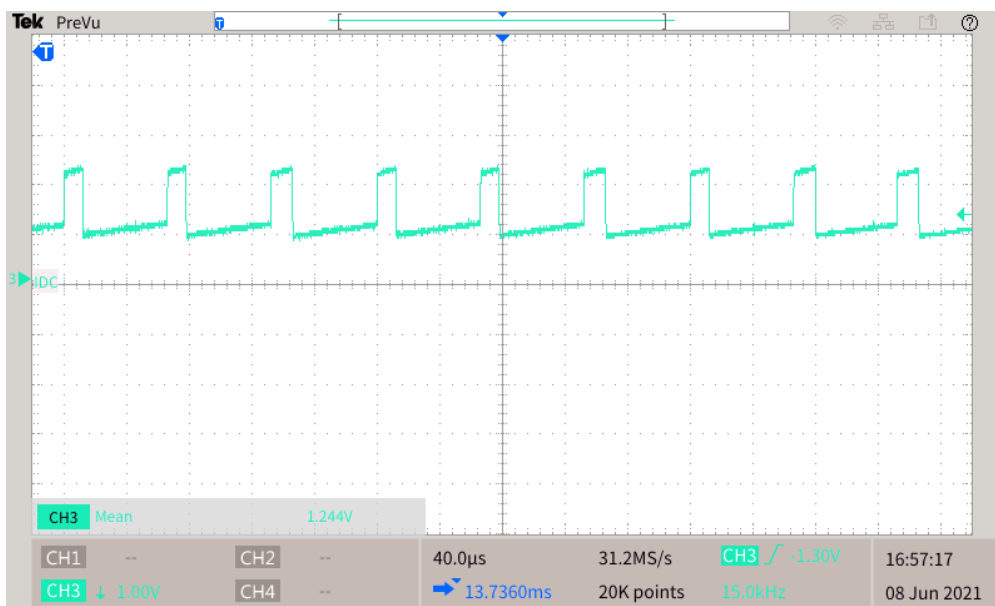
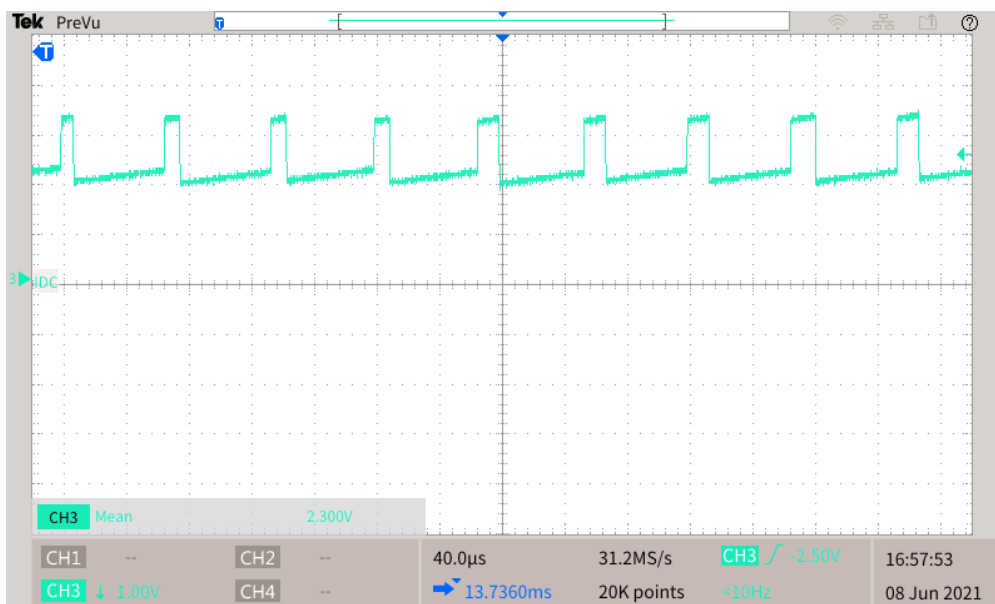


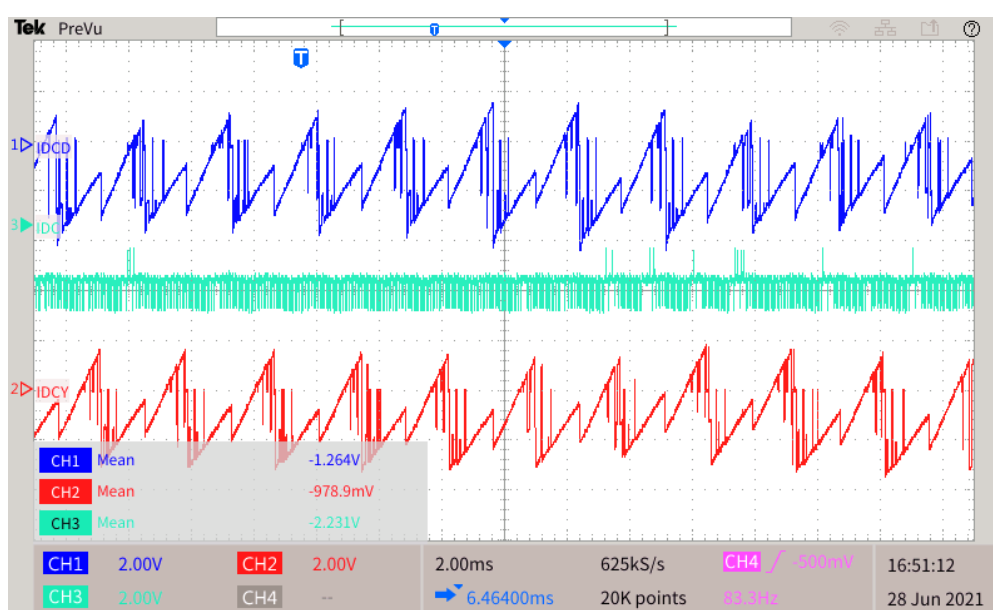
Figura 79 – Corrente de entrada do conversor c.c./c.c. nos momentos finais da recarga do supercapacitor.



A figura 80 mostra o padrão das correntes dos barramentos c.c. dos conver-

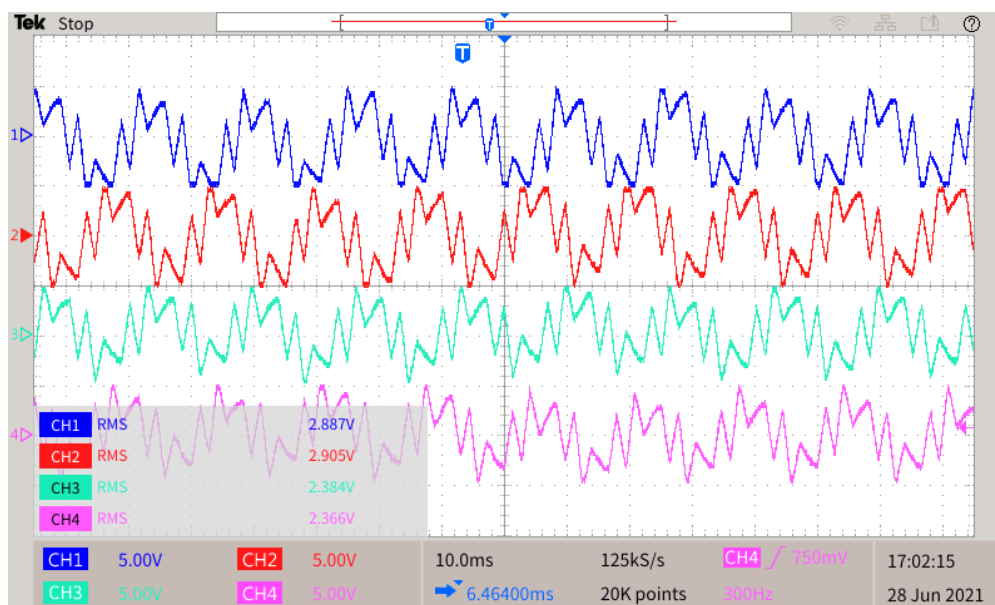
sores Δ e Y. A combinação de tais correntes gera o padrão observado nas figuras 78 e 79. A média da corrente que entra no conversor c.c./c.c. é a soma das médias das correntes que saem de cada conversor, como pode ser visto na figura 80, cujas médias são, aplicadas a escala de 166,12 A/V, 210 A para a corrente no barramento c.c. em Δ , 162,8 A para a corrente no barramento c.c. em Y e 370,6 A para a corrente de entrada do conversor c.c./c.c.

Figura 80 – Corrente no barramento c.c. do conversor em Δ (CH1), corrente no barramento c.c. do conversor em Y (CH2) e corrente de entrada do conversor c.c./c.c. (CH3). Destaque para os valores médios.



A figura 81 mostra as correntes nas fases B e C dos secundários em Δ e Y. A forma de onda das correntes depende dos ângulos de disparo utilizados na modulação SHE-PWM. Pode-se observar valores eficazes de 294 A e 296 A para as correntes nas fases C (I_{cD}) e B (I_{bD}) do conversor Δ , respectivamente e 243 A e 241 A para as correntes nas fases C (I_{cY}) e B (I_{bY}) do conversor Y, respectivamente.

Figura 81 – Correntes na fase C (CH1) e na fase B (CH2) do secundário em Δ e correntes na fase C (CH3) e na fase B (CH4) do secundário em Y durante a recarga.

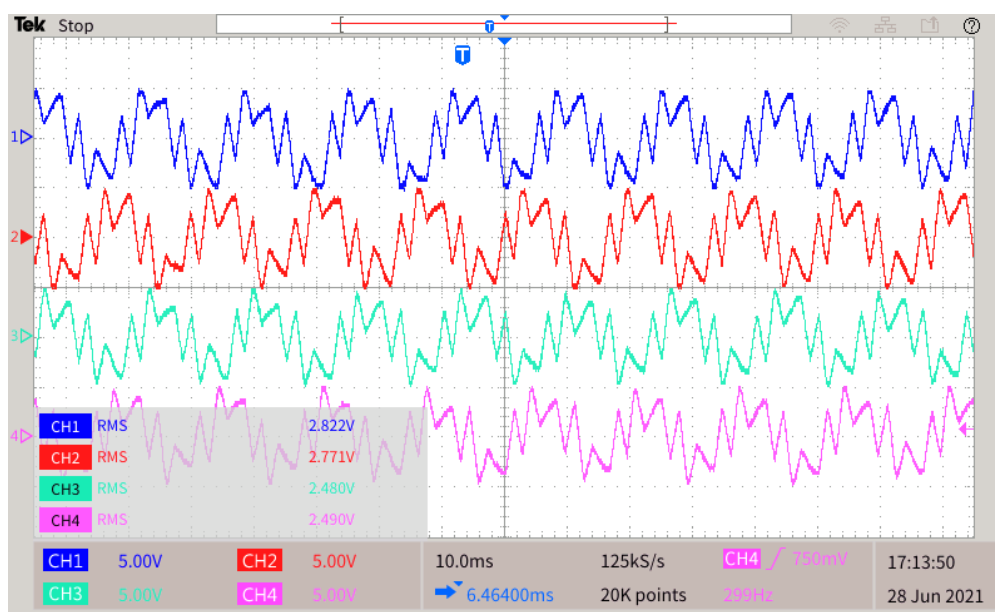


É possível observar, na figura 80, um desequilíbrio entre as correntes médias dos barramentos c.c em torno de 31%. Também é possível observar na figura 81 um desequilíbrio entre as correntes do conversor Δ em relação ao conversor Y em torno de 18%. Apesar de não afetar a qualidade da energia nas correntes na rede, tal desequilíbrio pode causar maior estresse em um conversor em relação ao outro, reduzindo a sua vida útil e, além disso, limitando a potência máxima de operação do TUPF tanto em condições nominais de operação quanto de sobrecarga.

Como mostrado na sub-seção 3.4.1, o controle de corrente do TUPF nessa aplicação é realizado a partir das correntes no primário do transformador. Esse tipo de abordagem no TUPF assume que a corrente em uma fase do primário é dividida igualmente entre os dois secundários do transformador. Entretanto, isso não pode ser garantido e, portanto, pode haver desequilíbrio entre as correntes do secundário. A figura 82 mostra as correntes nos secundários do TUPF num período da recarga do supercapacitor semelhante ao apresentado na figura 81, porém com o controle de corrente sendo realizado com a medição das correntes nos secundários. Aplicando a escala de 101,82 A/V, tem-se $I_{cD} = 287$ A, $I_{bD} = 282$ A, $I_{cY} = 252$

A e $I_{bY} = 253$ A, ou seja, uma redução de 18% para 11% entre o desequilíbrio das correntes entre os secundários.

Figura 82 – Correntes na fase C (CH1) e na fase B (CH2) do secundário em Δ e correntes na fase C (CH3) e na fase B (CH4) do secundário em Y para controle de corrente do TUPF utilizando as correntes no secundário.



Para resolver de fato esse problema, deve-se utilizar o integrador do eixo direto no controlador de corrente, conforme calculado na sub-seção 3.4.1. O integrador corrige um desequilíbrio existente entre as tensões dos secundários do transformador e, dessa forma, garante-se erro nulo em regime permanente entre as correntes. Entretanto, a utilização do integrador de corrente não tem importância física (já que integral de corrente é carga elétrica) e, portanto, as causas do desequilíbrio devem ser investigadas para que não seja necessário utilizar o integrador. A figura 83 mostra as correntes nas fases B e C dos conversor Δ e Y com o controle de corrente do TUPF utilizando as medições das correntes nos secundários. Os valores eficazes apresentados são $I_{cD} = 275$ A, $I_{bD} = 270$ A, $I_{cY} = 261$ A e $I_{bY} = 263$ A, ou seja, um erro de 4% entre as correntes dos secundários em Δ e Y. A figura 84 mostra as correntes no barramento c.c. para essa nova condição. Observa-se valores médios muito próximos entre os barramentos c.c. do conversor Δ (183 A) e Y (178 A), ou seja, uma diferença de 3% entre as correntes.

Figura 83 – Correntes na fase C (CH1) e na fase B (CH2) do secundário em Δ e correntes na fase C (CH3) e na fase B (CH4) do secundário em Y para controle de corrente utilizando as correntes nos secundários e com integrador.

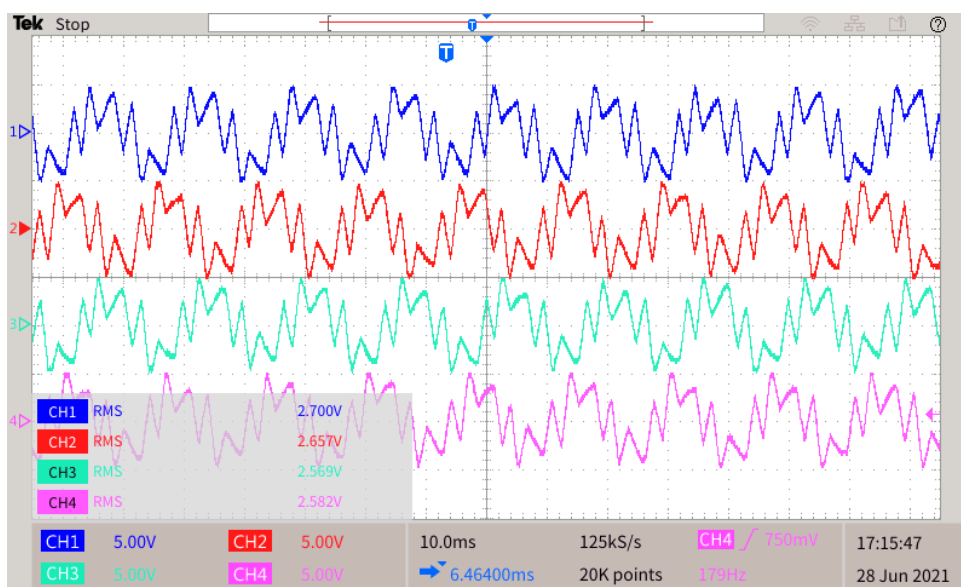
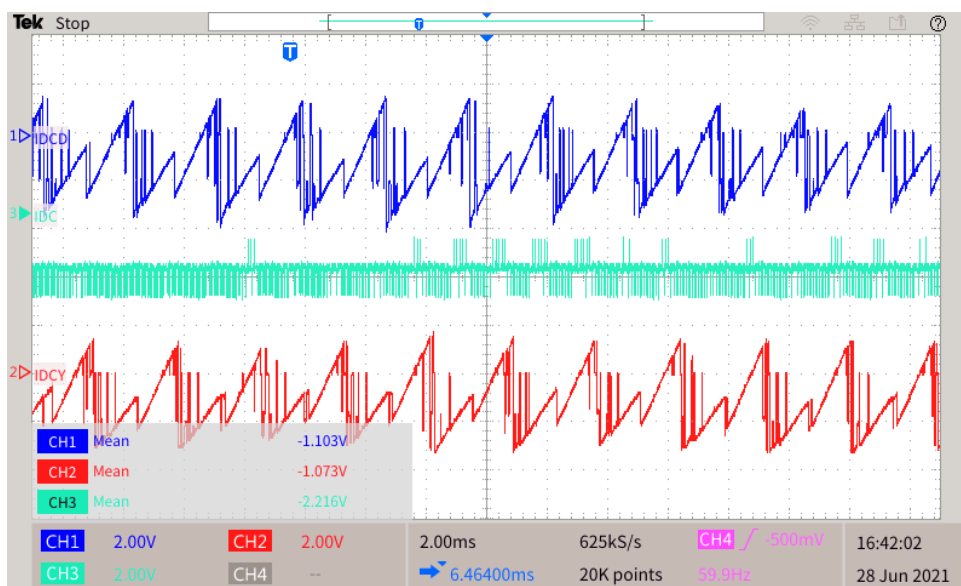
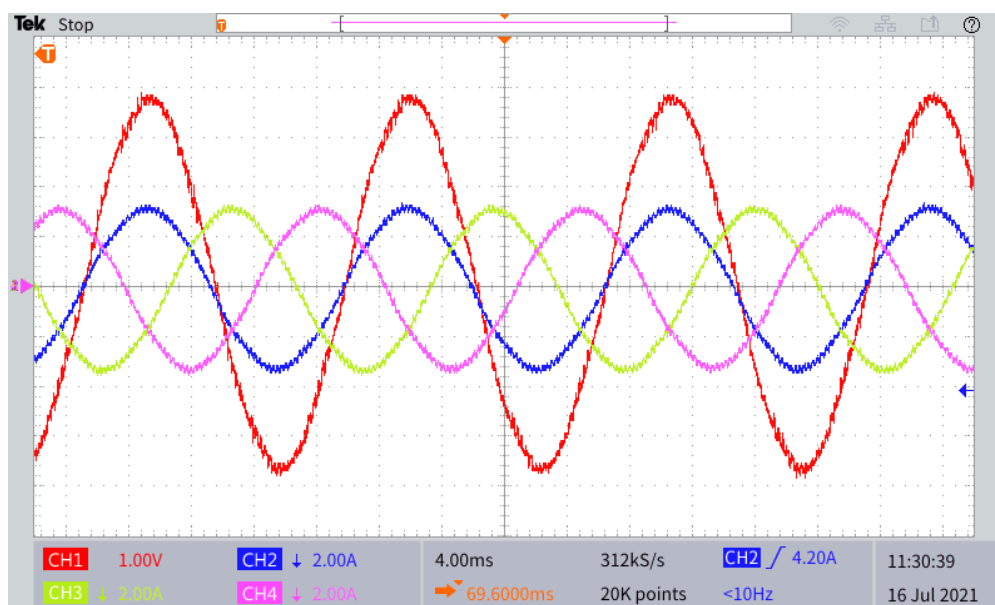


Figura 84 – Corrente no barramento c.c. do conversor em Δ (CH1), corrente no barramento c.c. do conversor em Y (CH2) e corrente de entrada do conversor c.c./c.c. (CH3) com controle no secundário com integrador.



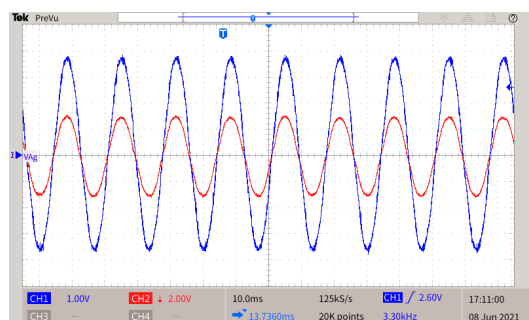
A figura 85 mostra a tensão na fase A da rede, além das correntes nas fases A, B e C. Como as correntes estão sendo medidas no sentido passivo, ou seja, do conversor para a rede, foi aplicada a inversão das correntes no osciloscópio para verificação da fase entre a tensão e a corrente.

Figura 85 – Tensão na fase A da rede elétrica (CH1) e correntes na fase A (CH2), fase B (CH3) e fase C (CH4) durante a recarga do supercapacitor.)

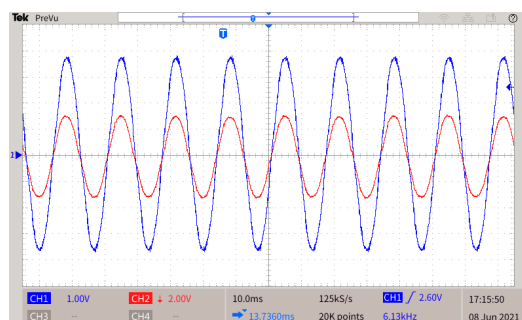


A figura 86 mostra as tensões e correntes nas três fases da rede elétrica. Observa-se que, nas três fases, a tensão e a corrente se encontram em fase, tendo, portanto, fator de potência de deslocamento unitário. Para que o fator de potência seja verdadeiramente unitário, é necessário que os harmônicos sejam reduzidos ao máximo. Nas figuras 87, 88 e 89 tem-se o conteúdo harmônico das correntes nas fases A, B e C da rede elétrica.

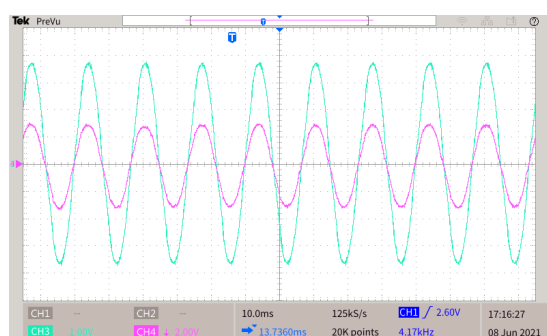
Figura 86 – Tensões e correntes na rede elétrica.



(a) Tensão (CH1) e corrente (CH2) na fase A da rede elétrica.



(b) Tensão (CH1) e corrente (CH2) na fase B da rede elétrica.



(c) Tensão (CH3) e corrente (CH4) na fase C da rede elétrica.

Figura 87 – Conteúdo harmônico da corrente na fase A da rede elétrica.

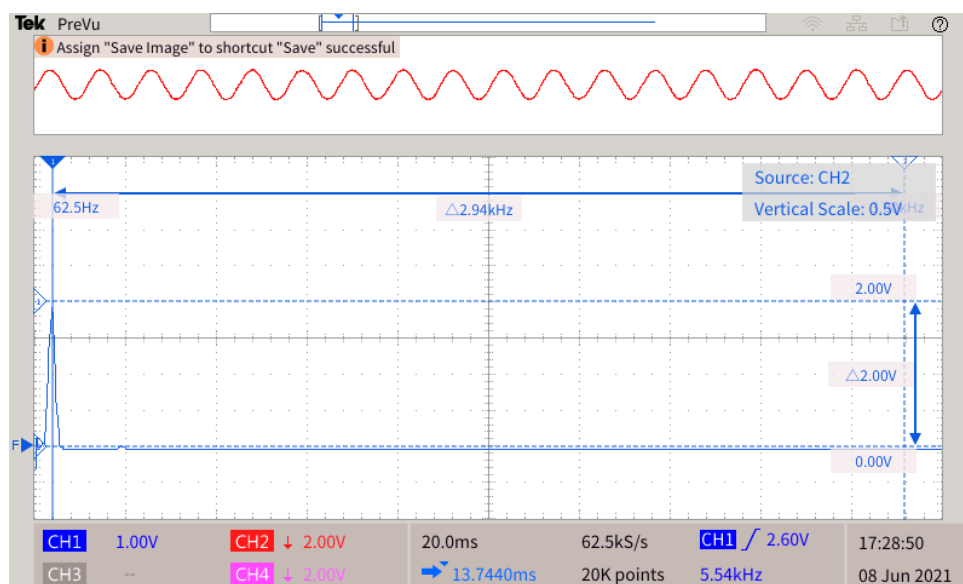


Figura 88 – Conteúdo harmônico da corrente na fase B da rede elétrica.

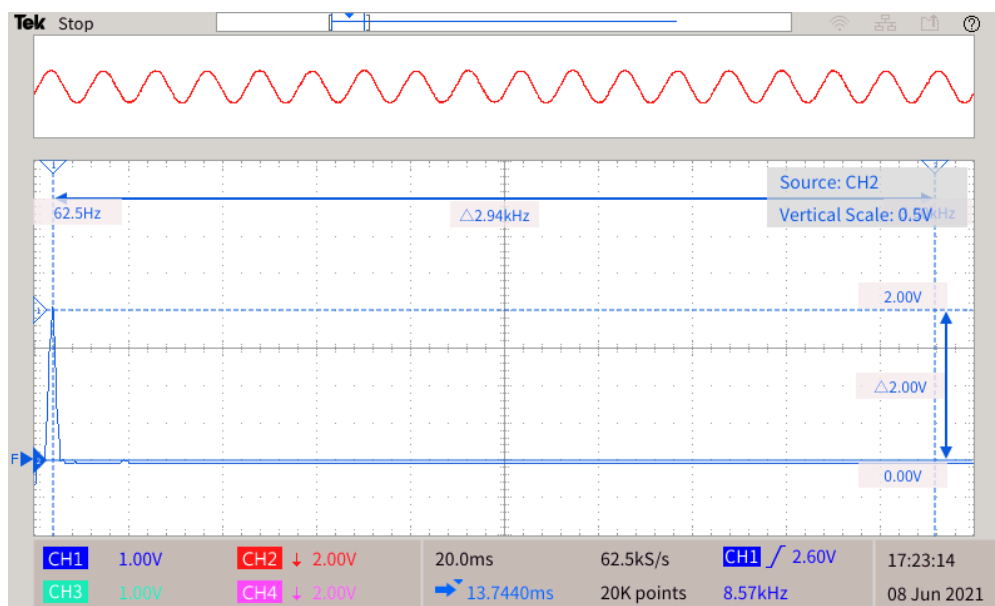
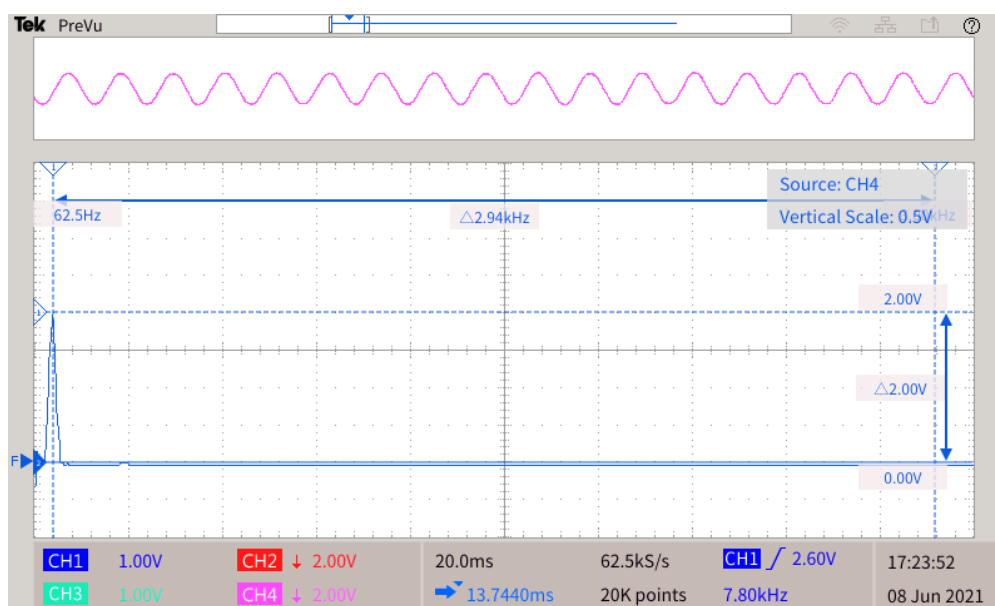


Figura 89 – Conteúdo harmônico da corrente na fase C da rede elétrica.



Observa-se que não há conteúdo harmônico significativo até o 50º harmônico (3000 Hz) em nenhuma das três fases. A tabela 21 mostra o cálculo da distorção

total da demanda (ou *total demand distortion* (TDD) em inglês) para as três correntes, considerando o valor de potência nominal do TUPF de 280 kVA.

Tabela 21 – Distorção total de demanda das correntes na rede elétrica.

Corrente	TDD (%)
I_a	0,54%
I_b	0,48%
I_c	0,45%

4.3 Síntese do Capítulo

O capítulo mostrou os resultados alcançados para execução do carregador ultrarrápido utilizando o TUPF como retificador. Primeiramente, foram mostrados os resultados de simulação no Simulink que permitiram validar a solução. Alcançou-se tempo de recarga de 45 segundos e conteúdo harmônico da corrente com TDD máxima de 0,81%. Mostrou-se também que o controle do conversor c.c./c.c. é robusto a erros de parametrização dos indutores e do banco de capacitores do *e-bus*.

Em seguida, foram mostrados resultados do conversor c.c./c.c. isolado utilizando o *Typhoon HIL*, utilizando um controlador real numa situação mais próxima da prática e mostrando independência do TUPF e a possibilidade de se alcançar bons resultados independente da fonte da tensão de entrada utilizada. Entretanto, ao utilizar o TUPF como retificador, alcançou-se boas vantagens em relação ao conteúdo harmônico das correntes na rede. A maior TDD alcançada foi de 0,54% e conteúdo harmônico limpo, somente com a fundamental nas correntes da rede. Essa solução permite, portanto, a aplicação em grande escala sem poluir a rede com conteúdo harmônico elevado. Além disso, as contribuições ao trabalho de [Justino, Parreiras e Cardoso Filho \(2016\)](#) ficaram evidentes com a recarga ultrarrápido do supercapacitor em malha fechada numa condição de *hardware-in-the-loop* e ao trabalho de [Parreiras \(2020\)](#) com a utilização do filtro média móvel para desacoplamento da perturbação da corrente drenada do barramento c.c., com a simulação em *hardware-in-the-loop* do novo conjunto de ângulos apresentado em seu trabalho e com a contribuição no esquema de controle para realização do equilíbrio das correntes nos secundários para barramentos c.c. em paralelo.

5 Conclusões e Propostas de Continuidade

Esse trabalho propôs uma nova aplicação para o conversor TUPF, mostrando de forma satisfatória o desempenho dos conversores envolvidos na aplicação em termos do baixo tempo de recarga e baixo conteúdo harmônico e a robustez dos controles utilizados no TUPF como retificador e no conversor c.c./c.c. utilizado para a execução da recarga ultrarrápida no supercapacitor.

Obteve-se uma recarga ultrarrápida de um banco de supercapacitores em 45 segundos com carregador de 280 kW, utilizando a técnica de corrente constante ao longo do recarga. A técnica de controle proposta baseada nas curvas de rigidez dinâmica se mostraram adequadas, visto que o conversor c.c./c.c. foi capaz de responder de forma satisfatória às perturbações de tensão de entrada e a erros de parametrização dos componentes passivos do circuito.

Esse trabalho foi o primeiro a utilizar o barramento c.c. do TUPF como fonte de entrada para um conversor c.c./c.c., mostrando que o TUPF é uma escolha adequada para aplicação, pois manteve bons níveis de qualidade de energia nas correntes da rede elétrica no que se refere à distorções harmônicas. O nível máximo de TDD atingido pelas correntes da rede foi de 0,54% para simulação em *hardware-in-the-loop*, abaixo dos limites definidos pela IEE-519-2014. Além disso, foi a primeira vez em que o novo conjunto de ângulos proposto no trabalho de [Parreiras \(2020\)](#) foi simulado em *hardware-in-the-loop*. Os resultados foram satisfatórios, já que os níveis de TDD atingidos foram menores do que os níveis encontrados para o outro conjunto de ângulos propostos em [Parreiras \(2015\)](#) quando simulados no Simulink.

Além disso, o trabalho trouxe contribuições ao trabalho de [Justino, Parreiras e Cardoso Filho \(2016\)](#) com a simulação em *hardware-in-the-loop* da recarga de supercapacitores e ao trabalho de [Parreiras \(2020\)](#), incluindo o filtro média móvel no desacoplamento da corrente de carga no controlador de tensão do TUPF e

na aplicação de novos ângulos de disparo para a modulação SHE-PWM numa simulação em malha fechada em *hardware-in-the-loop*.

5.1 Propostas de Continuidade

O trabalho realizado traz oportunidades de continuação que podem agregar tanto na validação do trabalho quanto no contexto de carregadores ultrarrápidos de modo geral. São elas:

- Aplicação em protótipo da solução do carregador ultrarrápido;
- Utilização do TUPF como barramento de tensão contínua para múltiplas estações de recarga ultrarrápida;
- Utilização do TUPF no contexto de *Vehicle to Grid* (V2G);
- Estudos de outras topologias de conversores c.c./c.c. de alta potência que possam ser utilizados para realização da recarga ultrarrápida;
- Realização de estudos quanto às perdas no conversor c.c./c.c. utilizado;
- Estudo sobre a utilização de um sistema híbrido envolvendo o banco de supercapacitores e baterias e a utilização do carregador ultrarrápido dentro deste contexto.

Referências

ABB. *TOSA flash-charging e-bus, Geneva, Switzerland: Enabling emission-free public transport in Geneva*. 2018. Disponível em: <<https://new.abb.com/substations/references-selector/tosa-flash-charging-e-bus-geneva-switzerland>>. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 44.

Akagi, H. Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (mmcc). *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 11, p. 3119–3130, 2011. Citado na página 40.

Almeida, C.; Cardoso Filho, B. Shifting resonances in wind farms to higher frequencies due to tupf converters. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, v. 29, p. 805–815, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 33.

ANEEL. *Prodist - Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica*. 2018. Disponível em: <http://www.aneel.gov.br/documents/656827/14866914/M%C3%B3dulo_8-Revis%C3%A3o_10/2f7cb862-e9d7-3295-729a-b619ac6baab9>. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 36.

AVX. *SCC LE Series*. 2020. Nov 19 2019. Disponível em: <<https://datasheets.avx.com/AVX-SCC-LE.pdf>>. Citado 2 vezes nas páginas 70 e 103.

Battery University. *BU-1004: Charging an Electric Vehicle*. 2019. Disponível em: <https://batteryuniversity.com/learn/article/bu_1004_charging_an_electric_vehicle>. Citado na página 39.

Battery University. *BU-204: How do Lithium Batteries Work?* 2019. Disponível em: <<https://batteryuniversity.com/article/bu-204-how-do-lithium-batteries-work>>. Citado 3 vezes nas páginas 55, 56 e 57.

Battery University. *BU-209: How does a Supercapacitor Work?* 2019. Disponível em: <<https://batteryuniversity.com/article/bu-209-how-does-a-supercapacitor-work>>. Citado na página 60.

Battery University. *BU-212: Future Batteries*. 2020. Disponível em: <<https://batteryuniversity.com/article/bu-212-future-batteries>>. Citado na página 58.

Benjamin, T. *Como o Programa Rota 2030 vai funcionar na prática e influenciar os carros vendidos no Brasil?* 2018. Disponível em: <<https://>>

[//autoesporte.globo.com/carros/noticia/2018/07/como-o-programa-rota-2030-vai-funcionar-na-pratica-e-influenciar-os-carros-vendidos-no-brasil.ghtml](http://autoesporte.globo.com/carros/noticia/2018/07/como-o-programa-rota-2030-vai-funcionar-na-pratica-e-influenciar-os-carros-vendidos-no-brasil.ghtml).

Citado na página 23.

Burke, A.; Miller, M. R. The power capability of ultracapacitors and lithium batteries for electric and hybrid vehicle applications. *Journal of Power Sources*, 2010. Citado na página 60.

Chen, J. et al. Dc-dc converters for transportation electrification: Topologies, control, and future challenges. *IEEE Electrification Magazine*, v. 9, n. 2, p. 10–22, 2021. Citado na página 61.

Christopher - Maxwell Technologies. *Supercapacitor*. 2019. Disponível em: <http://www.maxwell.com>, CCBY-SA4.0, <https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=15932368>. Citado na página 59.

Cortés, P. R. Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas de cuatro hilos. *Tese de Doutorado - Universitat Politècnica de Catalunya*, 2005. Mar 19 2021. Citado 2 vezes nas páginas 48 e 78.

Decker, H. The umta flywheel trolley coach program: an overviews. In: *Flywheel Tech. Symposium*. [S.l.: s.n.], 1980. p. 12–19. Citado na página 43.

Dias-González, F.; Sumper, A.; Gomis-Bellmunt, O. *Energy Storage in Power Systems*. [S.l.]: Wiley, 2016. Citado na página 83.

Electropaedia. *Electric Vehicle Charging Infrastructure*. 2010. Disponível em: <https://www.mpoweruk.com/infrastructure.htm>. Citado na página 38.

Erb, D. C.; Onar, O. C.; Khaligh, A. Bi-directional charging topologies for plug-in hybrid electric vehicles. In: *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 2066–2072. ISSN 1048-2334. Citado na página 39.

G1. *Uniao Europeia quer acabar com venda de carros até 2030 para alcançar meta do Acordo de Paris*. 2018. Dec 03 2019. Disponível em: <https://tinyurl.com/V2G03>. Citado na página 23.

Green Car Congress. *Ioxus to provide ultracapacitors for Long Island Railroad wayside energy storage system*. 2014. Disponível em: <https://www.greencarcongress.com/2014/04/20140419-ioxus.html>. Citado na página 60.

- Harmonics, P. S. Power system harmonics: An overview. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-102, n. 8, p. 2455–2460, Aug 1983. ISSN 0018-9510. Citado na página 33.
- IEC. *Norma IEC 61000-3-6 - Assessment of emission limits for the connection of distorting installations to MV, HV and EHV power systems*. 2008. Citado na página 24.
- IEEE. *IEEE 519-2014*. 2014. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 32.
- Infante, W. F. et al. Performance evaluation of series hybrid and pure electric vehicles using lead-acid batteries and supercapacitors. In: *TENCON 2012 IEEE Region 10 Conference*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–5. ISSN 2159-3442. Citado na página 62.
- International Electrotechnical Commission - IEC. *Electrical power/energy transfer systems for electrically propelled road vehicles and industrial trucks*. 2020. Disponível em: <https://www.iec.ch/dyn/www/f?p=103:23:0:::FSP_ORG_ID:1255>. Citado na página 42.
- Justino, J. C. G. et al. Aspects of the operation of regular ultra fast charging e-bus in high grade brt routes. In: *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 3101–3107. ISSN 1553-572X. Citado 7 vezes nas páginas 15, 28, 62, 63, 64, 65 e 70.
- Justino, J. C. G.; Parreiras, T. M.; Cardoso Filho, B. J. Hundreds kw charging stations for e-buses operating under regular ultra-fast charging. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 52, n. 2, p. 1766–1774, March 2016. ISSN 1939-9367. Citado 6 vezes nas páginas 25, 44, 45, 69, 130 e 131.
- Lemon, D. et al. Electric-bus fast charging at the santa barbara mtd. In: *Fourteenth Annual Battery Conference on Applications and Advances. Proceedings of the Conference (Cat. No.99TH8371)*. [S.l.: s.n.], 1999. p. 197–198. ISSN 1089-8182. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 43.
- Linden, D.; Reddy, T. B. *Handbook of Batteries*. 3rd. ed. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2002. Citado na página 88.
- Liu, C. et al. Graphene-based supercapacitor with an ultrahigh energy density. *Nano Letters*, v. 10, n. 12, p. 4863–4868, 2010. PMID: 21058713. Citado na página 60.
- Lorenz, R. D.; Lipo, T. A.; Novotny, D. W. Motion control with induction motors. *Proceedings of the IEEE*, v. 82, n. 8, p. 1215–1240, 1994. Citado 2 vezes nas páginas 71 e 76.

Luiz, A. A.; Filho, B. J. C. Minimum reactive power filter design for high power converters. In: *2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1345–1352. Citado na página 67.

MIT Technology Review. *Next Stop: Ultracapacitor Buses*. 2009. Disponível em: <<https://www.technologyreview.com/s/415773/next-stop-ultracapacitor-buses/>>. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 44.

Mohan, N.; Undeland, T. M.; Robbins, W. P. *Power Electronics - Converters, applications and design*. 2nd. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, 1995. Citado na página 70.

NEMA. *NEMA PE-5-1997 (r2003)*. 2003. Citado na página 24.

Park, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i. *Transactions of the AIEE*, 1929. Citado na página 72.

Parreiras, T. M. Retificador Trifásico de Fator de Potência Verdadeiramente Unitário sem a Utilização de Filtros Senoidais. *Dissertação de Mestrado - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais*, 2015. Citado 9 vezes nas páginas 29, 47, 48, 49, 51, 53, 68, 76 e 131.

Parreiras, T. M. Sistema de Condicionamento de Potência com Correntes Senoidais na Rede de Alimentação. *Tese de Doutorado - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais*, 2020. Citado 14 vezes nas páginas 47, 48, 53, 54, 68, 73, 74, 75, 77, 79, 81, 114, 130 e 131.

Patel, H. S.; Hoft, R. G. Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part i—harmonic elimination. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-9, n. 3, p. 310–317, May 1973. ISSN 1939-9367. Citado 2 vezes nas páginas 49 e 51.

Patel, H. S.; Hoft, R. G. Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part ii — voltage control techniques. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-10, n. 5, p. 666–673, Sep. 1974. ISSN 1939-9367. Citado na página 49.

Patel, P. *A Battery-Ultracapacitor Hybrid*. 2010. Disponível em: <<https://www.technologyreview.com/s/417053/a-battery-ultracapacitor-hybrid/>>. Citado na página 60.

Peng, X.; Shuhai, Q.; Changjun, X. A new supercapacitor and li-ion battery hybrid system for electric vehicle in ADVISOR. *Journal of Physics: Conference Series*, IOP Publishing, v. 806, p. 012015, feb 2017. Disponível em:

- <https://doi.org/10.1088%2F1742-6596%2F806%2F1%2F012015>>. Citado na página 61.
- Pyakuryal, S.; Matin, M. Harmonic analysis for a 6-pulse rectifier. *IOSR Journal of Engineering*, v. 03, p. 57–60, 2013. Citado na página 30.
- Revista Exame. *Desenvolvedores da bateria de íons de lítio vencem Nobel de Química*. 2019. Disponível em: <https://exame.abril.com.br/ciencia/desenvolvedores-da-bateria-de-ions-de-litio-vencem-nobel-de-quimica/>>. Citado na página 55.
- Robins, B. et al. *Energy Storage in Electric Power Grids*. [S.l.]: Wiley, 2015. Citado na página 60.
- Saniter, C.; Schulz, D.; Hanitsch, R. Harmonics and interharmonics generated by wind energy converters-measurements and a novel modelling approach in the frequency domain. In: . [S.l.: s.n.], 2003. Citado na página 32.
- Seborg, D. A. *Process dynamics and control*. 3rd. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, 1990. Citado na página 72.
- Sertkaya, M. G. et al. Comparison of power and energy density after full shunting-balancing in serial connected lithium-ion batteries and serial-connected supercapacitors. In: *3rd IRSEC*. [S.l.: s.n.], 2015. Citado na página 24.
- Soltani, M. et al. Hybrid battery/lithium-ion capacitor energy storage system for a pure electric bus for an urban transportation application. *Applied Sciences*, v. 8, Jul 2018. Citado na página 62.
- Steiner, M.; Klohr, M.; Pagiela, S. Energy storage system with ultracaps on board of railway vehicles. In: *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–10. ISSN null. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 43.
- Sun, Y. et al. Harmonic resonance risk of massive ultra fast charging station grid integration. In: *18th ICHQP*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 33.
- Tsirinomeny, M.; Rufer, A. Configurable modular multilevel converter (cmmc) for flexible ev. In: *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–10. Citado na página 40.
- Wagner, V. E. et al. Effects of harmonics on equipment. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 8, n. 2, p. 672–680, April 1993. ISSN 1937-4208. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 34.

Yilmaz, M.; Krein, P. T. Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 5, p. 2151–2169, May 2013. ISSN 1941-0107. Citado na página [39](#).

Apêndices

APÊNDICE A

A.1 Esquema da Simulação

